

WISSENSCHAFTLICH-TECHNISCHE BERICHTE

FZR-280

November 1999

ISSN 1437-322X



Archiv-Ex.:

**Bericht der Herbsttagung
der Studiengruppe für Elektronische
Instrumentierung vom 27. bis 29. September 1999 im
Forschungszentrum Rossendorf / Dresden**

**S
E
I**

Herausgeber:
FORSCHUNGSZENTRUM ROSSENDORF
Postfach 51 01 19
D-01314 Dresden
Telefon +49 351 26 00
Telefax +49 351 2 69 04 61
<http://www.fz-rossendorf.de/>

Als Manuskript gedruckt
Alle Rechte beim Herausgeber

FORSCHUNGSZENTRUM ROSSENDORF



WISSENSCHAFTLICH-TECHNISCHE BERICHTE

FZR-280

November 1999

**Bericht der Herbsttagung
der Studiengruppe für Elektronische
Instrumentierung vom 27. bis 29. September 1999 im
Forschungszentrum Rossendorf / Dresden**

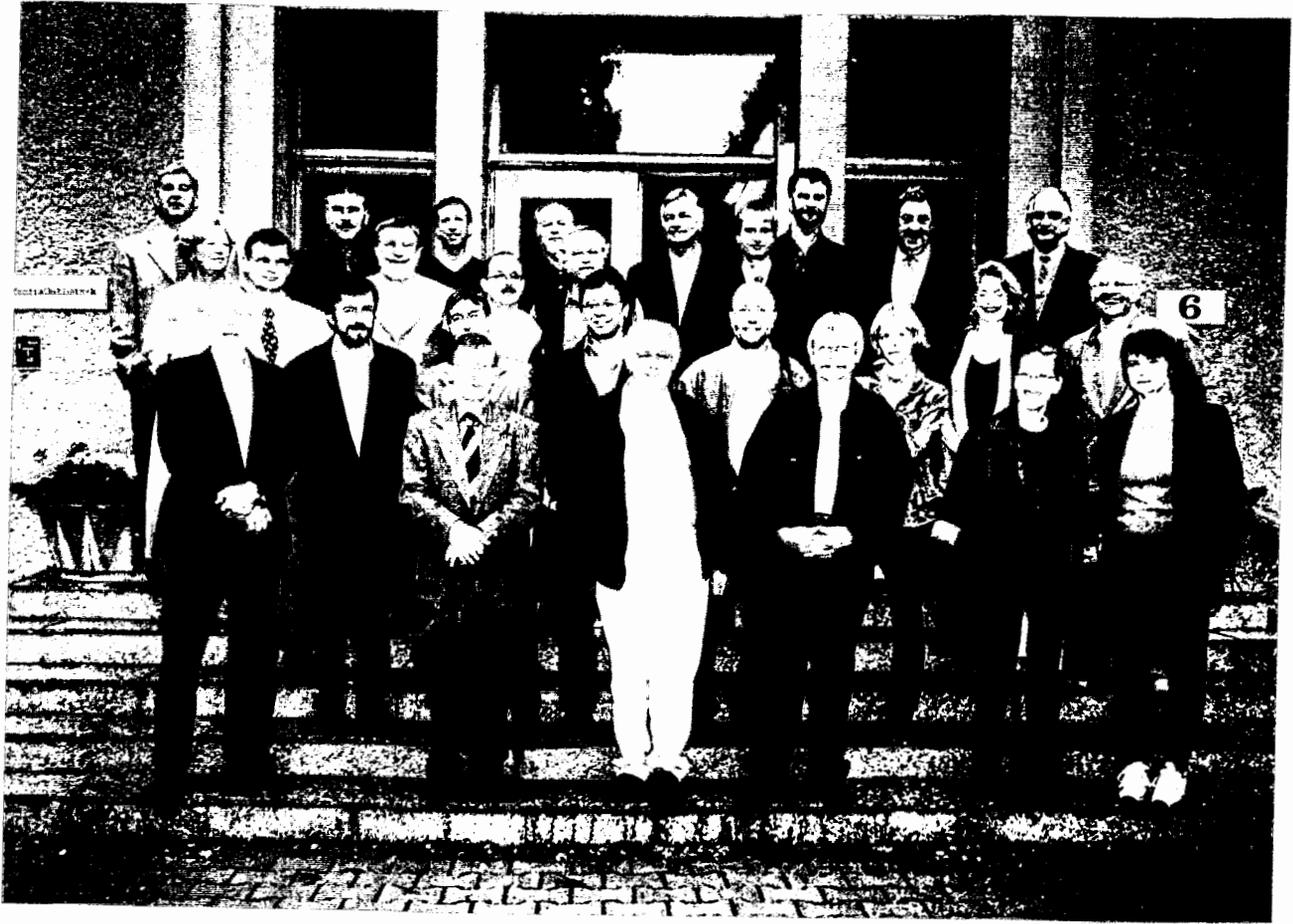


Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung



Teilnehmerliste 27. bis 29. September 1999 im Forschungszentrum Rossendorf

Arends, Isolde	
Badura, Eugen	GSI Darmstadt
Brandt, B.-A.	Marburg
Büchner, Andree	FZ Rossendorf
Deutsch, Werner	Max-Planck-Inst. für Strömungsforschung
Durcansky, Georg	FZ Jülich
Ehret, Günter	FZ Karlsruhe
Gabriel, Frank	FZ Rossendorf
Gläser, Werner	FZ Rossendorf
Grimm, Bernhard	MPI für Astronomie Heidelberg
Grosse, Eckart	FZ Rossendorf
Guratzsch, Hartmut	FZ Rossendorf
Jainsch, Roland	FZ Rossendorf
Kennepohl, Klemens	Aachen
Krug, Hans	FZ Rossendorf
Kühner, Thomas	FZ Karlsruhe
Landrock, Konrad	Kls Coswig
Langenhagen, Hans	FZ Rossendorf
Leopold, Hans	TU Graz
Meisel, Ulrich	HMI Berlin
Meyer, Ullrich	DESY
Michel, Peter	FZ Rossendorf
Namaschk, Bernhard	HMI Berlin
Nietzel, Christian	Physik. Inst. Uni Bonn
Nowak, Gerd	Ruhr-Uni-Bochum
Ortmann, Matthias	Ruhr-Uni Bochum
Platte, Silke	Ruhr-Uni Bochum
Pröhl, Dieter	FZ Rossendorf
Richter, Günter	HMI Berlin
Richter, Mathias	GSI Darmstadt
Rüschmann, Gustav	Uni Frankfurt
Schilling, Klaus-Dieter	FZ Rossendorf
Voigtländer, Jörg	FZ Rossendorf
von Walter, Peter	Physik. Inst. Heidelberg
Welt, Hans-Joachim	Physik. Inst. Uni Bonn
Wolf, Andreas	FZ Rossendorf
Wulf, Friedrich	HMI Berlin
Wüstner, Peter	FZ Jülich
Zillikens, Hans-Peter	FZ Jülich



Teilnehmer der Tagung

Vorträge zur
Herbstsitzung vom 27. bis 29. September 1999
im Forschungszentrum Rossendorf / Dresden

	Seite
Strahlungsquelle ELBE - Injektorkonzept und Versuchsaufbau Jörg Voigtländer, FZ Rossendorf	5
Berechnungen zum Strahltransport von ELBE Andree Büchner u.a., FZ Rossendorf	8
Ansteuersignale für den Beschleuniger ELBE Frank Gabriel, FZ Rossendorf	10
Steuerung Strahlungsquelle ELBE Werner Gläser, FZ Rossendorf	16
WinCC als Bedien- und Beobachtungssystem für den ELBE-Beschleuniger Frank Herbrand, FZ Rossendorf	19
Makropulsung des Elektronenstrahls Hans Langenhagen, FZ Rossendorf	22
Elektronenstrahl diagnose am ELBE Beschleuniger Peter Michel u.a., FZ Rossendorf	26
Erfassung und Verarbeitung von Videokamera-Bildern Roland Jainsch, FZ Rossendorf	28
Ein freiprogrammierbares CCD-Kamerasystem Matthias Ortmann, Ruhr-Uni Bochum	30
Simulation gegengekoppelter Schaltungen mit extrem hoher Bandbreite Gerd Nowack, Ruhr-Uni Bochum	34
In situ Diagnose eingebauter Al-Elkos Hans Leopold, TU Graz	38
Systementwicklung für LIGA-Spektrometer Thomas Kühner, Peter Kripper, FZ Karlsruhe	41
Energieversorgung / Ansteuerung zur Erzeugung hoher magnetischer Felder Hans Krug u.a., FZ Rossendorf	47
Wirkung von Strahlung auf elektronische Bauteile und deren Strahlungsfestigkeit Friedrich Wulf, HMI Berlin	56
Decision of one Optimazation for B-ISDN Network Margarita Nourmieva, LONIS (R&D Institute) St-Petersburg	62
Das Datenauslesesystem für ATRAP (ein neues Antiwasserstoff-Experiment bei CERN) Peter Wüstner, FZ Jülich	(zur Information) (keine schriftliche Form des Vortrages)

Strahlungsquelle ELBE - Injektorkonzept und Versuchsaufbau

Jörg Voigtländer - FZ Rossendorf

Der Injektor dient der Erzeugung eines gepulsten Elektronenstrahls, der nach der Beschleunigung in supraleitenden Kavitäten für den Betrieb der Freie-Elektronen-Laser sowie kernphysikalischer Experimente verwendet wird. Folgende Funktionen werden realisiert:

- Erzeugung des Elektronenstrahles
- Vorbeschleunigung des Strahles
- Erzeugung der Zeitstruktur
- Anpassung des Strahles an die supraleitenden Kavitäten
- Einstellung der Betriebsarten

Der vom Injektor gelieferte Elektronenstrahl besitzt eine Energie von 250 keV bei einer Bunchladung von 85 pC und eine Wiederholfrequenz von 11,8 MHz, was einem mittleren Strahlstrom von 1 mA entspricht. Die Wiederholfrequenz ist der 110. Teil der Arbeitsfrequenz des Beschleunigers von 1,3 GHz. Am Eingang der ersten supraleitenden Cavity (dem Ausgang des Injektors) beträgt die transversale rms-Emittanz ca. $4 \pi \cdot \text{mm} \cdot \text{mrad}$ und die Bunchlänge weniger als 30 ps.

Der Injektor (Bild 1) besteht aus einer elektronisch gepulsten thermischen Elektronenquelle (Trioden-Gun) mit elektrostatischer Beschleunigung auf eine Energie von 250 keV. Die Gun liefert Elektronenbunche mit einer Länge von ca. 600 ps. Diese Bunche gelangen in den subharmonischen Buncher, der bei einer Frequenz von 260 MHz arbeitet (ein Fünftel der Arbeitsfrequenz). Die Bunche erfahren hier eine Energiemodulation. In der nachfolgenden Driftstrecke erfolgt deren Komprimierung. Bild 2a zeigt die Verringerung der Bunchlänge entlang der Driftstrecke. Im anschließenden 1,3 GHz-Fundamental-Buncher werden die Elektronenbunche nochmals komprimiert, ehe sie in die erste supraleitende Cavity eingeschossen werden.

Fünf Magnetlinsen sorgen für die notwendige Strahlfokussierung. In Bild 2b sind die Strahlein-hüllenden für 90% und 100% der Teilchen zu sehen. Mehrere Steerer sowie eine Helmholtzpule dienen der Feineinstellung der Strahlage. Ein Makropuls-generator kann Strahlimpulse einer Länge zwischen 128 μs und 1,28 ms bei Wiederholraten von 0,25 Hz bis 25 Hz erzeugen. Zusätzlich ist auch cw-Betrieb (ohne Makropulsung) möglich. Damit kann die mittlere Strahlleistung an die Erfordernisse der Experimente angepasst werden.

Folgende Betriebsarten sind vorgesehen:

- FEL - Betrieb:
Bunchladung $Q_B = 85 \text{ pC}$, mittl. Strom $I_{\text{aver}} = 1 \text{ mA}$
- Kernphysik - Betrieb:
Bunchladung $Q_B = 8,5 \text{ pC}$, mittl. Strom $I_{\text{aver}} = 0,1 \text{ mA}$
transversale Emittanz $\varepsilon_{\text{rms}} < 1 \pi \cdot \text{mm} \cdot \text{mrad}$ (bei 20 MeV)
- Service - Betrieb (zum Einstellen des Strahles):
Bunchladung $Q_B = 85 \text{ pC}$, mittl. Strom $I_{\text{aver}} = 1 \mu\text{A}$

Durch zwei Blenden im Strahlengang (Aperture 1 und 2) werden bei Kernphysik-Betrieb 90% des Strahles abgeschnitten, wodurch sich Bunchladung und mittlerer Strom auf $1/10$ reduzieren. Gleichzeitig wird die kleine transversale Emittanz von $< 1 \pi \cdot \text{mm} \cdot \text{mrad}$ erreicht.

Diagnoseelemente dienen der Justage und Optimierung des Strahles (Viewer 1 und 2) sowie der Überwachung während des laufenden Betriebes (Wall Current Monitor).

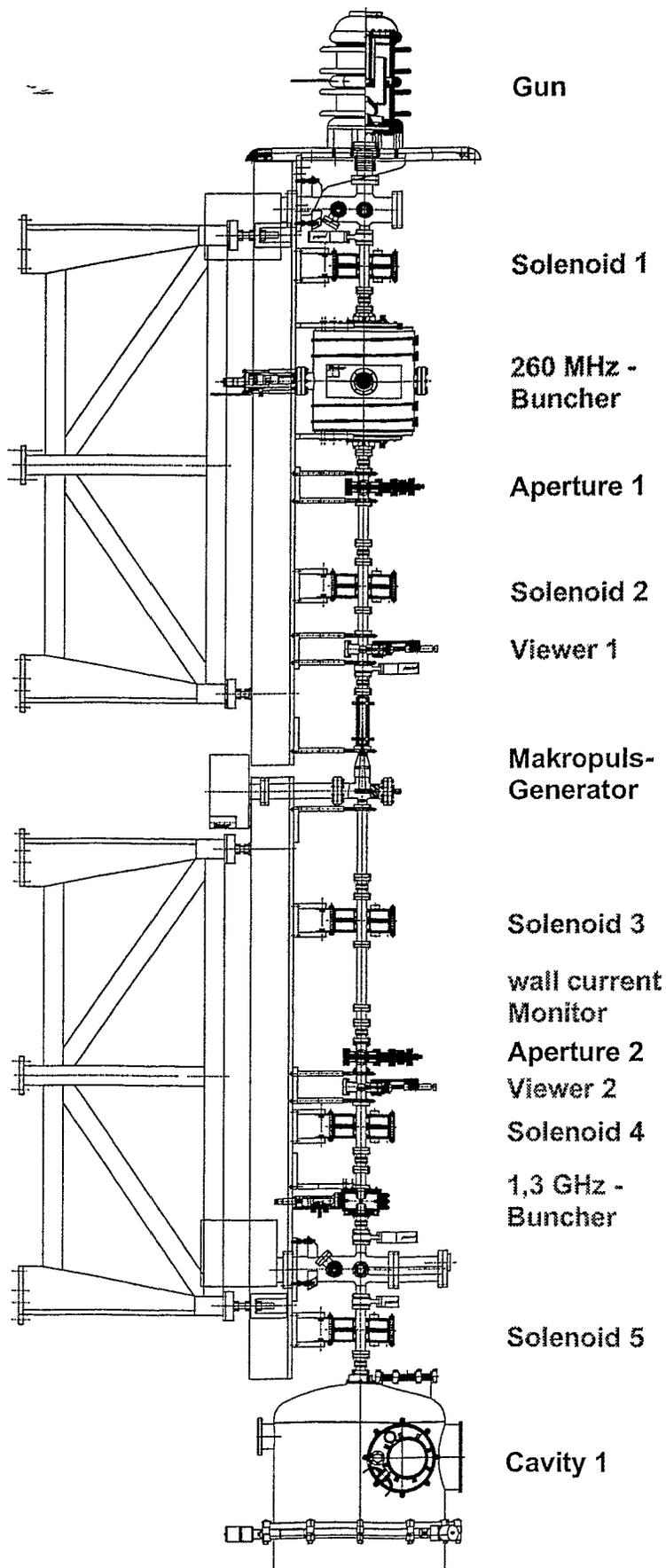


Bild 1: Aufbau des ELBE-Injektors

Bunchlänge

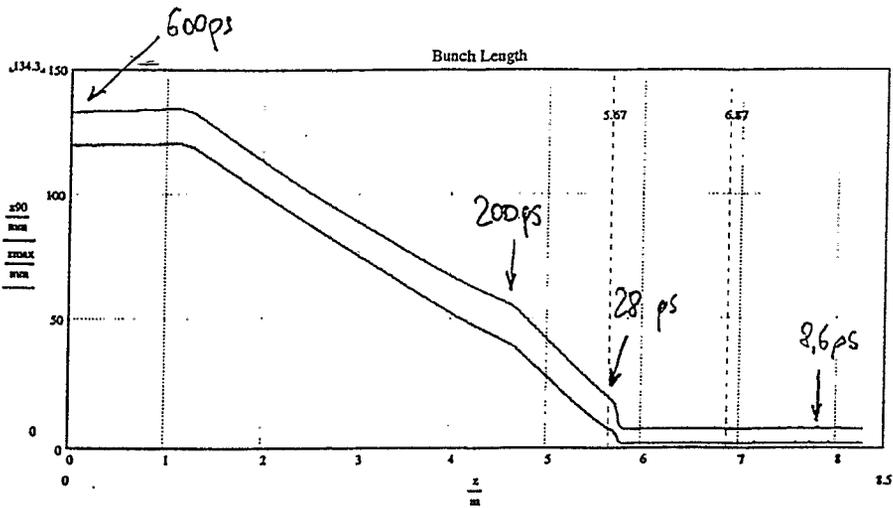


Bild 2a

Strahl - Einhüllende

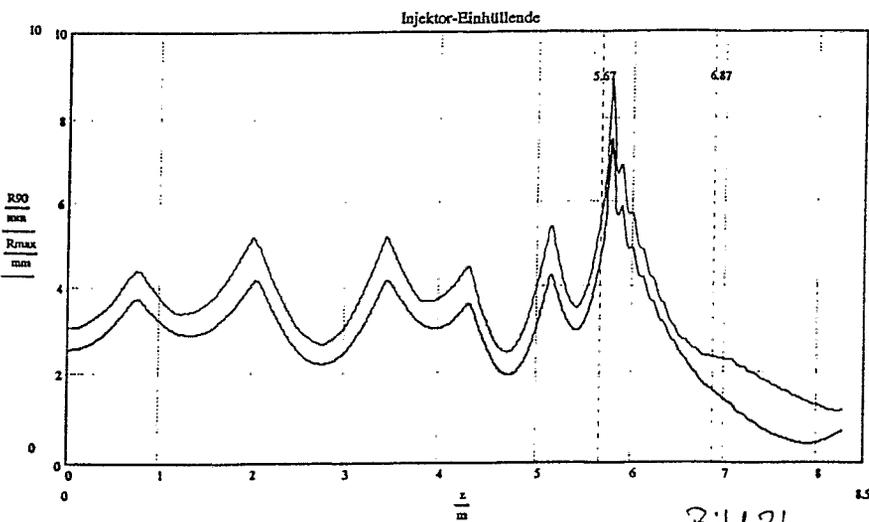


Bild 2b

Transversale Emittanz

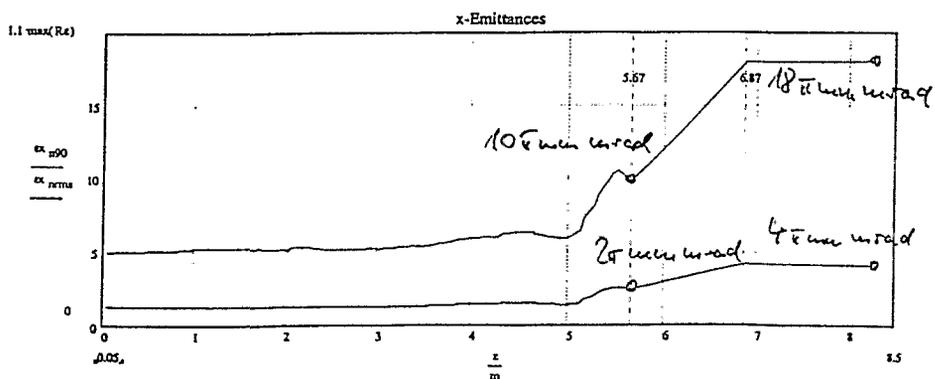
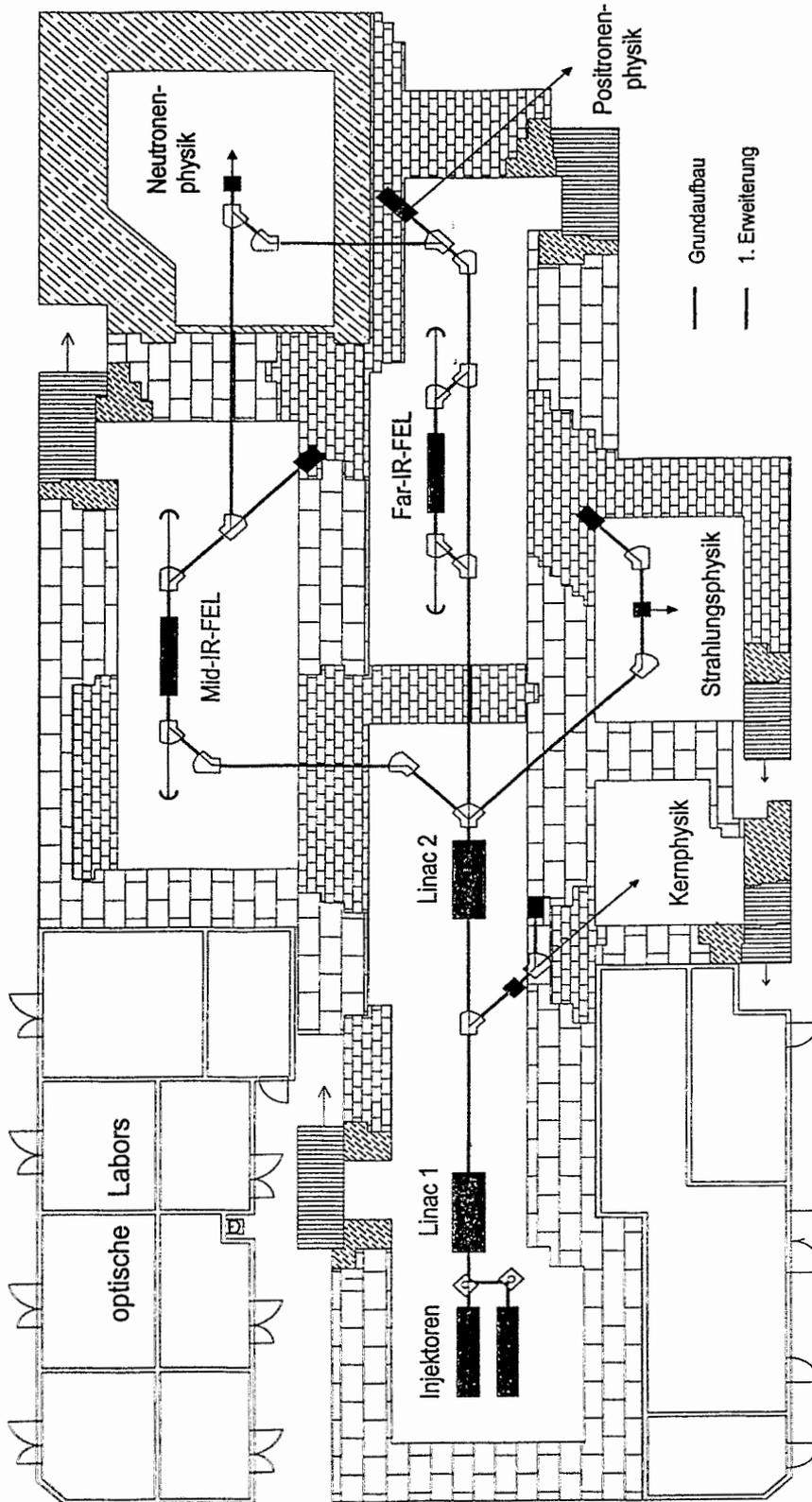


Bild 2c

Berechnungen zum Strahltransport von „Elbe“

Forschungszentrum Rossendorf e.V. Dr. Andree Büchner

Für das Elbe-Projekt ist der Strahltransport von der Gun bis zum Beamdump zu entwerfen.



Dabei sind verschiedene Randbedingungen einzuhalten.

Der Strahlverlust darf 0,5% nicht übersteigen. Theoretisch muß dieser Grenzwert nur im hochenergetischen Teil des Strahltransportes eingehalten werden; praktisch ist ein vernünftiger Betrieb auch im niederenergetischen Abschnitt des Strahltransportes nur mit einem sehr kleinen Strahlverlust möglich.

Die Qualität des Strahles muß in den Undulatoren ausreichend sein, um ein sicheres Lasen zu gewährleisten. Im Gegensatz zu einer üblichen kernphysikalischen Anwendung existiert für das Lasen eine Schwelle, die überschritten werden muß, damit die Anlage als Ganzes funktioniert. Erforderliche Parameter sind eine sehr kurze Bunchlänge (ca. 2 ps), um einen hohen Spitzenstrom zu erreichen, eine geringe Energiebreite (ca. 1%) und eine geringe Emittanz. Die Strahlgröße darf über einer Länge von 2,5 m nur einige mm betragen, damit der Elektronenstrahl komplett vom optischen Strahl überlappt wird. Dabei ist noch unklar, wo für das Lasen optimale Kompromisse liegen.

Weiterhin muß die Strahldiagnose und die Einstellbarkeit der Elemente zur Strahlführung gewährleistet werden. Da die praktischen Möglichkeiten zur Messung der Strahlparameter immer unzureichend sind, sind auch die Algorithmen zur Inbetriebnahme zu entwickeln.

Konstruktive Details wie maximale Feldstärken, Baulängen, Vakuumabschnitte mit ihren Pumpen und ähnliches sind auch zu berücksichtigen.

Zum Entwurf des Strahltransportes stehen verschiedene Programme zur Verfügung.

Das Programm „PARMELA“ in den Versionen von Stanford und von Los Alamos erlaubt Simulationen mit „Makropartikeln“, die den Elektronenbunch repräsentieren, unter Berücksichtigung der Raumladungseffekte. Leider ist dieses Programm nur zur Analyse geeignet, so daß der Entwurf sich zum „Trial and Error“ entwickelt. Die Berücksichtigung der Raumladungseffekte ist sehr schwierig und die resultierende Genauigkeit unbefriedigend. Aus historischen Gründen existieren verschiedene Versionen dieses Programms, die alle ihre eigenen Funktionen und Programmierfehler besitzen.

Zur Simulation der Strahloptik ohne Berücksichtigung der Raumladungseffekte dient das Programm „TRANSPORT“. Die Berechnung basiert auf Matrizen, die die Optik als Taylorreihe bis zur 3. Ordnung um die zentrale Teilchenbahn nachbilden. Dieses Programm ist auch zur Synthese geeignet. Da die Raumladungseffekte beim „Elbe“-Projekt leider nicht komplett vernachlässigt werden können, sind nachträgliche Korrekturen und Simulationen mit „PARMELA“ nötig.

Zur besseren Auswertung der Ergebnisse der oben aufgeführten Simulationsprogramme wurden eine Vielzahl kleiner Hilfsprogramme in „Delphi 4“ in Verbindung mit „Mathcad“-Dateien geschaffen. Für die eigene Auswertung müssen aus „PARMELA“ alle Teilchendaten aller Simulationsschritte als ASCII-Texte zwischengespeichert werden. Daraus ergeben sich temporäre Dateien bis ca. 1 GB Größe, um zusammengefaßte Ergebnisse von einigen 10 kB Größe zu erhalten.

Das ebenfalls zur Verfügung stehende Programm „GPT“ zur Simulation mit „Makropartikeln“ unter Berücksichtigung der Raumladungseffekte ist nur zur Analyse geeignet. Obwohl es ein modernes C++-Programm mit einem sehr guten Benutzer-Interface ist, kann es durch die sehr langsame und ungenaue Berücksichtigung der Raumladungseffekte für das „Elbe“-Projekt leider nur in Ausnahmefällen verwendet werden.

Die Vorgehensweise beim Entwurf des Strahltransportes bestand darin, den Injektor mit „PARMELA“ zu dimensionieren. Dazu stand ein erstes Design von der „Stanford University“ zur Verfügung, das nur modifiziert werden mußte, um es praktischen Gegebenheiten anzupassen. Daraus wurden die Eingabewerte für „TRANSPORT“ abgeleitet. Der damit erfolgte Entwurf wird mit „PARMELA“ kontrolliert und korrigiert.

Ein erster Entwurf existiert nun, der aber noch in der beschriebenen Weise verbessert werden muß.

Ansteuersignale für den Beschleuniger ELBE

Forschungszentrum Rossendorf, Dr. Frank Gabriel

a) Nadelimpulserzeugung zur Ansteuerung der Gun des Beschleunigers

Der Startimpuls des Beschleunigers ELBE ist ein ca. 500 ps langes Elektronenpaket (Bunch), das in den nachfolgenden Beschleunigerstufen auf wenige Pikosekunden komprimiert wird und dabei eine Energie von ca. 40 MeV erreichen soll.

Für die Erzeugung dieses Elektronenbunches wird eine Triodenanordnung benutzt, an deren Gitter ein Impuls mit ca. 500 ns Halbwertsbreite und eine Höhe von 50 V angelegt wird. Die Wiederholrate (Beschleunigertakt) soll maximal 50 MHz betragen. Des Weiteren wird eine extrem jitterarme Synchronisation (< 2 ps eff.) mit der Taktfrequenz des Beschleunigers gefordert.

Um o.g. Forderungen zu erfüllen, wurde als schneller elektronischer Schalter die Snap-Off-Diode (Step-Recovery-Diode) gewählt. Diese Dioden zeichnen sich durch einen extrem schnellen Übergang vom Durchlassbereich in den Sperrbereich aus (100...200 ps bei Sperrspannungen bis zu 100 V). Die Prinzipschaltung ist in Abb. 2 gezeigt. Als Beschleunigertakt wurden 11,8 MHz angenommen, der in späteren Ausbaustufen bis auf 47,3 MHz erhöht werden kann. Aus ihm wird mittels einer PLL-Schaltung die 10-fache Frequenz (118 MHz) erzeugt. Mittels des Mischers wird nun im 11,8 MHz-Takt der steilste Abschnitt aus dem 118 MHz-Signal herausgeschnitten und nachfolgend kräftig verstärkt.

In dem nachfolgenden, sehr breitbandigen Hybrid-Junction-Coupler (2-2000 MHz) werden mit dem verstärkten Impuls zwei Snap-Off-Dioden in Leitrichtung aufgeladen und mit der Rückflanke wieder entladen, bis die sehr schnelle Sperrung der Dioden erfolgt. Mit einer für jede Diode unterschiedlichen Vorspannung kann der Sperrzeitpunkt verändert werden. Durch die 180° Drehung in dem einen Diodenzweig (Invertierung) wird die erste Sperrflanke als Impulsfront benutzt und die zweite Sperrflanke als Impulsrückflanke.

Durch Veränderung der Diodenvorspannung kann die Ausgangs-Impulsbreite eingestellt werden. Das erhaltene Ausgangssignal ist in Abb. 1 gezeigt und wird direkt zur Ansteuerung des Gitters in der o.g. Triodenanordnung verwendet.

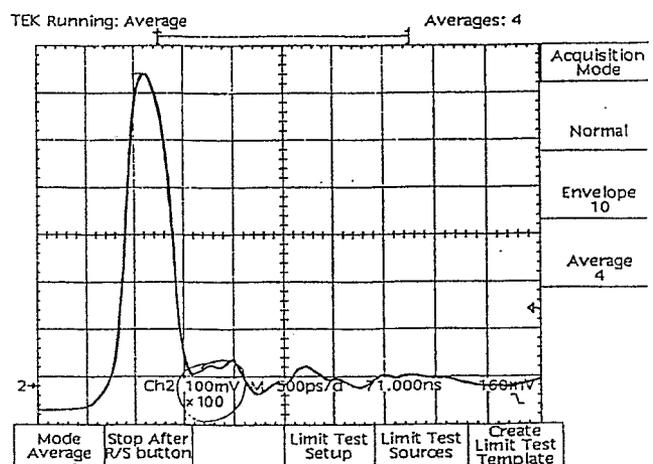
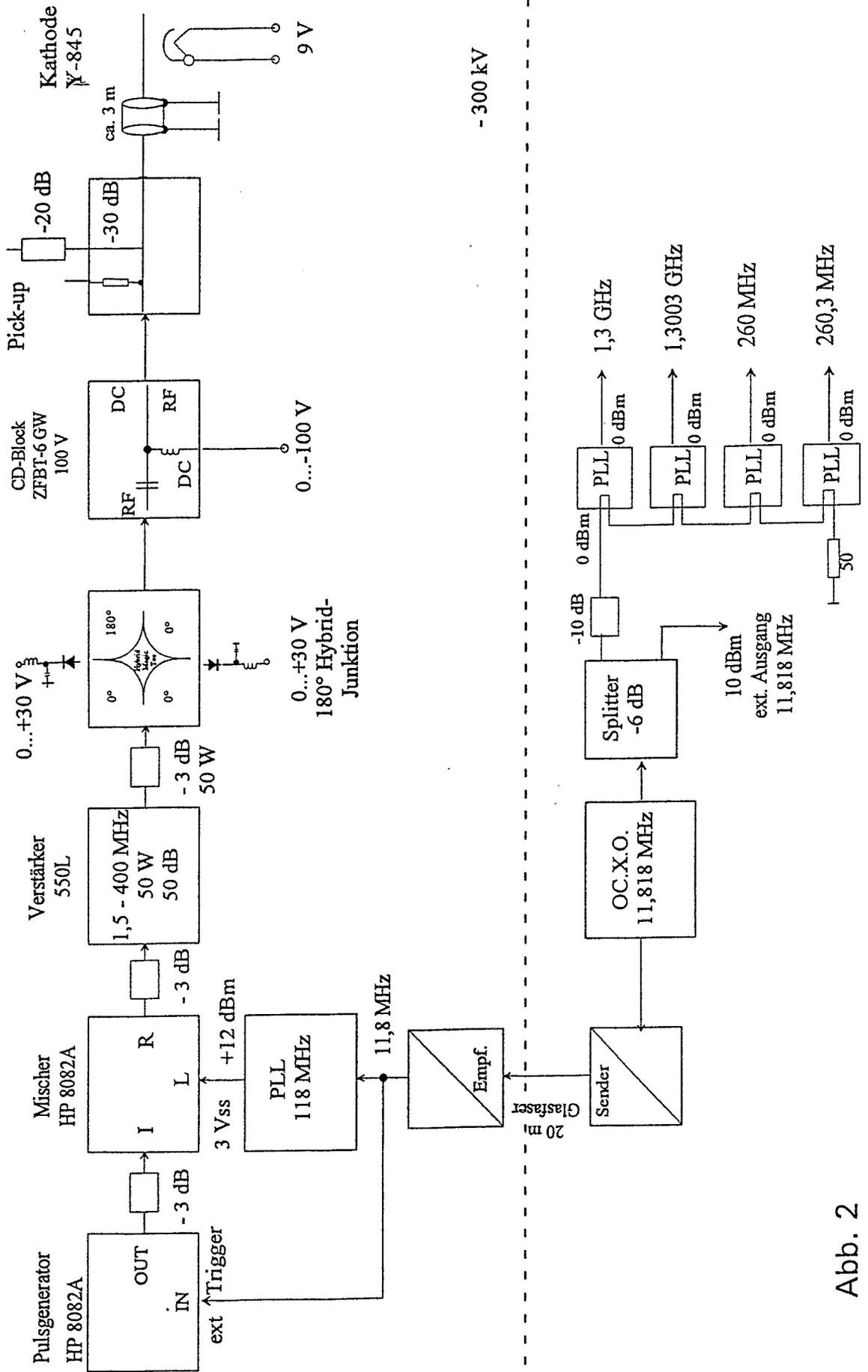


Abb. 1 Ausgangssignal

Nadelimpulserzeugung



- 300 kV

Abb. 2

b) Hochfrequenzerzeugung (Low-Level-Teil) für Injektor und Hauptbeschleuniger

Für den Elektronenbeschleuniger ELBE werden eine Reihe verschiedener Frequenzen benötigt wie aus Abb. 2 ersichtlich ist. Durch Verwendung von supraleitenden Beschleunigerkavitäten (Hohlraumresonatoren mit einer Güte von ca. 10^8 = extrem kleine Bandbreite) und Elektronenbunchlängen von 1 ps bis 3 ps ergeben sich entsprechend hohe Forderungen an die bereitzustellenden Hochfrequenzsignale betreffs der Temperatur- und Langzeitstabilitäten (ca. 10^8 über Jahre) und ein sehr kleines Phasenrauschen bzw. den daraus resultierenden Jitter von weniger als 1 ps.

Als Basisfrequenz wird ein 11,8 MHz Quarz mit doppelter Ofenstabilisierung verwendet. Sein extrem niedriges Phasenrauschen ist in Abb. 5a zu sehen. Alle anderen Frequenzen werden mit PLL-Schaltungen erzeugt. Dadurch ist auch die erforderliche phasenstarre Verkopplung zu den einzelnen Frequenzen gesichert. Abb.3 zeigt das Grundschemata für eine PLL-Schaltung .

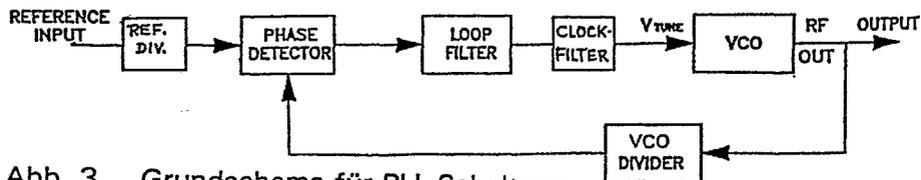


Abb. 3 Grundschemata für PLL-Schaltung

Die Detailschaltung ist in Abb. 6 zu sehen. Die in Abb. 7 gezeigte Grafik dient zur Abschätzung der Loopfrequenz und der Erhöhung des Phasenrauschens durch den VCO-Teilungsfaktor. Insbesondere die Seitenbandfrequenzen 1300,295 MHz zur Erzeugung der Zwischenfrequenz von 295 kHz weist im Vergleich mit der Grundfrequenz von 1300MHz ein sehr hohes Phasenrauschen auf (siehe auch Abb. 5c und 5d), bedingt durch den extrem hohen VCO-Teilungsfaktor von 4401, wie es aus Abb. 4 ersichtlich wird.

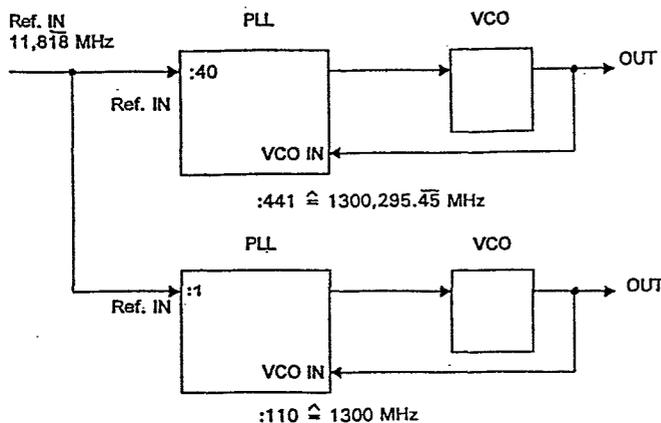


Abb. 4
PLL für Seitenbandfrequenz (Zwischenfrequenz: 295,45 kHz)

Eine Reduzierung des Phasenrauschens ist nur mit einer Erhöhung der Zwischenfrequenz auf ein Vielfaches von 295 kHz (z.B. Faktor 10) zu erreichen, was in Zukunft erfolgen soll. Der Phasenrauschen-Beitrag des optischen Links zur Potentialüberschreitung von -300 kV (siehe Abb. 2) ist in Abb. 5b zu sehen.

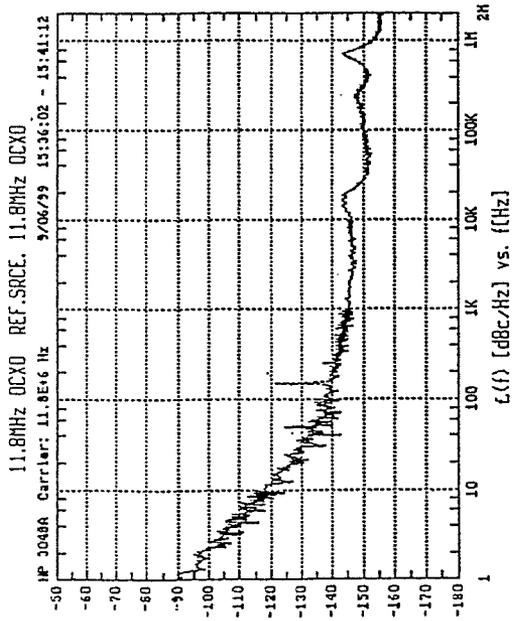


Abb. 5

Abb. 5a Phasenrauschen des 11,8 MHz Quarzes
 Resultierender Jitter: $77,8 \times 10^{-15}$ sec

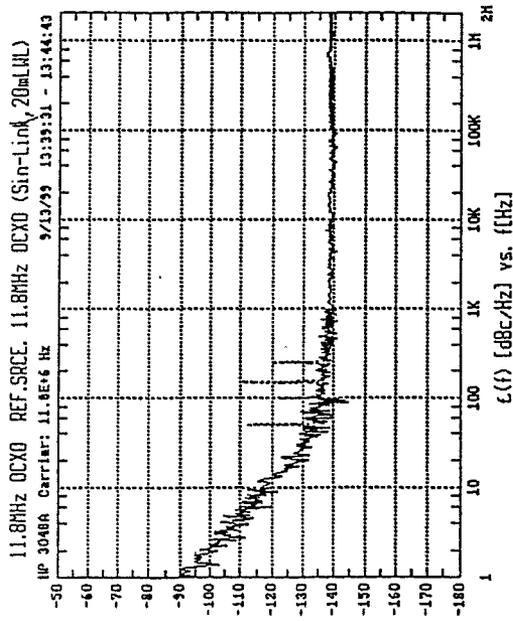


Abb. 5b Phasenrauschen des opt. Linkes (bei 1,8 MHz)
 Resultierender Jitter: 141×10^{-15} sec

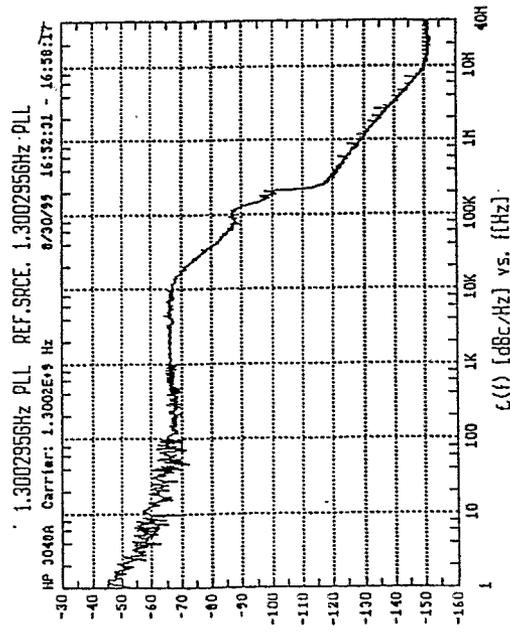


Abb. 5c Phasenrauschen der
 Seitenbeschleunigerfrequenz 1300,295 MHz
 Resultierender Jitter: $4,3 \times 10^{-12}$ sec

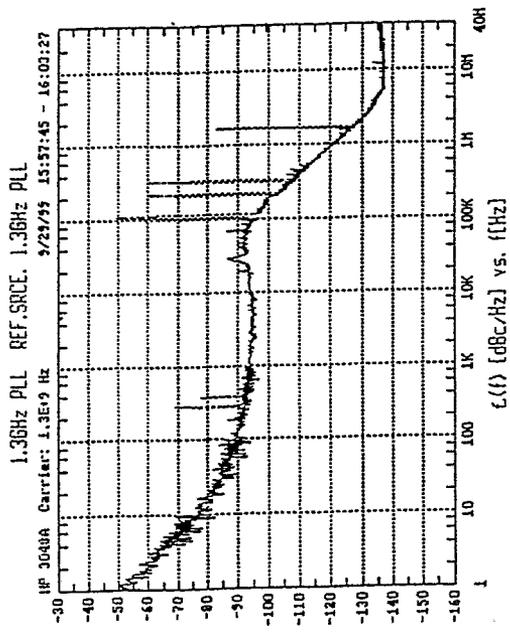
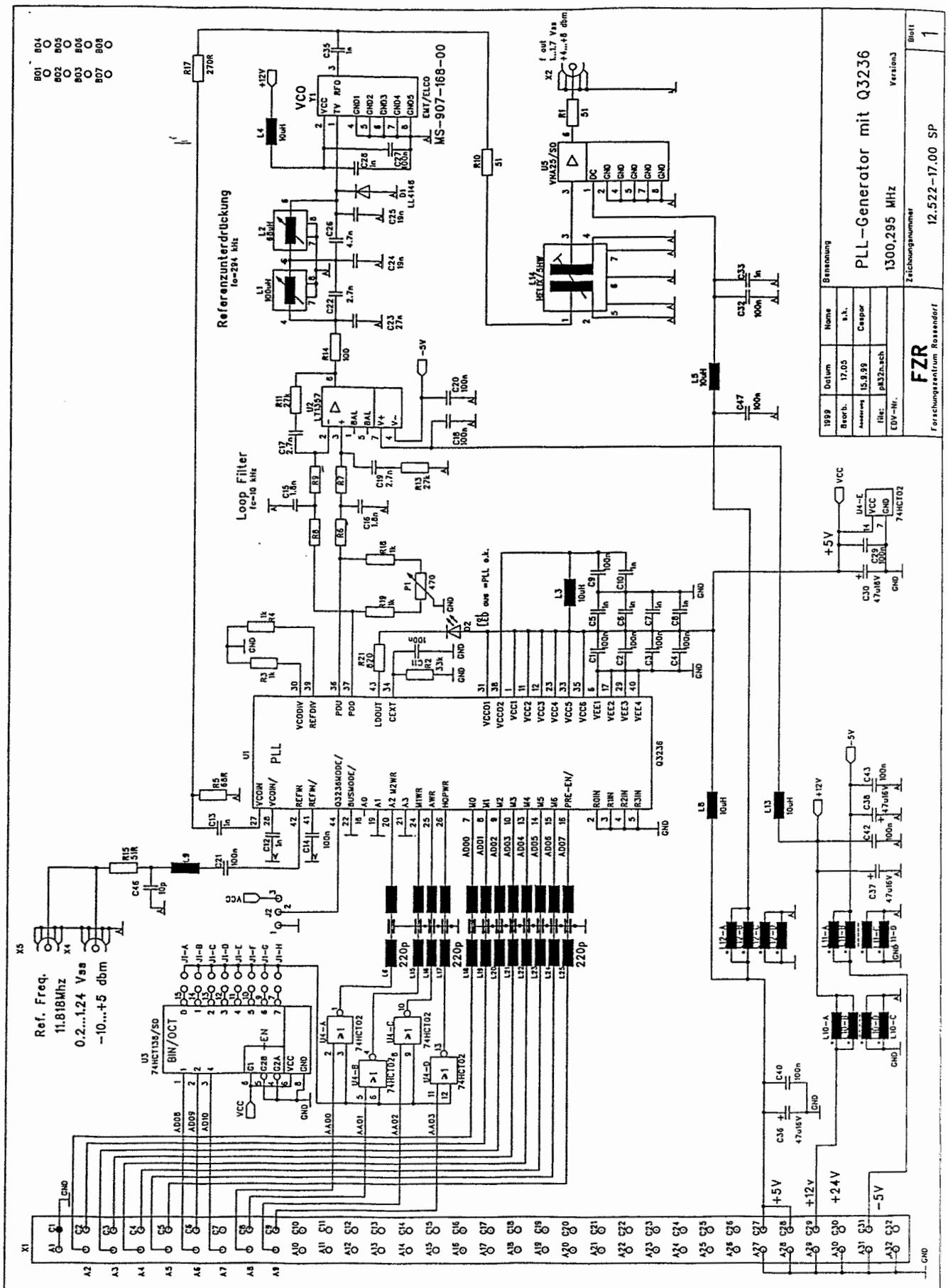


Abb. 5d Phasenrauschen de Grundfrequenz \rightarrow 1300 MHz
 Resultierender Jitter: 245×10^{-15} sec



1989	Datum	None
Bearb.	17.05	s.k.
Änderung	15.9.99	Caspar
Rev.	pa82hach	
EDV-Nr.		

FZR

Forschungszentrum Rossendorf

PLL-Generator mit Q3236
1300,295 MHz
Version 3

Zeichnungsnummer

12.522-17.00 SP

Blatt
1

Abb. 6 Detailschaltung

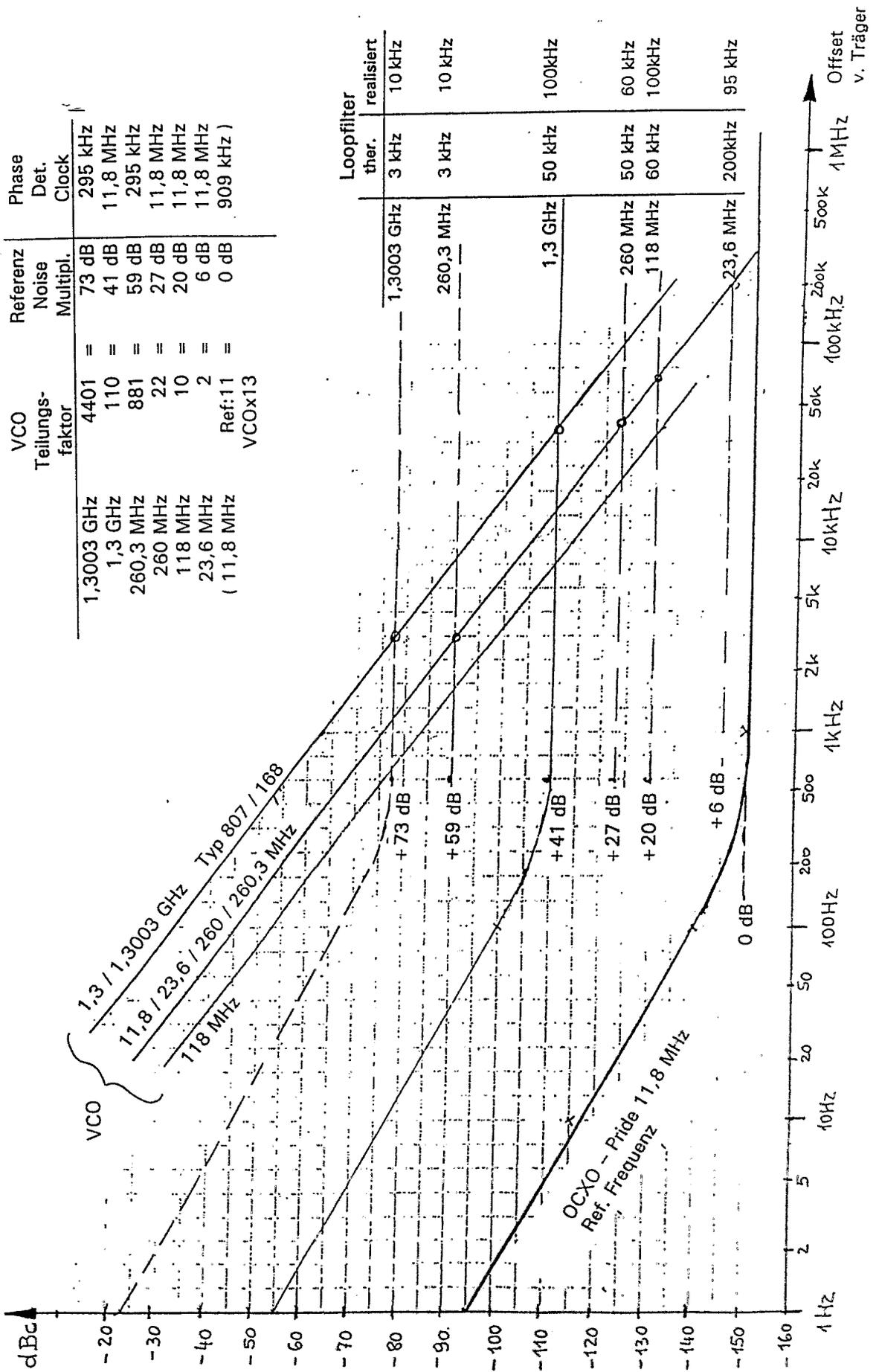


Abb. 7 Phasenrauschen

Steuerung Strahlungsquelle ELBE

Werner Gläser - FZ Rossendorf

Für den Betrieb der Strahlungsquelle ELBE war es notwendig, eine geeignete Steuerung auszuwählen.

Bedingungen für die Auswahl waren:

- große Zahl analoger und digitaler Eingänge,
- serielle Eingänge unterschiedlicher Art,
- potentialfreie Verbindungen zu den einzelnen Komponenten,
- Industrietauglichkeit,
- Störsicherheit,
- leichte Erweiterbarkeit ,
- leichte Konfigurierbarkeit,
- prozessgerechte Bedienbarkeit,
- umfangreiche Diagnosemöglichkeiten,
- ausreichende Dokumentation bzw. Erfahrungswerte.

Aus diesem Grunde wurde eine SPS S7-400 für alle Komponenten, die nur während des Beschleunigerbetriebes beeinflusst werden müssen, eine SPS S7-300 für dauernd zu überwachende Anlagenteile vorgesehen. Das Personeninterlocksystem ist mit einer fehlersicheren SPS der Baureihe S5 (S5 95F) ausgeführt. Alle SPS sind über Profibusverbindungen (FMS, DP) - mit Lichtwellenleitern galvanisch getrennt - verbunden, siehe Bild 1.

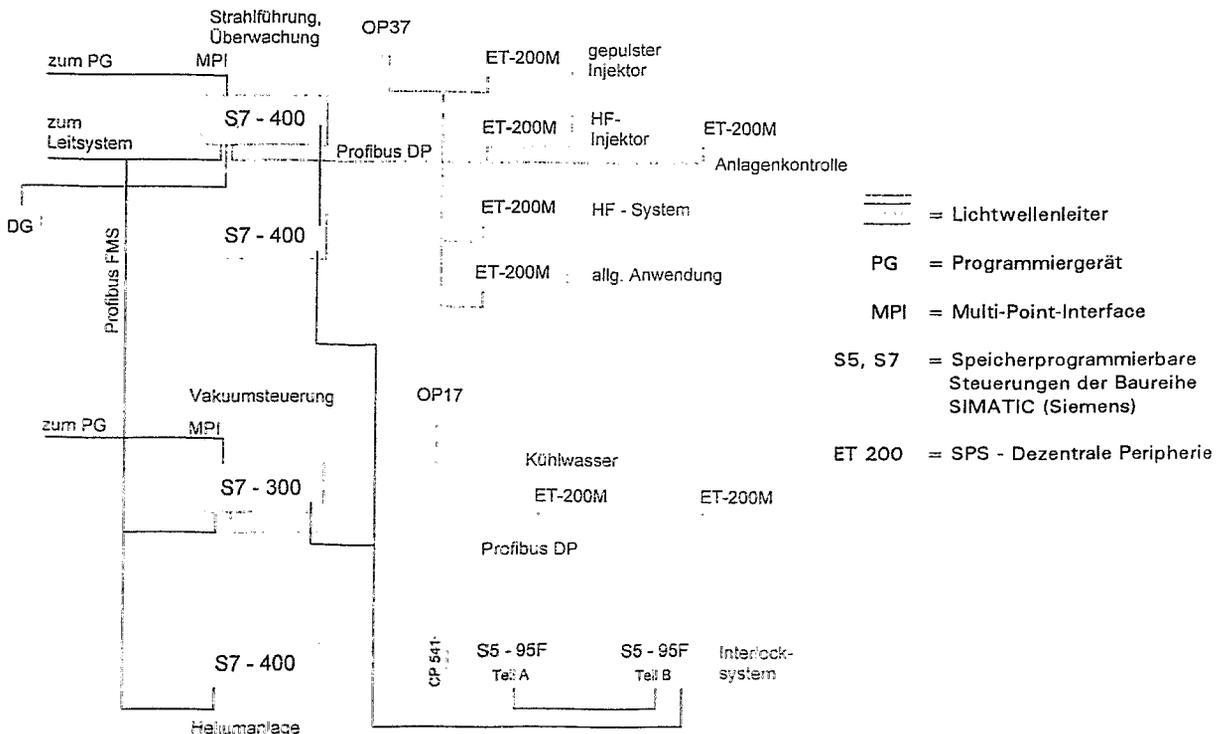
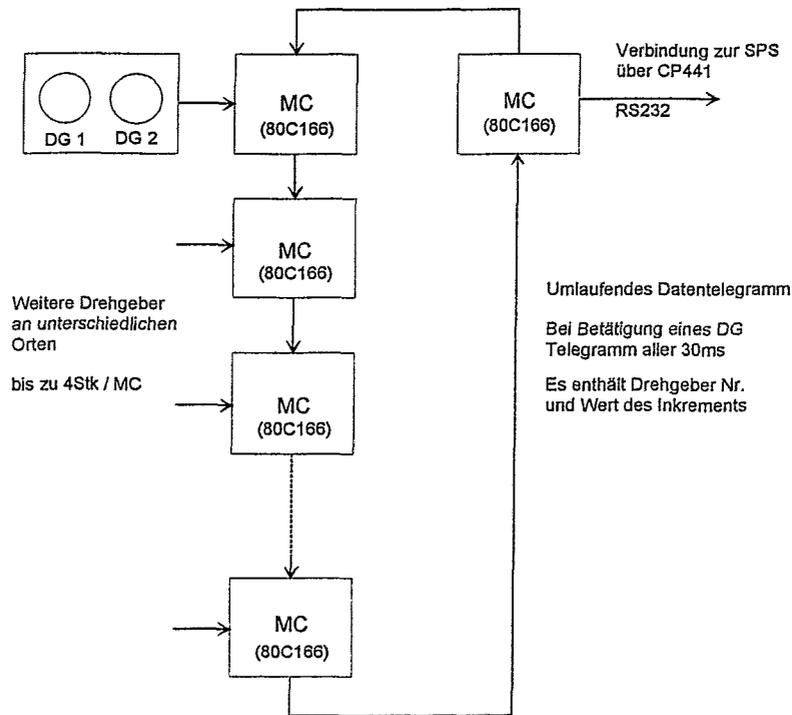


Bild 1: Prinzip Anlagenkontrollsystem

Die Vorgabe der Sollwerte an die SPS erfolgt von der Bedienoberfläche über den Profibus-FMS. Auch diese Übertragung ist auf Grund der großen Zahl von Übertragungswerten nicht schnell. Außerdem ist die Verstellung am Bildschirm nicht sehr günstig.

Eine ergonomisch günstige Einstellung erfolgt über Drehgebereinheiten, die unmittelbar über Microcontroller seriell mit der SPS verbunden sind, siehe Bild 3.



Die Zuordnung der mit dem CP441 eingelesenen Werte in der SPS ist vom Bediener frei wählbar

Bild 3: Drehgeberanordnung

Die mit einer Telegrammfolge von 30 ms übertragenen Inkremente der Drehregler können vom Bediener willkürlich einer Stellgröße zugeordnet werden. Dadurch erhält man die Möglichkeit, feinfühlig und schnell die Sollwerte der Stromregler zu verändern.

Der Einfluss des Stromes wird unmittelbar am Elektronenstrahl beobachtet. Die zyklisch übertragenen Istwerte stehen nicht sofort zur Verfügung und dienen nur zur Funktionskontrolle.

Die Übertragung der Signale von und zur Bedienstation (WIN-CC) erfolgt über den Profibus mit einer Bandrate von 1,5 Mbit/s und dem Protokoll „Profibus-FMS“, zu der dezentralen Peripherie mit dem Protokoll „Profibus-DP“.

Da eine Vielzahl von Signalen über serielle Verbindungen übertragen werden, ergeben sich Zeitprobleme bei der Vorgabe von Sollwerten usw.

An Hand eines Beispiels, der Ansteuerung eines Stromversorgungsgerätes der Firma DANFYSIK wird erläutert, welche Maßnahmen zur schnellen und ergonomischen Einstellung vorgesehen wurden. Das Prinzip ist in Bild 2 dargestellt.

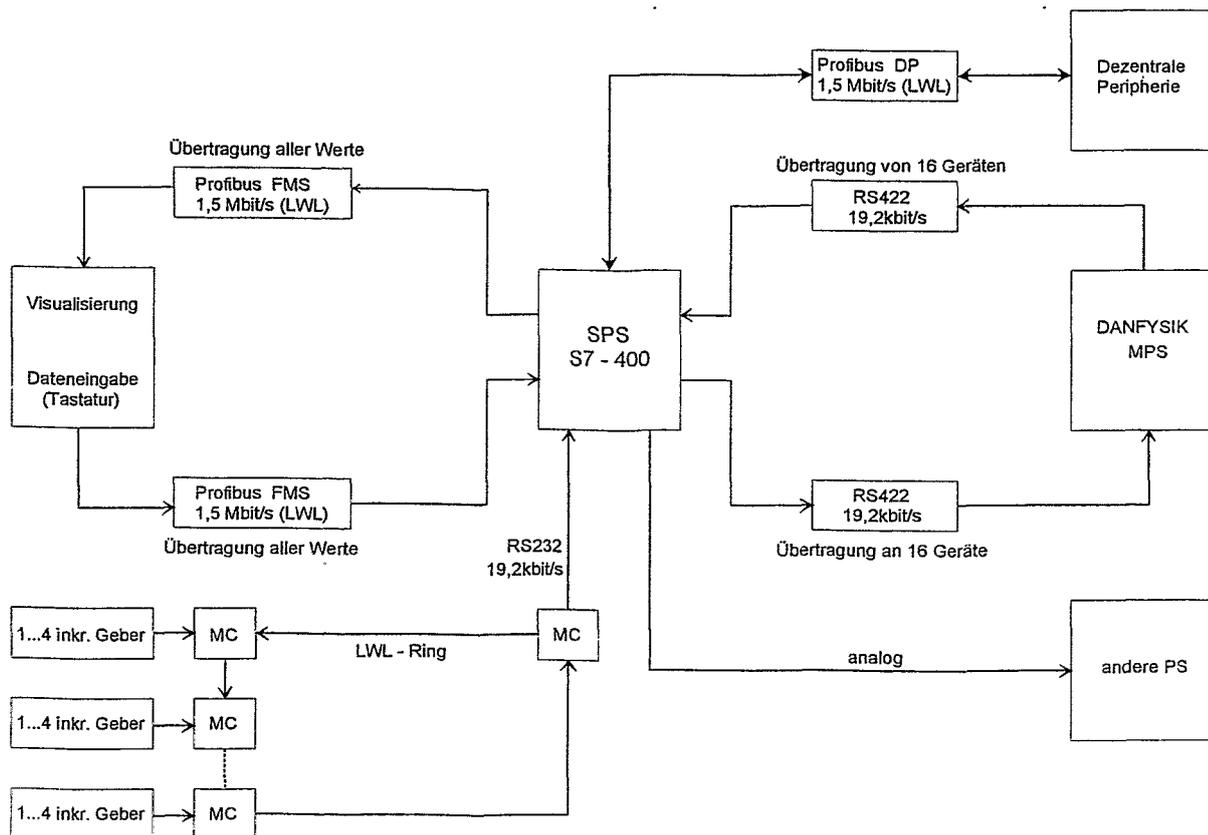


Bild 2: Prinzip serielle Übertragung

Die Ansteuerung der MPS erfolgt seriell über eine RS 422-Schnittstelle. An dieser Schnittstelle werden bis zu 16 Geräte angeschlossen, um die Anzahl der kostspieligen Kommunikationsprozessoren in der SIMATIC gering zu halten. Die Folge davon ist, dass bei einer Telegrammfolge von 100 ms und einer zyklischen Übertragung, die Werte in jedem Gerät nur aller 1,6 s aktualisiert werden. Zur Beschleunigung der Einstellung von Sollwerten wird deshalb vorrangig der Wert übertragen, der sich geändert hat.

WinCC als Bedien- und Beobachtungssystem für den ELBE-Beschleuniger

Frank Herbrand

Forschungszentrum Rossendorf e.V., Abt. Elektronische Meßtechnik

Bei der Ausrüstung der ELBE-Beschleunigeranlage mit Automatisierungstechnik konnte auf die Erfahrungen beim Einsatz von Produkten der Firma Siemens an Beschleunigeranlagen am Institut für Ionenstrahlphysik und Materialforschung aufgesetzt werden. Ein Teil der dort befindlichen Anlagen wurde von uns in den letzten Jahren schrittweise mit Speicherprogrammierbaren Steuerungen (SPS) des Typs SIMATIC S5 und SIMATIC S7 ausgerüstet. Diese Komponenten haben sich dabei als außerordentlich zuverlässig erwiesen.

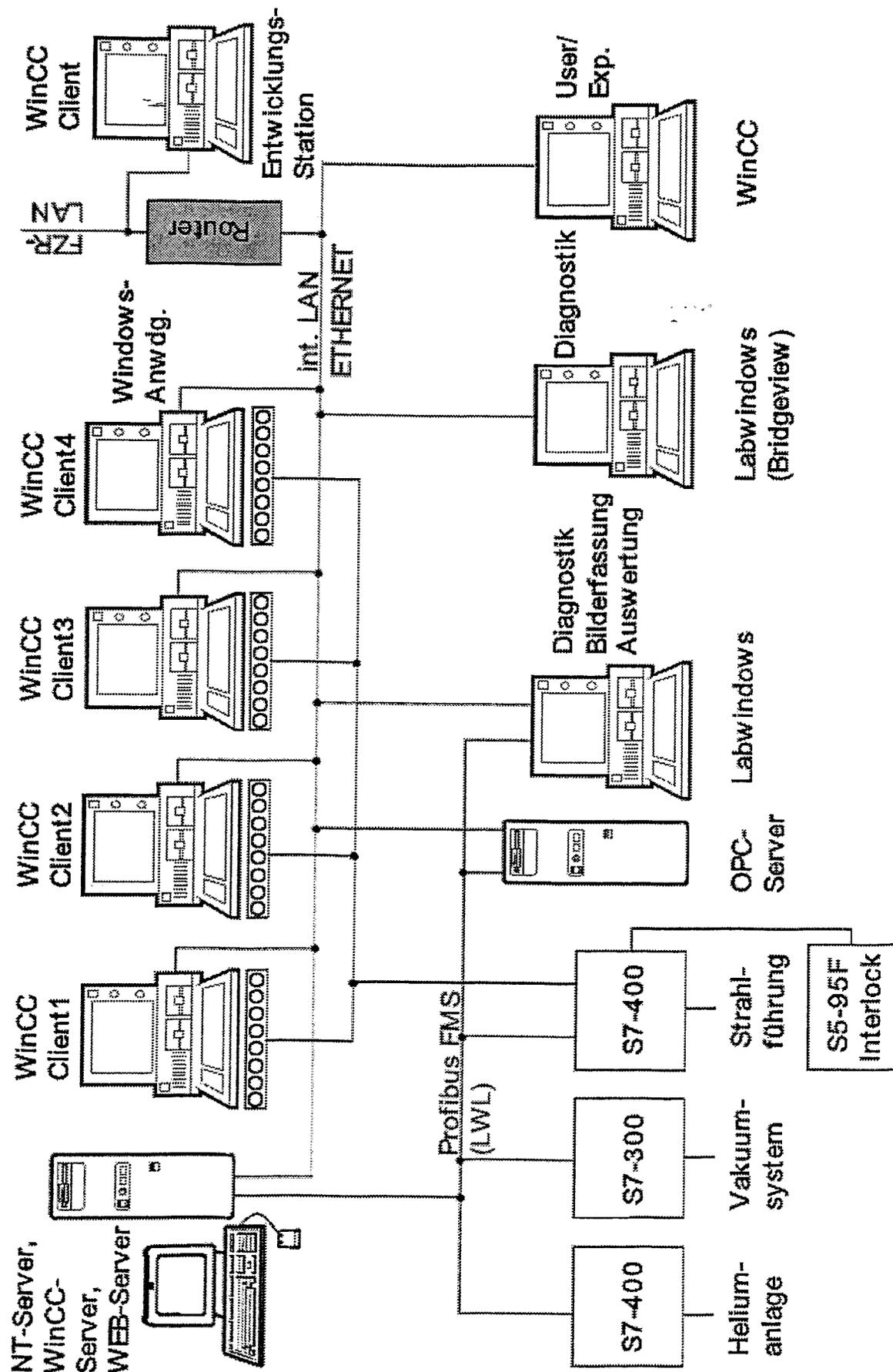
Die SPS besitzt selber keine Mensch-Maschine-Schnittstelle. Für den Zweck der Bedienung und Beobachtung sind deshalb besondere Komponenten erforderlich. Für einfache Bedienvorgänge werden sogenannte Operator Panels angeboten. Diese Geräte besitzen je nach Ausbaustufe ein mehr oder weniger komfortables Display und werden über eine integrierte Folientastatur bedient. Sinnvoll einsetzbar sind solche Geräte an Beschleunigeranlagen insbesondere für eine Vor-Ort-Bedienung bei Wartungsmaßnahmen an bestimmten Anlagenteilen.

Für eine komfortablere Bedienung, die bessere Grafik- und Eingabemöglichkeiten bietet, die zusätzlich eine Archivierung von Prozeßwerten ermöglicht, ein Melde- und Report-System vereint und die Einbindung von Anwendersoftware erlaubt, ist ein Softwaresystem notwendig, daß auf PC basiert. Solche Bedien- und Beobachtungssysteme werden von verschiedenen Herstellern angeboten. Eine breite Übersicht über solche Produkte bietet /1/. Wir haben uns, in der Hoffnung auf bestmögliche Kompatibilität, auch hier für das entsprechende Produkt aus dem Hause Siemens entschieden. Die Bezeichnung ist WinCC (Windows Control Center). Zur Zeit läuft bei uns die Version 4.02.

Dieses Programm besitzt eine Vielzahl unterschiedlicher Schnittstellen zum Prozeß. Wir nutzen fast ausschließlich PROFIBUS-FMS. Die Entscheidung für dieses Produkt hat den großen Vorteil, daß bei Problemen an der Schnittstelle zwischen Visualisierungssystem und SPS der Ansprechpartner (Hotline) derselbe ist. Außerdem gehen wir davon aus, daß bei Weiterentwicklungen die notwendigen Treiber von Produkten einer Firma am ehesten verfügbar und am besten funktionsfähig sind. Eine Produktbeschreibung zu WinCC ist über das Internet verfügbar /2/.

Am ELBE-Beschleuniger werden folgende Anlagenteile über WinCC erreichbar sein:

- Vakuumsystem
- Beschleuniger (Gun, HF, Strahlführungsgeräte, Diagnose)
- Kälteanlage und Kryostaten
- FEL's
- Anlagensicherheitssystem (Kühlwasser, Druckluft, Temperaturen...)
- Personensicherheitssystem (Strahlungsmonitore, Türen, Shutter, Absuchsystem...)
- Allgemeine Gebäudetechnik (Abluftanlage,...)



Struktur der Vernetzung von Automatisierungsgeräten mit Bedien- und Beobachtungssystem

Das Bild auf der vorhergehenden Seite zeigt die Vernetzungsstruktur der einzelnen Automatisierungskomponenten. Die Bedienoberfläche wird auf mehreren Bedienplätzen gleichzeitig verfügbar sein. Dabei übernimmt ein Rechner die Arbeit des WinCC-Servers. Er steuert zentral den Datenaustausch mit allen SIMATIC S7 Automatisierungsgeräten und gibt die Prozeßwerte an die WinCC-Clients weiter. Er übernimmt die Archivierung der Prozeßdaten und weitere projektübergreifende Aufgaben. Außerdem wird auf diesem Rechner ein Web-Server die Verteilung von allgemeinen Maschinendaten an Anwender und Interessenten übernehmen. Die Wartung und Projektierung kann im wesentlichen aus der Ferne erfolgen. Die Sicherheit bezüglich Zugriffs- und Bedienrechten wird vom WinCC bzw. vom Betriebssystem aus gewährleistet.

Für die Strahldiagnose und Experimentierplätze wird als Alternative zum WinCC eine Verbindung über OPC-Interface (OLE for process control) und PROFIBUS-FMS auf ausgewählte und über WinCC vom Operator freigegebene Stellgrößen möglich sein. Als Oberfläche kann hier jede mit einem OPC-Interface ausgestattete Software verwendet werden. Getestet und für das Diagnosesystem ausgewählt wurde Bridgeview (Erweiterte Variante von Labwindows / Labview). Für diesen Zweck arbeitet neben dem WinCC-Server ein OPC-Server am PROFIBUS.

Literatur:

/1/ SPS Magazin. TeDo-Verlag, Juni 1997. 10. Jg., Ausgabe 3, S. 61-72

/2/ Web-Adresse der WinCC-Einstiegsseite der Siemens AG: www.wincc.com

Makropulsung des Elektronenstrahls

Hans Langenhagen
Forschungszentrum Rossendorf

Aufgabe und Prinzip

Der Makropulser hat die Aufgabe, die mittlere Stromstärke des Elektronenstrahls – und damit dessen Leistung - mittels Pulsweitenmodulation zu steuern. Dabei wird der Strahl ca 2m hinter der Gun durch Ablenken auf eine Umlaufbahn vom weiteren Strahlengang ferngehalten. Der Strahl trifft in dieser sogenannten „Parkbahn“ auf eine wassergekühlte Cu-Blende, wo seine Energie in Wärme umgewandelt wird, Bild 1.

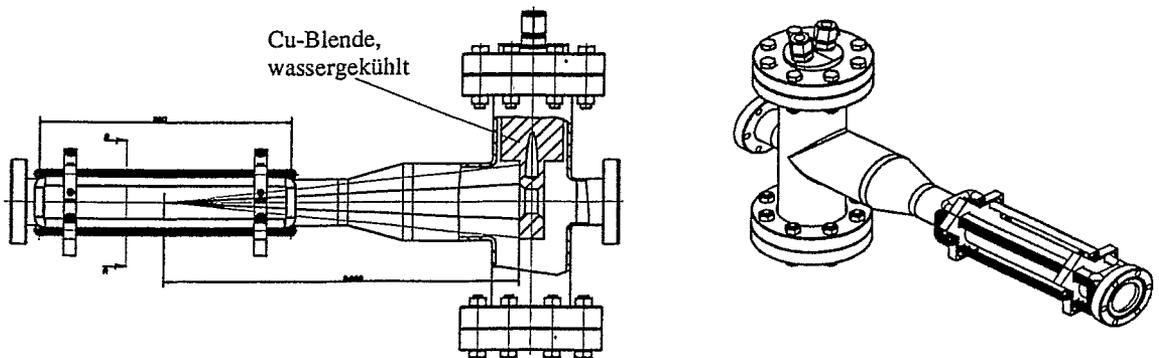


Bild 1: Ablenkeinheit des Makropulsers. Durch zwei als Dipol angeordnete Spulen fließt ein sin/cos-förmiger Strom und lenkt den Elektronenstrahl kreisförmig ab.

Die Zeitstruktur des Spulenstroms zeigt Bild 2. Dabei werden für die Pulsdauer t_{Pdur} und die Pulsrate t_{Prate} folgende Zeiten angestrebt: $100\mu s \leq t_{Pdur} \leq 38ms$, $40ms \leq t_{Prate} \leq 1s$.

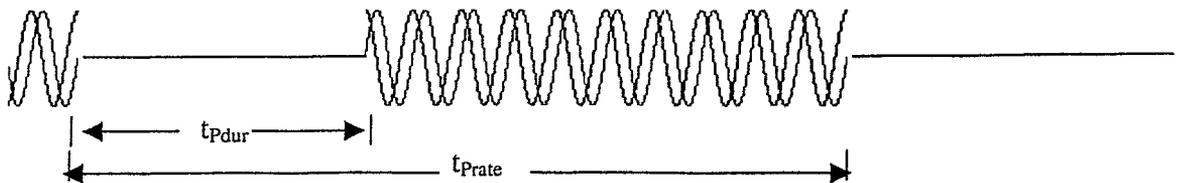
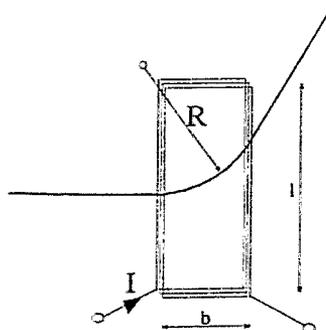


Bild 2: Zeitstruktur des Makropulsers.

Strahlablenkung - Anforderung aus der Physik



Die Ablenkung eines Elektronenstrahls gehorcht der Beziehung Gl(1), wobei $B = \mu \cdot H$: magnetische Induktion, $p = m_0 \cdot v$: Impuls, e : Elementarladung. Mit höherer Induktion lassen sich also kleinere Radien erzielen,

$$R = \frac{p}{e \cdot B} \quad (1)$$

Aus Messungen der Induktion B für eine gegebene Spule mit bekanntem Strom I kann R berechnet werden, Bild 3, umgekehrt

Bild 3: Zur Strahlablenkung

ergibt sich aus Messungen des Ablenkradius mit einer gegebenen Spule durch Rückrechnung der erforderliche Fluß Φ . Sein Wert wurde im Falle des Elbe-Beschleunigers zu $\Phi = 40 \text{ Aw}$ ermittelt [1], wobei als Geometrie die Abmessungen $l \times b = (35 \times 200) \text{ mm}^2$ vorgegeben sind.

Zunächst war die Frage zu klären, mit welchen Mitteln und bis zu welcher Frequenz diese Anregung erzielt werden kann. Dabei sollten die Frequenz möglichst hoch (kleines Zeitraster), die Spannungsaussteuerung (Stromversorgung) und die Verlustleistung (Wärme) möglichst klein gehalten werden.

Magnetischer Fluß, Aussteuerung und Frequenz

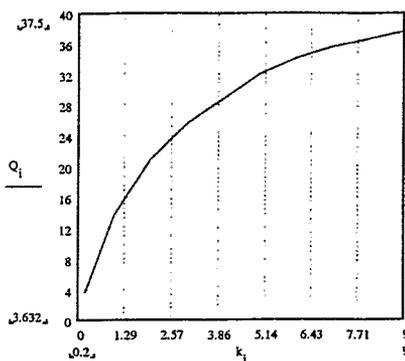
Den Zusammenhang für die genannten Größen erhält man aus folgenden Gleichungen:

* Magnetischer Fluß

$$\Phi = I_0 * w \quad , \quad (2)$$

wobei I_0 : Strom und w : Windungszahl der Spule.

* Induktivität (Näherungsbeziehung) einer Zylinderspule nach [2],



$$L \approx r * Q * w^2 * 10^{-9} \quad , \quad (3)$$

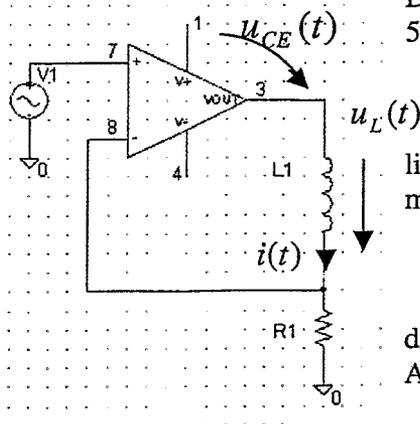
wobei

r : Radius des Zylinders, $Q(k)$: nichtlineare Funktion nach Bild 4 mit $k = d/s$, d : Durchmesser, s : Länge des Zylinders und w : Windungszahlen;
 L ergibt sich in Henry (für den vorliegenden Fall der Rechteckform wird auf Kreisgeometrie umgerechnet).

Hier: $k = 15 \text{ cm} / 1.5 \text{ cm} = 10 \rightarrow Q \approx 38$

Bild 4: Korrekturfunktion $Q(d/s)$

* Maximale Ausgangsspannung



Der mit Hilfe einer Stromgenerator-Schaltung nach Bild 5 erzeugte sinusförmige Strom mit einer Amplitude I_0

$$i(t) = I_0 * \sin(\omega * t) \quad (4)$$

liefert wegen $u_L(t) = L * (di/dt)$ über der Spule eine maximale Spannung

$$u_{L \max} = L * I_0 * \omega \quad , \quad (5)$$

die näherungsweise der maximalen Verstärker - Ausgangsspannung entspricht.

Bild 5: Stromgenerator zur Spulenansteuerung

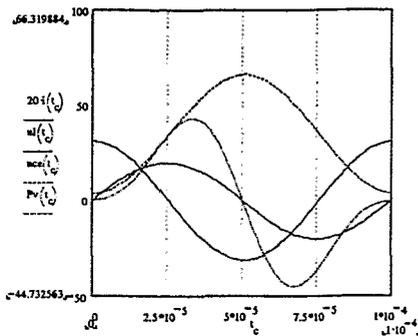
Mit den Gleichungen (2), (3) in (5) ergibt sich die daraus maximal mögliche Frequenz

$$f \leq \frac{u_{L,max}}{r * Q * 10^{-9} * 2 * \pi} * \frac{I_0}{\Phi^2} \quad (6)$$

Beispiel: Mit den Wunschwerten $u_{L,max} = 20V$ ($U_b = \pm 24V$), $\Phi = 40Aw$, $I_0 = 2A$, ($\rightarrow w = 20$) erhält man eine realisierbare Frequenz $f \leq 14kHz$.

Verlustleistung

Für die Verlustleistung über der Zeit gilt für die Stromgeneratorschaltung nach Bild 5



$$p_v(t) = u_{CE}(t) * i(t) \quad (7)$$

und für die effektive Verlustleistung

$$P_{veff} = \sqrt{\frac{1}{t_1} * \int_0^{t_1} [p_v(t)]^2 dt} \quad (8)$$

Bild 6: Zeitlicher Verlauf von $u_L(t)$, $u_{CE}(t)$, $i_L(t)$ und $p_v(t)$.

	I_0	w	L	$u_{L,max}$	U_B	P_{veff}
	A	uH	V	V	V	W
ERG:=	1	40	480	31	35	27.2
	2	20	120	17	21	32.26
	3	13	51	12.6	16.6	37.97
	4	10	30	11.5	15.5	47.90
	5	8	19	11	8.4	58.64

Ein Auswertung von Gl (8) zeigt, daß sich durch Variation der Einzelparameter $I \times w$ | $f=10kHz, \Phi=40Aw$ ein Optimum für die interessierenden Größen finden läßt. Nach Bild 7 ist dies der Fall für die Werte $I \times w = 2A \times 20w$, bei denen sowohl eine Betriebsspannung mit $\pm 24V$ - Netzgeräten realisierbar ist als auch die effektive Verlustleistung mit $P_{veff} = 32W$ in erträglichen Grenzen bleibt.

Bild 7: Ergebnisse für Aufspaltung von $I \times w = 1A \times 40w$ bis $5A \times 8w$.

Gerätetechnische Realisierung

Die Steuerung des Makropulsers geschieht durch einen Mikroprozessor C166, der seinerseits per serieller Verbindung von dem Prozeßrechner SIMATIC gesteuert wird. Konkret betrifft das die Parameterübergabe für Pulsdauer, Pulsrate und Amplituden der sin/cos-Funktionen sowie rückwärts die Übertragung von Fehlermeldungen.

* Pulserzeugung

Mit Hilfe von zwei Zählern des C166 werden die Zeiten für Pulsdauer und Pulsrate erzeugt, wobei als Eingangsfrequenz die der Mikropulse dient. Damit ist ein starres Zeitregime zwischen Mikropulsen und Makropuls gegeben, was nicht nur im Interesse einer jitter-freien Zu/Abschaltung des Makropulses liegt, sondern auch für die Steuerung der Kameras vorteilhaft ist.

* sin- und cos- Funktion

Durch Teilung der Mikropuls-Frequenz um $N = 1000$ werden dazu phasenstarre, um 90° verschobene Rechtecksignale mit einer Frequenz von $f = 11.82 \text{ kHz}$ erzeugt. Eine daraus gewonnene Dreiecksspannung übersteuert einen Differenzverstärker und formt die sin / cos-Signale für die Endverstärker, Bild 8.

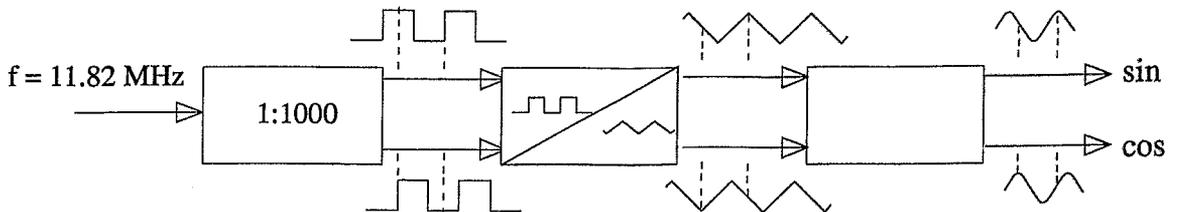
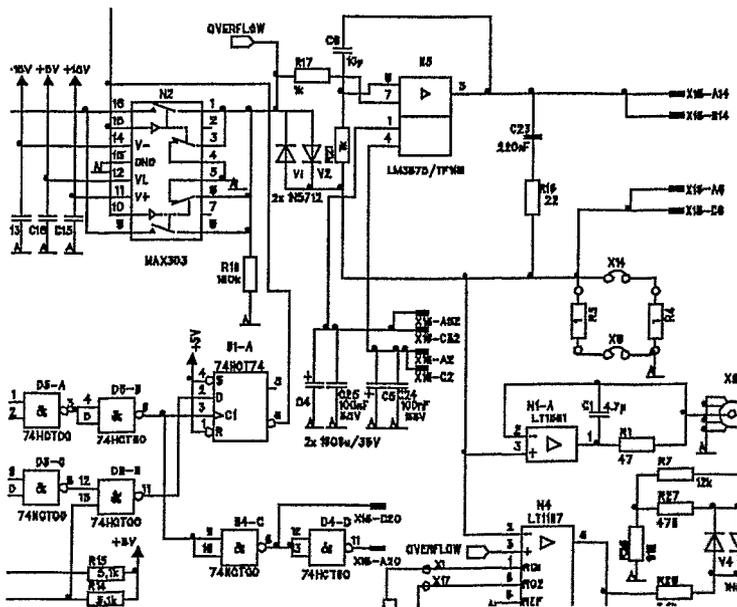


Bild 8: Prinzipschaltung der Zeitfunktionen - Erzeugung

* Endverstärker



Zur Ansteuerung der zwischen den Kontakten X16-C14 und X16-C6 liegenden Spule dient ein Leistungsschaltkreis vom Typ LM3875. Bild 8 zeigt einen Ausschnitt aus der Gesamtschaltung; zwei solcher identisch aufgebauten Kanäle treiben jeweils die Spulen für die sin-Funktion und cos-Funktion. Wie aus Bild 2 ersichtlich, steuert der Makropuls die Zuschaltung dieser Signale; damit dies jedoch „sanft“ geschieht, wird dessen Pegel mit Null-Durchgangs-Signalen der jeweiligen Zeitfunktion getort (Flip-Flop D1-A). Das führt zu einem Einschwingvorgang, der allein durch das dynamische Verhalten der Verstärkeranordnung bestimmt ist.

Bild 9: Schaltung des Endverstärkers zur Spulenansteuerung

Literatur

- [1] Büchner, A. und J. Voigtländer : Strahl-Auslenkungsmessungen am Versuchsstand ELBE-Quelle, 1999
- [2] Rint, C: Handbuch für Hochfrequenz – und Elektrotechniker, Berlin, 1949

Elektronenstrahldiagnose am ELBE Beschleuniger

P. Michel

P.Michel@fz-rossendorf.de

Zusammenfassung

Zur Qualifizierung und Monitorierung der Elektronenstrahles am ELBE-Beschleuniger werden Strahlage und Strahlprofil, Strahlstrom, transversale Emittanz, Energiebreite und Bunchlänge gemessen bzw. überwacht. Dabei basiert eine Vielzahl von Meßverfahren auf der Erzeugung optischer Übergangstrahlung (OTR) in Aluminiumfolien und der anschließenden bildtechnischen Auswertung von Videokameraaufnahmen.

Parameter des Elektronenstrahles und ihre Meßverfahren

Optimierung des Beschleunigers	
geringer Strahlstrom ($\sim\mu\text{A}$) :	Farady Cup / HF Monitor
Strahlprofil/Strahlage :	OTR-Viewer / Fluoreszenz-Viewer
transversale Emittanz :	Quadrupol scan+ OTR / Multislit-Technik
Energiebreite :	Dipol+OTR
Bunchlänge :	Interferometrie
Überwachung des Beschleunigers	
hoher Strahlstrom ($\sim\text{mA}$) :	Beam Dump / HF Monitor
Strahlage :	Stripeline Monitor
Strahlverlust :	Photomultiplier

OTR-Viewer Module

Durchdringt ein hochenergetischer Elektronenstrahl eine Grenzfläche zwischen Medien mit unterschiedlicher Dielektrizitätskonstante so entsteht Übergangstrahlung. Derartige Grenzflächen lassen sich durch die Anordnung einer Aluminiumfolie im Vakuum der Strahltransportleitung realisieren. Wählt man einen geeigneten Winkel der Folienebene zur Strahlachse läßt sich ein Teil dieser Übergangstrahlung aus der Strahlachse auslenken und mittels einer Kamera beobachten. Auf diese Weise kann das Profil und die Lage des Elektronenstrahles sichtbar gemacht werden. Abb.1 zeigt schematisch einen OTR-Viewer und ein zur quantitativen Auswertung zur Verfügung stehendes Kamerabild.

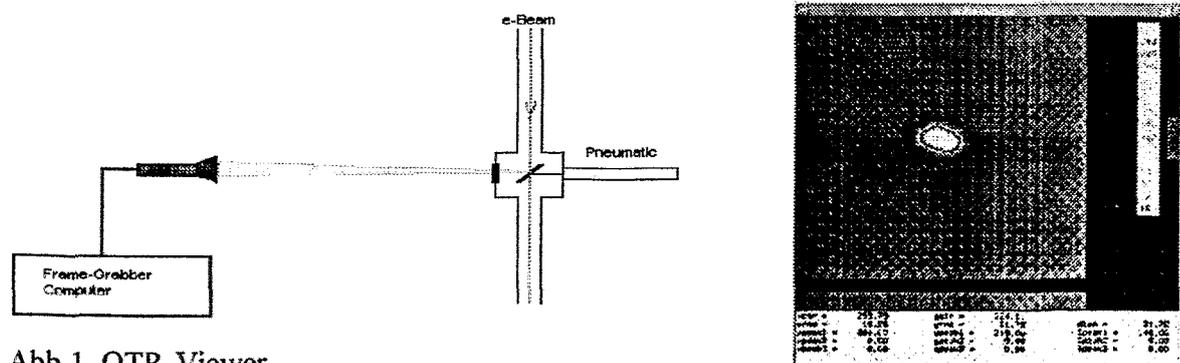


Abb.1 OTR-Viewer

Wegen der starken Strahlenbelastung werden Kameramodule KH500 (Heimann) auf der Basis von Saticonröhren XQ1300SF anstatt den relativ preiswerten CCD-Chips verwendet. Die letale Strahlungs-dosis dieser Kameras liegt bei $> 2.5 \cdot 10^5$ rad. Die Lebensdauer ist damit ca. 25 mal höher als die von CCD-Kameras.

Emittanzmessung mit Multislit-Technik

Insbesondere in raumladungsdominierten Bereichen, kann die transversale Emittanz des Elektronenstrahles durch die Verwendung einer Schlitzmaske bestimmt werden. Dabei wird ein defokussierter Elektronenstrahl auf diese Maske geschossen, wobei nur die im Bereich der Schlitze liegenden Elektronen die Maske passieren können. Dadurch werden aus dem Elektronenstrahl streifenartige Ausschnitte erzeugt, die auf einem hinter der Maske liegenden Viewer sichtbar gemacht werden. Aus der auf dem Viewer erzeugten Multippeakstruktur läßt sich die Emittanz und die Lage der Emittanzellipse bestimmen. Abb.2 zeigt prinzipiell die Anordnung und das Meßprinzip des Verfahrens.

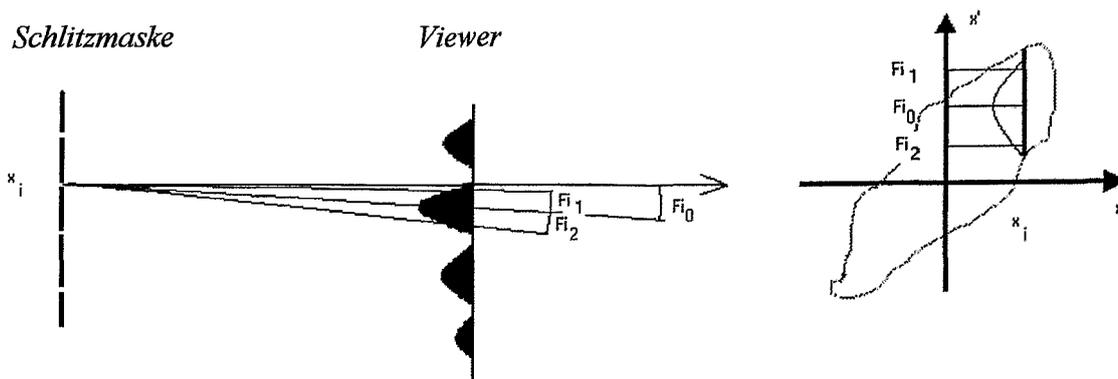


Abb.2 Multislit-Technik zur Bestimmung der transversalen Emittanz

Die Schlitzmaske wurde durch Elektroerodierverfahren aus 0,5 mm dickem Kupferblech hergestellt. Die Schlitzbreite beträgt $100\mu\text{m}$ und der Spaltabstand 1,5 mm. Mit einer Driftstrecke von 25mm (Abstand Maske zu Viewer) läßt sich die Emittanz mit dieser Anordnung im Bereich von 1-10 mm mrad bestimmen. Abb. 3 zeigt die verwendete Schlitzmaske.

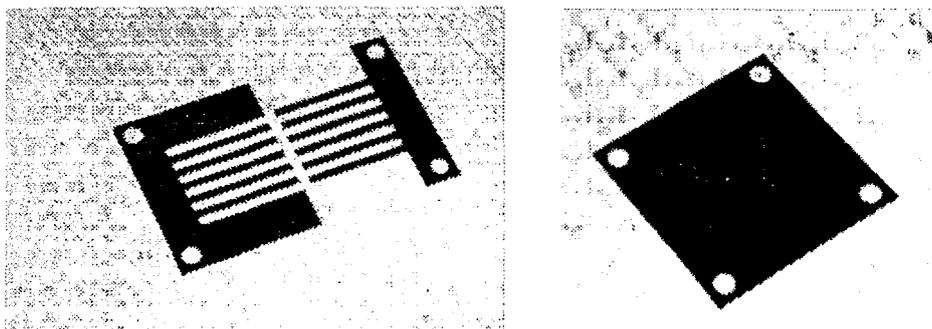


Abb.3 Kupfermaske zur Messung der transversalen Emittanz mittels Multislit-technik

Erfassung und Verarbeitung von Videokamera-Bildern

Roland Jainsch

Zentralabteilung Forschungs- und Informationstechnik
Forschungszentrum Rossendorf

1. Einleitung

Für die Strahlungsquelle ELBE wird ein Videosystem zur Justage und Diagnostik des Elektronenstrahls benötigt. Um den Strahl analysieren zu können, fährt man pneumatisch ein Leuchttarget in das Strahlrohr ein. Das entstehende Strahlbild wird von einer Videokamera aufgenommen und mit einem Frame Grabber im PC digitalisiert. Der Aufbau des Videosystems erfolgt in zwei Schritten. Zuerst wurde am Injektorversuchsstand ein System mit nur 4 Kameras zur Diagnose des niederenergetischen kontinuierlichen Elektronenstrahls aufgebaut. Parallel dazu begannen Vorarbeiten zum Aufbau des Videosystems für den ELBE-Beschleuniger. Im hochenergetischen Abschnitt des Beschleunigers hat der Elektronenstrahl dann eine, für die Bilderfassung relevante, gepulste Zeitstruktur. Durch die Synchronisation der Kameras mit den Makropulsen und der Triggerung des Frame Grabber's auf den Impulsbeginn erreicht man den notwendigen Gleichlauf.

2. Systemaufbau

Die Bilderfassung und Verarbeitung erfolgt PC-gestützt. Als Betriebssystem wird Windows NT 4.0 eingesetzt. Ein gut abgestimmtes und leistungsfähiges Sortiment an Hard- und Software für die Bilderfassung und Auswertung bietet National Instruments. LabWindows/CVI und IMAQ-Vision werden zur Programmentwicklung verwendet. Bei den verfügbaren Frame Grabbern fiel die Wahl auf den Typ PCI-1408 mit einem 4-fach Videomultiplexer on Board für den Einsatz am Injektorversuchsstand. Hier können die vier Videokameras direkt angeschlossen werden. Es kommen die s/w Videokameras KH-500 mit 2/3" Saticon von der Fa. EG&G Heimann zum Einsatz. Sie sind strahlungsresistenter (etwa 10-fache Lebensdauer) als CCD-Kameras und liefern Bilder mit einer nutzbaren Auflösung von 760 x 560 Pixeln. Da die Größe der Leuchttargets 10 bis 25 mm beträgt, werden Objektive mit 50 mm Brennweite und Zwischenringe verwendet.

Im Gegensatz zum Versuchsstand werden am ELBE-Beschleuniger ca. 20 Kameras benutzt. Dadurch ist ein zusätzlicher externer Videomultiplexer notwendig. Unter Berücksichtigung spezieller Anwenderwünsche (simultane Erfassung von zwei Videosignalen), die den Einsatz von zwei Frame Grabbern erfordern, ergibt sich folgender Aufbau:

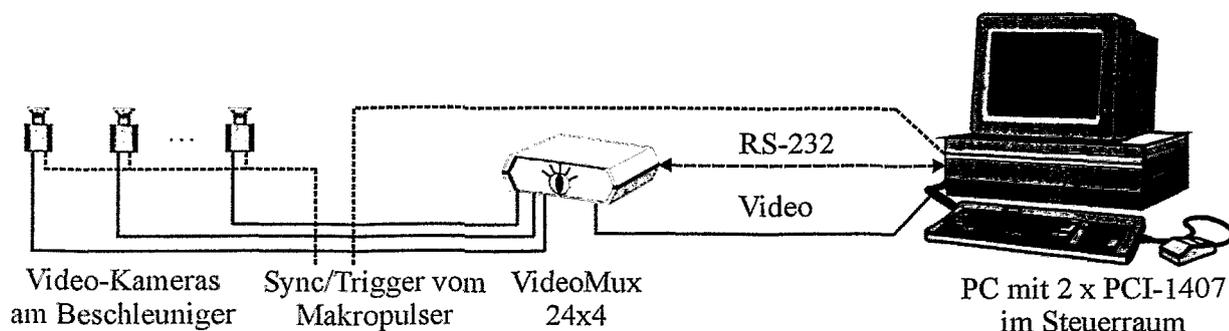


Abb. 1: Bilderfassungssystem für die Strahlungsquelle ELBE

Der Videomultiplexer 1000M der Fa. ernitec erfüllt neben der Umschaltung der Kamerasignale noch die Funktion der Videosignalregenerierung. Die vier Ausgangssignale werden über Videopotentialtrenner VPT 100 der Fa. SANTEC an die Eingänge der zwei Frame Grabber und an zwei analoge Monitore geführt. Die Steuerung des Videomultiplexers erfolgt über die RS-232-Schnittstelle. Die Trigger- und Synchronisationssignale sowie die RS-232-Signale werden umgesetzt und mit LWL-Kabel übertragen. Diese Maßnahmen dienen der galvanischen Trennung und Verminderung von Störeinstrahlungen.

3. Software

Das Programmsystem für den Injektorversuchsstand befindet sich bereits im Routinebetrieb. Es umfasst folgende Funktionen:

- Auswahl der Kamera, Erfassung und Darstellung der Kamerabilder in Echtzeit. Die Bilder werden in einem Ringpuffer gespeichert. Verstärkung, Schwarz- und Weißwert sind einstellbar.
- Nach dem Stop der Erfassung können die Bilder aus dem Ringpuffer bearbeitet (Mittelwertbildung und Untergrundsubtraktion) und gespeichert werden.
- Zwei Cursor dienen zur Kalibrierung des Bildes anhand der Targetmarkierungen. Entlang der Cursorlinien werden Intensitätsprofile berechnet und in getrennten Fenstern dargestellt.

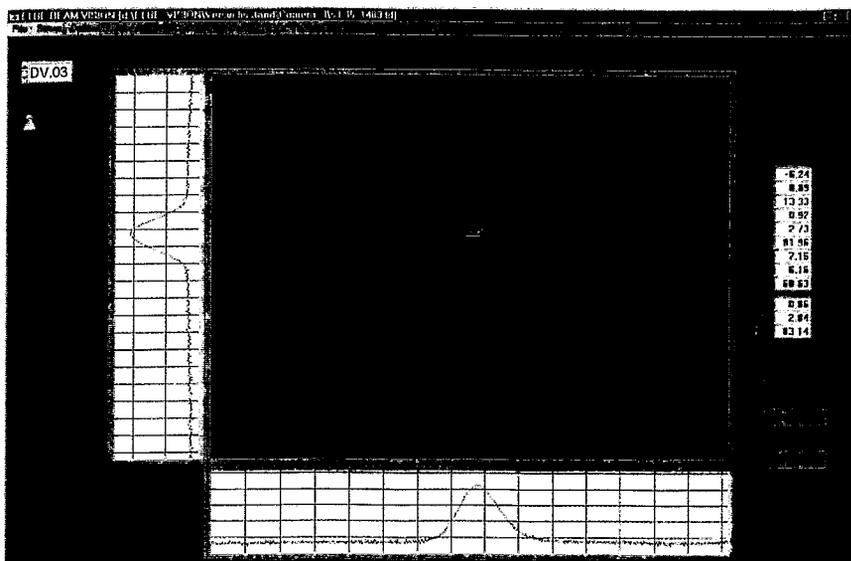


Abb. 2: Strahlbild und Intensitätsprofile mit ELBE BEAM VISION

Im nebenstehenden Bild ist die Bedienoberfläche des Programms ELBE BEAM VISION dargestellt.

Das Programm bietet dem Anwender eine integrierte Projektverwaltung. Sie garantiert die eindeutige Zuordnung der Kamera- und Bildeinstellungen zu gespeicherten Bildern und Intensitätsprofilen. Ändert sich z. B. eine Kameraposition oder Targetgröße, so hat der Anwender nur ein neues Projekt anzulegen und die Kalibrierung

der betreffenden Kamera zu wiederholen. Die neuen Werte werden dann automatisch den gespeicherten Bildern zugeordnet. Außerdem bietet das Programm die Möglichkeit gespeicherte Bilder erneut zu laden um weitere Intensitätsprofile zu bestimmen. Das aktuelle Bild kann auch in einer 3D-Falschfarbendarstellung angezeigt werden.

4. Zusammenfassung

Das beschriebene Bilderfassungssystem wird erfolgreich am Injektorversuchsstand eingesetzt. Die eigentliche Datenauswertung (Berechnung der Emittanz, ...) ist noch nicht Bestandteil des Programms, da sich die Bildbearbeitungsmethoden je nach Strahlfokussierung sehr unterschiedlich gestalten. So werden die Bilder direkt in MathCad eingelesen und interaktiv ausgewertet. Die dabei gewonnenen Erfahrungen werden in Zukunft in das Programm integriert.

3 Die Kamera

Die Kamera basiert auf dem SS1-Chipsatz der Firma Sony. Mit diesem Chipsatz können relativ kompakte Farbkameras aufgebaut werden, die eine große Freiheit in den Einstellmöglichkeiten bieten.

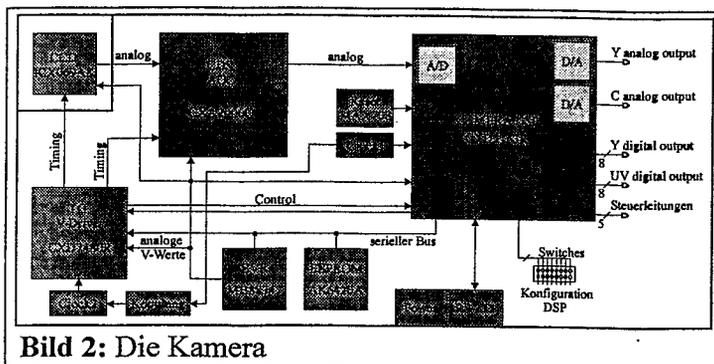


Bild 2: Die Kamera

Das Herzstück der Kamera bildet der Kamera-DSP CXD2163R. Er besitzt einen 8 Bit-ADU zur Digitalisierung der Bildinformationen. Der Anschluß eines ADUs mit einer höheren Auflösung wird unterstützt. Über jeweils einen 8 Bit-DAU werden die Informationen für Luminanz und Chroma nach außen analog zur Weiterverarbeitung zur Verfügung gestellt. Der integrierte Microcontroller dient zur digitalen Verarbeitung des Luminanz- und Chromasignals. Die hierfür nötigen Einstellungen erhält er über die serielle Schnittstelle vom PC. Die zweite Möglichkeit hierzu besteht im Auslesen der Jumper beim Booten. Diese stellen jedoch nur eine Grundkonfiguration zur Verfügung. Die umfangreichen Einstellungen werden in einem externen EEPROM gespeichert. Es ist an den lokalen seriellen Bus angeschlossen. An diesen sind noch ein achtfach DAU, der die verschiedenen im Kamerasystem benötigten Spannungen zur Verfügung stellt, und der Timinggenerator CXD2480R angeschlossen. Letzterer erhält über den Bus die Angaben über den angeschlossenen CCD-Chip und generiert dementsprechend die Timingsignale für den CCD-Sensor, in diesem Fall der ICX069AK mit 752 x 582 Pixeln, den analogen Vorverstärkungsbaustein CXA2006Q, der die Aufbereitung des analogen Signals übernimmt, und den Kamera-DSP. Der Timinggenerator hat zwar eine eigene Clock, ist aber mit der Clock des Kamera-DSPs gekoppelt.

3.1 Einstellmöglichkeiten der Kamera

Die Einstellmöglichkeiten der Kamera können in zwei Bereiche eingeteilt werden. Auf der einen Seite läßt sich das System durch externe Jumper konfigurieren. Hierdurch ist aber nur eine einfache Konfiguration möglich. Es kann entweder das PAL- oder das NTSC-System

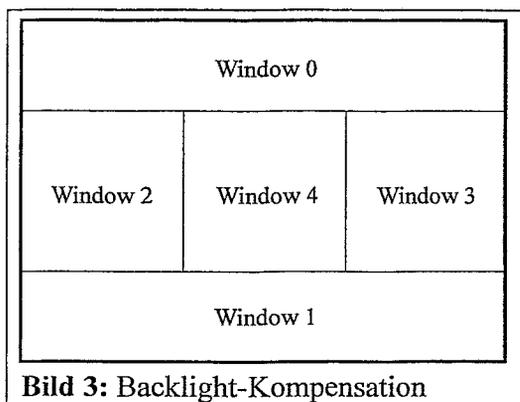


Bild 3: Backlight-Kompensation

gewählt werden. Desweiteren sind die Sensorgrößen einstellbar. Es können 1/5" bis 1/2" Farbsensoren mit einer horizontalen Pixelzahl von 360, 510, 720 oder 760 angeschlossen werden. Die Datenrate auf der seriellen Schnittstelle zum PC kann entweder 4800bps oder 9600bps betragen. Zusätzlich ist einstellbar, ob das System als Kamera arbeitet oder ein externes Videosignal wandelt. Die Gammakorrektur kann nur an- oder ausgeschaltet werden. Es sind verschiedene Verstärkungen des Analogsignals möglich, und der Shutter (Belichtungszeit) arbeitet entweder automatisch oder ist manuell von 1/50s bzw. 1/60s bis 1/10.000s einstellbar. Auf der anderen Seite kann das System über das externe EEPROM bzw. die serielle Schnittstelle umfangreich programmiert werden. Es sollen hier jedoch nur einige Einstellmöglichkeiten aufgeführt werden. Bei der umfangreichen Konfiguration wird in 10 Kategorien unterteilt (z.B. Initialisierungs-, Y/C-, DC-, Belichtungsparameter etc.). Über die bereits bei der Jumperkonfiguration einstellbaren Bereiche hinaus kann nun der Shutter bis 1/100.000s eingestellt werden. Desweiteren steht ein umfangreicher Testbildgenerator zur Verfügung. Gemäß Bild 3 kann eine Backlight-Kompensation durchgeführt werden. Hierzu wird das Bild in fünf Bereiche eingeteilt. Jeder

Bereich ist in seiner Größe einstellbar. Die eigentliche Kompensation geschieht entweder nach dem gewichteten Mittelwert, einer Histogrammberechnung oder den Max./Min.-Werten des Bildes. Wie die einzelnen Algorithmen implementiert sind, wird im Datenblatt jedoch nicht erwähnt.

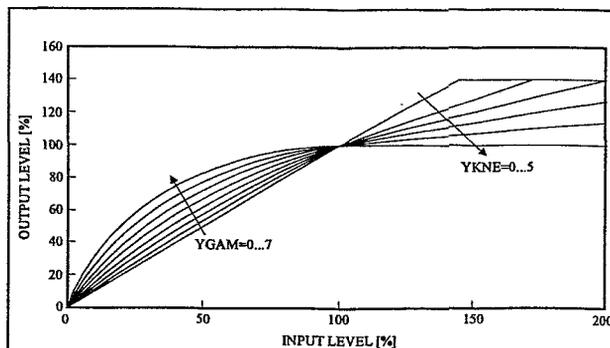


Bild 4: Gammakorrektur

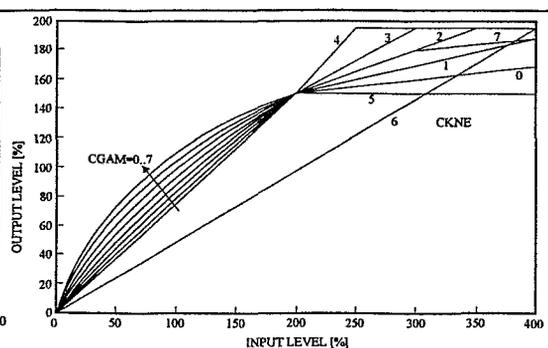


Bild 5: Chromakorrektur

Wie Bild 4 zeigt, besteht über die beiden Parameter YGAM und YKNE die Möglichkeit, den Verlauf der Gammakorrekturfunktion zu verändern. Voreingestellte Werte sind hier YGAM=4h und YKNE=0h. Analog zur Gammakorrektur eröffnet der Chipsatz die Möglichkeit einer Chromakorrektur. Bild 5 gibt Aufschluß über die vom Benutzer durch die Parameter CGAM und CKNE einstellbaren Kurven. Die voreingestellten Werte sind hierbei CGAM=4h und CKNE=7h.

3.2 Der Controller

Das Herzstück der Controllerplatine ist der 80C537. Hierbei handelt es sich um einen Microcontroller der 8051ger-Familie. Er ist in seiner Standardgrundsaltung mit Latch und EEPROM beschaltet und verfügt über zwei serielle Schnittstellen, von denen die eine zur Kommunikation mit dem PC, und die andere zur Kommunikation mit dem Kamera-

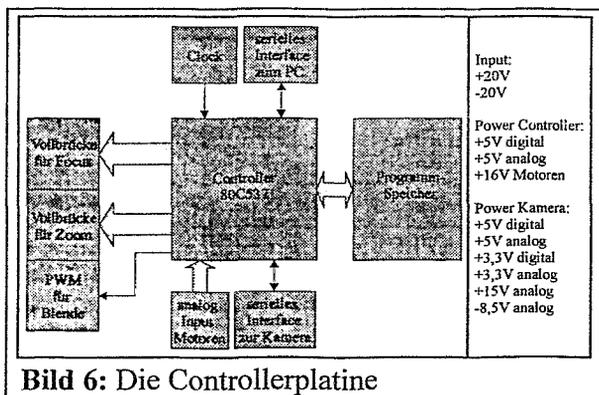


Bild 6: Die Controllerplatine

chipsatz dient. Die serielle Schnittstelle zum PC führt die normalen Spannungspegel von $\pm 12V$, wohingegen die zur Kameraplatine mit einem Spannungshub von 0V bis 5V arbeitet. Neben der Weiterleitung der Befehle zur Kamera kommt dem Controller die Aufgabe der Ansteuerung des Objektivs zu. Das eingesetzte Objektiv der Firma Cosmicar erlaubt sowohl die Einstellung der Schärfe als auch der Brennweite durch DC-Motoren. Die Ansteuerung hierfür geschieht über vom Controller gesteuerte Vollbrücken. Die Absolutwerte der Positionen werden durch Potentiometerabgriffe, deren Spannungen der Controller mit seinem internen ADU umsetzt, bestimmt. Die Ansteuerung der Iris geschieht pulswertenmoduliert.

Die Controllerplatine stellt sämtliche vom Controller und von der Kamera benötigten Spannungen zur Verfügung. Aus einer Versorgungsspannung von $\pm 20V$ werden zweimal +5V für die analogen und die digitalen Komponenten der Controllerplatine generiert. Zusätzlich wird noch +16V für die Motoren generiert. Der Kamera werden jeweils +5V und +3,3V sowohl für die analogen als auch für die digitalen Komponenten zur Verfügung gestellt. Desweiteren werden noch +15V für den Analogbereich und -8,5V für den CCD-Sensor generiert. Die letztgenannte Spannung muß als letzte angeschaltet und als erste ausgeschaltet werden.

4 Die PCI-Karte

Die Bilddaten werden von der Kamera 16bittig geliefert. Hierbei enthält ein Datenwort acht Bit für den Luminanzwert Y und acht Bit für den Chromawert U oder V. Die Datenworte werden von der Kamera mit 13,5MHz ausgetaktet. Dies ergibt ein Datenvolumen von ca.

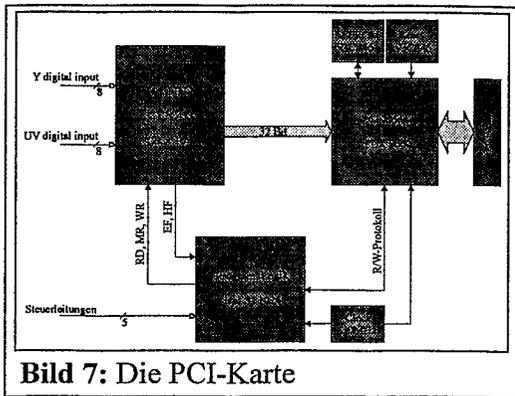


Bild 7: Die PCI-Karte

26MByte/s. Diese Datenmenge muß nun in den PC eingelesen werden. Hier bietet sich eine PCI-Karte an. Sie sollte im Burst-Modus eine maximale Übertragungsrate von 132MByte/s aufweisen.

Wie aus Bild 7 zu sehen ist, übernimmt der Baustein PLX9060 die Kommunikation mit dem PCI-Bus. Dieser Chip unterstützt den DMA-Transfer. Die Kamera schreibt ihre Daten mit einer Breite von 16 Bit in die auf der PCI-Karte vorhandenen FIFOs. Wird durch das Anwenderprogramm von der PCI-Karte gelesen, so werden die Daten mit

einer Breite von 32 Bit aus den FIFOs ausgelesen und in den PC übertragen. Das korrekte Einschreiben in die entsprechenden FIFOs, das Unterdrücken der Dummypixel und die parallele Ausgabe der Daten an den PCI-Baustein steuert ein CPLD der Firma Lattice durch Auswertung der Steuerleitungen auf der Kameraseite und der Leitungen für das R/W-Protokoll auf der PCI-Seite.

5 Der Treiber

Wie allgemein bekannt ist, darf unter Windows NT nicht direkt auf die Hardware, in diesem Fall die PCI-Karte, zugegriffen werden. Der Zugriff auf Hardware wird nur über Treiber erlaubt. Sollen im Anwenderprogramm nun die Bilddaten eingelesen werden, so kann dies durch Aufruf der Funktion ReadFile (zum Schreiben der Daten könnte analog die Funktion WriteFile benutzt werden) geschehen. Durch diese Funktion wird eine Message an den I/O-Manager gesendet, die in der Treiber-Routine DeviceIoControl verarbeitet wird. In dieser Routine findet nun entsprechend der Übergabeparameter und der Programmierung die eigentliche Datenübertragung statt. Hier können nun folgende Treiberkonzepte verfolgt werden. Zum einen besteht die Möglichkeit, den Speicher der Karte in den Speicher des Programms einzublenden. Dies erlaubt jedoch nur eine Übertragungsrate von 2MByte/s. Erst ein DMA-Treiber erlaubt das Einlesen der Bilddaten in Echtzeit. Das Laden des Treibers geschieht mit der DriverEntry-Routine. Mit der Unload-Routine wird der Treiber beendet.

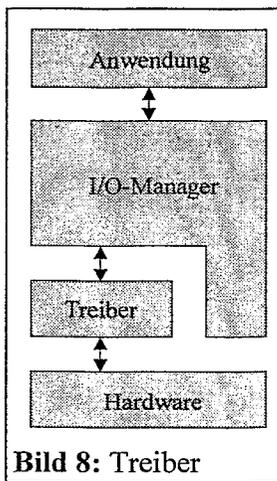


Bild 8: Treiber

6 Danksagung

Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. E.h. Wolfgang Weber danke ich für sein förderndes Engagement. Herrn Heimann danke ich für die Realisierung des Kamerasystems in Hard- und Software im Rahmen seiner Diplomarbeit.

7 Literaturverzeichnis

- [1] Viscarola, Peter G., Mason, W. Anthony: *Windows NT Device Driver Development*, OSR Open Systems Resources, Inc., 1999
- [2] Baker, Art: *The Windows NT Device Driver Book*, Prentice Hall PTR, 1997
- [3] Datenblätter zum SS1-Chipsatz (Sony) und zum PLX9060 (PLX-Technology)

Simulation gegengekoppelter Schaltungen mit extrem hoher Bandbreite

Gerd Nowack

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität-Bochum, 44780 BOCHUM

Nowack@etdv.ruhr-uni-bochum.de

1. Transistoren mit extrem hoher Bandbreite: vor 25 Jahren

Zu Beginn der zweiten Hälfte der Entwicklung schneller Transistoren stand die Überschreitung der 1 GHz-Transitfrequenz Grenze. Die Siemens HF-Transistortypen BFW 92 und BFR 34A waren vielen bekannt und wurden prompt zur Verbesserung von Schaltungsparametern eingesetzt. Dabei gab es durchaus Risiken, denn die Datenbuchangabe über die Transitfrequenz von Transistoren beruhte auf einer „Hochrechnung“: sie war das Produkt aus Stromverstärkung und Grenzfrequenz – Größen, die leicht zu messen sind. Diese „Simulation“ der Transitfrequenz setzt aber ein 1-poliges Verhalten der Stromverstärkung bis mindestens zur Transitfrequenz voraus. Diese Voraussetzung war aber in der Regel nicht erfüllt, so daß oft die gewünschten Verbesserungen durch Gegenkopplung nicht erreicht werden konnten. Was dann aber tatsächlich erreicht wurde, war Gegenstand wissenschaftlicher Tagungen in Europa, aber besonders in den USA. Aus dieser Zeit stammt die Präsentation eines schnellen Start/Stop-Triggers [1], der Betriebsgrenzfrequenzen von 800 MHz und eine Zeitauflösung von 20 ps bei 40 dB Amplitudendynamik erreichte. Der verbleibende Rise-time-walk betrug 150 ps bei einer Variation der Anstiegszeit zwischen 5 und 50 ns.

2. Transistoren mit extrem hoher Bandbreite: heute

Der Stand der heutigen Technik auf dem Gebiet der Transistoren extrem hoher Transitfrequenz läßt sich nicht einheitlich beschreiben. Viele Unternehmen und ihre Forschungspartner an den Hochschulen bereiten sich auf die nächste Generation von Geräten vor, deren Grenzfrequenz oder Taktrate von gegenwärtig 10 GHz auf etwa 40 GHz steigen wird. Ein preiswerter Transistor für diese Anforderung ist sicherlich der SiGe-Hetero-Bipolar-Transistor (SiGe-HBT), an dem viele Firmen und Forschungsinstitute arbeiten. In Deutschland vor allem Siemens, die Daimler-Benz-Forschung, TEMIC, AEG, usw, aber auch die RUB Bochum: Professor Rein [2] am Lehrstuhl für elektronische Bauelemente und integrierte Schaltungen.

Bei diesen Transistoren entstehen die Dotierungszonen durch Aufdampfen:

Auf ein n-leitendes Grundmaterial wird ein p-dotierter SiGe-Mischkristall mittels Molekularstrahlepitaxie (MBE) aufgebracht: Bei 10 nm Dicke benötigen Elektronen nur noch 1 ps, um die Basiszone zu durchlaufen. Höchste Transitfrequenzen werden dadurch möglich. Darüber wird eine n-leitende Si-Schicht für den Emitter aufgebracht. Die Chronik der SiGe-HBTs sieht in etwa so aus:

1990:	IBM:	$f_t = 75$ GHz.
1993:	TEMIC:	$f_t = 120$ GHz
1995:	TEMIC:	$f_t = 150$ GHz

Die Technologiegrenzen scheinen aber heute erreicht zu sein! Preiswerte und schnelle Transistoren stehen zur Verfügung.

Die amerikanische Schule hat erwartungsgemäß schon die übernächste Generation im Auge. Dabei geht es um die vorzüglichen Eigenschaften der GaAs-Kristalle. Seit einigen Jahren wird an MODFETs aus GaAs gearbeitet. Sie haben Ähnlichkeit mit MOSFETs, aber die Modulation der Leitfähigkeit im Kanal gelingt wesentlich effektiver. Der Kanal ist hochdotiert wie eine Intrinsic-Zone, wodurch die Steilheit auf 1000 mS pro mm Gatebreite ansteigt. Die „Isolationsschicht“ hat eine Dicke von 300 Å (Ångström). Als Technologie wird wieder MBE eingesetzt. Schon 1991 erreichte Hadis Morkoç [3] vom Material Research Laboratory eine Transitfrequenz von $f_t = 250$ GHz.

Die MODFETs konkurrieren noch mit den HEMTs, den High Electron Mobility Transistoren. Dabei geht es um die Ausnutzung einer hohen Elektronenbeweglichkeit im Grundmaterial.

Das zeigt die folgende Tabelle:

Si: 1900 cm ² /[Vs]	Ge und SiGe, mixed: 3900 cm ² /[Vs]
GaAs: 7000 cm ² /[Vs]	InAs: 23000 cm ² /[Vs]
InSb: 76000 cm ² /[Vs]	

Die Laborwerte von MODFETs und HEMTs liegen bei $f_t = 1000$ GHz = 1 Tera Hz (1 THz). Das entspricht einer Wellenlänge von 300 µm, d.h. sie ist nur noch um den Faktor 545 größer als die Wellenlänge des grünen Lichtes (550 nm), bzw. um den Faktor 50 größer als die Infrarotstrahlungswellenlänge.

3. Gegenkopplung als Versuchung (?): Emitter Follower: EF und Trans Impedanz Stage: TIS
 Im Bereich höchster Bandbreiten sind Schaltungsstrukturen mit 100 % Gegenkopplung ungeeignet. Trotzdem sind in der Literatur sehr häufig der Emitterfolger und der Strom/Spannungs-Konverter zu finden. Ein Beispiel für den Strom/Spannungs-Konverter zeigt die folgende Abbildung:

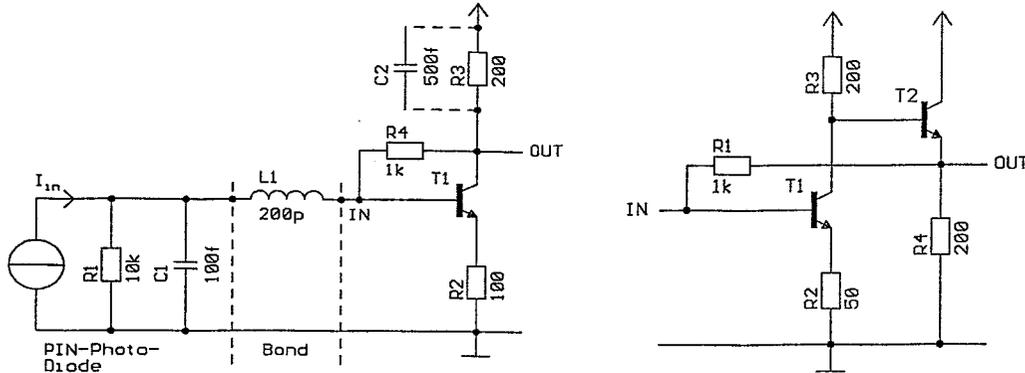
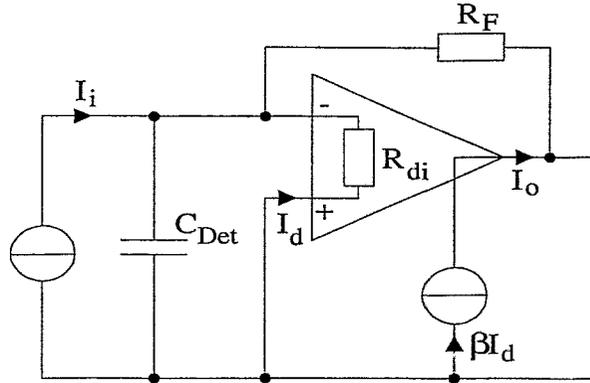


Abbildung 1: Schaltpläne zweier Strom/Spannungs-Konverter

Es ist leicht zu sehen, daß die Ausgangsspannung 100 %-ig auf die innere Ansteuerspannung des 1- oder 2-stufigen inneren Transistorverstärkers gegengekoppelt wird. Die Gegenkopplung wird angewandt, um die Betriebsparameter wie Grenzfrequenz, Ein- oder Ausgangswiderstand, Linearität, usw. zu verbessern, allerdings mit dem Risiko, daß aufgrund zu kleiner Phasenreserve die Betriebsverstärkung stark überhöht ist bzw. der Verstärker instabil schwingt. Es muß deshalb den Schaltungsstrukturen der Vorzug gegeben werden, deren Gegenkopplungsfaktor einstellbar ist, d.h. die Betriebsparameter werden bis zum aperiodischen Grenzfall der Betriebsverstärkung (Phasenreserve der Ringverstärkung: etwa 65°) verbessert. Ist das Ergebnis nicht ausreichend, müssen bessere Transistoren eingesetzt werden, bzw. es müssen parasitäre Einflüsse erkannt, analysiert und abgestellt werden. In der Abbildung 2 wird der Einfluß einer Detektordioden-Kapazität untersucht. Es ist zu erkennen, daß der zusätzliche Tiefpaß in der Ringverstärkung die Phasenreserve unzulässig verkleinern kann.



C_{Det} : parasitic detector capacity ($\rightarrow 0$) R_{di} : differential input resistance ($\rightarrow 0$)

Abbildung 2. Analyse eines kritischen Strom/Spannungs-Konverters

Der Transistor wird hier durch eine stromgesteuerte Stromquelle mit der Stromverstärkung β_i idealisiert. Ohne Berücksichtigung des parasitären Elements wäre die Betriebsstromverstärkung A:

$$A = g_{cs} \frac{\beta_i}{1 - g_{fb} \beta_i} \text{ with } g_{cs} = -1 \text{ and } g_{fb} = -1 \rightarrow A_{\infty} = \frac{I_o}{I_i} = -1 \rightarrow V_o = I_o R_F \Big|_{\beta_i \rightarrow \infty} \quad (1)$$

Mit Berücksichtigung der parasitären Detektorkapazität ergibt sich für den Rückkopplungsfaktor:

$$g_{fb} = \frac{I_d}{I_o} \Big|_{I_i=0} = - \frac{1}{1 + i\omega R_{di} C_{Det}} \rightarrow \tau = R_{di} C_{Det} \rightarrow \omega_c = \frac{1}{R_{di} C_{Det}} \quad (2)$$

Nun ist die Phasenreserve nahezu aufgebraucht, d.h. die Sprungantwort zeigt ein starkes Einschwingen, bzw. es genügt eine weitere minimale parasitäre Phasendrehung, und der Konverter wird am Ausgang ungedämpfte Schwingungen zeigen.

Die beste Verstärkerrealisierung ist an das theoretische Konzept der optimalen Struktur des gegengekoppelten Verstärkers bestmöglich adaptiert. Der Bufferverstärker und der Strom/Spannungs-Konverter haben gravierende Probleme wegen ihrer 100 %-igen Gegenkopplung. Besonders schwerwiegend sind die Abweichungen gegenüber dem idealen Verhalten im Bereich mittlerer Frequenzen, also dort wo die Ringverstärkung nicht mehr groß gegenüber der Betriebsverstärkung ist. Dieser Übergangsbereich wird hauptsächlich durch die Größe der Phasenreserve bestimmt:

- $\varphi_{Res, T} \approx 90^\circ$ asymptotisches Verhalten
- $\varphi_{Res, T} = 64,83^\circ$ aperiodischer Grenzfall: Anhebung der Verstärkung auf $|A| = 1$
- $0 < \varphi_{Res, T} < 64,83^\circ$ nicht akzeptable Überhöhung der Verstärkung $|A| \gg 1$
- $\varphi_{Res, T} \leq 0$ instabiler Verstärker, Oscillator

4. Instabilität durch die Phasendrehung von Mehrfach-Polen der inneren Verstärkung (g_i)

Die Probleme von Mehrfachpolen (n) ist in der Literatur gut bekannt. In dieser Arbeit soll n als reelle Zahl betrachtet werden. Das bedeutet die Möglichkeit einer variablen Phasenverschiebung in der Ringverstärkung. Näherungsweise läßt sich dieser Fall durch Mehrfachpole erreichen, deren Grenzfrequenzen in der Nähe der kritischen Transitfrequenz liegen. Abbildung 3 zeigt sehr deutlich die Wirkung einer Variation von n für den Fall eines Unity-gain Verstärkers. Bei $n = 1,47$ steigt die Verstärkung gerade auf den gewünschten Wert von 1 an (aperiodischer Fall). Die Vergrößerung von n reduziert dann die Phasenreserve bei der Transitfrequenz der Ringverstärkung auf nicht-akzeptable Werte.

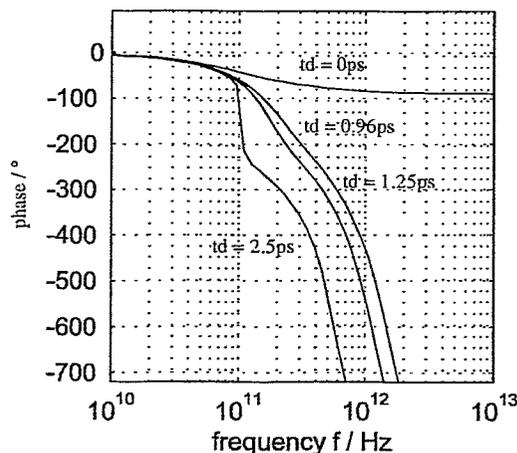
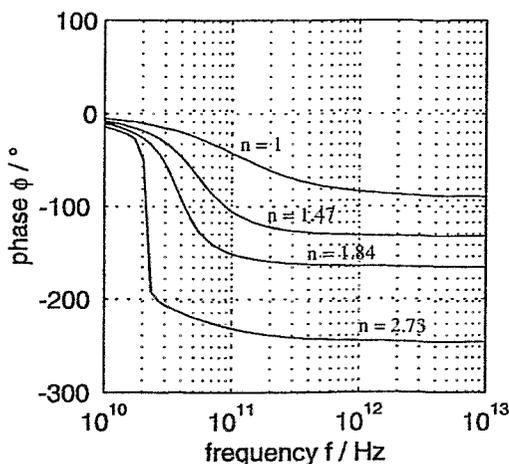
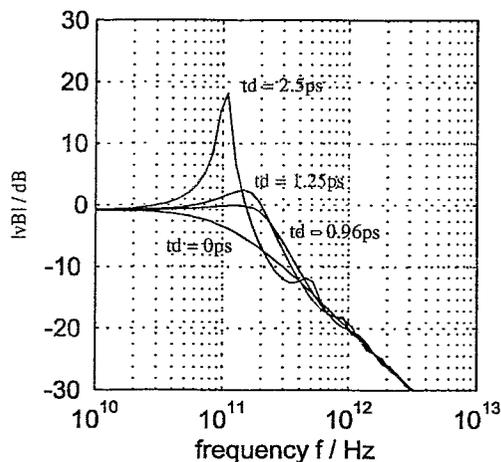
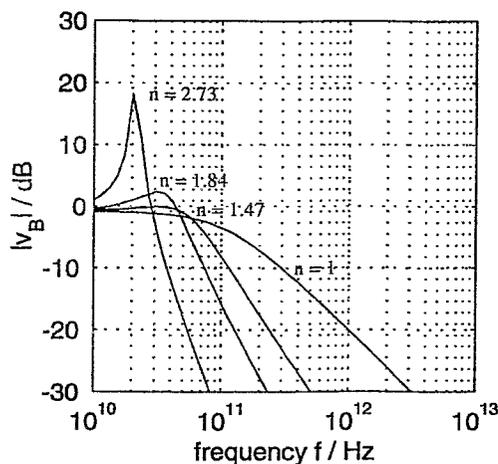


Abbildung 3: Frequenzgang bei Destabilisierung durch multiple Pole n

Abbildung 4: Frequenzgang bei Destabilisierung durch Laufzeiten t_d

5. Instabilität durch die phasendrehende Wirkung von Signallaufzeiten

Die Laufzeitprobleme im Schaltungslayout (siehe Abbildung 4) werden in der Literatur unterbewertet. Im Falle von Minimalphasensystemen kann ein zusätzlicher Pol nur eine Phasenverschiebung von maximal 90° bewirken. Das bedeutet eine entsprechend geringere Phasenreserve. Im Falle von Laufzeiten ist die Phasendrehung unbegrenzt, ohne daß der Absolutwert der Ringverstärkung reduziert würde (was ja einer Verbesserung der Phasenreserve entspricht). Abbildung 4 zeigt den Frequenzgang der Betriebsverstärkung bei der Destabilisierung durch Verzögerungszeiten.

Es ist möglich, die Verzögerungszeit als Laufzeit über eine geometrische Länge zu interpretieren. Diese hängt natürlich von der Geschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen in verschiedenen Medien ab.

Die Formel lautet:

$$L = v t_d \quad \text{with: } v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (c = \text{velocity of light, } \mu_r = 1) \quad (3)$$

Die Konsequenz der erlaubten geometrischen Längen im Submillimeterbereich bedeutet die konsequente Verwendung der mikroelektronischen Technologien für die Schaltungsrealisierung. Dies trifft ebenfalls für die Anwendung der stufenweise Gegenkopplung wie beim Emitterfolger oder Strom/Spannungs-Konverter zu. Im Frequenzbereich von 10 bis 100 GHz sind die Technologiegrenzen der Mikroelektronik bereits erreicht, so daß die Gegenkopplung nur noch moderat angewendet werden kann (also geringer als 100 %-ig), um Betriebsparameter ohne Destabilisation zu verbessern.

6. Prinzip der moderaten Gegenkopplung [4]

Die hier betrachteten Schaltungsstrukturen sind 100%-ig gegengekoppelt. In diesem Falle ist der Einfluß parasitärer Elemente dramatisch groß. Unglücklicherweise aber lassen es diese Schaltungsstrukturen nicht zu, die Gegenkopplung moderat zu reduzieren, um die bestmögliche Phasenreserve einzustellen. Deshalb sind Strom/Spannungs-Konverter und Emitterfolger für den Bereich ultrahoher Frequenzen ungeeignet.

Gegenkopplung wird natürlich in jedem Falle notwendig bleiben. Aber es sollten Schaltungsstrukturen gewählt werden, deren Gegenkopplungsfaktor einstellbar ist. Zunächst sollte ein Rückkopplungsfaktor nahe Null gewählt werden. Dann kann die Betriebsverstärkungsbandbreite durch zunehmende Gegenkopplung bis zum aperiodischen Grenzfall um den Gegenkopplungsfaktor gesteigert werden. Das Risiko für Instabilität und Frequenzgangüberhöhung ist grundsätzlich zu beachten. Abbildung 5 zeigt eine Schaltung ohne TISs und EFs.

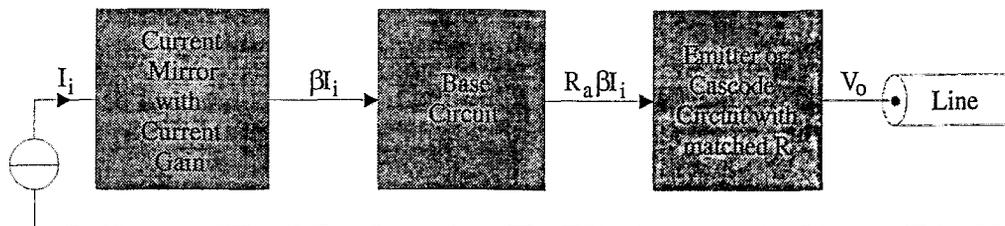


Abbildung 5: Vorschlag einer Transceiver-Schaltung ohne TISs und EFs

Der Detektorstrom wird zunächst so hoch wie möglich durch einen unsymmetrischen Stromspiegel verstärkt. Parasitäre Kapazitäten beeinflussen Stromsignale fast gar nicht. Die folgende Basischaltung läßt sich ohne Gegenkopplung bis zu extrem hohen Bandbreiten betreiben. Die letzte Stufe sollte kein Bufferverstärker sein, sondern eine Stufe mit bestmöglicher Leitungsanpassung. Dazu ist die Cascode-Schaltung bestens geeignet, da sie sehr effektiv den Millereffekt der Rückwirkungskapazität unterdrückt.

In jedem Fall müssen Gegenkopplungsschaltungsstrukturen mit größter Sorgfalt behandelt werden. Das geht nicht ohne einen fundierten theoretischen Background, ohne den Analyse und Synthese solcher Schaltungen nicht gelingen kann. Optimale Schalungen verfügen über eine in der Größe einstellbare Gegenkopplung, um in jedem Fall den aperiodischen Grenzfall einstellen zu können.

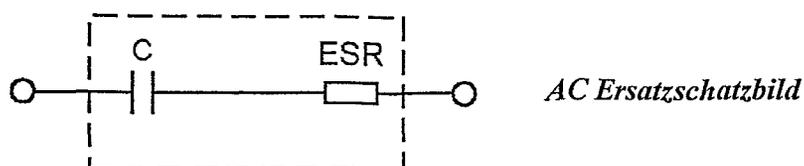
7. Literatur

- [1] Gerd Nowack, Heinz Josef Romanski: A non-conventional Constant Fraction Trigger (CFT) with Pulse-Differentiation for Time-Measurements with high Resolution, 1977 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Phoenix, Arizona, April 25-27, 1977, USA, Proceedings pages: 23 - 26
- [2] Hans-Martin Rein, M. Möller: Design Considerations for Very-high-speed Si-Bipolar IC's Operating up to 50 Gb/s, IEEE Journal of Solid-state Circuits, Vol. 31, No. 8, August 1996
- [3] Hadis Morkoç, Modulation-doped FET's providing gain at 250 GHz and oscillating at frequencies well above, extend the horizons of high performance circuits, from signal processing to space, Circuits and Devices, November 1991, 15 - 20
- [4] Gerd Nowack: Ultra-high Speed Mechanisms of Amplification and Conversion in optical Wide Area Networks, International Conference on Informational Networks and Systems: ICINAS-98, 7.-12. September 1998, Sankt Petersburg, Russia, Proceedings: 66 - 74

In situ Diagnose eingebauter Al-Elkos

H. Leopold

Institut für Elektronik, Technische Universität Graz



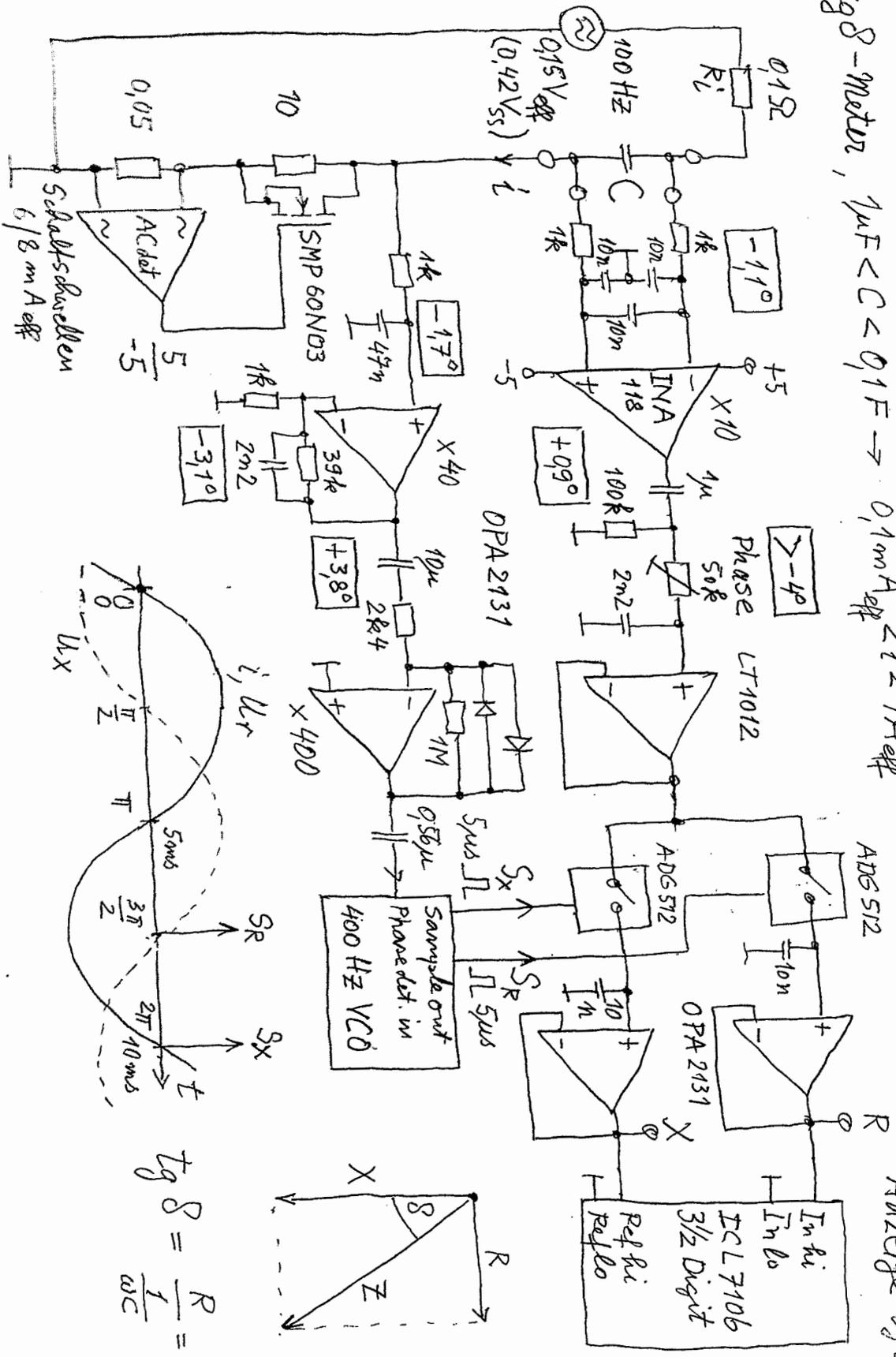
Zum Ende der Lebensdauer steigt ESR, weil der verfügbare Sauerstoff im Elektrolyten verbraucht ist. ESR bei 100 (120) Hz neuer Elkos hängt von Kapazität und Nennspannung ab. Der Verlustfaktor $\text{tg}\delta = \text{ESR} \cdot \omega C$ bei 100 (120) Hz ist hingegen von Kapazität, Bauform und Nennspannung so geringfügig abhängig, daß er ohne Vergleich mit einem Neuwert zur Beurteilung des Zustandes eines Al-Elektrolytkondensators gut geeignet ist. Laut Datenblatt [1] liegt der für jedes Exemplar z.B. der Reihe RML 084 garantierte und nach der Fertigung bei 100 Hz gemessene Maximalwert des Verlustfaktors der Elkos (100 bis 10000 μF , 6,3 bis 63 V) zwischen 0,09 und 0,4. C. Bateman hat [2] vorgeschlagen, den Zustand von nassen Al-Elkos durch Messung von $\text{tg}\delta$ zu diagnostizieren und eine Vorrichtung angegeben [3], die diese Messung an nicht ausgelöteten aber stromlosen Kondensatoren ermöglicht. Meine schaltungstechnische Lösung einer solchen Vorrichtung ist auf den folgenden Abbildungen dargestellt.

[1] Data Handbook PA 01 Electrolytic Capacitors 1996, Philips Components

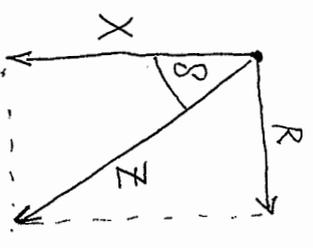
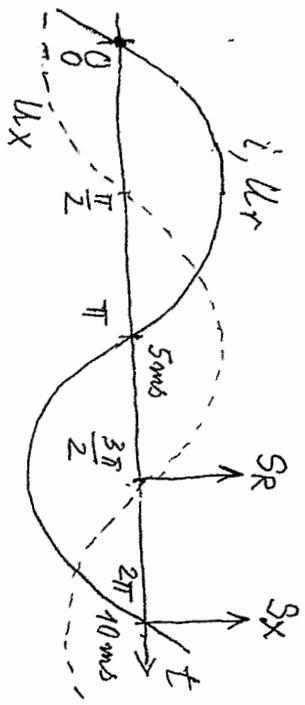
[2] Electronics World, S. 362 – 368, Mai 1999

[3] Electronics World, S. 484 – 490, Juni 1999

$\text{tg } \delta$ -motor, $1 \mu\text{F} < C < 0,1 \text{F} \rightarrow 0,1 \text{mA}_{\text{eff}} < i < 1 \text{A}_{\text{eff}}$



$$\text{tg } \varphi_{\text{HP}} = \frac{1}{\omega RC}, \quad \text{tg } \varphi_{\text{TP}} = -\omega RC$$

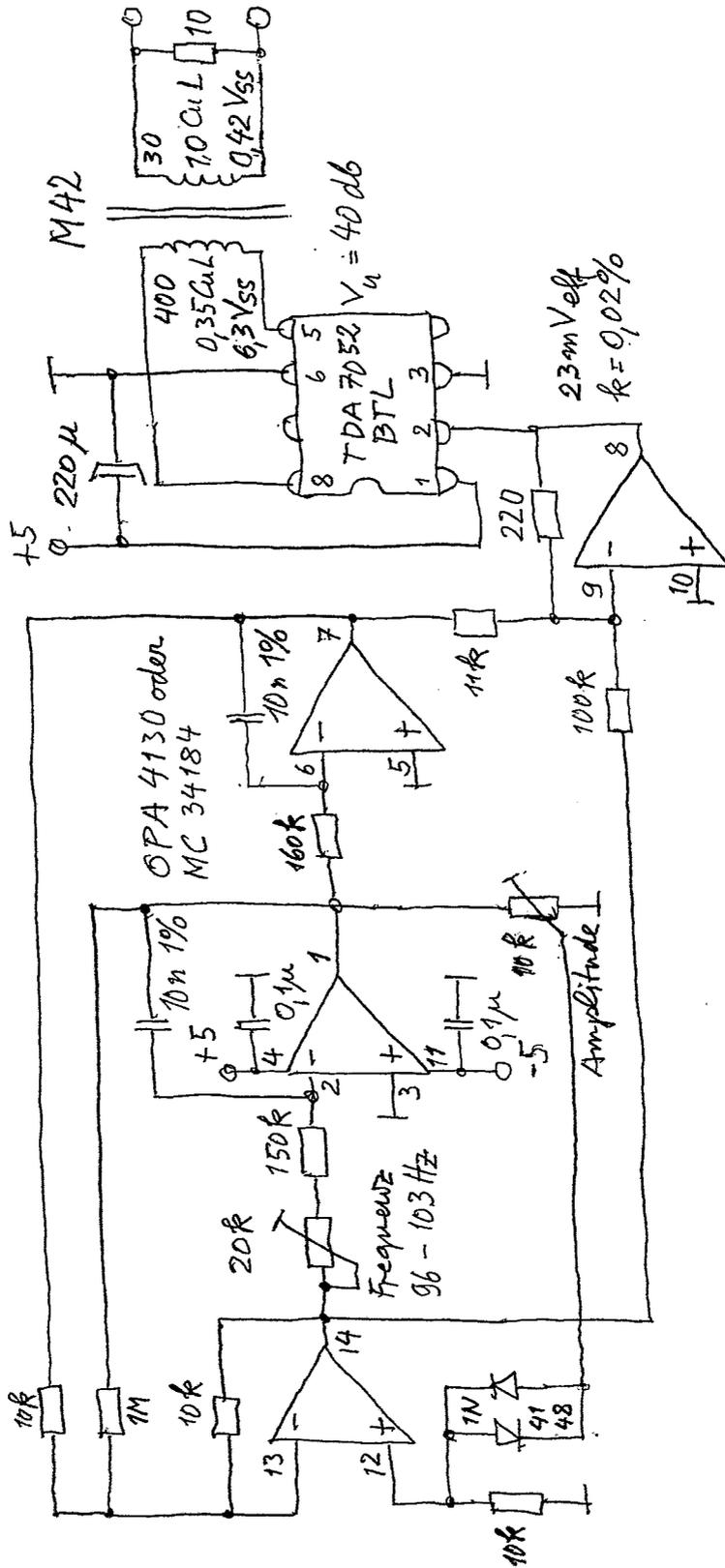


$$\text{tg } \delta = \frac{R}{\omega C} = \frac{R}{X}$$

HL, 19.9.99

Anzeige $\text{tg } \delta$

100 Hz - Sinusoszillator für 3-Meter
 150 mV_{eff}, R_i = 0,1 Ω, kurzschlussfest

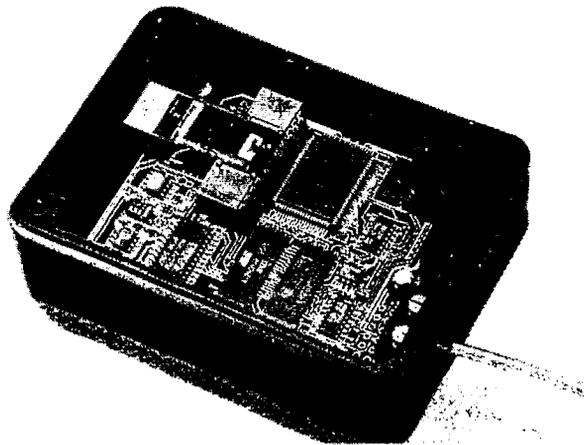


Systementwicklung für LIGA-Spektrometer

Thomas Kühner, Peter Krippner
Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Instrumentierung (HPE),
Institut für Mikrostrukturtechnik (IMT)
Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Postfach 3640, 76021 Karlsruhe

1. Einleitung

Unter Verwendung des LIGA-Verfahrens wurden am Forschungszentrum Karlsruhe miniaturisierte Gitterspektrometer für den sichtbaren und nahen infraroten Bereich entwickelt, die sich durch Abformtechnik kostengünstig in großen Stückzahlen produzieren lassen. In Verbindung mit einer entsprechenden Auswertelektronik können kompakte Spektrometersysteme (Abb. 1) realisiert und somit eine Vielzahl neuer Aufgabenfelder erschlossen werden.



Spektralbereich:	380 nm - 780 nm
Spektrale Auflösung:	7 nm (12 nm)
max. Transmission:	25 %
Übertragungsfaser:	50 µm (100 µm) / 125µm, Stufenindex
Photodiodenzeile:	Silizium, 256 / 512 Pixel, 25 µm Pitch
Integrationszeit:	20 ms / 40 ms - 2,5 sec
Dynamik:	> 10000
Leistungsaufnahme:	ca. 500 mW
Abmessungen:	71 x 59 x 24 mm ³

Abb. 1: Mikrospektrometersystem für den sichtbaren Bereich

Über eine Faser in den Spektrometerbaustein eingekoppeltes Licht wird am Reflexionsgitter spektral aufgeteilt und auf die Fokuszeile abgebildet. Die Wandlung der spektralen Information in elektrische Signale erfolgt durch auf den jeweiligen Wellenlängenbereich zugeschnittene Photodiodenzeilen. Sie haben entscheidenden Einfluß auf Dynamik und spektrale Auflösung des Gesamtsystems. Der Einsatz eines Mikrocontrollers ermöglicht eine einfache und flexible Ansteuerung unterschiedlicher Detektorzeilen. Zugleich findet die Erfassung der digitalisierten Meßsignale und die weiterführende Datenverarbeitung statt. Die Schnittstellen des Controllers erlauben die Kommunikation und den Transfer der Meßdaten zu einem übergeordneten Computersystem.

Aufbau und Ausführung der Spektrometerbausteine und der Photodiodenzeilen erfordern mitunter eine spezielle Aufbau- und Verbindungstechnik, um kompakte Gesamtsysteme zu erzielen, wie am Beispiel des NIR-Spektrometers gezeigt wird.

Das vorgestellte Konzept ermöglicht einen vielfältigen Einsatz der Systeme. Mit der Anbindung an einen PC über die serielle Schnittstelle kommen sie z. B. als Testsystem zur Charakterisierung der Spektrometerbausteine innerhalb der Fertigungslinie oder als Evaluierungssystem für neue Anwendungen zum Einsatz. Überdies bilden sie die Basis kompakter Analysegeräte mit integrierter Datenauswertung im Bereich der Medizin- und Farbmeßtechnik.

2. Der Spektrometerbaustein

Mit dem am Forschungszentrum Karlsruhe entwickelten LIGA-Verfahren ist es möglich, optische Funktionselemente zu erzeugen, deren Detailabmessungen im Bereich von zehntel Mikrometern liegen und Strukturhöhen von einigen hundert Mikrometern aufweisen.

In Abb. 2 ist der schematische Aufbau des Spektrometerbausteins für den sichtbaren und nahen infraroten Bereich ($<1000\text{ nm}$) dargestellt. Das über eine Multimode-Glasfaser in die Kernschicht des lichtleitenden Drei-Schicht-Resistaufbaus eingestrahlte polychromatische Licht wird am Reflexionsgitter, das mit Silber bzw. Gold besputtert ist, spektral aufgeteilt und auf die Fokuszeile abgebildet.

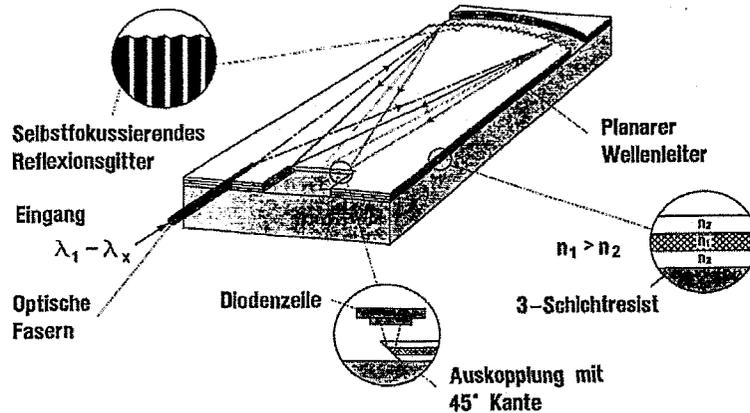


Abb. 2: Schema des Spektrometerbausteins

Dort wird es durch Totalreflexion an einer um 45° geneigten Kante umgelenkt und aus dem Baustein ausgekoppelt. Durch die parallele Strukturierung des selbstfokussierenden Reflexionsgitters, des Führungsschachts für die Lichtleitfaser sowie der Auskoppelkante lassen sich planare Mikrospektrometerbausteine ohne bewegliche Teile herstellen, bei denen jegliche Justierung entfällt.

Der Einsatz des Drei-Schicht-Polymerwellenleiters im infraroten Bereich scheitert an der hohen Dämpfung der zur Verfügung stehenden Polymere. Es wird deshalb das Konzept eines metallisierten Hohlwellenleiters verfolgt, bei dem die Strahlungsführung durch metallische Reflexion an den verspiegelten Grund- und Deckplatten erfolgt. Der Aufbau des IR-Spektrometerbausteins ist in Abb. 3 dargestellt. Der LIGA-Prozess gewährleistet eine hohe Präzision der optischen Funktionselemente (Reflexionsgitter und Auskoppelspiegel) und Haltestrukturen zueinander.

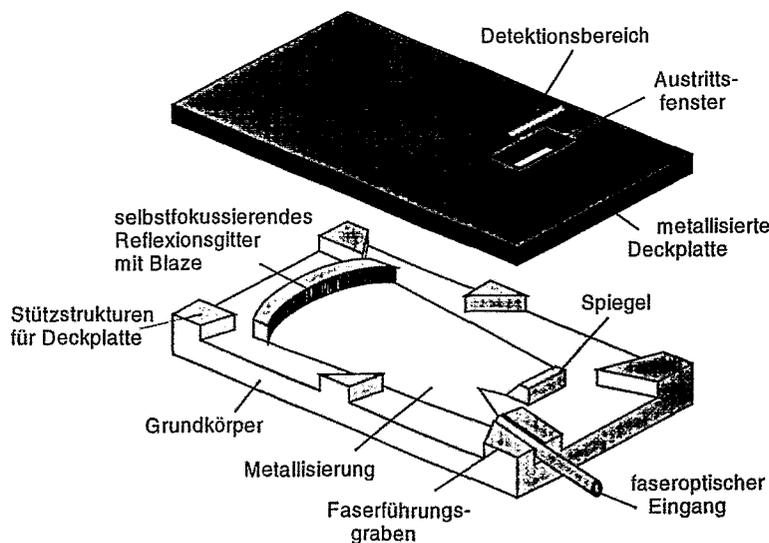


Abb. 3: Aufbau eines Mikrospektrometers in Hohlwellenleitertechnik

3. Systembeschreibung

Die Bewertung der Spektren erfolgt mit Hilfe einer Photodiodenzeile, die über dem Austrittsfenster des Spektrometers positioniert wird und die örtlich aufgespaltenen Spektralanteile in elektrische Signale umwandelt. Diese Signale werden anschließend digitalisiert und von einem Mikroprozessorsystem verarbeitet und ausgewertet (Abb. 4). Bei der Auswahl der Photodiodenzeilen ist besonderes Augenmerk auf eine hohe Empfindlichkeit und geringes Rauschen zu legen, um eine hohe Dynamik des Gesamtsystems zu erzielen.

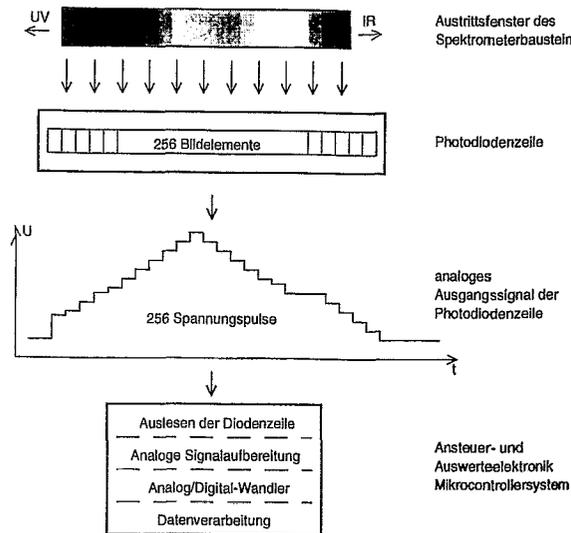


Abb. 4: Funktionsumfang des Spektrometersystems

Im sichtbaren Bereich kommen Standard-Silizium-Photodiodenzeilen zum Einsatz, die einen miniaturisierten Gesamtaufbau mit geringer Leistungsaufnahme ermöglichen. Im infraroten Bereich dagegen müssen die Detektorzeilen hochempfindlicher Systeme in der Regel bei tiefen Temperaturen betrieben werden, was aufgrund des erforderlichen Schaltungsaufwands und der zur Kühlung benötigten Leistung dem Konzept des Mikrospektrometersystems widerspricht.

Für den nahen infraroten Bereich von 1000-1750 nm stehen jedoch mit Detektoren aus Indium-Galium-Arsenid (InGaAs), die z. Z. von mehreren Herstellern entwickelt werden, Photodiodenzeilen zur Verfügung, die bedingt durch ihren geringen Dunkelstrom ohne Modulation der Strahlung und ungekühlt betrieben werden können.

Ein weiteres wichtiges Auswahlkriterium ist die Art der Ansteuerung und des Auslesens der Photodiodenzeile. Hier bieten Detektoren mit CMOS-Multiplexer aufgrund einer Versorgungsspannung und der Ansteuerpegel von + 5V eindeutige Vorteile gegenüber CCDs mit unterschiedlichen Ansteuerpegeln von bis zu + 22 V.

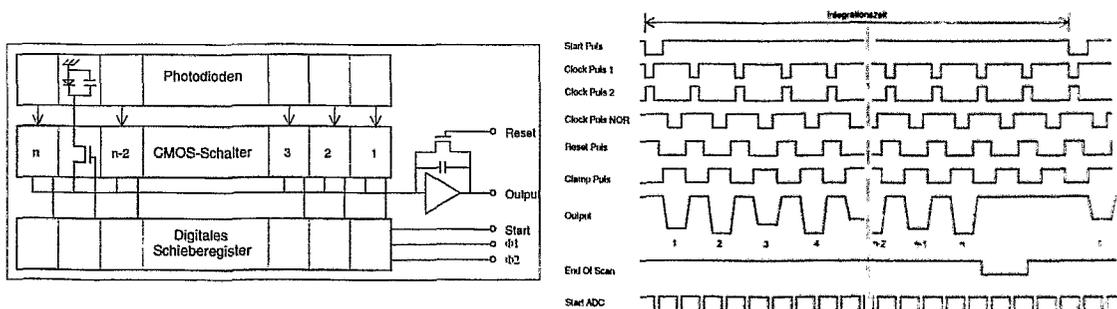


Abb. 5: Aufbau einer CMOS-Photodiodenzeile und erforderliche Pulsfolge zur Ansteuerung

Die Erzeugung der erforderlichen Pulsfolgen kann im Falle der CMOS-Logik ohne zusätzliche Logik über eine Capture/Compare-Einheit, wie sie als Standard-Funktionseinheit in vielen Mikrocontrollern integriert ist, erfolgen (Abb. 5). Dies ermöglicht eine flexible Einstellung der Integrationszeit und Anpassung der Ausleserate an den ADC zur Digitalisierung der Daten.

Am Beispiel des NIR-Spektrometers wird im folgenden der Aufbau und der Funktionsumfang des Gesamtsystems beschrieben.

In Abb. 6 ist das Blockschaltbild des NIR-Spektrometersystems dargestellt. Es besteht im Gegensatz zum VIS-System (Abb. 1) aus zwei Baugruppen, einem universellen Mikrocontrollersystem als Basis-Modul und dem darauf aufgetragenen Spektrometer-Modul, das neben dem Spektrometerbaustein und der Detektorzeile auch die Digitalisierung beinhaltet.

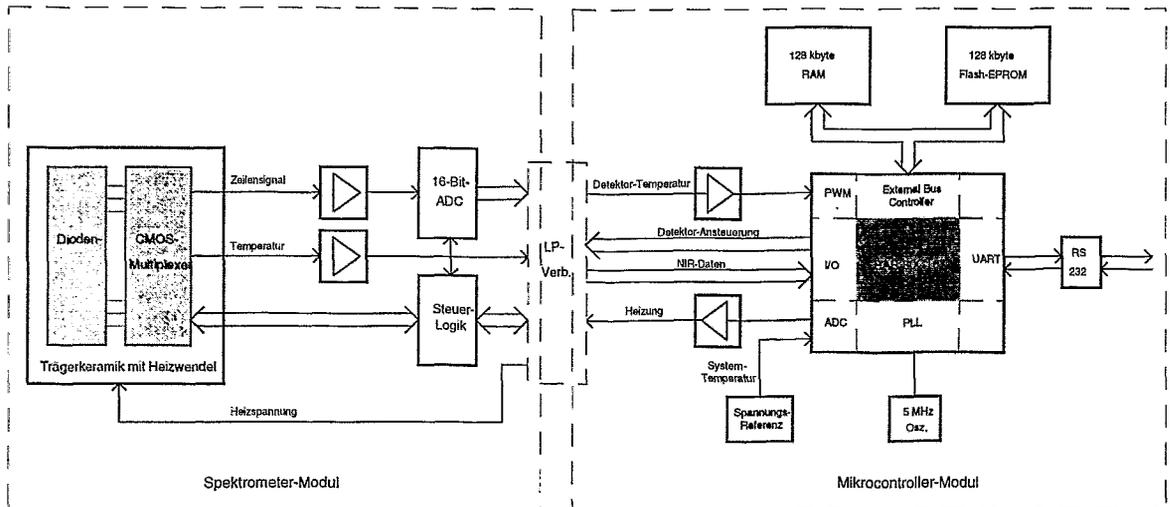


Abb. 6: Blockschaltbild des NIR-Spektrometersystems

Kern des Mikrocontroller-Moduls ist ein 16-Bit-Controller vom Typ SAB 80C167 SR von Siemens, der intern mit 20 MHz getaktet wird und zahlreiche Funktionselemente bereits integriert hat. Der 10-Bit-ADC wird zur Erfassung der Detektor- und Systemtemperatur eingesetzt, und mit Hilfe der PWM-Einheit wird ein Regelkreis zur Thermostatisierung der Photodiodenzeile realisiert. Über die Capture/Compare-Einheit werden die Ansteuersignale für die Zeile und den Analog/Digital-Wandler erzeugt. Die Meßdaten werden über einen Parallel-Port vom ADC in den Mikrocontroller übernommen, und über eine RS-232-Schnittstelle erfolgt die Kommunikation und der Datenaustausch mit einem Host-PC. Über das programmierbare Speicherinterface sind jeweils 128 kByte SRAM und Flash-EPROM angeschlossen, der Zugriff geschieht im 8-Bit-Demultiplex-Modus.

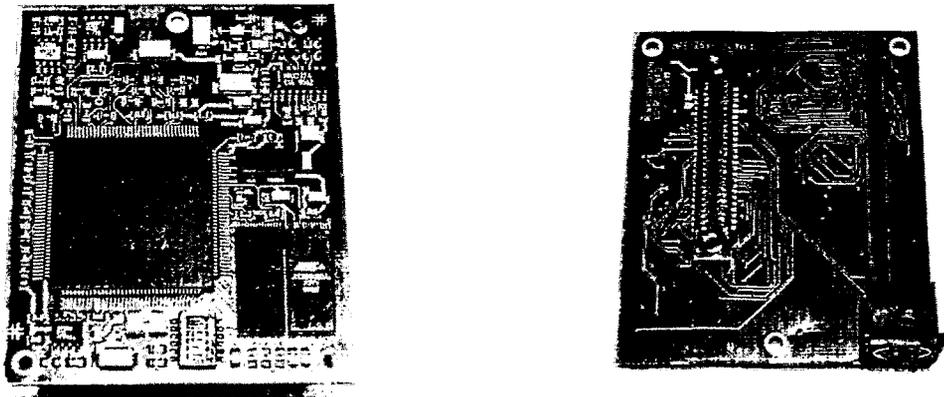


Abb. 7: Mikrocontroller-Modul des NIR-Systems

Der integrierte Bootstrap-Loader ermöglicht in Verbindung mit dem Flash-EPROM eine In-Circuit-Programmierung des Systems. Die hohe Rechenleistung dieses Mikrocontrollers erlaubt neben der Steuerung und Meßwerterfassung bereits eine weiterführende Verarbeitung der Spektrometerdaten. Die zusätzlich benötigten aktiven Bauelemente beschränken sich somit auf die Speicherbausteine, den RS-232-Schnittstellentreiber und die Operationsverstärker zur Anpassung der Temperatursignale. Die Kontaktierung des Spektrometer-Moduls erfolgt über einen 50-poligen SMD-Leiterplattenverbinder (Abb. 7). Die Mikrocontroller-Baugruppe hat eine Größe von ca. 60 x 70 mm².

Das NIR-Spektrometer-Modul besteht aus einer einseitig bestückten Platine, auf deren Rückseite ein Keramik-Substrat, das die InGaAS-Photodiodezeile und den Multiplexer beinhaltet, aufgeklebt und kontaktiert wird. Das Spektrometer wird über der Zeile justiert und überdeckt das ganze System (Abb. 8).

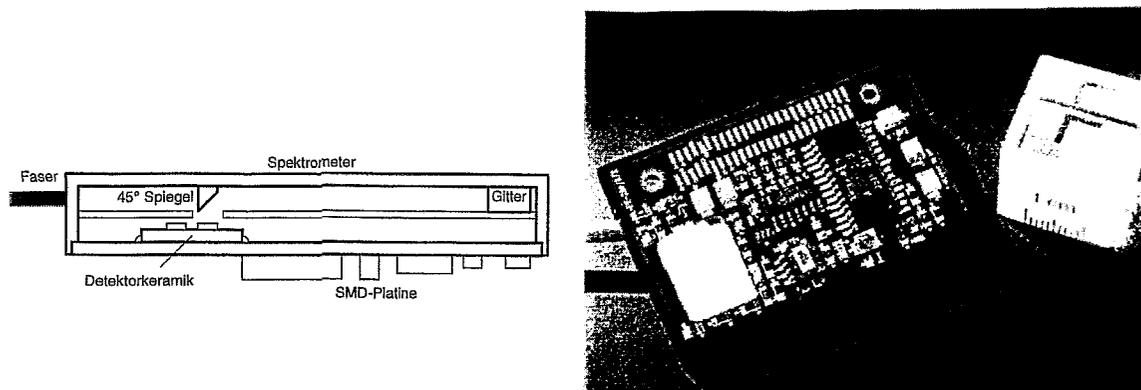


Abb. 8: Prinzipskizze und Bauteileseite des NIR-Spektrometer-Moduls

Die Versorgungsspannung, die Steuersignale und Daten werden über das 50-polige Kontaktfeld geführt. Die Schaltung umfaßt die Anpassung der Pulsfolgen zur Ansteuerung des Multiplexers und des ADCs, die Aufbereitung des analogen Ausgangssignals der Detektorzeile sowie die Digitalisierung durch einen 16-Bit-ADC. Über eine Heizwendel, die sich auf dem Keramiksubstrat befindet, wird die Zeile auf ca. 40° C thermostatisiert. Die technischen Daten des NIR-Spektrometer-Moduls sind in Tab. 1 zusammengefaßt.

Spektralbereich:	0,95 µm - 1,75 µm
Spektrale Auflösung:	< 12,5 nm (0,9 - 1,15 µm - 2. Ordnung) < 20 nm (1,15 - 1,75 µm - 1. Ordnung)
Einkopplung:	Quarzfaser (300 / 330 µm)
Höhe der opt. Struktur:	340 µm
Photodiodezeile:	InGaAs 128 Pixel, 52 µm Pitch
Integrationszeit:	1 ms - 50 ms
Detektortemperatur:	40° C
Analog/Digital-Wandlung:	16 Bit (40 kHz)
mittleres Systemrauschen:	2,3 Digits (10 ms Integrationszeit)
max. Systemdynamik:	28000
Versorgungsspannung:	5 V
Leistungsaufn. Elektronik:	60 mW
mittl. Leistungsaufn. Heizer:	135 mW
Abmessungen:	54 x 36 x 6,3 mm ³
Gewicht:	12 g

Tab. 1: Technische Daten des NIR-Spektrometer-Moduls

Die Abläufe im Spektrometersystem werden über einen Host-PC vorgegeben, der über die serielle Schnittstelle mit dem Mikrocontroller verbunden ist. Mit Hilfe einer grafischen Benutzeroberfläche, die den Datenaustausch mit weiterführenden Analyseprogrammen erlaubt, wird somit ein rascher Einstieg zur Evaluierung neuer Anwendungen im sichtbaren und nahen infraroten Bereich auf der Basis der LIGA-Spektrometer ermöglicht. (Abb. 9).

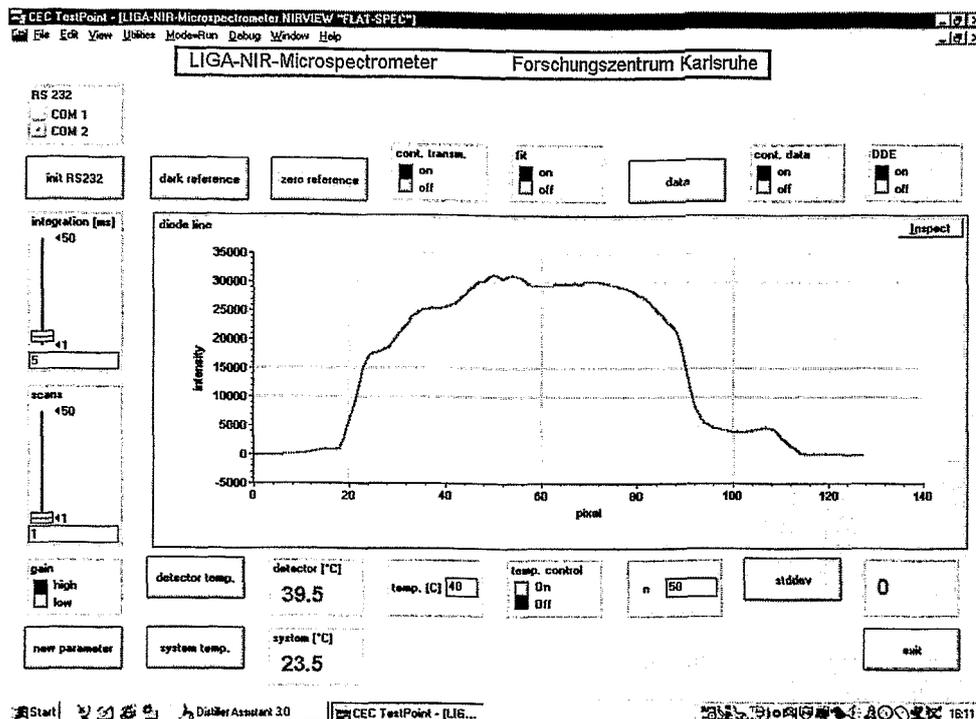


Abb. 9: Benutzeroberfläche des NIR-Spektrometersystems

Bei den Evaluierungs-Systemen wird folgende Verteilung der Aufgaben vorgenommen:

Mikrocontroller im Spektrometer-System :

- Ansteuerung der Detektor-Baugruppe (Diodenzeile und ADC)
- Einlesen der Spektren
- Erfassen der Temperaturen von System und Detektor
- Regelung der Detektortemperatur (Thermostatisierung)
- Vorverarbeitung (Offsetkorrektur und Mittelwertbildung der Spektren)
- Kommunikation mit Hostrechner / Übergabe der Meßdaten

in der Initialisierungsphase:

- Abspeichern der System- und Geräteparameter im FlashEPROM (Kenndaten des Spektrometers, Serien-Nummer und Software-Version).

Host-PC:

- Parametervorgabe und Initialisierung der Meßwerterfassung
- Auswertung der Meßdaten und graphische Darstellung
- Vorgabe der Solltemperatur des NIR-Detektors
- Überwachen der System- und Detektortemperatur

in der Initialisierungsphase:

- Ermitteln und Übertragen der System- und Geräteparameter

Die Ergebnisse der Evaluierungsphase fließen dann beim Gerätehersteller in die Entwicklung des auf die jeweilige Aufgabenstellung zugeschnittenen Stand-Alone-Systems ein, das eine vollständige Auswertung der Daten und die Benutzerschnittstelle (Tastatur und Display) beinhaltet. So wurden bereits verschiedene Geräte im Bereich der Farbanalyse (z.B. Farbmeßgerät ,Color Pen') und der Medizintechnik (Gelbsucht-Diagnose bei Neugeborenen) realisiert.

Forschungszentrum Rossendorf
H. Krug, R. Kratz
Institut für Festkörper- und Werkstofforschung Dresden
K.H. Müller, D. Eckert, A. Handstein

Energieversorgung/Ansteuerung zur Erzeugung hoher magnetischer Felder

1. Einführung

Das Magnetfeld hat fundamentale Bedeutung z.B. in der Halbleiterphysik, der Supraleitung sowie in Biologie und Chemie. Deshalb werden Anstrengungen zur Erzeugung hoher magnetischer Felder weltweit unternommen. Führende Labors sind u.a. das NHMFL Tallahassee und Los Alamos (USA), HRIM Tsukuba (Japan) und das Deutsch- Französische Hochfeldlabor in Grenoble (Frankreich). In Dresden wird gegenwärtig ein Hochfeldlabor im IFW Dresden gemeinsam von mehreren Instituten errichtet. Die 1 MegaJoule-Kondensatoranlage mit allen Schalt- und Schutzeinrichtungen wurde im Forschungszentrum Rossendorf entwickelt und gebaut.

Die Energieversorgungsanlage für hohe gepulste Felder muß eine hohe Energie bereitstellen und kurzzeitig eine sehr hohe Leistungsspitze abgeben. Eine Kondensatoranlage hat dabei folgende Vorteile:

- Sehr geringe Netzanschlußleistung
- Sehr gute Übertragung der Primärenergie in die Hochfeldspule
- Die maximale Energie muß nur kurzzeitig gespeichert werden
- Es werden keine zusätzlichen Speicherdrosseln benötigt
- Es sind nur "Ein"- Schalter erforderlich, die mit Thyristoren einfach zu realisieren sind
- Das Verfahren ist durch die große Kapazität weitgehend "noise"-frei
- Die Kondensatoren sind wartungsfrei und können mit Sicherungen und Strombegrenzungsdrosseln sicher geschützt werden.
- Die Anlage kann aus mehreren kleineren Modulen zusammengesetzt werden, was die Herstellung, die Testung und den Schutz des Gesamtsystems sehr vereinfacht.

Die Anlage besteht aus Modulen mit Energien von jeweils 250 kJoule. Kürzlich wurde ein erster Modul fertiggestellt und erfolgreich getestet. Im Beitrag werden die Konzeption für die 1MJoule- Bank vorgestellt und Simulations- sowie erste Erprobungsergebnisse mitgeteilt.

2. Der 250 kJoule- Modul

In Bild 1 ist das Prinzip eines 250 kJoule-Moduls der Kondensatorbank dargestellt. Er wurde speziell für die preiswerten Kondensatoren mit metallisierter Elektrode und hoher Energiedichte (Maxwell, Aerovox (USA) [2]) entwickelt. Diese Kondensatoren werden nur mit einer Spannungspolarität betrieben. Die Experimentatoren fordern sowohl ein Umschwingen des Feldes in die andere Polarität, als auch die Wiederholung von Experimenten mit der umgekehrten Polarität. Außerdem besteht immer die Forderung, daß die Innenseite der Hochfeldspule, in deren Nachbarschaft sich das Experiment und die gesamte Sensortechnik befindet, geerdet ist. Die Schaltung in Bild 1 ist zur Erzeugung von positiven und negativen Magnetfeldern geeignet. Sie erfüllt die Erdungsbedingung und berücksichtigt die Eigenschaften der Kondensatoren. Zum Umbau der Schaltung für positive oder negative Magnetfelder werden handelsübliche Trennschalter verwendet, die im stromlosen Zustand geschaltet werden.. Damit das problemlos möglich ist, sind verschiedene Ausgleichswiderstände erforderlich. Der wichtigste davon ist der Widerstand R4, der vor dem

Zuschalten des Schalters U5 das positive Terminal des Kondensators auf Erdpotential zieht. Die Feldform (Kurzpuls oder Langpuls), sowie der Umschwingfaktor der Kondensatorspannung (voltage reversal) werden wesentlich durch den Crowbarwiderstand, der in Reihe zu der Crowbardiode D2 geschaltet ist, bestimmt. Er kann durch die Hochvoltrelais U2 und U3 in den Stufen $R_{\text{crowbar}} = 0$, $R_{\text{crowbar}} = R3$ und $R_{\text{crowbar}} = \infty$ variiert werden. Die Kondensatorbank hat unmittelbar an den Terminals jedes Kondensators Langzeitentladewiderstände R1, die die Entladung mit einer Zeitkonstante von 10 min durchführen. Es sind außerdem Schnellentladewiderstände R2 vorgesehen, die mit einer Zeitkonstante von 0,5 s die gesamte Bank entladen können. Diese Widerstände werden durch ein Hochvoltrelais U1 geschaltet. Das Relais U1 ist durch Federkraft immer geschlossen. Es wird nur zum Aufladen der Bank und während des anschließenden Experiments gelüftet, fällt danach automatisch in den geschlossenen Zustand zurück und beseitigt damit die Restladung der Bank. Das Relais R1 dient außerdem als Aktor für das Interlocksystem. Der Operator kann das Experiment mit dem Relais U1 jederzeit abbrechen. Als Schalter wird ein Thyristorschalter mit antiparalleler Diode verwendet. Damit hat das Feld für $R_{\text{crowbar}} > 0$ immer einen Nulldurchgang zur umgekehrten Polarität. Der bipolare Betrieb für Magnetisierungsmessungen kann bei $R_{\text{crowbar}} = \infty$ mit einer durch die Verluste verringerten negativen Halbwelle des Feldes durchgeführt werden. Die Parameter der wesentlichen Bauelemente des 250 kJoule- Moduls sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

3. Die Grundlagen des Steuerprogramms

In den Bildern 2 und 3 sind die simulierten Zeitverläufe wesentlicher Signale für den positiven und den negativen Schuß dargestellt. Das Prinzip der Schaltung nach Bild 1 wird am besten durch die Zeitverläufe der folgenden Signale demonstriert:

- Kondensatorstrom $I(C1)$, Thyristorstrom $I(X_X1.X1.Scr)$, Strom der Hochfeldspule $I(L5)$
- Spannung des positiven und negativen Terminals des Kondensators

Der Zeitmaßstab wurde wegen der besseren Übersichtlichkeit geändert. So ist z.B. der Aufladevorgang wesentlich verkürzt dargestellt. Das Steuerprogramm muß danach im wesentlichen folgende Abläufe steuern:

- Positiver Schuß
 1. Umgruppierung für positives Magnetfeld mit dem Schalter U4
 2. Öffnen des Entladerelais U1
 3. Einschalten des Ladegeräts
 4. Aufladen
 5. Ausschalten des Ladegeräts
 6. Triggern des Thyristorschalters
 7. Schließen des Entladerelais, Entladen der Restladung
- Negativer Schuß
 1. Öffnen des Entladerelais U1
 2. Einschalten des Ladegeräts
 3. Aufladen
 4. Ausschalten des Ladegeräts
 5. Umgruppierung für negatives Magnetfeld mit dem Schalter U5
 6. Triggern des Thyristorschalters
 7. Schließen des Entladerelais, Entladen der Restladung

4. Die Kondensatorbank

Die entwickelten Module können je nach Energiebedarf in beliebiger Anzahl parallel geschaltet werden. In Bild 4 ist beispielsweise die Zusammenschaltung von vier Modulen zu einer 1Mjoule- Bank dargestellt. Die Module haben in der Bank eigene Schutzdrosseln, die damit auch bei einem Defekt innerhalb der Bank interne Kurzschlußströme begrenzen. Mit dieser Anlage soll die Eignung der Kondensatoren mit hoher Energiedichte für den Einsatz in großen Kondensatorbänken getestet werden. Diese Kondensatoren sind im Umschwingfaktor (rated voltage reversal, max. voltage reversal) und in der Lebensdauer (charge/discharge cycles) begrenzt siehe Tabelle 1). Sie haben den "selbsteilenden" Effekt (selfhealing properties). Das bedeutet, daß ein Defekt nicht sofort zur Zerstörung des Kondensators führt, sondern zunächst nur einen nachprüfbaren Kapazitätsverlust verursacht.

5. Simulationen und experimentelle Ergebnisse

Die Simulation und die Experimente wurden mit einer 50T- Spule des amerikanischen Hochfeldlabors NHFL in Thallahassee durchgeführt, deren Parameter in Tabelle 2 zusammengestellt sind. Die Hochfeldspule wird mit Stickstoff auf 77 °K vorgekühlt. Sie erwärmt sich während des Experiments auf ca. 300 °K. Es ist für die Simulation wesentlich, daß ein Spulenmodell verwendet wird, das die Widerstandserhöhung der Hochfeldspule auf etwa das Fünffache durch die adiabatische Temperaturerhöhung berücksichtigt. Die ersten Experimente wurden mit einer Schutzdrossel von 1,47 mH durchgeführt, die den Kurzschlußstrom des Moduls bei UC = 10 kV auf I = 16 kA begrenzt. Der Crowbarwiderstand beträgt $R_3 = 1,667 \Omega$. Er kann durch Relais auf $R = 0$ und $R = \infty$ umgeschaltet werden. Die Simulationsergebnisse für einen 250 kJoule-Modul und die 50T-Spule sind in Bild 5 dargestellt. Für die Experimente ist ein hoher Sicherheitsstandard erforderlich. Gefährdungen gehen aus von der Betriebsspannung (max. 10 kV) und von herum fliegenden Teilen infolge der enormen Stromkräfte. Die Sicherung gegen die Hochspannung wurde in üblicher Weise durch Zäune und Türschalter durchgeführt, wobei das Interlocksystem auf die Schnellentladung wirkt, die in ca. 1 s die Bank vollständig entlädt. Zur Sicherung gegen herumfliegende Teile wurde im IFW eine Splitterbox gebaut, in der sich die Hochfeldspule befindet. Die experimentellen Meßwerte des Stromes der Hochfeldspule sind in Bild 6 für die Spannungen 5, 6 und 7 kV angegeben. Die Strommessung erfolgte mit einem am Erdungspunkt mit der Hochfeldspule in Reihe geschalteten Meßshunt. Bei der Spannung von $U = 7$ kV sind Simulation und Experiment direkt vergleichbar. Es kann eine gute Übereinstimmung festgestellt werden. Der Nachweis des Magnetfeldes wurde mit einem pick-up-Spulensystem des IFW Dresden geführt. Bild 7a zeigt die Spannung der pick-up-Spule und Bild 7b den durch Integration gewonnenen Magnetfeldverlauf. Das erreichte Feld von 23,8 Tesla entspricht gut dem durch die Simulation errechnetem Wert. In Bild 9 sind gleichzeitig die experimentellen Stromzeitverläufe für einen positiven und einen negativen Schuß dargestellt. Sie zeigen eine sehr gute Symmetrie und belegen die Eignung der Schaltung nach Bild 1 zur Erzeugung positiver und negativer Magnetfelder. Die Spannung der pick-up-Spule und der Strom der Hochfeldspule bei einer Kondensatorspannung von 4 kV sind für einen negativen Schuß in Bild 7 gezeigt. Die Simulation der gesamten Bank ergab, daß das maximal mögliche Feld der Spule von 50 T mit der 1Mjoule- Bank bei ca. 6 kV erreicht wird.

Tabelle 1

Parameter der Bauelemente des 250 kJoule- Moduls

Kondensatoren

3 Kondensator	1667 μF , 10 kV	
	rated energy	83 kJoule
	rated voltage reversal	30%
	max. voltage reversal	80%
	design life at rated	10000 charge/discharge cycles
	DC life	42 hours

Thyristorschalter

4 Thyristor (32 kA surge - 4,0 kV peak), in Reihe geschaltet

Crowbar diode

3 Diode C03-1932 (12,8 kV PRV, IFSM 6050A 10ms, $I^2T = 157 \text{ kA}^2\text{s}$), parallelgeschaltet

Crowbarwiderstand

3 HV- Widerstand 5 Ω , 50 kJoule, parallelgeschaltet

Schnellentladewiderstand

1 Widerstand RAFS 6 - 94/7 100 Ω , 6,5 A, 250 kJoule einmalig

Tabelle 2

Parameter der 50T- Spule (77° K)

Induktivität (20 Hz) 1,76 mH, Widerstand 57,7 m Ω

Literatur:

[1] O. Portugall u.a.

The generation and application of megagauss fields at the Humboldt High Magnetic Field Center

RHMF '97 Sydney

Institut für Physik der Humboldt-Universität, Invalidenstr. 110, D- 10115 Berlin

[2] D.W.Larson u.a.

The impact of high energy density capacitors with metallized electrode in large capacitor banks for nuclear fusion applications

The Ninth IEEE Pulsed Power Conference Albuquerque NM June 22nd, 1993

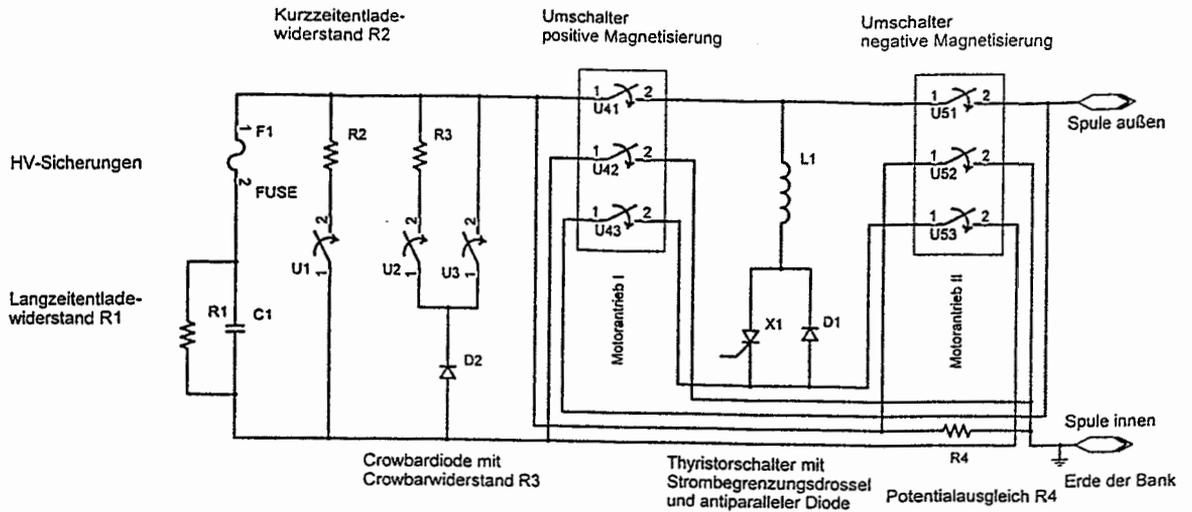


Bild1 Prinzipschaltung des 250kJ- Moduls mit Kondensatorumpolung

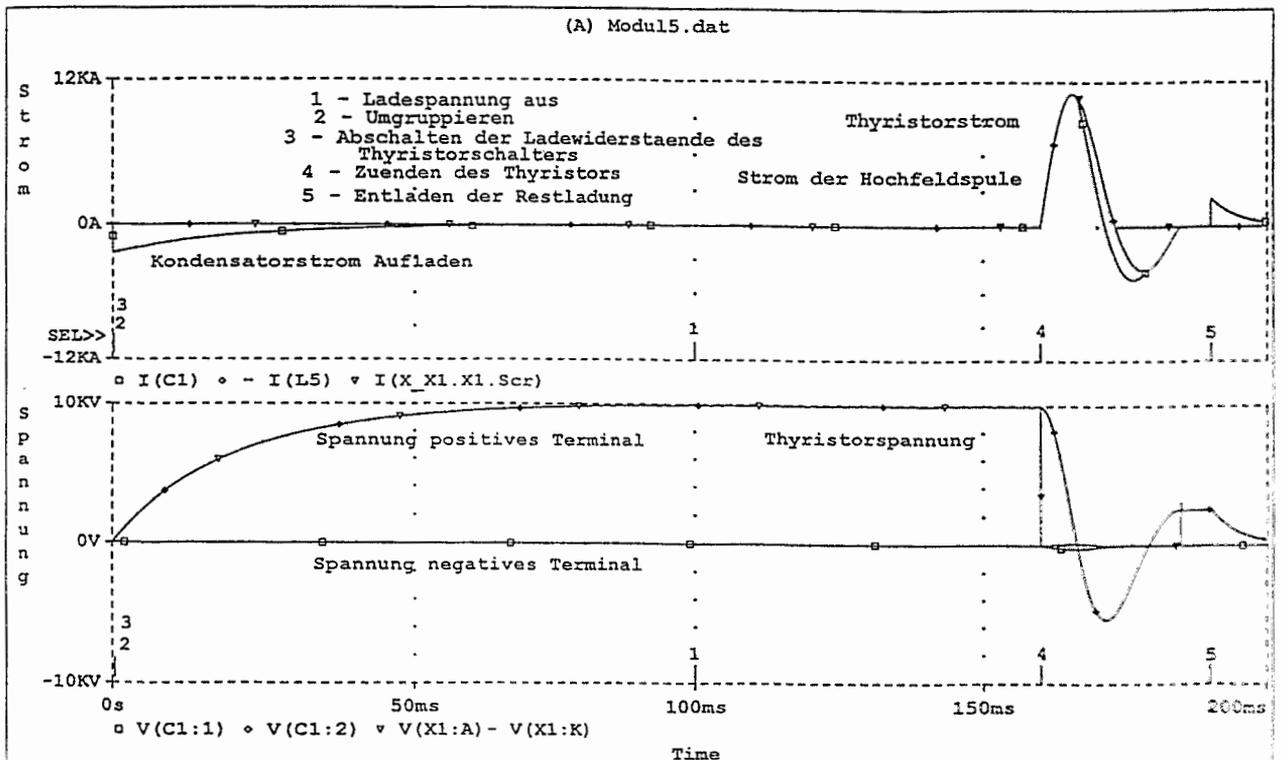


Bild 2 Positiver Schuß

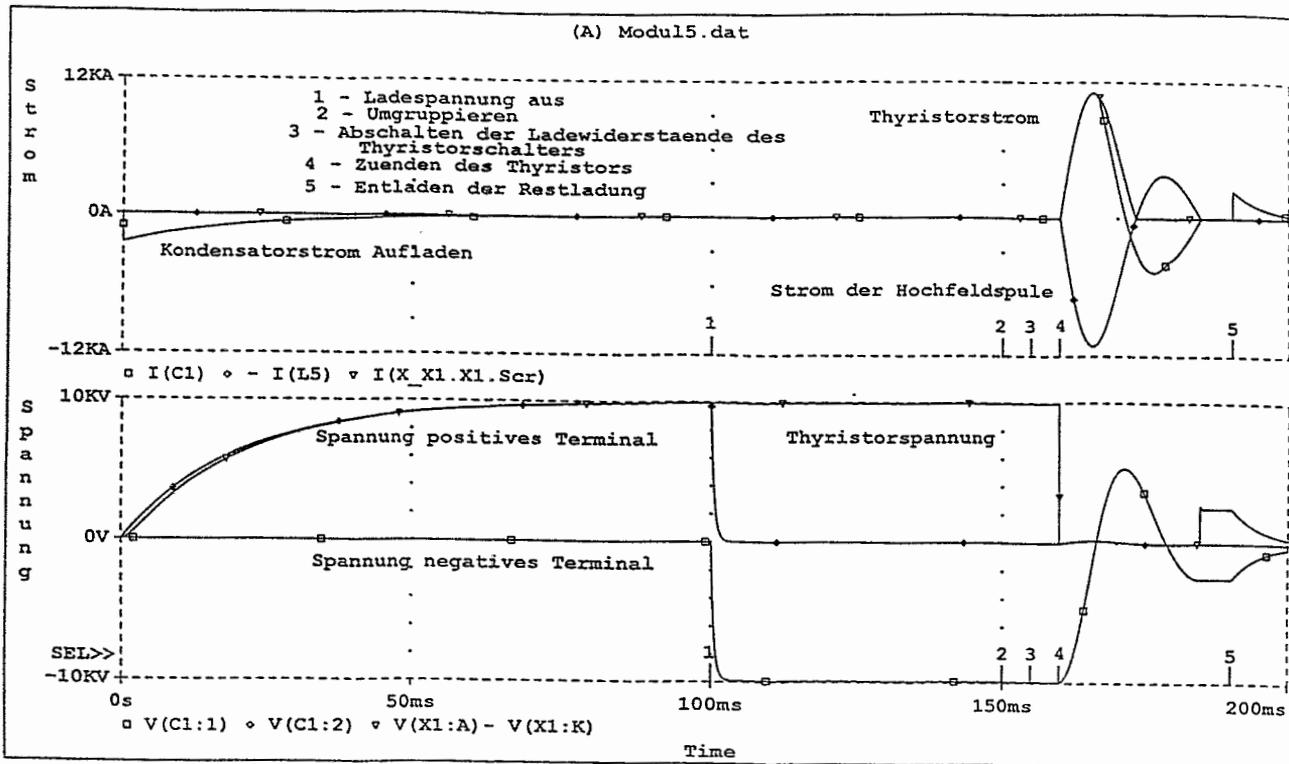


Bild3 Negativer Schuss

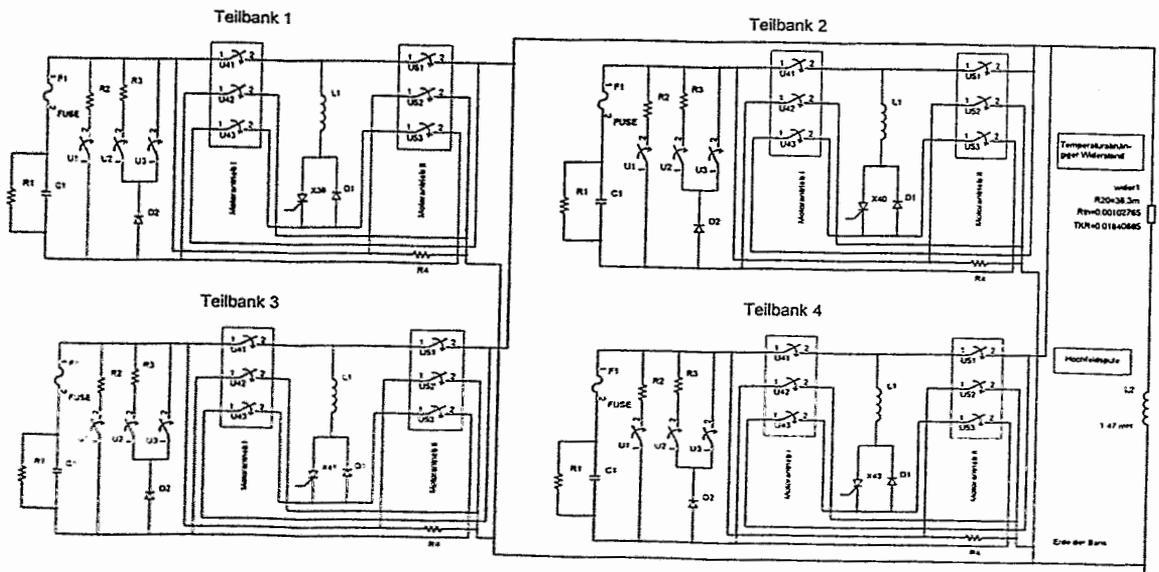


Bild 4 Zusammenschaltung von 4 Moduln zu einer 1MJoule- Bank

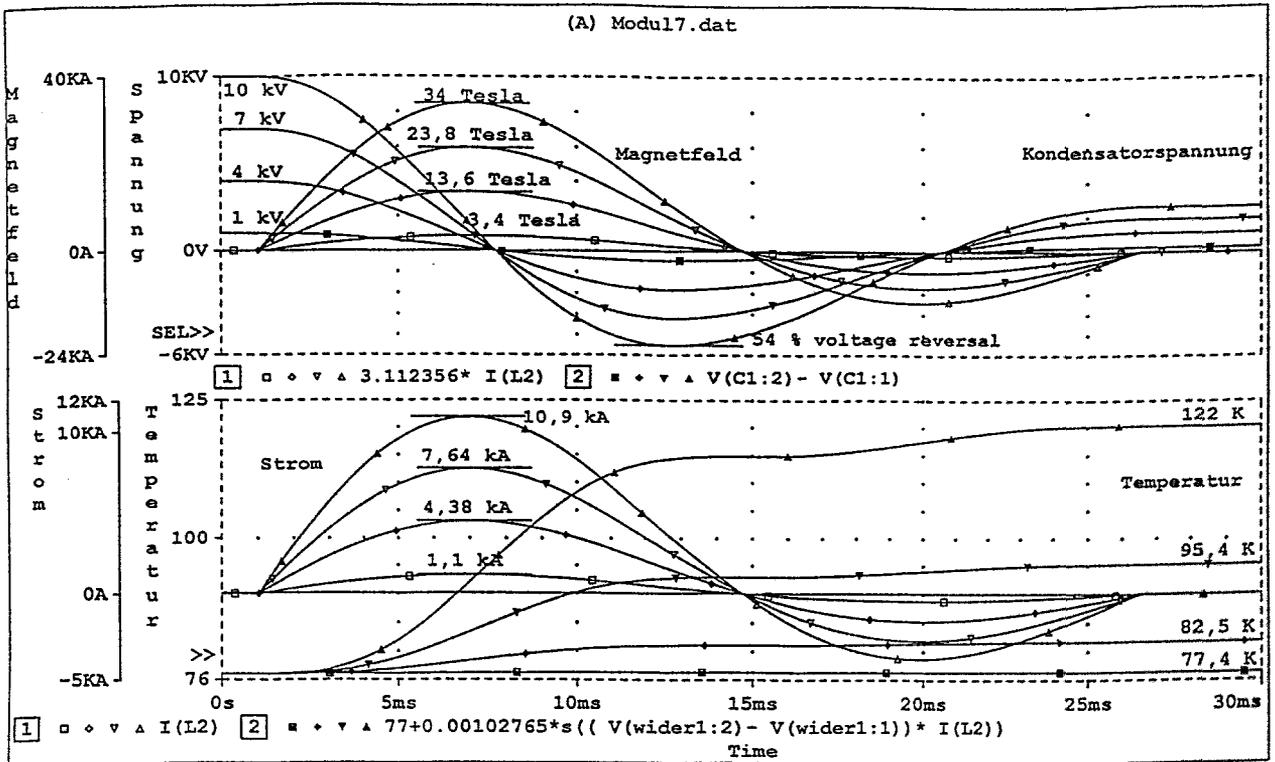


Bild 5 Simulation eines Moduls

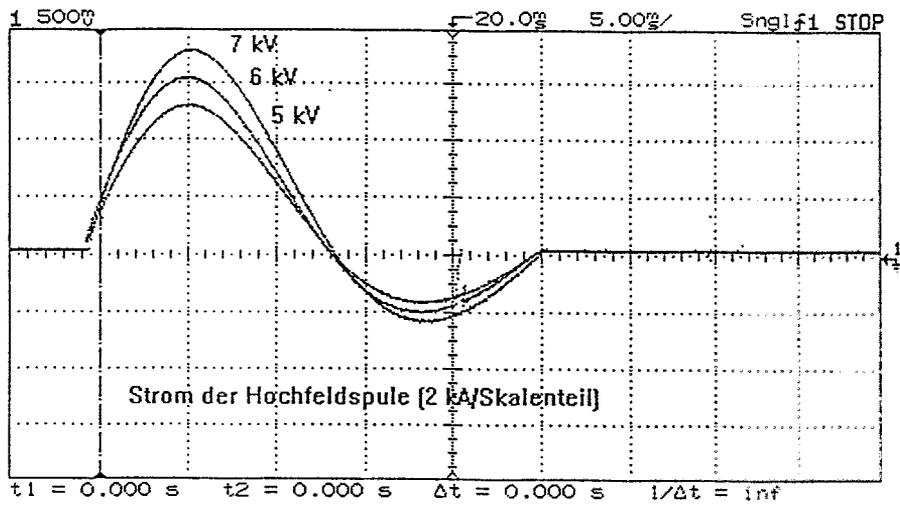


Bild 6 Experimentelle Stromverläufe bei dem 250 kJoule- Modul
 (Maximalstrom: 7200 A)

Tek00026.dat

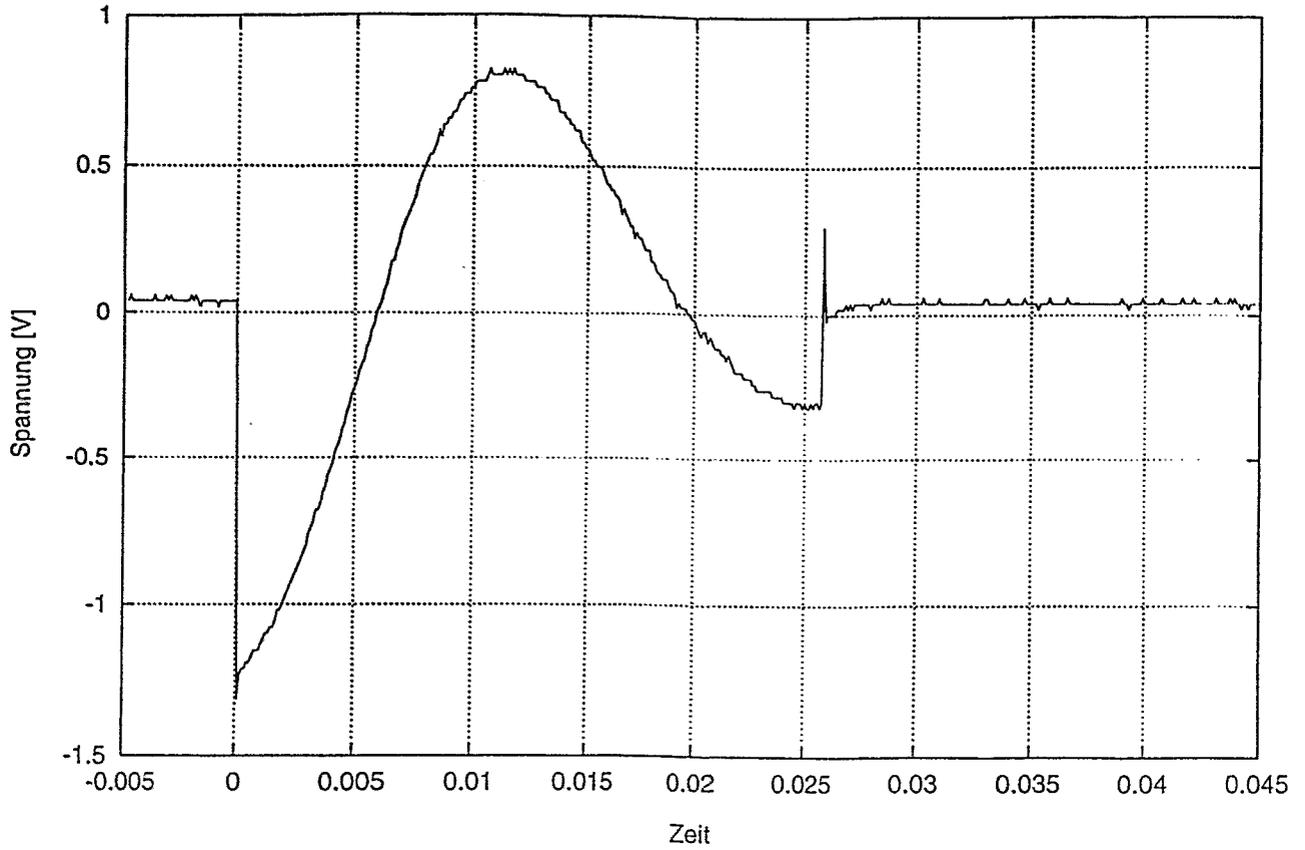


Bild 7a Spannung der Pickup- Spule bei einem Schuß mit $U_C = 7$ kV

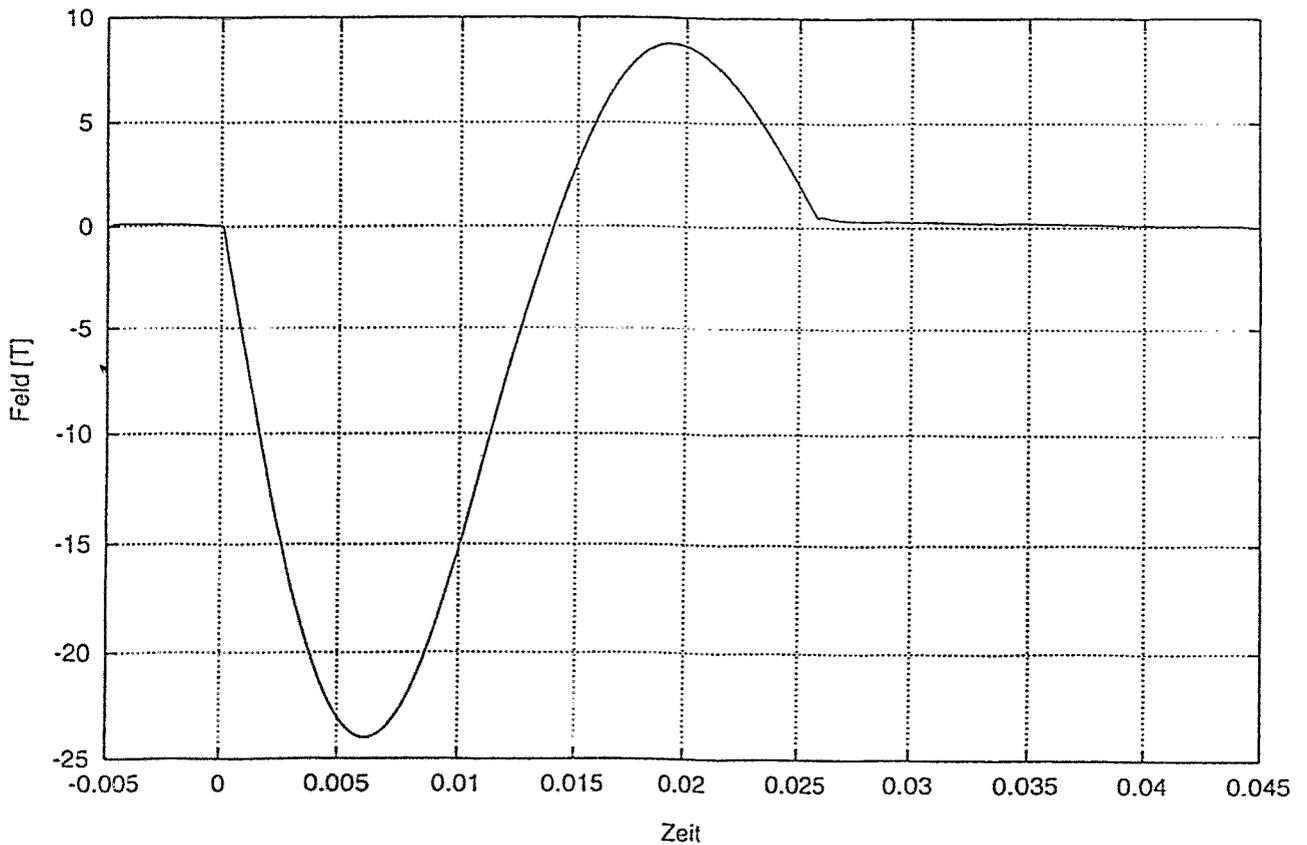


Bild 7b Magnetfeld [Tesla] bei $U_C = 7$ kV

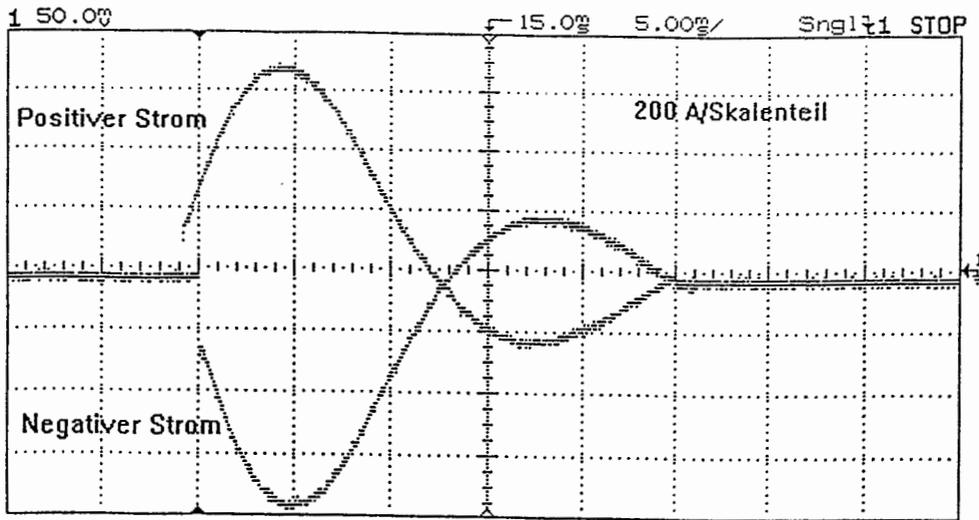


Bild 9 Positiver und negativer Schuß bei $U_C = 800 \text{ V}$

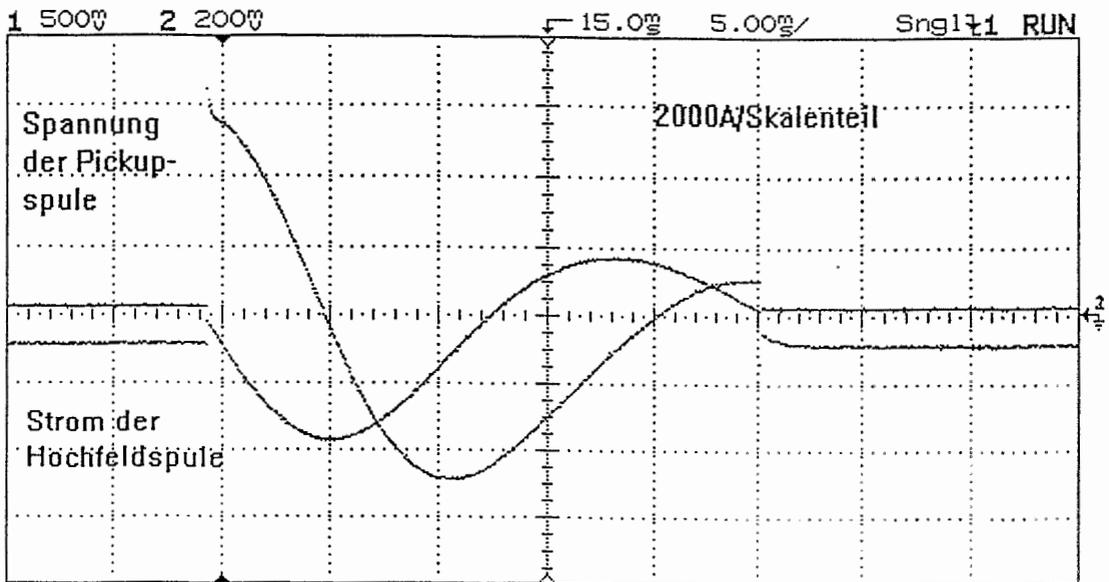


Bild 10 Negativer Schuß bei $U_C = 4 \text{ kV}$

Strom der Hochfeldspule (2 kA/ Skalenteil)

Spannung der Pickup- Spule (200 mV/Skalenteil)

Wirkung von Strahlung auf elektronische Bauteile und deren Strahlungsfestigkeit

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

Die Wirkung von Strahlung auf die Eigenschaften von elektronischen Bauteilen ist sehr komplex und von vielen Parametern abhängig. In diesem Beitrag soll daher nur eine kurze Übersicht gegeben werden, damit anhand von Tabellen und Grafiken der Einsatzbereich von elektronischen Bauteilen im Bereich des Beschleunigerbaus und der Detektoren bewertet werden kann.

Für diese Betrachtung ist die **permanente Schädigung** der Bauteile maßgebend, die durch zwei Schädigungsarten verursacht wird:

- Verlagerungsschädigung (displacement damage)
- Ionisationsschädigung (total ionizing dose, and transient effects)

Die **Verlagerungsschädigung** wird im wesentlichen durch Teilchen verursacht und führt zur Erzeugung von Defektzentren im verbotenen Band des Halbleiters sowie zusätzlichen Streuzentren bzw. Störstellen.

Durch **ionisierende Teilchen** und **Gammaquanten** werden im Halbleitermaterial Elektron-Loch-Paare erzeugt. Im Isolator Siliziumoxid (SiO_2) werden die Löcher in Störstellen eingefangen. Außerdem erzeugen die Löcher an der Silizium/Siliziumoxid-Grenzfläche zusätzliche Grenzflächenzustände. Beide Schädigungsarten verursachen eine Veränderung der elektrischen Eigenschaften der Bauteile, wobei die Schädigung auf die verschiedenen Bauteiltechnologien unterschiedliche Wirkung hat. In der Tabelle 1 ist die Empfindlichkeit einiger Bauteilfamilien und Bauteiltypen gegenüber Verlagerungs- und Ionisationsschädigung zusammengestellt. Zusätzlich sind die durch die jeweilige Schädigung am stärksten betroffenen Kennwerte aufgeführt.

Neben der permanenten Schädigung gibt es auch die **transiente Schädigung**. Sie wird durch einzelne ionisierende Teilchen, Gamma- oder Elektronenpulse verursacht. Die erzeugten Fotoströme können einen Latch-up verursachen, der dann wiederum zu einer vollständigen Zerstörung eines Bauteils führen kann. Auch können diese Einzelereignisse logische Pegel oder Speicherinhalte verändern, die entsprechende Fehlfunktionen nach sich ziehen. Diese sogenannten Single event upsets (SEU) sind bei der Instrumentierung von Weltraummissionen von großer Bedeutung. Durch die Strukturverkleinerung von Halbleiterbauteilen und der damit verbundenen Verringerung der Speicherladungen und Umladekapazitäten elektrischer Knoten digitaler Schaltungen, werden digitale Bauteile auch gegenüber den durch thermischen Neutronen erzeugten Spaltprodukten empfindlich. Die Neutronen werden aufgrund komplizierter Wechselwirkung hochenergetischer Weltraumstrahlung in ca. 25 000 km erzeugt und reichen bis auf die Erdoberfläche.

Die Selektion von Bauteilen für den Einsatz in strahlungsbelasteter Umgebung erfolgt nach MIL Standard Method 1019.4 oder auch der ESA/SCC 22900 Spezifikation. Nur Bestrahlungstests, die nach diesen Spezifikationen durchgeführt werden, erlauben einen Vergleich der Ergebnisse und eine Vorhersage über die Zuverlässigkeit während des Einsatzes in strahlungsbelasteter Umgebung. Die Änderung der Kennwerte eines Bauteils durch Verlagerungs- und Ionisationsschädigung hängt von folgenden Parametern ab:

- Art der Strahlung
- Dosisrate
- Beschaltung der Bauteile während und nach der Bestrahlung
- Umgebungstemperatur während und nach der Bestrahlung
- Bauteilgehäuse
- Layout und Schaltungsdesign
- Technologie

Wegen der starken Technologieabhängigkeit der Schädigungsmechanismen sind Zuverlässigkeitsvorhersagen nur für Bauteile, die aus einem Fertigungsprozeß kommen, sinnvoll möglich.

Für den militärischen Einsatz und für Weltraumanwendungen sind spezielle Fertigungsprozesse für strahlungsgehärtete Bauteile entwickelt worden. Die Kosten für strahlungsgehärtete Bauteile liegen um den Faktor 10 bis 1000 über den normaler kommerzieller Bauteile.

In den nachfolgenden Grafiken (Abb. 1 und 2) wird eine Übersicht für die Dosisbereiche gegeben, bei denen erste Fehlfunktionen auftreten und/oder die Bauteile vollständig ausfallen. Die Abbildungen 3 und 4 geben den Einsatzbereich der Bauteile für Neutronenstrahlung an.

Weitere Informationen:

- 1 D. Bräunig, **Wirkung hochenergetischer Strahlung auf Halbleiterbauelemente**, Springer-Verlag Berlin, 1989, ISBN 3-540-50891-0
- 2 D. Bräunig and F. Wulf, **Radiation Effects in Electronic Components, Instabilities in Silicon Devices**, Volume 3, G. Barbottin and A. Vapaille, Elsevier Science, 1999, ISBN 0-444-81801-4
- 3 F. Wulf, D. Bräunig, A. Boden, D. Fritsch, **Electronic Components in a High Luminosity Environment**, pp. 337-391, Supercolliders and Superdetectors, Editors W.A. Barletta and H. Leutz, Proceedings of the 19th and 25th Workshops of the INFN Eloisatron Project 1993, ISBN 981-02-1595-9
- 4 A. Benemann, A. Boden, D. Bräunig, D. Brumbi, J.W.Klein, J.U. Schott, C.-Ch. Seifert, H.-G. Spillekothen and F. Wulf, **The effects of radiation on electronic devices and circuits**, Atomkernenergie Kerntechnik, Independent Journal on Energy Systems and Radiation 55 (1990) 5, **The hardening techniques for electronic devices and circuits**, 1991 (1), **Irradiation qualification tests an electronic devices and circuits**, 1991 (3)

		Displacement	Total dose	Transients	Single event upset	
Diodes	Rectifier	III	III	I	IV	Recombination and generation increases. Breakdown voltage slightly increases. At very high fluencies series resistances become pronounced. Strong transient behavior if volume is large.
	Switching diodes	III	III	II	IV	Switching is even faster. No severe limitation.
	Voltage reference	III	IV	III	IV	If temperature compensated (by pn-junction and Zener reference diode in anti-series), the temperature coefficient changes to positive sign. V_z either increases or decreases.
Transistors	Bipolar LF	I	I	II	IV	Very sensitive, especially at low currents. Use constant portion of H_{FE} vs. I_c . Leakage currents increase by orders of magnitude.
	HF	III	III	III	IV	Less vulnerable compared to LF-Transistor. Higher transit frequencies are advantageous.
	Microwave	III	III	III	IV	Thinning the base of the transistor gains hardness.
	Power	I	I	I	II	Very sensitive, especially at low currents. Both emitter yield and base transport factor degrade heavily. Transient effects may cause destructive failure. The same holds for SEU.
	JFET ¹ (MESFET) ²	III	III	III	IV	Si and GaAs FETs (J- and MES-) are commonly hard against all kind of damage, probably except for transients.
	MOSFET ³ pMOS	IV	II	IV	III/IV	Owing to normal operation, sensitive against total dose, but partly harder than nMOS. Threshold voltage shifts to negative values.
nMOS	IV	I	IV	III	Most sensitive part, due to their anomalous annealing behavior (rebound effect) less predictable than pMOS. Threshold voltage shifts to more negative values and leakage current changes by orders of magnitude.	
Digital integrated circuits	TTL ⁴	III	III	III	IV	Hard technology due to fast transistors.
	LSTTL ⁵	III	III	IV	IV	As TTL with minor deterioration.
	CMOS ⁶	IV	I	IV	II	The commercial CMOS parts are the most vulnerable technology for total dose (only CCDs are more sensitive). Before logical failure power consumption increases significantly due to leakage currents. SEU susceptibility is equally dangerous.
	CMOS (rad. hard)	IV	III	IV	II	Changes in technologies and layout improve the performance to up to 1 ... 10 kGy. Very expensive.
	HCMOS ⁷	IV	I	IV	II	Equal to CMOS (commercial).
	SOS (rad. hard) ⁸	IV	III	IV	IV	Same figures as CMOS (rad. hard), but substantial improvement for transient hardness. Design rules are known for both technologies to almost suppress SEU sensitivity.
	ECL ⁹	III	III	III	IV	Hard technology (even harder than TTL) for the same reason.
	IIL ¹⁰	II	II	III	III	Sensitivity is a matter of technology and layout. Ranges from 0.1 to 10 kGy.
Linear integrated circuits	Operational amplifier	I	I	II	II	Very sensitive, but hardened Op. amplifiers are available. Sensitivity is caused by low currents operation, matching properties and d. c.-coupling.
	Comparator	II	I	II	II	Sensitive, large failure range, depending on technology.
Ref. source	II	II	II	III	Sensitive.	
Microprocessors	HMOS ¹¹	IV	I	I	I	Very sensitive, although hardened devices are available.
	CMOS	IV	I	II	I	Like CMOS digital ICs. Hardened devices are available.
	EEPROM ¹²	III	I	II	I	Very sensitive due to discharging of information. The same is true for transients and SEU. At higher doses the tunnel characteristic of the SiO ₂ -layer is deteriorated.
	TTL	III	III	II	III	Hard technology.
	ECL	III	IV	II	III	Hard technology.
	IIL	II	I	II	II	Sensitive to moderate.
Optoelectronics	LED ¹³	II	IV	IV	IV	GaAs is relatively hard, but the creation of non-light-emission centers limits light output. Lenses darken.
	Phototransistor	I	I	I	II	Very sensitive. Photo-sensitivity decreases very rapidly.
	Optocoupler	I	I	I	II	Combination of LED and phototransistor deteriorates even worse compared to individual components.
	Solar cell	II	IV	I	IV	Very sensitive against displacement which reduces diffusion length and thus efficiency, especially in the long wave length region. Quartz windows in front may be beneficial against protons and heavy ions.
	Optical waveguides	III	I	I	IV	Extremely sensitive due to (selective) darkening. Hardened fibers are available.
CCD ¹⁴	III	I	I	I	Most sensitive devices, especially when they are operated at cryogenic temperatures. Slight improvement by using buried channel CCDs.	

¹ Junction field effect transistor, ² metal semiconductor field effect transistor, ³ metal oxide semiconductor field effect transistor, ⁴ transistor, transistor logic, ⁵ large scale transistor, transistor logic, ⁶ complementary metal oxide semiconductor, ⁷ high performance complementary metal oxide semiconductor, ⁸ silicon on sapphire, ⁹ emitter coupled logic, ¹⁰ integrated injection logic, ¹¹ high performance metal oxide semiconductor, ¹² electrically erasable programmable read only memory, ¹³ light emitting diode, ¹⁴ charge coupled device

Tabelle 1 Empfindlichkeit und Schädigungsverhalten verschiedener Bauteilfamilien gegenüber Verlagerungs- und Ionisationsschädigung [4].

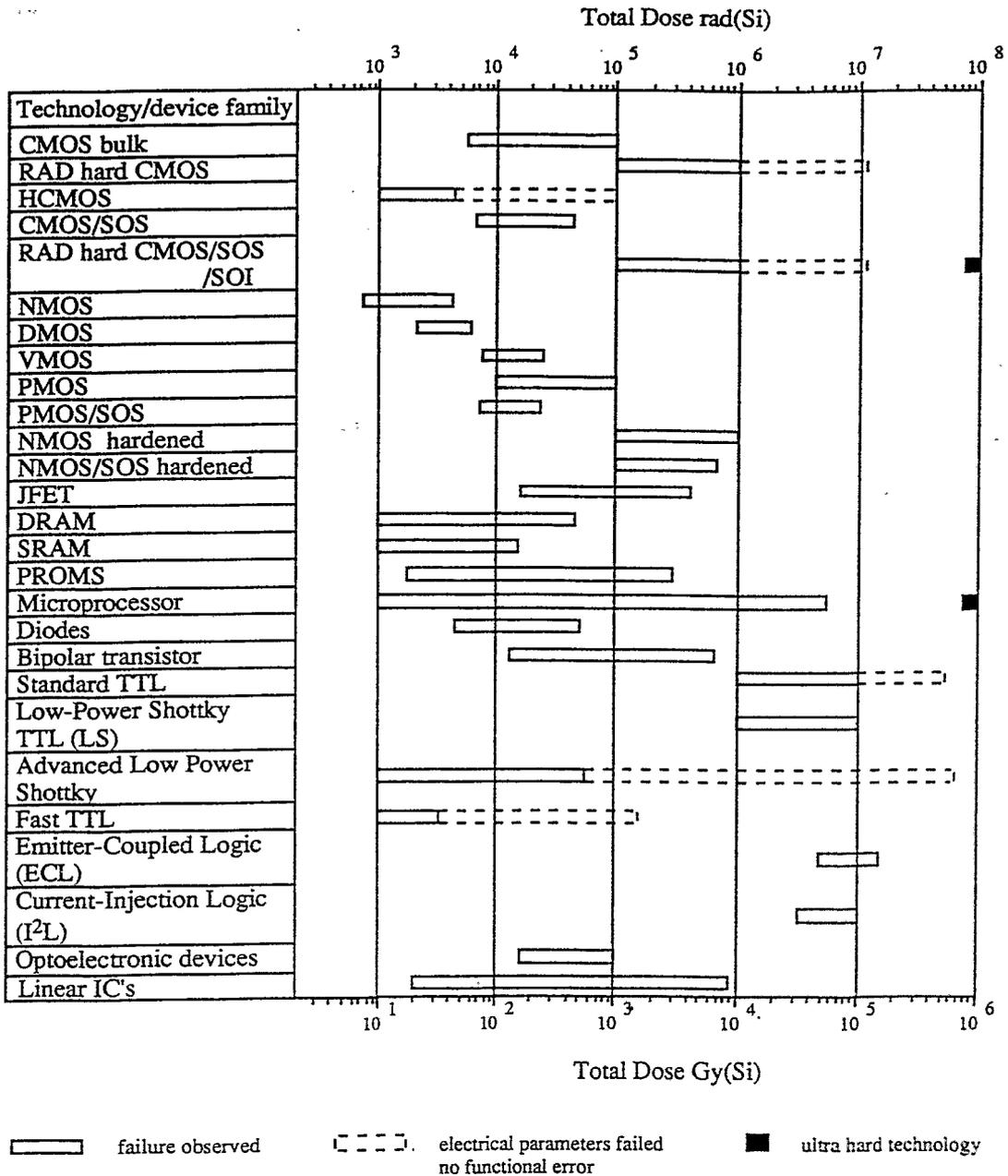
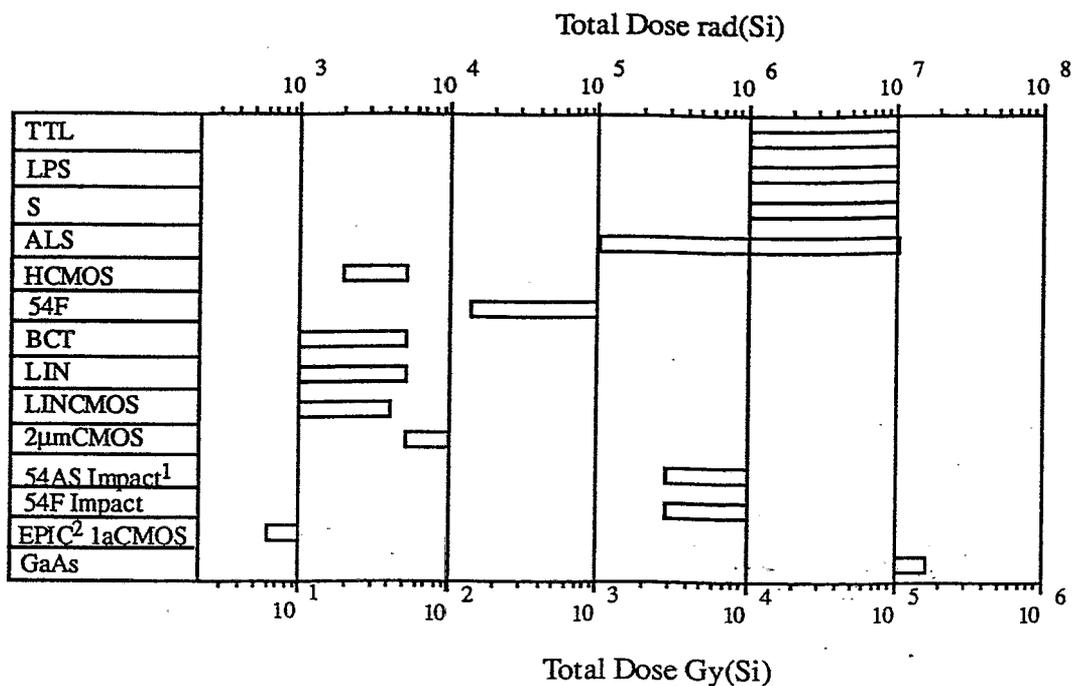


Abb. 1 Total dose failure of various technologies and device families. The left margin of the bars indicates the first observed failure and the right margin the highest dose level at which all devices failed.



Note 1 Impact is a Trademark of Texas Instruments. (2µ Bipolar Oxide Isolated Nested Emitter Technology)

Note 2 Epic is a Trademark of Texas Instruments. (1µ Enhanced Performance implanted CMOS. Twin Well. Epitaxial Substrate)

TTL = ALL 54 FUNCTIONS
 LPS = ALL 54LS FUNCTIONS
 S = ALL 54S FUNCTIONS
 ALS = ALL 54ALS FUNCTIONS

HCMOS = ALL 54HC AND 54HCT FUNCTIONS
 54F = ALL 54F AND 54AS FUNCTIONS
 BCT = ALL 54BCT FUNCTIONS
 LIN = ALL UA, LM AND SN55 LINEAR FUNCTIONS
 LINCOS = ALL TLC FUNCTIONS

2µm CMOS = 54AC/ACT, GA AND STD CELL
 EPIC 1a CMOS = 1M DRAM/VRAM

Abb. 2 Total dose failure range of device families from Texas Instruments

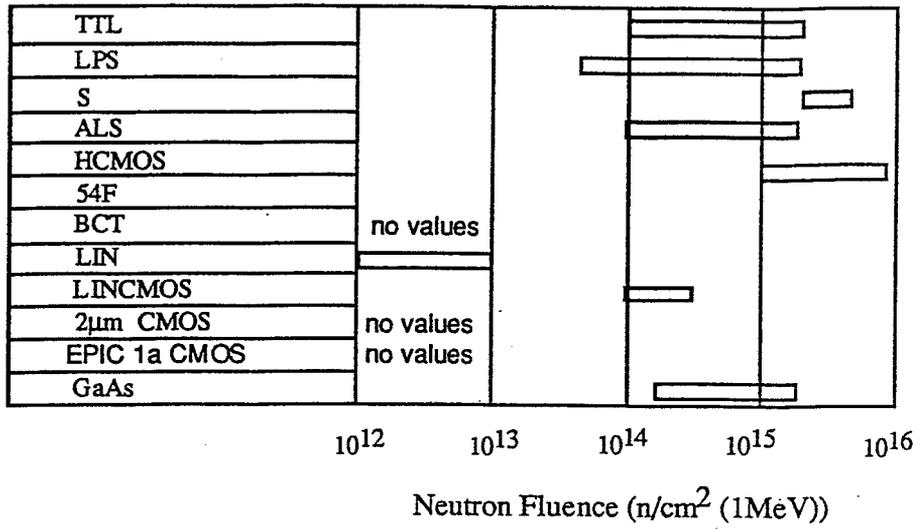


Abb. 3 Failure range due to neutron fluence of device families from Texas Instruments

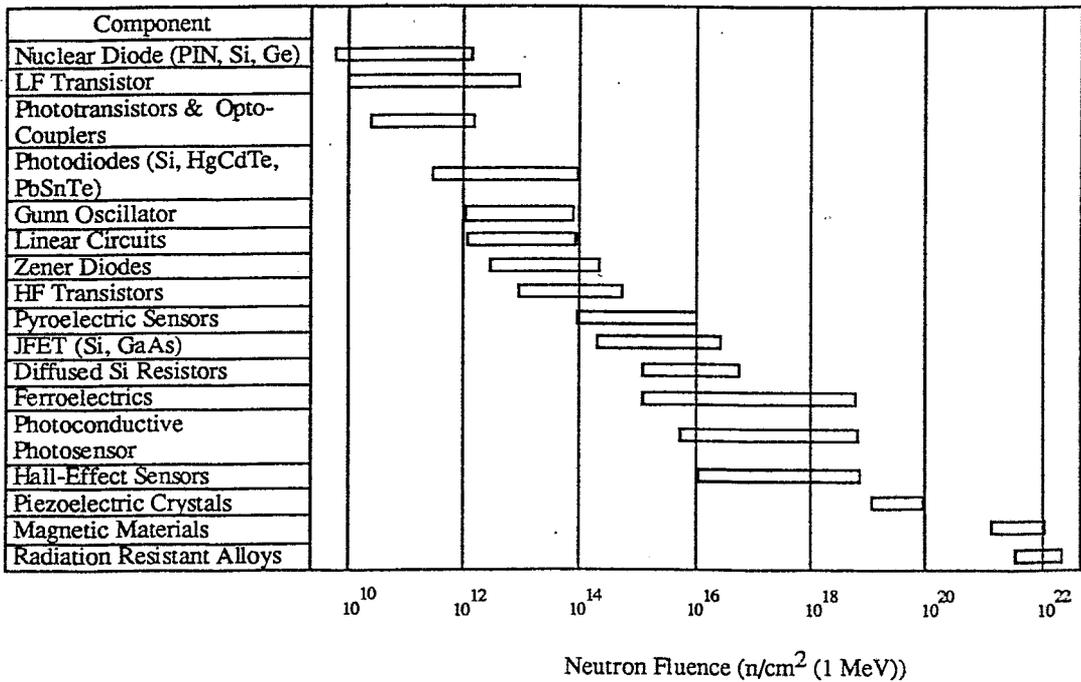


Abb.4 Radiation sensitivity of different components due to neutron fluence

Dymarsky Y.S.

Nourmieva M.V.

St.-Petersburg Research and Development
Institute (LONIIS)

11, Warsawskaya st., St.-Petersburg
196128, Russia

Ph.: +7 (812) 101-90-97

Fax: +7 (812) 296-29-72

E-mail: margo@loniis.spb.su

Abstract

B-ISDN sources create traffic in conformity with ITU-T Recommendations concerning to one of traffic classes characterized by constant or variable bit rate. Each of this traffic classes describes particular types of source and places particular requirements on network resources.

Information flows created by various types of source multiplex in the network and form traffic profile which can be described by difficult traffic models used in the teletraffic theory. However just the traffic character determines the requirements placed on the network resources.

For the description of B-ISDN processes the traffic model with constant service time, final number of hold places and various arrival process laws was accepted. The choice of arrival process laws was defined by the range of considered types of B-ISDN source creating various types of traffic such as data, video, compressed and not compressed voice. For the compressed voice traffic description MMPP model was used.

In this paper optimization task of definition of expedient meanings of network channels throughput taking into account the restrictions for two traffic classes (requirements to probability of timely delivery and expected delay time of packages) is presented.

J. M. Pitts, J.A. Schormans. Introduction to ATM design and performance. Springer-Verlag, 1991

Haruo Akimaru, Konosuke Kawashima, Teletraffic. Theory and Applications, Springer-Verlag, 1993

G.P. Zaharov, M.V. Simonov, G.G. Yanovsky B-ISDN services and structure Electron Communications Technologies, v.41, Moscow, 1993.