

**BERICHT DER FRÜHJAHRSTAGUNG DER  
STUDIENGRUPPE FÜR ELEKTRONISCHE INSTRUMENTIERUNG  
4. BIS 6. MÄRZ 2002, GSI DARMSTADT**



**BERICHT DER FRÜHJAHRSTAGUNG DER  
STUDIENGRUPPE FÜR ELEKTRONISCHE INSTRUMENTIERUNG  
4. BIS 6. MÄRZ 2002, GSI DARMSTADT**



**Herausgeber: Dr.-Ing. F. Wulf  
HMI-B 586 Berlin, Mai 2002**

**ISSN 1438-496**

## S

## Teilnehmerliste

Arends, Dr. Isolde	Privat
Badura, Dr. Eugen	GSI Darmstadt
Beck, Dr. Dietrich	GSI Darmstadt
Becker, Dipl.-Ing. Heinz	HMI Berlin
Borutta, Dr.-Ing. Hans	TÜV Thüringen
Brand, Dr. Holger	GSI Darmstadt
Brandt, Bernd-August	Privat
Drochner, Dr. Matthias	FZ Jülich
Ehret, Dr. Günter	FZ Karlsruhe
Essel, Dr. Hans	GSI Darmstadt
Gabriel, Dr. Frank	FZ Rossendorf
Gemmeke, Prof. Dr. Hartmut	FZ Karlsruhe
Gencol, Dipl.-Ing. Sevki	Universität Wuppertal
Glasachers, Prof. Dr. Albrecht	Universität Wuppertal
Hoffmann, Jan	GSI Darmstadt
Hürttlen, Dipl.-Ing. Werner	FZ Jülich
Kirsch, Dr. Matthias	SIS GmbH
Kleines, Dipl.-Inf. Harald	FZ Jülich
Koch, Dr. K.	GSI Darmstadt
Koczon, P.	GSI Darmstadt
Köhler, Erwin	Universität Frankfurt
Kolb, Dr. Burkhard	GSI Darmstadt
Kurz, Dr. Nikolaus	GSI Darmstadt
Müller, Dr. K.-D.	Privat
Notz, Dr. Dieter	DESY Hamburg
Nowack, Dr.-Ing. Gerd	Ruhr-Universität Bochum
Ott, Dr. Wolfgang	GSI Darmstadt
Paul, Dr. Hans-Joachim	Universität Hannover
Ransch, Albert	Universität Heidelberg
Rausch, Dipl.-Ing. Rainer	FZ Jülich
Richter, Dipl.-Ing. Günter	HMI Berlin
Rossa, Dipl.-Ing. Lutz	HMI Berlin
Rozic, Dipl.-Ing. Darko	Universität Wuppertal
Rüschmann, Gustav	Universität Frankfurt
Schaffner, Dipl.-Ing. Hennig	GSI Darmstadt
Schulze, Dipl.-Ing. R.	GSI Darmstadt
Schwarz, Dr. Carsten	GSI Darmstadt
Seehawer, Dipl.-Ing. Carsten	HMI Berlin
Stolper, Dipl.-Ing. Matthias	DESY Hamburg
Streun, M.	FZ Jülich
Veskovski, Saso	National Instruments
von Walter, Dipl.-Ing. Peter	Universität Heidelberg
Wulf, Dr. Friedrich	HMI Berlin
Wüstner, Dr. Peter	FZ Jülich
Ziemons, Dr. Karl	FZ Jülich
Zillikens, Hans-Peter	FZ Jülich

**SEI Frühjahrstagung bei der GSI in Darmstadt, 4. - 6. März 2002**



SEI-Frühjahrstagung 4.-6. März 2002

II

GSI Darmstadt

Foto: A. Zschau, GSI Darmstadt



## Vorträge

Seite

<b>Ein Kontrollsystem (nicht nur) für SHIPTRAP</b> Dr. D. Beck	1
<b>Steuerung- und Ausseelektronik für HADES-MDC-Detektoren</b> J. Hoffmann	9
<b>Software für DSPs in VME</b> Dr. W. Ott	15
<b>Test von hochauflösenden GSI-TAC-Chips</b> Dr. K. Koch, Dipl.-Ing. R. Schulze	28
<b>Aktive Hochfrequenz-Feldsonde</b> Prof. Dr. A. Glasmachers	40
<b>Prinzipien der Signalaufbereitung im UMTS-Mobilfunk</b> Dipl.-Ing. D. Rozic	47
<b>Testsignalgenerator zur Untersuchung der biologischen Wirkung von UMTS-Signalen</b> Dipl.-Ing. S. Gencol	55
<b>Resonanzmessplatz mit hoher, einstellbarer Empfindlichkeit</b> Dr.-Ing. G. Nowack	59
<b>Schnelle VME Transientenrekorder und SIS 3100 VME Squencer Anwendungen</b> Dr. M. Kirsch	66



## Vorträge

Seite

<b>Neue Entwicklungen von National Instruments</b> S. Veskovski Beitrag wurde nicht eingereicht	....
<b>Konzepte für die Experimente bei TESLA</b> Dr. D. Notz	69
<b>Grundlagen der Ultraschallreinigungstechnik: Wirkungsweise, Schwinger und Generator-technik, Anwendungsbeispiele</b> Dipl.-Ing. C. Seehawer	70
<b>Graphisches Programmieren mit VEE</b> Dipl.-Ing. M. Stolper	88
<b>Instrumentierung des Neutronen-Kleinwinkelstreuexperimentes KWS1 nach dem Jülich-Münchener Standard</b> Dipl.-Inf. H. Kleines	96
<b>Detektorentwicklung für PET</b> Dr. K. Ziemons	104
<b>Mikro-Vibrationsschalter</b> Prof. Dr. H. Gemmeke	108
<b>Übersicht über Bluetooth für den Einsatz in der Automatisierungstechnik</b> Dr.-Ing. F. Wulf	115



Beginn der Tagung im Vorlesungsraum



Dr. D. Beck



J. Hoffmann



Dr. W. Ott





Dr. K. Koch



Prof. Dr. A. Glasmachers



D. Rozić



Dipl.-Ing. S. Gencol



Dr.-Ing. G. Nowack



Dr. M. Kirsch



S. Veskovski



Dr. D. Notz



C. Seehawer



M. Stolper



H. Kleines



Dr. K. Ziemons



Prof. Dr. H. Gemmeke



Dr.-Ing. F. Wulf

# A Control System (not only) for SHIPTRAP

Dietrich Beck\*, Holger Brand and Klaus Poppensieker  
GSI, DVEE, Planckstr. 1, D-64291 Darmstadt, Germany

SHIPTRAP is a facility tailored to slow down, cool and purify short lived trans-uranium isotopes delivered by SHIP. Experiments will be done either with SHIPTRAP itself or with other set-ups that are placed behind SHIPTRAP and which require cooled, purified and low-energy ions. The design and implementation of the control system<sup>1</sup> for such a facility is challenging. About 1000 process variables have to be controlled. The experimental procedure requires periodic execution of a sequence of actions with a precision of about 100 ns. The different operational modes that will be used require the control system to be highly flexible. It must be possible to change between different operational modes during run-time of the system. It is clear, that such a system can not be implemented on a single PC, but a distributed system of many PCs is required. The environment used for development must be easy to use. Maintainability and further development of a control system should not require a long time of learning.

The control system will consist of two parts. First, there is a general framework that is described in the presentation. That framework can be used by other experiments as well. Second, there are SHIPTRAP specific add-ons. For the implementation, an object oriented approach, that is made possible by a toolkit from Vogel Automatisierungstechnik<sup>2</sup>, has been used within LabVIEW by National Instruments<sup>3</sup>. The system is developed on normal Windows PCs. This is possible, since time critical sequences are implemented in hardware.

At present, the general framework is still in the development stage. Nevertheless, the major part of the functionality of the core system has already been implemented. The framework in its present state has been applied and tested in a first test application that will be used to control a couple of stepper motors. The software of the framework is GPL licensed and available for download<sup>4</sup>.

It is planned, that a first version of the control system for SHIPTRAP is implemented during the summer 2002. It is intended, that the framework will not only be used by SHIPTRAP but for other experiments as well. HITRAP<sup>5</sup>, ISOLTRAP<sup>6</sup>, WITCH<sup>7</sup>, LEBIT<sup>8</sup> and PHELIX<sup>9</sup> are observing the activities with interest. It is hoped, that the framework will be maintained and further developed in a collaborative effort.

---

\*corresponding author: d.beck@gsi.de, +49 6159 71 2520

<sup>1</sup><http://www-wnt.gsi.de/shiptrap>

<sup>2</sup><http://www.objectview.de>

<sup>3</sup><http://www.ni.com>

<sup>4</sup><http://labview.gsi.de/CS/cs.htm>

<sup>5</sup><http://www-aix.gsi.de/eurotrap/hitrap.htm>

<sup>6</sup><http://isoltrap.web.cern.ch/isoltrap>

<sup>7</sup><http://www.fys.kuleuven.ac.be/iks/ko/research/witch/default.htm>

<sup>8</sup><http://www.nscl.msu.edu/technology/experimentaldevices/lebit.html>

<sup>9</sup><http://www-aix.gsi.de/phelix>



# Ein Kontrollsystem\* (nicht nur) für SHIPTRAP\*\*

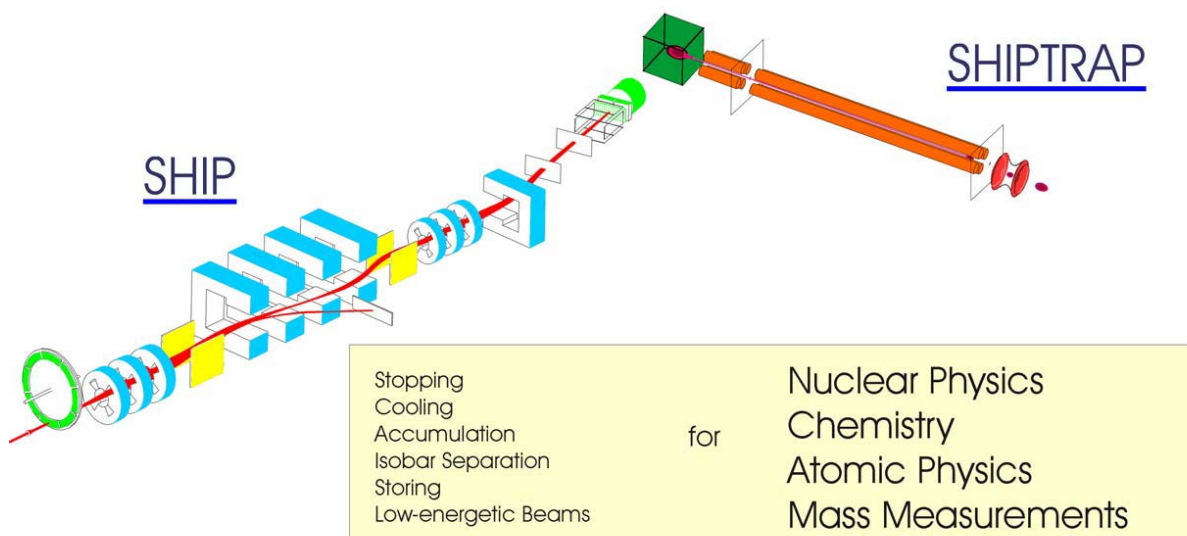
Dietrich Beck, DVEE/GSI, 4. März 2002

- Motivation
- Anforderungen
- Hardware
- {Das ISOLTRAP Kontrollsystem}
- Architektur
- Status

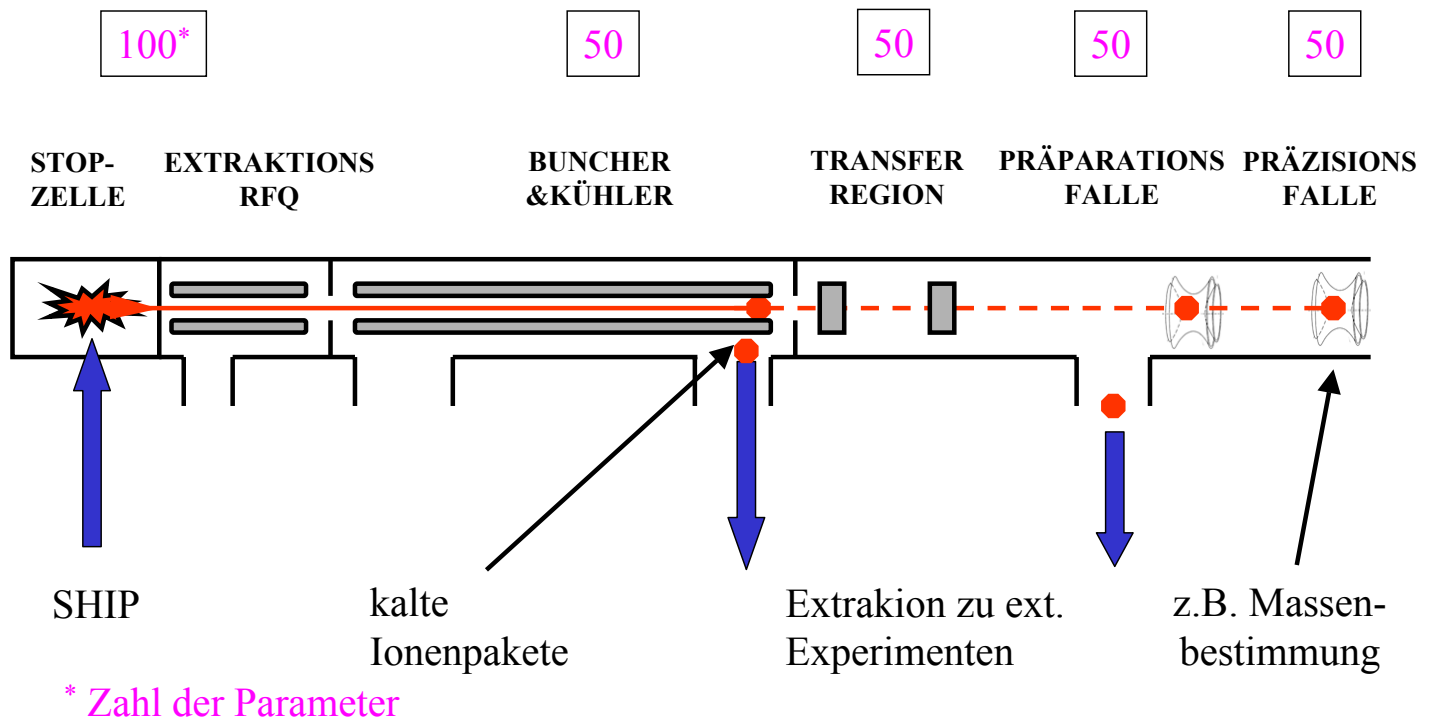
\* <http://www-wnt.gsi.de/shiptrap/>

\*\* <http://www-aix.gsi.de/~shiptrap/>

## SHIPTRAP – an ISOL-Facility for Transuranium Nuclides



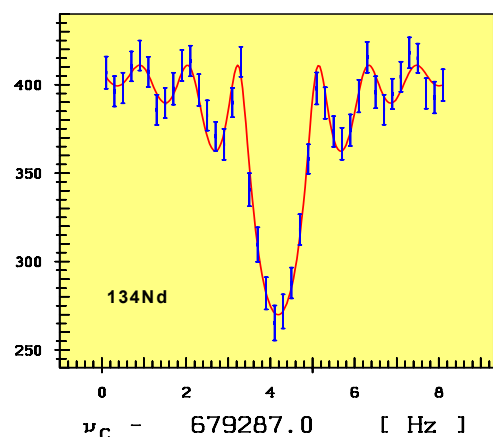
# SHIPTRAP – Experimenteller Aufbau



## Typischer Ablauf einer Massenmessung

### Zyklus:

- Abstoppen der Ionen in der Stopzelle (statisch)
- Extraktion aus der Stopzelle
- Transfer
- Einfang und Kühlen der Ionen im Buncher
- Extraktion aus dem Buncher (dynamisch)
- Transfer
- Einfang in der Präparationsfalle
- „Massenselektives Puffergaskühlen“
- Extraktion aus der Kühlerfalle
- ms-1s Transfer
- Einfang in der Präzisionsfalle
- Entfernen unerwünschter Ionen
- Anregung der Ionenbewegung  $\omega_{RF} \approx \omega_c = (q/m) \cdot B$
- Nachweis der Anregung mit einer Flugzeitmethode



**Scan:** Wiederholung des Zyklus für verschiedene Anregungsfrequenzen 10s-1min

# Anforderungen an das Kontrollsystem

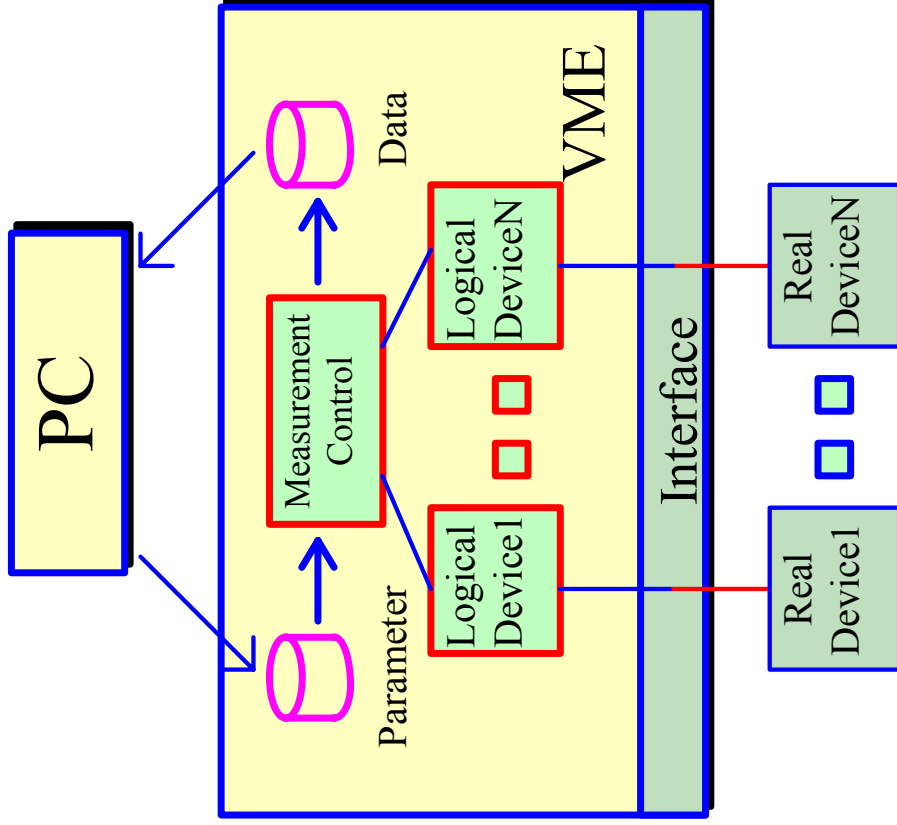
- Aktive Kontrolle des Geschehens mit einer Zeitauflösung von 100ns
- 300 -1000 Prozessvariablen
- Hohe Flexibilität
  - SHIPTRAP hat viele verschiedene Betriebszustände
  - Neue (nicht vorhersehbare) Experimentiermethoden
- Betrieb und Wartung des Systems durch Doktoranden
  1. Leicht zugängliche Entwicklungsumgebung
  2. Einfaches Erstellen und Verändern von GUIs
  3. Hardware und Treiber kommerziell Verfügbar
- “Einfache” Datenakquisition
- Wiederverwertbarkeit für andere Experimente

## Hardware

Vacuum pump controller	TC600, TCM1601	RS485	Pfeiffer
Active Gauge Controller	AGC	RS232	Edwards
Gas inlet controller	RVC200	RS232	Pfeiffer
Pulse Pattern Generator	PPG100	ISA	Becker & Hickl
Arbitrary Function Generator	DS345	GPIB	Stanford Research
High voltage power supplies		CAN	iseg
Multi I/O card	6024E	PCI	National Instruments
CAN-Bus interface		PCI	National Instruments
RS485 interface		PCI	National Instruments
GPIB interface		PCI, Ethernet	National Instruments
Transient Recorder		PCI	National Instruments
Multi Channel Scaler	SR430	GPIB	Stanford Research

# Das ISOLTRAP\* Kontrollsystem (1990)

Ein Kontrollsystem für 7(2) Experimente – Ein allgemeines Kontrollsystem mit experimentenspezifischen Erweiterungen



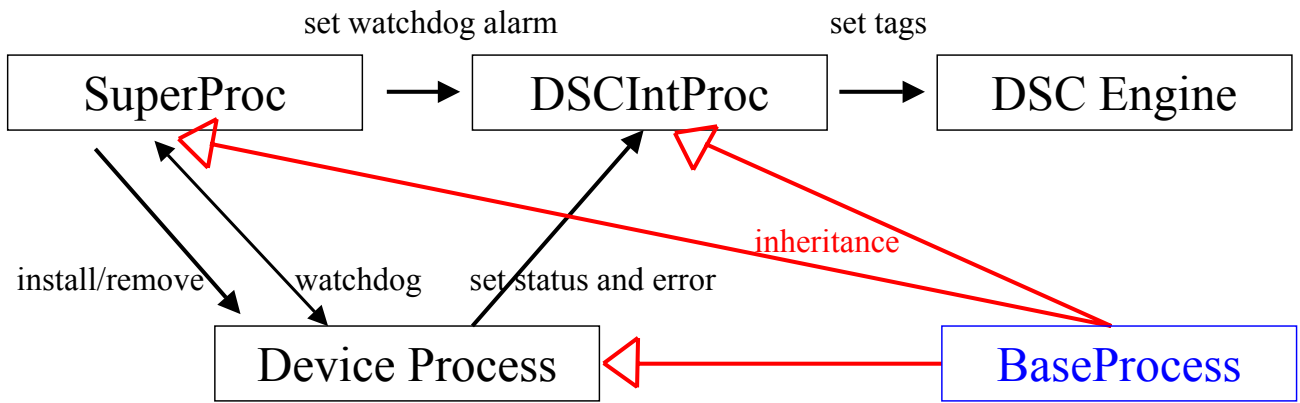
“Trennung der Funktionen”

- Jede Funktion hat einen eigenen Prozess
- Eventgetriebene Kommunikation zwischen Prozessen
- Ein Device kann zusammen mit seinem Prozess “on the fly” ausgetauscht werden
- Umkonfigurieren des Experiments zur Laufzeit
- Interface-Module veraltet und Treiber nicht kommerziell verfügbar
- OS/9, C, Assembler, WinNT, C++, ...
- Keine Alarm- und Protokollfunktion

# Kochrezept für das SHIPTRAP Kontrollsystem

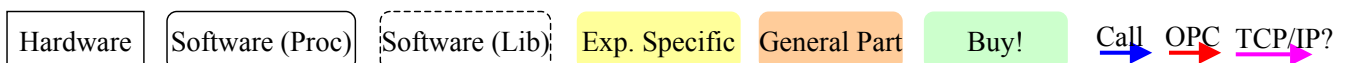
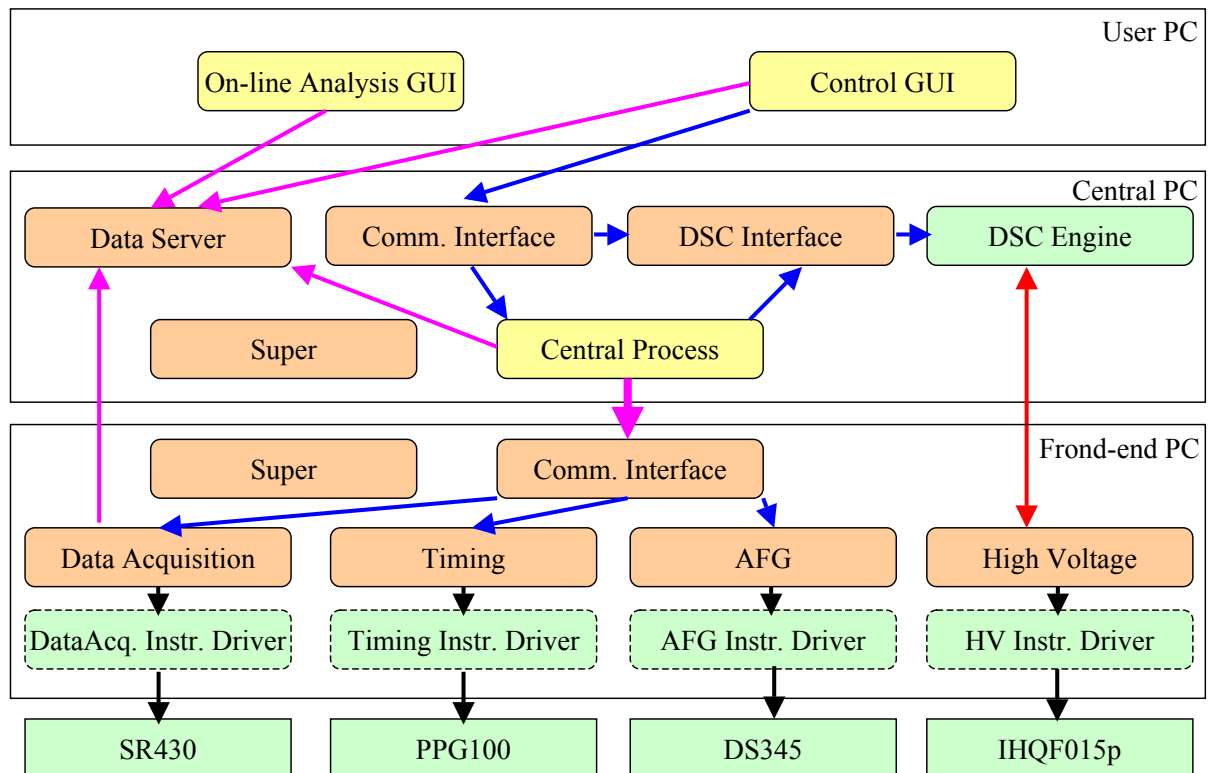
1. Man nehme die Grundidee und die (modifizierte) Architektur des ISOLTRAP Kontrollsystems
2. Implementiere mit LabVIEW
3. Nehme das DSC Modul (früher BridgeVIEW) für Protokoll- und Alarmfunktionalität
4. Verwende ein objektorientiertes Design unter Benutzung eines G++ Moduls von Vogel Automatisierungstechnik
  - Klassen
  - Vererbung
  - G++ ≠ C++, Methoden der Kindklasse rufen Methoden der Elternklasse auf  
⇒ Zahl der Vererbungsebenen sollte klein gehalten werden.

## Funktionalität der BaseProcess Klasse



1. Drei unabhängige Schleifen für die Handhabung von Events, periodisch auszuführenden Aktionen und einer Zustandsmaschine (drei threads)
2. Elternklasse ALLER anderen Klassen
3. Tochterklassen fügen eigene Events, Attribute und Methoden hinzu
4. Watchdog Funktionalität
5. Kommunikation zwischen Prozessen über "calls".
  - a) einfach (ohne Rückantwort)
  - b) synchron (Warten auf Rückantwort)
  - c) asynchron (Rückantwort wird später gesendet)
6. Protokoll- und Alarmfunktion über den DSC Interface Prozess

## Software-Baukasten



# Status und Ausblick

## SHIPTRAP spezifischer Teil des Kontrollsystems

- Primäre Anforderungen und Lösungsvorschlag
- Lasten- und Pflichtenheft in Arbeit
- Prototypen und Testapplikationen sind im Einsatz
- Das Experiment steht (und hat schon eine erste Strahlzeit hinter sich)

## Allgemeiner Teil des Kontrollsystems

- Gerätetreiber (-prototypen) sind vorhanden
- Architektur des Systems ist "fertig"
- BaseProcess, SuperProc and DSCIntProc sind „fertig“
- Erstes Testsystem: Schrittmotorsteuerung für 16 Achsen

Dieses Kontrollsystem ist auch Kandidat für Kontrollsysteme bei anderen Experimenten: HITRAP (GSI), ISOLTRAP (GSI/CERN), LEBIT (MSU), WITCH (Leuven), ... !!!!!!!

Einsatz bei SHIPTRAP im Sommer 2002

# Mitarbeiter

- Faouzi Attallah (AP)
- Dietrich Beck (DVEE)
- Holger Brand (DVEE)
- Klaus Poppensieker (DVEE)
- Wolfgang Quint (AP)
- Johannes Schönfelder, August 2000-June 2001 (AP)
- Christian Toader, August 1999-August 2000 (AP)

# Steuerung und Auslese System für HADES ( High Acceptance Di-Electron Spectrometer) MDC Detektor.

Der Nachweis von electron-positron Paare ist die Hauptfunktion vom HADES Spektrometer.

Um die Elektrons und positrons mit hohe Genauigkeit zu erkennen , verschiedene Typen von Detektoren um bestimmte Aufgaben zu erfüllen, werden benutzt.

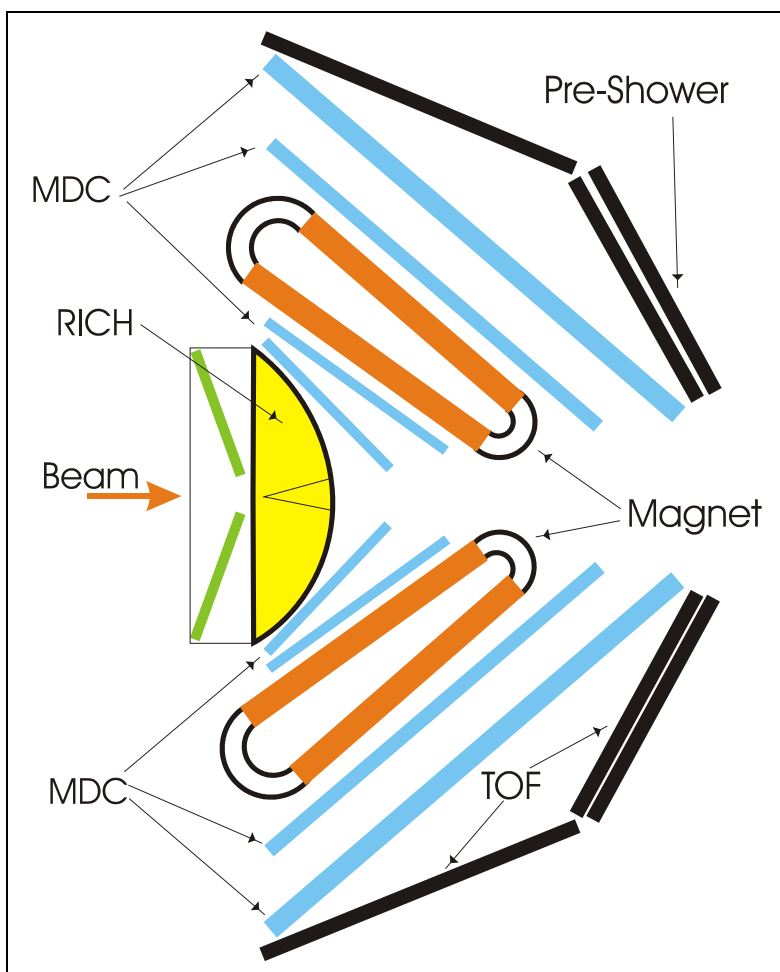
Zusätzlich zu dem Detektoren sehr fortgeschrittene Elektronik und Software um die Informationen vom verschiedenen Subsystemen zusammenzufügen und verstehen wird angewendet.

Eine von dem Detektor Systemen ist Vieldrahtkammer “Multiwire Drift Chambers” MDC.  
Sie besteht aus vier Ebenen von Modulen jeder mit sechs Lagen von dichtgepackten Drähten.

Die Lage und die Richtung von Elektronen kann mit sehr große Genauigkeit bestimmt werden. Auch mit Hilfe von HADES Magneten die MDC liefert genaue Impuls Messungen.

Die komplette Steuerung und Auslese – Elektronik für 32000 MDC Kanäle wurde entwickelt, produziert, montiert, und erfolgreich im Experimenten getestet.

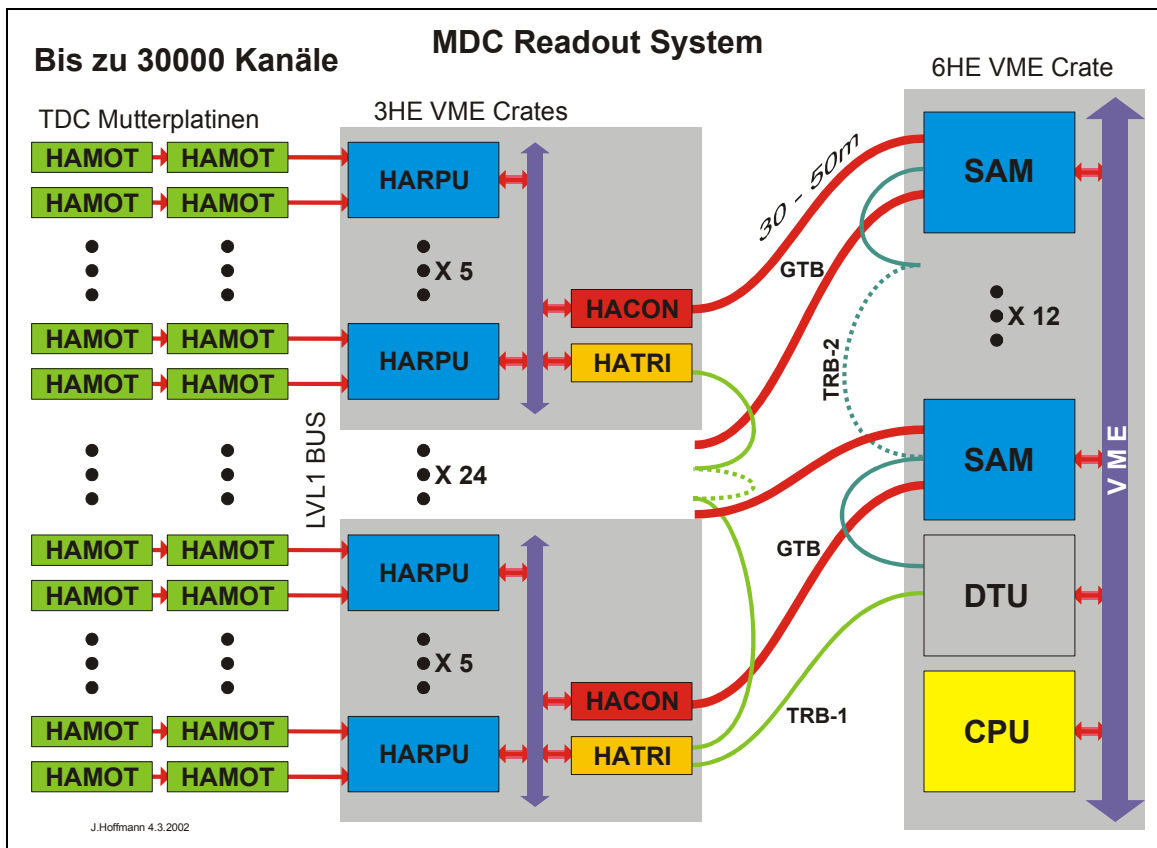
Die primäre Datenrate kann bis 1.8 Gbytes/s erreichen. Die Daten werden in zwei Stufen reduziert. Als erste Stufe werden die Nullen im TDC Chips unterdrückt. Weiterhin im Readout Controllern HAROC wird mit Hilfe vom 2-nd Level Trigger weitere 50:1 bis 100:1 Datenreduktion erfolgen.



## HADES Detektor:

- MDC, Multiwire Drift Chambers.
- TOF, Time of Flight Walls
- Magnet, Superconducting Toroidal Magnet
- RICH, Ring-Imaging Cherenkov Detector





**Die Steuerung und Auslese System für MDC besteht aus folgenden Komponenten:**

- Amplifier, Shaper und Discriminator (HADUP, HADLO) Karten basierend auf ASD-8 Chip. Sie vorbereiten die Signale vom Drahtkammern für die TDCs.
- Die (HAMOT, HALON) TDC Mutterplatten mit entsprechend 8 oder 12 TDC Chips.
- Transceiver Piggy-Backs für bis zu 10m LVL1 Bus zwischen Mutterplatten und Readoutkontrollern.
- Readoutkontroller (HARPU) basierend auf TMS6211 DSP.
- Triggermodule (HATRI) für die first und second – level trigger distribution.
- Concentrator Module um die reduzierte Daten aus dem HARPUs über 30-50m Entfernung zu versenden.
- SAM Module im VME für second level trigger Verwaltung, Subevent aufbereitung und Datenpufferung.
- DTU, Detector-Trigger-Unit entwickelt in Justus-Liebig-Universität Gießen.
- CPU, kommerzielles VME Prozessor Modul (CES RIO2/3).

## System Anforderungen:

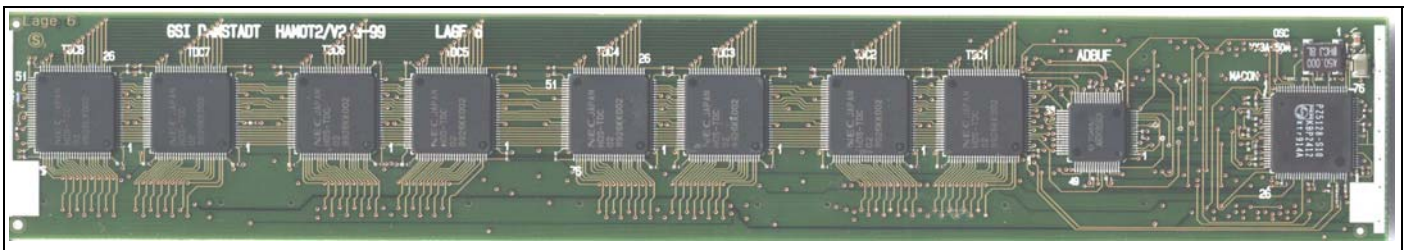
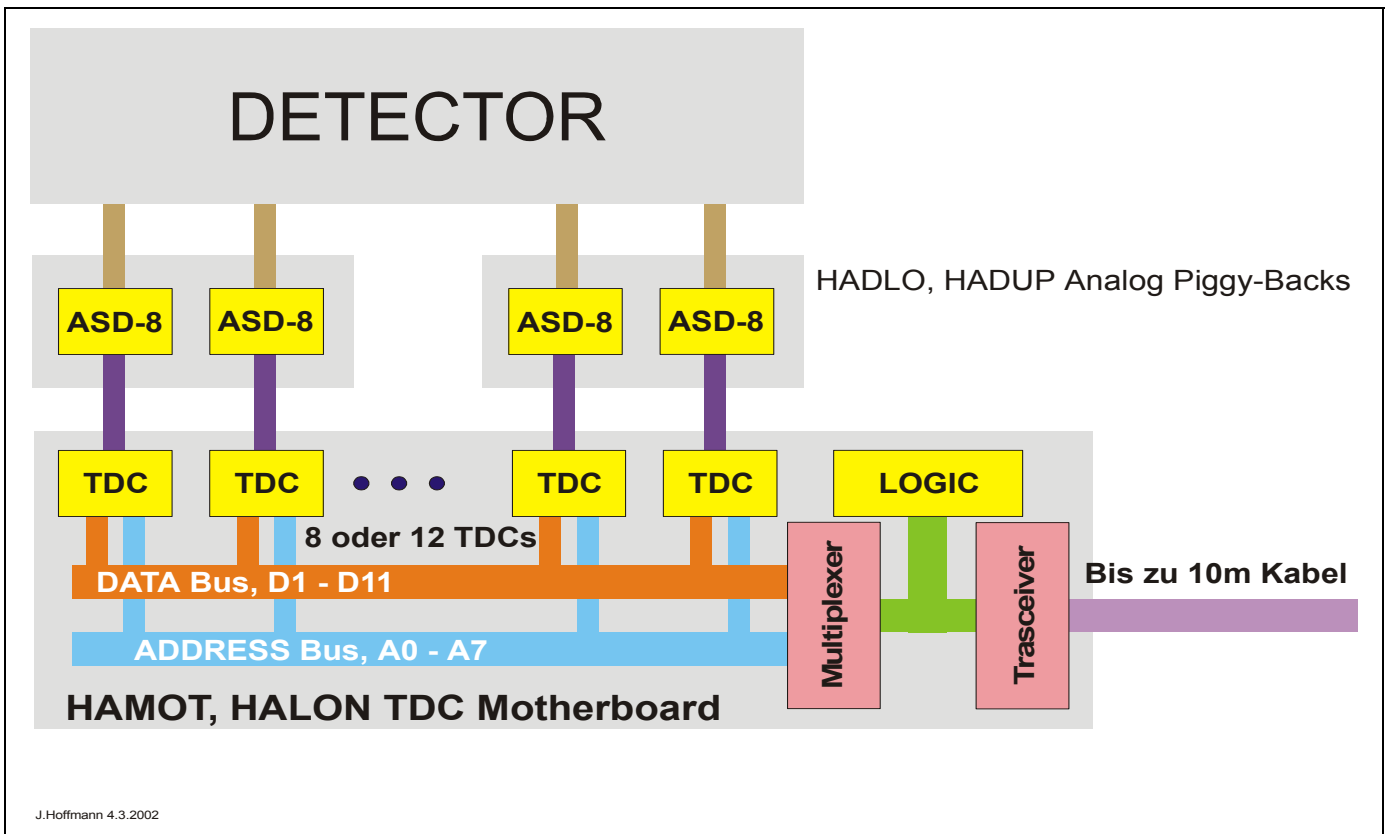
- Event Rate  $10^5/s$ .
- Ca. 30000 TDC Kanäle, ca. 400 TDC Mutterpatinen.
  - TDC Neuentwicklung (GSI zusammen mit Firma MSC, Produktion bei NEC).
  - 8 Kanäle in einem 100 Pin TQFP TDC Chip.
  - Auflösung 200 ps. Full Scale 1us.
  - Common Stopp, Double Hit, Nullunterdrückung.
  - Online Kalibrierung, schnelle Datenschnittstelle.
- Zwei Mutterplatinensorten. 64 und 96 Kanäle/Mutterplatine. Direkt am Detektor.
- Bis 3 Mutterplatinen an einem LVL1 Bus können angeschlossen werden.
- LVL1 Bus Länge ca. 10 m. Die Maximale Datenrate ist ca. 50 Mbytes/s/ LVL1 Bus.
- 3HE Mini Crates (10 Steckplätze) für 5 x HARPU, 1 x HATRI und 1 x HACON sind direkt am Detektor befestigt.
- Standard 6HE VME Crates mit 12 SAM Modules werden über 30 – 50m GTB Kabel mit Mini Crates verbunden.

## Status, April 2002:

- Alle Module sind Produziert und im Labor getestet.
- Ca. 17000 Kanäle sind am Detektor installiert und getestet.
- Die Auslese läuft noch mit altem SAM2 Module.
- SAM3 Module sind im Labor getestet. Noch nicht alle Programme sind fertig.

## Mutterplatine für TDC:

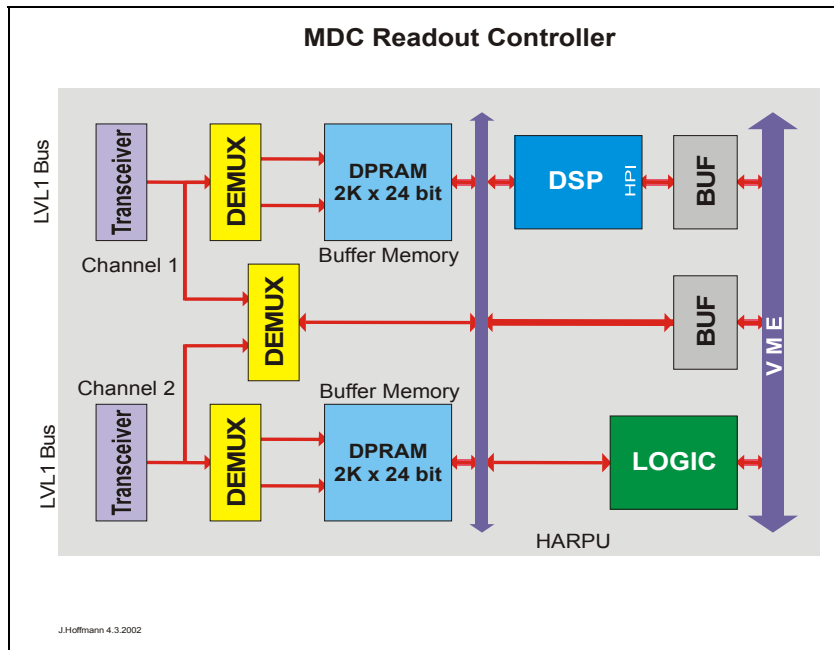
- Zwei Größen (4x24cm mit 64 TDC Kanäle und 4x33cm mit 96 TDC Kanäle) sind produziert.
- Automatische TDC Adressen Vergabe während Initialisierung ist implementiert.
- Vier TDC Setup Register bestimmen die TDC Arbeitsweise. Die Daten werden am Anfang geladen.
- Daten und Adressen Bus, 19 Bit breit. 11 Bit Zeitinformation und 8 Bit Adresse.
- Differential Transceiver. 10m LVL1 Bus. Flachbandkabel.
- Auslese im Token Modus erlaubt bis zu 50 Mbytes/s Datenrate.
- 8-fach DAC für Schwelleneinstellung auf der Mutterplatine implementiert.
- Bis zu drei Mutterplatinen können an einem LVL1 Bus verbunden werden.



HAMOT Mutterplatine mit 8 TDCs.

## HARPU, Auslese Modul:

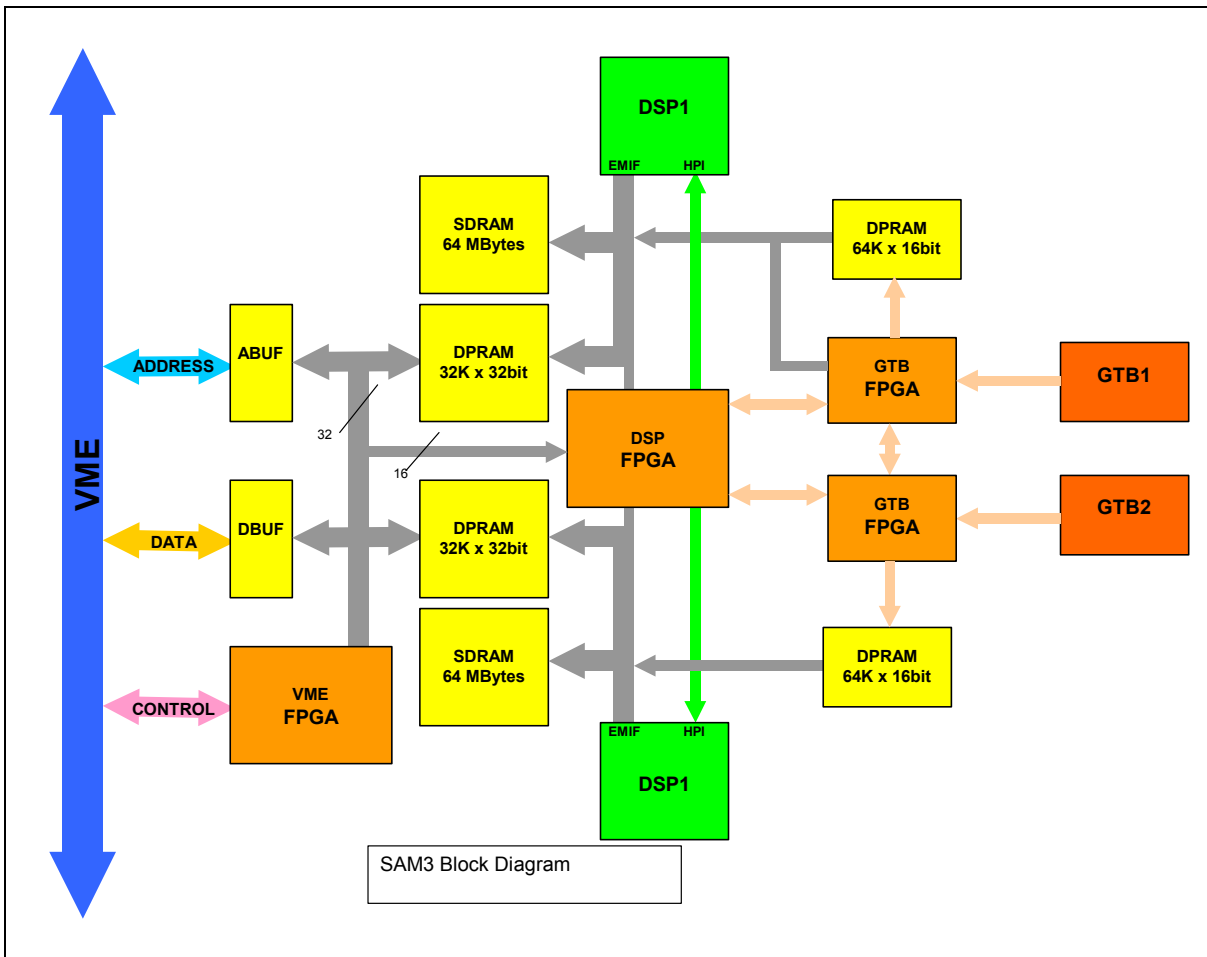
- Zwei Eingangskanäle für LVL1 Busse.
- TMS-6211 DSP für Datenreduktion.
- 2K x 24 Bit Event Speicher (Dual Ported RAM) für ca. 40 Subevents.
- Programme und Daten für DSP werden über Host Port Interface geladen.
- Trigger Information wird über HATRI Trigger Module verteilt.
- Schnelle Token Ausläse über Backplane Bus implementiert.



HARPU Module (3 HE Europa Karte).

## SAM 3, Auslese Modul

- VME Interface mit Block Transfer BT-32, BT64.
- Interrupt Requester.
- Dual port RAM für VME 32K x 64 Bit.
- 2 TMS-6711 150 MHz DSPs.
- 2 x 64 Mbytes SDRAM.
- 2 unabhängige GTB Schnittstellen erlauben Kabelängen bis zu 100m.
- Dual port RAM für GTB 64K x 16 Bit.
- Front Panel Trigger BUS Stecker für Second Level Trigger Anbindung.



SAM3 Module.

# Software für DSPs in VME

- Eigenschaften der TI C6000 DSP
- Entwicklungstools
- HADES MDC Auslese
  - ROC
  - SAM3

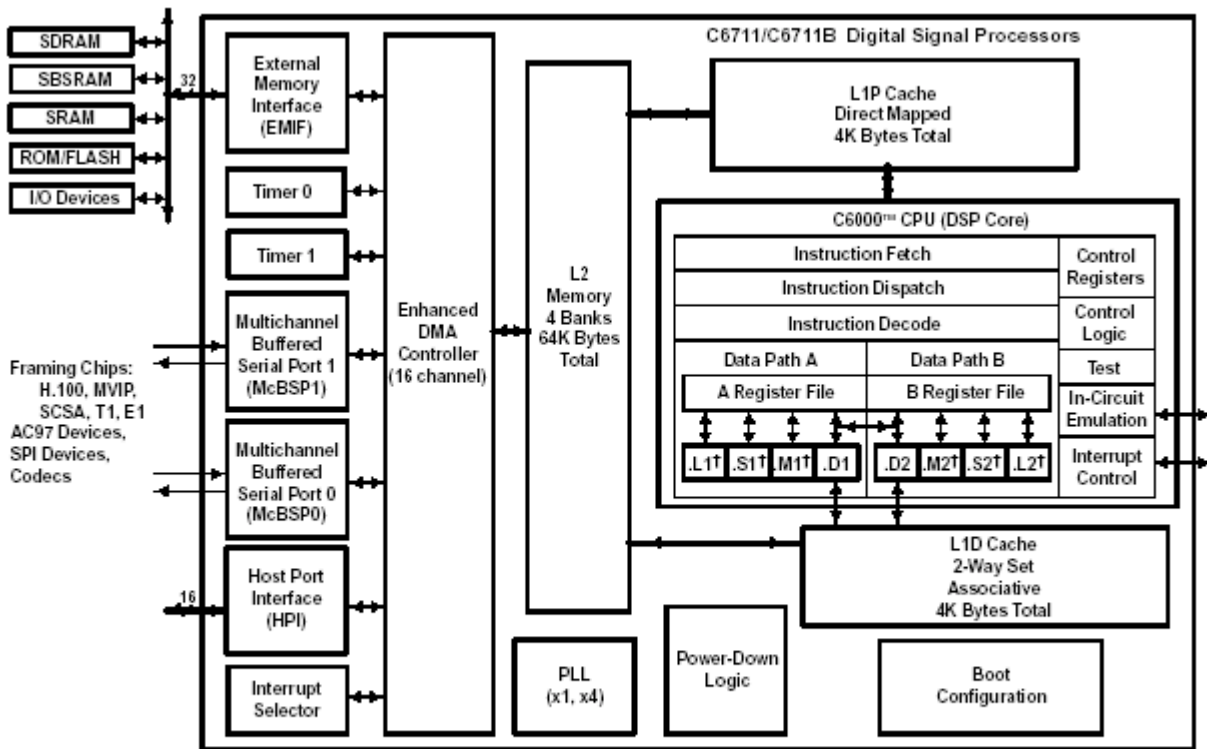
# C6000 DSP-Familie von TI

Eigenschaften:

- max 8 Instruktionen/Zyklus
- Very Long Instruction Word (VLIW, 256 bit)
- 32 bit memory interface
- Host Port interface (HPI)
- DMA
- 2 (3) Serielle Links
- RISC ähnlicher Befehlssatz

Device	MIPS	MHz	Speicher Programm/Daten
6201	1600	200	64kB / 64kB
6202	200	250	128kB / 128kB
6203	2400	300	256kB / 512kB
6211	1200	150	4kB / 4kB L1, 64kB L2
6414	4800	600	16kB / 16kB L1, 1024kB L2
	<b>MFLOPS</b>		
6701	1000	167	64kB / 64kB
6711	900	150	4kB / 4kB L1, 64kB L2

# Blockdiagramm des C6711 DSP



† In addition to fixed-point instructions, these functional units execute floating-point instructions.

- 2 x 4 Funktionseinheiten
  - L: Logik
  - S: Arithmetik
  - M: Multiplikation
  - D: Load, Store, Arithmetik
- 2 x 16 Register
- interner Speicher
  - 4kB L1 Programmcache
  - 4kB L1 Datencache
  - 64k L2, konfigurierbar in 16kB Blöcken als Cache oder direkt gemappt
- externer Speicher
  - 4 Bereiche, konfigurierbar als
    - asynchroner Speicher: SRAM, ROM, etc.
    - synchroner Speicher: SBSRAM, SDRAM, max je 256MB

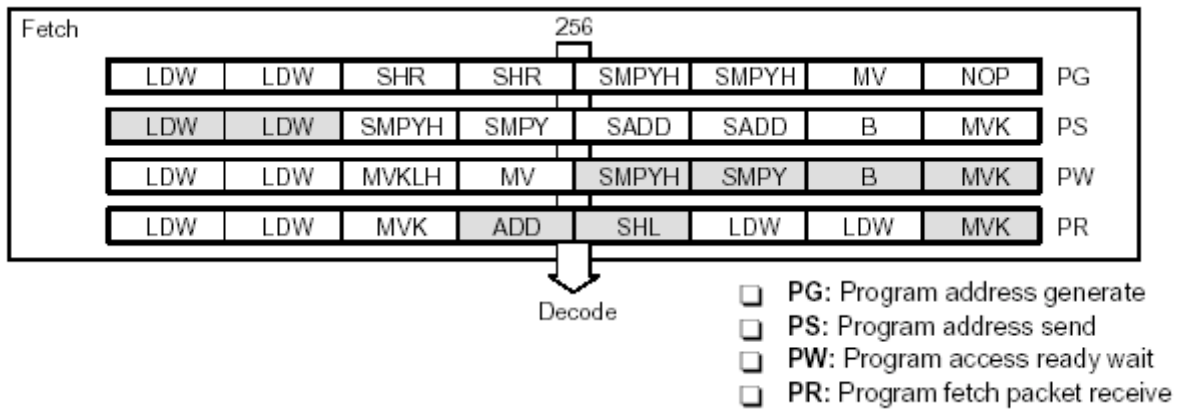


# Pipelining

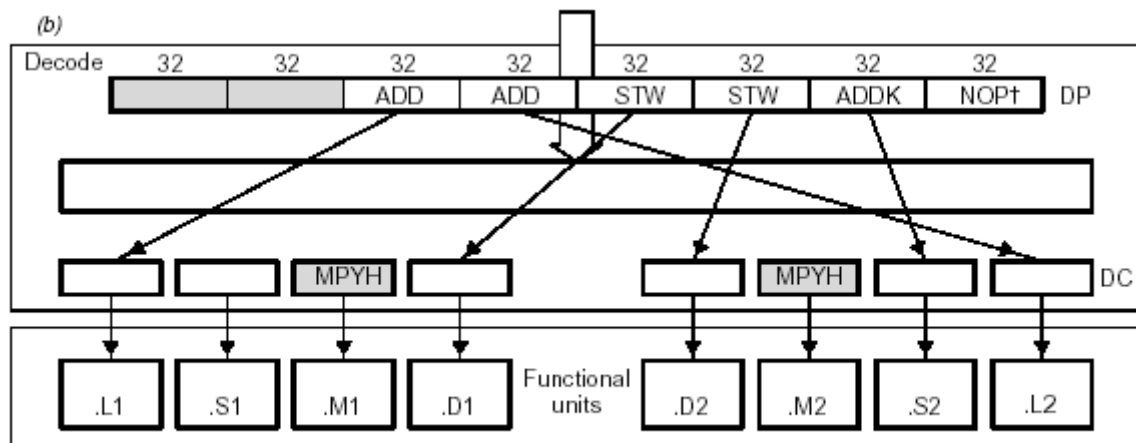
- 4 Programm Fetch Phasen

- 8 Instruktionen pro Fetch-Packet
- mehrere Execute-Packets pro Fetch-Packet möglich

(c)



- 2 Decode Phasen



DP: Instruction dispatch  
DC: Instruction decode

- 1-5 Execution Phasen
  - MPY: 1 Zyklus Delay
  - Load: 4 Zyklen Delay
  - Branch: 5 Zyklen Delay

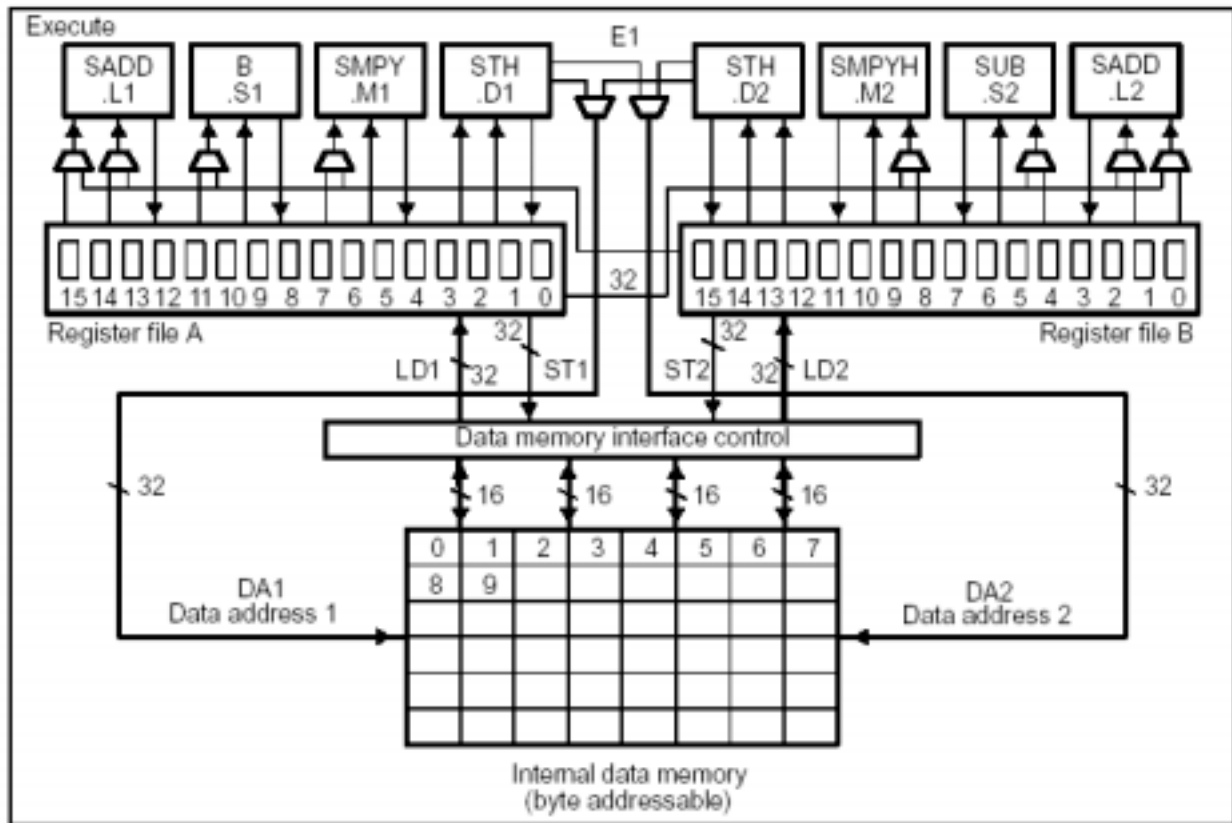


Figure 6–21. Pipeline Operation: Fetch Packets With Different Numbers of Execute Packets

Fetch packet (FP)	Execute packet (EP)	Clock cycle												
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
n	k	PG	PS	PW	PR	DP	DC	E1	E2	E3	E4	E5		
n	k+1					DP	DC	E1	E2	E3	E4	E5		
n	k+2						DP	DC	E1	E2	E3	E4	E5	
n+1	k+3	PG	PS	PW	PR			DP	DC	E1	E2	E3	E4	
n+2	k+4		PG	PS	PW		Pipeline	PR	DP	DC	E1	E2	E3	
n+3	k+5			PG	PS		stall	PW	PR	DP	DC	E1	E2	
n+4	k+6				PG			PS	PW	PR	DP	DC	E1	
n+5	k+7							PG	PS	PW	PR	DP	DC	
n+6	k+8								PG	PS	PW	PR	DP	

## Beispiel für Pipelining

### C –Code:

```
void copymem(const int *source, int *dest, int len)
{
#pragma MUST_ITERATE (10)
    while(len-- >=0)
        *dest++ = *source++;
}
```

- const: only read access
- pragma MUST\_ITERATE: minimal loop count

```

;* SOFTWARE PIPELINE INFORMATION
;*
;* Loop source line : 6
;* Loop opening brace source line : 7
;* Loop closing brace source line : 7
;* Known Minimum Trip Count : 10
;* Known Max Trip Count Factor : 1
;* Loop Carried Dependency Bound(^) : 0
;* Unpartitioned Resource Bound : 1
;* Partitioned Resource Bound(*) : 1
;* Resource Partition:
;*
;* A-side B-side
;* .L units 0 0
;* .S units 1* 0
;* .D units 1* 1*
;* .M units 0 0
;* .X cross paths 0 1*
;* .T address paths 1* 1*
;* Long read paths 0 1*
;* Long write paths 0 0
;* Logical ops (.LS) 0 1 (.L or .S unit)
;* Addition ops (.LSD) 0 1 (.L or .S or .D
unit)
;* Bound(.L .S .LS) 1* 1*
;* Bound(.L .S .D .LS .LSD) 1* 1*
;*
;* Searching for software pipeline schedule at ...
;* ii = 1 Schedule found with 7 iterations in parallel
;* done
;*
;* Epilog not removed
;* Collapsed epilog stages : 0
;*
;* Prolog not entirely removed
;* Collapsed prolog stages : 1
;*
;* Minimum required memory pad : 0 bytes
;*
;* Minimum safe trip count : 6
;*-----*
-----*

```

# Beispiel für Pipelining optimierter Assembler Code

```

L1:      ; PIPED LOOP PROLOG

        LDW      .D1T1  *A0++,A3          ; (P) |7|
||      B        .S1    L2                ; (P) |7|

        B        .S1    L2                ; (P) @|7|
||      LDW      .D1T1  *A0++,A3          ; (P) @|7|

        ADD      .S2X   1,A6,B5
||      LDW      .D1T1  *A0++,A3          ; (P) @@|7|
||      B        .S1    L2                ; (P) @@|7|

        SUB      .D2    B5,10,B0
||      B        .S1    L2                ; (P) @@@|7|
||      LDW      .D1T1  *A0++,A3          ; (P) @@@|7|

        LDW      .D1T1  *A0++,A3          ; (P) @@@@|7|
|| [ B0] SUB      .D2    B0,1,B0          ; (P) @@@@|7|
|| [ B0] B        .S1    L2                ; (P) @@@@|7|

; ** -----*
L2:      ; PIPED LOOP KERNEL

        [ A1] SUB   .L1   A1,1,A1          ;
|| [ !A1] STW     .D2T2  B5,*B4++         ; |7|
||      MV       .S2X   A3,B5             ; @Define a twin register
|| [ B0] B        .S1    L2                ; @@@@|7|
|| [ B0] SUB      .L2    B0,1,B0          ; @@@@|7|
||      LDW      .D1T1  *A0++,A3          ; @@@@|7|

; ** -----*
L3:      ; PIPED LOOP EPILOG

        MV       .L2X   A3,B5             ; (E) @@Define a twin register
||      STW     .D2T2  B5,*B4++         ; (E) @|7|
||      B        .S2    B3              ; |8|

        MV       .S2X   A3,B5             ; (E) @@@Define a twin register
||      STW     .D2T2  B5,*B4++         ; (E) @@|7|

        MV       .S2X   A3,B5             ; (E) @@@@Define a twin register
||      STW     .D2T2  B5,*B4++         ; (E) @@@|7|

        MVC      .S2    B6,CSR            ; interrupts on
||      MV       .L2X   A3,B5             ; (E) @@@@Define a twin register
||      STW     .D2T2  B5,*B4++         ; (E) @@@@|7|

        MV       .S2X   A3,B5             ; (E) @@@@Define a twin register
||      STW     .D2T2  B5,*B4++         ; (E) @@@@|7|

        STW      .D2T2  B5,*B4++         ; (E) @@@@|7|
; BRANCH OCCURS                          ; |8|

```

## C6000 DSP Entwicklungs Tools

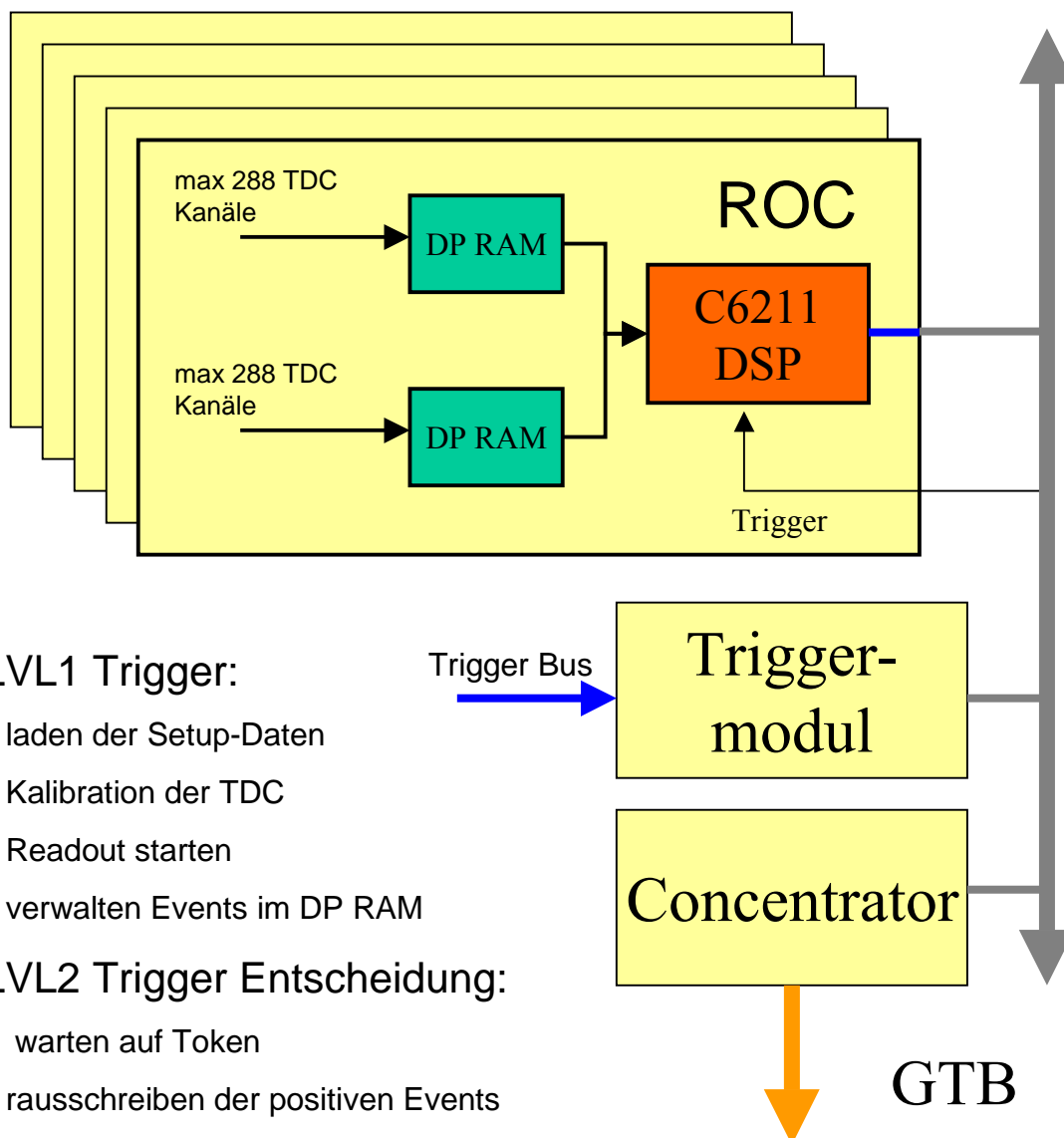
- Code Composer Studio
  - 'Smart' Editor
  - Compiler (C, C++)
  - Optimizer (>~90% Effektivität von Assembler)
  - Linear Assembler (Assembler Optimizer)
  - Visual Linker
  - Profiler
  - Debugger (Simulator, Emulator (JTAG)), Multiprozessor)
  - DSP/BIOS Multitasking Kernel
  - RTDX (Anbindung an z.B Excel, LabView)
  - Code Management support(Microsoft SCC interface )

## DSP Softwareentwicklungen

- Testprogramme für Modultests
  - Speichertests
  - Test der Hardwarefunktionen
- HADES Readoutcontroller für MDC Detektor
- SAM3 Ausleseprogramm für HADES

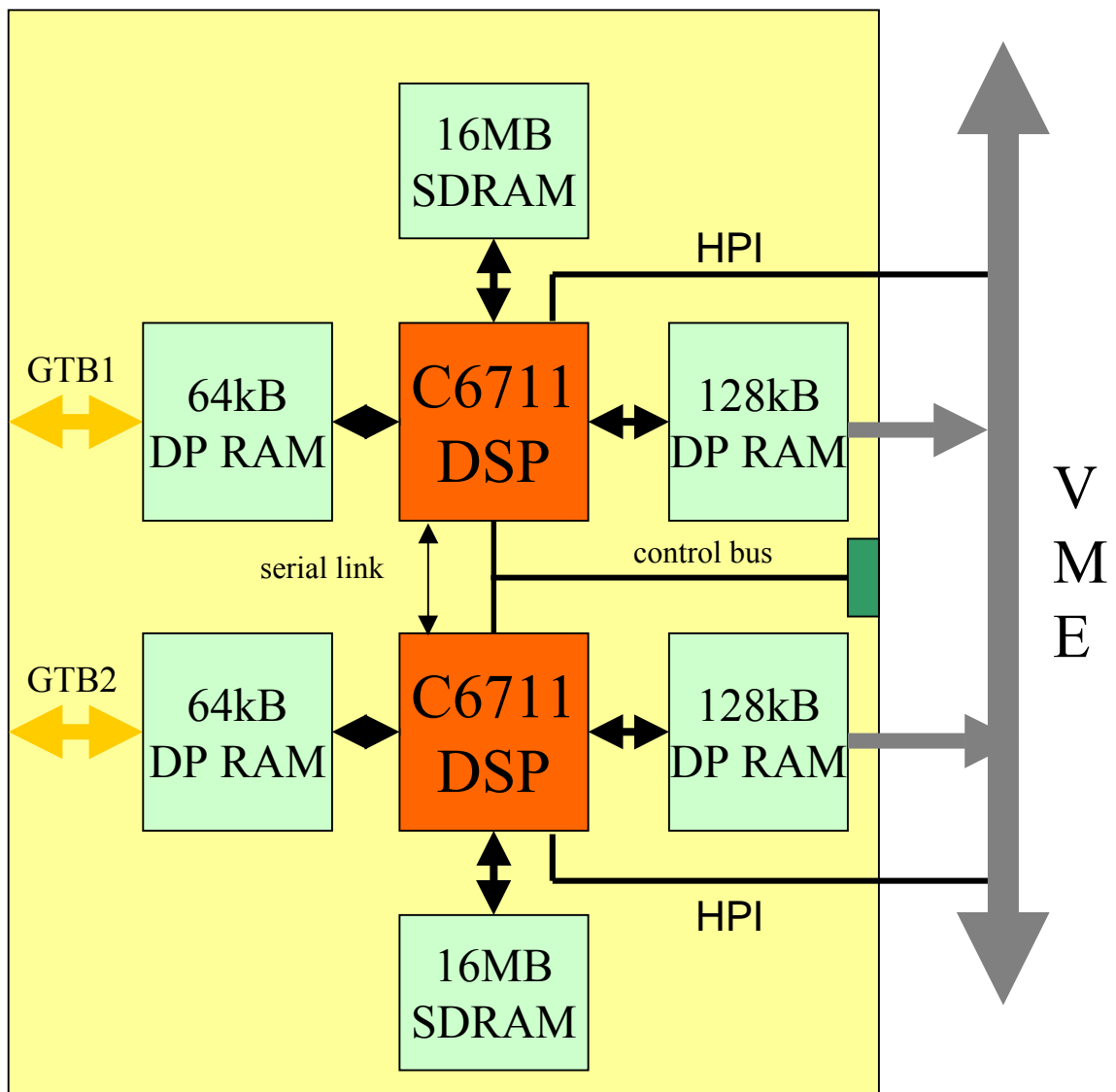
# Readout Controller für HADES MDC Auslese (ROC)

- ~ 27000 TDC Kanäle
- Readout Controller (ROC)
- Readout Crates (3HE VME type)
  - 5 ROC/Crate, Trigger module, Concentrator





## SAM3 – Steuer- und Auslesemodul



### HADES:

- LVL2 Trigger über Kontrollbus
- sendet Token an ROC
- kopiert Events in Zwischenspeicher im SDRAM
- kommuniziert über Doppelbuffer mit Readout-Prozess in VME (DMA)

Einsatz bei FOPI, SHIP ... geplant

# SAM3‘

Variante des SAM3 mit C6414 DSP

Vorteile:

- 600 MHz Taktfrequenz
- Verdopplung der Registeranzahl
- erweiterter/optimierter Befehlssatz
- 2 Memory Interface : 64bit/16bit
- größerer interner Speicher (1MB)
- 32bit HPI

# Test von hochauflösenden GSI-TAC-Chips

K. Koch, R. Schulze

Gesellschaft für Schwerionenforschung mbH, Abt. DVEE  
Planckstraße 1, D-64291 Darmstadt

Die Entwicklung eines neuartigen Chips<sup>1,2</sup> zur Messung von Flugzeiten bei GSI mit einer geforderten Auflösung von  $< 100$  ps und guter Reproduzierbarkeit in großer Stückzahl macht es erforderlich diese Eigenschaften für jeden einzelnen Chip zu überprüfen. Dafür ist ein Test entwickelt worden, der es ermöglicht, in relativ kurzer Zeit eine große Anzahl derartiger Bauelemente durch einen Vergleich mit einem Referenz-Chip zu charakterisieren. Die Testprozedur ist einfach gehalten und kann damit durch eine angeleitete Person durchgeführt werden. Daneben dient der Testaufbau dem Entwickler als Werkzeug zur genauen Charakterisierung einzelner Chips.

## Der TAC-Chip

Der bei GSI entwickelte TAC-Chip zur Messung von Flugzeiten wurde von der FHG in einem  $0,8 \mu$  CMOS-Prozess integriert. Im Folgenden soll die Funktionsweise des TAC-Chips kurz erläutert werden (siehe Abbildung 1).

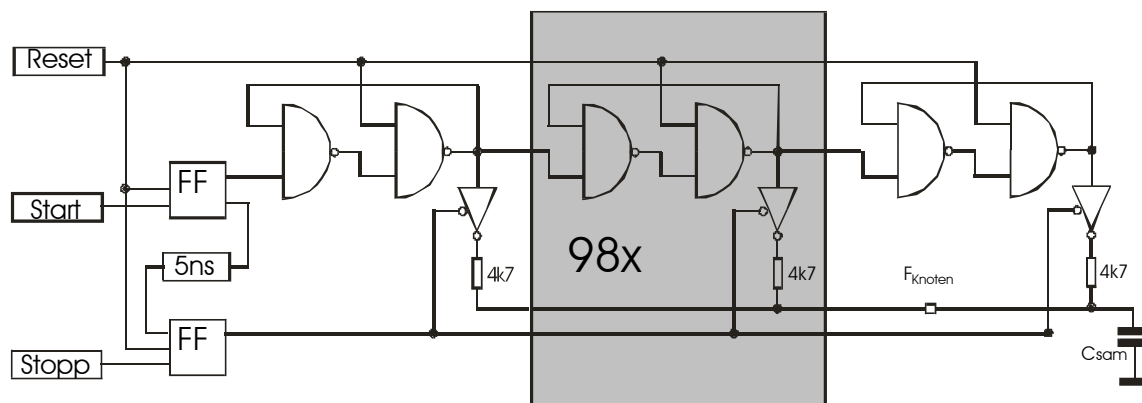


Abbildung 1

Ein Impuls startet eine durch RS-Flip-Flops (FF) aufgebaute Laufzeitkette. Dabei werden nacheinander die Ausgänge der FF tri-state-buffer in den leitenden Zustand versetzt. Am Summationsknoten ( $F_{\text{Knoten}}$ ) der  $4k7$  Widerstände läuft die Spannung von 0V bis max. zur Betriebsspannung. Die Laufzeitkette wird durch ein common-stop unterbrochen und die

<sup>1</sup> R.Schulze, 'A high resolution TAC for TOF Detection', Proc. of the 1<sup>st</sup> Workshop on Electronics for LHC Experiments, Lisbon 1995, p. 387

<sup>2</sup> R.Schulze, 'Measurements on a fast high resolution TAC test chip', Proc. of the 2<sup>nd</sup> Workshop on Electronics for LHC Experiments, Balatonfüred (Hungary) 1996, p. 352

tri-state- buffer gehen in den ,high z'-Zustand über. Durch eine geeignete Auslese des Kondensators  $C_{sam}$  steht die dort abgegriffene Spannung in linearem Zusammenhang zur verstrichenen Zeit zwischen Start und Stopp. Der niederohmige Rampenausgang ( $F_{Knoten}$ ) ist ebenfalls herausgeführt. Weitere Eigenschaften des TAC-Chips sind: optimierter Stromverbrauch (Ruhestrom ca. 2mA, bei Messung (30ns) ca. 30mA), differentielle Eingänge für Start und Stopp, Offsetkompensation bei jeder Messung, Verkettung mehrerer TACs durch Multiplexer-Ausgang möglich und die Reset-Zeit ist kleiner als 1 ns.

## Der Testaufbau

Der Testaufbau wurde mit einer mehrlagigen Platine realisiert, auf dem 5 TAC-Chips in Testsockelfassungen getestet werden können (Schematischer Aufbau siehe Abbildung 2).

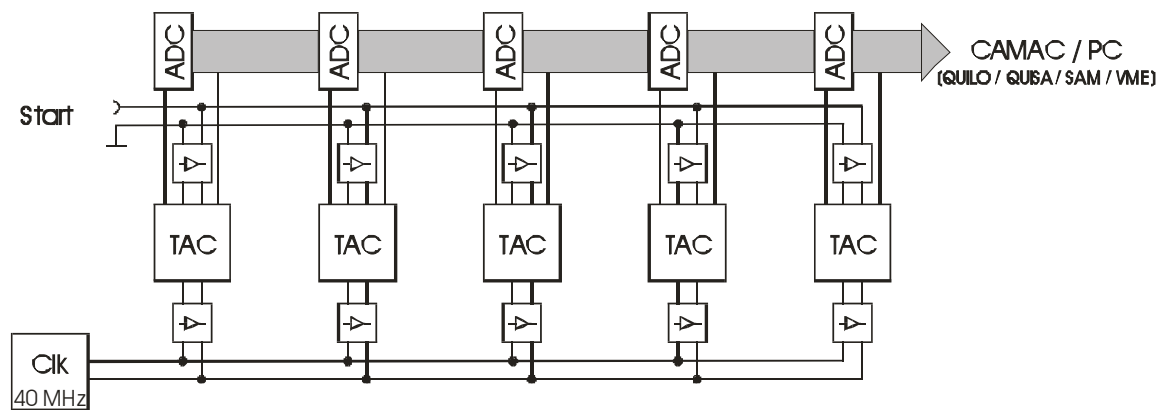


Abbildung 2

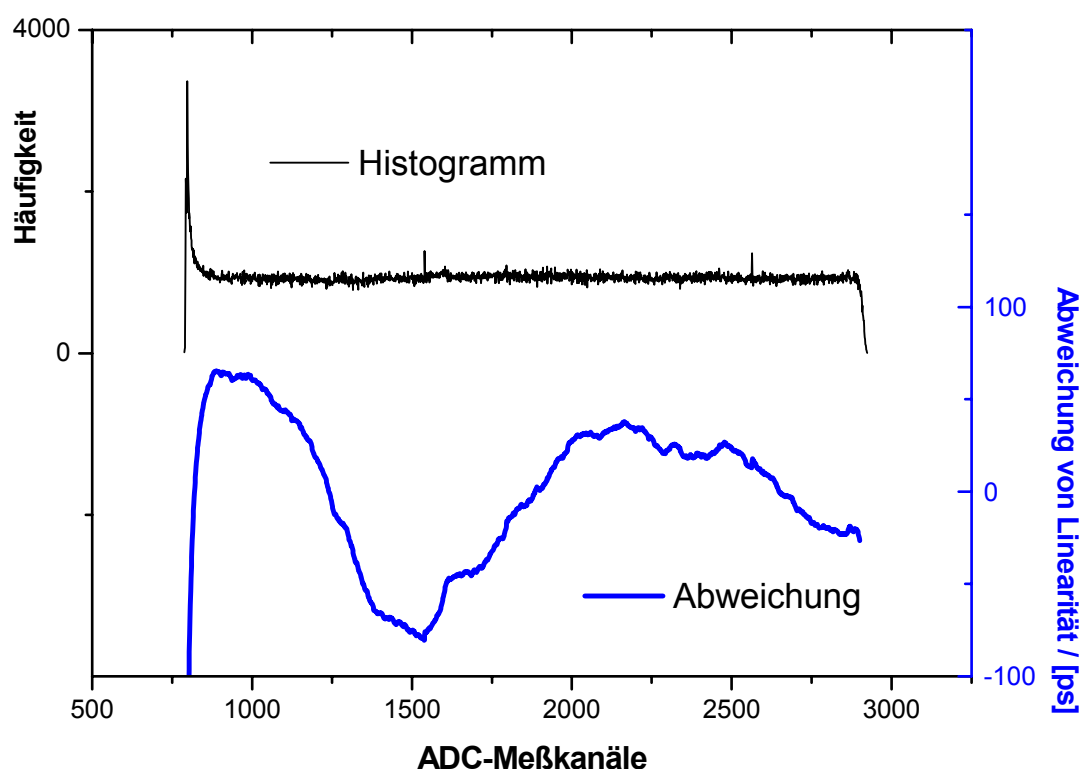
Die differentiellen Eingänge der Start- und Stopp-Signale werden über Treiber angesprochen. Der Start der Messung erfolgt durch einen unabhängigen Pulsgenerator. Besondere Sorgfalt beim Entwurf des Testboards wurde dabei auf die Geometrie der Zuleitung des 40 MHz-Signals gelegt, das das Stopp-Signal generiert. Die Messung der Zeit erfolgt vom Startpuls bis zur nächsten positiven Clock-Flanke. Der zur Zeit proportional anliegende Spannungswert am TAC wird mit einem 12-Bit ADC gewandelt und über einen gemeinsamen Datenbus der Messplätze über einen CAMAC-Einschub einem PC zugeleitet. Neben den Messdaten beinhaltet der Datenbus u.a. weitere Informationen über den Status der Messung. Die zeitkritische Anbindung von CAMAC an den PC erfolgt mit einem geeigneten Controller. Unter Verwendung schneller C-Routinen wird die Steuerung der Testkarte und die Auswertung der erhaltenen Werte mit LabView™ durchgeführt.

## Testergebnisse

Zur Gewinnung von Daten stehen zwei Messmodi zur Verfügung. Zum einen, ein sogenannter statistischer Modus. Dabei wird die Laufzeitkette der FF zufällig innerhalb einer Clockperiode gestartet und mit der nächsten folgenden positiven Clockflanke gestoppt. Zum anderen steht ein Kalibriermodus zur Verfügung. Hier sind Start und Stopp synchronisiert, wobei die Laufzeitkette genau eine komplette Clockperiode durchläuft.

Unter Ausnutzung des statistischen Mess-Modus und Akkumulation vieler Messwerte gelingt eine vom Messplatz unabhängige Bestimmung der Parameter eines Chips. Diese Untersuchungsmethode wird im Folgenden als Einzelplatzuntersuchung bezeichnet. Ist durch ein solches Verfahren eine Charakterisierung eines Chips durchgeführt worden, so kann dieser im weiteren als Referenz-Chip zu Vergleichsmessungen mit anderen, nicht spezifizierten Chips verwendet werden. Diese Messungen werden im Folgenden als Vergleichsmessungen bezeichnet.

Zunächst sollen typische Ergebnisse von Einzelplatzuntersuchungen vorgestellt werden. Dazu werden zunächst die Häufigkeiten der Messwerte der ADC-Kanäle im statistischen Modus von ca.  $10^6$  Messzyklen in ein Histogramm überführt (siehe Abbildung 3).



**Abbildung 3**

Die Integration des Histogramms und die anschließende lineare Regression der Integrationskurve, so wie die Differenzbildung von Messwerten und der ermittelten Geraden führt zu einer Kurve, welche die integrale Abweichung von der Linearität des Zeitverhaltens eines TAC-Chips beschreibt.

Um alle 8000 Chips auf diese Weise zu charakterisieren wären mindestens 400h Messzeit erforderlich. Günstiger ist es, Vergleichsmessungen der zu testenden Chips mit einem Referenzchip durchzuführen. Dazu sind nur ca. 30000 Messzyklen je Vergleichsmessung erforderlich die insgesamt für 8000 Chips etwa 20h Messzeit benötigen.

Beim Verfahren der Vergleichsmessungen werden die erhaltenen Daten der 5 Messplätze in aufsteigender Reihenfolge in Bezug auf den Referenz-Chip sortiert. Die Daten der zu

testenden Chips sind durch den gemeinsamen Start-Impuls der Messung mit dem Referenz-Chip direkt gekoppelt. Anschließend werden die Messwerte der Test-Chips gegen die Werte des Referenz-Chips aufgetragen. Daraufhin folgt eine Auswertung der Gradensteigung, des Achsabschnitts, der Standardabweichung und der Maximalen Abweichung von einer idealen Geraden. Außerdem wird aus den Daten noch die mittlere Empfindlichkeit des Chips bestimmt. Daneben wird eine Kalibriermessung durchgeführt, die weitere Daten zur Charakterisierung des Chips erzeugt.

Typische Ergebnisse von 300 vermessenen TAC-Chips sind unter anderem eine mittlere Empfindlichkeit von 11,5 ps / ADC-Kanal ( $\pm 0,4$ ps / ADC-Kanal), sowie eine Standardabweichung von 12ps / Kanal.

Gesteuert wird der Messvorgang durch eine leicht zu bedienende Programm-Oberfläche mit einer einfachen Entscheidungslogik, so dass auch Nicht-Experten diesen Test durchführen können. Unter dieser primären Oberfläche liegen, zunächst verdeckt, weitere Ebenen, die es dem Entwickler ermöglichen, z.B. Messparameter zu verändern, bzw. Messergebnisse in grafischer Form individuell zu bewerten.

## **Fazit**

Mit dem beschriebenen Aufbau zum Test von hochauflösenden GSI -TAC-Chips ist es möglich,

- einen einzelnen Chip in seinen charakteristischen Größen zu vermessen.
- einen Vergleich von Chips mit einem Referenzchip durchzuführen.
- eine große Anzahl Chips in kurzer Zeit zu charakterisieren.
- den Test durch eine angeleitete Person durchzuführen.
- dem Experten Zugang zu bearbeiteten Messdaten zu gewähren.



# Test von hochauflösenden GSI-TAC-Chips

K. Koch, R. Schulze (GSI / DVEE)

- Motivation
- TAC-Chip
- Testaufbau
- Testergebnisse
- Fazit



## Motivation

Flugzeitexperimente bei GSI:

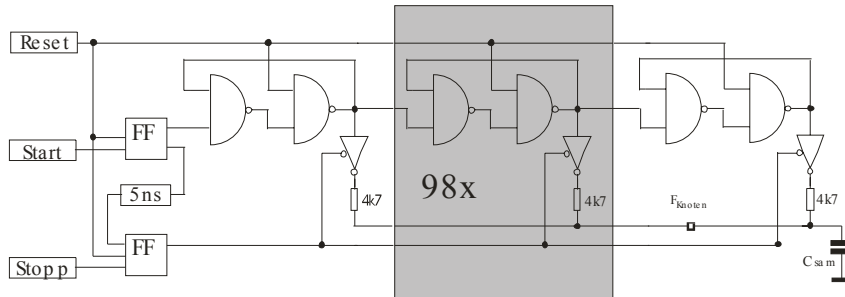
- Geforderte Auflösung in der Zeit  $< 100$  ps
- Verwendung mehrerer tausend Kanäle
  - Kostengünstig
  - Geringe Verlustleistung
  - Gute Reproduzierbarkeit
- Realisierung durch den an der GSI entwickelten hochauflösenden TAC-Chip

### **Aufgabe:**

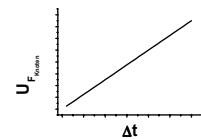
- **Test der Eigenschaften von 8000 TAC-Chips**
- **Einfache Testdurchführung durch angeleitete Person**

# TAC-Chip

Entwicklung eines neuartigen Chips zur Messung von Flugzeiten bei GSI  
(von FHG in 0,8  $\mu$  CMOS-Prozess integriert)



- Impuls startet eine durch RS-Flip-Flops aufgebaute Laufzeitkette
- tri-state-buffer werden nacheinander in leitenden Zustand versetzt
- am Summationsknoten ( $F_{\text{Knoten}}$ ) der 4k7 Widerstände läuft die Spannung von 0V bis max. zur Betriebsspannung



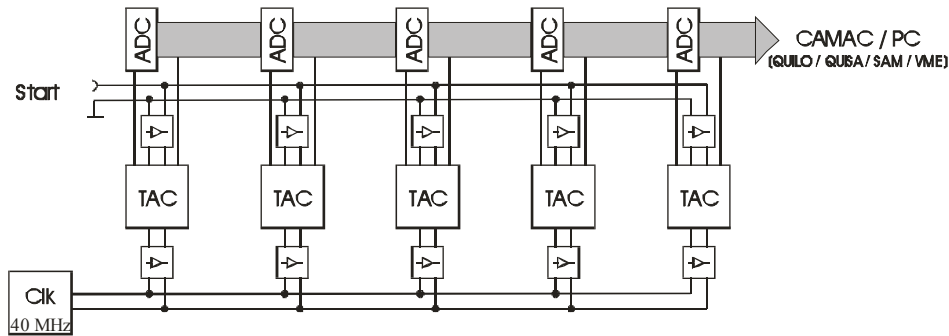
# TAC-Chip

Eigenschaften:

- niederohmiger Rampenausgang am Summationsknoten
- Stromverbrauch ist optimiert: Ruhestrom ca. 2mA, bei Messung (30ns) ca. 30mA
- Differentielle Eingänge für Start und Stopp
- Offsetkompensation bei jeder Messung
- Verkettung mehrerer TACs durch Multiplexer-Ausgang möglich
- Reset-Zeit kleiner 1 ns
- SO-16 Gehäuse
- ca. 8 € / Stück



## Testaufbau



- 5 TAC-Chips in Testsockelfassungen
- Start der Messung durch unabhängigen Pulsgenerator
- Stopp-Signal wird durch 40 MHz Clock generiert
- Ansteuerung der differentiellen Eingänge für Start und Stopp durch Treiber
- Messung der Zeit vom Startpuls bis zur nächsten positiven Clock-Flanke
- Auslese der TACs durch 12-Bit ADCs

## Testaufbau

- Steuerung und Auslese der Testkarte über einen CAMAC-Einschub
- Zeitkritische Anbindung von CAMAC an PC mit geeignetem Controller
- Steuerung der Testkarte und Auswertung der erhaltenen Werte mit LabView™
- Einbindung schneller C-Routinen in LabView™ für die Ausleseroutine

## Testaufbau



## Testergebnisse

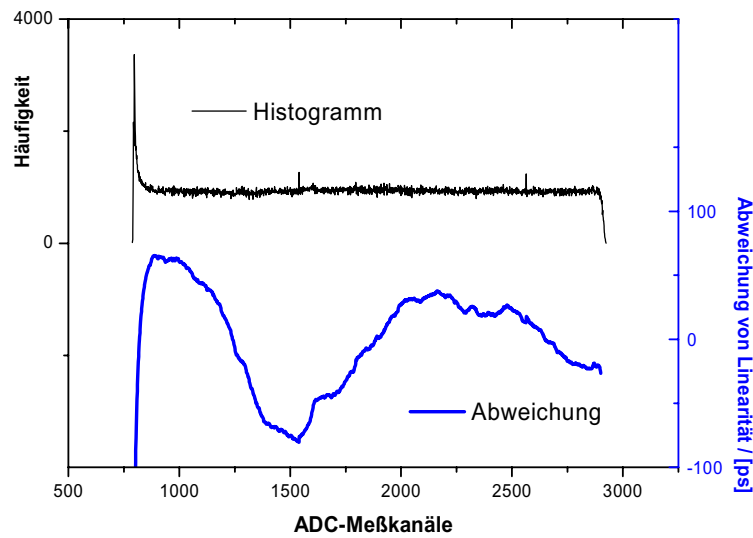
### **Messmodi:**

- statistischer Modus: Akkumulation vieler Messwerte. Die Laufzeitkette wird zufällig innerhalb einer Clockperiode gestartet.
- Kalibrier-Modus: Start und Stopp sind synchronisiert. Die Laufzeitkette durchläuft eine komplette Clockperiode.

### **Untersuchungsmethoden:**

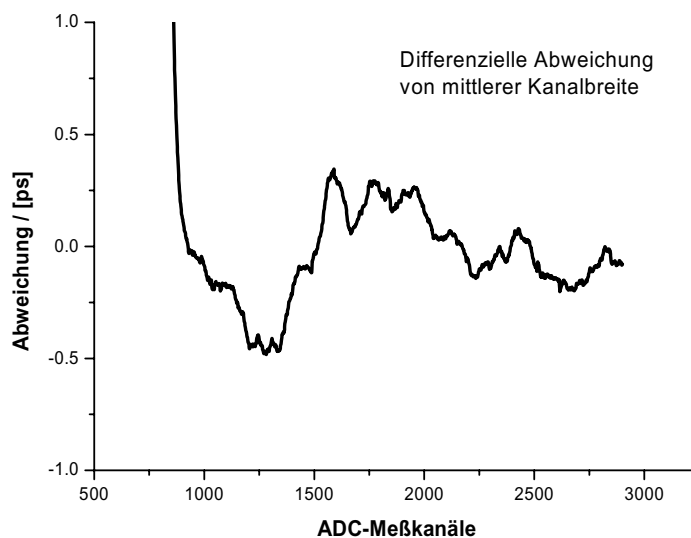
- Einzelplatzuntersuchungen  
→ Von Messplatz unabhängige Bestimmung der Parameter.
- Vergleichsmessungen  
→ Vergleich der Messwerte mit bekanntem Referenz-Chip.

## Testergebnisse (Einzelplatzuntersuchung)



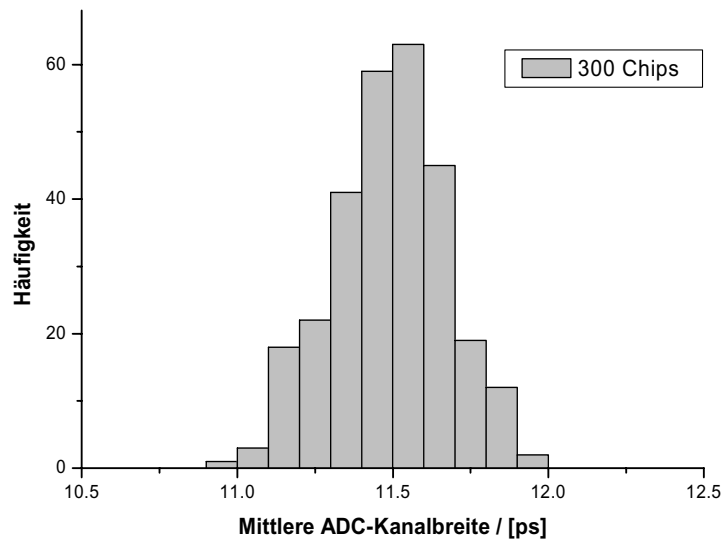
- „statistischer Modus“ (min.  $10^6$  Messzyklen, Messzeit ca. 15 Min. • 8000 Chips = 400 h)
- Daten in ein Histogramm überführen
- Integration des Histogramms
- Lineare Regression
- Differenzbildung von Messwerten und Geraden / Skalierung

## Testergebnisse (Einzelplatzuntersuchung)



- Mittlere Kanalbreite ca. 11,5 ps

## Testergebnisse (Einzelplatzuntersuchung)

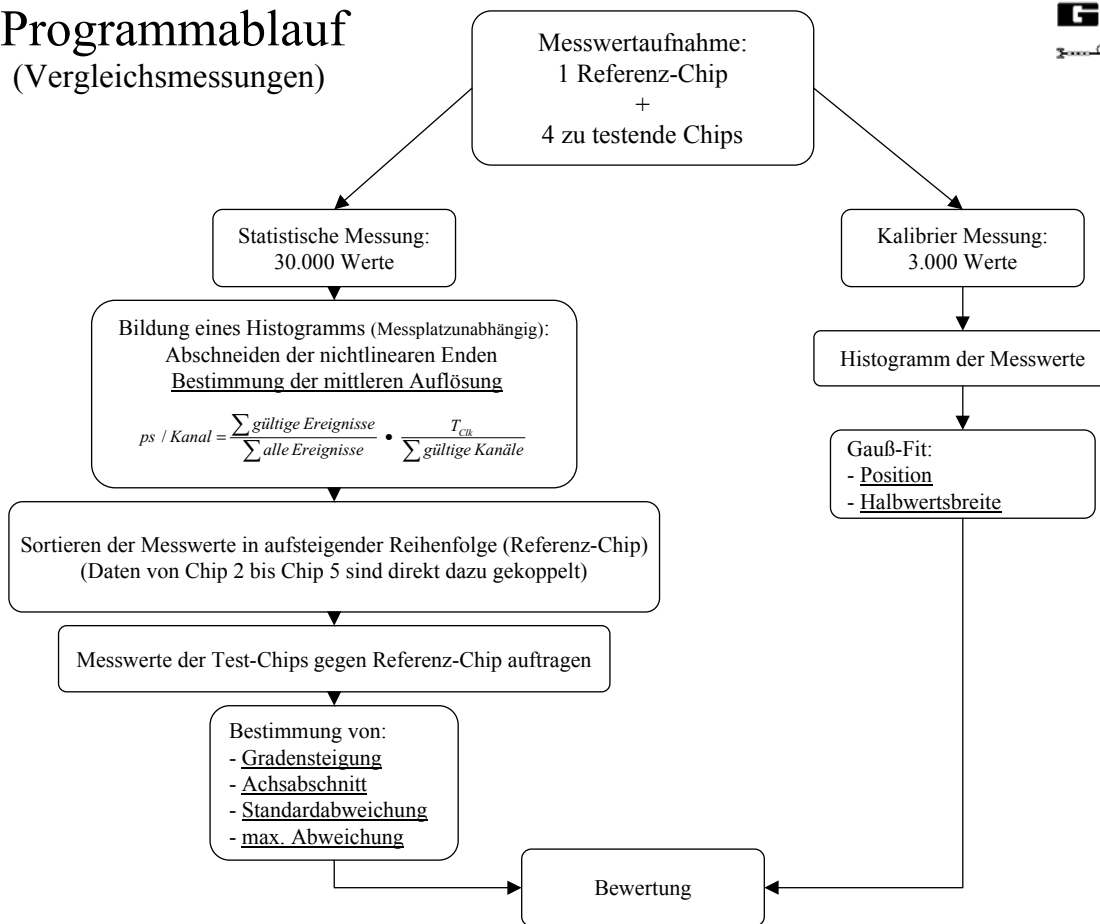


- Messung der mittleren Kanalbreite bei 300 Chips
- 3000 Messzyklen pro Chip

## Testergebnisse (Vergleichsmessungen)

- Vergleich der Messwerte mit bekanntem Referenz-Chip
- 33.000 Messzyklen
  - 30.000 statistischer Modus
  - 3.000 Kalibriermodus
- Messzeit ca. 30 Sekunden
  - 8.000 Chips = 17 h
- Messergebnisse werden protokolliert (Gesamtstatistik)

# Programmablauf (Vergleichsmessungen)



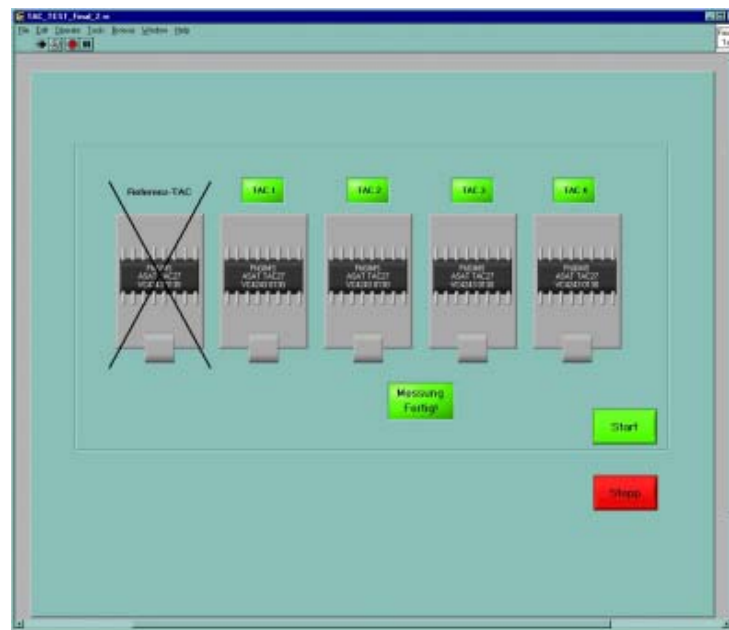
## Testergebnisse (Vergleichsmessungen)



### Ergebnisse der Messungen von 300 Chips

- Mittlere Empfindlichkeit: 11,5 ps / ADC-Kanal (+/- 0,4 ps / ADC-Kanal)
- Steigung der ermittelten Geraden: 0.99 (+/- 0,02)
- Standardabweichung 12 ps / Kanal
- Maximale Abweichung: 20 ps / Kanal
- Achsabschnitt: 50 (+/- 20 Kanäle)
- Kalibriermessung: Kanal #2532 (+/- 40 Kanäle)

## Programmoberfläche



- Leicht zu bedienende Oberfläche
- Einfache Entscheidungslogik

## Fazit

**Mit dem beschriebenen Aufbau zum Test von hochauflösenden GSI -TAC-Chips ist es möglich,**

- einen einzelnen Chip in seinen charakteristischen Größen zu vermessen.
- einen Vergleich von Chips mit einem Referenzchip durchzuführen.
- eine große Anzahl Chips in kurzer Zeit zu charakterisieren.
- den Test durch eine angeleitete Person durchzuführen.
- dem Experten Zugang zu bearbeiteten Messdaten zu gewähren (nicht gezeigt).

# Aktive Hochfrequenz-Feldsonde

Albrecht Glasmachers  
Lehrstuhl für Messtechnik  
Universität Wuppertal

## 1. Problemstellung

Hochfrequenz-Feldsonden wurden anfangs für die Entwicklung und Optimierung von Antennen, seit einigen Jahrzehnten zusätzlich im Bereich elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), eingesetzt. Klassische Sonden zeigt Abb.1.

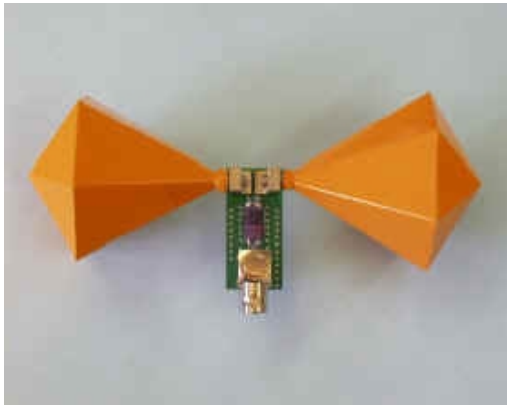


Abb.1 E-Feldsonde



H-Feldsonde

Neue Anforderungen ergeben sich durch den Mobilfunk. Hier sollen mit Feldsonden Messungen durchgeführt werden, die u.a. Aussagen über mögliche gesundheitliche Gefährdungen erlauben sollen. Dafür ergeben sich folgende Anforderungen:

- Messung des E-Feldes
- Frequenzbereich 800 MHz – 2,4 GHz
- Räumliche Auflösung ca. 10 mm
- Hohe Empfindlichkeit
- Großer Dynamikbereich

sowie die Struktur der Feldsonde nach Abb. 2.

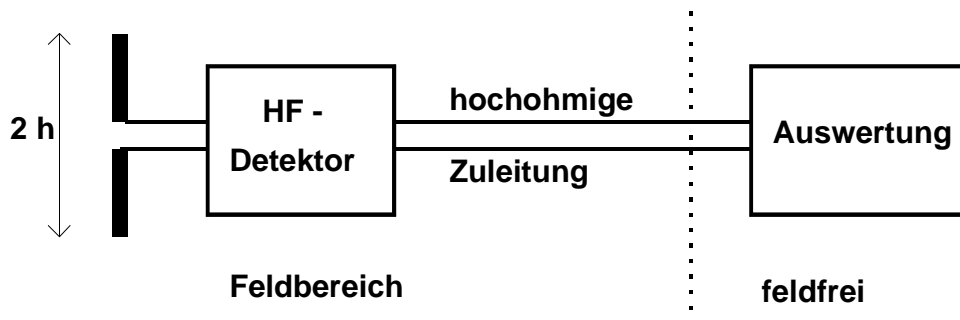


Abb. 2 Struktur einer Feldsonde

## 2. Prinzipien und Grenzen passiver Feldsonden

Passive Feldsonden, die den geforderten Frequenzbereich abdecken und die räumliche Auflösung erreichen, sind kommerziell erhältlich (s. Abb. 3)



Abb. 3 Kommerzielle passive Feldsonde

Dabei werden entweder eine Signalgleichrichtung mit Schottky-Dioden (Abb. 4 links) oder eine Umsetzung in Wärme (Abb. 4 rechts) ausgenutzt; dabei weist die Gleichrichtung die höhere Empfindlichkeit auf.

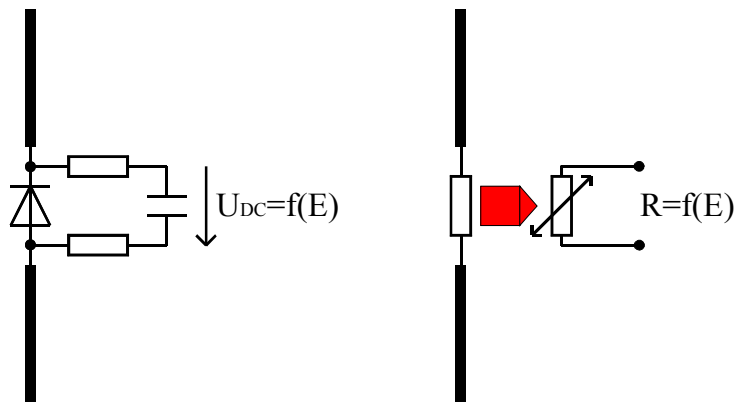


Abb. 4 Prinzipien passiver Feldsonden

Dabei ergibt sich mit den Herleitungen aus Abb. 5 ein näherungsweise quadratischer Zusammenhang zwischen der Feldstärke und der Gleichrichtspannung mit geringer Empfindlichkeit ( $E > 10 \text{ V/m}$ ) und geringem Dynamikbereich (kleiner eine Dekade).

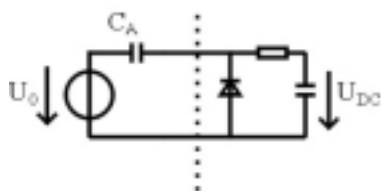


Kurzer Dipol mit  $2l \ll \lambda$

$$U_0 \approx 2l |E|$$

$$Z_0 \approx -j 37 \Omega \frac{\lambda}{2l}$$

$$\left. \begin{array}{l} \lambda = 300 \text{ mm} \\ 2l = 10 \text{ mm} \end{array} \right\} C_A = 0,14 \text{ pF}$$



$$I_D = I_S \{ \exp(U_D/U_T) - 1 \}$$

$$I_D \approx I_S \left\{ U_D/U_T + \frac{(U_D/U_T)^2}{2} + \frac{(U_D/U_T)^3}{6} + \dots \right\}$$

$$\Rightarrow U_{DC} \sim E^2$$

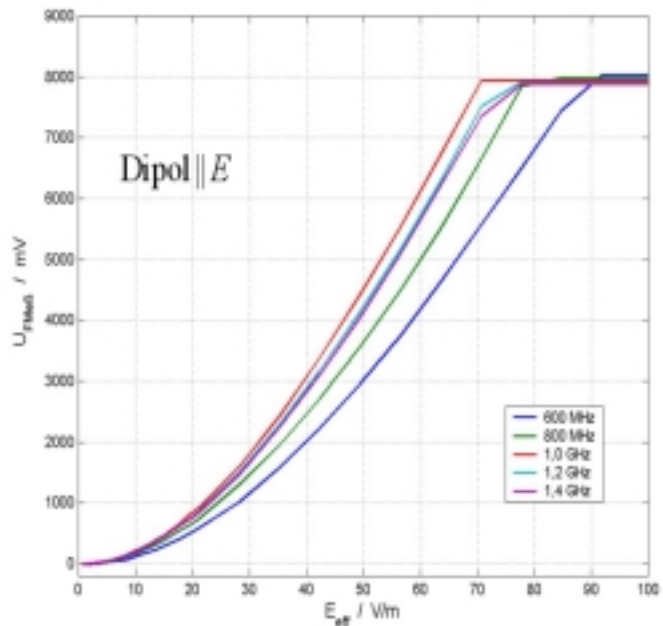


Abb. 5 Eigenschaften einer passiven Feldsonde mit Schottky-Diode

Ein weiteres Problem stellt die hohe Querempfindlichkeit gegenüber elektrostatischen Störsignalen dar (s. Abb. 6).

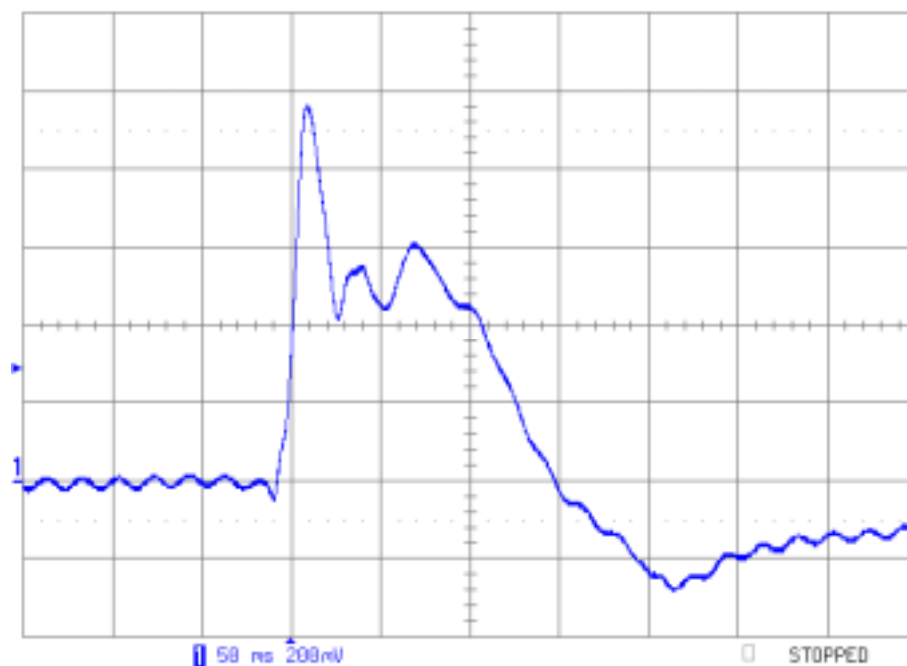


Abb. 6 Einfluss niederfrequenter elektrostatischer Störsignale

### 3. Entwurf einer aktiven Feldsonde

#### a) Energieversorgung

Für die Energieversorgung einer aktiven Feldsonde bietet sich neben dem optischen Übertragungsweg, der bei Miniatursonden sehr große Probleme bereitet, die Versorgung über hochohmige Zuleitungen an, um das HF-Feld nicht zu verfälschen. Eine Simulation mit MAFIA (s. Abb. 7) zeigt, dass mit Leitungswiderständen  $> 1 \text{ k}\Omega/\text{cm}$  dieses Ziel erreicht wird.

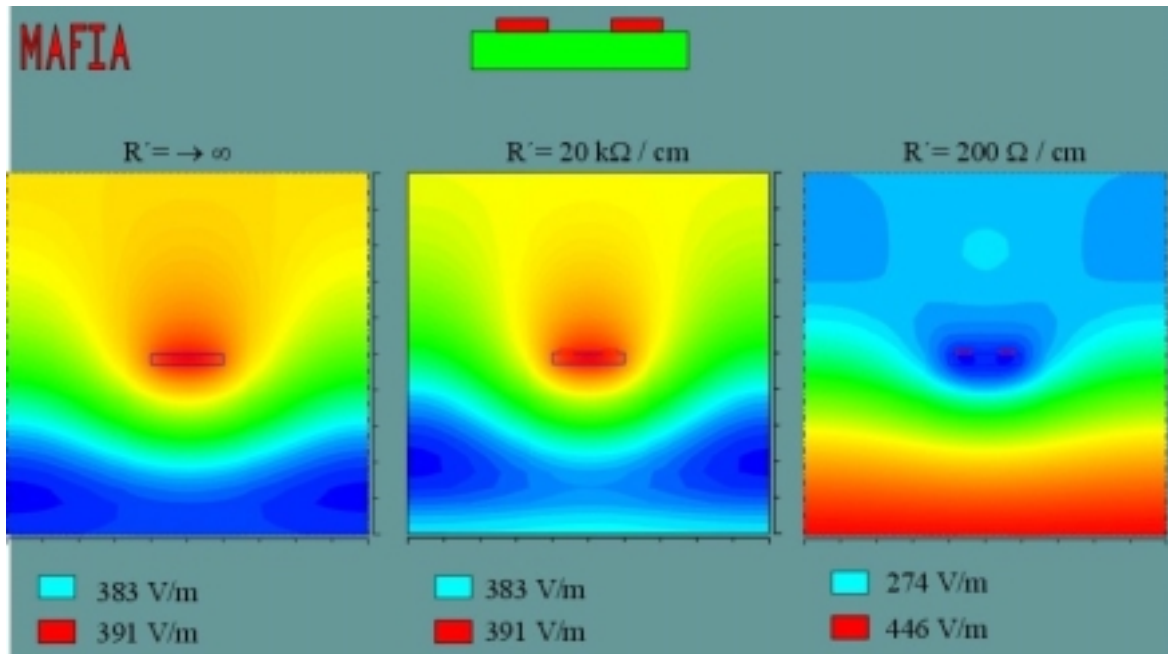


Abb. 7 Feldsimulation für unterschiedliche Leitungswiderstände

Bei einer Zuleitungslänge von ca. 50 cm ergibt sich damit eine Anordnung nach Abb. 8 mit Zuleitungswiderständen von 50 kΩ pro Versorgungs- und Signalleitung.

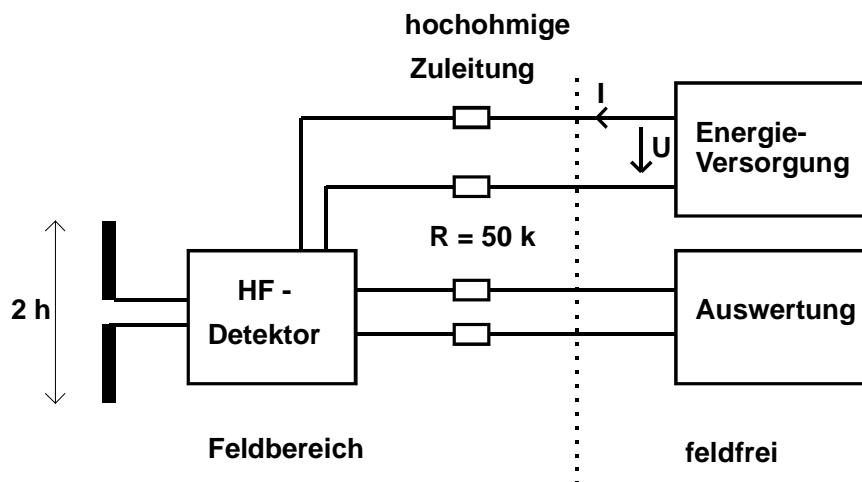


Abb. 8 Blockschaltbild für die Energieversorgung der Feldsonde

## b) HF-Vorverstärker

Eine Erhöhung der Empfindlichkeit kann z.B. durch Vorschalten eines HF-Verstärkers vor den Schottky-Gleichrichter erreicht werden. Dazu stehen HF-Verstärker in kleinen Bauformen zur Verfügung (s. Abb. 9), die jedoch noch einige Zusatzbeschaltung erfordern und einen über die hochohmigen Zuleitungen nicht realisierbaren hohen Versorgungsstrom von  $> 15 \text{ mA}$ .

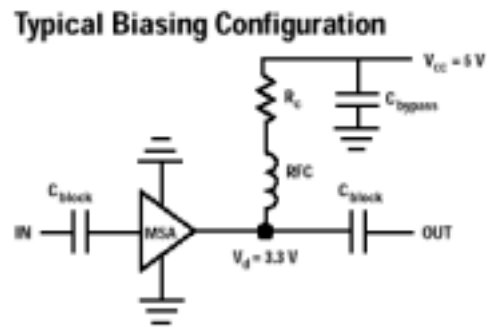
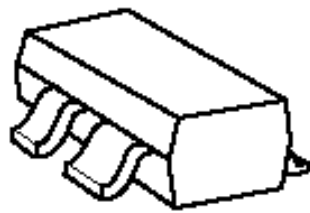


Abb. 9 HF-Vorverstärker

## c) Aktiver Gleichrichter

Eine günstige Alternative stellen aktive Gleichrichterschaltungen auf einem Chip dar. Diese sind mit kleinerer Stromaufnahme realisierbar, da das HF-Signal nicht mehr über einen („hochkapazitiven“) Pin nach aussen geführt werden muss. Das Blockschaltbild des Bausteins AD8314, der eine Stromaufnahme von ca. 4 mA aufweist, zeigt Abb. 10.

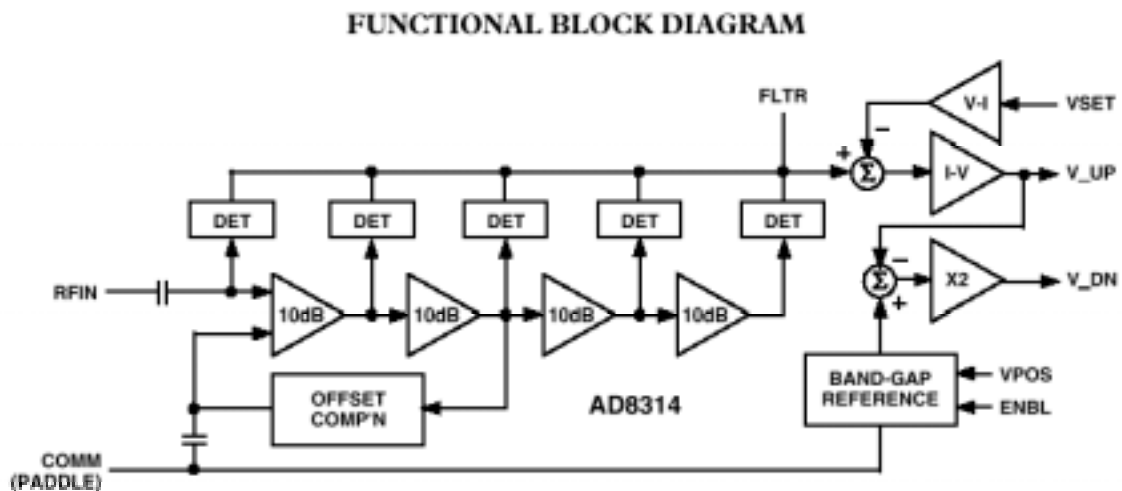


Abb. 10 Blockschaltbild des aktiven Gleichrichters AD8314

Den Aufbau einer Feldsonde mit Dipol-Antenne und dem Gleichrichter-IC (noch ohne hochohmige Zuleitung) zeigt Abb. 11.

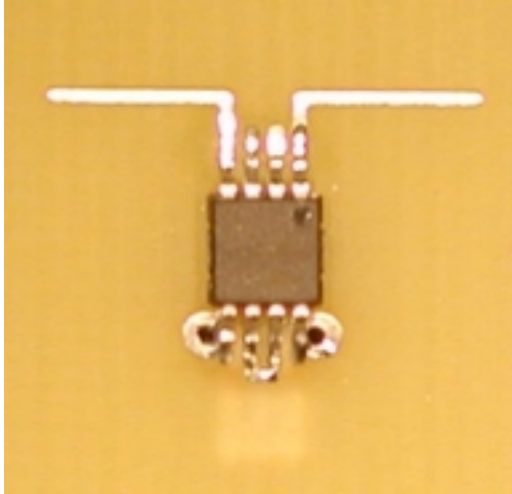


Abb. 11 Aufbau der aktiven Feldsonde

#### 4. Ergebnisse

Die messtechnische Untersuchung der Feldsonde erfolgt in einer TEM-Zelle nach Abb. 12.

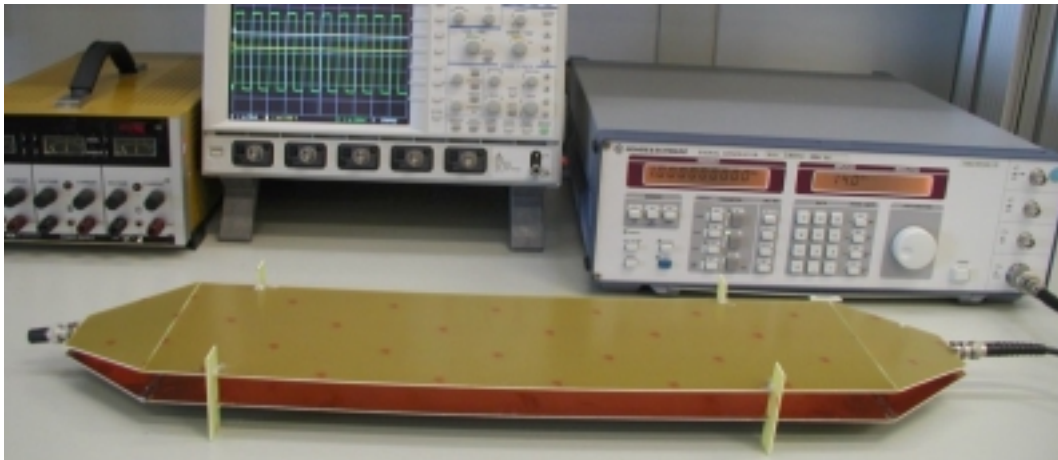


Abb. 12 TEM-Zelle

Die Ergebnisse der aktiven Sonde im Vergleich zur passiven Sonde sind in Abb. 13 dargestellt. Man erkennt als Vorteile die logarithmische Kennlinie, die erhöhte Empfindlichkeit sowie den deutlich erhöhten Dynamikbereich.

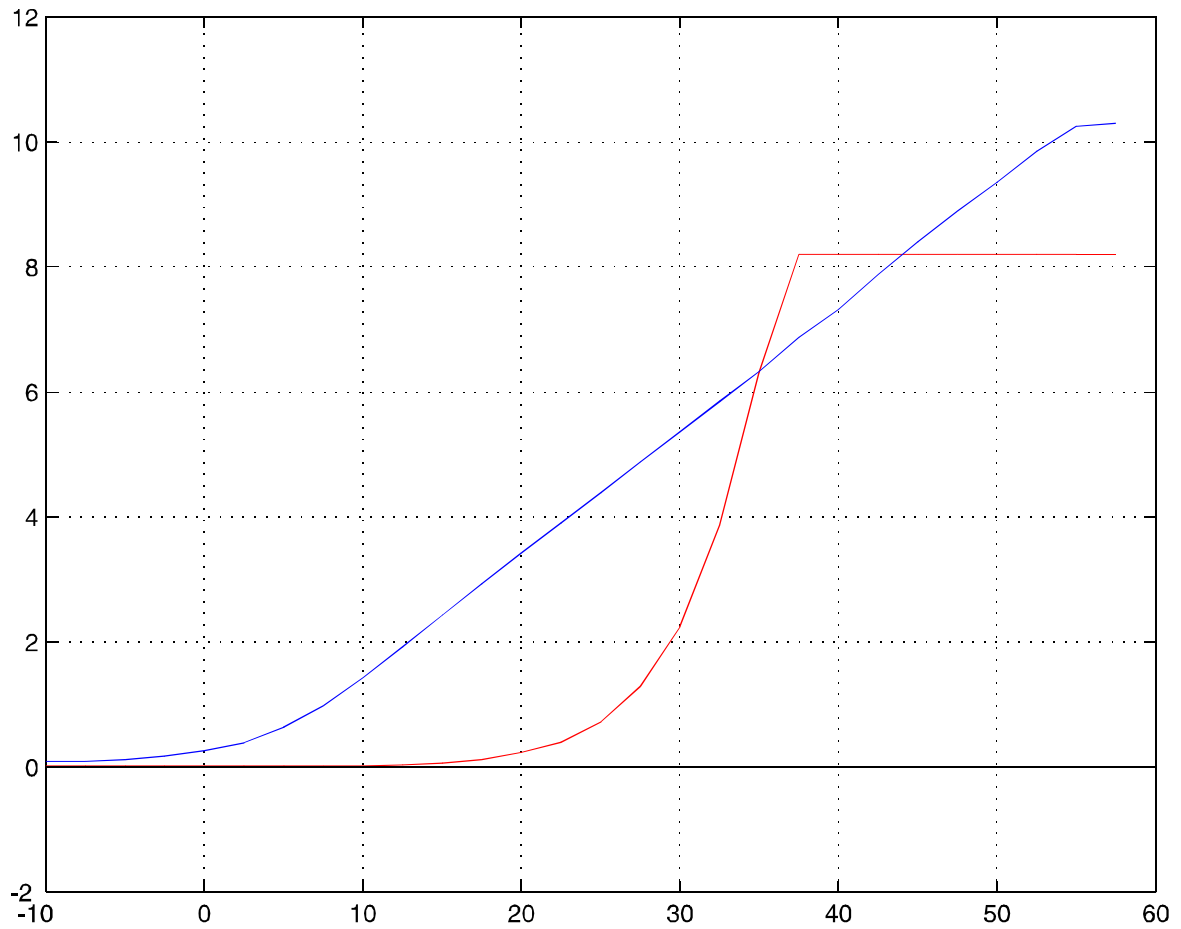


Abb. 13 Kennlinien mit: rot = passive Sonde  
 blau = aktive Sonde  
 x-Achse Feldstärke  $E$  in dBV/m, y-Achse  $U_{DC}$  in V

# Prinzipien der Signalaufbereitung im UMTS Mobilfunk

Darko Rozic  
Lehrstuhl für Messtechnik  
Universität Wuppertal

## Einführung

Seit der Einführung des *Global System for Mobile Communications* (GSM) um 1990 haben sich im Bereich der mobilen Kommunikation entscheidende Entwicklungen ereignet, welche die Anforderungen an ein zukünftiges Mobilfunksystem neu definieren.

Sowohl die Entwicklung der mobilen Kommunikation zum Massenmarkt, als auch die wachsende Bedeutung des Internet erfordern ein leistungsfähigeres und flexibleres Zugriffs- und Übertragungssystem. Dadurch entstehen Anforderungen, die zur Entwicklungszeit des GSM noch nicht vorhersehbar waren:

- + Es sollen möglichst beliebig viele Teilnehmer innerhalb eines Gebiets kommunizieren können.
- + Um die Übertragung von Daten aus dem Internet zu ermöglichen, muss das neue System paketorientierte Datenvermittlung unterstützen.
- + Zur Übertragung von Bild- und Filmdaten sind wesentlich höhere Datenübertragungsraten erforderlich.
- + Dienste, die Bezug auf die Position des Teilnehmers nehmen, erfordern die Lokalisierbarkeit der Teilnehmer

## Vielfachzugriffsverfahren

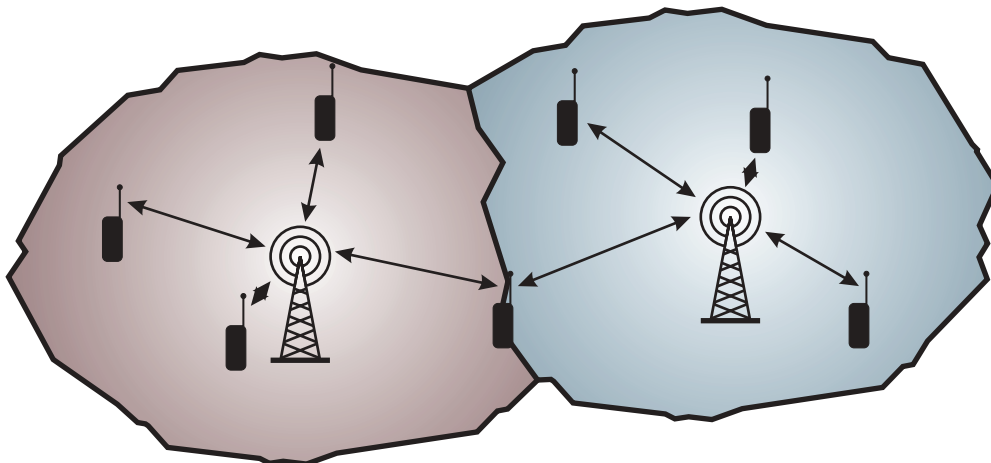


Abb. 1: Vielfachzugriff in Mobilfunksystemen

Um den gleichzeitigen Zugriff mehrerer Teilnehmer in einem Mobilfunksystem zu gewährleisten, werden Vielfachzugriffsverfahren verwendet. Gängige Verfahren sind das im GSM eingesetzte Zeitmultiplexverfahren (TDMA: Time Domain Multiple Access) sowie das Frequenzmultiplexverfahren (FDMA: Frequency Domain Multiple Access). Beide Verfahren haben hinsichtlich der Flexibilität und Qualität der Übertragung Vor- und Nachteile:

### FDMA:

- + gilt als bekanntes und robustes Zugriffsverfahren
- + kontinuierliches Signal
- Bandbreite bzw. maximale Datenrate ist nicht variabel
- Maximale Anzahl der Kanäle bzw. Teilnehmer ist festgelegt

### TDMA:

- + mehrere Teilnehmer senden in einem Frequenzkanal
- + Datenrate kann durch Zuteilung von Zeitintervallgrößen variieren
- Synchronisation aller Teilnehmer ist Voraussetzung
- Schutzintervalle (kein Teilnehmer sendet) sind notwendig
- Sendesignal ist gepulst

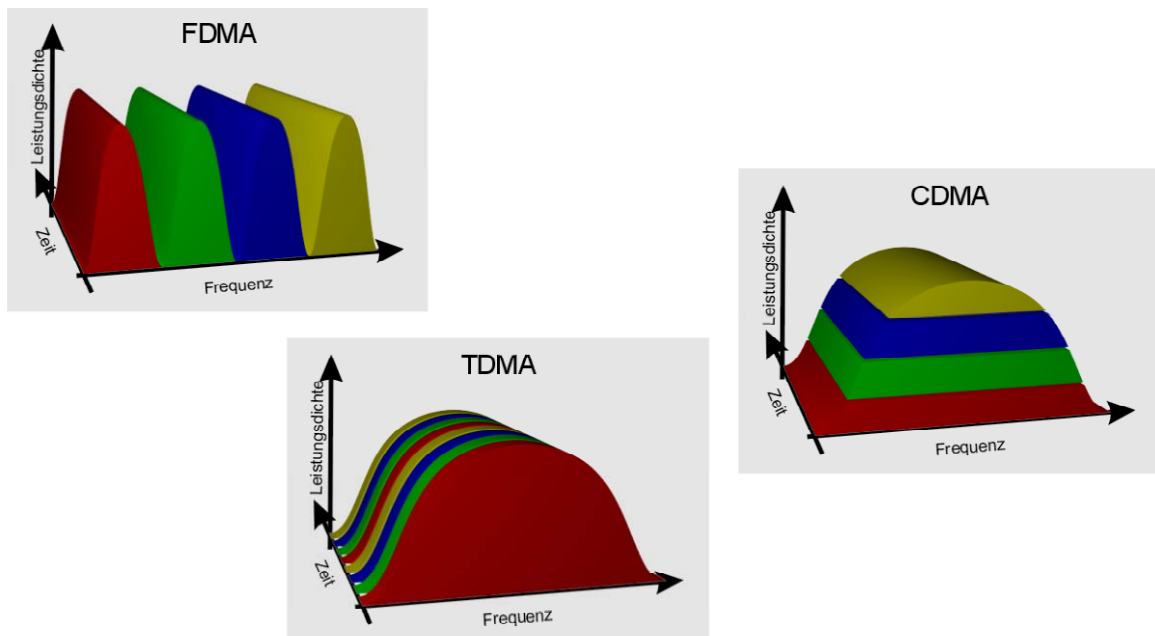


Abb. 2: Zugriffsverfahren

Alternativ zu den genannten Vielfachzugriffsverfahren steht das Konzept des Kodemultiplexverfahrens (CDMA: Code Division Multiple Access). Hierbei erfolgt die Trennung der einzelnen Kanäle durch sogenannte orthogonale Spreizungskodes (Spreading Codes), die auf die Anwenderdatenströme angewendet werden. Die so gespreizten Datenkanäle addieren sich zu einem komplexen Signalgemisch. Hauptvorteil dieses Verfahrens ist, dass alle Teilnehmer kontinuierlich im gleichen Frequenzband senden können.

## Das Mobilfunksystem der nächsten Generation

Das geplante Mobilfunksystem UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) basiert auf dem CDMA als Vielfachzugriffsverfahren, wobei gleichzeitig eine Frequenztrennung zwischen der Verbindung vom Endgerät zur Basisstation („uplink“) und einer Verbindung von Basisstation zum Endgerät („downlink“) durchgeführt wird. Frequenzen im Bereich 1,92-1,98 GHz werden für „uplink“-Verbindungen und Frequenzen im Bereich 2,11-2,17 GHz für „downlink“-Verbindungen vorgesehen. Diese beiden Frequenzbänder sind in je 12 Frequenzkanäle, die an verschiedene Telekommunikationsanbieter in einem Auktionsverfahren vergeben wurden, aufgeteilt (s. Abb. 3).

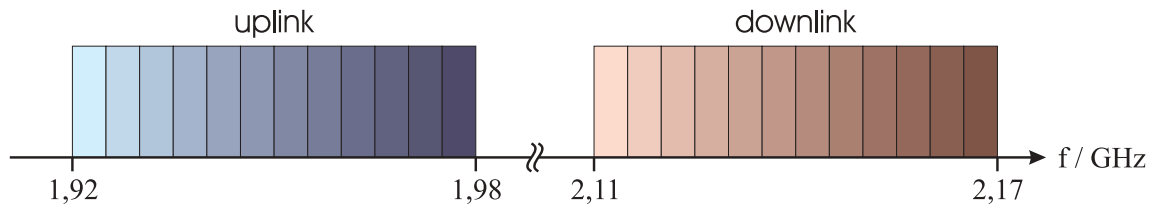


Abb. 3: Frequenzaufteilung für den UMTS Mobilfunk

Bei einer Vollduplexverbindung (Senden und Empfangen) eines Endgerätes mit einer Basisstation werden somit zwei Kanäle mit je 5MHz Bandbreite gleichzeitig belegt.

## Aufbau der Endgeräte

### Digitalteil

Für UMTS-Endgeräte ist die Möglichkeit der gleichzeitigen Übertragung von bis zu 6 Datenkanälen vorgesehen (s. Abb. 4). Zur Trennung der einzelnen Kanäle untereinander werden in der ersten Stufe die herankommenden Nutzerdatenströme mit binären Spreizungskodes mit einer Datenrate von 3,84 MBit/s multipliziert. Ein einzelner Kanal kann eine Bruttodatenrate von maximal 960 kBit/s haben.

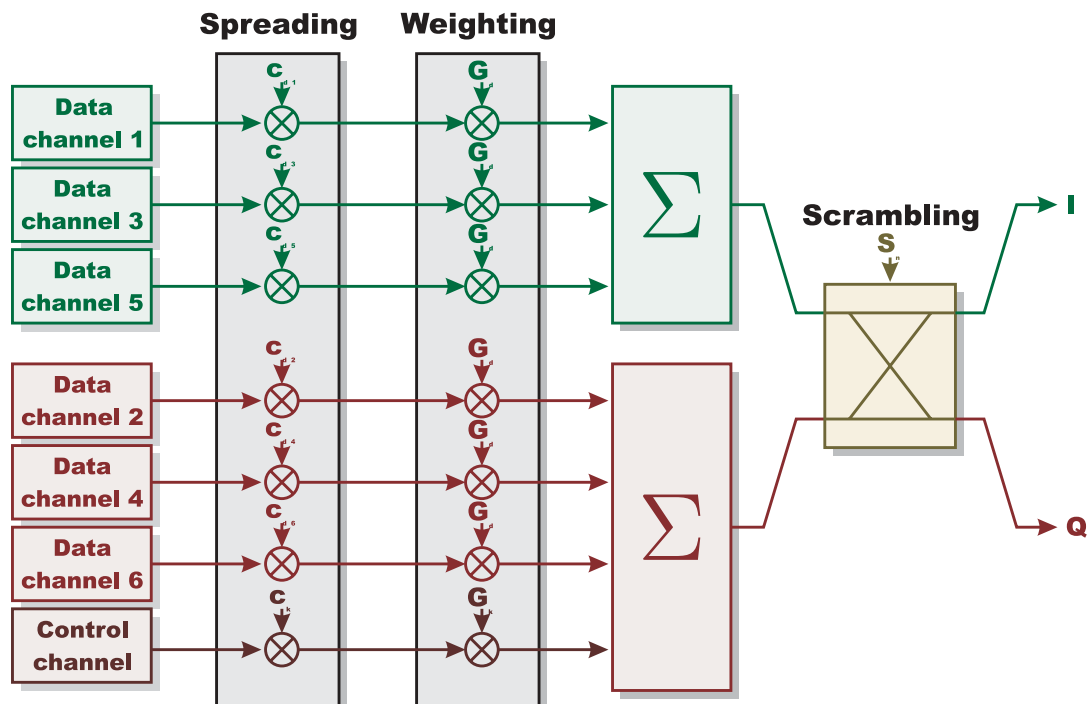


Abb. 4: Digitalteil eines UMTS-Endgerätes



Nach der Gewichtung (Weighting) der Datenströme werden die Kanäle der oberen und unteren Kanalgruppe (Abb. 4) zu je einem komplexen Summensignal zusammengefasst. Durch die Spreizung des Signals wird dessen Bandbreite um ein Vielfaches erhöht, was für den einzelnen Kanal zunächst als „Bandbreitenluxus“ betrachtet werden kann. Treffen jedoch mehrere gespreizte Kanäle zusammen, wird es durch diese Methode erst möglich, die unterschiedlich kodierten Datenkanäle wieder eindeutig voneinander zu trennen. Durch die Wahl der Kodelänge kann die Nutzdatenrate in weiten Bereichen variiert werden. Abbildung 5 zeigt beispielhaft die Codierung und Überlagerung dreier Datenkanäle:

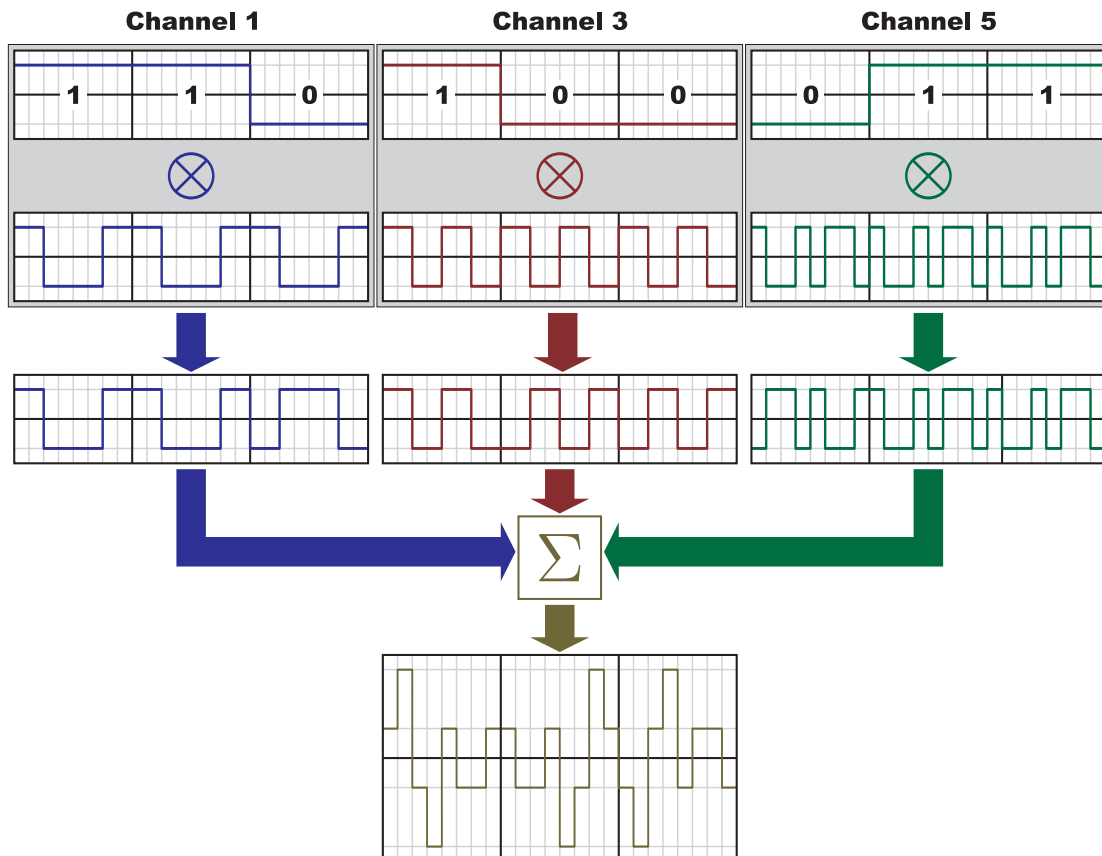


Abb. 5 Spreading und Summation dreier Kanäle

In der letzten digitalen Stufe findet eine Verwürfelung (Scrambling) der beiden Summensignale statt. Die Ausgangssignale I und Q des Digitalteils (Abb. 4) entstehen durch Vertauschen und Überlagern der beiden Summensignale mit Hilfe einer komplexen Funktion. Im Gegensatz zum Spreading findet an dieser Stufe keine weitere Spreizung des Datenstroms statt. Das Verwürfeln dient nur der Identifikation der Teilnehmer in einem Netz.

Abbildung 6 zeigt den Zeitverlauf der digitalen Ausgangssignale I und Q, wenn alle sechs Nutzkanäle sowie der Kontrollkanal senden. Trägt man die beiden Kanäle in einer Ebene mit den Achsen I und Q auf, so entsteht eine endliche Anzahl diskreter Punkte, s. Abbildung 7.

Dieses als Konstellationsdiagramm bezeichnete Bild kann als Maß für die Qualität des Signals bezeichnet werden. Bei einem mit Rauschen überlagerten Signal sind die einzelnen Konstellationspunkte unter Umständen nicht mehr klar unterscheidbar, d.h. die fehlerfreie Dekodierung des Signals ist nicht mehr möglich.

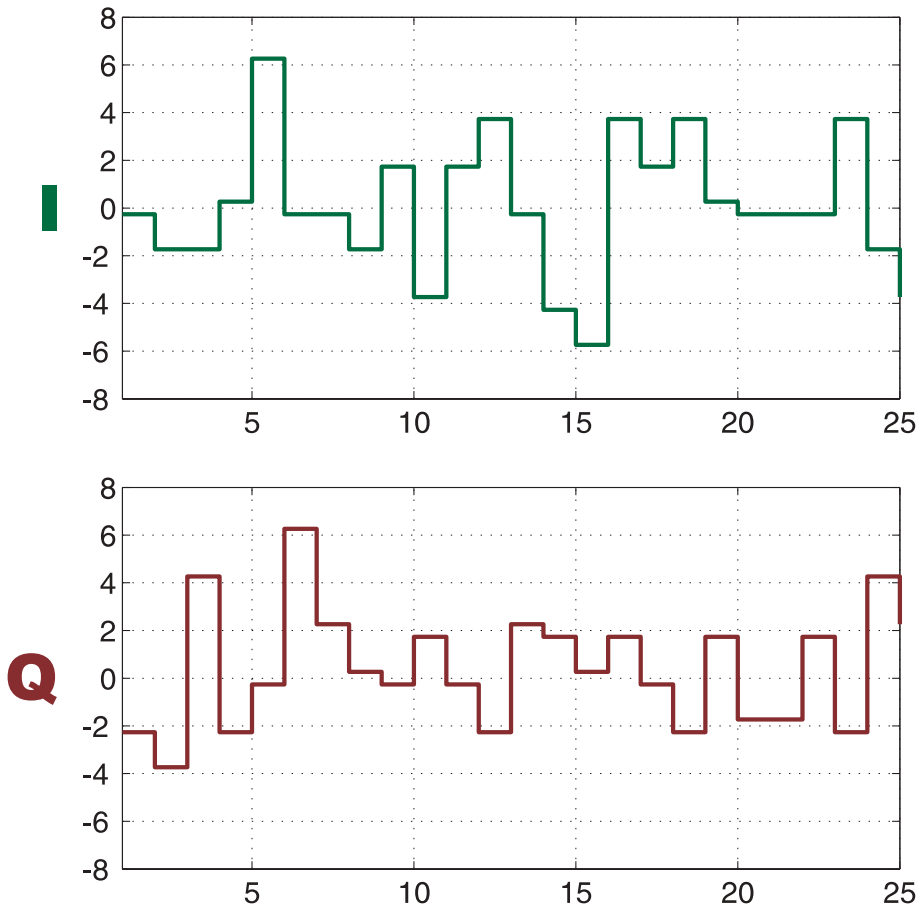


Abb. 6: Zeitverlauf der digitalen Ausgangssignale

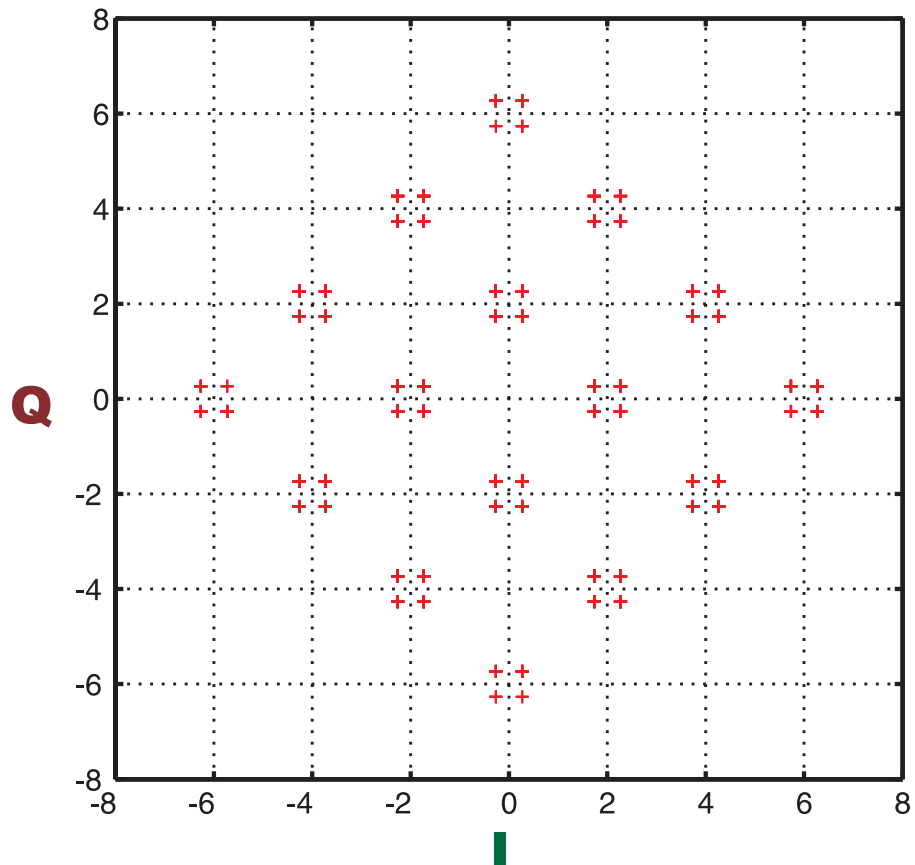


Abb. 7: Konstellationsdiagramm der Signale I und Q

Um einen Datenkanal aus dem Signalgemisch zu extrahieren, muss der Code, der zur Spreizung bzw. Verwürfelung verwendet wurde, bekannt sein. Die Multiplikation des Summensignals mit dem z.B. für Kanal 1 bekannten Spreizungskode ergibt ein Signal, aus welchem durch Mittelwertbildung wieder die Information gewonnen werden kann. Abb. 8, linker Teil zeigt eine Möglichkeit der Ent-Spreizung des oben zusammengesetzten Summensignals. Wird das Signal mit dem falschen Code multipliziert, kann aus dem resultierenden Signal nach der Mittelwertbildung kein Signal gewonnen werden, s. Abb. 8 rechter Teil.

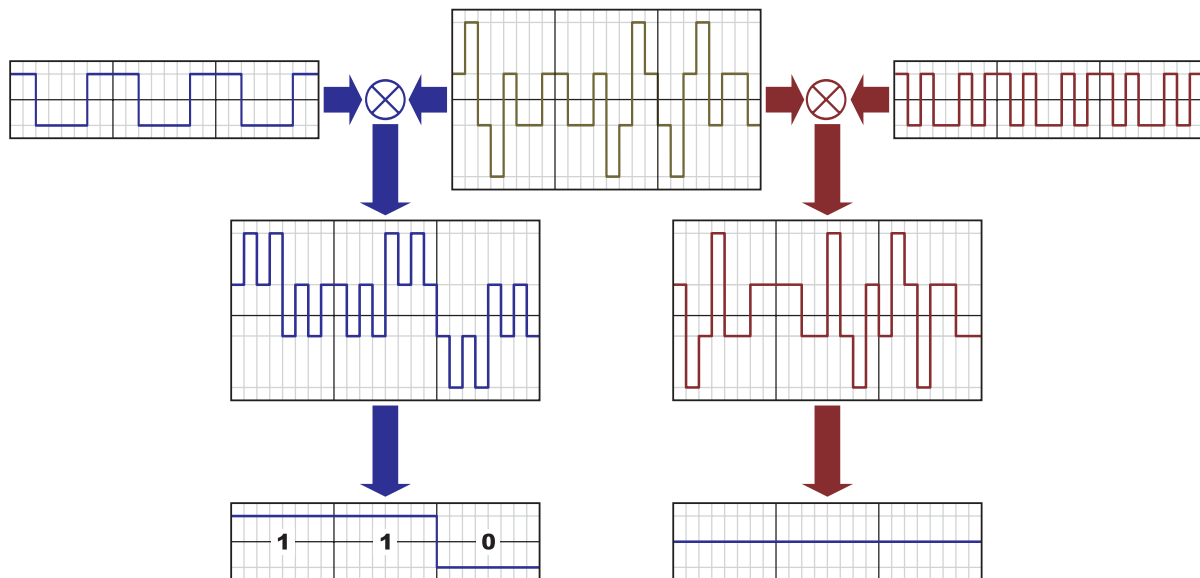


Abb. 8: Dekodieren eines Kodemultiplexsignals

### Analogteil

Die analoge Weiterverarbeitung besteht aus einer Impulsformung mit Wurzel-Cosinus Filtern und der Modulation der beiden Kanäle I und Q mittels QPSK (Quadruple Phase Shift Keying).

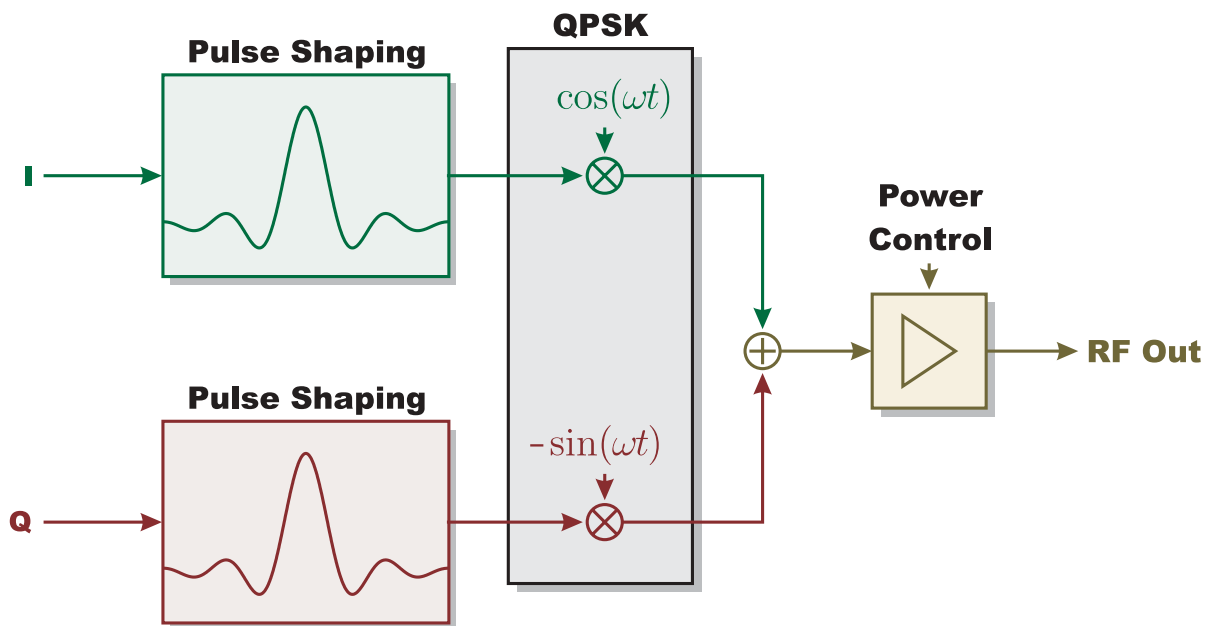


Abb. 9: Analogteil eines UMTS-Endgerätes

Eine wichtige Voraussetzung für die einwandfreie Funktion des Kodemultiplexverfahrens ist, dass alle aktiven Teilnehmer unabhängig von der Art der Luftschnittstelle mit der gleichen Signalfeldstärke an der Basisstation empfangen werden. Zu diesem Zweck befindet sich im Ausgang der analogen Stufe eine Leistungsregelung (Power Control), die im 1,5 kHz Takt eine Leistungseinstellung in Stufen von 1, 2 oder 3 dB in einem Gesamtdynamikbereich von 83dB vornimmt. Die Empfangsseite teilt der Senderseite jeweils mit, ob die Sendeleistung herauf- oder herabgesetzt werden soll. Abbildung 10 zeigt eine mögliche Situation der Leistungsregelung für den Fall einer konstanten Dämpfung sowie einen Fall, bei dem die Leistung über den gesamten Dynamikbereich geregelt wird.

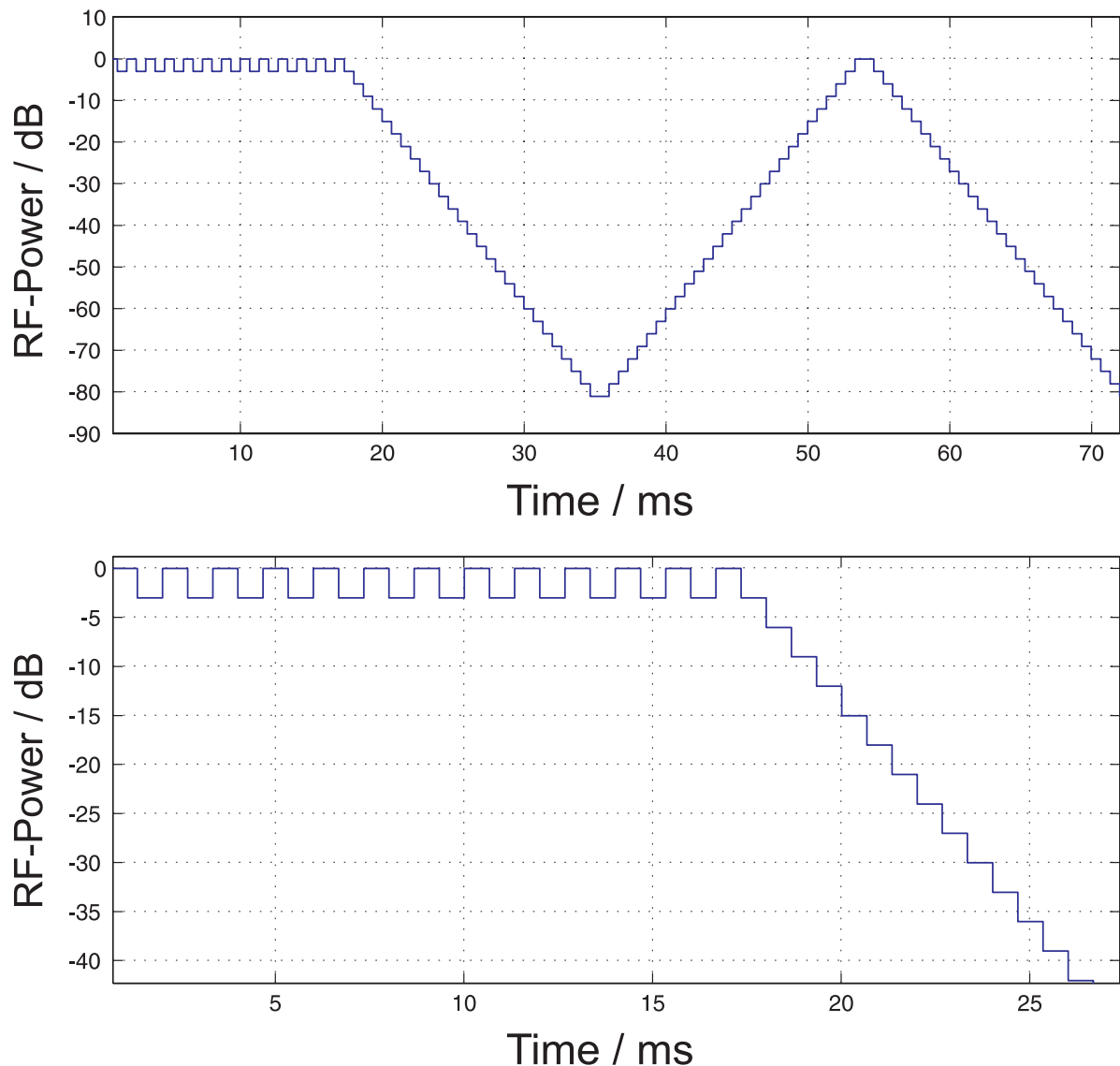


Abb. 10: Leistungsregelung (Übersicht und Detail)

## Fazit

Durch den Einsatz des Kodemultiplexverfahrens im UMTS-Mobilfunk soll dem zukünftigen Mobilfunksystem zu mehr Leistungsfähigkeit und Flexibilität verholfen werden. Einige Vor- und Nachteile dieses Vielfachzugriffsverfahrens gegenüber den bereits eingesetzten Verfahren seien in der folgenden Liste aufgeführt:

### Vorteile:

- + Alle Teilnehmer senden in der gleichen Frequenz, d.h. es ist keine Frequenzplanung (vgl. Frequenzmultiplex) notwendig.
- + Schutzintervalle, in denen kein Teilnehmer sendet, entfallen.
- + Durch die Wahl der Kodelängen beim Spreading sind verschiedene Datenraten einstellbar.
- + Die Anzahl der Teilnehmer kann theoretisch beliebig hoch sein, wobei jedoch die Nutzdatenrate (Übertragungsqualität) des einzelnen Teilnehmers reduziert wird.

### Nachteile:

- Alle Teilnehmer müssen mit der gleichen Signalstärke von der Basisstation empfangen werden, d.h. es ist eine Leistungsregelung erforderlich.
- Die technischen Anforderungen an Sender und Empfänger sind hoch.
- Es ist ein dichteres Netz von Basisstationen notwendig als für den Betrieb von GSM.

# Testsignalgenerator zur Untersuchung der biologischen Wirkung von UMTS-Signalen

Sevki Gencol  
Lehrstuhl für Messtechnik  
Universität Wuppertal

## 1. Problemstellung

Seit Anbeginn der Zeit stellt sich der Mensch die Frage:

„Welchen Einfluß hat meine Umwelt bzw. mein Umfeld auf mich und umgekehrt?“

Mit Einführung des Mobilfunks, und zwar dem für den Massenmarkt GSM (Global System for Mobile Communications), sowie den damit verbundenen elektromagnetischen Feldern entstanden Diskussionen über eventuelle Gesundheitsrisiken. Die damals geführten Diskussionen sind mit der geplanten Einführung des UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) neu entfacht.

Um eine wissenschaftliche Analyse durchzuführen, welche die Einwirkung von schwachen elektromagnetischen Feldern untersuchen soll, sind Randbedingungen zu schaffen, die eine wiederholbare Messung erlauben. Zu den Randbedingungen gehören außer einer Testsequenz an Signalen auch ein Testumfeld sowie Probanden.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit den Testsignalen, die von einem Testsignalgenerator erzeugt werden. Hierzu wird ein UMTS-Mobilteil (Handy) nachgebildet, welches ein genau definiertes Testmuster sendet.



Abb.1 UMTS-Testsignalgenerator

## 2. Anforderungen

Der Testsignalgenerator muss dabei folgende Funktionen eines Mobilteils nachbilden:

- Code *D*ivision *M*ultiple *A*ccess
- Trägerfrequenz von 1,9 GHz
- QPSK-Modulation
- Kontroll- und Nutzsignale
- Leistungsregelung

Zudem mussten noch folgende Parameter eingehalten werden:

- Periodizität > 1s
- Langzeitstabilität
- Einfache Handhabung
- Ein Stand-Alone-Gerät

## 3. Realisierung

Der GUS (*G*eneric *U*MTS *S*ignalgenerator) kann in eine digitale und eine analoge Einheit aufgeteilt werden. Innerhalb des digitalen Teils werden zwei digitale Signale *I* und *Q* generiert. Im analogen Teil wird die QPSK-Modulation (*Q*uadruple *P*hase *S*hift *K*eying) dieser zwei digitalen Signale durchgeführt und das Trägersignal erzeugt.

Da hierbei die Zuverlässigkeit die höchste Priorität hatte, wurde bei dem Aufbau auf eine Softwarelösung mittels DSP und aufwendiger digitaler Signalverarbeitung verzichtet. Das Erzeugen der CDMA Signale online per Hardware aus einem analogen Datenstrom stellt eine sehr hohe Anforderung an die Hardware dar. Zudem müssten die analogen Daten auch zuerst digitalisiert und gespeichert werden. Wenn eine digitale Speicherung der Daten so oder so notwendig ist, dann kann man die Daten off-line vorverarbeiten und die bereits digital verarbeiteten Daten dann in den Speicher laden.

Als Speicher wurden Flash-Ram-Chips der Firma Intel eingesetzt. Diese wurden zu je zwei Stück auf einer Platine zu einem PCM/CIA-Modul mit 32MB gefertigt. Da diese Module sich nach außen mechanisch wie auch elektrisch wie kommerzielle Module verhalten, können auch kommerzielle PCM/CIA-Module benutzt werden.

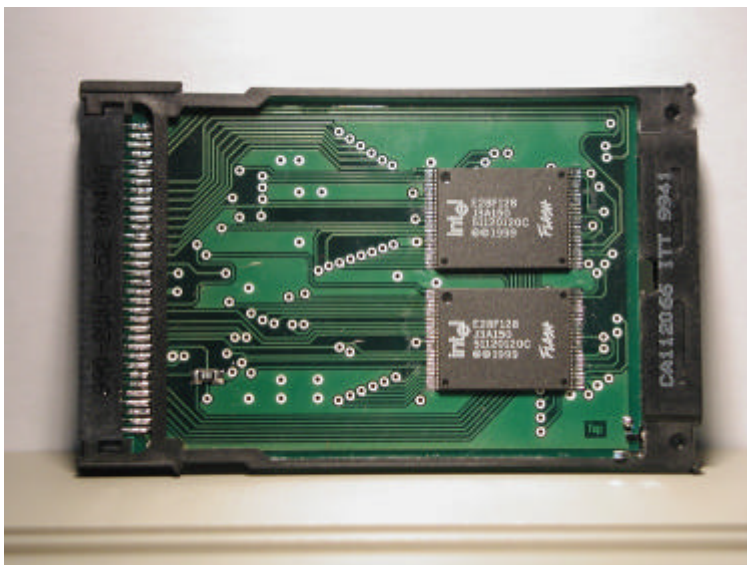


Abb.2 PCM/CIA-Modul 32MB auf der Basis von zwei Intel-Chips

Die zentrale Steuerung des Testsignalgenerators erfolgt hierbei mittels eines FPGA's der Firma Actel.

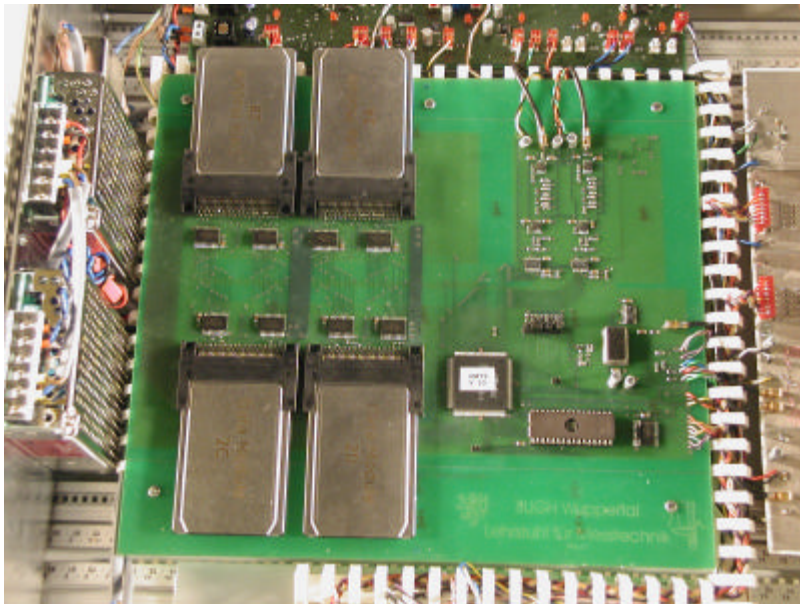


Abb.3 Digitale Signalverarbeitung mittels FPGA

Wie bereits oben erwähnt, hatte die Zuverlässigkeit die höchste Priorität, sodass hier der Einsatz eines FPGA's mit der „Antifuse-Technologie“ sinnvoll war. Das FPGA steuert nicht nur alle Abläufe, sondern bildet auch eine Checksumme aller gesendeten Daten, um bei einer eventuellen Datenmanipulation bzw. bei einem Datenverlust dem Benutzer dies anzuzeigen.

Da noch keine integrierten Bauteile für UMTS auf dem Markt erhältlich sind, musste auch der HF-Teil inkl. QPSK-Modulator in Eigenbau hergestellt werden.

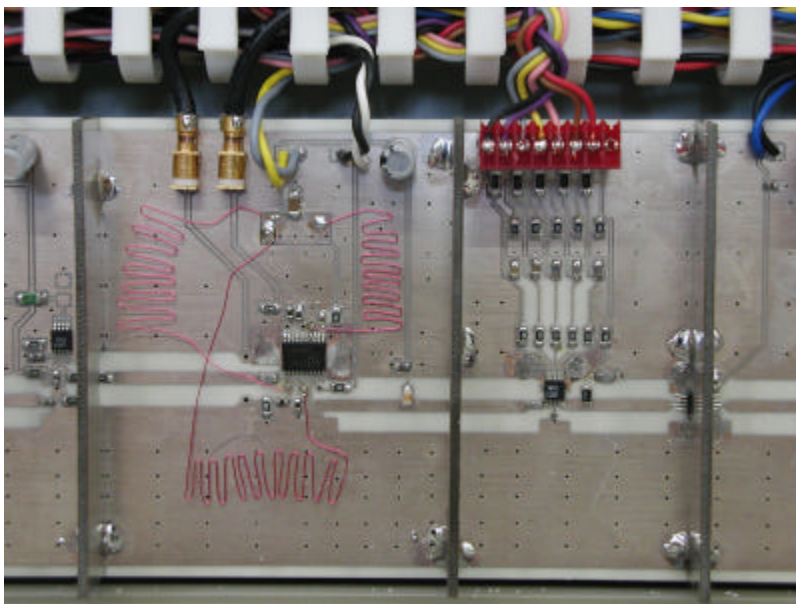


Abb.4 Der QPSK-Modulator mit nachgeschaltetem HF-Verstärker



## 4. Messergebnisse

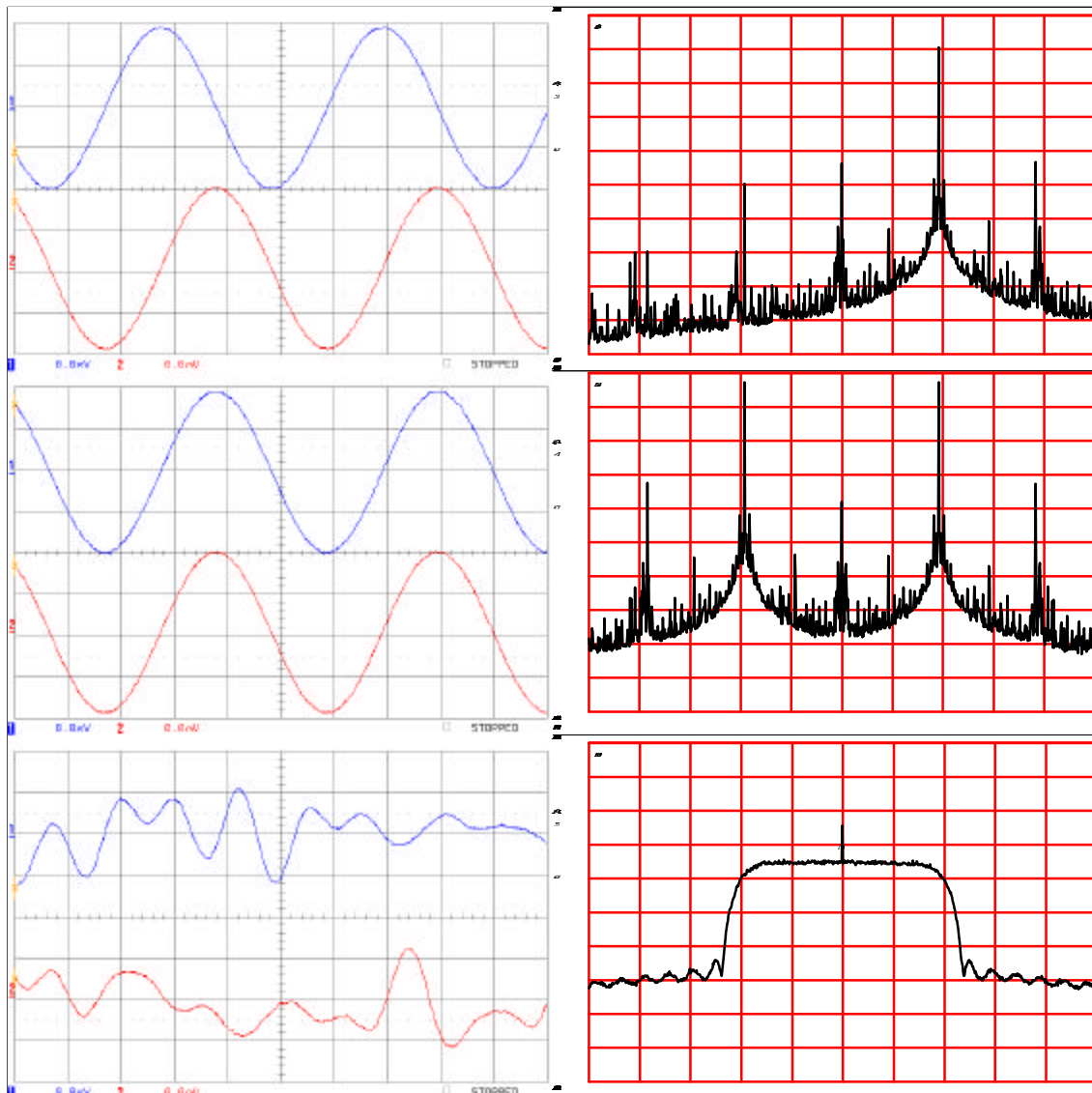


Abb.5 Gegenüberstellung Zeitsignal / Frequenzspektrum

Hier sind drei verschiedene Testsignale mit ihrem dazugehörigen Spektrum gemessen worden, wie sie von dem GUS zur Verfügung gestellt werden.

Bild oben:  $I(t) = \sin(\omega t)$ ;  $Q(t) = \cos(\omega t)$

Bild Mitte:  $I(t) = Q(t) = \sin(\omega t)$ ;

Bild unten:  $I(t)$  und  $Q(t)$  eines Sprachsignals

## 5. Fazit

Mit dem hier vorgestellten Gerät sind nun Randbedingungen geschaffen, um die Einwirkung von schwachen elektromagnetischen Feldern wiederholbar messen zu können.

Die hieraus -auf wissenschaftlichen Daten- basierenden Erkenntnisse können bei der Diskussion über die Einwirkung von schwachen elektromagnetischen Feldern und evtl. Gesundheitsrisiken verwendet werden.

# Resonanzmeßplatz mit hoher, einstellbarer Empfindlichkeit

Gerd Nowack

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

## 1. Abstract

Das hier vorgestellte Schichtdickenmeßgerät benutzt einen Resonanzkreis (also ein System 2. Ordnung mit geringer Dämpfung) mit einer meßgrößenabhängigen Induktivität. Im Streufeld der Induktivität befindet sich ein Metallblech, das durch eine nicht elektrische Lackierung auf einen zu messenden Abstand, die Schichtdicke, gebracht wird. Anwendungsmöglichkeiten liegen in der Fertigungskontrolle von kunststoffbeschichteten Metallfolien für die Nahrungsmittelindustrie oder bei der Lackierung von Autoblechen mit typisch 1mm Dicke und 100 – 500 µm Lackierungsdicke. Die Änderung der Induktivität aufgrund der Annäherung des Meßobjektes an die Sensorspule ist sehr gering. Allerdings tritt wegen der transformatorischen Kopplung eine Übertragung der sekundärseitigen Wirbelstromverluste auf die Primärseite auf. Wird nun der Sensor primärseitig zu einem Resonanzkreis geringer Dämpfung ergänzt, dann entsteht eine Resonanzüberhöhung im Bodediagramm, die sehr empfindlich auf eine transformatorische Bedämpfung durch den Sekundärkreis reagiert. Die Resonanzspannungsamplitude (primärseitige Amplitude bei maximaler Überhöhung) ist in etwa linear proportional zur Schichtdicke. Ihre mittlere Empfindlichkeit beträgt: 2,74 mV/µm. Das besondere dieses Meßverfahrens besteht darin, daß dieser Wert durch Parametereinstellung in weiten Grenzen variiert werden kann. Dazu stellt man die Resonanzüberhöhung bei der größten zu messenden Schichtdicke auf den größten Wert des Aussteuerbereichs. Das geschieht durch den Einsatz elektronisch steuerbarer, negativer Widerstände (NIC's). Parametereinstellung und Kalibrierung des Gerätes werden sinnvollerweise vor jeder Messung neu durchgeführt.

## 2. Einleitung: mittlere und differentielle Empfindlichkeit am Beispiel der Temperaturmessung

Die mittlere Empfindlichkeit ist definiert als der Quotient der Ausgangsgrößen- und der Eingangsgrößenänderung. Sinnvollerweise wird er nur für einen definierten Bereich angegeben, in dem der Sensor durch eine annähernd lineare Funktion beschrieben werden kann. Dieser Begriff der Empfindlichkeit ist nur für Sensoren sinnvoll, sonst könnte die Empfindlichkeit eines Sensors durch eine (interne?) Verstärkung erhöht werden. So kann z.B. ein PT100 im Bereich von 0 bis 600°C durch folgende quadratische Gleichung gut beschrieben werden:

$$R = R_0 (1 + A * T_{\text{°C}} + B * T_{\text{°C}}^2) \text{ mit } R_0 = 100 \Omega, A = \frac{3,911 * 10^{-3}}{\text{°C}}, B = \frac{-0,588 * 10^{-6}}{(\text{°C})^2}$$

Daraus kann die mittlere und die differentielle Empfindlichkeit mathematisch bestimmt werden:

$$E_{\Delta} = \frac{\Delta R}{\Delta T_{\text{°C}}} = R_0 [A + B * (T_2 - T_1)] \quad \text{und} \quad E_d = \frac{dR}{dT_{\text{°C}}} = R_0 (A + 2 * B * T_{\text{°C}})$$

In der folgenden Tabelle sind die mittlere Empfindlichkeit für den angegebenen Bereich:  $E_{\Delta}$  und die differentielle Empfindlichkeit:  $E_d$  aufgelistet:

T/°C	R {Ω}/DIN-Wert	$E_d = dR/dT \{Ω/°C\}$	$E_{\Delta} = \Delta R/\Delta T \{Ω/°C\}$
-200	19,43/18,49	0,4146	0,4087
-100	60,30/60,25	0,4029	0,3970
<b>0</b>	<b>100,0</b>	<b>0,3911</b>	<b>0,3852</b>
100	138,52/138,50	0,3793	0,3735
200	175,87/175,94	0,3676	0,3617
300	212,04/212,02	0,3558	0,3499
400	247,03/247,04	0,3441	0,3382
500	280,85/280,90	0,3323	0,3264
600	313,49/313,59	0,3205	0,3147
700	344,96/345,13	0,3088	0,3029
800	475,25/375,51	0,2970	0,2911

Soll nun die Temperatur mit hoher Auflösung gemessen werden, ist ein Sensor mit noch höherer differentieller Empfindlichkeit sinnvoll. (Dabei ist zu bedenken, daß ein empfindlicher Sensor in der Regel eine höhere Ungenauigkeit besitzt.) Die Kennlinie eines Thermistors oder NTC-Widerstandes wird durch die folgende Gleichung gut approximiert:

$$R = R_0 e^{\frac{b}{T_K}} \text{ mit } b = 3114 \text{ K und } R_0 = 0,0713 \Omega$$

Daraus kann die mittlere und die differentielle Empfindlichkeit mathematisch bestimmt werden:

$$E_{\Delta} = R_0 \frac{e^{b/T_2} - e^{b/T_1}}{T_2 - T_1} \quad \text{und} \quad E_d = \frac{dR}{dT_K} = -b \frac{R}{T_K^2}$$

Die Auswertung dieser Formel zeigt folgende Tabelle:

T/°C	0	100	200	300	400	500
R/Ω	6368	300	51,44	16,34	7,28	4,00
$E_d / (Ω/K)$	-266	-6,71	-0,715	-0,155	-0,050	-0,021
$E_{\Delta} / (Ω/K)$	-60,61	-2,487	-0,351	-0,090	-0,033	

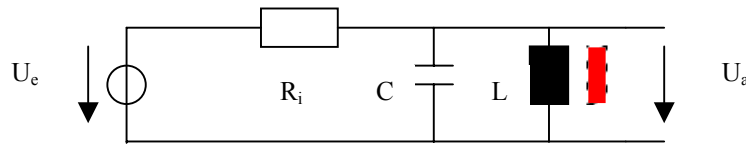
Dies ist ein Beispiel für eine sehr hohe, aber aufgrund der großen Nichtlinearität wenig konstanten mittleren, sowie differentiellen Empfindlichkeit.

Im Falle des hier vorgestellten Schichtdickenmeßgerätes wären die Geometrieänderungen im µm-Bereich zu klein, um sie als geänderten Wert der Induktion einer Meßspule nachzuweisen. Deshalb wird die Meßspule mit einer festen Kapazität zu einem Parallelschwingkreis ergänzt. Dieser wird dann kontrolliert elektronisch entdämpft, so daß eine hohe Selektivität entsteht. Die Annäherung einer leitenden, nicht magnetischen Oberfläche beeinflußt nur geringfügig die Induktivität des Meßkopfes, so daß die Resonanzfrequenz nur unwesentlich geändert wird. Die erhöhten elektrischen Verluste durch induzierte Wirbelströme aber reduzieren die Güte des Schwingkreises gewaltig. Die Spannung am Schwingkreis reduziert sich entsprechend stark. Das ist die Idee eines Meßprinzips, dessen differentielle Empfindlichkeit elektrisch einstellbar ist und deshalb an viele Meßprobleme angepaßt werden kann.

### 3. Schaltungstechnische Grundlagen des Meßprinzips

#### 3.1. Der Meßkopf unter idealen Annahmen

Die folgende Ersatzschaltung zeigt die Spannungsquelle des VCO- (voltage-controlled oscillator), die über einen Widerstand an den (idealen) LC-Parallelkreis angelegt wird. Bei der Messung befindet sich im Streufeld der Induktivität ein Metallblech, das aufgrund der Beschichtung einen zu messenden Abstand von der Induktivität besitzt.



Die Übertragungsfunktion lautet:

$$H(j\omega) = \frac{j * x / Q_i}{1 + j * x / Q_i - x^2} \text{ mit } x = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L * C}}, \quad Q_i = \frac{R_i}{\omega_0 * L}$$

Die Übertragungsfunktion hat die Charakteristik eines schmalbandigen Bandpasses. Ihr Maximum liegt bei  $x = 1$ , unabhängig von der Größe von  $Q_i$ . Mit  $H_{\max} = 1$  wird die Ausgangsspannung auf den Wert der Eingangsspannung begrenzt und kann deshalb die nachfolgende Auswerteschaltung (durch unkontrollierte Resonanzüberhöhung) nicht zerstören.

Mit den implementierten Werten der Bauelemente:  $R_i = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$  und  $L = 2,7 \text{ mH}$  ergibt sich: eine Resonanzkreisfrequenz  $\omega_0 = 6086 \text{ s}^{-1}$  ( $f_0 = 969 \text{ Hz}$ ), eine Güte von  $Q_i = 6086$  und für die Dämpfungszahl  $\zeta = 1/(2 * Q_i)$  (für  $\zeta \ll 1$ )  $= 8,2 * 10^{-5}$ , also ein stark unterkritischer Wert. Die Überhöhung der Übertragungsfunktion beträgt:  $\ddot{u} = 1/(2 * \zeta) = Q_i$ . Dieser hohe Wert wird nur durch das große  $R_i$  bestimmt: je größer  $R_i$  um so höher die Güte ( $L = \text{konstant}$ ).

Dieses Ergebnis ist selbstverständlich unrealistisch, da die Meßspule einen Wicklungswiderstand von  $R_L = 1 \text{ }\Omega$  besitzt. Damit wird  $Q_L = \omega L / R_L = 16,4 \ll Q_i$  bestimmend.

$$Q_L = \frac{\omega_0 * L}{R_L} = 16,4 \text{ mit } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L * C}}$$

#### 3.2. Der Meßkopf mit realistischer Induktivität: $Z_L = R_L + j \omega L$

Für die um  $R_L$  erweiterte Schaltung ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$H_R(j\omega) = \frac{RV + j * x / Q_i}{1 - x^2 + RV + j * x * (RV * Q_i + 1 / Q_i)} \text{ mit } RV = \frac{R_L}{R_i} = 10^{-5}$$

Die Auswertung dieser Funktion ergibt für das Maximum der Übertragungsfunktion bei  $x = 1$  und dem sehr kleinen Widerstandsverhältnis  $RV$ :

$$H_{R, \max} \approx \frac{1}{1 + RV * Q_i^2} = 2,69 * 10^{-3} \ll 1$$

Für die Dämpfungszahl  $\zeta$  gilt:

$$\zeta = \frac{1}{2 * (RV * Q_i + \frac{1}{Q_i})} \approx \frac{1}{2 * RV * Q_i} = 8,22$$

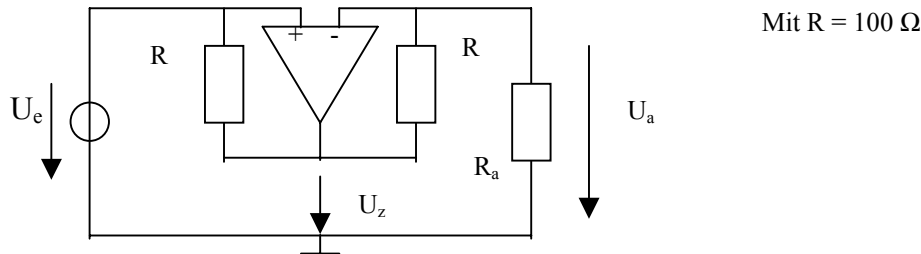
Dieser Wert ist überkritisch (also  $\gg 1$ ), d.h. es tritt kein Überschwingen mehr auf.

Für die Gesamtgüte folgt aus der oberen bzw. unteren Grenzfrequenz:

$$Q_{\text{ges}} = \frac{f_{\text{go}} + f_{\text{gu}}}{f_{\text{go}} - f_{\text{gu}}} = 16,35$$

Dieses Ergebnis war zu erwarten. Durch einen zusätzlichen, negativen Widerstand kann nun die Güte theoretisch zwischen  $> 16,35$  und  $< 6086$  eingestellt werden.

#### 4. NIC, der negative Impedanzkonverter



Unter der Annahme, daß der Operationsverstärker bis auf die endliche Leerlaufverstärkung  $v_o$  ideal ist, ergibt sich für den Eingangswiderstand  $R_e$  der Schaltung:

$$R_e = - \frac{R_a + \frac{R}{v_o}}{1 - \frac{R_a}{R \cdot v_o}} \Rightarrow -R_a \text{ für } v_o \rightarrow \infty$$

Ein besonderes Augenmerk verlangt diese Schaltung, wenn die Eingangsspannungsquelle  $U_e$  einen Innenwiderstand  $R_g$  besitzt. Zur Sicherstellung der Stabilität muß dann gelten:

$$U_+ = \frac{R_g}{R_g + R} U_z < U_- = \frac{R_a}{R_a + R} U_z$$

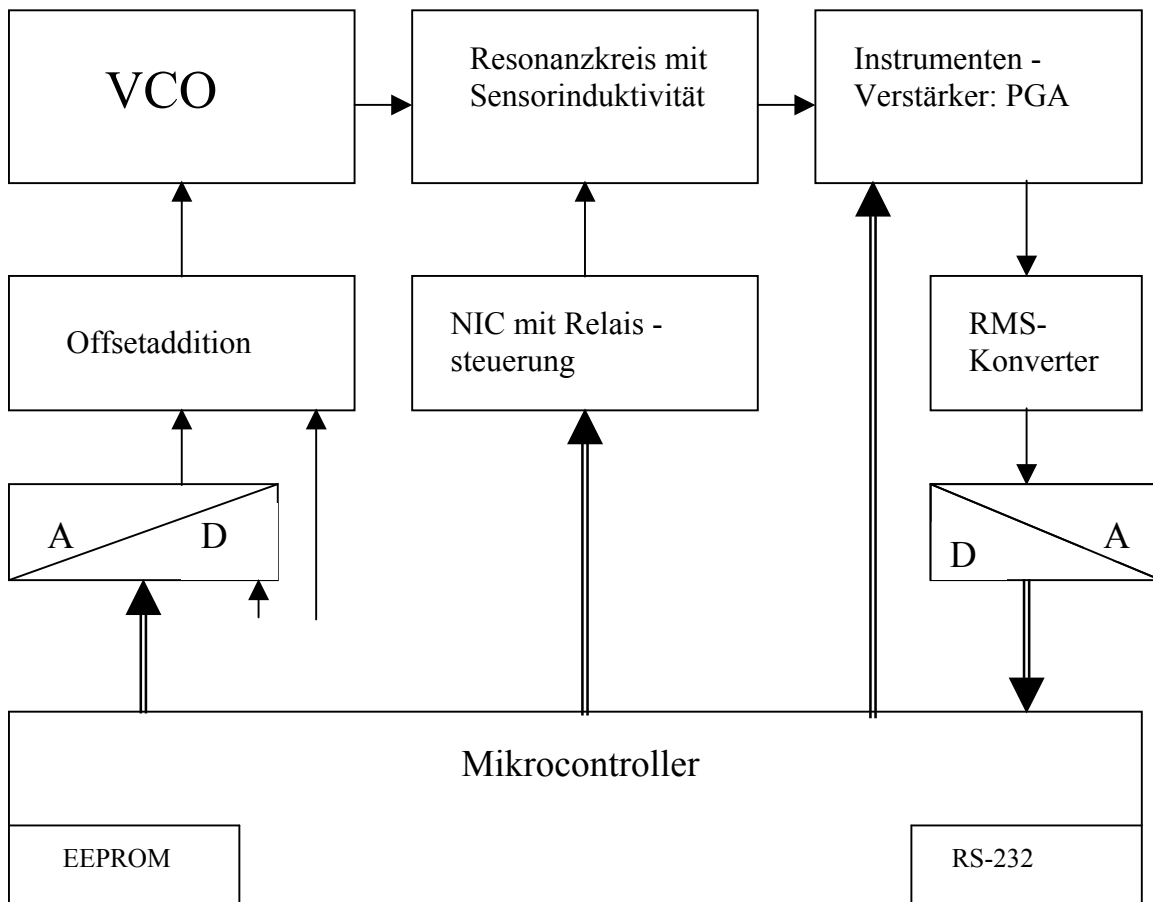
Im Falle der Instabilität müssen also die OP-Eingänge vertauscht werden. Die Größe des angeschlossenen Widerstandes  $R_a$  beträgt:

$$R_a = 0,9 \Omega + \sum_{i=1}^8 i * 0,1 \Omega$$

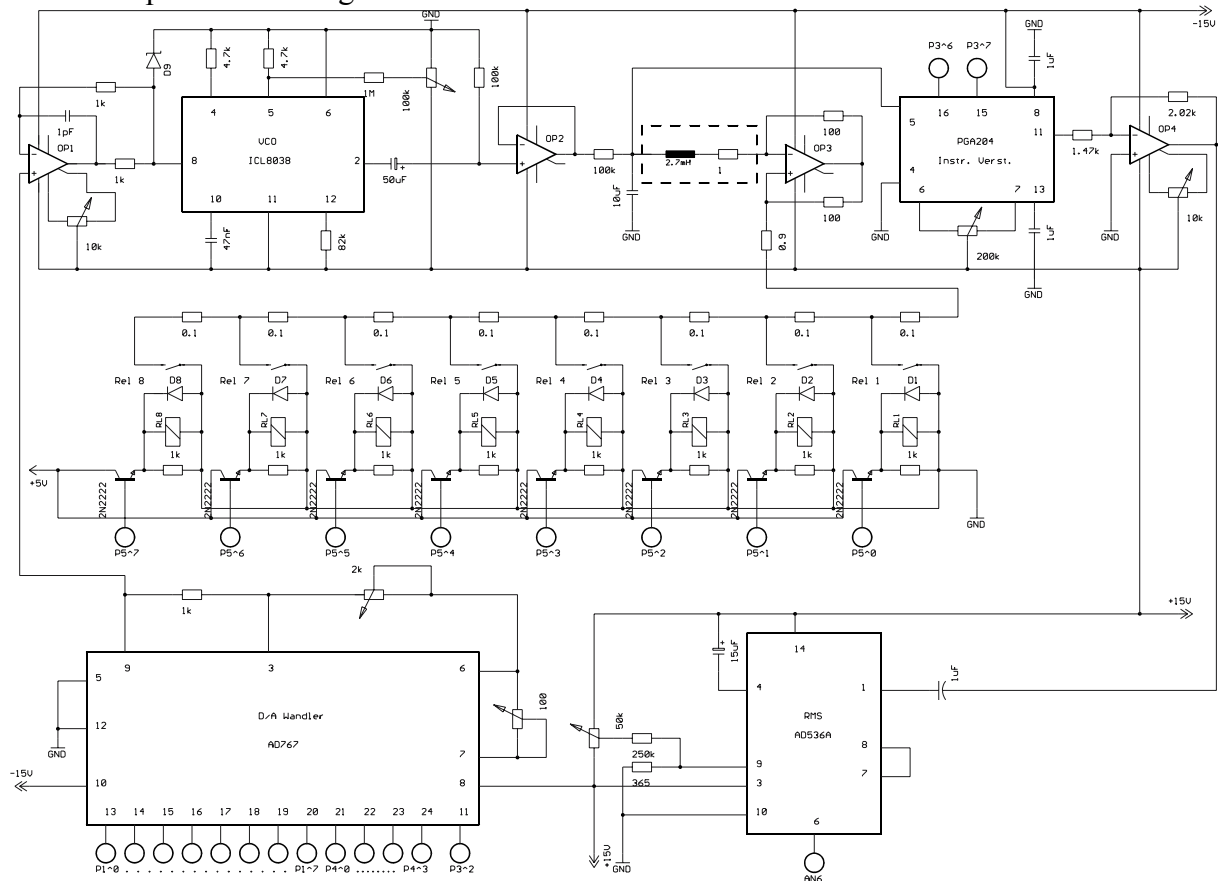
Der Grundwert von  $0,9 \Omega$  reduziert den Spulenwiderstand auf  $0,1 \Omega$ , d.h. das Widerstandsverhältnis wird  $RV_{\text{komp}} = 10^{-6}$ . Damit steigt die Güte des Meßkopfes auf  $Q_{\text{komp}} = 163,5$  an. Durch die Einkopplung der sekundärseitigen Verluste sinkt die Güte aber wieder rapide ab, wenn der Meßkopf zur Dickenmessung gegen das Metall angelegt wird. Durch die Zuschaltung von  $0,1 \Omega$  Widerständen über eine rechnergesteuerte Relaisanordnung kann die Güte dann wieder auf einen günstigen Anfangswert zwischen 150 und 200 eingestellt werden. Die noch notwendige Kalibrierung geschieht am unbeschichteten Metall, indem Kunststoffolien bekannter Dicke untergelegt werden und dann die Güte (bzw. die Resonanzspannungsstärke) gemessen wird. Die Umkehrfunktion mit entsprechender Ergänzung durch Interpolation liefert den Wert der Beschichtungsdicke in Abhängigkeit von der Höhe der Resonanzspannung. (Der Maximalstrom im Schwingkreis beträgt ca. 3 mA, und der Strom durch  $R_i$  ca. 20  $\mu\text{A}$ .)

## 5. Der Schaltplan des Schichtdickenmeßgerätes

Die folgende Abbildung zeigt zunächst das Blockschaltbild des Schichtdickenmeßgerätes.



### Der Schaltplan des Analogteils



Den wesentlichen Ausschnitt aus dem Analogteil des Schichtdickenmeßgerätes zeigt die obere Abbildung. Zu der Ausgangsspannung des D/A-Wandlers (AD 767) wird eine analog einstellbare Offsetspannung addiert, um möglichst kleine Quantisierungseinheiten im D/A-Wandler verwenden zu können (Frequenzfeineinstellung). Hinter dem VCO (ICL 8038) folgen der Trennverstärker (OP2) und dann der Schwingkreis mit der meßgrößenabhängigen Induktivität. Im Anschluß an deren „Innenwiderstand  $R_L$ “ folgt der kompensierende NIC mit  $0,9 \Omega$  und Vielfachen von  $0,1 \Omega$ , um die optimale Anfangsgüte zwischen 150 und 200 einstellen zu können. Danach folgen PGA (PGA 204), RMS-Konverter (AD536A) und A/D-Wandler. Das Programm im Mikroprozessor sweept die Frequenz des VCO's in beiden Richtungen durch und bestimmt die maximale Höhe der Resonanzspannung. Daraus kann nach der Kalibrierung die Schichtdicke bestimmt werden.

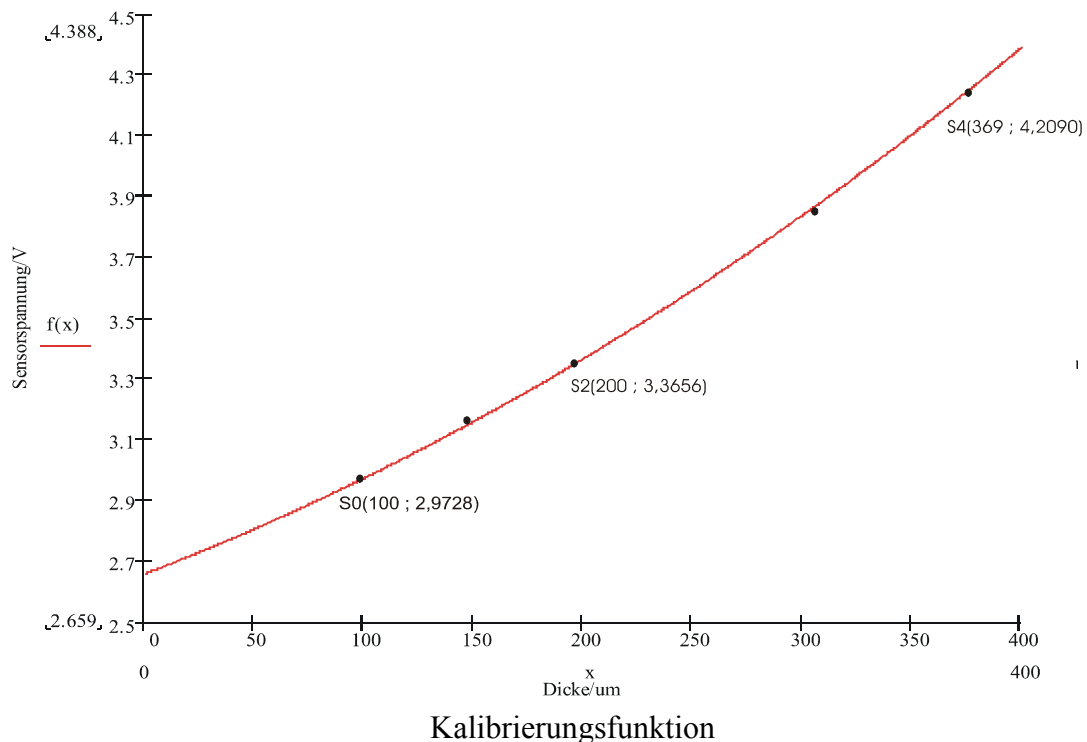
## 7. Meßergebnisse

Das Schichtdickenmeßgerät wurde mit Folien verschiedener Dicke kalibriert:

Dicke/ $\mu\text{m}$	$U_{\text{max}}/\text{V}$	$f_r/\text{kHz}$	$\Delta f/\text{Hz}$	Q
S0 = 100	2,9728	1,0170	7,7	133
S1 = 153	3,1635	1,0162	7,2	141
S2 = 200	3,3656	1,0158	6,8	149
S3 = 306	3,8846	1,0150	5,9	172
S4 = 369	4,2090	1,0145	5,5	183

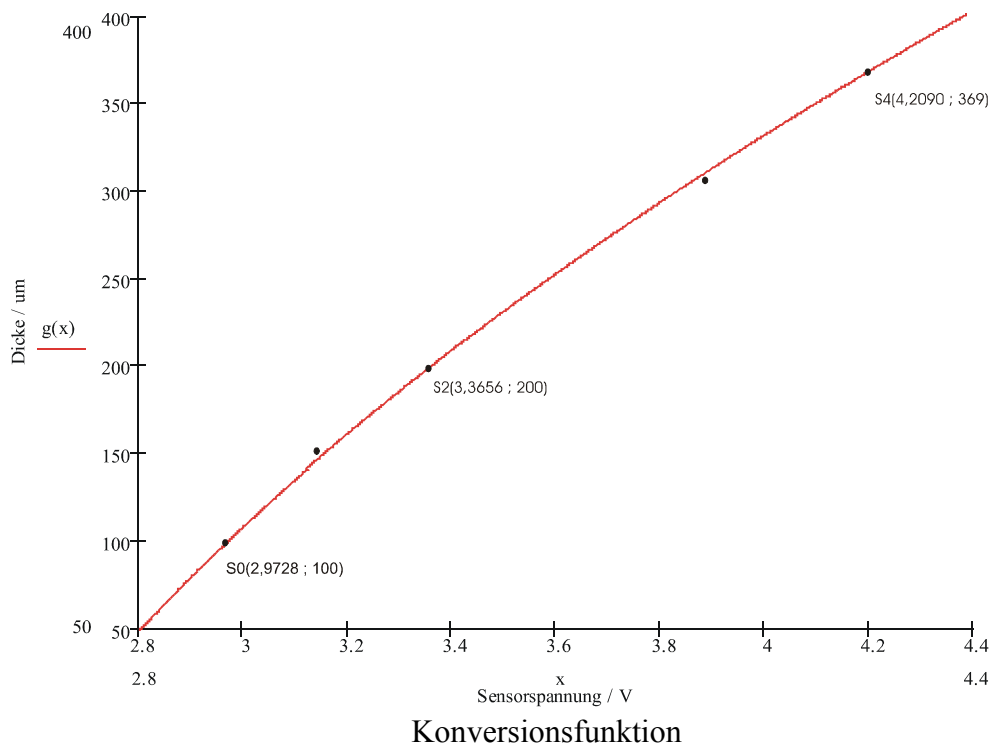
Durch die Punkte S0, S2 und S4 wurde ein Polynom 2. Grades als Interpolation gewählt:

$$U_{\text{max}}/\text{V} = a * (d/\mu\text{m})^2 + b * (d/\mu\text{m}) + c \text{ mit } a = 3,95 * 10^{-6}, b = 2,74 * 10^{-3}, c = 2,659$$



Die Umkehrfunktion lautet:

$$(d/\mu m) = -\frac{b}{2a} + \sqrt{\frac{b^2}{(2a)^2} + \frac{(U_{\max}/V) - c}{a}}$$



Die Schichtdicken S1 und S3 sind aufgrund der Polynomfunktion 2. Grades und des nicht 100%ig reproduzierbaren Versuchsaufbaus mit Meßfehlern behaftet:

$$F(S1) = -1,31 \% \quad \text{und} \quad F(S3) = 1,05 \%$$

Die Meßgenauigkeit kann durch exaktere Kalibrierung bis in den % - Bereich gesteigert werden.

## 8. Danksagung

Dieser Text entstand auf der Grundlage einer Examensarbeit von Herrn El Hassan **Sadoune**. Ich danke ihm und besonders Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang **Weber**, der die Meßdatenerfassung und -verarbeitung seit Jahren unterstützt.

## 9. Literatur

- [1] H. **Herold**: Sensortechnik, Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1993
- [2] R. **Kleger**: Sensorik für Praktiker, AZ-Verlag, Aarau, 1998
- [3] H.R. **Loos**: Systemtechnik induktiver Weg- und Kraftaufnehmer, Expert Verlag, Ehningen/Böblingen, 1992
- [4] H.R. **Tränkler**, E. **Obermeier (Hrsg.)**: Sensortechnik, Handbuch für Praxis und Wissenschaft, Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1998
- [5] H.F. **Grave**: Elektrische Messung nichtelektrischer Größen, Akad. Verlagsges. Frankfurt, 2. Aufl., 1965

Nowack@etdv.ruhr-uni-bochum.de



# SIS1100/3100 PCI-VME Interface und SIS3300/1 VME FADCs

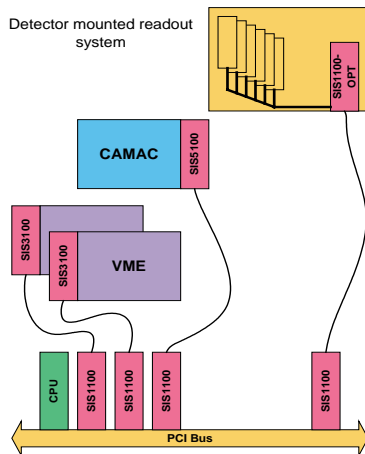
von M. Kirsch  
Struck Innovative Systeme GmbH  
Harksheider Str. 102A  
22399 Hamburg

## ZUSAMMENFASSUNG

Der VMEbus [1] bildet derzeit eine gemeinsame Basis für Datenaufnahme Systeme in vielen Teilen der Physik. Der Einsatz reicht von Synchrotronstrahlung und Neutronenstreuung über die Kern-, Mittel- und Hochenergiephysik hin bis zur Astrophysik. Die Struck Innovative Systeme GmbH versucht aus diesem Grund Module mit einer gewissen allgemeinen Einsetzbarkeit für diese Bereiche im VME Standard zu entwickeln. Die aktuellen Geräte sind dabei das in Zusammenarbeit mit dem Forschungszentrum Jülich entstandene SIS1100/3100 PCI-VME Interface und die SIS3300/3301 FADC Familie. Im folgenden werden die Module und einige ihrer Anwendungen vorgestellt.

## SIS1100/3100 PCI-VME INTERFACE

Durch die preiswerte Verfügbarkeit von Rechenleistung in Form von Standard PCs mit PCI Bus hat sich eine PCI oder compact PCI (cPCI) Event Builder Architektur an verschiedenen Instituten, unter anderem dem Forschungszentrum Jülich, etabliert. Die Architektur ist unten schematisch dargestellt.



PCI Event Building Architektur

Eine zentrale Komponente für derartige Systeme ist ein leistungsfähiges PCI-VME Interface. Mit existierenden Geräten stieß man dabei an mehreren Stellen an Grenzen:

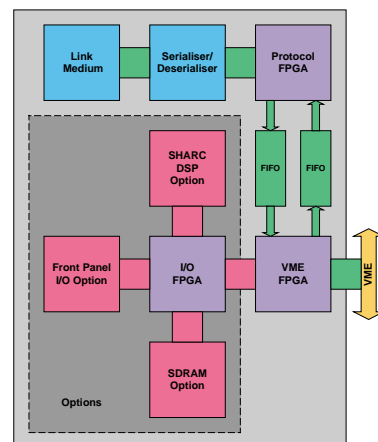
- VME Geschwindigkeit
- Geschwindigkeit des verwendeten Links
- Kurze maximale Länge des Links
- Keine Frontplatten Inputs/Outputs
- Betriebssystem Overhead/Latenz
- Keine Möglichkeiten zur Anpassung an spezielle Anforderungen.

Um eine für die auf die Anforderungen der Datenaufnahme in

der Physik besser geeignete Lösung zur Verfügung zu haben wurde in einer Gemeinschaftsentwicklung mit der Abteilung ZEL des Forschungszentrums Jülich das SIS1100/3100 PCI-VME Interface entwickelt. Die zentralen Vorteile dieser Entwicklung sind:

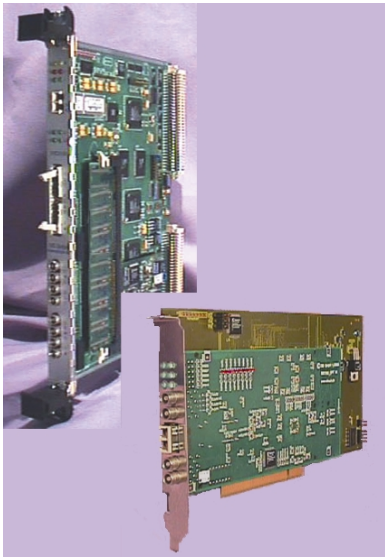
- Hohe VME Geschwindigkeit durch Verwendung einer FPGA Master/Slave Implementation
- Gigabit Link zwischen PCI und VME Seite
- 450 m Entfernung bei Verwendung von multi Mode, mehrere Kilometer bei Verwendung von mono Mode Link Medien und Fasern.
- Frontplatten I/O Option
- Bei Einsatz von optionalem DSP minimale Latenz
- Firmware Anpassung möglich

In der Grafik unten ist das Block Diagramm der VME Seite des Links dargestellt. Je nach Konfiguration lassen sich Anwendungen vom einfachen PCI-VME Interface bis hin zum komplexen List Prozessor realisieren.



SIS3100 Block Diagram

Die Implementation der SIS1100 PCI Karte und des SIS3100 VME Moduls ist auf der Photographie unten zu sehen. Dabei ist das VME Modul mit den Optionen SDRAM Speicher, SIS9200 DSP und Frontplatten I/O und die PCI Karte ebenfalls mit I/O Option bestückt.

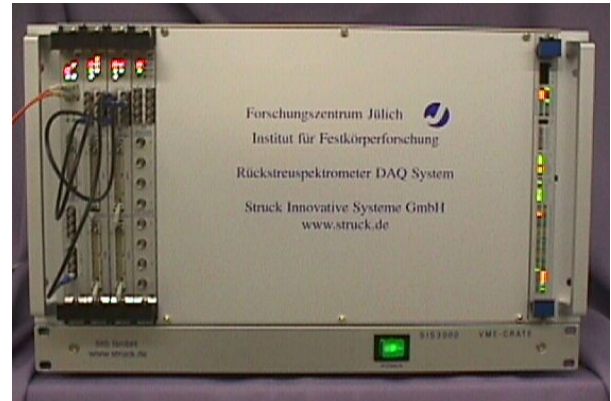


SIS1100 und SIS3100

erwähnen.

- IFF Jülich Rückstreupektrometer System
- CALTECH Plasmaphysik FADC System
- HERMES DAQ Upgrade
- Canadian Light Source Kontroll System

Beispielhaft ist unten ein Photo des Rückstreupektrometer Systems bestehend aus SIS3000 VME Crate, SIS3600 Latch, SIS3801 Multiscaler, VDIS-2 VME Display und SIS1100/3100 PCI-VME Interface abgebildet.



Rückstreupektrometer VME System

### SOFTWARE/PERFORMANCE

Im ersten Schritt konzentrierte sich die Software Unterstützung für das Modul auf den von Peter Wüstner vom ZEL geschriebenen LINUX Treiber, inzwischen ist auch eine erste Version für Windows 2000 (ohne Interrupt Handling) verfügbar. Darauf aufbauend wurden erste Anwendungen unter National Instruments CVI und IDL von RSINC implementiert. In der Tabelle unten ist die gemessene Performance für einige VME Transfers mit einem Pentium IV mit 1,4 GHZ unter LINUX 2.4.4 und einem Chrislin C80 Memory Modul oder einem zweiten SIS3100 als VME Slave aufgelistet.

Transfer	VME Performance
BLT32	25 MB/s
MBLT64	<b>50 MB/s</b>
2eVME	<b>90 MB/s</b>
D32 (LINUX)	5 µs/Wort
D32 piped (LINUX)	600ns/Wort
D32 (sequencer)	300ns/Wort
D32 (DSP)	600ns/Wort
DMA from SDRAM	<b>90 MB/s</b>
I/O IRQ zu DSP	<b>200 ns</b>
DSP pollt I/O	<b>75 ns</b>

### SIS1100/3100 ANWENDUNGEN

Inzwischen wurden die ersten beiden Produktionsläufe der Module ausgeliefert und erste Anwendungen wurden erfolgreich implementiert, bzw. befinden sich in der Aufbauphase. Unter dem Systemaspekt sind hierbei zu

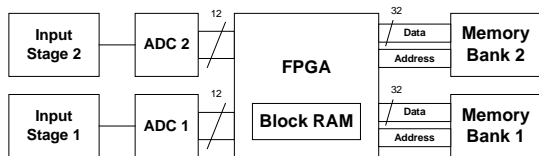
### SIS3300/1 VME FADC FAMILIE

Die in letzter Zeit auf den Markt gekommenen ADC Chips bieten bei einer für viele Detektoren ausreichenden Abtastrate im 100 MHz Bereich eine Auflösung von 12 bzw. 14-bit. Gegenüber einem Digitaloszilloskop bietet ein VME FADC außerdem noch den Vorteil der schnellen Auslesbarkeit und der hohen Packungsdichte bei gutem Kanalpreis. Die Entwicklung des SIS3300 wurde durch das DESY H1 Forward Neutron Calorimeter (FNC) angestoßen. Besondere Merkmale der SIS3300/3301 Familie sind:

- schnelle ADCs 105 bzw. 65/105 MHz
- hohe Auflösung 12/14-bit
- Doppel Speicherbank Schema
- Multi Event Fähigkeit
- breiter Clock Bereich
- in field JTAG Firmware upgrade Möglichkeit
- flexible Trigger/Filter Implementation möglich
- 4 NIM In- und 4 NIM Control Outputs
- schneller VME Slave, 80 MBytes/s 2eVME

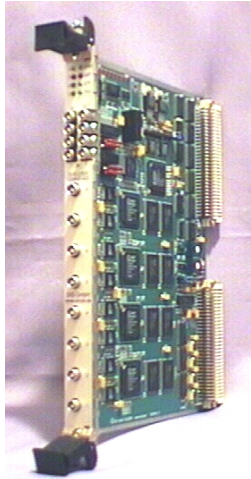
### SIS3300/1 AUFBAU

Die FADCs sind aus 4 identischen 2-Kanal Gruppen aufgebaut. Die Gruppe besteht jeweils aus 2 ADC Chips mit Eingangsstufe, einem FPGA und zwei Speicher Chips. Durch die Verwendung von BGA FPGAs sind genügend I/O Pins verfügbar um die gleichzeitige Aufnahme und Auslese von Daten zu ermöglichen. Das Block Diagramm einer solchen Gruppe ist unten dargestellt.



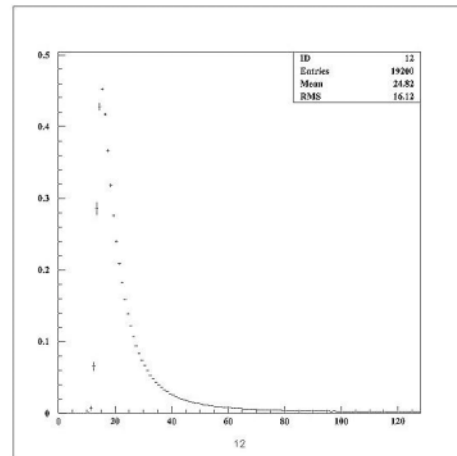
2-Kanal Gruppe

Die Abbildung unten zeigt eine Aufnahme eines SIS3300 Moduls.



SIS3300 VME Board

Exemplarisch für eine Anwendung ist unten der Verlauf eines Signals vom H1 FNC gezeigt. Diese illustriert, daß für Detektoren dieser Art eine Sampling Rate von 100 MHz zu sehr guten Ergebnissen führt.



H1 FNC Signal

### SIS3300 ANWENDUNGEN

Neben dem bereits beim SIS1100/3100 PCI-VME Interface erwähnten CALTECH Plasmaphysiksystem und dem H1 FNC Initialsystem sind folgende Anwendungsbeispiele zu nennen:

- Amanda
- FNAL Beamdiagnose
- Vorstudien für Crystal Ball
- ISS CERN Testbeam Multiplexing
- Germanium Detektor Auslese

### AUSBLICK

Die SIS1100/3100 PCI-VME Kopplung wird durch die VME-VME Kopplung (SIS3100/3100) und die PCI CAMAC Anbindung (SIS1100/5100) ergänzt werden. Auf der FADC Seite wird der nächste Schritt die Entwicklung eines 200 MHz 12-bit 8-Kanal VME Moduls sein, welches unter der Bezeichnung SIS3302 fungieren wird.

### ZUSAMMENFASSUNG

SIS1100/3100 PCI-VME und SIS3300/3301 sind flexible Module für eine Vielzahl von Physik DAQ Anwendungen. Sie erlauben die Systemintegration zusammen mit anderen Modulen und ggf. Custom Entwicklungen. Das SIS1100/3100 PCI-VME Interface ist ein gutes Beispiel für eine erfolgreiche Gemeinschaftsentwicklung unter Industrie- und Institutsbeteiligung.

### REFERENZEN

- [1] VMEbus Specification, IEEE1014-1987

# Konzepte für Experimente an Tesla

Dieter Notz

Deutsches Elektronen-Synchrotron, DESY, Hamburg, Germany

EMAIL: [Dieter.Notz@desy.de](mailto:Dieter.Notz@desy.de)



Mit Experimenten an TESLA möchte man das Higgs Teilchen finden. Wie in meinem SEI Vortrag in Graz (HMI-B 583, ISSN 1438-496) über das Standard Modell dargestellt, dient das Higgs Teilchen dazu, den Quarks Masse zu geben. Auf Grund des Standard Modells der Teilchenphysik sind alle Quarks masselos, was natürlich nicht stimmt.

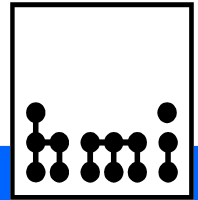
Das Bild links zeigt die Simulation eines Higgs Ereignisses. In der Reaktion Elektron + Positron bei 500 GeV Schwerpunktsenergie können Higgs Teilchen erzeugt werden. Diese zerfallen dann in schwere Quarks, die sich in schweren Teilchen manifestieren. Diese schweren Teilchen haben üblicherweise sehr kurze

Lebensdauern, so dass diese nur eine kurze Wegstrecke fliegen und dann in leichtere Teilchen zerfallen. In dem gezeigten simulierten Ereignis muss man die unterschiedlichen Teilchenbündel und die Teilchen mit kurzer Reichweite von unter 0,1 mm finden.

Ein Experiment muss also mindesten vier Forderungen erfüllen:

1. Gute Impulsauflösung der Teilchenspuren. Man braucht eine gute Auflösung, um die vielen Spuren trennen und messen zu können.
2. Hohe Genauigkeit am Ereignisort (Vertex). Um die kurzlebigen Teilchen messen zu können, benötigt man eine sehr gute Auflösung in der Nähe des Vertex. Die Detektoren und das Strahlrohr müssen extrem dünn sein, um die Messung nicht durch Vielfachstreuung zu verfälschen.
3. Gute Energieflussmessung. Bei hohen Energien werden die Spuren im Magnetfeld fast gerade. Man kann dann nicht mehr ihre Energie in einer Spurkammer messen. Man benötigt ein Kalorimeter zur Messung elektromagnetischer und hadronischer Schauer.
4. Geschlossenheit. Der Detektor darf keine blinden Stellen haben. Er muss hermetisch geschlossen sein, um auszuschließen, dass man ein Neutrino als fehlendes Teilchen vermutet, wo keines ist.

Der hier vorgestellte Detektor hat eine Länge und Höhe von 15 m. Der teuerste Teil ist das elektromagnetische Kalorimeter, das eine große Fläche aufweist und genau misst. Der Vertexdetektor wird mit einem Pixeldetektor und nicht mit Streifen ausgelesen. Dadurch kennt man genau den Spurpunkt und vermeidet Mehrdeutigkeiten. Das Kalorimeter befindet sich vor der Spule, um nicht durch viel Materie die Messung zu verfälschen. Die Kosten eines solchen Detektors betragen über 250 Mill. €.



## Grundlagen der Ultraschallreinigungstechnik

Dipl.-Ing. Carsten Seehawer, Abteilung I/DH, Bereich HAD, Zentrale Technische Infrastruktur

Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH, Glienicker Straße 100, 14109 Berlin

Tel.: +49(30)8062-2589  
Fax: +49(30)8062-2548  
<mailto:seehawer@hmi.de>  
<http://www.hmi.de/>

### Abstract:

Im folgenden Vortrag soll die Ultraschallreinigung ausgehend von den physikalischen Grundlagen über Prinzipien der Schallerzeugung hinweg bis zu den elektronischen Lösungen von Generatorprinzipien hinreichend erläutert werden.

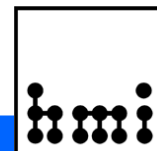
Obwohl die Ultraschallreinigung als Verfahren den meisten Tagungsteilnehmern bekannt sein dürfte, so birgt sie doch viele interessante zumeist unbekannt Details. Der Vortrag soll für ein besseres Verständnis des Reinigungsverfahrens und somit einer verbesserten Einschätzbarkeit auf Tauglichkeit dieser Technologie für spezifische Anwendungsfälle dienen.

Es werden neueste Generortechnologien auf Controller-Basis mit MOSFET-Endstufen vorgestellt als auch Erkenntnisse aus der Grundlagenforschung um das Thema Kavitation, welches den eigentlichen Reinigungseffekt bewirkt.

Zusätzlich werden herkömmliche, selbstschwingende Generatoren für kleinere Anwendungsfälle beschrieben sowie der Aufbau der schwingungserzeugenden Systeme.

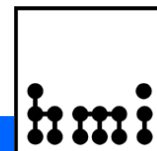
Am Ende des Vortrages sollte jeder ein recht genaues Verständnis der Wirkungsweise von Ultraschall in flüssigen Reinigungsmedien haben, welches durch eine abschließende praktische Vorführung mit persönlichen Diskussionen vertieft und veranschaulicht werden soll.

Nachtrag: Die gezeigten Schaltungen, Zeichnungen, Photos und Verfahren sind Eigentum der Firma Bandelin electronic, Heinrichstraße 3-4, 12207 Berlin. Ausnahmen von dieser Regel sind namentlich ausgewiesen. Nachbau, Reverse-Engineering, Weitergabe der Informationen an Dritte sowie sonstige diese Urheberrechte oder damit verbundene Gebrauchsmusterschutz- oder Patentrechte verletzende Handlungen müssen untersagt bleiben, da hier Kerntechnologien eines marktführenden Herstellers dargestellt werden.



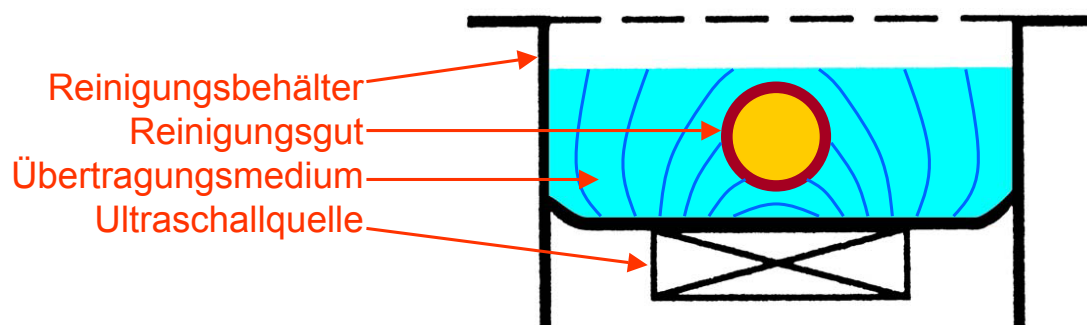
## Grundlagen der Ultraschallreinigungstechnik

Wirkungsweise  
Anwendungsgebiete  
Schwingertechnologien  
Generatortechnologien

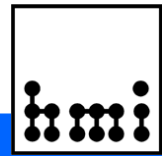


## Prinzip der Ultraschallreinigung

Einbringen hochenergetischer Schallwellen in ein flüssiges Reinigungsmedium, von dem das Reinigungsgut vollständig umgeben wird. Zumeist dient Wasser mit oberflächenspannungssenkenden Zusätzen als Reinigungsmedium.

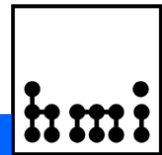
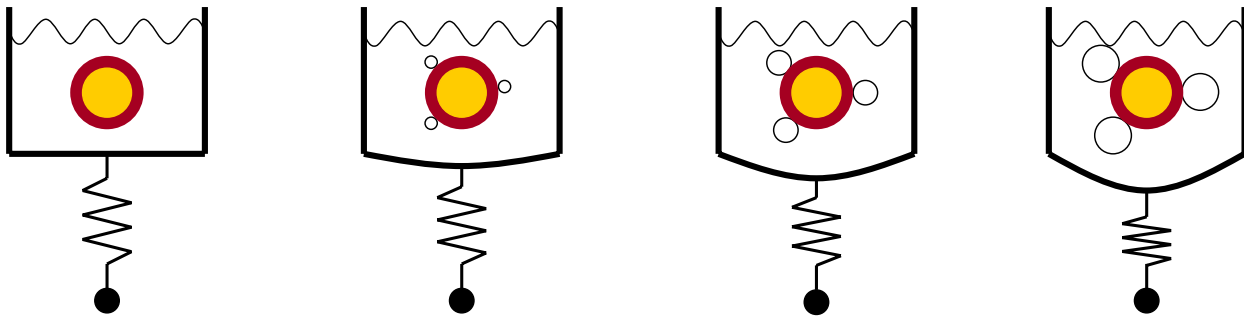


Arbeitsfrequenzbereich 20kHz...1GHz



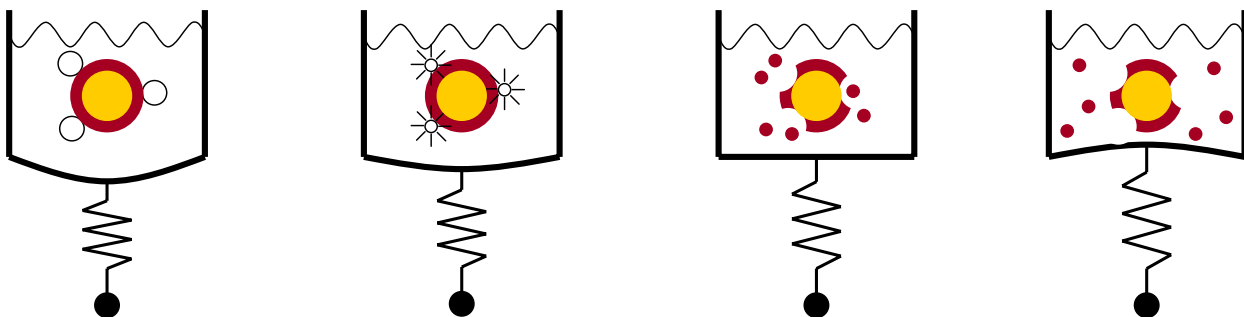
## Wirkungsweise – Kavitation (1)

Träge Reinigungsflüssigkeit wird an Fehlstellen wie Grenzen zu Fremdmaterialien und gelösten Stoffen durch Zug und Druck zur Kavitation angeregt (Longitudinalwellen). Bei starkem Zug an der sonst kohärenten Flüssigkeitssäule werden mikroskopisch kleine Dampfbläschen aufgerissen.



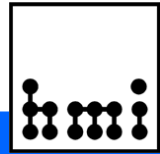
## Wirkungsweise – Kavitation (2)

Bei Rücknahme der Zugkraft und Übergang in die Kompression implodieren die Dampfblasen. Sie kavitieren. Die bei der Implosion freiwerdende Energie ist hoch. Schmutzpartikel werden abgesprengt und gehen in die Flüssigkeit über. Man unterscheidet Gaskavitation (gelöste Gase) und Dampfkavitation (härter, erwünscht).



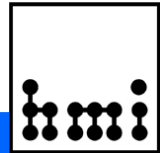
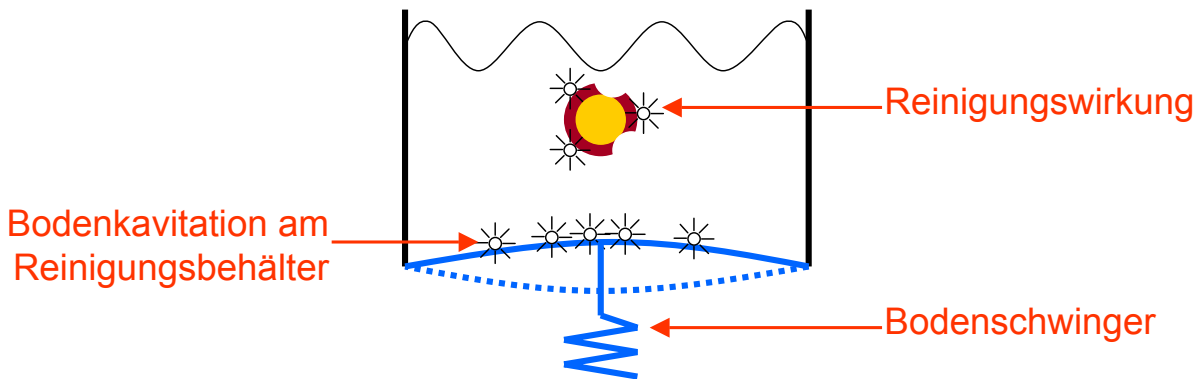
Implosion

Absprengen



## Wirkungsweise – Kavitation (3)

Neben der gewünschten Wirkung am Reinigungsgut ist auch der Reinigungsbehälter einer langsamen Abnutzung durch Kavitation ausgesetzt, speziell im Bereich der Schwinger. Diese kann durch gute Arbeitspunktwahl nahezu verhindert werden.



## Wirkungsweise – Kavitation (4)

**Gaskavitation (stabile Kavitation):** In Flüssigkeiten sind zumeist größere Mengen Gas (z.B. Luft) gelöst oder in Suspension. In Zugphase des Ultraschalls vergrößern sich diese, in der Druckphase koagulieren sie und entweichen dann (Entgasung).

**Dampfkavitation (transiente Kavitation):** Bei entgasten und gereinigten Flüssigkeiten füllen sich die Blasen ausschließlich mit Dampf. In der Druckphase implodieren diese Blasen mit leichter Verzögerung und erzeugen lokal sehr hohe Drücke und Temperaturen (Reinigungseffekt).

Momentaufnahme einer auf einer Oberfläche implodierenden Kavitationsblase. Man erkennt den **Microjet** in der Mitte, der die Schmutzpartikel an der Oberfläche wie ein Preßlufthammer mit hoher Energie abgesprengt. Quelle: Prof. Suslick / Dipl.-Ing. Bandelin



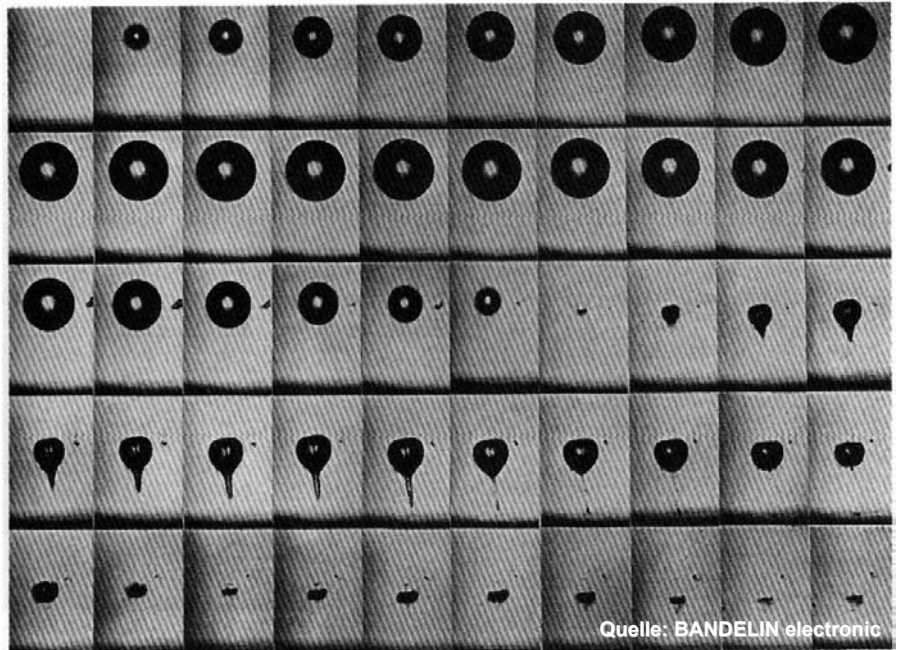
Quelle: BANDELIN electronic



## Wirkungsweise – Kavitation (5)

Highspeedsequenz des zyklischen Pumpens einer laserinduzierten Kavitationsblase über zwei Zug-Druck-Phasen mit folgender Implosion, bei der sich der charakteristische **Microjet** zur Materialoberfläche hin bildet.

Dieser sprengt mit hoher Energie Schmutzpartikel ab.



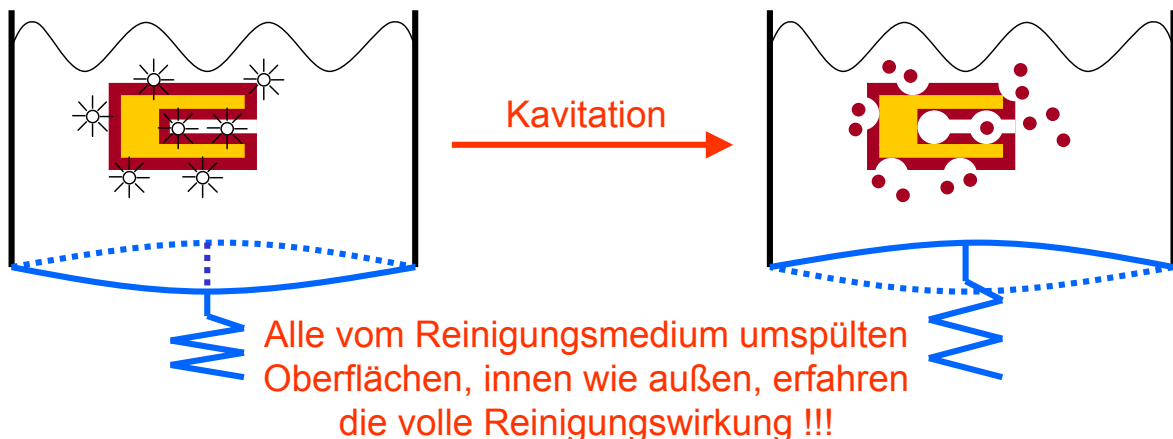
Quelle: Prof. Lauterborn / Dipl.-Ing. Bandelin

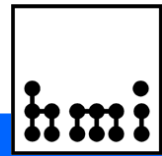
Quelle: BANDELIN electronic

## Vorteile der Ultraschallreinigung

gegenüber anderen Reinigungsverfahren:

- Schonung des Reinigungsgutes
- Umweltverträglichkeit, da zumeist Wasser als Reinigungsmedium verwendet
- Reinigung sonst schwer zugänglicher Stellen (Hohlräume, raue Flächen etc.)





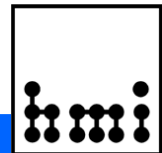
## Nebeneffekte der Kavitation (1)

Die **Kavitation führt in der Reinigungsflüssigkeit zu einem Austreiben gelöster Gase**. Dies ist ein sehr erwünschter Effekt, da gelöste Gase den eigentlichen Reinigungseffekt dämpfen, somit den Wirkungsgrad senken. Somit strebt man entgaste Reinigungsflüssigkeiten an (Dampfkavitation >> Gaskavitation).

Die Entgasung findet wie oben erwähnt bereits als Nebeneffekt des Ultraschalls in der Flüssigkeit statt. Bei konstanter Frequenz und Amplitude der Anregung bilden sich aber lokal feste Schwingungsminima und -maxima in der Flüssigkeit, welche die entstandenen Gasblasen am Aufschwimmen stark behindern.

Dies lässt sich durch eine Modulation (Frequenz / Amplitude) des Ultraschallsignales vermeiden. Schaltet man den Ultraschall kurzzeitig ab, so wandern die Gasblasen Richtung Oberfläche und entweichen letztlich aus der Flüssigkeit heraus.

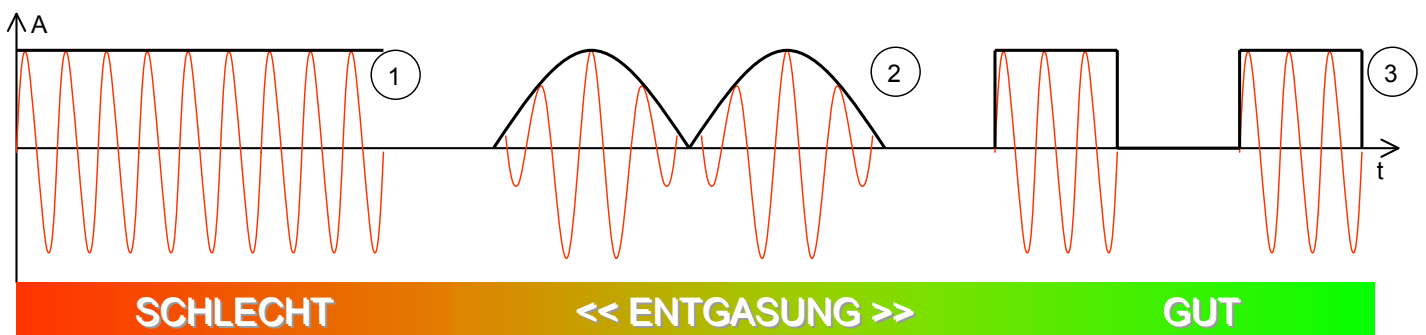
**Unmodulierte HF an den Schwingern ist für die US-Reinigung ungeeignet!**

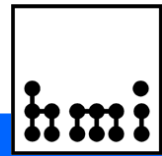


## Nebeneffekte der Kavitation (2)

Die sogenannte „Degas“-Funktion (Entgasung) wird durch im HF-Generator erzeugte Rechteck-Amplitudenmodulation (3) des Ultraschalls erreicht.

Aufgrund des Betriebes von Ultraschallgeneratoren am Wechselstromnetz wird durch die Sinus-Amplitudenmodulation (2) mit den gleichgerichteten Netzhalbwellen ohne nachgeschaltete Glättung (1) bereits eine Entgasung begünstigt.

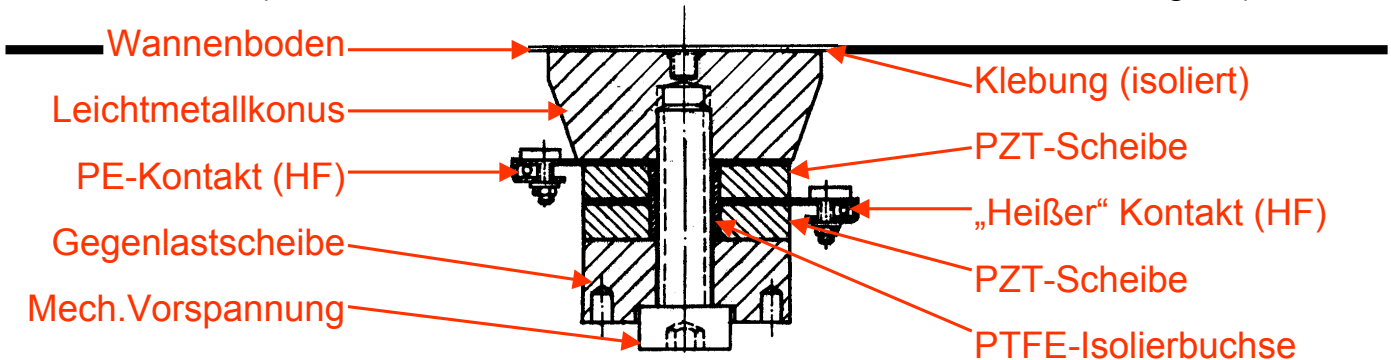




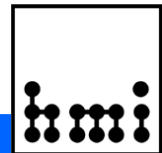
## Aufbau von elektromech. Ultraschallwandlern

Zur Erzeugung des Ultraschalls in dem Reinigungsbehälter werden zumeist piezokeramische, seltener magnetostriktive Wandler eingesetzt.

Die piezokeramischen Wandler enthalten 1 oder 2 zweiseitig silberbeschichtete Piezoscheiben (hier PZT = Blei-Zirkonat-Titanat, andere Materialien möglich).

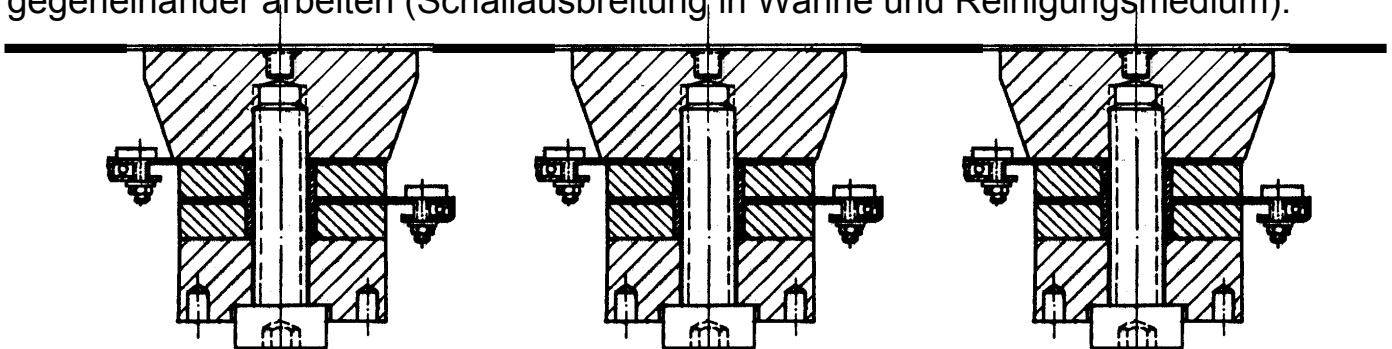


Beispiel eines Double Mass Load Wandlers (DML = 2 PZT-Scheiben)

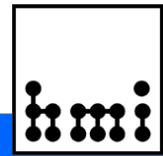


## Leistung von Ultraschallschwingern

Pro PZT-Scheibe kann bei einem Durchmesser von 38mm und einem Arbeitshub von 3µm eine Leistung von 40W umgesetzt werden, ein DML kann somit 80W Ultraschalleistung abgeben. Benötigt man höhere Leistungen, werden Wandler parallelgeschaltet. Der Abstand der Wandler ist hierbei kritisch, sie dürfen nicht gegeneinander arbeiten (Schallausbreitung in Wanne und Reinigungsmedium).

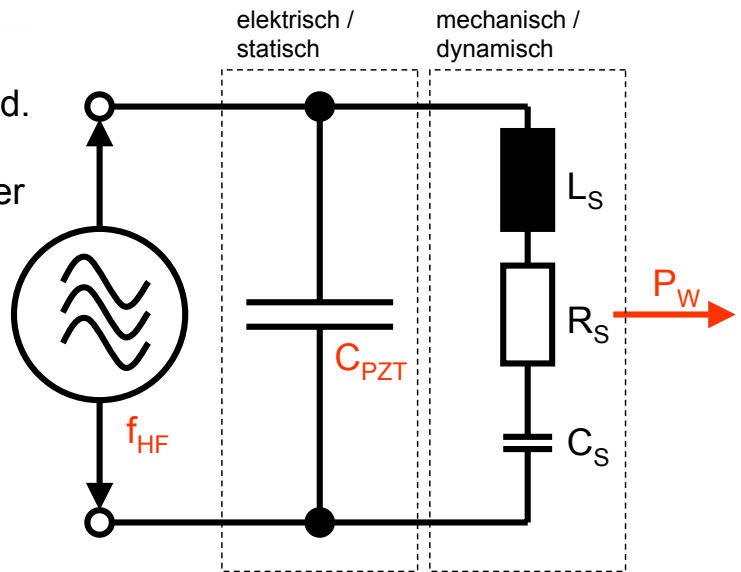
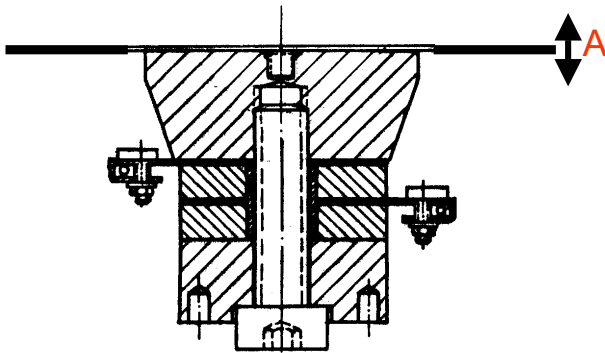


Systemleistungserhöhung durch Einsatz mehrere Wandler in Parallelschaltung

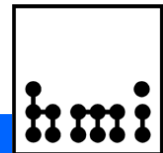


## Technische Daten DML

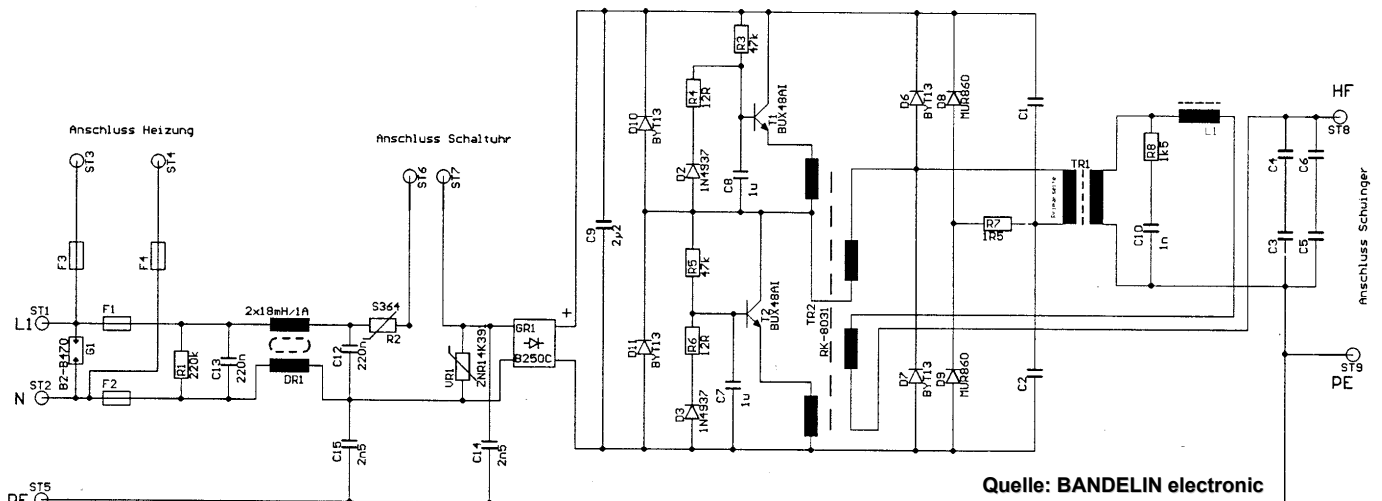
Grundfrequenz 16...200kHz bauartbed.  
 Amplitude A ~7μm  
 Wirkleistung  $P_W$  max. 80W pro Wandler  
 Belastung  $C_{PZT}$  2x 3,5nF kapazitiv



DML-Wandler und elektrisches Ersatzschaltbild

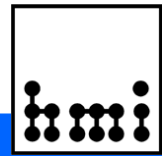


## Schaltung Generator „Kompakt“



Quelle: BANDELIN electronic

Schaltplan selbstschwingender, rückgekoppelter Ultraschallgenerator bis etwa 600W / 8 DML

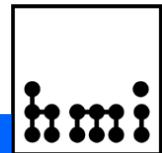


## Betriebsbedingungen der Wandler

Die Wandler benötigen zum einwandfreien Betrieb eine Last, in die sie ihre Wirkleistung abgeben können. Diese wird durch eine Flüssigkeitssäule über den Wandlern mit einer sicheren Mindesthöhe garantiert. Entfällt diese Belastung, wird die Wirkleistung hauptsächlich in den Wandlern selbst umgesetzt, was in kurzer Zeit zu deren thermischen Zerstörung führt (PZT-Scheiben brechen, Klebung löst sich).

Abhilfe: **Trockenlauferkennung**, wenn Füllhöhe nicht garantiert ist

Problem: Ohne Füllstandssensorik muß dieser Betriebszustand rein über Änderungen des elektrischen Verhaltens des Wandlers ermittelt werden. Hierbei hat sich gezeigt, daß der Leistungsfaktor bei günstiger mechanischer Konstruktion ein gutes Kriterium liefert. Überschreitet ( $P_{\text{schein}} / P_{\text{wirk}}$ ) einen bestimmten Grenzwert, so kann unter bestimmten konstruktiven Randbedingungen ein Trockenlauf erkannt werden und die Ultraschalleistung auf einen ungefährlichen Wert reduziert werden.



## Trockenlauferkennung

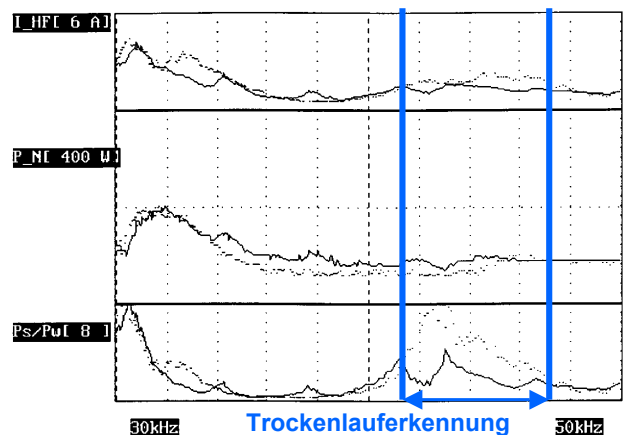
Zur Erkennung des Trockenlaufes benötigt man einen steuerbaren Generator, sowohl in Frequenz als auch Leistung. Hierbei kann als HF-Generator kein üblicher Selbstschwinger (rückgekoppelter Schwingkreis nahe Resonanz) mehr zum Einsatz kommen, man benötigt Fremderregung und gegebenenfalls Prozessorunterstützung.

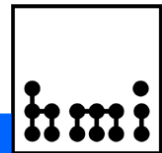
Als Meßgrößen dienen lediglich Wirkleistung, HF-Spannung, HF-Strom und Phasenlage des Generators, so daß man keine zusätzlichen Leitungen zu den Wandlern benötigt (Zweipol).

Diese Art der Erkennung ist patentrechtlich geschützt.

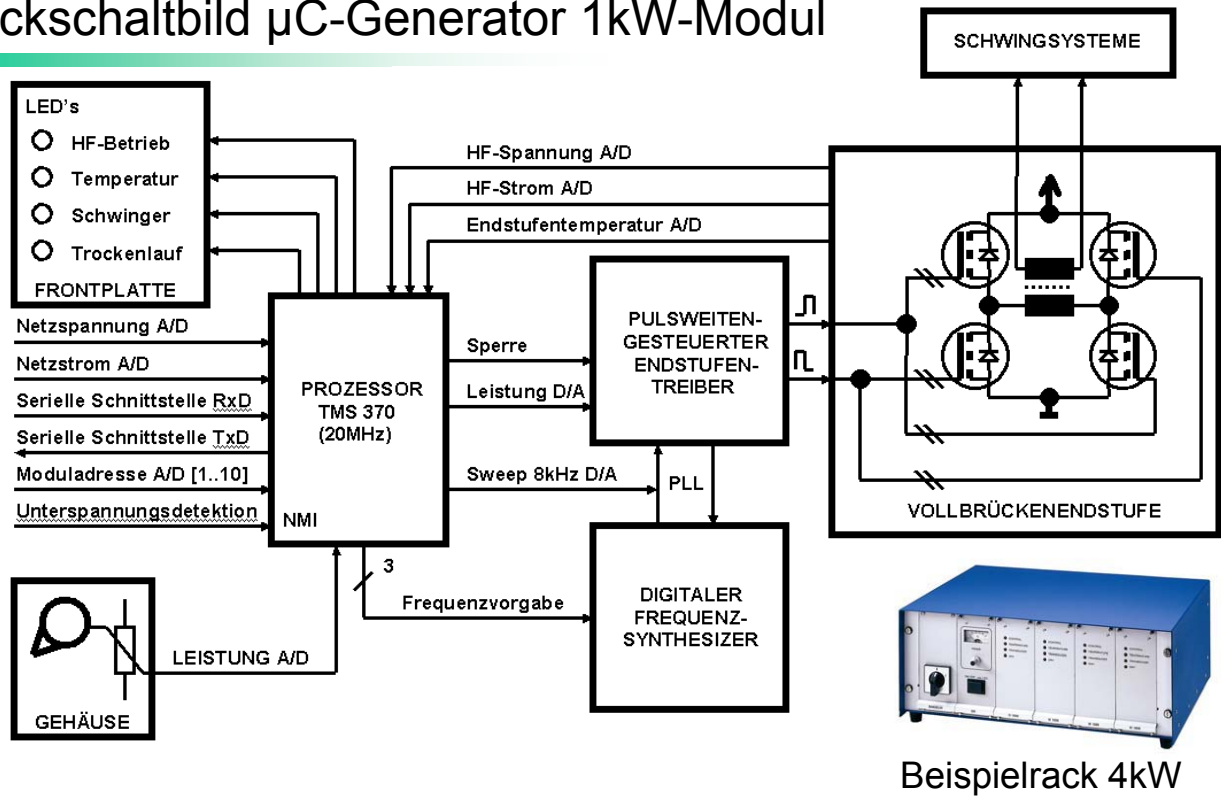


Labormuster  
1kW-US-Modul  
mit µC-Regelung

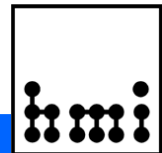




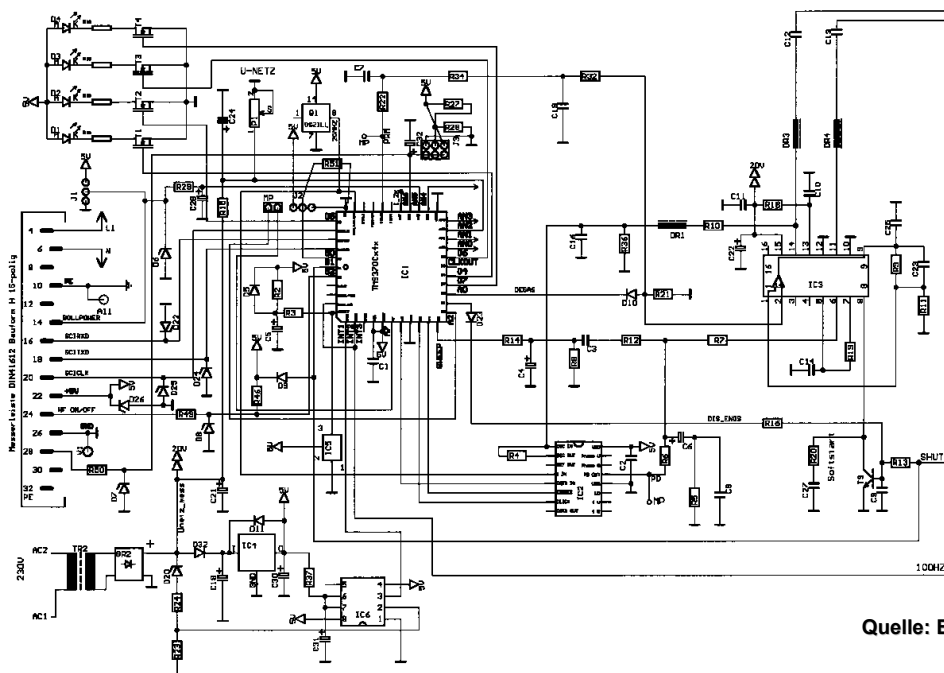
## Blockschaltbild $\mu$ C-Generator 1kW-Modul



Beispielrack 4kW

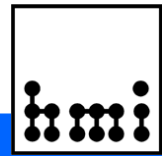


## Schaltung $\mu$ C-Generator 1kW-Modul (1)

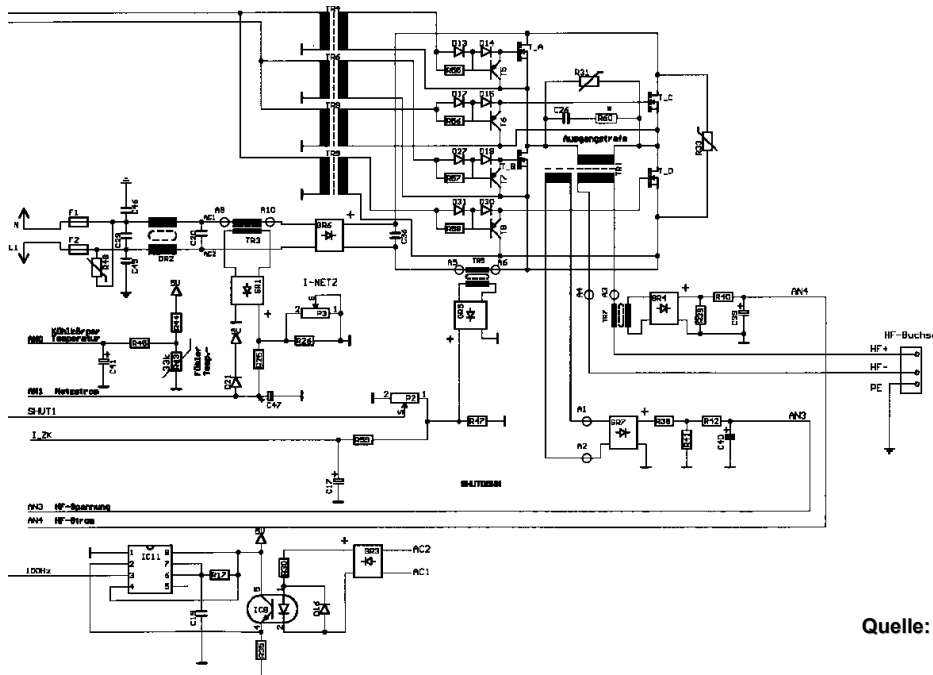


Quelle: BANDELIN electronic

Schaltplan Messerleiste 19",  $\mu$ C-Steuerung, Frequenzsynthesizer, PLL, Brückentreiber

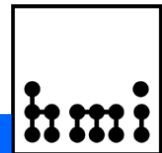


## Schaltung $\mu$ C-Generator 1kW-Modul (2)



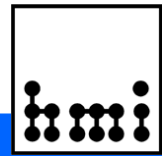
Quelle: BANDELIN electronic

Schaltplan 100Hz-Erzeugung (Systemtakt), HF-Messung, MOSFET-Endstufe, HF-Ausgang



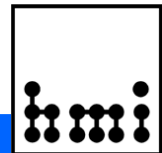
## Anwendungsbeispiele

- Medizintechnik    Reinigung und Desinfektion von Instrumenten, OP-Besteck, Zahnsteinentfernung
- Optik             Reinigung von Brillen und anderen optischen Systemen
- Galvanik          Beschleunigung von chemischen Prozessen, bei Be- und Entschichtung (Brünierungen halten Kavitation nicht stand)
- Chemie            Cracken von Molekülen, Entgasung von Prozeßchemikalien, Reaktionsbeschleunigung (z.B. bei Entoxidation von Oberflächen), Emulgieren, Homogenisieren, Analysieren
- Elektronik        Baugruppenreinigung (Flußmittelentfernung), Waferreinigung
- Biologie            Aufschluss von Zellen, Bakterien, Viren, Gewebe



## Verschiedenes

Leistungsbereich	~20...10.000W
Leistungsdichte in Reinigungsflüssigkeit	~5...200W/l
Lokale Kavitationswirkung im $\mu\text{m}$ -Bereich	...1000at, ...5500°C (Dampfkavitation)
Arbeitsfrequenzen	22...50kHz Grobreinigung ...80kHz Feinreinigung ...1GHz Feinstreinigung (Hyperschall)
Gerätearten	Wannen mit Bodenschwingern Tauchschwinger zum Einlegen, -hängen Desintegratoren, Homogenisatoren Reaktoren
Generatorarten	Selbstschwingende Generatoren (rückgekoppelt, Resonanzflanke) Aktiv gesteuerte Generatoren (fremdgeführt, zumeist $\mu\text{C}$ )



## Beispiele Ultraschallgeräte (1)



Kleingerät 200W



Industriewanne 1-2kW

(Abbildung ähnlich, heute so nicht mehr produziert)



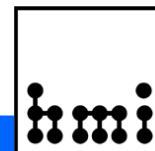
HF-Generator 1-2kW

(Thyristorgenerator, nicht mehr produziert)

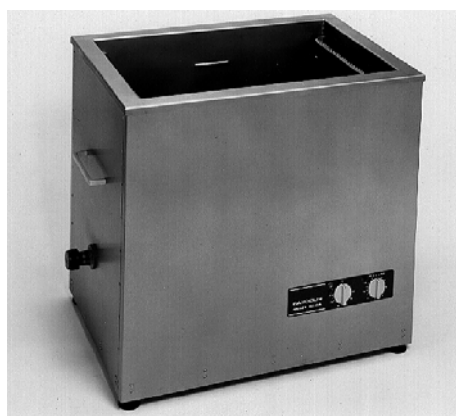


Tauchschwinger 1-2kW





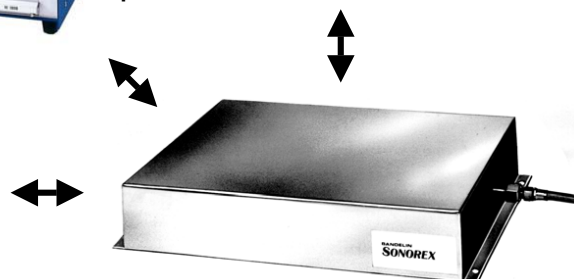
## Beispiele Ultraschallgeräte (2)



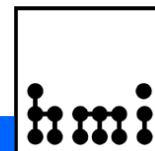
Industriewanne 600W



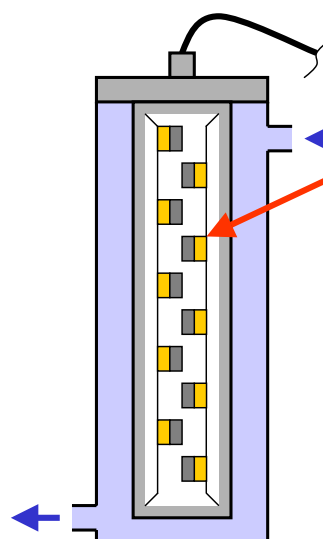
$\mu$ C-HF-Generator 0,1...8kW



1...8 Tauchschwinger 0,5...1kW



## Beispiele Ultraschallgeräte (3)

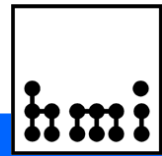


Wandler

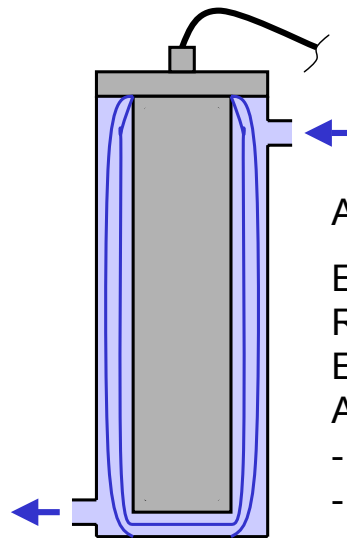
Aufbau eines Sonoreaktors:

Im Inneren des Edelstahlzylinders sitzen 3 Reihen von nach außen gerichteten Schwingern. Sie sind verschachtelt im Winkel von 120° angeordnet. Der Zylinder pumpt die HF bei Anregung radial nach außen.

Sonoreaktor 2kW mit  $\mu$ C-Generator zur intensiven Beschallung von Flüssigkeiten



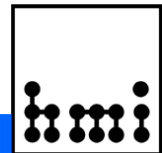
## Beispiele Ultraschallgeräte (4)



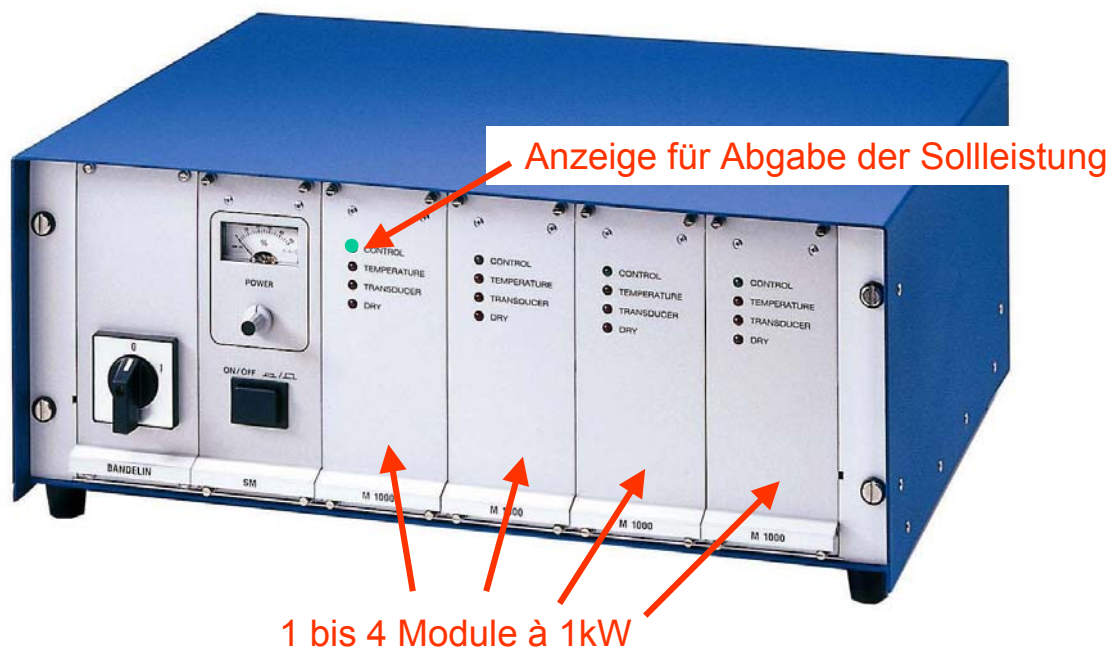
Anwendungsbeispiele:

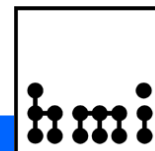
- Entgasung
- Reaktionsbeschleunigung
- Emulgierung
- Aufbrechen von
  - Molekülketten
  - Zellkernen

Sonoreaktor 2kW mit  $\mu$ C-Generator zur intensiven Beschallung von Flüssigkeiten

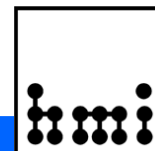


## $\mu$ C-US-Generatordrack 0,1 bis 4kW

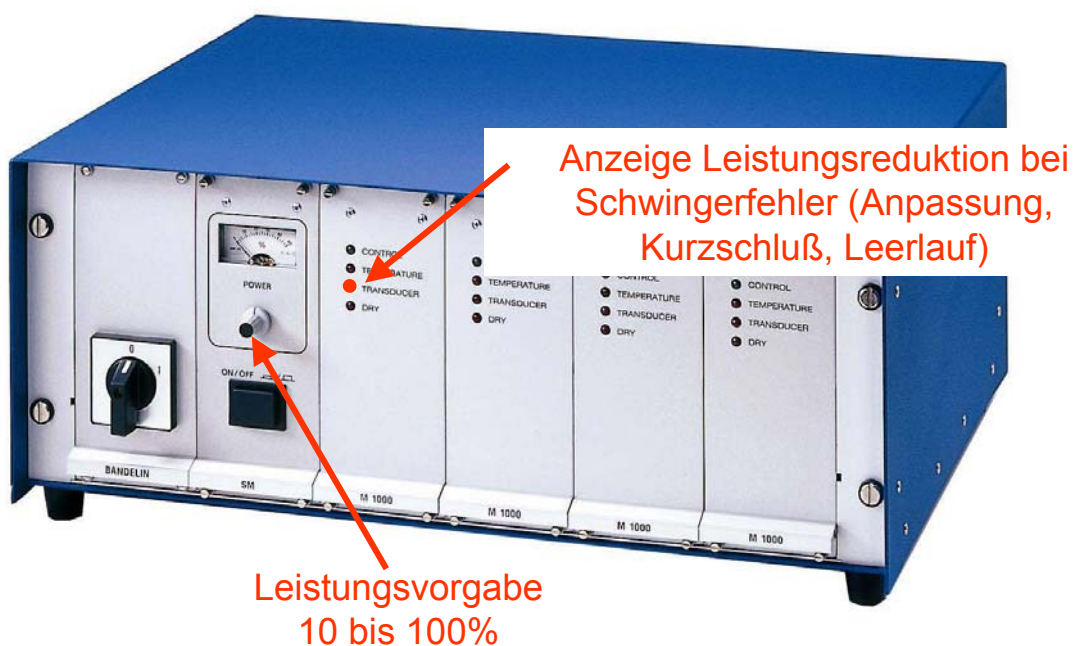


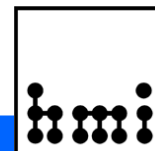


$\mu$ C-US-Generatordrack 0,1 bis 4kW

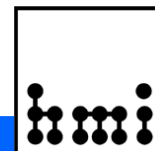


$\mu$ C-US-Generatordrack 0,1 bis 4kW

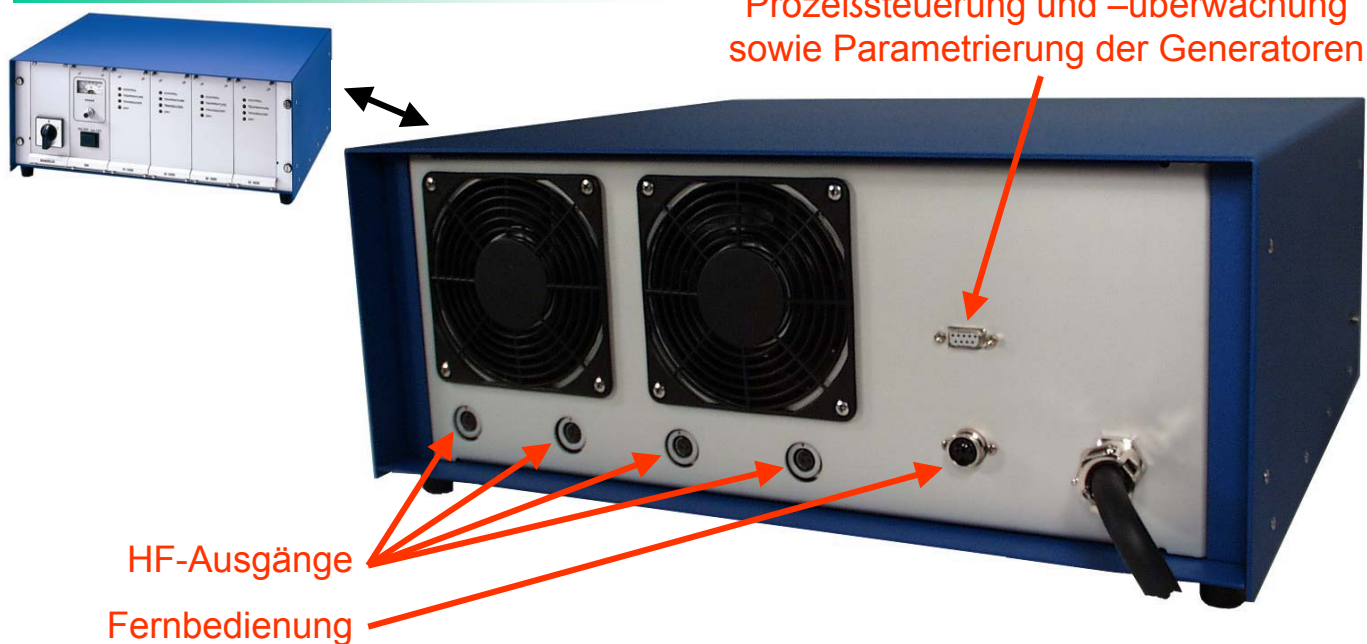


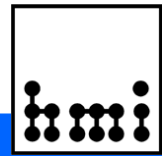


## $\mu$ C-US-Generatordrack 0,1 bis 4kW



## Rückseite $\mu$ C-US-Generatordrack



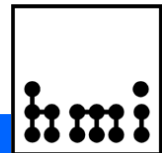


## Achtung !!!

Nicht alles, was so aussieht, ist auch ULTRASCHALL!!!

Besonders scheinbar sehr preisgünstig angebotene Reinigungsgeräte für Hobby, Schmuck und Brillen im Elektronik- und Versandhandel sind keine Ultraschallgeräte.

Unter der Wanne ist ein Motor mit exzentrischer Welle als Schwinger montiert.  
Das wackelt zwar schön, reinigt aber nicht besser als ein laufender Wasserhahn.



## Vielen Dank

für Ihre Aufmerksamkeit...

Es folgt eine praktische Vorführung mit einem Kleingerät:

Selbstschwingender Generator „Kompakt“, Basisgerät BANDELIN RK 255 H

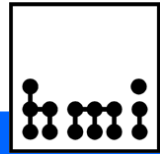
Leistungsaufnahme effektiv 190W, 2 DML-Wandler

Frequenz 35 kHz, Netzhalbwellen-AM

Reinigungsmedium Leitungswasser, nicht vorentgast, kalt

Wannenmaterial Edelstahl, Innenseite hartverchromt

(Gerät arbeitet aufgrund serienfremder Abstimmung mit einer höheren Leistung als herstellerspezifiziert!)



## Danksagung

Alle hier beschriebenen technischen Geräte und Verfahren sind Eigentum der Firma

BANDELIN electronic GmbH & Co. KG

Heinrichstraße 3-4

D-12207 Berlin

Tel.: +49 (30) 76880-0

Fax: +49 (30) 7734699

Bestellfax: +49 (800) BANDELIN = 2263354[6]

Für sehr weitgehende Unterstützung bei aktuellster Recherche, vor allem für die Verfügbarkeit der Kavitationsphotos gilt mein spezieller Dank dem Geschäftsführer der Firma BANDELIN electronic GmbH & Co. KG, Dipl.-Ing. Stefan Bandelin, dem Entwicklungsleiter Dipl.-Ing. Rainer Jung und dem Entwickler und ehemaligen Kollegen Dipl.-Ing. Norbert Heymann.

Die Fa. BANDELIN hat sich in über 50 Jahren zu einem führenden Unternehmen im Bereich Ultraschalltechnik entwickelt.

# GRAPHISCHE PROGRAMMIERUNG MIT VIRTUAL ENGINEERING ENVIRONMENT

Oder kann man wirklich  
einfach(er) programmieren ?!



-SEI- 23. März 2002

M.Stolper -DESY-

1

## Zeilenorientiertes Programmieren

```
/* Program to find maximum element in array */  
#include <math.h>  
main()  
{  
double num[10],max;  
int i;  
for (i=0;i<10,i++){  
num[i]=(double) rand ( )/pow(2.0,15.0);  
printf("%f/n",num[i]) ;  
}  
max=num[0] ;  
for (i=1;i<10;i++){  
if (num[i]>max)max=num[i] ;  
}  
printf("/nmax; %f/n",max);  
}
```

Am Beispiel von ANSI C

Code = chiffrierte Mitteilung = *schlecht lesbar*



# Zeilenorientiertes Programmieren

```
/* Program to find maximum element in array */
```

```
#include <math.h>
```

```
main()
```

```
{
```

```
double num[10],max;
```

```
int i;
```

```
for (i=0;i<10,i++){
```

```
num[i]=(double) rand ( )/pow(2.0,15.0);
```

```
printf("%f/n",num[i]) ;
```

```
}
```

```
max=num[0] ;
```

```
for (l=1;i<10;i++){
```

```
if (num[i]>max)max=num[i] ;
```

```
}
```

```
printf("/nmax; %f/n",max);
```

```
}
```

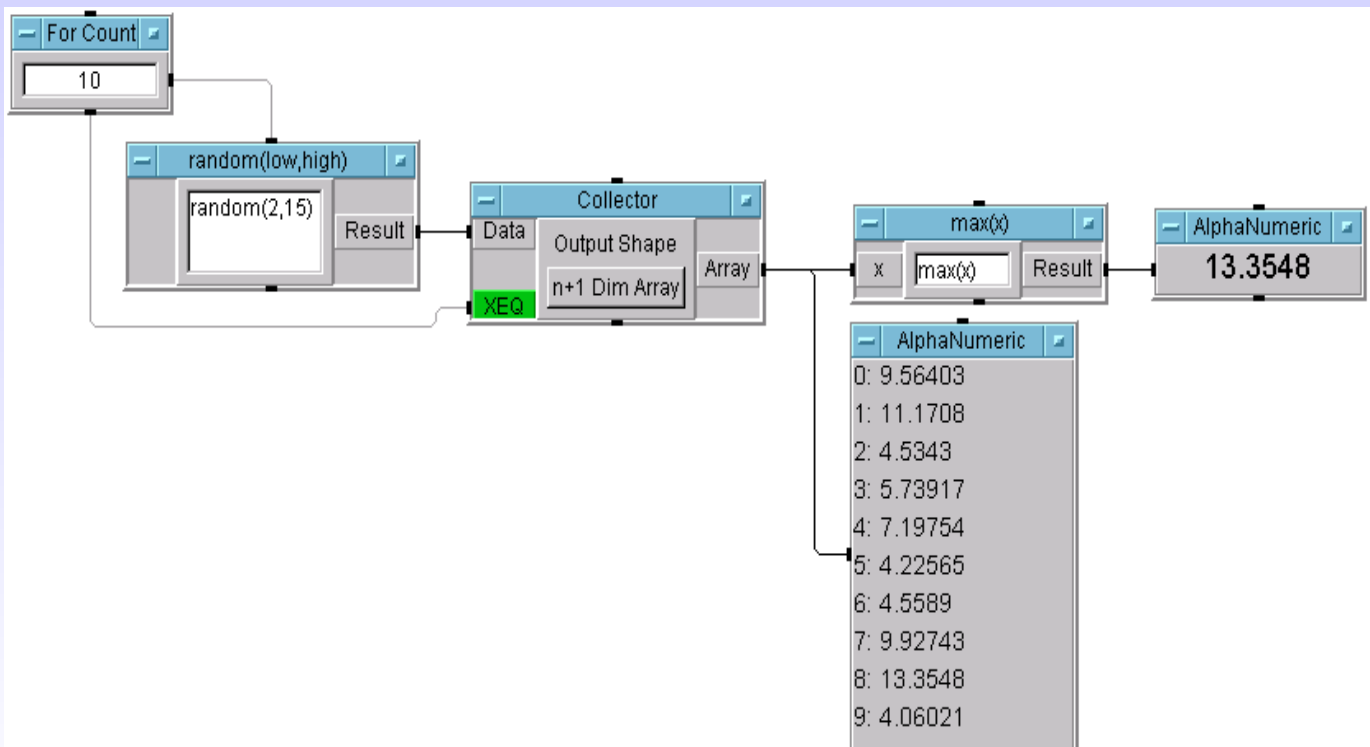
Am Beispiel von ANSI C

Code = chiffrierte Mitteilung = *schlecht lesbar*

Graphisches Programmieren !



## Die graphische Lösung in VEE



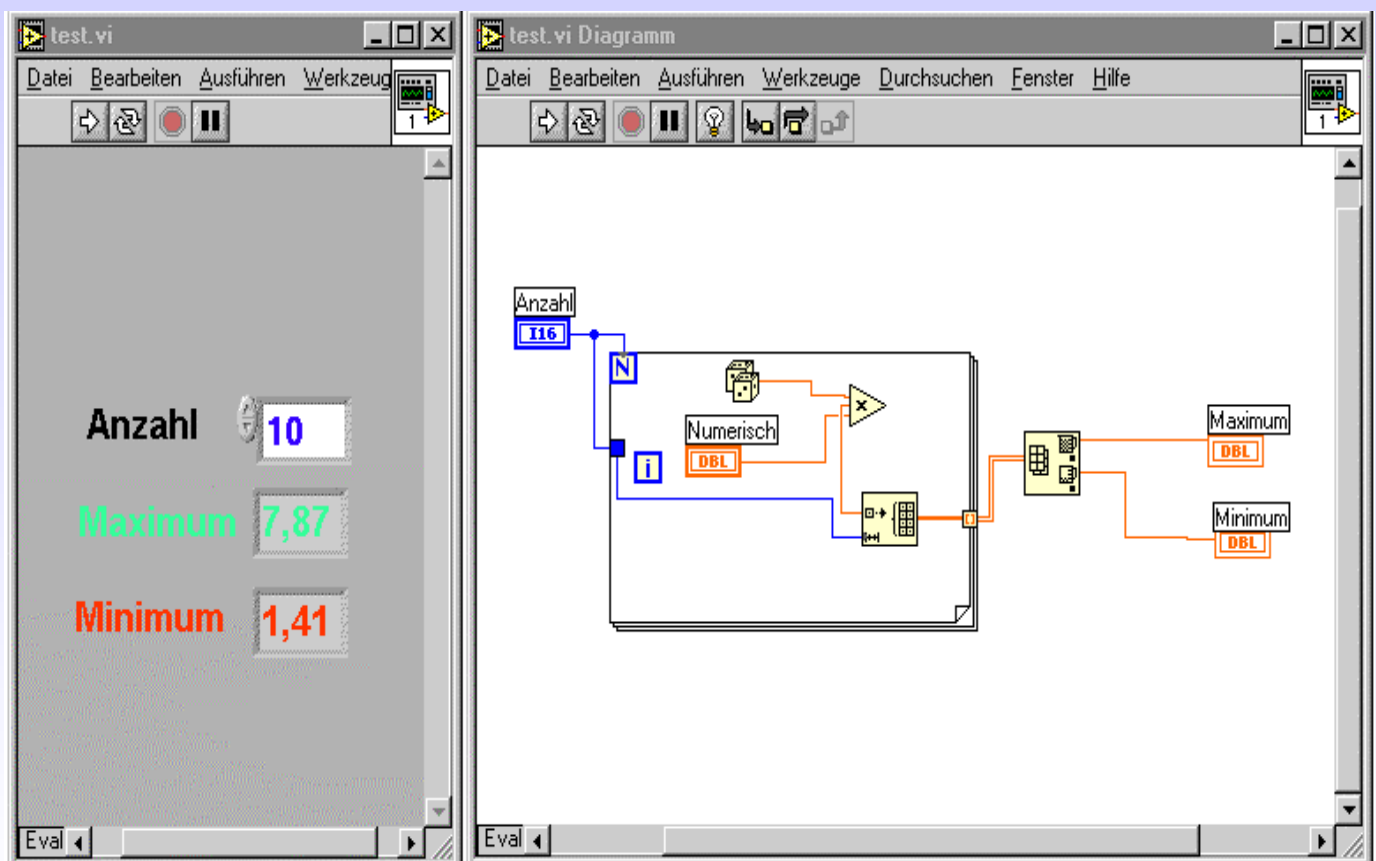


# Die Konkurrenz von Agilent Technologies VEE Pro

Eine Auswahl

- LabVIEW National Instruments (Marktführer)
- DIAdem Gfs Systemtechnik (von National übernommen)
- TestPoint Keithley
- Visual Designer Intelligent Instrumentation
- DASyLab Datalog Systeme (von National übernommen)
- ICONNECT Micro-Epsilon-Messtechnik
- jBEAM AMS Gesellschaft f. angew. Mess- u. Systemtechnik
- Softwire Computerboards (Add-In für VisualBasic)

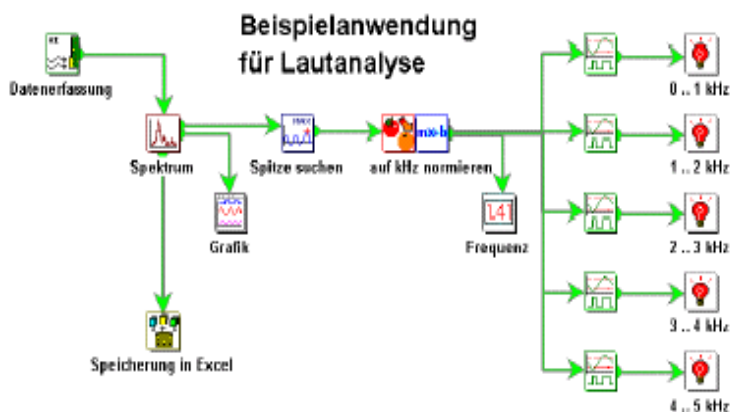
## Beispiel LabView



# Beispiel Visual Designer

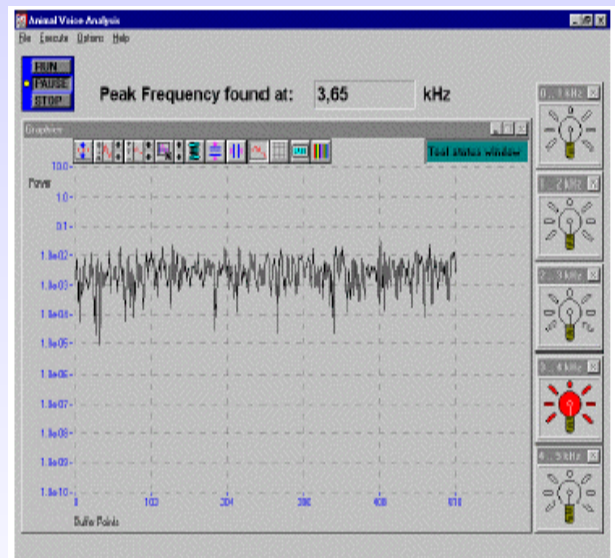
## 13.3 Lautanalyse von Tierstimmen in einer Versuchstation

Zur Unterstützung der Forschungsarbeit bei Tierversuchen wurde ein System gesucht, mit dem die Charakteristika von Tierstimmen (Tierlaute) bestimmt werden kann. Auf einfachem Wege sollte eine Analyse gewisser Spektralbereiche erfolgen um das System zur Selektion der Tiere einzusetzen. Das folgende Diagramm zeigt das Prinzip:

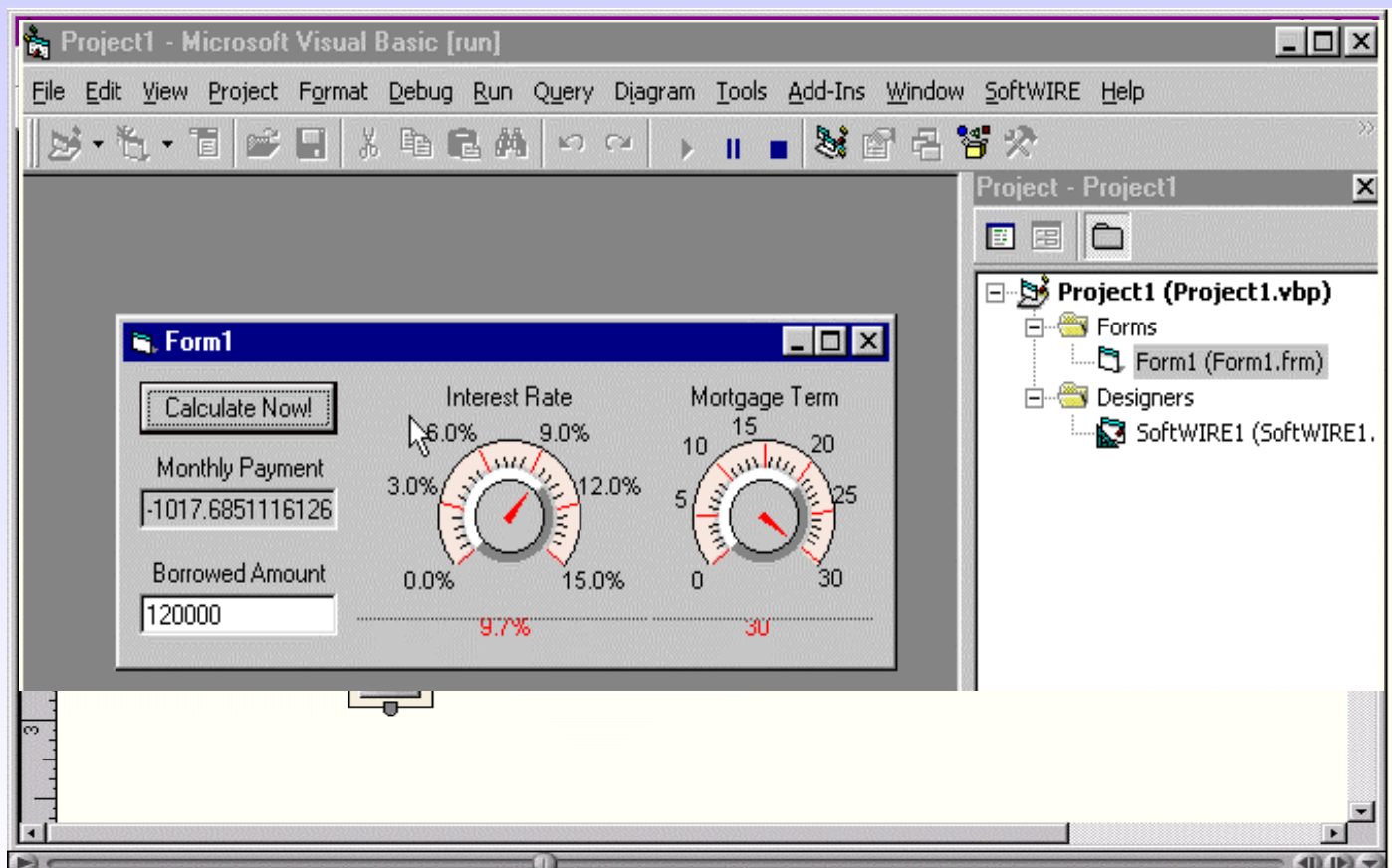


Sofort nach der Datenerfassung (über ein Mikrofon oder aus einer Datendatei) wird das Leistungsspektrum ermittelt. In diesem Spektrum wird das Maximum als Charakteristika ermittelt, da es sich zeigte, dass die in Frage kommenden Tierarten durch dieses einfache Mittel leicht zu unterscheiden sind. Eine nachfolgende Klassifizierung mit Hilfe der Grenzwert-Fenster-Funktion ermöglicht die Darstellung des Bereiches indem das Maximum zu finden ist. Je feiner die Aufteilung desto differenzierter können die Tiere unterschieden werden.

Das Erscheinungsbild der Anwendung während der Laufzeit ist aus Gründen der Übersichtlichkeit sehr schlicht gehalten:



# Beispiel Software

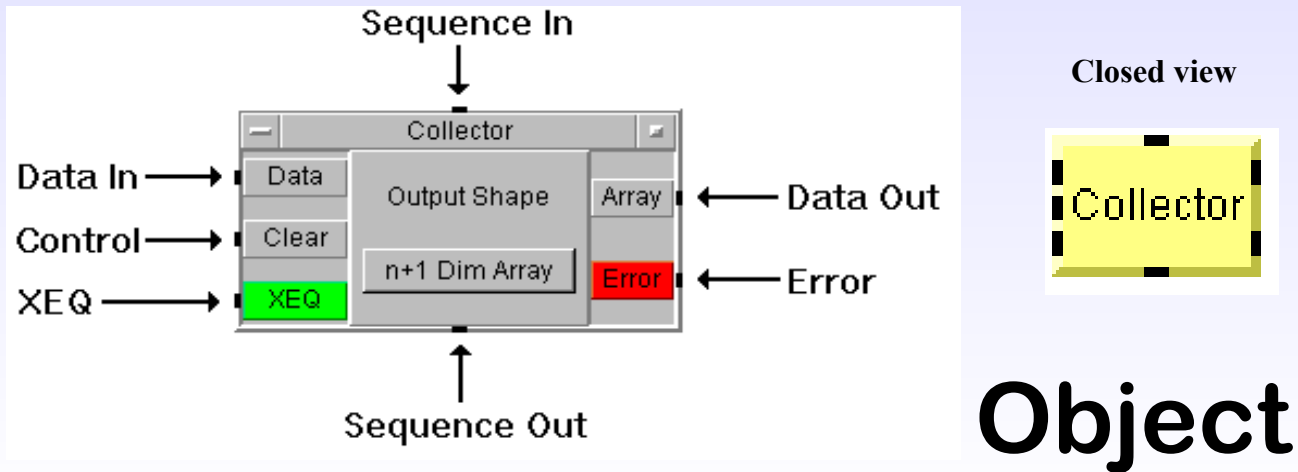


# Was ist graphisches Programmieren ?

„Aus Menüs werden weitestgehend vorgefertigte, mächtige Objekte ausgewählt und durch Datenflusslinien verbunden.“

## Was bleibt noch zu tun ?

- Festlegung der Eigenschaften der Objekte mittels Konfigurationsmenüs
- Zusammenfassung von Objekten (UserObject, UserFunction, Library)
- Ergänzung von notwendigen Ein- und Ausgängen
- Bedieneroberflächen (Panel) definieren und gestalten (Elemente, Eigenschaften, Layout)
- Zeilencode in spezielle Objekte eintragen (Formular, Message Box, Note Pad, From, To ,I/O)

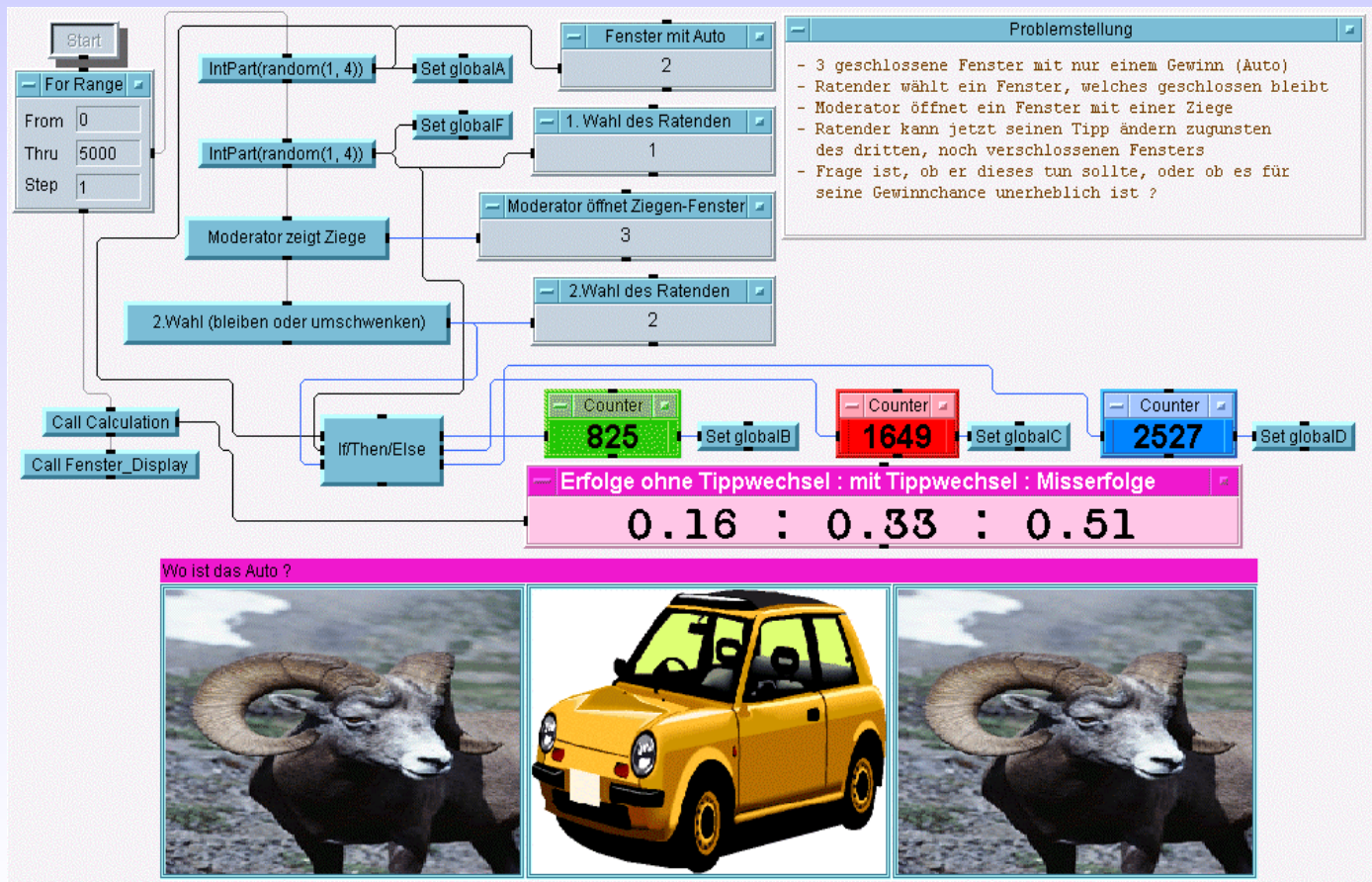


## „Fortpflanzungsregeln“

(Data propagation)

- Der Datenfluss innerhalb eines Objektes erfolgt immer von links nach rechts und die Folge von oben nach unten.
- Alle Daten Input Pins und XEQ Pins müssen mit anderen Objekten verbunden sein.
- Objekte ohne Data Input und Sequence Input Pin werden zuerst ausgeführt.
- Alle Daten Input Pins müssen gefüllt sein, um ein Objekt auszuführen (Ausnahme JCT).
- Wenn der Sequence Input Pin beschaltet ist wird das Objekt erst ausgeführt, wenn dieser aktiviert wird (Möglichkeit der Festlegung der Abarbeitungsreihenfolge).
- Control Pins werden sofort abgearbeitet, führen aber nicht zur Aktivierung eines Objektes, sondern modifizieren es nur (z.B. Auto Scale bei Ausgabeobjekten).
- Ein Fehler aktiviert einen Error Output Pin anstatt des Data Output Pin und danach den Sequence Output Pin. Ist kein Error Output Pin festgelegt, erscheint statt dessen eine Fehlermeldung.
- Die Abarbeitung von Verzweigungen und unabhängigen Programmteilen erfolgt wechselseitig und zufällig. Enthält ein Zweig ein Start-Objekt, so wird er zuerst ausgeführt.

# Das Auto-Ziege-Problem



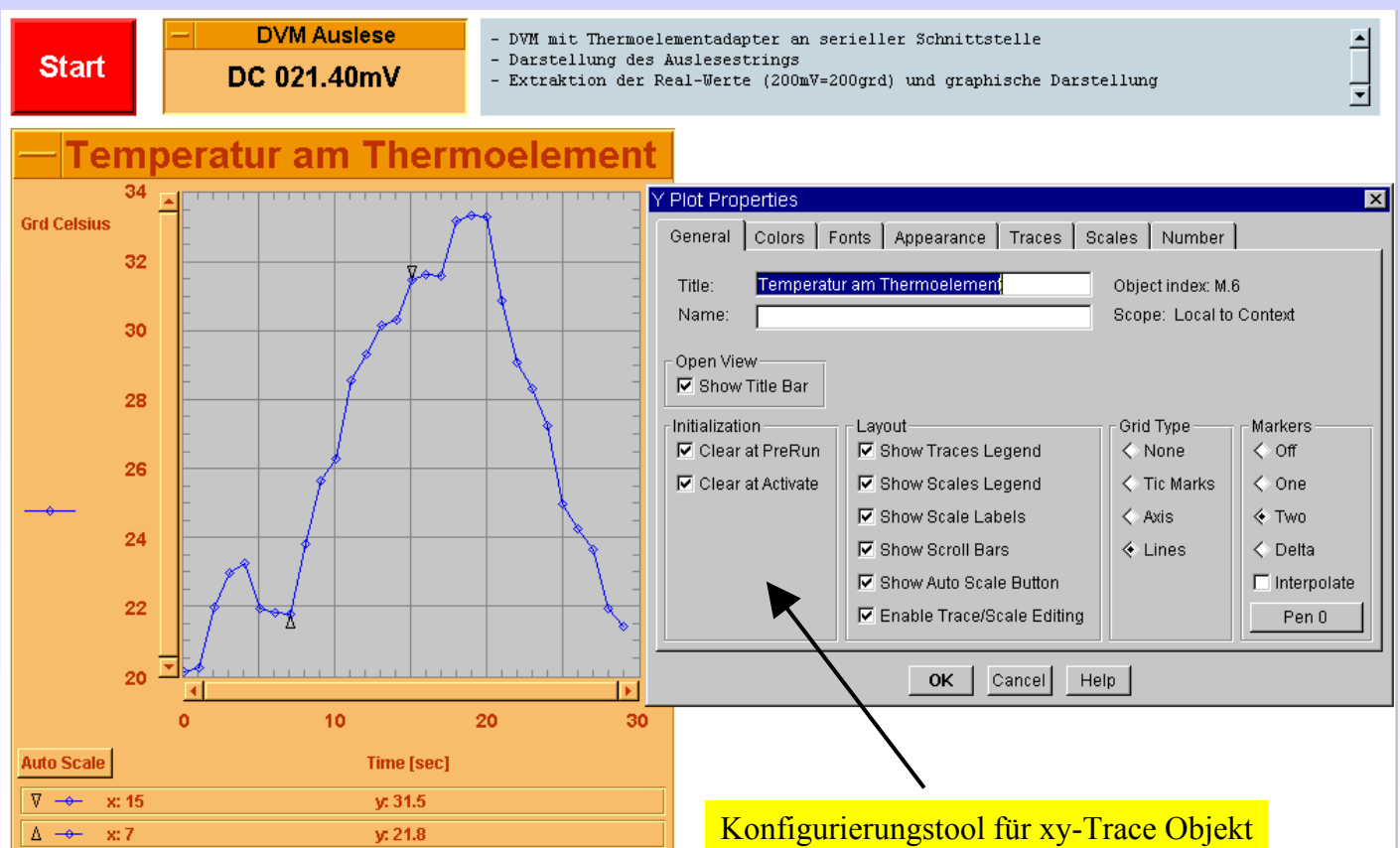
## Vorteile von VEE

- Der Programmierer braucht sich erst in zweiter Linie mit Deklarationen, Variablennamen und Umwandlungen zu beschäftigen. VEE versucht alle Ausgangsdaten eines Objektes sinnvoll als Eingangsdaten des nächsten Objektes aufzufassen.
- VEE Objekte sind einheitlich und ergonomisch günstig gestaltet und gestatten eine unbegrenzte Anzahl von Datenein- und Ausgängen.
- Der Cursor hat kontextsensitiv fünf Moden (probe, positioning, labeling, scrolling and wiring).
- VEE unterstützt sehr komfortabel gängige Schnittstellen (**Plug-In Cards, GPIB, RS-232, VXI, ISA, PCI, CPCI, PCMCIA**).
- VEE gestattet die Nutzung von **ActiveX Controls, C++, LabVIEW, Visual Basic, VBA** usw.
- VEE ist durch die Implementierung von **MATLAB Scripts** (500 Funktionalitäten) auch über den eigenen respektablen Mathematik-Fundus hinaus sehr leistungsfähig.
- Einen Geschwindigkeitsvergleich z.B. mit MATHCAD braucht VEE nicht zu scheuen.
- VEE beinhaltet einen **Webserver** und kann somit weltweit beobachtet werden.
- Anwender bekommen ein **Operator Interface** und auf Wunsch auch eine nicht veränderbare **RunTime Version** angeboten.
- Eine große Anzahl von „fertigen“ **Instrument Driver** besonders für HP-Geräte existiert.
- Auch nach Jahren kann der „gelegentliche“ Programmierer sich schnell eindenken und modifizieren.
- Agilent spricht von **80%** besserer Effizienz des Programmierens.

# Nachteile - Oder irgendetwas gibt es immer zu meckern

- Gibt sich der Programmierer keine Mühe mit der Anordnung und Zusammenfassung von Objekten kann er absolut unlesbaren Code erzeugen.
- Die ergonomisch günstige Größe von Objekten gestattet nur eine relativ kleine Anzahl von Objekten gleichzeitig darzustellen.
- Eigenschaften von Objekten können während des Programmablaufes zwar oft von Hand verändert werden, jedoch kaum programmiert.
- Kopieren von Eigenschaften ist nur durch Doppelung von Objekten möglich.
- Der Programmierer hat keinen unmittelbaren Einfluss auf die Lage der Verbindungsleitungen.
- VEE unterstützt manche Datentypen nicht und kennt keine Untermenütechnik (Karteikarten).
- Es gibt keine Anbindung an SPS, Feldbussysteme usw.
- Ein Undo sucht man vergeblich, ebenso ein automatisiertes Backup.
- Wenn auch kleinere Beschreibungstools vorhanden sind, enthält VEE kein Tool für die Dokumentation, denn das Programm selber soll die Dokumentation sein - Ein Ausweg wäre allerdings Hilfen in Form von PDF oder HTML Dokumenten, die dann ausgeführt werden können.
- Eine Skalierung bei unterschiedlichen Bildschirmauflösungen wird nicht vorgenommen, weil Objekte, Linien und Panels pixelorientiert sind.

## Messwerverfassung in VEE



# Unterschiede VEE-LabVIEW

- Beide tun oft gleiche Dinge auf völlig unterschiedliche Weise z.B. kann man mit einem Formelobjekt in VEE Information aus einem Record extrahieren, wohingegen LabVIEW dafür 6 graphische Objekte braucht.
- National versucht durch Add-On Soft-u. Hardware die entsprechenden Aufgaben aus unterschiedlichen Gebieten in LabVIEW zu implementieren (z.B. RealTime control loops, Sound and Vibration Toolset usw.), während sich Agilent mehr damit beschäftigt, bequeme Interface zur speziellen Software bereitzustellen.
- Mainstream -> LabVIEW für PC-Karten und VEE für eigenständige Geräte mit GPIB oder RS-232 (Dritthersteller setzen eher auf LabView)
- Einfache Empfehlung : „Wenn dein Labor voller HP-Geräte steht, dann nutze VEE - Hast du einen Mac, nimm besser LabVIEW.“
- VEE Programme werden als ASCII abgespeichert.



Niemand der eines der beiden Produkte verwendet,  
wird wechseln oder gar beide benutzen wollen.





## Instrumentierung des Neutronen-Kleinwinkelstreuexperimentes KWS1 nach dem Jülich-Münchener Standard

H. Kleines<sup>1</sup>, M. Drochner<sup>1</sup>, H. Lövenich<sup>1</sup>, M. Wagener<sup>1</sup>,  
F. Suxdorf<sup>1</sup>, K. Zvoll<sup>1</sup>, L. Schätzler<sup>2</sup>, J. Heinen<sup>2</sup>,  
M. Heiderich<sup>2</sup>, D. Schwahn<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Zentrallabor für Elektronik (ZEL), Forschungszentrum Jülich

<sup>2</sup>Institut für Festkörperforschung (IFF), Forschungszentrum Jülich

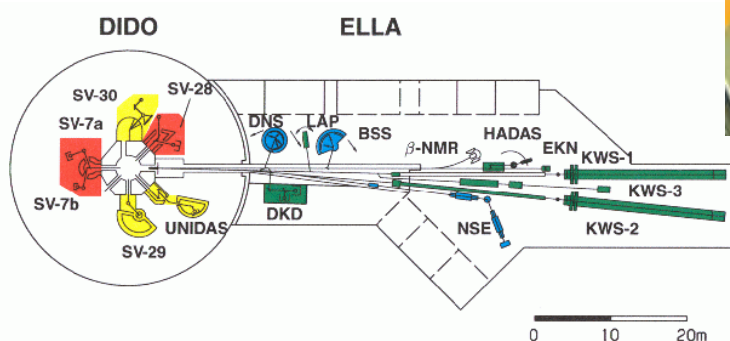
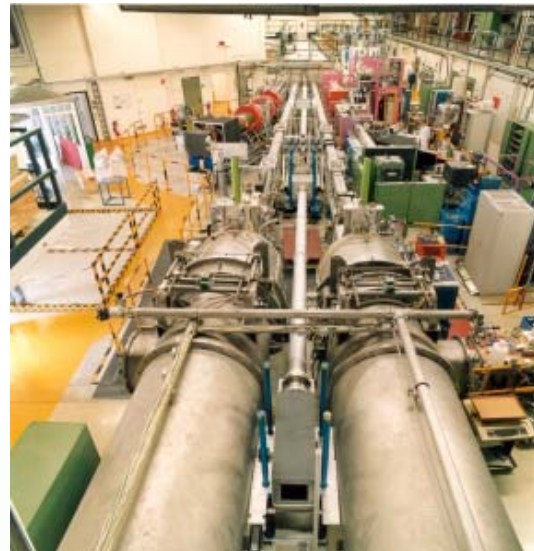
- Aufbau der KWS1
- Struktur des Kontroll- und DAQ-Systems
- Software-Struktur
- generische PROFIBUS-Motorkontroller-Schnittstelle

Zentrallabor für Elektronik (ZEL)



## Überblick KWS1

- Kleinwinkelstreuapparatur am FRJII
- Selektor: Dornier
- Kollimation: 19 Neutronenleitersegmente a 1m, variable Blenden bei 1m, 2m, 4m, 8m, 16m, 19m, 20m
- Neuentwicklung Detektor
- komplette Neuinstrumentierung
- fast identisch mit KWS2 (für FRMII)





## Rahmenbedingungen

- 7 Aufträge aus dem IFF mit unterschiedlichen Spektrometern
- Ausgelastet bis 2005, hoher Projektdruck
- Integration von Mitarbeitern aus dem IFF
- Zusätzliche Verantwortung für Applikations-SW
- Heterogene Benutzeranforderungen
- Mehrere Spektrometer müssen nach München

=> Synergien durch Definition gleicher Systemtechnik gemeinsam mit der Instrumentierungsgruppe in München (Dr. Neuhaus)

Zentrallabor für Elektronik (ZEL)



## Jülich-Münchener Standard

Applikation	Scripts: python	Qt, C++	
Middleware	TACO (ESRF)		
Experiment- rechner	PCs mit Linux		(Nur München)
Prozess- kommunikation	GPIB + seriell	<b>PROFIBUS DP</b>	Modbus, ADAM
Steuerung	S7-300 (CPU 315-2DP)		
Feldebene	ET200S		ADAM





# Motorkontroller



## 1STEP

- ET200S
- 204 KHz
- RS422, Referenz
- Endschalter extern

## FM351

- S7-300
- Eilgang/ Schleichgang
- digitale EAs
- incremental +SSI

## FM353

- S7-300
- DIN 66025
- 200kHz
- RS422
- digitale EAs

## FM357

- S7-300
- 4 Achs-Bahnsteuerung (DIN 66025)
- 625 kHz oder Servo
- RS422
- digitale EAs
- incremental +SSI

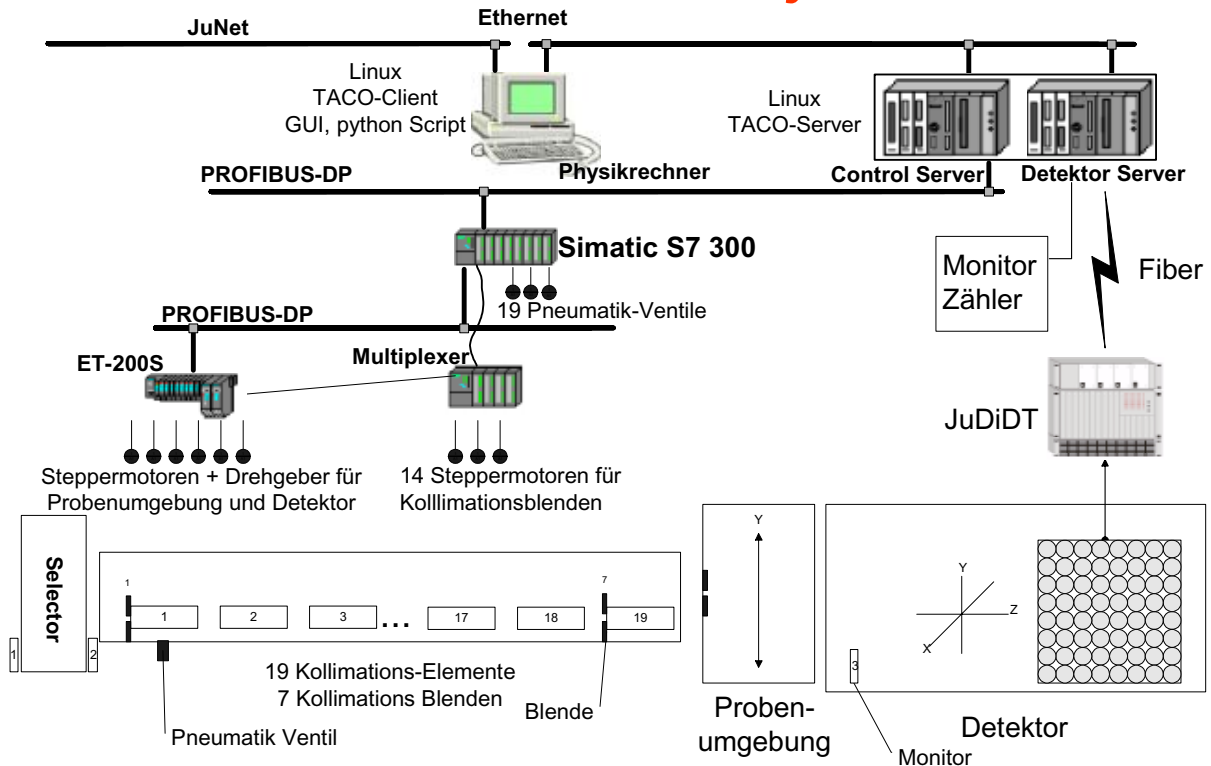
## Göttingen

- privat
- Endstufe/TTL
- digitale EAs
- 3 KHz

Zentrallabor für Elektronik (ZEL)

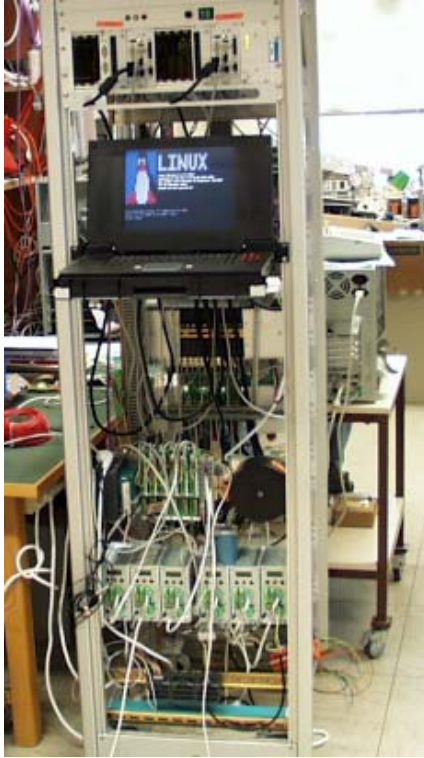


# Struktur des Kontrollsystems





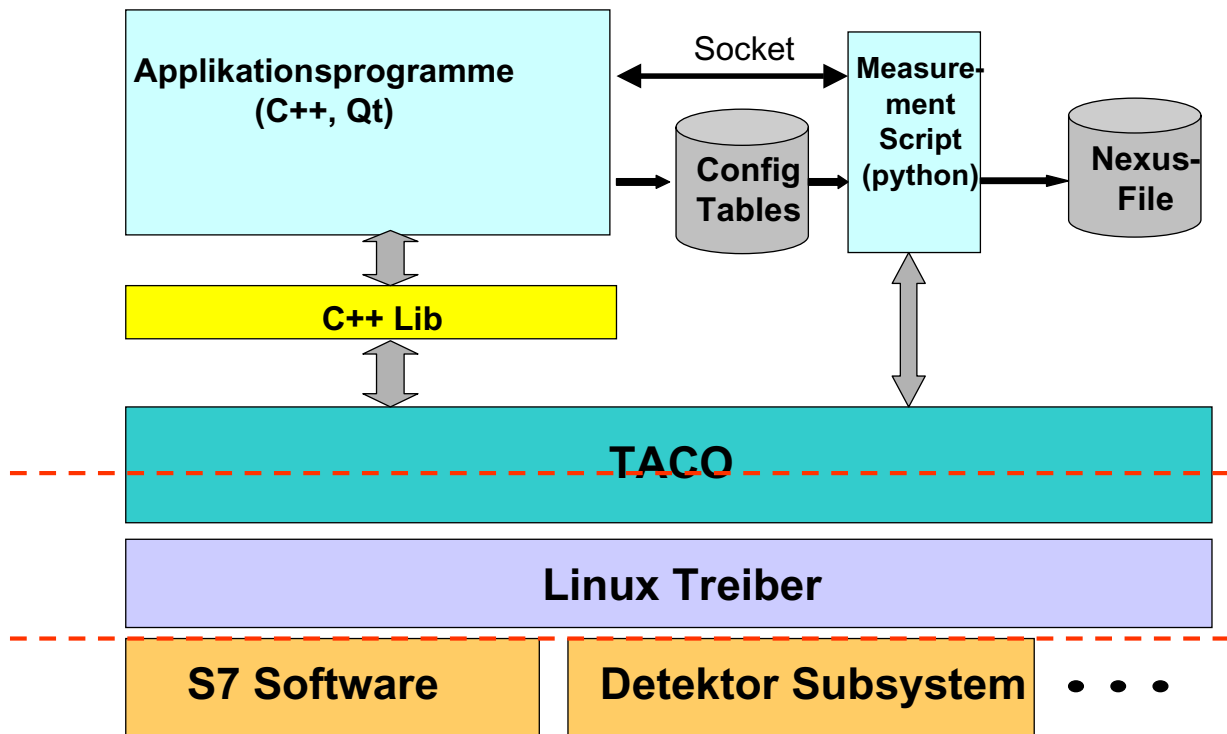
## Aufbau des Schaltschranks



Zentrallabor für Elektronik (ZEL)

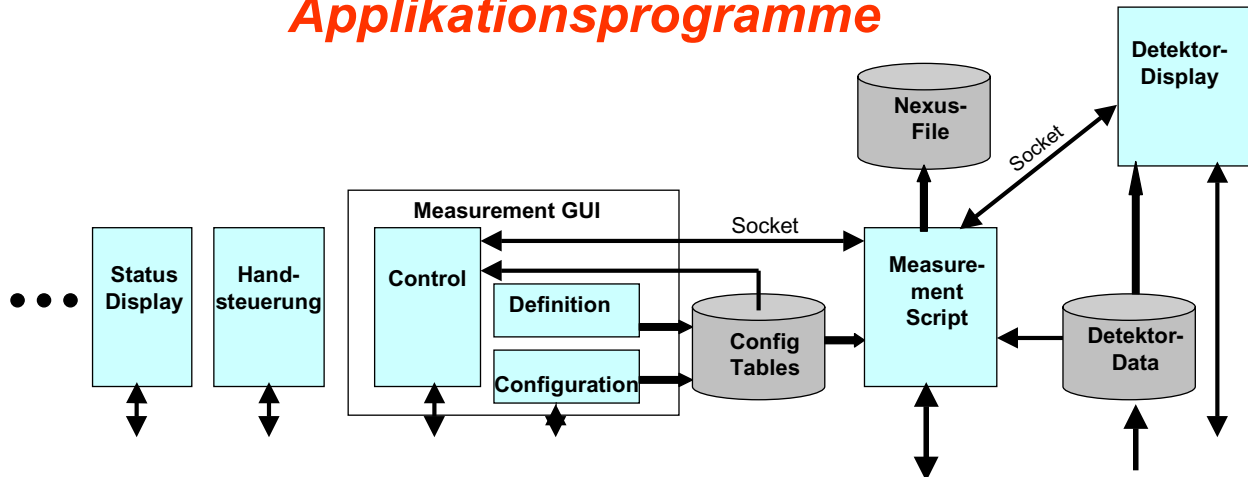


## Software-Hierarchie





## Applikationsprogramme



- *Handsteuerung: Inbetriebnahme, Justage,....*
- *Measurement Configuration: Experiment Setup*
- *Measurement Definition: Experiment-Ablauf (Scans)*
- *Measurement Control: Monitoring + Bedienung*
- *Konfigurationsdaten: XML-Files*

Zentrallabor für Elektronik (ZEL)



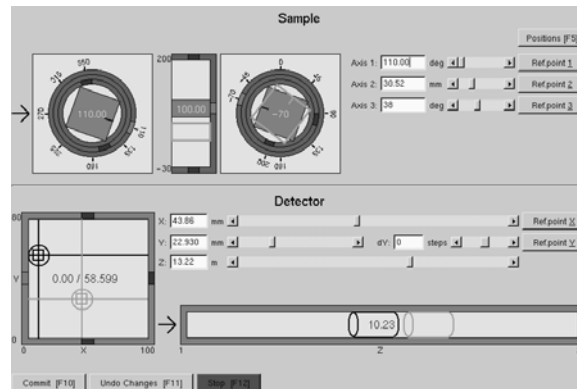
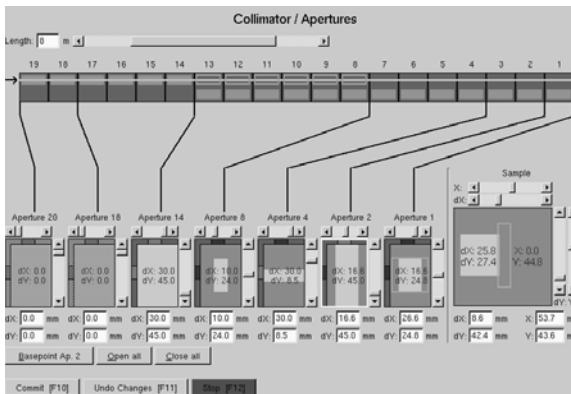
## Konfigurations/Definitions-Dateien

- *Main-Datei*
- *Probenkonfigurationsdatei*
- *Detektorkonfigurationsdatei*
- *Selektorkonfigurationsdatei*
- *Reglerkonfigurationsdatei*
- *Kollimationskonfigurationsdatei*
- *Sollwertdefinitionsdatei*
- *Scandefinitionsdatei*

```
<sample_kfile>
<sample number="001" >
  <s_name>Test sample 1</s_name>
  <s_comment>comment from user</s_comment>
  <s_doffset>4</s_doffset>
  <s_thickness>9</s_thickness>
  <s_aperture_y>6</s_aperture_y>
  <s_aperture_x>5</s_aperture_x>
  <s_aperture_pos_y>8</s_aperture_pos_y>
  <s_aperture_pos_x>7</s_aperture_pos_x>
  <s_position unit="'o" axis="1" >1</s_position>
  <s_position unit="'o" axis="2" >2</s_position>
  <s_position unit="'o" axis="3" >3</s_position>
</sample>
</sample_kfile>
```



## Applikation „Handsteuerung“

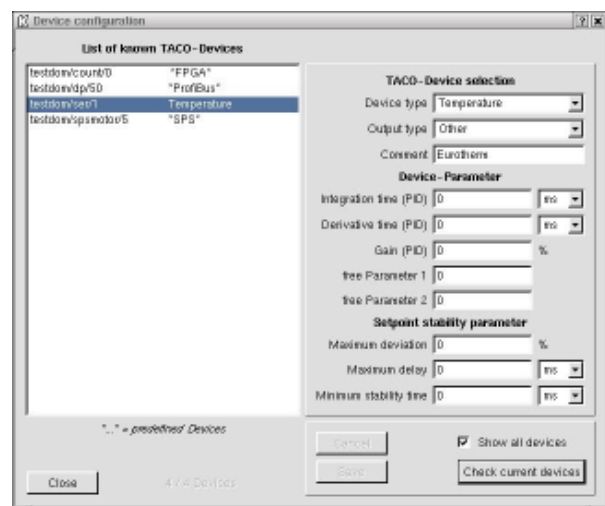
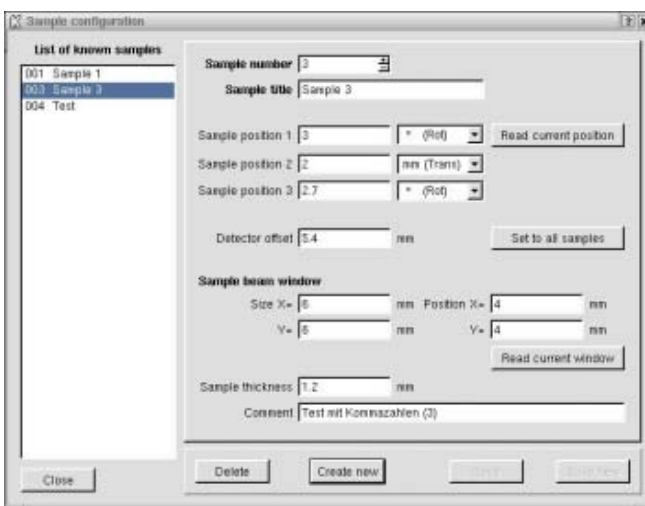


- Notebook mit Funknetz
- Visualisierung der Mechanik, Fehleranalyse
- Maschineneinrichtung
- Kommunikation mit TACO-Datenbasis und TACO-Servern

Zentrallabor für Elektronik (ZEL)



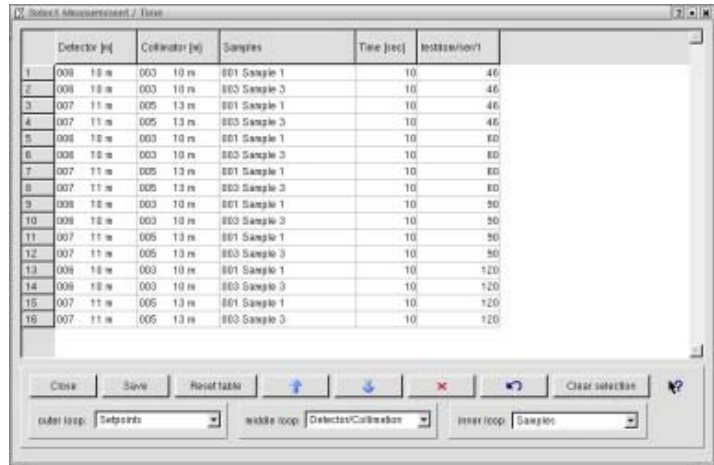
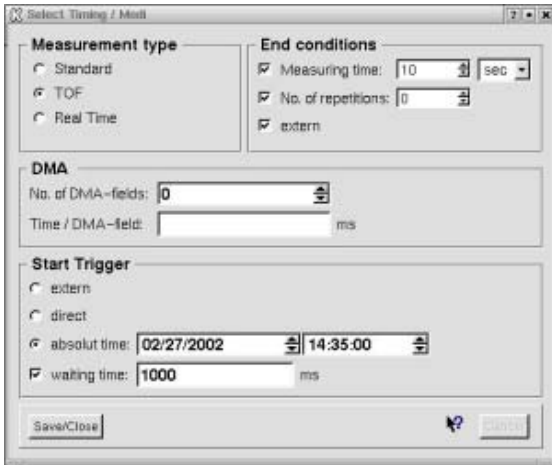
## Applikation „Measurement Configuration“



- Definition von „Basis-Setups“ für Meßreihen (Proben, Detektor, Kollimation, Regler)
- Grundlage für die Zusammenstellung von Scans



# Applikation „Measurement-Definition“

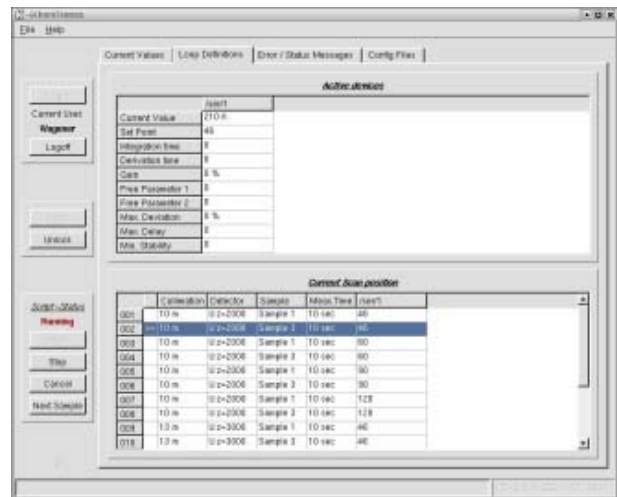
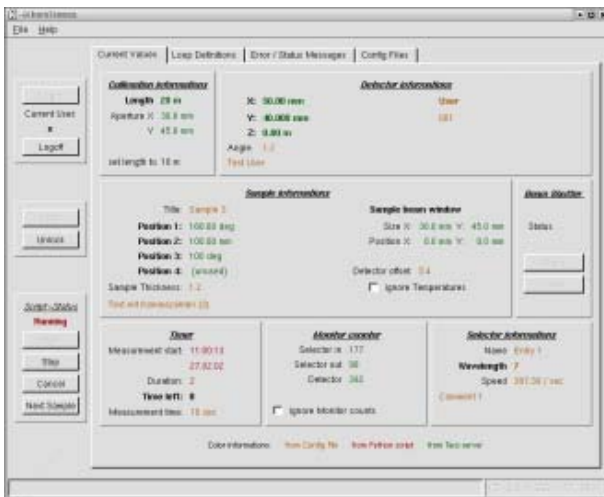


- Definition eines Scans (geschachtelte Loops)
- Abwickeln der Loops in linearen Listen
- gezieltes Löschen einzelner Bereiche

Zentrallabor für Elektronik (ZEL)



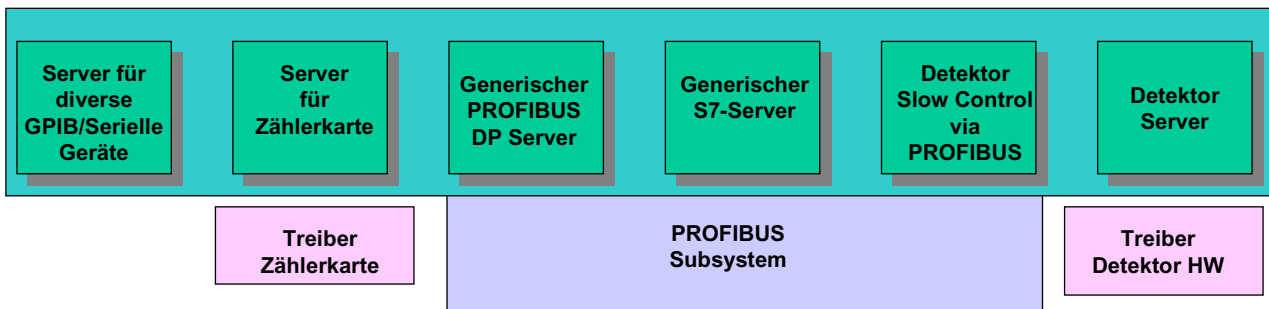
# Applikation „Measurement Control“



- Steuerung eines Scans (Auswahl, Start/Stop, Überspringen von Scan-Punkten)
- Status Informationen (Scan, Monitor, Regler, Zeit)



## TACO-Server



- *Generischer S7-Server:*  
*Bedient die generische DP-Schnittstelle für die S7*
- *Detektor Slow Control via PROFIBUS:*  
*Einstellen von Hochspannung, etc.*
- *Regler für die Probenumgebung:*  
*noch unklar*

Zentrallabor für Elektronik (ZEL)



## Zusammenfassung

- *Basis der KWS1: Jülich-Münchener Standard*
- *Machbarkeit des Systemkonzepts mit HADAS nachgewiesen*
- *Neu: Gesamtverantwortung auch für Applikationssoftware*
- *Problem: Heterogenität der Experimentatoren*
- *Dualismus*
  - *Skript/GUI*
  - *Mechanik/Physik*

# Digitale Pulsauslese für die Positronen-Emissions-Tomographie (PET)

K.Ziemons, M.Streun

*Zentrallabor für Elektronik - Forschungszentrum Jülich*

## **Kurzfassung**

Im Rahmen der Entwicklung einer hochsensitiven und hochauflösenden Kleinfeld PET-Kamera, speziell für Primatenmessungen, in Zusammenarbeit mit dem Institut für Medizin und Institut für Nuklearchemie ist ein erster 2-Kopf Prototyp mit jeweils 256 Auslesekanälen aufgebaut worden. Nach digitaler Pulsakquisition mit einer Abtastfrequenz von 40MHz auf Basis freilaufender ADC's findet eine Verarbeitung der Einzelpulse zur Bestimmung der  $\gamma$ -Energie, der Koinzidenzbedingung und der Kristallcharakterisierung auf einem nachgeschalteten Rechner statt. Erste praktische Tests mit einfachen Algorithmen zur Abschätzung der Koinzidenzbedingung führen bereits zu einer Zeitauflösung von 2.0ns FWHM. Weiterhin ist eine Kristalldifferenzierung mittels einer Frequenzspektrumanalyse der Pulsform zwischen einem LSO- und einem LuYAP-Kristall in 98% der Fälle richtig erfolgt.

Diese Technologie findet den Einsatz in einem ersten PrimatenPET System, welches unter Mitwirkung einer deutschen Firma bis zum Ende des Jahres aufgebaut wird. Dieses Projekt ist einbezogen in ein europäisches Netzwerk von Small Animal PET Kamera-Entwicklungen, deren Beteiligte in der „Crystal Clear Collaboration“ zusammengeschlossen sind.

## **Einführung**

Die Positronen-Emissions-Tomographie (PET) wird seit den 70'er Jahren als ein bildgebendes Verfahren für Stoffwechseluntersuchungen am Menschen eingesetzt und dient in der Hirnforschung zur Untersuchung neurophysiologischer, kognitiver Prozesse als auch neurologischer Erkrankungen (z.B. M.Parkinson, M.Alzheimer, Epilepsie). Die Entwicklungen von neuen Radiopharmaka für menschliche PET-Anwendungen sind deswegen von entscheidender Bedeutung. Zu diesem Zweck muß jeder neue PET-Tracer in Tierstudien auf das biologische Verhalten und auf seine Toxizität hin geprüft werden. Zusätzlich zur Pharmakokinetik- und der Compartment-Analyse kann die Verteilung der PET-Tracer leichter an Tiermodellen studiert werden, auch unter genetisch bedingten Veränderungen.

Im Rahmen des Projektes Primaten-PET, gefördert durch den HGF-Strategiefonds 2000, ist die Entwicklung eines hochauflösenden, hochempfindlichen PET-Systems mit variabler Öffnung vorgesehen, da herkömmliche Systeme die Vorgaben für nicht-invasive in vivo-Untersuchungen am lebenden Primaten nicht gänzlich erfüllen. Technologische Entwicklungen und Weiterentwicklungen vor allem im Bereich der Halbleiterdetektoren und der Elektronik (z.B. FPGA, rauscharme Verstärker) erlauben eine Steigerung in der Sensitivität ( $>30\text{kcp/s/MBq}$ ) und der Auflösung ( $<2\text{mm}$ ) des PET-Systems.

Szintillationsdetektoren werden heute im allgemeinen für die Bestimmung der Energie, des Ortes sowie des Zeitpunktes der charakteristischen Gammaquanten aus der Positronenannihilation verwendet. Durch eine vollständige Digitalisierung des elektrischen Pulses des Szintillationsdetektors kann auf eine Reihe von spezifischer Analog-Hardware verzichtet werden zu Gunsten einer flexibel anzupassenden Software. Zahlreiche Autoren [1-5] haben dieses Prinzip eines freilaufenden Pulssamplings für Szintillationsdetektoren bereits getestet. Nach ersten erfolgreichen Tests [6] kommt dieses Prinzip im Primaten-PET zum Einsatz. In einer ersten Phase wird ein Zweikopfsystem basierend auf jeweils 4 Vielkanal-PMT's mit jeweils 64 Einzelkanälen aufgebaut, die mit einzelnen LSO Kristallen bestückt werden.

## **Methode**

### A) Frontend Elektronik

Jeder PMT (H7546, Hamamatsu) ist mit einer LSO Kristallmatrix derart verbunden, dass in einer  $8 \times 8$  Anordnung jeder Einzelkristall der Größe  $2 \times 2 \times 10\text{mm}^3$  mit einem PMT-Kanal gekoppelt ist. Ein Triggerereignis an der Anode eines Kanals löst die Speicherung der Pulsform innerhalb des FPGA's aus und dient gleichzeitig zur Ortsbestimmung. Eine adaptive Schwellenwertbildung unterdrückt hierbei das Auslösen mehrfacher Triggerereignisse durch Übersprechen, die zu einer nicht eindeutigen Ortsbestimmung führen würde.

Die Pulsform und Höhe wird aus dem Dynodensignal gewonnen. Nach der Verstärkung wird dieses Signal mittels eines freilaufenden 12bit ADC (AD 9224, *Analog Devices*) mit einer Frequenz von 40MHz abgetastet. 16 Werte werden kontinuierlich in einem Ringbuffer innerhalb des FPGA's aufgezeichnet und erst nach einem Triggerereignis ausgelesen. Der Ringbuffer ist so groß gewählt worden, dass die komplette Pulsinformation inklusive Vorlaufzeit hier gespeichert ist.



Gleichzeitig wird jedem gespeicherten Ereignis eine Zeitmarke hinzugefügt. Letztendlich werden Zeitmarke, Pulsinformation und Positionsinformation zu einem Hostrechner zur Weiterverarbeitung gesendet. Eine Datenrate bis zu 20MB/s konnte unter Verwendung einer PCI I/O-Interfacekarte (PXI-6533, *National Instruments*) bereits realisiert werden.

## B) Datenverarbeitung

Auf dem Hostrechner werden die Informationen zu jedem Ereignis ausgewertet. Die Energie wird aus der Integration des digitalisierten Pulses gewonnen, die Koinzidenzzeit aus der Zeitmarke und der linearen Extrapolation der Anstiegsflanke. Ein Vergleich der so gewonnenen Zeiten mit den Ereignissen des gegenüberliegenden Detektorkopfes führt zu den koinzidenten Ereignissen innerhalb eines vorgegebenen Zeitfensters. Eine Fourieranalyse der Pulsform erlaubt zusätzlich eine Unterscheidung des Kristalltyps bei Bestückung mit einem Kristall-Doppellayer.

Ein schrittmotorgesteuerter Rotationstisch im Zentrum der Detektorköpfe dient zur Messung eines Objektes aus unterschiedlichen Blickwinkeln. Die Position des Objektes und die Koinzidenzereignisse werden im Listmode-Format gespeichert und einer tomographischen Rekonstruktion [7] zugeführt. Hieraus resultiert eine räumliche Objektverteilung.

## **Ergebnisse und Ausblick**

Der Aufbau eines 2-Kopf PMT Systems mit 512 Auslesekanälen auf Basis freilaufender ADC's führt zu ersten überzeugenden tomographischen Messungen. Neben dem gewünschten Funktionsumfang in der Aufzeichnung der Pulse und Darstellung der Energiespektren ist eine deutliche Reduktion der Koinzidenzzeiten auf 2.0ns in FWHM sowie 4.8ns in FWTM gegenüber herkömmlichen, kommerziellen Systemen erreicht worden. Die Sensitivität eines Systems wird nicht zuletzt durch dessen Totzeit bestimmt. Erste Tests belegen eine Verarbeitungsrate von 500kHz pro Kanal, ein überaus hinreichender Wert zur Messung kleiner Primaten.

Neben den primären Eigenschaften des Systems konnte aus Testmessungen die Trennung von LSO und LuYAP-Pulsen zur Bestimmung einer Tiefeninformation gezeigt werden. Unterschiedliche Abklingzeiten der Szintillationskristalle von 17ns bei LuYAP und 40ns bei LSO Kristallen können mittels einer FFT zur Separation der gemessenen PMT-Pulse

genutzt werden. Erste Messungen deuten eine richtige Entscheidung in 98% der Fälle an. Dies wird im weiteren Verlauf noch zu vertiefen sein.

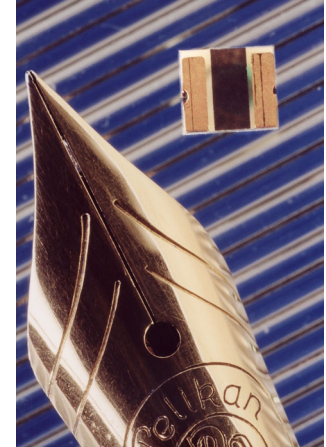
Die Aufnahme zweier Punktquellen in einem Abstand von 5.5mm, bedingt durch die Einbettung der Positronenstrahler in zwei Plexiglaskugeln verdeutlicht bereits eine gute Ortsauflösung von unter 2mm des PET-Systems. In einem weiteren Schritt wird auf Basis dieser Komponenten ein Teil-Ring aus den PMT-Modulen zusammengestellt und Ende des Jahres in Betrieb genommen werden.

## Literatur

- [1] V.Drndarevic, P.Ryge and T.Gozani, "*Digital signal processing for high rate gamma-ray spectroscopy*", Nucl.Instr.Meth., vol.A277, pp.532-536, 1989.
- [2] V.Jordanov and G.F.Knoll, "*Digital pulse processor using moving average technique*", IEEE Trans.Nucl.Sci., vol.40, no.4, pp.764-769, 1993.
- [3] M.,N.,Al-Haddad et al., "*Development and testing of a flash analog-to-digital converter based system for pulse shape discrimination of nuclear radiation pulses*", IEEE Trans.Nucl.Sci., vol.41, no.5, pp.1765-1769, 1994.
- [4] J.,M.,Los Arcos and E.,Garcia-Torano, "*A new digital pulse height analysis method for radiation spectroscopy*", Nucl.Instr.Meth, vol.A339, pp.99-101, 1994.
- [5] P.C.P.S.Simoes, J.C.Martins and M.B.A.Correia, "*A new digital signal processing technique for applications in nuclear spectroscopy*", IEEE Trans.Nucl.Sci, vol.43, no.3, pp.1804-1809, 1996.
- [6] M.Streun, G.Brandenburg, H.Larue, K.Ziemons, E.Zimmermann, and H.Halling, "*Pulse Recording by Free-Running Sampling*", ", IEEE Trans.Nucl.Sci, vol.48, no.3, pp.524-526, 2001.
- [7] B.Lipinski, "*Rekonstruktion von positronen-emissions-tomographischen Bildern unter Einbeziehung anatomischer Informationen*", Dissertation, Lehrstuhl f. angewandte Mathematik insb. Informatik der RWTH Aachen, Dez. 1995



## Mikro-Vibrationsschalter für Fahrrad-Rückleuchten



T. Blank, H. Gemmeke

2..3. 2002



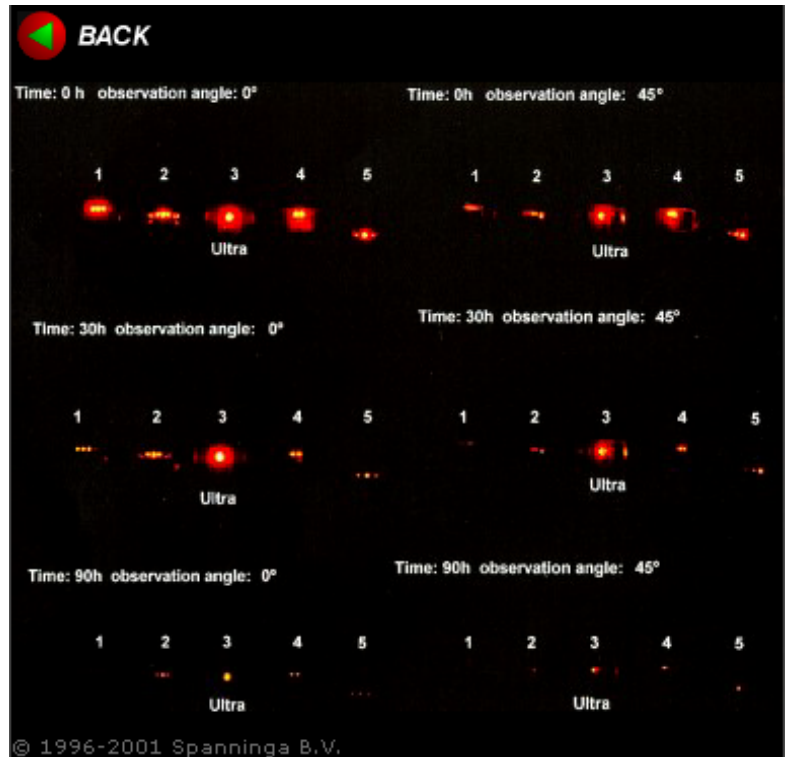
## Warum $\mu$ -Vibrationsschalter am Fahrrad?

1. Batterie?
  - Verbindung Rückleuchte-Dynamo oft defekt
  - Lebensdauer der Birnen nicht groß
  - Besserer Wirkungsgrad von roter LED als gefilterte weiße Glühbirne
  - Wenn das Fahrrad steht ist sonst alles dunkel -> Sicherheit
2. Vibrationsschalter?
  - Komfort
  - Schalter an Rückleuchte entfällt
  - Zuverlässigkeit



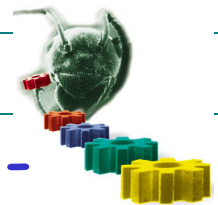
## Batterie betriebene Fahrradrückleuchte

- 2 - 4 AA-Batterien betreiben ein LED-Rücklicht  
3V, 7mA (50 bis 100 h) und 0,7mA in Standby (1 a) ohne Aufladung
- Testergebnisse der Fa. Spanninga B.V.,  
<http://www.spanninga.com/>  
verschiedener automatischer Rücklichter
- Testsieger: Firma RoBo mit FZK-IPE Vibrationsschalter und einer speziell entwickelten Auswerteelektronik (ASIC)

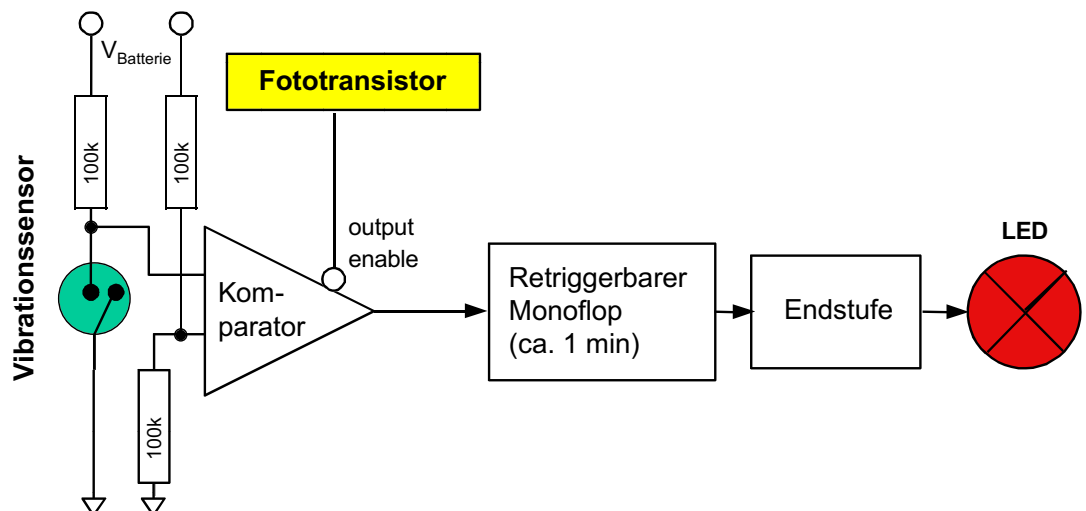
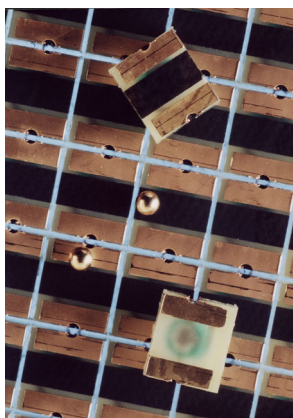


T. Blank, H. Gemmeke

2..3. 2002



## Automatisches Fahrradrücklicht - Funktionsweise



Bei Dunkelheit und gleichzeitiger Bewegung des Rücklichtes wird eine Leuchtdiode über eine Auswerteelektronik eingeschaltet.

Nach ca. 1 Min. wird die Lampe automatisch abgeschaltet, sofern eine der Einschaltbedingungen nicht mehr erfüllt ist.

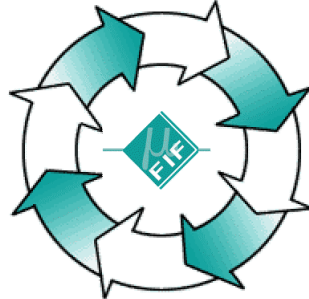


# Projekttablauf $\mu$ -Vibrationsschalter

## Anfrage der Fa. RoBo ans FIF (FZK Industrie Forum)

- Entwicklung und Fertigung eines SMD-montierbaren Mikro-Vibrationsschalters
- Ersatz für handmontierte Quecksilberschalter

Firma RoBo →



## Einsatzgebiet

Automatisch einschaltende  
Fahrrad-Rücklichter

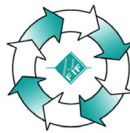
## Auftragsvolumen

- Entwicklung zzgl. 100.000 Stk. per annum
- Zielpreis < 1 DM



## Warum im FZK?

IPE, Projektleitung/Koordination  
Entwicklung, Test, Endbearbeitung



IAI

Kugelhandhabung

IMT

Galvanik Kugeln

IMF

Q-Sicherung - Materialuntersuchung

IMVT

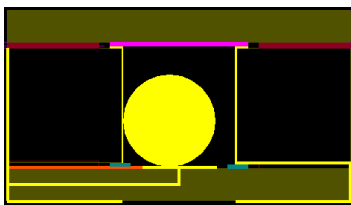
Sägen von Metallen



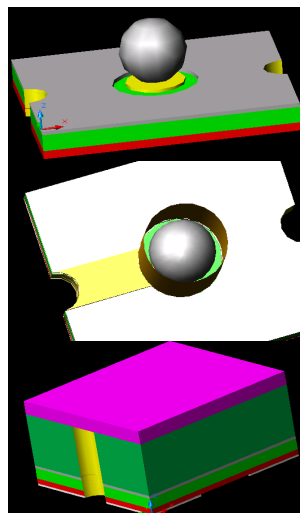
# F&E - Mikrovibrationsschalter

## Aufbau des Einzelschalters

## Funktionsweise



Kugel in Leiterplatte



SMD-bestückbar

vergoldete Kugel in einer Kammer

gleichzeitiger Kontakt der Kugel mit der  
Kammerwandung (elektr. leitend) und dem  
Bodenkontakt

⇒ Übergangswiderstand niedrig

⇒ Widerstandsschalter !

## Probleme:

Kugelgröße

Oberflächenveredelung

Klebertechnik (Typ, Menge)

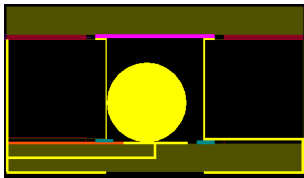
Geometrie

Preiswerte Fertigungstechnik



# Fertigungstechnologie

## Fertigungstechnologie I

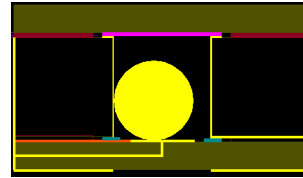


Keramik  
Metall (mit geätzter Kammer)  
Keramik, mit Leiterstrukturen,  
Isolationsschichten  
und Durchkontaktierungen

- Aufwendige Fertigung im IPE
- Schwieriger Klebprozess
  - Materialien
  - Presse
  - Druckverhältnisse
- Thermisch nicht angepasste Materialien (Durchbiegungen)
- Aufwendiger Sägeprozess durch Materialverbund Metall-Keramik



## Fertigungstechnologie II

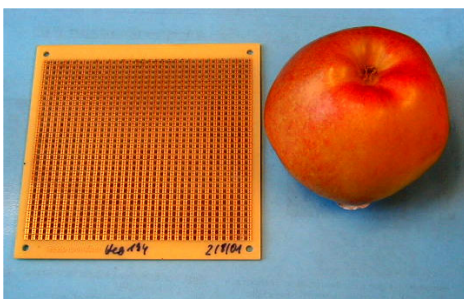


FR4  
FR4 mit Durchkontaktierungen  
FR4, mit Leiterstrukturen,  
Isolationsschichten  
und Durchkontaktierungen

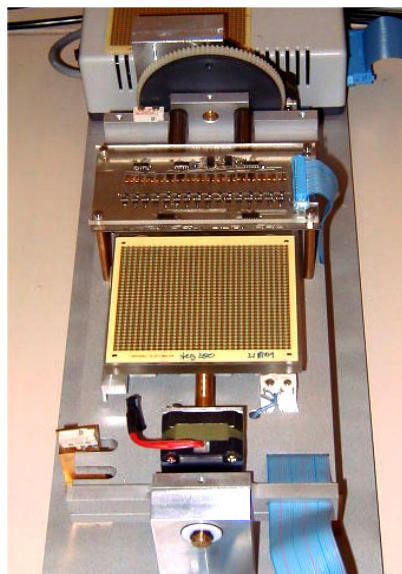
- ▶ **Fertigung zu Leiterplattenhersteller verlagert**
- ▶ Einfacherer Klebprozess
- ▶ Thermisch angepasste Materialien (keine Durchbiegungen)
- ▶ Einfacher Sägeprozess trotz Materialverbund Metall-Kunststoff



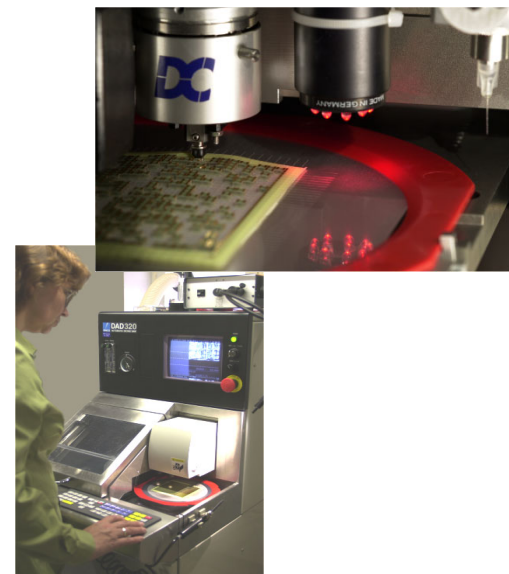
# Fertigungsablauf



**Herstellung** der Schalter im Mehrfachnutzen (1023 Stk.) durch Leiterplattenhersteller incl. Einfüllen der Kugeln



**Test** der Schalter im Mehrfachnutzen (1023 Stk.) Entwicklung eines Testplatzes



**Vereinzeln** und **Umverpacken** der Schalter im IPE durch Einsatz der Fertigungsroboter



# Weiterentwicklung der Fertigungsprozesse

## Sägeprozess



Anforderungen:  
Hohe Haltekraft beim Sägen

Geringe Haltekraft beim  
Abnehmen

## Vereinzeln und Umpacken



Sägen unterschiedlicher Materialien (Kunststoffen, Keramiken, Silizium)

Optimierung von

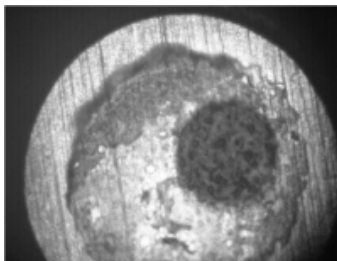
- ⇒ Sägefolien - unterschiedliche Materialien
- ⇒ Waferauftrag auf die Folie (Druck, Vakuum)
- ⇒ Sägeparameter (Blätter, Geschwindigkeit, Kühlung)

⇒ Steigerung der Lebensdauer der Sägeblätter um  $\geq 300\%$  für das Vereinzeln von FR4-Leiterplattenmaterial

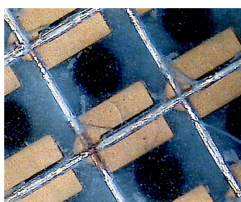


## Q-Sicherung

### Optisch mikroskopische Aufnahmen

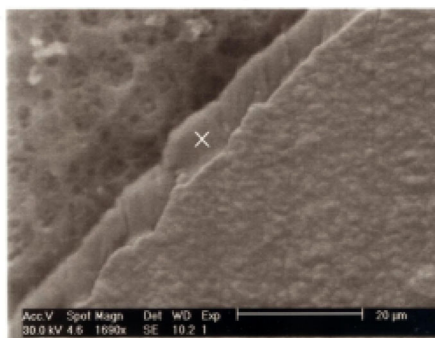
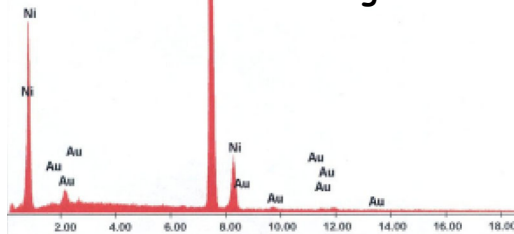


### Verschmutzungen in der Kammer



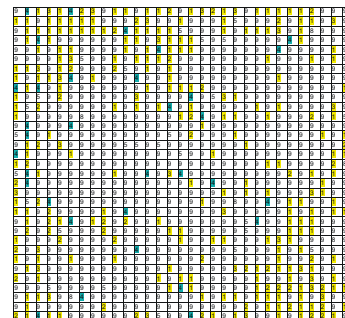
Nicht verklebte Kammern

### REM Aufnahmen, Materialuntersuchungen IMF III



### Funktionstests

HEG006\_A  
OK=345, DC=205, Kat2=51, Kat3=30, Kat4=33, Kat5=26, Ks=6, NoFkt=672  
Kategorien: DC ok / 4000 ... 1000 / 999 ... 200 / 199 ... 20 / 19 ... 1



Halbautomatischer Test mit Weitergabe der Testergebnisse an den Pick'n Placer, nur intakte Teile werden ausgeliefert!!



## Weiterentwicklung

- Erhöhung der Zuverlässigkeit der Herstellung ( $\Rightarrow$  Ausbeute)
- Qualifizierung (Umwelttests)
- Vergrößerung des Nutzens (Verringerung der Kosten der Herstellung)
- Erschließen weiterer Anwendungsfelder (Bügeleisen, Spielzeuge, ...)
- Aufbau von zweiseitig sensitiven Schaltern

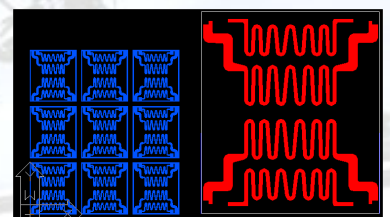
T. Blank, H. Gemmeke

2..3. 2002

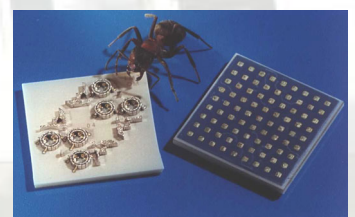


## Neue Aufgaben - Fertigungszentrum Hybrid

- Beratungsdienstleistungen im Bereich der Verarbeitung nackter Chips/Sensoren
- Keramische Substrate als Dienstleistung
- Weiterentwicklung der Drucktechnologie im Dickschichtbereich:  
20 $\mu$ m Leiterbahnen, 20 $\mu$ m Spaces, 50 $\mu$ m Vias mittels photo-  
strukturierbarer Dickschichtpasten
  - Sensoren (neue US-Sensor-Felder für die Medizintechnik)
  - Schaltungsträger, BGA-Carrier
- Einstieg in die Flip-Chip Erstellung mit photolithographisch  
strukturierbaren Polymiden und siebgedruckten Bumps
- Weiterentwicklung der Gehäusetechnologien für optische sowie  
biochemische Sensoren

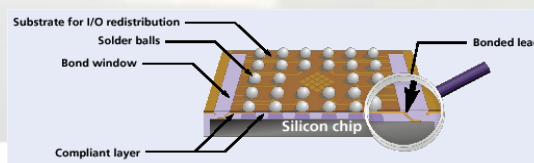


Strukturierbare Pasten



Einsatz moderner  
Gehäusetechnik für die  
Mikrosystemtechnik

Flip-Chip ohne  
 Drahtbonden







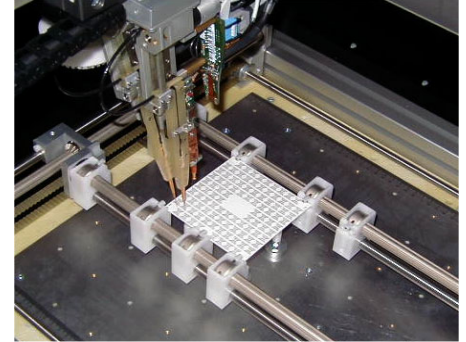
## Neue Aufgaben Q-Sicherung für die AVT

### Vollautomatischer Nadelprober

zum Test elektronischer Schaltungen

- Inbetriebnahme Juli 2001 erfolgt
- In 3 Projekten schon im Einsatz

→ Entlastung des Entwicklungspersonals bei Tests & Q-Maßnahmen bei gleichzeitiger Erhöhung der Q-Standards



### Zugangsberechtigung mit Dokumentationszwang

für das neue Fertigungsgebäude  
(geschaltete Maschinen, Aufbau und Programmierung mit LabWindows, SQL und MS-Access)

### Fertigungs- und Auftragsmanagement Tool (FAM)

zeitlichen Koordinierung der Fertigungs- und Prüfaufträge über das Intranet



T. Blank, H. Gemmeke

2..3. 2002



## Neue Aufgaben - Fertigungszentrum: SMD

- **Selektive Lötanlage** einfachere gemischte Bestückung
- **Anpassung an zukünftige Bauteilformen:**
  - automatische BGA Verarbeitung ⇒ neuer SMD-Automat
  - automatische CSP Verarbeitung ⇒ neuer SMD Automat
- **Q-Sicherung mit Flying Needle Prober** ⇒ Design for Testability
- **Bleifreie Lote** ⇒ erhöhte Löttemperatur ???
- **Steigerung der Effizienz**
- **Verbesserung der Durchgängigkeit der Tools**
  1. EDA
  2. Stücklisten
  3. Bestückungsautomat
  4. Flying Needle Prober

# Übersicht über Bluetooth für den Einsatz in der Automatisierungstechnik

F. Wulf (HMI-Berlin)

Die elektromechanischen Verbindungen zwischen den einzelnen Geräten in der Automatisierungstechnik, dem Aufbau von Messsystemen und Experimentsteuerungen, so wie im SoHo-Bereich (Small Office/Home Office) führen immer wieder zu Problemen. Die vielen unterschiedlichen Stecker und Kabel der einzelnen Schnittstellen führen häufig zu einem "Kabelsalat" und lassen den Wunsch nach einer drahtlosen Verbindung aufkommen. Hierzu gibt es bereits viele Ansätze wie z.B. die kabelfreie Funkmaus und Tastatur bis hin zu den Wireless LAN (WLAN) Verbindungen (Abb. 5 u. 6).

Für den Service und die Einstellung der Geräte eines Messsystems ist eine **Ad-hoc-Verbindung** wünschenswert. Diesen Ansatz verfolgen die Systeme IrDA und Bluetooth (Abb. 8). **IrDA** (Infrared Data Association) ist eine Infrarot-Kommunikation im Wellenlängenbereich von 850-900 nm, die naturgemäß eine freie Sichtverbindung erfordert und nur bis zu einem Abstand von max. 1 m einsetzbar ist. Diese Art der Übertragung ist deshalb nur sehr eingeschränkt für den Experimentaufbau geeignet. Wegen der fehlenden synchronen Datenübertragung ist IrDA auch nicht für die Sprachübertragung und damit für den Handybetrieb geeignet. **Bluetooth** arbeitet im lizenzfreien 2,4 GHz ISM-Band (Industrial Scientific Medical). Es benutzt die Frequenzen von 2,4000 bis 2,4835 GHz aufgeteilt in 79 Kanäle mit einer Bandbreite von 1 MHz.

Die **Chipkosten** von IrDA liegen mit unter US \$ 4,0 günstiger im Vergleich zu den ca. US \$ 6,0 von Bluetooth. Hinsichtlich des zukünftigen Einsatzes von Komponenten für die Automatisierungstechnik ist die Marktentwicklung sowohl von der Hardware- wie auch von der Software-Unterstützung durch die Marktführer zu berücksichtigen. In der Automatisierungstechnik wird Windows als Betriebssystem verstärkt eingesetzt. Die strategische Planung von Microsoft sieht auch zukünftig die Unterstützung von Bluetooth vor. Durch die zentrale Aufgabe von **Ad-hoc-Verbindungen** für die schnelle Anbindung von Peripheriegeräten besitzt Bluetooth positive Zukunftsaussichten. In Abb. 8 wird gezeigt, wie zukünftig das Handy als Internet-Dataway zwischen den Systemen einsetzbar ist und damit eine zentrale Rolle in dem Massenmarkt der Kommunikation spielen könnte. Die Ad-hoc-Fähigkeit von Bluetooth ist eine wesentliche Funktion für den Einsatz in der Automatisierungsindustrie.

Die **Sicherheit** der Übertragung ist ebenfalls ein wichtiger Aspekt bei der Auswahl von Kommunikationssystemen. Bluetooth soll in der Zukunft eine Schlüsselrolle für Zahlungssysteme im Internetbereich erhalten. Diese Möglichkeiten werden z.Z. intensiv von VISA International und Ericsson untersucht. Damit werden das WAP (Wireless Application Protocol), SET (Secure Electronic Transactions) und EMV (Europay Mastercard VISA) für die Abdeckung der unterschiedlichen Anforderungen unterstützt. Ein weiterer Gesichtspunkt für die Anwendung einer Wireless-Verbindung ist der Stromverbrauch der Chips. Durch die einstellbaren Betriebsmodi kann eine optimale Betriebszeit gewählt werden.

Nicht zuletzt sind auch die **Kosten** für den Einsatz einer Technik entscheidend. Bedingt durch das Ziel Bluetooth für den Massenmarkt zu entwickeln, wird für 2005 erwartet, dass 80% der Handys über eine Bluetooth Schnittstelle verfügen und der Chip-Preis unter US \$ 5 sinken wird. Aktuell hat Motorola im Dezember 2001 eine neue Generation von Bluetooth Chips (Version 2.0) angekündigt, die im 2. Quartal 2002 verfügbar sein sollen. Sie sind interoperabel mit dem IEEE 802.11b Standard und ermöglichen zu einem Preis von US \$ 5,90 - bei einer Abnahme von 1 Million Stück - eine Übertragungsrate von 10 Mbit/s. Diese Randbedingungen haben dazu geführt sich mit dem Thema etwas intensiver zu beschäftigen.

Auf der IPC/SPS in Nürnberg im November 2001 wurde von Prof. Dr. Jörg F. Wollert ein Tutorium<sup>1</sup> abgehalten. In meiner Zusammenfassung habe ich Abbildungen aus dem Tutorium entnommen. Die weiteren Bilder und Informationen sind aus dem Buch "Das Bluetooth Handbuch"<sup>2</sup> und der Serie in der Elektronik<sup>3, 4</sup> entnommen worden. Weitere Informationen sind natürlich im Internet<sup>5</sup> zu erhalten.

Der Begriff Bluetooth ist von den Firmen Nokia und Ericsson (nach dem dänischen König Harald Blåtand<sup>6</sup>, der als Integrationsfigur in die nordische Geschichte eingegangen ist) ausgewählt worden. Nach einer Studie von Ericsson im Jahr 1994 über die zukünftige Netzwerktechnik im Mobilfunk führte dies 1999 zur ersten Spezifikation von Bluetooth 1.0, an der Ericsson, Intel, Nokia, IBM und Toshiba beteiligt waren. Heute sind über 2500 Firmen und Organisationen in der Special Interest Group (SIG) zusammengefasst, zu deren Promotor Companies Ericsson, Nokia, 3COM, Lucent technologies, Microsoft und Motorola gehören. Über die entsprechenden internationalen Normungsgremien wird versucht Bluetooth zu einem einheitlichen Weltstandard zu entwickeln. Interessant ist hierbei die Einbindung der Luftfahrtindustrie, so dass Bluetooth auch in Flugzeugen für die Kommunikation von Laptops eingesetzt werden kann. In der Automobilindustrie sind ebenfalls viele Aktivitäten angelaufen um die Kommunikation - u.a. Autotürenverriegelung per Handy, Freihandschaltung fürs Handy - in und um das Auto zu vereinfachen.

Die erste Euphorie wurde auf der CeBit 2001 stark gebremst, als durch die Inkompatibilität der Geräte das bis dahin weltweit größte Bluetooth Netz ständig zusammenbrach. Durch die Zertifizierung der Geräte und dadurch verbesserten Implementierung der Spezifikation in die Geräte soll dieser Missstand weitgehend behoben sein. Nur Geräte mit dem Zertifikat dürfen das Bluetooth Logo (Abb. 1) tragen.

In der Abbildung 3 ist die "Begeisterung" für verschiedene Technologieentwicklungen als Funktion der Zeit schematisch dargestellt. Die Einführung von GSM für die Handys konnte sich in einem aufgeschlossenen Markt entwickeln und so langsam aber stetig wachsen. Für UMTS ist - nach Aussage von Experten - die Anfangseuphorie verfliegen und das "Tal der Tränen" noch nicht durchschritten. Für Bluetooth scheint nach der CeBit 2001 das "Tal der Tränen" überwunden zu sein und eine positive Entwicklung möglich.

In einem Pilotprojekt der neurochirurgischen Abteilung der Universitätsklinik Mainz werden Palm PDAs mit rückwärtig aufgesetzten Bluetooth Adapter (Abb. 2) erfolgreich eingesetzt. Auf der CeBit 2002 gibt es viele neue Produkte, die eine Bluetooth Schnittstelle (z.B. ISDN Verbindung über Bluetooth mit einem USB-Bluetooth Stecker<sup>7</sup>) beinhalten.

Die wesentlichen Merkmale von Bluetooth (Abb. 4) sind gekennzeichnet durch die gleichzeitige Übertragung von Sprache und Daten, hohe Funktionalität bei der Erstellung von Ad-hoc Netzen und geringe Stromaufnahme. In der Abb. 8 sind die Eigenschaften der wichtigen Wireless Verbindungen tabellarisch zusammengefasst. Wichtig ist hierbei die Erkenntnis, dass nur IrDa und Bluetooth über die Ad-hoc-Netzwerkfähigkeit verfügen. Sprachübertragung und damit auch Bildübertragung ist nur mit Bluetooth, DECT und HomeRF möglich. Alle drei Systeme gestatten eine Bildübertragung mit MPEG4, das nur eine Bandbreite von 300 kBit/s beansprucht. Die Abb. 10 vergleicht die Eigenschaften konventioneller Verbindungstechnik mit dem Einsatz von Bluetooth. Ein wichtiger Punkt der Übertragungstechnik bei Bluetooth ist die Sicherheit der Datenübertragung durch Authentifizierung und Verschlüsselungs-Algorithmen. Sie werden auf der Chip-Ebene implementiert und stehen so auf dem Applikationslayer zur Verfügung. Das Challenge-/Response-System ermöglicht variable Schlüssel bis zu 128 Bit, die dynamisch verändert werden können. Die Chiffrierschlüssel sind zwischen 0-16 Bit frei konfigurierbar und können auch während einer Verbindung gewechselt werden. Bei jeder Transaktion kann ein eigener Schlüssel verwendet werden. Zusätzlich wird durch die weltweit eindeutige Bluetooth-Adresse - vergleichbar der MAC-Adresse von Ethernetkarten - bestehend aus 48 Bit eine

eindeutige Identifizierung möglich. Dies trägt zu einer sehr hohen Übertragungs- und Identifizierungssicherheit bei, wie sie für den bargeldlosen Zahlungsverkehr gefordert wird.

In der Abbildung 11 ist gezeigt, wie ein Ad-hoc-Netz konfiguriert wird. Jedes Gerät kann sowohl ein Master als auch ein Slave Gerät sein. In regelmäßigen Abständen (typisch alle 1,28 sec entsprechend 2048 Slots) setzen die Bluetooth-Geräte einen Inquiry-Scan ab, um so in der Empfangsumgebung nach neuen Geräten zu suchen. Ein Slot ist die Zeitvorgabe für eine Übertragung, die innerhalb von 625  $\mu$ s abgeschlossen sein muss. Die gesamte Kommunikation ist erst abgeschlossen, wenn die Antwort vorliegt, die wiederum 625  $\mu$ s benötigt. Die Kommunikation besteht somit aus einem Frame mit zwei Slots. Jeder Slot benutzt **eine** Frequenz im Band. Dadurch ergibt sich eine Hop-Frequenz von 1600 Hops pro Sekunde. Die max. Symbolrate beträgt 1 Mbps.

Nachdem nun ein Inquiry gesendet wurde, wird ein Scan-Window mit 18 Slots (11,25 ms) aufgesetzt. Die Stationen antworten auf den korrespondierenden Antwortfrequenzen. Durch Erweiterung der Scan-Fenster auf 36 Slots kann sich die Gesamtzeit für den Aufbau eines Ad-hoc-Netzes von 1,28 sec auf maximal 2,56 sec erhöhen. Der Master bestimmt die Hop-Sequenz für den jeweiligen Slave aus der Geräteadresse und einer freien Hop-Sequenz. Der Master sendet immer auf der geraden Sequenz und der Slave antwortet auf der entsprechenden ungeraden Sequenz. Durch das pseudostatische Frequenzhopping (Abb. 15) wird der Störeinfluss durch andere Sender signifikant verringert. Der gesamte Ablauf der Kommunikation ist - wie bei allen Systemen - aufwendig und wird durch die entsprechende Hardware und Systemsoftware für den Benutzer weitgehend nicht sichtbar.

Da ein Slave gleichzeitig ein Slave in zwei Piconetzen sein kann, ist der Aufbau eines so genannten Scatternetzes (Abb. 12) möglich. Scatternetze haben z.Z. noch gewisse Spezifikationslücken, so dass Dienste wie Roaming und Handover noch nicht ausreichend standardisiert sind. Über das Scatternetz können max. 200 Geräte innerhalb eines Piconetzes kommunizieren.

Das **Powermanagement** der Bluetooth Geräte ist für den mobilen Einsatz von entscheidender Bedeutung. Der Normalzustand ist der **Stand-by Mode**, in dem nur der Mastertimer des Gerätes eingeschaltet ist. Dieser Mode wird durch ein Inquiry oder Paging eines Masters, oder durch einen eigenen Inquiry-Scan aufgehoben. Der **Hold-Mode** wird dann aktiviert, wenn es absehbar ist, dass für längere Zeit keine Nachrichten gesendet werden sollen. Er wird durch den Master eingeleitet, wenn z.B. eine höhere Kanalkapazität benötigt wird. Dies ist u.a. erforderlich um einen Inquiry- oder Page-Vorgang einzuleiten. Durch den Master wird mit dem Slave eine Zeit vereinbart, in der der Slave keine Daten empfangen kann. Der Slave schaltet für diese Zeit den Empfänger ab und spart dadurch Strom. Der Slave behält seine Active Member Address (AMA) und ist weiterhin Bestandteil des Piconetzes. Der Hold-Mode kann sowohl vom Master als auch vom Slave angefragt werden. Nach Ablauf der vereinbarten Zeit wacht der Slave automatisch auf und synchronisiert sich wieder im Piconetz. Im **Sniff-Mode** wird vom Master und Slave ein Sniff-Intervall vereinbart, in dem der Slave wieder seinen Empfänger einschaltet. Verschiedene Attribute bestimmen das Sniff-Verhalten des Slaves. Im **Park-Mode** wird die AMA abgegeben und durch eine Parked Member Address (PMA) ersetzt. Bis zu 255 Slaves können so geparkt verwaltet werden. Geparkte Slaves behalten ihre Synchronisationsinformationen und können über broadcasts (gesonderter, so genannter Beacon Kanal) innerhalb von 2 ms aktiviert werden. Der Park-Mode kann vom Master und vom Slave initiiert werden. Das Intervall für das Einschalten des Empfängers ist wählbar. Die verschiedenen Modi ermöglichen neben der optimalen Kanalnutzung auch eine lange Lebensdauer der verwendeten Batterien. Der Betrieb eines Gerätes mit einer AA-Ni-Cd Zelle mit typisch 600 mAh reicht im Stand-by Mode bei einer mittleren Stromaufnahme von 0,3 mA für 3 Monate. Im Sprachmodus wird eine mittlere Stromaufnahme von 8-30 mA angegeben, wodurch ein Einsatz von 75 h möglich ist. Werden

nur Daten übertragen, so ist bei durchschnittlich 5 mA Stromaufnahme eine Standzeit von 120 h erreichbar. Im Park Mode liegt die Stromaufnahme bei 60  $\mu$ A und einer Einsatzzeit von rund einem Jahr. Diese Betriebsarten sind für den mobilen Einsatz sehr hilfreich. Auch im Bereich der Herzschrittmacher wird der Einsatz von Bluetooth diskutiert, um im Notfall über das Handy die Daten des Schrittmachers bzw. des Patienten schnell mit dem Behandlungszentrum austauschen zu können.

Die Übertragungseigenschaften sind in der Abb. 13 dargestellt. Vorrang haben die synchronen Datenkanäle für die Sprachübertragung. Nur wenn keine synchrone Übertragung angefordert wird, können die asynchronen Kanäle genutzt werden. Für die Sprachübertragung wird bei einer fehlerhaften Übertragung keine Wiederholung der übertragenen Pakete durchgeführt, da sich dies in der Sprachübertragung störender bemerkbar macht als fehlende Daten. Bluetooth verwendet im synchronen und asynchronen Kanal zwei Verfahren für die Datenredundanz: Forward Error Correction (FEC) und ein Verfahren mit automatischer Sendewiederholung (Automation Repeat Request, ARQ). Letzteres Verfahren wird nur für asynchrone Datenübertragung eingesetzt und zwar nur dann, wenn Daten wegen Fehler in der Sequenznummer oder anderer Fehler nicht gesendet werden konnten. In der Abb. 14 ist der Aufbau der Datenpakete, in denen die asynchronen und synchronen Daten verpackt werden, dargestellt.

Die Übertragungsmodalitäten im 2,4 GHz ISM-Band (Abb. 15) sind im europäischen Raum noch nicht ausreichend geklärt. In Frankreich ist die pseudozufällige Hop-Sequenz auf 23 Kanäle verteilt und damit nicht mit der übrigen Welt kompatibel. In Italien ist das ISM-Band in geschlossenen Räumen frei; außerhalb jedoch lizenzpflichtig.

Die Hf und das Basisband (Abb. 16) liefern die Grundfunktionen der Übertragungstechnik und entsprechen in etwa den ersten beiden Schichten des ISO-OSI-Schichtenmodells (Abb. 22). Die Kommunikation zwischen dem Hostsystem und dem Bluetooth Controller erfolgt über das Host Controller Interface (HCI). Die Ankopplung wird über die verschiedenen Bussysteme erreicht (USB, PCMCIA, UART, PC-Interface). Die vorhandenen Chipsätze unterstützen verschiedene Anbindungen (Abb. 17 und 18). In der Abb. 19 sind die prinzipiellen Mehrchip- bis Einchip-Lösungen dargestellt. Die Größe vorhandener Karten zeigt die Abb. 20. Ein Beispiel für ein Applikation Toolkit von der Firma Sigma Comtec mit den Chipsätzen von Ericsson ist in Abb. 21 gezeigt.

---

<sup>1</sup> Prof. Dr. Jörg Franz Wollert, Bluetooth-Grundlagen und Applikationen in der Automatisierungstechnik, Tutorial 1, SPS/IPC/Drives, 27.-29. Nov. 2001, Nürnberg

<sup>2</sup> Prof. Dr. Jörg Franz Wollert, Das Bluetooth Handbuch, Franzis Verlag 2002, ISBN 3-7723-5323-1

<sup>3</sup> Prof. Dr. Jörg Franz Wollert, Bluetooth aktuell - Technik und Anwendungen, Teil 1 bis 10, Heft Nr. 17-24, 2001 und 1-4, 2002

<sup>4</sup> Sonderheft Elektronik Wireless, Oktober 2001

<sup>5</sup> einige Adressen aus dem Internet:

<sup>6</sup> **H. Blåtand** [»Blauzahn«], König (etwa 940-985 oder 987), Sohn Gorms des Alten; ließ sich um 965 taufen; eroberte Teile Norwegens, wurde durch Kaiser Otto II. 974 besiegt; von seinem Sohn Svend Gabelbart vertrieben, fiel H. im Krieg gegen ihn.

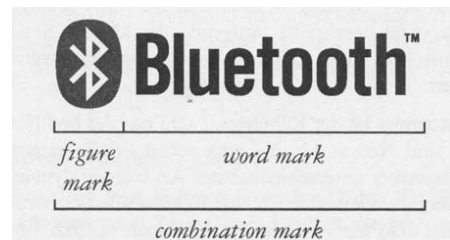
**Gorm der Alte**, dän. König, \* um 860, † um 940; gewann um 920 in Dänemark die Alleinherrschaft, eroberte Haithabu, verlor aber das Gebiet zw. Eider und Schlei an König Heinrich I. Die beiden Grabhügel bei Jelling sind nach ihm und seiner Frau Tyra Danebod benannt  
1999 Bibliographisches Institut & F.A. Brockhaus AG

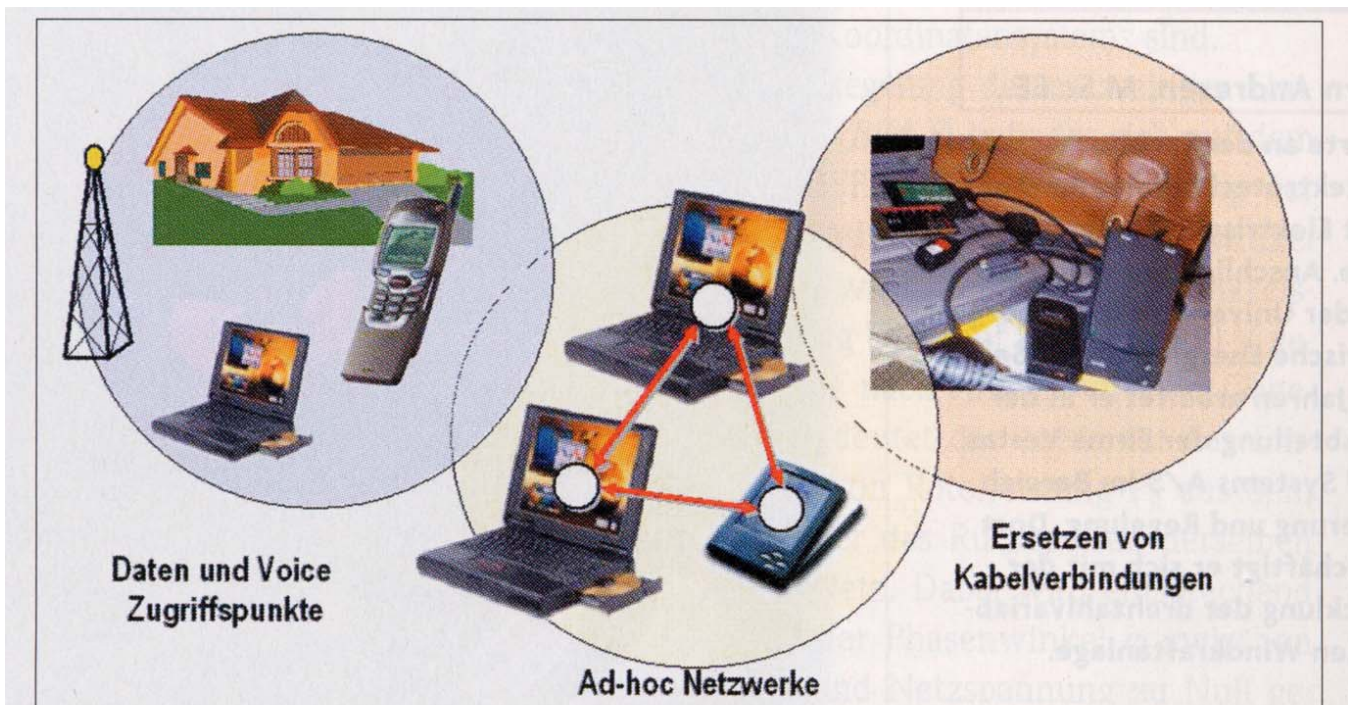
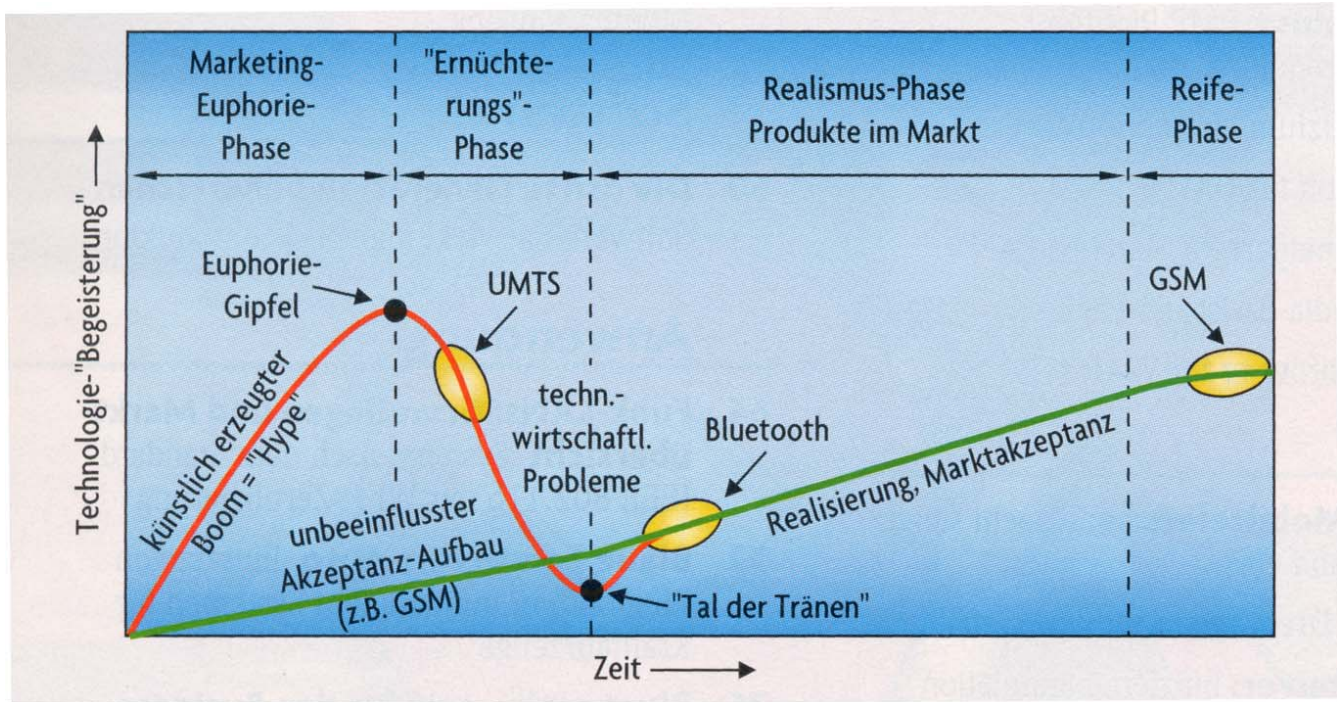
<sup>7</sup> Fritz, bis zu 7 PCs können gleichzeitig angeschlossen werden, Reichweite der Anlage ist 100 m  
[www.avm.de/BlueFritz](http://www.avm.de/BlueFritz)

# Übersicht über Bluetooth für den Einsatz in der Automatisierungstechnik

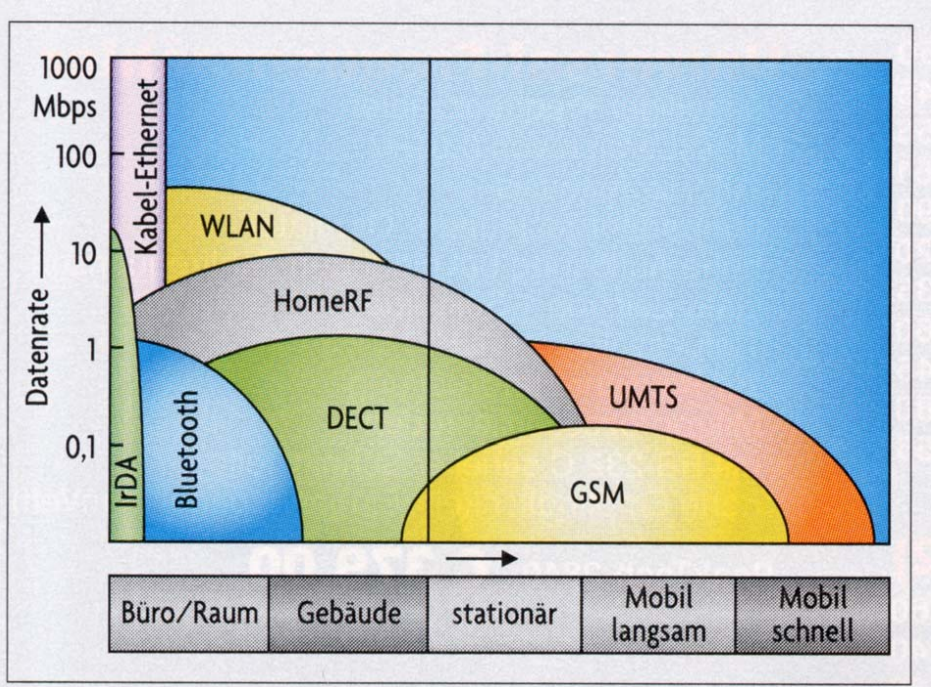
F. Wulf (HMI-Berlin)

- Einleitung
- Übersicht über WLAN
- Funktionen
- Netzwerk-Topologie
- Übertragungstechnik
- Hardware
- Schichtenmodel

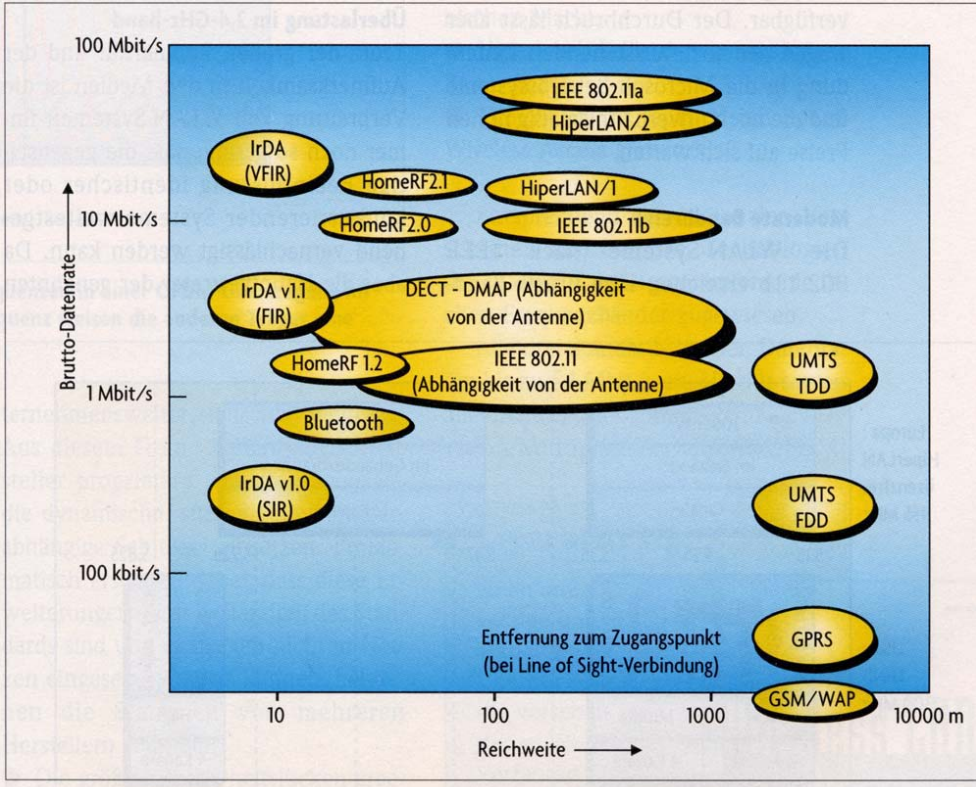




**Bild 1. Einsatzgebiete von Bluetooth ergeben sich im Wesentlichen aus den Bereichen Daten- und Voice-Zugriffspunkte, Ad-hoc-Netzwerke und Kabelersatz.**

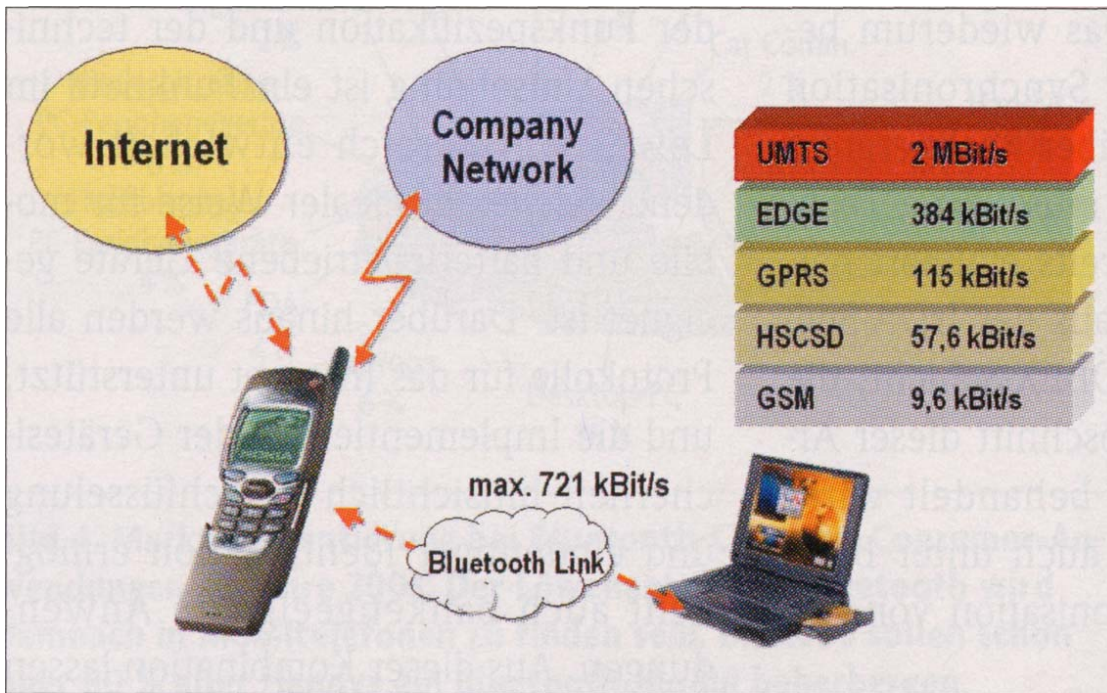


**Bild 1. „Mitbewerber“ zu Bluetooth: Wesentliche Unterscheidungskriterien sind die Übertragungsrate und die Reichweite.**



**Bild 1. Überblick über gegenwärtige und zukünftige WLAN-Standards.**





**Bild 6. Roadmap Mobilfunktechnik – mit steigender Datenrate ist das Handy das ideale Gateway zum Serviceprovider für Internet-Dienstleistungen.**

Technologie	Reichweite Freifeld (m)	Reichweite Gebäude (m)	Datenrate (Mbit/s)	Sprachkanäle	Synchrone Datenübertragung	Kosten	Low Power	Sicherheit	Ad-hoc-Netzwerk
IrDA	0,1 bis 1	0,1 bis 1	16	1	Nein	+++	+++	+	+++
Bluetooth	10/100	5/10	0,72	3	Ja	+++	+++	+++	+++
DECT	300	40	0,8/1,6/2	8	Ja	++	++	++	o
HomeRF	300	40	0,8/1,6/2	8	Ja	++	++	++	o
802.11a	?	?	6 bis 54	-	Nein	?	?	?	o
802.11b	bis 500	bis 50	1/2/5,5/11	-	Nein	o	+	+	o

**Tabelle 2. Übersicht der Wireless-Technologien**



**Bild 5.**  
Die Ad-hoc-Netzwerkfähigkeit ermöglicht den spontanen Aufbau von Kommunikationsnetzen ohne eine spezielle Infrastruktur.

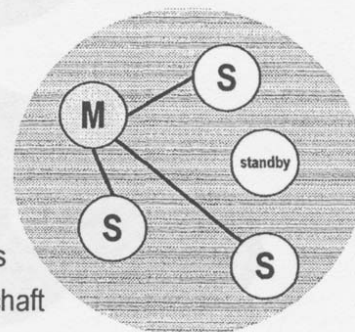
Kriterium	Bluetooth	Konventionelle Technik (Kabel/IR)
Topologie	unterstützt bis zu sieben parallele Verbindungen	jede Verbindung benötigt ein eigenes Kabel
Flexibilität	überwindet physikalische Hürden	Sichtverbindung oder bauseitige Infrastruktur
Datenrate	1 Mbit/s, 702 kbit/s	je nach Technik und Kosten
Leistung	0,1 W max. bei aktivem System	0,05 W oder größer
Kosten	Ziel bei 5 \$ pro Anschlussknoten	zwischen 3 und 100 \$ pro m
Reichweite	bis 10 m bzw. 100 m mit Verstärker	je nach Technik 1 bis 2 m
Konnektivität	weltweiter Standard	ungeheure Vielfalt in der Anschlusstechnik
Sicherheit	sehr hoch, auch für Bank-Anwendungen geeignet	relativ hoch

### Bluetooth im Vergleich zu konventioneller Technik

## Netzwerk-Topologie

### Kleinste Netzstrukturen - PICONET

- ◆ 2 oder mehr Bluetooth Geräte teilen sich einen Kanal innerhalb eines Piconets
  - Angeschlossene Geräte können sowohl Client als auch Master sein.
  - Ein Master kann bis zu 7 Slaves innerhalb eines Piconets simultan ansprechen
  - Bis zu 200 Slaves können innerhalb des Piconets in Bereitschaft sein
- ◆ Bei der Erstellung eines Piconets verteilen die Master das Timing und die Device-ID mit.
  - Jedes Piconet hat sein eigenes Hopping-Muster
    - Alle Geräte in einem Piconet "hoppfen" gleichzeitig
- ◆ Jedes Piconet hat eine maximale Kapazität von 1 Mbit/s
- ◆ Geräte die nicht am Piconet teilnehmen sind in Bereitschaft

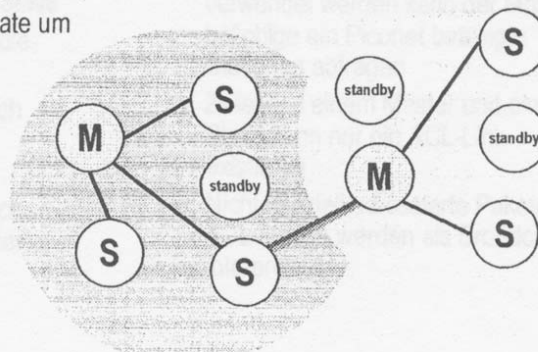


 Lehrgebiet Softwaretechnik und Rechnernetze  
(C) Prof. Dr.-Ing. Jörg F. Wollert

## Netzwerk-Topologie

### Vernetzung von PICONETS - SCATTERNET

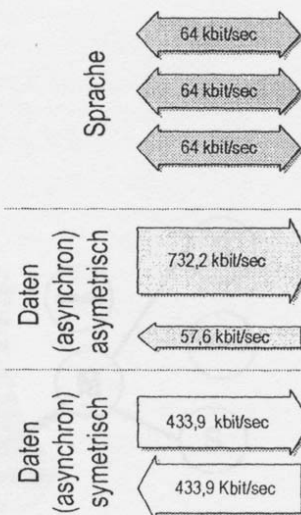
- ◆ 2 oder mehr Piconets können als Scatternet zusammen arbeiten
- ◆ Steigerung der Performance
  - 10 Piconets innerhalb des selben Bereichs reduzieren die Datenrate um ca. 10%
- ◆ Bluetooth Geräte können zu mehreren Piconets gehören



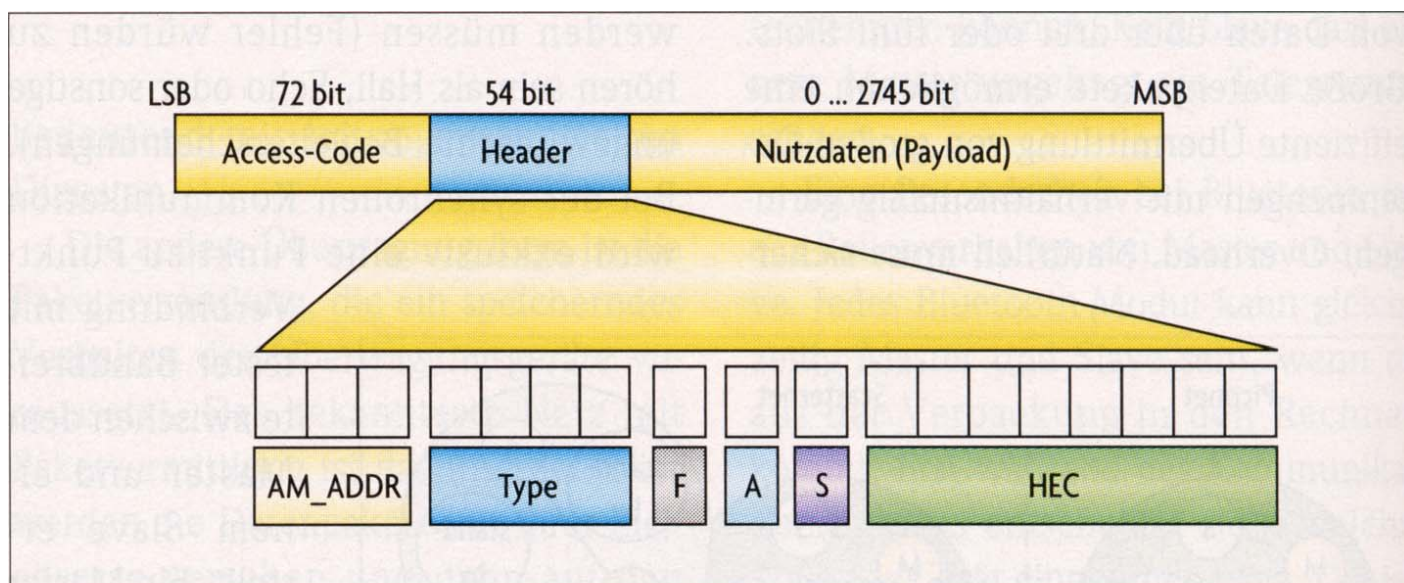
 Lehrgebiet Softwaretechnik und Rechnernetze  
(C) Prof. Dr.-Ing. Jörg F. Wollert

## Übertragungscharakteristik

- ◆ Es sind bis zu 3 synchrone Sprachkanäle mit 64 kb/s bidirektional verfügbar
- ◆ Bei asynchroner asymmetrischer Übertragung werden max. 732,2 kb/s auf dem Hin- und 57,6 kb/s auf dem Rückkanal übertragen
- ◆ Symmetrische Übertragung von 433,9 kb/s
- ◆ Spread-Spectrum-Frequency Hopping Radio
  - 79 bzw. 23 ein MHz-Kanäle
  - Frequenzwechsel nach jedem Paket
  - Paketlängen von 1,3 oder 5 Slots Länge
  - Rahmenkonsistenz über 2 Pakete
  - Rahmen besteht aus zwei Paketen zum Senden und Empfangen
  - 1600 Hops pro Sekunde (1-Slot-Pakete)



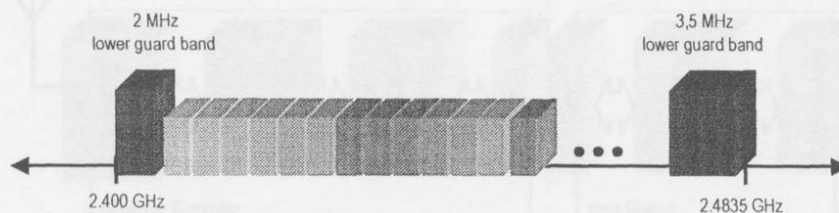
Lehrgebiet Softwaretechnik und Rechnernetze  
(C) Prof. Dr.-Ing. Jörg F. Wollert



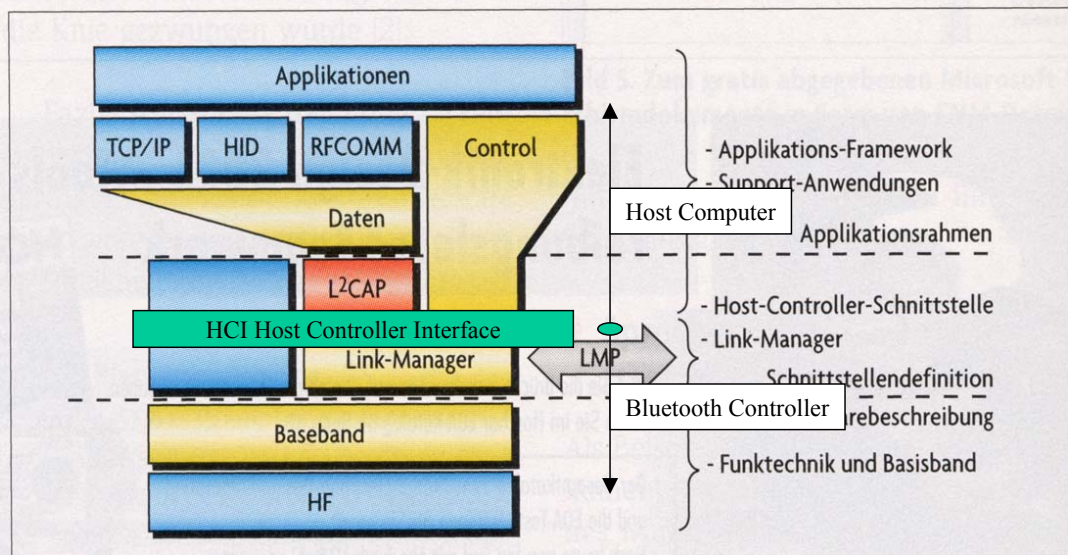
**Bild 5. Der Header beinhaltet Informationen über die Verbindung.**

# Kanaldefinition

- ◆ Je nach Land sind unterschiedliche Kanäle im 2,4 GHz-Band verfügbar
- ◆ Mehrheitlich stehen 79 Kanäle im 1 MHz-Raster zur Verfügung
- ◆ Die Kanäle sind durch eine pseudo-zufällige Hopping-Frequenz definiert
- ◆ Jedes Piconet besitzt seine eigene Sequenz, die auf der ID des Masters basiert
- ◆ Die Hopping-Rate beträgt 1600 Hops/sec
- ◆ Alle Teilnehmer in einem Piconet sind Zeit- und Hop-synchron



Lehrgebiet Softwaretechnik und Rechnernetze  
(C) Prof. Dr.-Ing. Jörg F. Wollert

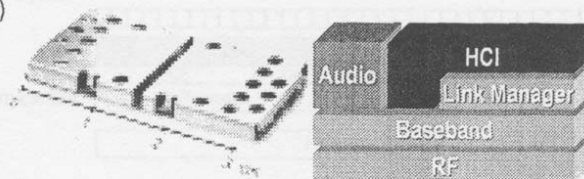
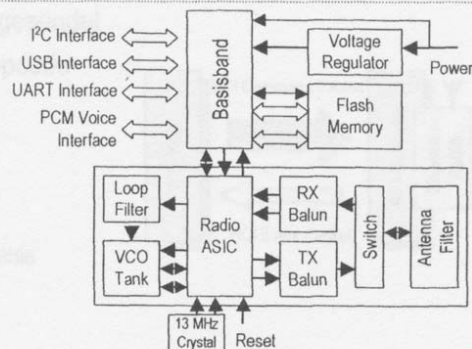


**Bild 1. Der prinzipielle Aufbau eines Bluetooth-Protokollstack. Der Link-Manager (auch ein Teil von Audio, wenn gefordert), die komplette Basisband-Verarbeitung und der HF-Teil sind im Bluetooth-Modul implementiert. Ab L<sup>2</sup>CAP aufwärts (also oberhalb des HCI – Host Controller Interface – ist die Protokollverarbeitung Sache des Hostsystems, in dem das Bluetooth-Modul untergebracht ist.**

# Host Controller Interface

Praktische Umsetzung am Beispiel Ericsson ROK 101 007

- ◆ Hochintegrierter Baustein mit
  - 2,4 GHz Funkreceiver
  - Basisband Controller
  - Flash-Speicher
- ◆ Features des Bausteins
  - Daten- und Sprachübertragung
  - I<sup>2</sup>C, USB oder UART
  - Firmware für
    - LMP (Link Manager Protocol)
    - HCI (Host Controller Interface)
- ◆ Applikationsempfehlung
  - Computer und Peripherie
  - Handheld-Geräte und PDAs
  - LAN Access Points

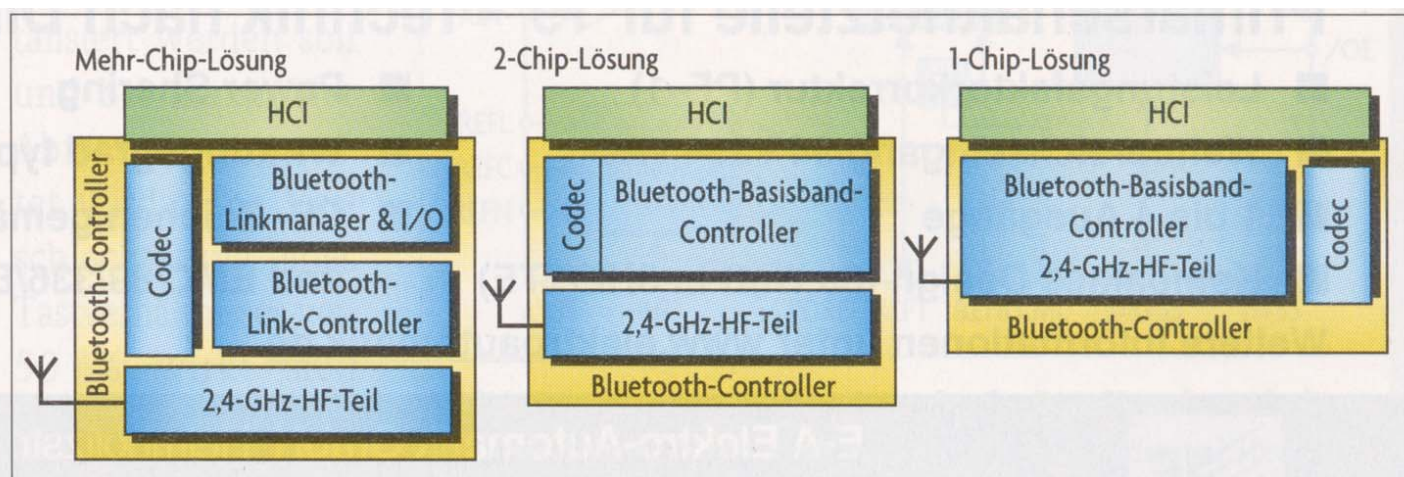


Lehrgebiet Softwaretechnik und Rechnernetze  
(C) Prof. Dr.-Ing. Jörg F. Wollert

# Vergleich der HCI Protokolle

	H2-USB	H3 RS-232		H4-UART	BCSP
		COBS	Hardware		
Physik	USB	Serial	Serial	Serial	Serial
Verbindung		3 oder 5	5	5	3 oder 5
Max Speed	12 Mbit/s	5 Mbit/s	1 Mbit/s	1,1 Mbit/s	1 Mbit/s
Parität gesichert	-	X	X	-	X
CRC gesichert	X	X	-	-	X
Recovery	X	X	X	-	X
Toleranz bei verlorenen Zeichen	Gut	Gut	Durchschnittlich	Schlecht	Gut
Toleranz bei schlechter Verbindung	Gut	Gut	Gut	Schlecht	Gut
Hardwarehandshake	-	X	X	-	X
Host-Wakeup	X	-	-	-	X

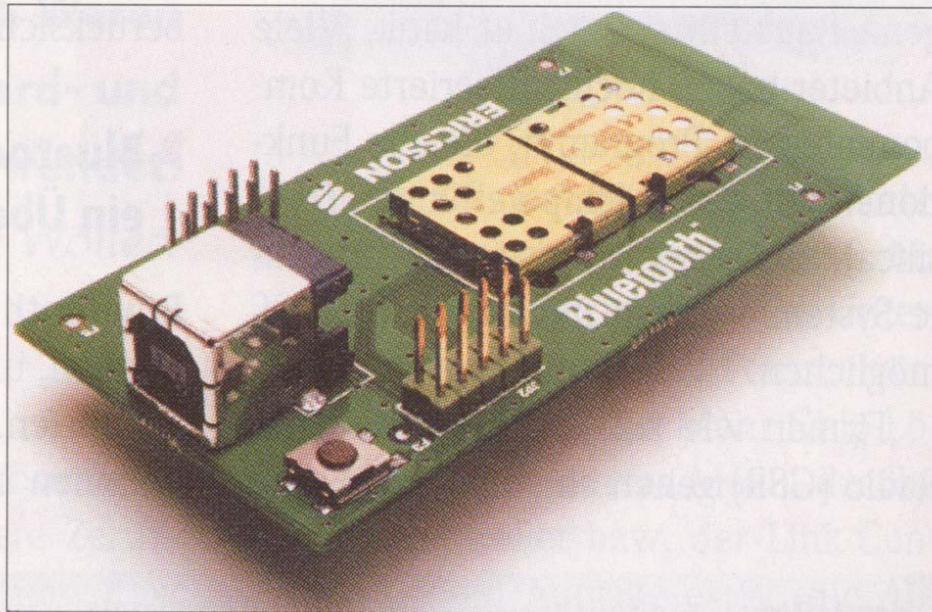
Lehrgebiet Softwaretechnik und Rechnernetze  
(C) Prof. Dr.-Ing. Jörg F. Wollert



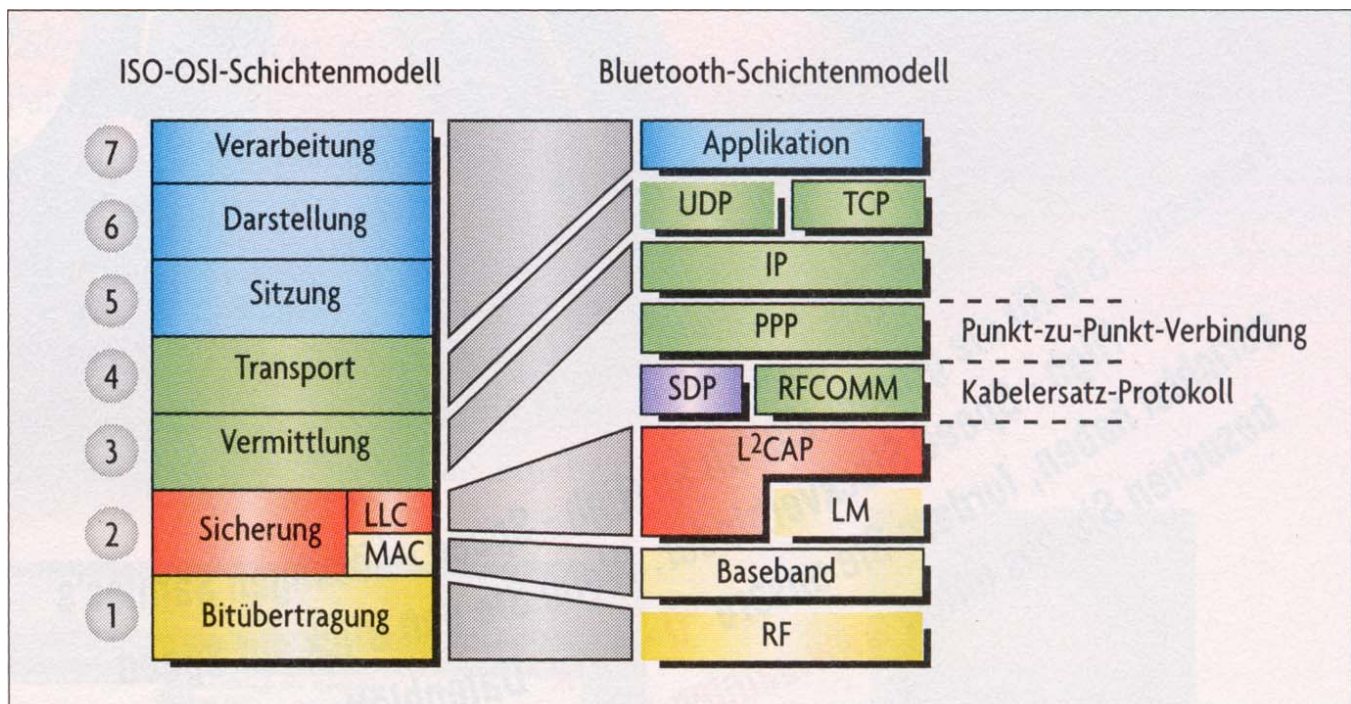
**Bild 1. Prinzipieller Aufbau der Multi- und 1-Chip-Konzepte. Alle diese Varianten sind heute im Markt verfügbar.**



**Bild 2. Das von Ericsson in großen Stückzahlen gefertigte Bluetooth-ROK-Modul besteht aus dem Basisband-Core, Flash-Speicher, entsprechender Spannungsversorgung und dem HF-Transceiver.** (Foto: Ericsson)



**Bild 3.** Das Bluetooth Application Toolkit von Sigma Comtec. Eigentlich wird nur das Ericsson-Modul auf einer Leiterplatte mit den nötigen Anschlüssen versehen.



**Bild 2.** Bluetooth-Core-Protokolle definieren im Wesentlichen die Schichten 1 und 2 des ISO-OSI-Schichtenmodells.



Literatur:

**Jörg. F. Wollert**

Das Bluetooth Handbuch

Franzis Verlag GmbH

2002

ISBN 3-7723-5323-1

Elektronik Heft Nr.

17-24 in 2001

01-04 in 2002

und Internet natürlich