

**Aufbau und Erprobung einer
digitalen HF-Regelung
und
Aufbau eines modularen Messsystems
zur Energiestabilisierung für den
S-DALINAC**

Vom Fachbereich Physik
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung des Grades
eines Doktors der Naturwissenschaften
(Dr. rer. nat.)

genehmigte

D i s s e r t a t i o n

angefertigt von

Dipl.-Phys. Asim Araz
aus Istanbul (Türkei)

Darmstadt 2009

D 17

Referent: Professor Dr. rer. nat. Dr. h.c. mult. A. Richter
Korreferent: Professor Dr. rer. nat. J. Enders

Tag der Einreichung: 1. Juli 2009
Tag der Prüfung: 22. Juli 2009

Zusammenfassung

Das Ziel des ersten Teils dieser Arbeit war der Aufbau und die Erprobung einer digitalen Hochfrequenzregelung für den supraleitenden Darmstädter Elektronenbeschleuniger S-DALINAC, welche aus einem Niederfrequenz- und einem Hochfrequenzmodul besteht. Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Hochfrequenzmodul ist aus modernen integrierten Bauteilen aufgebaut, die neben verbesserten Hochfrequenzeigenschaften auch eine Temperaturstabilisierung besitzen. Gegenwärtig werden drei supraleitende Strukturen über einen Pegelwandler mit den neuen Modulen betrieben, so dass seine Praxistauglichkeit bewiesen ist.

Ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit wurde ein neu entwickeltes Niederfrequenzmodul in Betrieb genommen, das im Unterschied zu der existierenden Regelung keine analoge, sondern eine digitale Signalverarbeitung mit einer schnellen Recheneinheit (FPGA, Field Programmable Gate Array) durchführt. Durch die hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit des neuen Niederfrequenzmoduls ist es gelungen, einen neuen, im Vergleich zur bestehenden Regelung komplexeren, Regelalgorithmus für die digitale Regelung zu entwickeln. In diesem Algorithmus wurde, sowohl in der Amplituden- als auch in der Phasenregelung, zu dem existierenden Proportionalregler ein Integralregler ergänzt. Dadurch ist die digitale Regelung in der Lage, selbst kleinste Restfehler auszugleichen, die von reinen Proportionalreglern nicht ausgeglichen werden können. Weiterhin wurde der Regelbereich der Phasenregelung durch Implementierung einer Vektorrotation auf $\pm 180^\circ$ erweitert. Ein Fangen der Regelung zu falschen Parametern wird durch eine geänderte Amplitudenmodulation verhindert.

Mit diesen beiden Modulen, dem Hochfrequenz- und dem Niederfrequenzmodul, wurde die erste digitale Hochfrequenzregelung für den S-DALINAC aufgebaut und an einer supraleitenden Niobstruktur erfolgreich erprobt. Mit der Regelung ist unter Betriebsbedingungen eine Amplitudenstabilität von $2.5 \cdot 10^{-4}$ und eine Phasenstabilität von 0.28° erreicht worden. Verglichen mit der bisherigen Regelung wird durch das neue System die Amplitudenstabilität um den Faktor 8 verbessert, wobei die Phasenstabilität vergleichbar ist. Um die geforderte Amplitudenstabilität von $8 \cdot 10^{-5}$ zu erreichen, sind weitere Verbesserungen im Regelalgorithmus vorzunehmen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde darüber hinaus ein universelles und modulares Messsystem in Betrieb genommen. Dies bildet das Herzstück einer aktiven Energiestabilisierung des Elektronenstrahls mittels Flugzeitmessung. Dafür wurde die notwendige Messvorrichtung aufgebaut. Bei der Erprobung konnte gezeigt werden, dass mit diesem System relative Energieabweichungen von $7.6 \cdot 10^{-5}$ gemessen werden können.

Ferner wird das modulare Messsystem zwischenzeitlich zur Diagnose und Verarbeitung weiterer Signale verwendet. Hierzu gehören die Erfassung der Strahlströme, die Überwachung von Temperaturen und die Kontrolle der Hochspannung.

Abstract

The subject of this thesis was to construct and test a digital radio-frequency control system for the superconducting Darmstadt electron accelerator S-DALINAC. The controller consists of two components, a low-frequency and a high-frequency module. The high-frequency module developed within this framework is constructed from modern integrated circuits that offer, besides enhanced high-frequency properties, a built-in temperature stabilization. Currently, three superconducting cavities are controlled by the new modules via level converters, thus proving the suitability, and reliability in operation.

A new low-frequency module was also commissioned during the course of the present work. It is based, in contrast to the existing control loops, not on analogue but on digital signal processing provided by fast Field Programmable Gate Arrays (FPGA). The fast signal processing capabilities of the new low-frequency unit enabled the implementation of a new, compared to the existing circuit, more advanced control algorithm for the digital control. Within this algorithm integral controllers were added to the proportional controllers in the amplitude as well as in the phase control loops. The digital control can now correct smallest residual errors that could not be compensated by the existing proportional controllers. Additionally, the phase control range was increased to $\pm 180^\circ$ by the implementation of a vector rotation. Spurious fix points of the control loop were prevented by a modified amplitude modulation.

With these two components, namely, the high- and low-frequency module, the first digital radio-frequency control loop for the S-DALINAC was realized and successfully tested, operating on a superconducting cavity. Under typical operation conditions, an amplitude stability of $2.5 \cdot 10^{-4}$ and a phase stability of 0.28° were demonstrated. Compared to the current control loops this implies an improved amplitude stability by a factor of 8, while the phase stability remains approximately unchanged. To achieve the required amplitude stability of $8 \cdot 10^{-5}$ further improvements to the control algorithm are needed.

Within the framework of this thesis, an universal and modular data acquisition system was put into operation, being the basis of an active energy stabilization system for the electron beam by means of time of flight analysis. The required

analysing system was designed and installed. First tests showed that relative energy shifts of $7.6 \cdot 10^{-5}$ can be measured reliably.

Meanwhile, the modular data acquisition system is used for diagnostic purposes and for the processing of additional signals. These include the acquisition of beam currents, the monitoring of temperatures and the control of the high-voltage platform.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	S-DALINAC	3
2.1	Injektorbeschleuniger	3
2.2	Hauptbeschleuniger	4
3	Grundlage der Hochfrequenzregelung	7
3.1	Resonatoreigenschaften	7
3.2	Selbsterregte Schleife	10
3.3	Getriebener Resonator	11
3.4	Regelanforderungen	12
3.5	Regelalgorithmus	13
4	Neue Hochfrequenzregelung	21
4.1	Bisherige Regelung	22
4.2	Hochfrequenzmodul	25
4.2.1	Baugruppen	26
4.2.2	Funktionsweise	27
4.2.3	Funktionstest	29
4.3	Niederfrequenzmodul	32
5	Erprobung der Hochfrequenzregelung	34
5.1	Messaufbau	34
5.2	Messungen supraleitender Niobkavitäten	35

6	Modulares Messsystem	41
6.1	Anforderungen	41
6.2	Aufbau des QM07	42
6.3	Stabilitätsuntersuchung	43
6.4	Energiestabilisierung	47
6.5	Entwicklung einer Rechnerschnittstelle	49
6.6	Erfahrungen im Einsatz	51
7	Schlußbemerkung und Ausblick	54
A	Steckerbelegung des HF-Moduls	57
B	Konfiguration des QM07	58

1 Einleitung

Am Institut für Kernphysik der TU Darmstadt wird seit 1991 der supraleitende Elektronenlinearbeschleuniger S-DALINAC (Superconducting Darmstadt Electron Linear Accelerator) betrieben, der vielseitige astro- und kernphysikalische Experimente bedient [1, 2]. Seitdem ist er im Rahmen von Diplom- und Doktorarbeiten stets weiterentwickelt und regelmäßig den neuen experimentellen Herausforderungen angepasst worden. So ist es beispielsweise 1996 erstmals gelungen, einen Infrarot-Laserstrahl eines Freie-Elektronen-Lasers (FEL) zu erzeugen [3, 4]. Dies war der erste Freie-Elektronen-Laser in Deutschland. Seit 2003 ist der S-DALINAC zentraler Bestandteil des Sonderforschungsbereichs 634 „Kernstruktur, nukleare Astrophysik und fundamentale Experimente bei kleinen Impulsüberträgen am supraleitenden Darmstädter Elektronenbeschleuniger S-DALINAC“. Auch für das anstehende Experimentierprogramm wurden und werden weitere Verbesserungen vorgenommen [5, 6].

Da der S-DALINAC eine Strahlenergie von 2.5 bis 130 MeV liefern kann, eröffnet er Experimentatoren ein breites Spektrum an Forschungsmöglichkeiten, das die unterschiedlichsten Bereiche der Physik abzudecken vermag. Entscheidend ist dabei zum einen für die Durchführung, zum anderen für die Resultate der stattfindenden Experimente, dass sowohl eine hohe Energieschärfe wie auch eine langzeitige Stabilisierung der Strahlenergie sichergestellt ist. Dabei spielt die verwendete Hochfrequenzregelung eine ausschlaggebende Rolle, deren Aufgabe es ist, die zur Beschleunigung des Elektronenstrahls verwendeten Hochfrequenzfelder in den Beschleunigungsresonatoren konstant zu halten. Aus diesem Grund liefert ihre Weiterentwicklung einen zentralen Ausgangspunkt zur Verbesserungen der Strahlqualität. Das bisher bestehende Regelungssystem, das seit 1989 auf analoger Basis existiert und am Beschleuniger im Einsatz ist [7], liefert immer noch eine relative Energiestabilität von $1 \cdot 10^{-3}$. Eine weitere Verbesserung konnte im Rahmen dieser Regelung nicht erreicht werden. Außerdem wurde in den letzten Jahren eine altersbedingte Verschlechterung der Regelung beobachtet, die sich in Feldsprüngen der Resonatoren und mit einem dadurch gestiegenen Wartungs- und Reparaturaufwand äußerte. Zusätzlich gestaltet sich die Beschaffung von Ersatzteilen sehr schwierig. Hierdurch wurde die Verfügbarkeit des Strahls erheblich beeinflusst, was sowohl die Dauer als auch die Qualität der Versuche negativ be-

einflusste. Um die Verfügbarkeit des Elektronenstrahls und die Energiestabilität zu erhöhen, ist eine Weiterentwicklung der analogen Hochfrequenzregelung aufgrund des Alters des Systems zu aufwendig. Daher wurde schon früh eine Neuentwicklung auf Basis moderner Hochfrequenzbauteile und digitaler Komponenten angestrebt [8, 9].

Diese Arbeit befasst sich zunächst mit dem Aufbau einer digitalen Hochfrequenzregelung zur Erhöhung der Energiestabilität des Elektronenstrahls. Dazu werden die Grundlagen der Hochfrequenzregelung in Kap. 3 aufgegriffen, um die Anforderungen an ein digitales Regelungssystem darzustellen und Möglichkeiten der Lösung aufzuzeigen. Diese werden in Kap. 4 präsentiert. Die bei der Inbetriebnahme erhaltenen Messergebnisse werden in Kap. 5 dargelegt.

Danach wird in Kap. 6 eine Option zur langfristigen Stabilisierung des Elektronenstrahls vorgestellt, und der Aufbau eines dazu notwendigen modularen Messsystems beschrieben.

2 S-DALINAC

2.1 Injektorbeschleuniger

In Abb. 2.1 ist ein schematischer Grundriss des S-DALINAC gezeigt. Die zu beschleunigenden Elektronen werden von einer thermionischen Kathode emittiert [10] und mittels einer elektrostatischen Spannung auf eine kinetische Energie von 250 keV vorbeschleunigt. Im normalleitenden Teil des Injektors wird dem aus der Elektronenkanone ausgesendeten kontinuierlichen Strahl die für die weitere Beschleunigung in die supraleitenden Hochfrequenzkavitäten notwendige Zeitstruktur aufgeprägt. Zu diesem Zweck wird der Elektronenstrahl beim Passieren des Choppers, der aus einer normalleitenden Kupferkavität besteht, die bei 3 GHz in der TM_{110} Mode betrieben wird, auf einen um die Achse dieses Resonators symmetrischen Kegelmantel abgelenkt. Mittels einer nachfolgenden Blende werden aus dem kontinuierlichen Strahl bezüglich der Hochfrequenzperiode etwa 30 ps lange Elektronenpakete ausgeschnitten. Der nachfolgende Prebuncher, der im TM_{010} Mode betrieben wird, moduliert die Energie dieser Elektronenpakete dahingehend, dass die Elektronenpakete longitudinal bis zum Eintritt in die erste supraleitende Kavität des Injektorbeschleunigers fokussiert werden. Die Länge der Elektronenpakete [11, 12] beträgt hier 8° . Im supraleitenden Teil wird der Strahl mit einer 2-zelligen [13] und einer 5-zelligen Struktur eingefangen. Mit den beiden nachfolgenden 20-zelligen Kavitäten wird der Strahl hinter dem Injektor auf eine maximale Energie von bis zu 10 MeV beschleunigt. Der Strahlstrom ist dabei variabel von wenigen nA bis hin zu $60 \mu\text{A}$ einstellbar und kann für niederenergetische γ -Strahlungsexperimente [14] genutzt werden. Alternativ können an dieser Stelle Aktivierungsexperimente durchgeführt werden [15]. Es ist außerdem möglich, den Elektronenstrahl über einen 180° -Bogen in den Hauptbeschleuniger zu lenken.

2.2 Hauptbeschleuniger

Der Hauptbeschleuniger besteht aus acht 20-zelligen supraleitenden Kavitäten [16], die die Elektronenenergie insgesamt um bis zu 40 MeV erhöhen. Die Beschleunigungsstrecke kann durch die rezirkulierende Strahlführung bis zu drei Mal genutzt werden, um die Maximalenergie von 130 MeV zu erreichen. Hinter dem Hauptbeschleuniger wird der Strahl durch die Extraktion in die Experimentierhalle, hin zu den verschiedenen Messplätzen, geleitet. Dort finden (e,e') und (e,e'x)-Elektronenstreuexperimente [17, 18] am hochauflösenden 169°- und am QCLAM-Spektrometer statt [19]. An einem weiteren Messplatz wird die Polarisierbarkeit des Nukleons mit Comptonstreuung von hochenergetischer Bremsstrahlung erforscht [20]. Zudem wird seit Ende 2006 der niederenergetische Photonentagger NEPTUN für Untersuchungen von (γ ,n)-Reaktionen verwendet [21, 22].

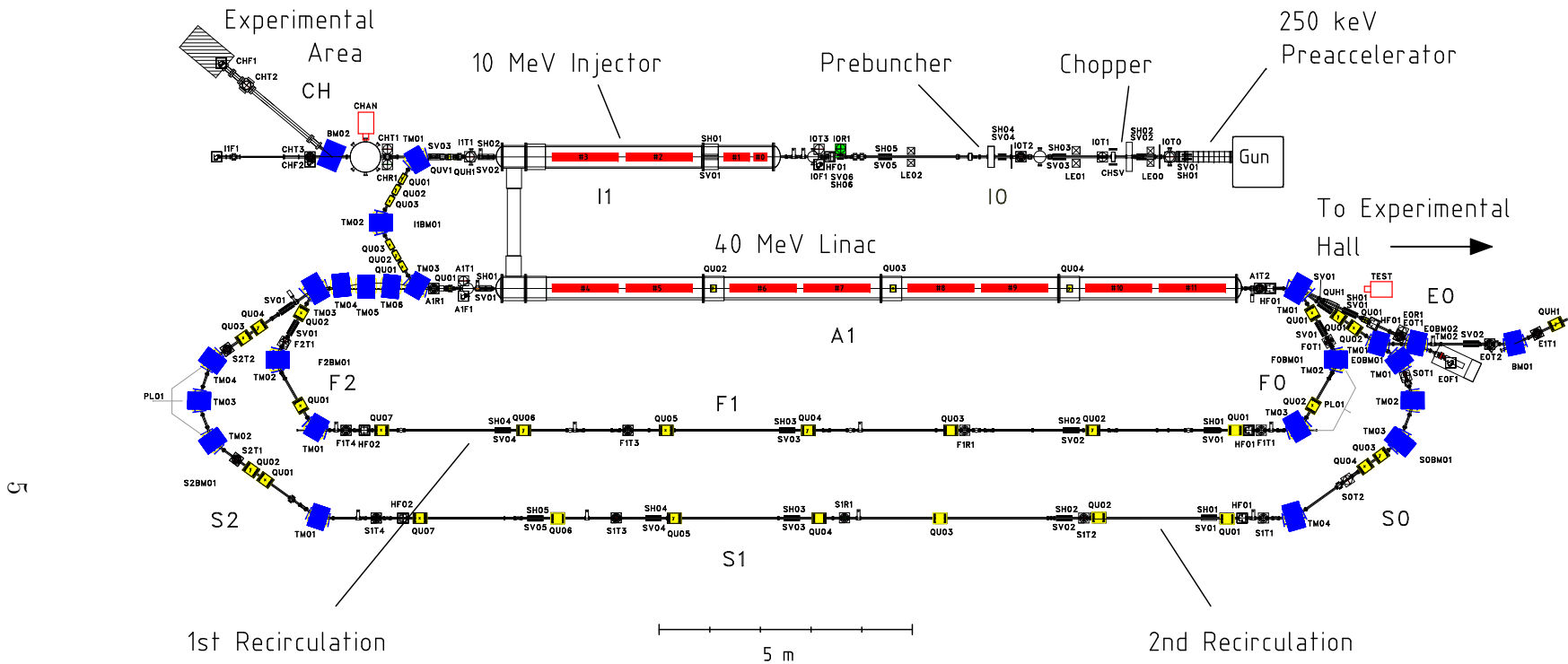


Abb. 2.1: Grundriss des S-DALINAC. Besonderer Augenmerk wird in dieser Arbeit auf die zwei normalleitenden (Chopper und Prebuncher) und die zwölf supraleitenden Hochfrequenzkavitäten (#0 bis #11) gelegt, mit denen der Elektronenstrahl im Injektor auf eine maximale Energie von 10 MeV und im Hauptbeschleuniger durch Nutzung der Rezirkulationen auf bis zu 130 MeV beschleunigt werden kann.

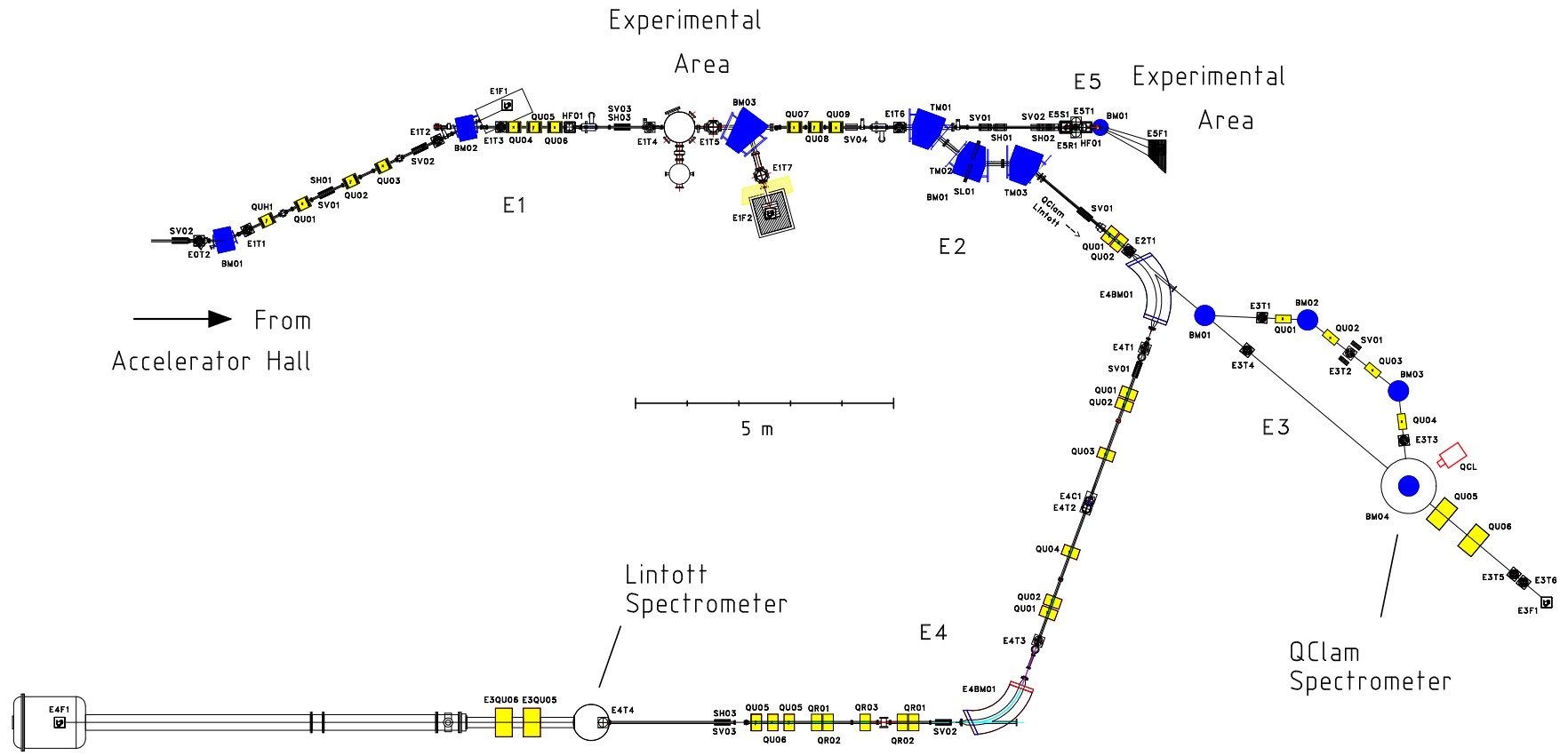


Abb. 2.2: Extraktion des S-DALINAC in der Experimentierhalle. Zu erkennen ist die Strahlführung zu dem Hochenergie-Experimentierplatz, dem QCLAM- sowie dem Lintott-Spektrometer.

3 Grundlage der Hochfrequenzregelung

In diesem Abschnitt werden die Eigenschaften der am S-DALINAC betriebenen Resonatoren vorgestellt und die Herausforderungen, die sich aus diesen Eigenschaften ergeben. Dies ist nötig, um die im Folgenden dargestellte Regelung der Resonatoren erfassen zu können.

3.1 Resonatoreigenschaften

Für die Betrachtung der Resonatoreigenschaften eignet sich die unbelastete Güte Q_0 . Der Designwert für Q_0 einer 20-zelligen Niobstruktur beträgt $3 \cdot 10^9$, was bei einer Eigenfrequenz von 3 GHz einer Resonanzbreite von 1 Hz entspricht. Aufgrund der länglichen Bauweise, der dünnwandigen Geometrie, der geringen Härte von Niob und dieser schmalbandigen Resonanz, ergeben sich große Herausforderungen für die Regelung des Resonators, da er empfindlich gegen Störungen wie Schwingungen und Druckschwankungen ist, die über den Kryostaten auf die Kavität übertragen werden. Verursacht werden die Störungen beispielsweise von Vakuumpumpen, die für den Betrieb einer solchen Anlage benötigt werden. Die Folgen dieser Störungen sind Längenänderungen oder leichte Deformationen der Struktur, die sich auf die Resonanzfrequenz auswirken. Der Einfluss von Längenänderungen ΔL auf die Änderungen der Resonanzfrequenz $\Delta\nu$ beträgt laut [23]

$$\frac{\Delta\nu}{\Delta L} = 500 \frac{\text{Hz}}{\mu\text{m}}. \quad (3.1)$$

Ebenso ist der Einfluß von Druckschwankungen untersucht worden, die zu Deformationen führen [24]. Die Frequenzänderung in Abhängigkeit von Druckänderungen Δp im Heliumbad beträgt in diesem Fall

$$\frac{\Delta\nu}{\Delta p} = -15 \frac{\text{Hz}}{\text{mbar}}. \quad (3.2)$$

Die daraus resultierenden Änderungen der Resonanzfrequenz haben auf die Amplitude $A(\nu)$ erheblichen Einfluß [25], wie man anhand der Amplitudengleichung

für einen getriebenen elektrischen Resonator in der Nähe der Resonanzfrequenz ν_0 und der Treiberfrequenz ν leicht erkennen kann:

$$\frac{A(\nu)}{A(\nu_0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 (\nu/\nu_0 - \nu_0/\nu)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2(\Delta\varphi)}} \quad (3.3)$$

Daneben treten auch Änderungen in der Phase auf, die durch

$$\tan(\Delta\varphi) = Q_L (\nu/\nu_0 - \nu_0/\nu) \quad (3.4)$$

beschrieben werden. Zur Veranschaulichung ist der Zusammenhang in einem Bodediagramm (Abb. 3.1) aufgetragen. Daraus läßt sich eine Verkopplung von Phasen- und Amplitudenänderungen ableiten, die von einer aktiven Regelung ausgeglichen werden müssen.

Ein Weg, einen Resonator gegen externe Störungen zu stabilisieren, ist die Güte des Resonators künstlich, das heißt durch Fehlanpassung, zu verschlechtern. Zu diesem Zweck wird die Kopplung β eingestellt, sodass sich die Bandbreite der Kavität auf 100 Hz vergrößert. Dies entspricht einer belasteten Güte Q_L von $3 \cdot 10^7$:

$$Q_0 = Q_L (1 + \beta) \quad (3.5)$$

Um die normalleitenden Kupferresonatoren und die supraleitenden Niobresonatoren am S-DALINAC in ihrer Amplitude und Phase zu stabilisieren, werden zwei unterschiedliche Regelschleifen eingesetzt, die im Folgenden vorgestellt werden.

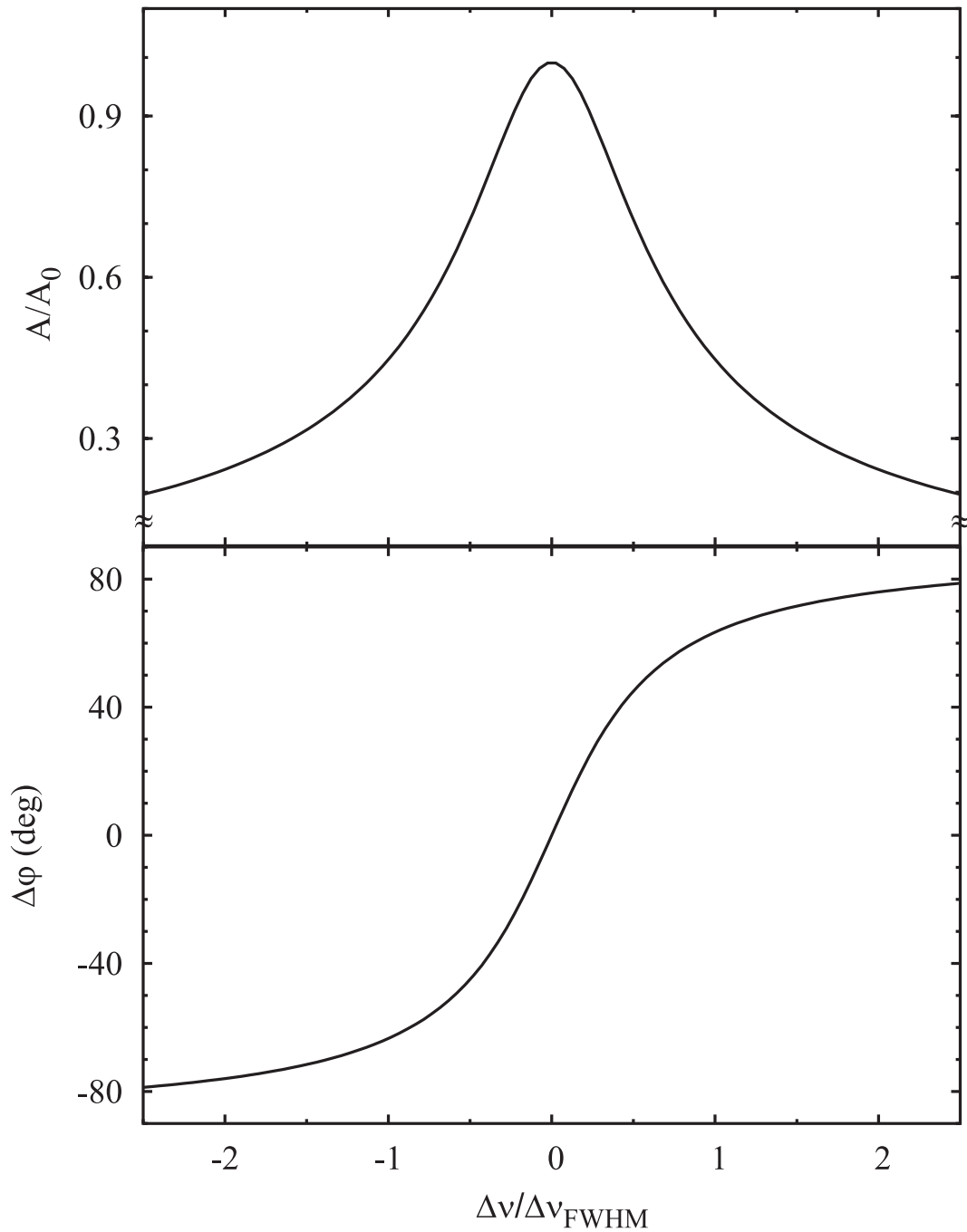


Abb. 3.1: Bodediagramm eines getriebenen elektrischen Resonators, der eine adäquate Beschreibung des Beschleunigerresonators darstellt. Aufgetragen ist im oberen Diagramm die relative Amplitudenänderung und im unteren die relative Phasenänderung in Einheiten der Frequenzabweichung $\Delta\nu$ in Abhängigkeit $\Delta\nu_{FWHM}$, was einer Verringerung der Amplitude um 3 dB entspricht.

3.2 Selbsterregte Schleife

Die selbsterregte Schleife (Self Excited Loop, SEL) ist für den Betrieb eines schmalbandigen Resonators mit einer hohen Güte sehr gut geeignet. Ein vereinfachtes Funktionsschaltbild einer SEL ist in Abb. 3.2 dargestellt. Es handelt sich um eine geschlossene Schleife, bei der das aus der Kavität ausgekoppelte Signal verstärkt und im Anschluss wieder auf den Einkoppler gegeben wird. Ein Vorteil ist, dass die Resonanz nicht gesucht werden muss, da die Schleife aus dem Rauschen heraus auf der Resonanzfrequenz schwingt. Dies gilt, sofern die Verstärkung größer ist als die Dämpfung und die Schleifenphase, also der gesamte Phasenvorschub in der Schleife, ein Vielfaches von 2π ist. Daher kann die Differenzfrequenz zu einem Frequenznormal, welche in diesem Zusammenhang Local Oszillator (LO) genannt wird, als Abweichung von der Sollfrequenz betrachtet werden, sodass sich selbst kleinste Frequenzabweichungen feststellen und mit Hilfe eines Tuners an der Kavität korrigieren lassen.

Für den Betrieb einer Kavität ist es notwendig, dass Phase und Amplitude des Resonatorfeldes einstellbar sind und konstant gehalten werden können, wobei die

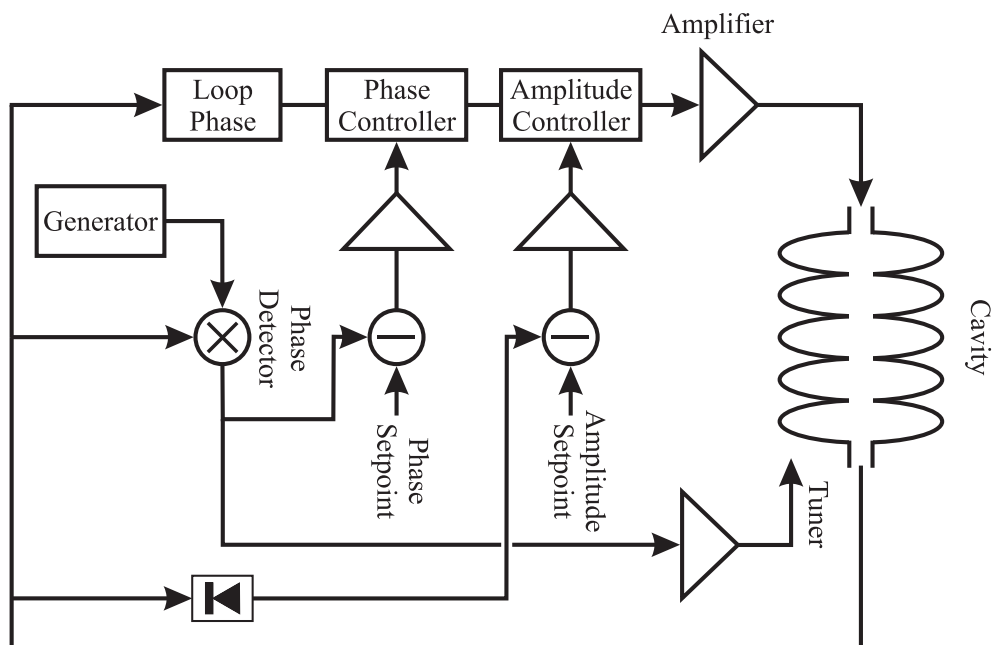


Abb. 3.2: Vereinfachte Darstellung einer selbsterregten Schleife. Eine genaue Beschreibung erfolgt im Text.

Abweichung vom vorgegebenen Sollwert möglichst klein sein sollte. Daher wird mit einem Amplitudendetektor das Hochfrequenzfeld gemessen und mit einem Amplitudenregler geregelt. Dieser Regler verhindert gleichzeitig die Resonanzkatastrophe, indem er in diesem System die Amplitude begrenzt. Die Phasemessung erfolgt durch ein Mischen des Resonatorsignals mit dem LO. Daraus ergibt sich das Stellsignal.

3.3 Getriebener Resonator

Durch die geringe unbelastete Güte Q_0 von ca. 10^5 und die massivere Bauweise haben Schwingungen oder Druckschwankungen nur einen geringen Einfluss auf die Resonanzfrequenz eines Kupferresonators, sodass bei diesem nur thermische Schwankungen und Störungen durch den Strahl verursacht werden, die von der Hochfrequenzregelung kompensiert werden müssen. Daher ist eine Regelschleife in Form eines getriebenen Resonators völlig ausreichend. Eine SEL würde bei ungünstigen Bedingungen zur Instabilität neigen. Auch durch die hohe Resonanzbreite von fast 1 MHz ist eine aktive Resonanzstabilisierung nicht notwendig.

Der schematische Aufbau des getriebenen Resonators (GR) ist in Abb. 3.3 dargestellt. Ein Vergleich mit Abb. 3.2 zeigt, dass beide Schleifen eine ähnliche Topologie besitzen. Der Unterschied liegt darin, dass der GR keine geschlossene Schleife besitzt und nur auf der Frequenz des LOs schwingen kann. Die Regler für Phase und Amplitude wirken direkt auf das Signal des Referenzoszillators. Die Messung und Regelung von Phase und Amplitude des Resonatorfeldes kann auf die gleiche Weise realisiert werden wie bei der SEL.

Die getriebene Schleife wird nicht zur Regelung eines supraleitenden Resonators eingesetzt, weil beim Einschalten keine Informationen darüber vorliegen, in welche Richtung der Tuner zu bedienen ist, in dem Fall, dass die Resonatorfrequenz zu weit von der Generatorfrequenz entfernt ist und sie nicht anschwingt.

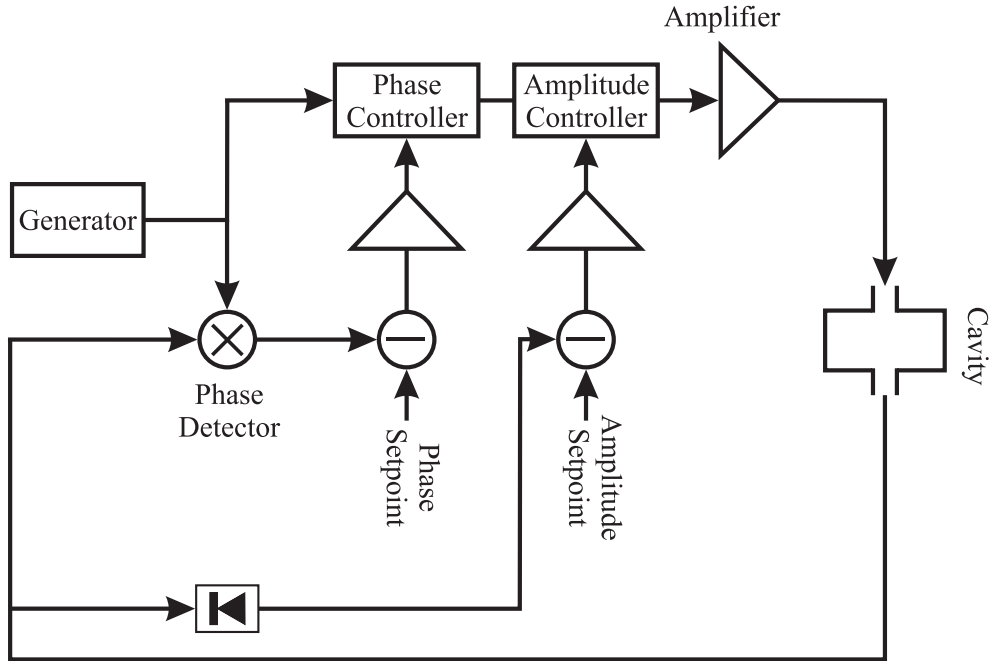


Abb. 3.3: Vereinfachte Darstellung eines getriebenen Resonators. Eine detaillierte Beschreibung erfolgt im Text.

3.4 Regelanforderungen

Am S-DALINAC wird zur Zeit mit der analogen Regelung eine relative Energieschärfe des Elektronenstrahls (FWHM) von $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ erreicht. Die Energieschärfe geht direkt in das Auflösungsvermögen der Experimente ein und limitiert hier das energetische Auflösungsvermögen in den Experimenten, die an den existierenden Spektrometern wie dem QCLAM-Spektrometer [19], um eine Größenordnung höher liegt und daher momentan nicht voll ausgenutzt werden kann. Um diese Energieauflösung nutzen zu können, muss eine neue Regelung in der Lage sein, die Strahlenergie auf $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ zu stabilisieren. Hieraus ergeben sich die Anforderungen an die Regelung der Beschleunigungskavitäten.

Der Energiegewinn E_{kin} eines Elektronenpaketes, das eine Kavität durchquert, hängt von der Feldamplitude E_0 und von der Phase φ ab [26]:

$$E_{kin} = E_0 \cdot \cos \varphi \quad (3.6)$$

Bei den Anforderungen wird unter Annahme einer Größtfehlerabschätzung vom ungünstigsten Fall ausgegangen. Daher wird von einem korrelierten Fehler in allen 12 Beschleunigungsstrukturen ausgegangen, sodass sich die Anforderung an eine Hochfrequenzregelung ergibt, das Feld in jeder Kavität auf $\Delta E/E = \pm 8 \cdot 10^{-5}$ regeln zu müssen. Gleichzeitig dürfen die Abweichungen von der Sollphase nicht größer sein als $\Delta\varphi = \pm 0.7^\circ$.

Um diese an die Hochfrequenzregelung gestellten Anforderungen zu erfüllen, werden in der neuen Regelung komplexe Hochfrequenzbauteile genutzt, die zum Zeitpunkt der Entwicklung der alten Regelung noch nicht verfügbar waren und im Zuge des Aufkommens und der Entwicklung der drahtlosen Kommunikationsverfahren sehr ausgereift und leicht erhältlich geworden sind. Eine thermische Stabilisierung ist in ihnen bereits integriert, sodass sie für den Einsatz bestens geeignet sind. Durch die Verwendung von digitalen Bauteilen zur Regelung der relativen Energieschärfe können Änderungen am Regelalgorithmus erprobt werden, die jederzeit wieder rückgängig gemacht werden können.

3.5 Regelalgorithmus

Im Rahmen dieser Arbeit ist eine Reglerschleife entwickelt worden, die sich von einer selbsterregten zu einer getriebenen Schleife umschalten läßt. Zu diesem Zweck wird innerhalb des FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) eine Variable geändert und damit die Reglerschleife umprogrammiert. Ein Blockschaltbild dieser Schleife ist in Abb. 3.4 dargestellt. Aufgrund der hohen Taktrate von 1 MHz konnte eine Phasenregelung mit einer echten Drehung realisiert werden. Dadurch ist der Regelbereich auf $\pm 180^\circ$ um den Sollwert erweitert worden. Auf einen Complex Phasor Modulator (CPM), wie in [7] beschrieben wird, konnte durch die wesentlich schnelleren Reaktionsgeschwindigkeiten des Amplitudenreglers verzichtet werden. Eine weitere Neuerung ist die Erweiterung der Phasen- und Amplitudenregelung von einem reinen Proportionalregler zu einer Kombination aus Proportional- und Integralregler (PI). Durch den Integralregler werden langsame Drifts und kleine Restfehler vollständig ausgeglichen. Auf die damit erzielten Er-

gebnisse wird in Kap. 5 eingegangen. In den nun folgenden Abschnitten werden die verschiedenen Regelschritte der Reglerschleife einzeln vorgestellt und erklärt.

Amplitudenregler

Aufgrund der hohen Anforderung an die Amplitudenstabilität wird ein spezieller Detektor verwendet, der rauscharm das elektrische Hochfrequenzsignal in eine Gleichspannung umwandelt. Diese wird anschließend digitalisiert und im Amplitudenregler verarbeitet, der in Abb. 3.4 auf der linken Seite dargestellt ist. In Erweiterung des bisherigen Amplitudenreglers ist zum Proportionalregler ein Integralregler hinzugefügt worden.

Im ersten Regelschritt wird zu der gemessenen Amplitude A_Z ein Korrekturwert A_{OFFSET} addiert und anschließend die Sollamplitude A_{SETPOINT} subtrahiert:

$$A_E = A_Z + A_{\text{OFFSET}} - A_{\text{SETPOINT}} \quad (3.7)$$

Um kleine Amplitudenfehler schnell korrigieren zu können, wird ein Proportionalregler verwendet. Er multipliziert den Amplitudenfehler A_E mit einem Verstärkungsfaktor A_{GAINP} :

$$A_{PE} = A_{\text{GAINP}} \cdot A_E \quad (3.8)$$

Geringe Restfehler und langsame Störungen werden mit Hilfe eines Integralreglers ausgeglichen. Dafür wird der Amplitudenfehler A_E mit einem kleinen Faktor A_{GAINI} multipliziert und zum letzten Integralwert A_{EI} addiert:

$$A_{EI} = A_{EI} + A_{\text{GAINI}} \cdot A_E \quad (3.9)$$

Schließlich werden die Stellsignale aus dem Proportional- und dem Integralregler zum Amplitudenstellsignal A_4 addiert, das später mit dem Phasenzweig multipliziert wird:

$$A_4 = A_{PE} + A_{EI} \quad (3.10)$$

Eingangskorrektor

Zur Phasenbestimmung werden zwei Stellglieder benötigt. Diese müssen so symmetrisch wie möglich sein und dürfen weder Offsets noch unterschiedliche Skalierungen haben. Allerdings unterscheidet sich der elektrische Aufbau von zwei ADC-Kanälen (I_Z und Q_Z) immer ein wenig, weil Bauteile gewisse Toleranzen haben. Die deshalb notwendigen Korrekturen lassen sich vor der Digitalisierung nur sehr aufwendig realisieren. Aus diesem Grund wird die Korrektur auf die digitalisierten Glieder angewendet. Bei der nachfolgenden Beschreibung des Phasenzweiges, der sich in Abb. 3.4 in der Mitte befindet, werden die beiden Stellglieder I und Q als Vektor dargestellt. Die Korrektur kann dann, wie unten beschrieben, durchgeführt werden. Zunächst wird ein Offset addiert und anschließend mit einem Korrekturfaktor multipliziert:

$$\vec{I}_2 = \begin{pmatrix} I_{SCALE} & 0 \\ 0 & Q_{SCALE} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_Z + I_{OFFSET} \\ Q_Z + Q_{OFFSET} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Phasenmessung

Im ersten Schritt der Phasenregelung werden mit einem COordinate Rotation DIgital Computer (CORDIC) die kartesischen IQ-Koordinaten in Polarkoordinaten transformiert [27–29]. Der CORDIC wird dafür im *Vectoring Mode* betrieben. Während der Transformation wird der IQ-Vektor in immer kleiner werdenden Winkeln gedreht, bis er auf der I-Komponente liegt. Die durch diese diskreten Schritte verursachten Fehler können korrigiert und eine eindeutige Resonatorphase mit einer Genauigkeit von 18 Bit bestimmt werden.

Phasenregelung

Durch die Transformation in Polarkoordinaten läßt sich nun die Phasenregelung ähnlich zur Amplitudenregelung realisieren. Nachdem die Phase P_{PHASE} innerhalb des ersten CORDICs bestimmt worden ist, läßt sich der Phasenfehler P_E durch Subtraktion der Sollphase $P_{SETPOINT}$ errechnen:

$$P_E = P_{PHASE} - P_{SETPOINT} \quad (3.12)$$

Auf die gleiche Weise wie die Amplitudenregelung findet dann die Verarbeitung des Phasenfehlers in einem Proportionalregler

$$P_{EP} = P_E \cdot P_{GAINP} \quad (3.13)$$

und in einem Integralregler

$$P_{EI} = P_{EI} + P_{GAINI} \cdot P_E \quad (3.14)$$

statt. Anschließend werden die beiden Fehlersignale P_{EI} und P_{EP} addiert. Zu den Stellsignalen wird noch die Schleifenphase $LOOP_{PHASE}$ addiert:

$$P_4 = P_{EI} + P_{EP} + LOOP_{PHASE} \quad (3.15)$$

Mit der Schleifenphase wird in der Schleife eine Phasenverschiebung von einem Vielfachen von 2π eingestellt. Dies ist eine der Voraussetzungen dafür, dass die selbsterregte Schleife schwingen kann. Beim getriebenen Kreis wird mit der $LOOP_{PHASE}$ der Phasenfehler P_E vor dem Aktivieren der Phasenregelung minimiert, damit der Phasenregler einen möglichst geringen Startfehler korrigieren muss und sich die Regelschleife schneller auf den Sollwert einfängt.

Phasensteller

Im dritten Schritt der Phasenregelung wird ein zweiter CORDIC eingesetzt. Er wird im sogenannten *Rotation Mode* betrieben, bei dem ein Vektor um einen beliebigen Winkel gedreht werden kann. Bei der Drehung bleibt der Betrag des Vektors und damit die Signalstärke erhalten und die Polarkoordinaten werden wieder in kartesische rücktransformiert.

Zwischen den zwei Reglerschleifen, getriebener Resonator und selbsterregte Schleife, lässt sich der Algorithmus im Betrieb leicht umschalten. Dafür wird der Eingangsvektor des CORDIC geändert. Im getriebenen Kreis wird ein unveränderlicher Vektor ($X = 1, Y = 0$) gedreht, bei der selbsterregten Schleife dagegen der Eingangsvektor ($X = I_2, Y = Q_2$). Die Drehmatrix des CORDIC lautet mit dem Drehwinkel P_4 nach (3.15):

$$\vec{I}_4 = \begin{pmatrix} \cos(P_4) & \sin(P_4) \\ -\sin(P_4) & \cos(P_4) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Vektorausgabe

Nachdem die Phasenregelung beendet ist, findet die Amplitudenmodulation statt. Bei der Modulation wird, wie im Folgenden beschrieben, zum Vektor \vec{I}_4 ein mit dem Amplitudensteller A_4 multiplizierter Vektor \vec{I}_4 addiert und als \vec{I}_6 ausgegeben. In der bisherigen Regelung wird bei der Amplitudenmodulation nur mit A_4 multipliziert, wodurch negative Stellsignale den Vektor spiegeln. Die Folge einer Spiegelung ist, dass die Phasenkorrekturen von der Sollphase wegführen und die Regelung nicht mehr in der Lage ist, die Sollwerte zu erreichen. Deshalb liegt in dem neuen Algorithmus der Wertebereich für A_4 zwischen 1 und -1. Somit kann der Ausgangsvektor nur eine Amplitude von 0 annehmen und eine Spiegelung, die einen Phasensprung von 180° verursachen und eine Phasenregelung unmöglich machen würde, ist ausgeschlossen. Dies steigert die Zuverlässigkeit der neuen Phasenregelung:

$$\vec{I}_6 = (1 + A_4) \cdot \vec{I}_4 \quad (3.17)$$

Um kleinere Offsets innerhalb des DACs und des IQ-Modulators kompensieren zu können, wird zu dem geregelten Vektor \vec{I}_6 noch ein Vektor mit der Offsetkorrektur addiert. Der Ausgabevektor, der aus I_{OUT} und Q_{OUT} besteht, wird in analoge Signale umgewandelt und bei der Modulation auf die HF-Referenz aufgemischt:

$$\vec{I}_{OUT} = \begin{pmatrix} I_6 \\ Q_6 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I_{OFFSET} \\ Q_{OFFSET} \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Tiefpassfilter

Resonanzänderungen des Resonators können nicht direkt beobachtet werden und wirken sowohl auf die Amplitude als auch auf die Phase. Schnelle Änderungen der Resonanz werden durch den zuvor beschriebenen Regelalgorithmus direkt kompensiert, während permanente Abweichungen von der Resonanz als dauerhafte Fehler behandelt und durch erhöhte Vorlaufleistung kompensiert werden müssen.

Um die Regelschleife möglichst optimal zu betreiben, muß die Resonanz der Kavität daher mit Hilfe eines Tuners korrigiert werden. Dazu werden langsame Phasenänderungen verwendet, da laut Bodediagramm (Abb. 3.1) von kleinen Resonanzfrequenzänderungen große Phasenabweichungen verursacht werden, die durch das Vorzeichen auch eine Richtung angeben. Innerhalb der neu entwickelten Reglerschleife werden diese langsamen Änderungen detektiert, indem der integrierte Phasenfehler P_{EI} durch einen Tiefpass gefiltert wird, wie er in Abb. 3.4 auf der rechten Seite dargestellt ist. Um zu verhindern, dass die Tunersteuerung Resonanzen anregt, wird ein Tiefpass mit einer Zeitkonstanten von etwa einer Sekunde verwendet. Dabei wird die Eingangsgröße P_{EI} skaliert, damit der Tiefpassfilter sowohl in der Richtung als auch in der Aussteuerung variiert werden kann:

$$TP_{IN} = PEI_{SCALE} \cdot P_{EI} \quad (3.19)$$

Die Zeitkonstante des Tiefpasses wird mit dem Faktor TP_{τ} eingestellt. Sinnvoll ist nur ein positiver Wert. Bei der Berechnung wird die Eingangsgröße TP_{IN} und der Ausgangswert TP_{OUT} mit TP_{τ} multipliziert. Bei der Berechnung des neuen Ausgangswertes wird der skalierte Eingangswert addiert, während der skalierte Ausgangswert subtrahiert wird. Dadurch läuft der Ausgangswert dem Eingangswert langsam nach:

$$TP_{OUT} = TP_{OUT} + TP_{\tau} \cdot (TP_{IN} - TP_{OUT}) \quad (3.20)$$

Tunersteuerung

Der Unterschied zum Amplituden- und Phasensteller ist, dass der Tuner [30] eine echte Verschiebung der Resonanz durchführt, die mit einer Phasen- und Amplitudenänderung verbunden ist. Angesteuert wird der Tuner TU_{OUT} mit dem Wert vom Tiefpassausgang TP_{OUT} , der noch um einen Offset verschoben wird:

$$TU_{OUT} = TU_{OFFSET} + TP_{OUT} \quad (3.21)$$

Der Tuner besteht dabei aus zwei Teilen, einem Feintuner und einem Grobtuner. Der Feintuner besteht aus einer Nickelstange, die von einer Spule eingefasst ist. Dabei wird ausgenutzt, dass die Nickelstange bei Anlegen eines äußeren Magnetfelds ihre Länge ändert. Dieser Effekt wird Magnetostriktion genannt. Der Feintuner selbst hat einen Stellbereich von etwa $2 \mu\text{m}$ und kann damit die Resonanzfrequenz um etwa 1 kHz verschieben.

Für den Fall, dass der Stellbereich des Feintuners nicht ausreicht, wird ein Grobtuner mit einem Stellbereich von etwa 1 MHz verwendet, um die Resonanzfrequenz ν_{err} wieder in den Stellbereich des Feintuners zu bewegen. Dies geschieht bei einer Ansteuerung von über 80 % (ν_{HIGH}) und von unter 20 % (ν_{LOW}) des Stellbereichs des Feintuners. Im diesem Falle wird der Antrieb des Grobtuners, der aus einem Motor besteht, aktiviert, um wieder in den mittleren Stellbereich des Feintuner (50 % der Vollaussteuerung) zu gelangen:

$$Motor = \begin{cases} -1 & : \nu_{err} > \nu_{HIGH} \\ 0 & : \nu_{LOW} < \nu_{err} < \nu_{HIGH} \\ 1 & : \nu_{err} < \nu_{LOW} \end{cases} \quad (3.22)$$

4 Neue Hochfrequenzregelung

Der folgende Teil der Arbeit beinhaltet den Aufbau einer digitalen Hochfrequenzregelung (HF-Regelung) für den supraleitenden Darmstädter Elektronenbeschleuniger S-DALINAC. Ziel ist es, die Energieschärfe des Elektronenstrahls zu erhöhen. Für diese Arbeit wurden in [8, 9] maßgebliche Komponenten entwickelt, eine Integration zu einem Gesamtsystem stand jedoch noch aus.

So wurde in [8] ein neues HF-Modul aus Einzelkomponenten aufgebaut und erfolgreich an einer supraleitenden Kavität getestet. Dabei wurde der Niederfrequenzteil (NF-Teil) der bisherigen Regelung verwendet, wofür ein Adapter zur Pegelanpassung entwickelt und gebaut werden musste.

Zum Ersatz der bisher analogen Regelung wurde in [9] die Möglichkeit der Entwicklung einer digitalen Regelung für den S-DALINAC untersucht und das nun genutzte Konzept zur Regelung erarbeitet. Daraufhin wurde am Institut für Kernphysik ein Prototyp dieses NF-Moduls entwickelt, das als Herzstück einen FPGA besitzt. Der wesentliche Unterschied zwischen diesem Modul im Vergleich zur bisherigen analogen Regelung liegt in der Art der Signalverarbeitung. Im neuen Konzept werden die HF-Signale, nachdem sie ins Basisband gemischt worden sind, direkt von einem ADC digitalisiert und innerhalb des FPGAs durch einen komplexen Regelalgorithmus zu neuen Stellsignalen verarbeitet. Die Ausgangswerte werden anschließend durch DACs wieder in Analogsignale umgewandelt und auf die 3 GHz Referenz aufgemischt.

Der Vorteil eines digitalen Systems liegt prinzipiell in der hohen Flexibilität. Bei einer kleinen Änderung im Regelalgorithmus muss bei einer analogen Regelung das Platinenlayout geändert werden. Bei einer digitalen Regelung mittels FPGA wird nur der einprogrammierte Algorithmus angepasst und die Firmware synthetisiert. Danach kann der neue Regelalgorithmus innerhalb von wenigen Sekunden in den FPGA geladen werden, ohne dafür Hardware tauschen zu müssen. Beispielsweise ist es dadurch leicht möglich, zwischen verschiedenen Regelschleifen umzuschalten. Auch lassen sich schnell verschiedene Reglertypen testen, sodass den Entwicklungsmöglichkeiten keine Grenzen gesetzt sind.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Prototyp einer solchen digitalen Regelung in Betrieb genommen. Dabei gelang es, sowohl eine normalleitende Kupferkavität,

als auch eine supraleitende Kavität erfolgreich zu regeln. Die aus dem Prototyp gewonnenen Erfahrungen wurden zur Weiterentwicklung genutzt, um sowohl ein serienreifes HF- als auch ein NF-Modul zu entwickeln.

4.1 Bisherige Regelung

Die am S-DALINAC eingesetzte HF-Regelung wurde im Rahmen zweier am Institut entstandener Diplom- und Doktorarbeiten aufgebaut und weiterentwickelt. Sie besteht aus einem HF-Teil [31], dessen Funktionweise im Blockschaltbild Abb. 4.1 zu erkennen ist, und einem NF-Teil [7], auf den im Weiteren noch eingegangen wird.

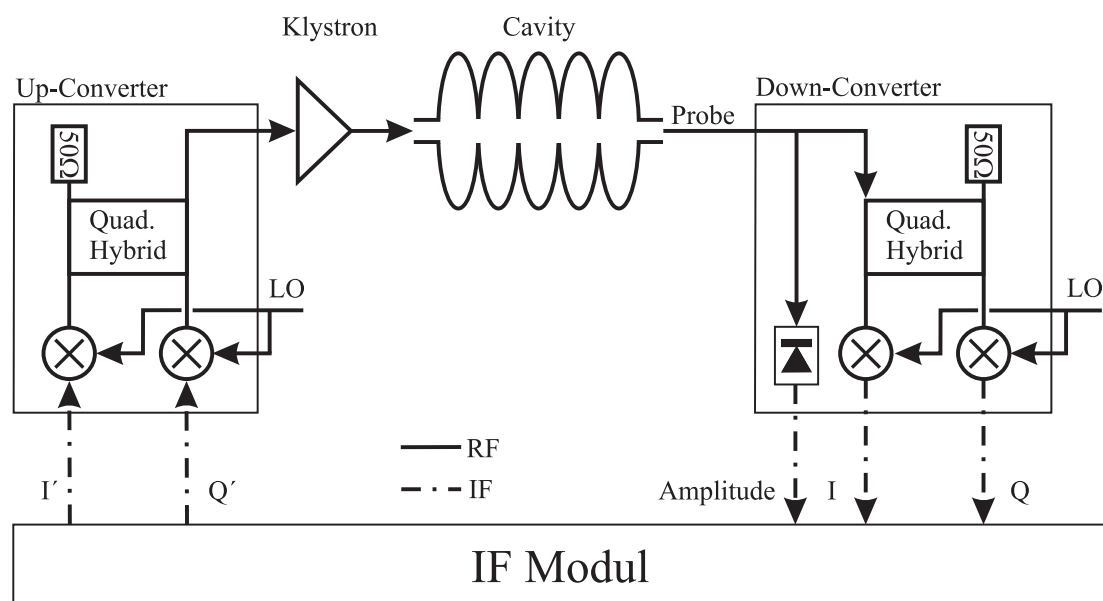


Abb. 4.1: Blockschaltbild eines bisherigen HF-Moduls, das aus Mixern und hochfrequenzwirksamen Leiterbahnen aufgebaut ist. Auf der linken Seite befindet sich der Modulator, der die Stellsignale des NF-Moduls auf den Local Oszillator (LO) mischt. Rechts zu erkennen ist der Demodulator und ein Amplitudendetektor, die die HF-Signale aus der Kavität wieder in NF-Signale umwandeln. Die Regelung der Signale findet im NF-Teil statt.

Die wesentlichen Komponenten des bisherigen HF-Moduls sind: Ein IQ-Modulator (Inphase-/Quadraturphase-Modulator) auf der linken Seite, sowie rechts ein IQ-Demodulator mit einem separaten Amplitudendetektor. Da es zum Zeitpunkt der Entwicklung noch keine hochintegrierten Bauteile gab, wurden die Modulatoren und Demodulatoren aus einzelnen Mischern und hochfrequenzwirksamen Leiterbahnen aufgebaut. Einfache Operationsverstärker wurden benutzt, um den Anschluss an das NF-Modul zu puffern und eine Offsetkorrektur zu ermöglichen. Durch die ständige Weiterentwicklung [8] der Regelung ist es gelungen, diese Module zu verbessern. Zuletzt wurde eine aufwendige Temperaturstabilisierung für die Amplitudendetektoren entwickelt und in den Injektormodulen eingebaut, um deren Temperaturdrifts zu kompensieren und die damit verbundenen Strahlenergieschwankungen erfolgreich zu beseitigen.

Mithilfe des HF-Moduls wird das 3 GHz Signal der Kavität mit der Referenzfrequenz des Beschleunigers ins Basisband gemischt, sodass die verbleibenden Signale im kHz-Bereich liegen. Deren Verarbeitung und Regelung findet in einem NF-Modul statt, dessen Funktion in Abb. 4.2 dargestellt ist.

Im oberen Teil der Abbildung ist die Amplitudenregelung dargestellt. Sie besteht aus einem einfachen Proportionalregler, der von der Sollamplitude den Messwert subtrahiert und anschließend verstärkt. Der neue Stellwert wird mit dem IQ-Vektor aus dem Phasenzweig multipliziert, der im unteren Teil des Blockschaltbildes zu erkennen ist. Der Phasenzweig beginnt mit einer Pufferung und anschließenden Skalierung des Phasenvektors. Innerhalb des Loop-Phasen-Schiebers wird der Eingangsvektor mit einer Drehmatrix multipliziert, um so die Resonanzbedingung der selbsterregte Schleife (siehe Kap. 3.2) zu erhalten. Der anschließende CPM (Complex Phase Modulator) regelt die Phase und erhält sein Stellsignal ebenfalls aus einem einfachen Proportionalregler. Der Phasenfehler wird gebildet, indem der IQ-Eingangsvektor auf den Sollvektor gedreht wird und der verbleibende kleine Q' Anteil auf Null geregelt wird. Der I' Anteil bleibt unberücksichtigt. Nachteil dieser Art der Phasenregelung ist eine Spiegelsymmetrie, die es ermöglicht, dass die Kavität auch 180° phasenverkehrt fehlerfrei läuft und dieser Punkt nur aufgrund seiner Instabilität im Idealfall nicht gehalten wird. In den letzten Jahren wird immer häufiger der Fall beobachtet, dass von der Regelung die falsche Phase eingefangen wird.

Aufgebaut wurde die analoge Regelung aus einfachen elektrischen Bauteilen, wie Widerständen, Operationsverstärkern und Analogmultiplizierern, die in einer sehr komplexen Schaltung verbaut sind. Unglücklicherweise wurde in den letzten Jahren ein vermehrtes Wandern der Sollwerte in den Regelkreisen beobachtet, das durch das Altern von verschiedenen Komponenten erklärt werden kann. Das ist auch der Grund für Diskontinuitäten, die sich in Sprüngen der Regelung beobachten lassen.

Aufgrund des Alters und der Komplexität der Regelung ließen sich diese Fehler nur mit erheblichem Aufwand beheben. Viele Komponenten werden nicht mehr hergestellt, was die Ersatzteilbeschaffung schwierig macht. Aus diesem Grund

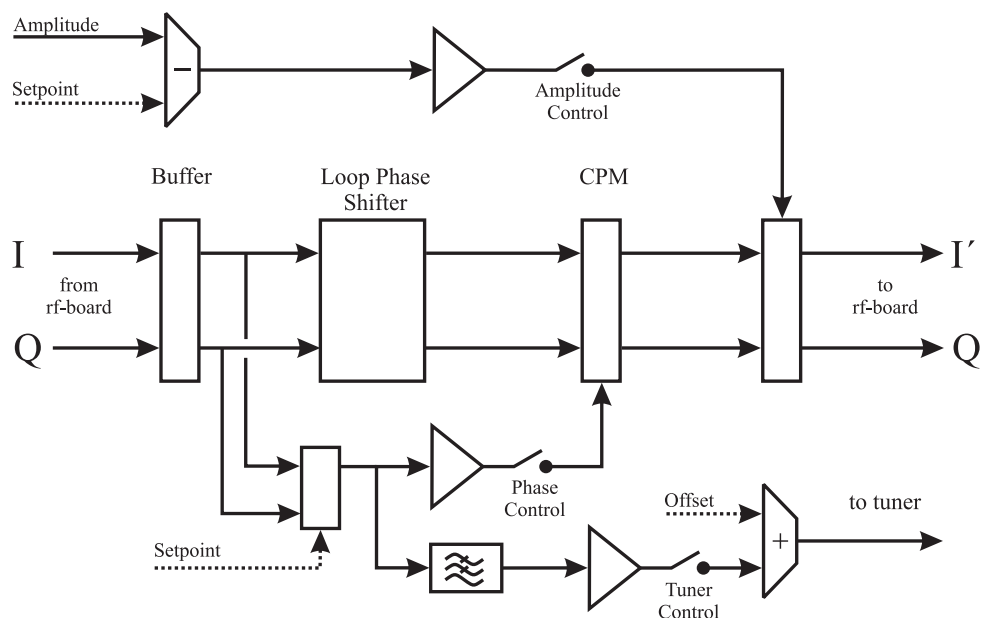


Abb. 4.2: Funktionsschaltbild der bisherigen NF-Module. Oben befindet sich der Amplitudenregler. Von der gemessenen Amplitude wird der Sollwert abgezogen und der sich ergebende Amplitudenfehler verstärkt. Darunter ist der Phasenzweig zu erkennen. In ihm wird zunächst der Eingang gepuffert und anschließend zur weiteren Verarbeitung aufgeteilt. Die Schleifenphase wird mit dem Loop Phase Shifter eingestellt und die Phase mit dem Phasensteller (CPM) geregelt. Hinter ihm findet die Amplitudenmodulation statt. Der Phasenfehler wird innerhalb des CPM zur Phasenregelung und hinter einem Tiefpass zur Tuneransteuerung verwendet.

wird das alte System nicht mehr weiterentwickelt, sondern eine Neuentwicklung auf Basis digitaler Bausteine angestrebt. Ein weiterer Grund für die Neuentwicklung einer digitalen Hochfrequenzregelung ist das Erreichen der Designwerte, um die gestiegenen Anforderungen der Experimente, die am S-DALINAC durchgeführt werden, zu erfüllen. Diese Experimente benötigen einen höheren Strahlstrom und eine höhere Energiestabilität.

4.2 Hochfrequenzmodul

Für die Entwicklung einer digitalen Regelung war es notwendig, zunächst Prototypen zu entwickeln, um damit die Realisierbarkeit und verschiedene Optionen der Realisierung genauer untersuchen zu können. Die ersten Versionen eines HF-Moduls [8] und eines NF-Moduls [9] sind 2003 entstanden und wurden im Rahmen dieser Arbeit getestet und weiterentwickelt. Dabei ergab sich die Notwendigkeit, Modifikationen durchzuführen. Darüber hinaus wurde eine Adapterelektronik für den Anschluß des HF-Moduls an die bestehende analoge Regelung entwickelt und aufgebaut, um so weitere Tests auch unter Strahlbedingungen durchführen zu können. In dieser Konfiguration gelang es, mit dem Prototypen eine supraleitende Niobstruktur zu regeln.

Im nächsten Schritt wurden die Erfahrungen genutzt, um das Design weiter zu verbessern. Diese Änderungen wurden, wenn möglich, direkt am Prototypen erprobt. So wurde der dreistufige Verstärker der Modulatorseite entfernt, weil er eine hohe Wärmeentwicklung zeigte, eine zusätzliche Spannungsversorgung von 15 V notwendig machte und gelegentlich zur Eigenschwingung neigte. Durch weitere kleine Modifikationen ist es gelungen, das Modul kompakter zu gestalten und seine Eigenschaften weiter zu verbessern.

Das aus dem Prototypen entstandene neue Hochfrequenzmodul ist in Abb. 4.3 zu sehen. Es wurde ebenfalls an einer supraleitenden Struktur getestet. Dabei ist es erstmals gelungen, ein neues HF-Modul dauerhaft und im Normalbetrieb an der bisherigen NF-Regelung zu betreiben. Dieses seit Dezember 2007 an der Struktur #11 des Hauptbeschleuniger betriebene Modul hat sich als äußerst zuverlässig erwiesen. Gegenwärtig werden drei Strukturen mit diesen HF-Modulen betrieben.

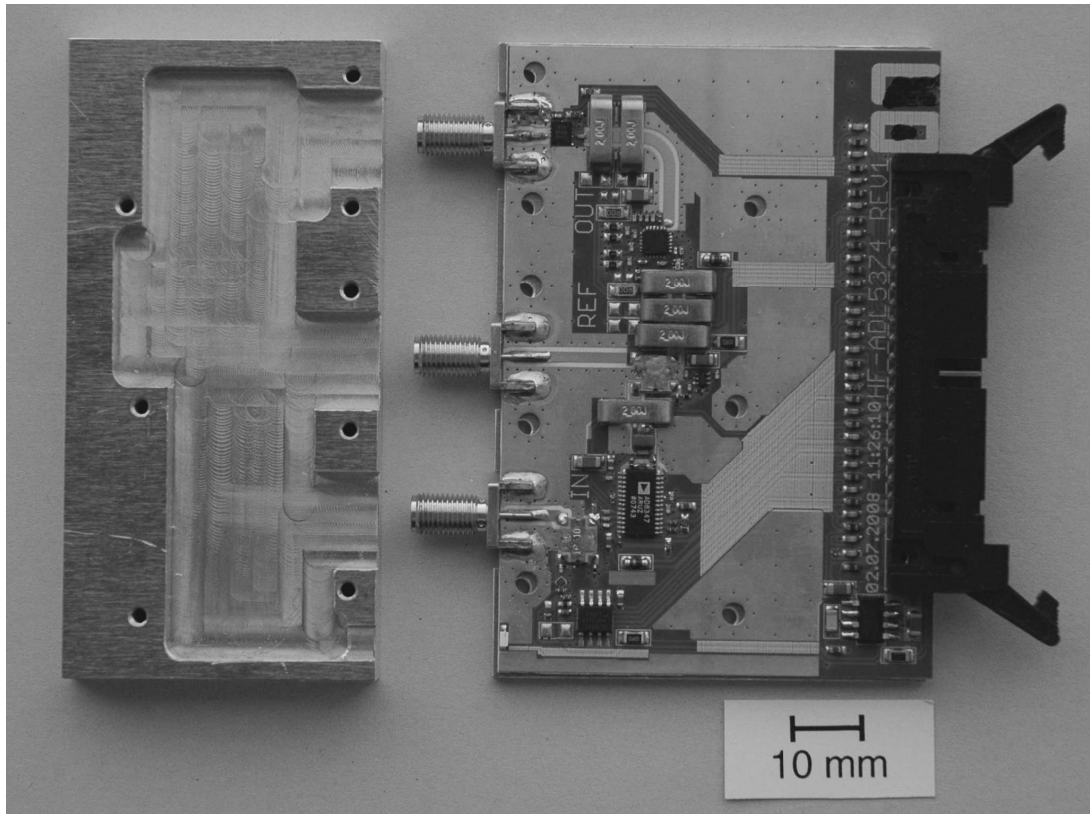


Abb. 4.3: Auf der rechten Seite der Abbildung ist das neue Hochfrequenzmodul zu sehen. Am linken Rand des Moduls befinden sich die drei HF-Anschlüsse für das Probesignal der Kavität (unten), den Referenzoszillator (mitte) und den Modulatorausgang (oben), dessen Signal verstärkt wird und die Kavität treibt. Auf der rechten Seite des Moduls befindet sich der Stecker, mit dem das Modul mit dem NF-Modul verbunden wird. Links im Bild ist das Gehäuse zu sehen, das zur Abschirmung gegen äußere HF-Felder zwingend notwendig ist.

In den nachfolgenden Abschnitten wird genauer auf die Funktionsweise der Bauteile eingegangen, nachdem zunächst die Baugruppen beschrieben werden.

4.2.1 Baugruppen

In Abb. 4.3 ist das sehr kompakte Design dieses HF-Modules zu erkennen. Es besteht aus einem speziellen hochfrequenztauglichen Platinenmaterial (*RO4350*) [32]. Dabei handelt es sich um eine $760 \mu\text{m}$ dicke Platine mit einer dielektrischen Permeabilität von $\epsilon_r = 3.48$. Auf die Platinenseiten ist eine $14 \mu\text{m}$ dicke

Kupferschicht aufgetragen, die mit Gold überzogen wurde. Auf der Rückseite befindet sich eine durchgehende Massefläche, die zur Befestigung einer Bodenplatte genutzt werden kann, um das ganze Modul gegen mechanische Belastungen zu stabilisieren.

Auf dem Modul befinden sich die HF-Anschlüsse links. Vom unteren Anschluss gelangt das Signal der Kavität in die Platine. Am mittleren Anschluss wird der Referenzoszillator angeschlossen. Dessen Signal wird am Demodulator mit dem Resonatorsignal gemischt und zur Phasenbestimmung eingesetzt. Daneben wird auf die Referenz innerhalb des Modulators das geregelte NF-Signal aufgemischt und am oberen Ausgang ausgegeben.

Auf der rechten Seite des HF-Moduls befindet sich der Anschluß zum Niederfrequenzmodul. Über ihn wird die Platine mit Strom versorgt und die Signale werden übertragen. Eine detaillierte Steckerbelegung befindet sich in Anhang A.

Links in der Abbildung ist die Aluminiumabschirmung zu erkennen. Sie wird auf die Hochfrequenzplatine aufgesetzt und mit ihr verschraubt. Dadurch nimmt die Abdeckung die mechanischen Kräfte auf und schirmt das Modul gegen Störungen aus der Umgebung ab.

4.2.2 Funktionsweise

Im vereinfachten Blockschaltbild (Abb. 4.4) ist die Funktionsweise des HF-Moduls dargestellt. Oben sind die HF-Ein- und Ausgänge abgebildet. Links befindet sich der HF-Eingang RF_{IN} für das Signal aus der Kavität. Von dort kommend wird das Signal an einem Richtkoppler *1P620* geteilt. Annähernd die volle Leistung wird zum Leistungsdetektor *ADL5500* geführt, der eine Spannung erzeugt, die proportional zum elektrischen Feld in der Kavität ist. Ein um 20 dB abgeschwächtes Signal läuft dann zum IQ-Demodulator *AD8347*. Dieser mischt das Signal der Kavität mit dem Referenzsignal. So erhält man die Differenzfrequenz der beiden Signale. Stimmen die beiden Frequenzen überein, ist die Differenzfrequenz 0 Hz und man erhält eine feststehende Ausgangsspannung. Damit die gemessene Phase nicht von den Amplituden und Phasen der gemischten Signale abhängt und über den vollen Winkelbereich von 2π verläuft, werden zwei Spannungen I und Q ausgegeben. Wobei I (Inphase) die Phase zum Referenzoszillator beschreibt, während Q (Quadraturphase) die um $\pi/2$ phasenverschobene Phase ist.

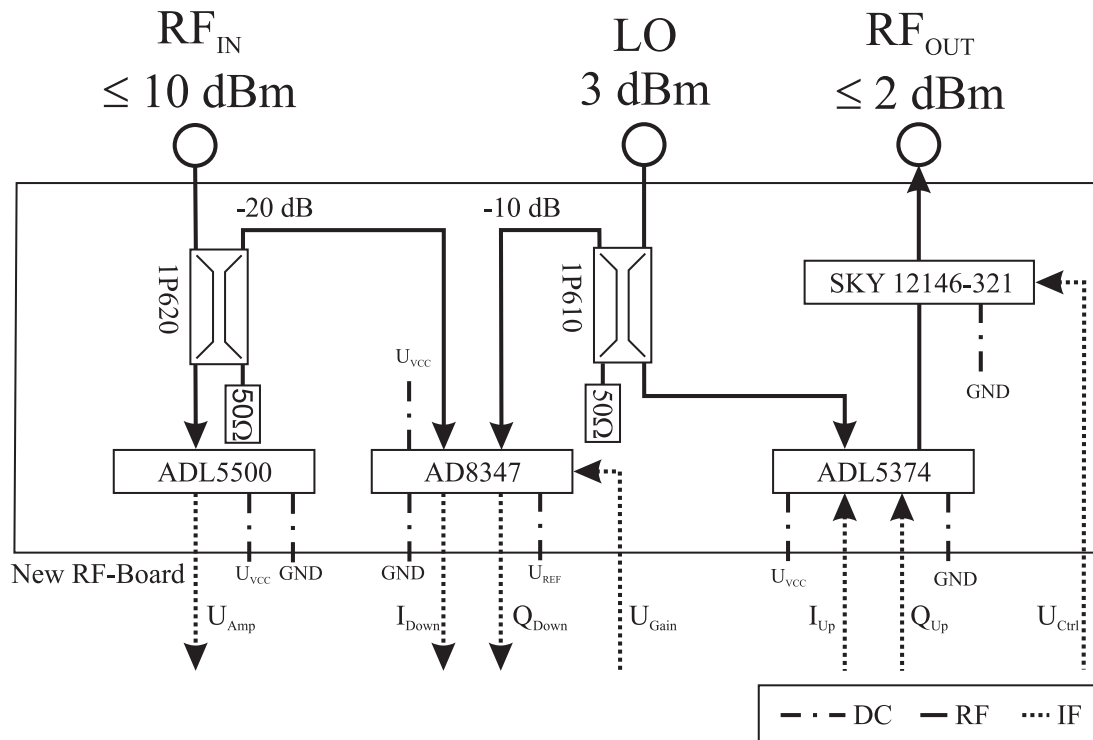


Abb. 4.4: Funktionsschaltbild eines HF-Moduls. Auf der linken Seite befindet sich ein Leistungsdetektor (ADL5500) und ein IQ-Demodulator (AD8347), die das hochfrequente Probesignal in niederfrequente Signale umwandeln. Rechts ist der Modulatoraufbau zu sehen. Mit einem Modulator (ADL5374) werden Niederfrequenzsignale auf die Referenz aufgemischt, die in der Mitte des Moduls angeschlossen wird. Mit einem elektrischen Abschwächer (SKY12146-321) wird die Ausgangsleistung des Modulators begrenzt.

Der Referenzoszillator wird am mittleren Hochfrequenzeingang LO angeschlossen. Für den Demodulator wird an einem Richtkoppler $1P610$ ein Signal ausgekoppelt, das um den Faktor 10 kleiner ist als das Eingangssignal. Der Hauptteil der Referenz läuft zum IQ-Modulator $ADL5374$, der von der Niederfrequenz die I' und Q' auf die Referenz mischt. Das modulierte HF-Signal läuft noch einmal durch einen variablen Abschwächer $Sky\ 12146-321$, bevor es das HF-Board mit maximal 2 dBm am rechten Ausgang, RF_{OUT} , verlässt.

4.2.3 Funktionstest

Schon bei der Inbetriebnahme des Prototypen und später auch bei dem Serienmodul hat sich eine feste Testprozedur bewährt, die hier vorgestellt wird. In dem Funktionsschaltbild Abb. 4.5 ist der Aufbau zum Test eines Hochfrequenzmoduls dargestellt.

Beim Funktionstest wird der Generator über einen variablen Abschwächer mit dem Eingang RF_{IN} verbunden. Durch Verstellen der Abschwächung und gleichzeitigem Aufzeichnen der ausgegebenen Spannung wird der Arbeitsbereich des Amplitudendetektors geprüft. Dieser liefert eine Spannung, die proportional zum

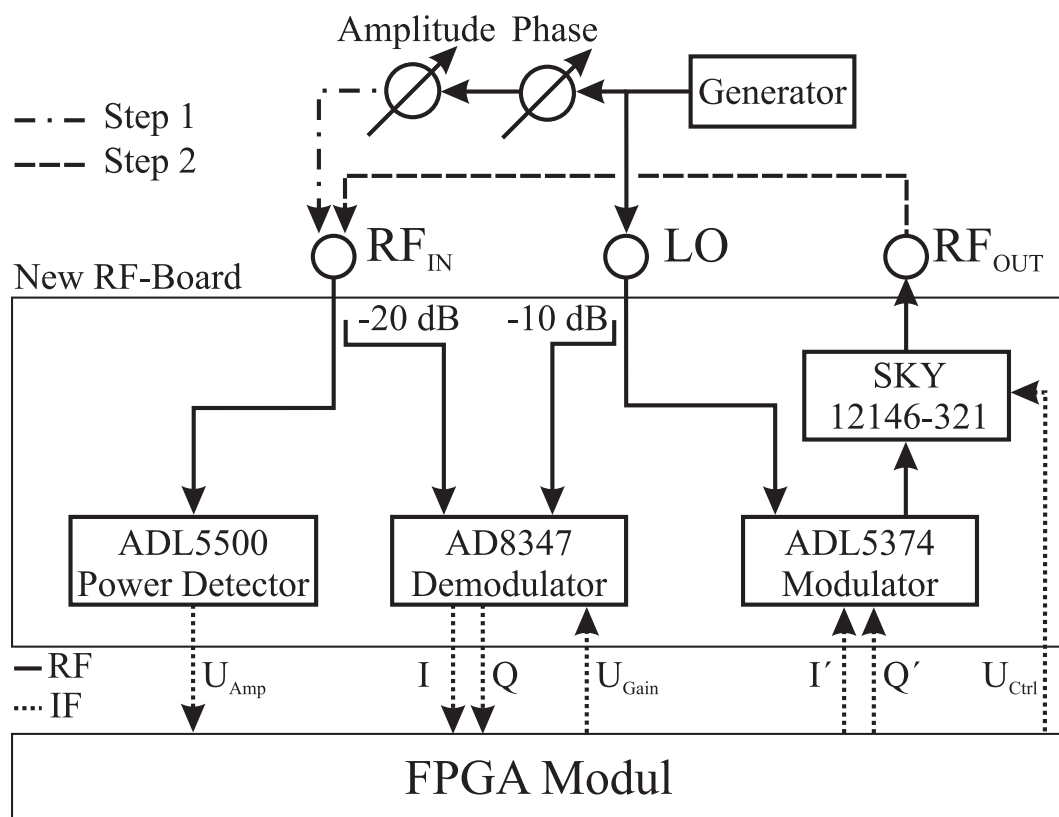


Abb. 4.5: Aufbau zum Funktionstest der neuen Hochfrequenzmodule. Der Generator wird an den Referenzeingang (LO) und über einen Phasenschieber und einem variablen Abschwächer an den Resonatoreingang RF_{IN} angeschlossen. Nach einem Funktionstest des Amplitudendetektors und des Demodulators wird in einem zweiten Schritt der Modulatorausgang RF_{OUT} an den Resonatoreingang angeschlossen und so die Funktion des Modulators geprüft.

elektrischen Feld in der Kavität ist. Daher sollte beim Auftragen der Spannung über die Wurzel der Hochfrequenzleistung (RMS-Spannungswert des Hochfrequenzsignals) eine Gerade zu erkennen sein, wie sie in Abb. 4.6 dargestellt ist. Bei einer für den Betrieb typischen Eingangsleistung von 6 dBm wird eine Ausgangsspannung von 1.5 V am HF-Modul erwartet, die sich über den analogen Ausgang des FPGA-Moduls (neues NF-Modul) beobachten lässt.

Anschließend wird der Demodulator getestet. Dafür wird ein Phasenschieber zwischen Generator und Modul in den Aufbau eingefügt. Vom Demodulator werden I und Q ausgegeben, die in XY-Darstellung auf einem Oszilloskop eine einem Kreis ähnliche Figur erzeugen sollten, wie in Abb. 4.7 zu sehen ist, sobald am Phasenschieber gedreht wird. Ein defekter Demodulator lässt sich dadurch erkennen, dass sich bei Phasenänderungen nur I oder Q ändert. Der Kreis wird zu einem Quadrat, sobald das Hochfrequenzsignal zu stark im Demodulator verstärkt wird.

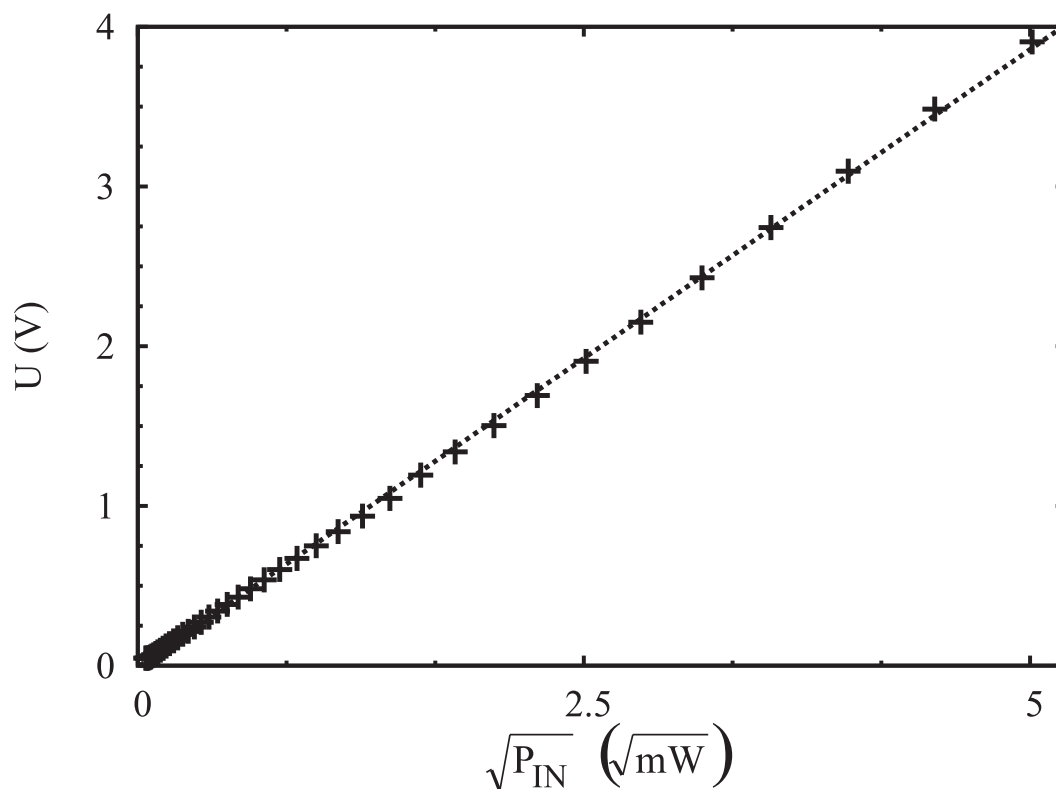


Abb. 4.6: Kennlinie des Amplitudendetektors ADL5500 bei 3 GHz. Das Verhalten wird durch eine lineare Regression beschrieben. Die Abweichungen sind kleiner als 45 mV.

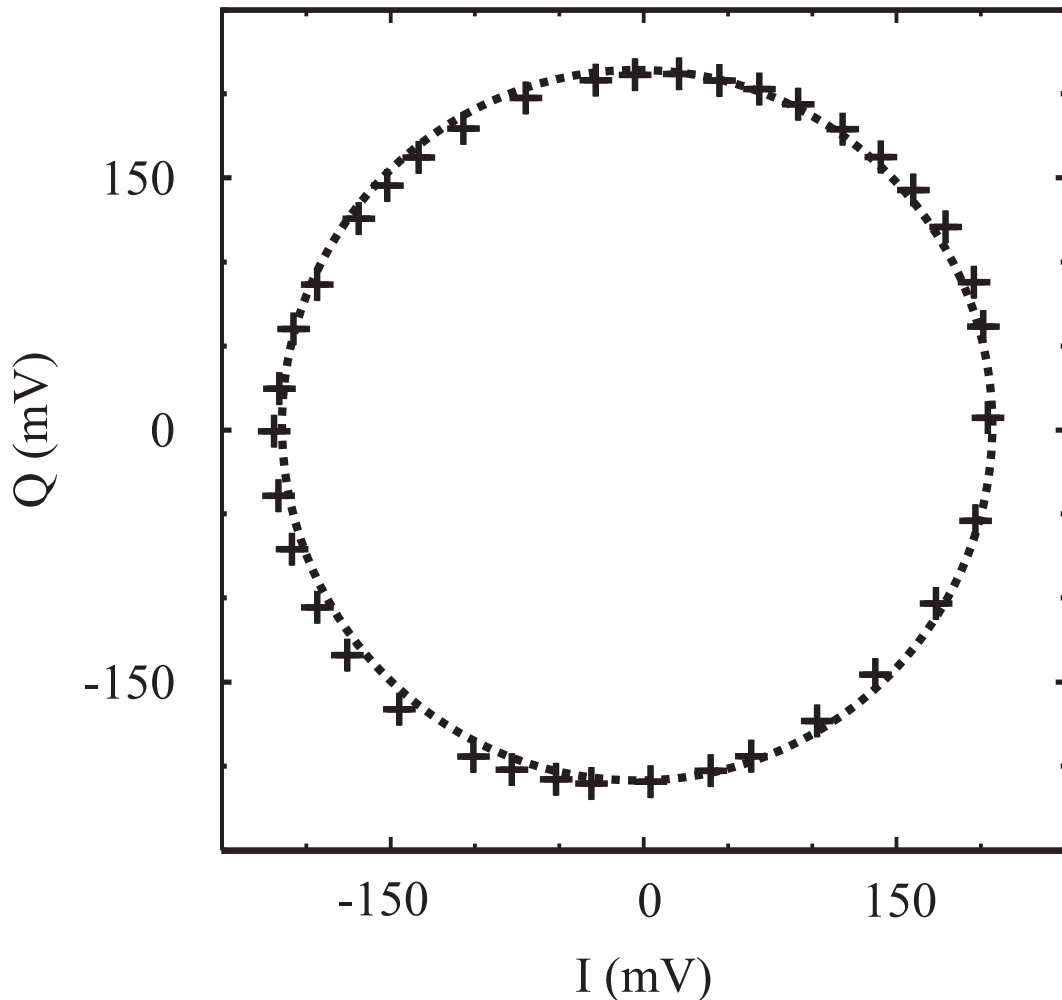


Abb. 4.7: Kennlinie des IQ-Demodulators AD8347 bei 3 GHz. Aufgetragen sind die beiden Ausgangsspannungen I und Q, nachdem die Offsetspannung von 1 V abgezogen wurde.

Um diesen Fehler zu beseitigen, kann entweder die Gain-Spannung erhöht oder das Hochfrequenzsignal gedämpft werden. Bei einem zu kleinem Kreis läßt sich das zuvor geschilderte Verfahren umkehren.

Nachdem der Amplitudendetektor und der Demodulator geprüft sind, lassen sich beide als Testgeräte für den Modulator einsetzen. Dafür wird der Modulatorausgang RF_{OUT} mit dem Eingang RF_{IN} verbunden.

Am Modulator kann als erster Funktionstest mit dem Amplitudendetektor der Pegel des Hochfrequenzsignals gemessen werden. Dafür wird mit dem FPGA-Board ein festes Signal mit maximaler Amplitude ausgegeben. Der Modulator

liefert in diesem Modus eine Signalleistung von etwa 2 dBm an RF_{OUT} , was einer Ausgangsspannung des Amplitudendetektors von ca. 1 V entspricht, wenn RF_{OUT} mit RF_{IN} verbunden ist. Als nächstes wird ein einfacher Funktionstest des PIN-Abschwächers durchgeführt. Eine absolute Bestimmung der Dämpfung des Abschwächers ist dabei nicht notwendig, weil sie später durch den Regelkreis angepasst wird. Daher wird für den Test nur beobachtet, ob sich die Ausgangsspannung des Amplitudendetektors ändert.

Zum Abschluß des Funktionstests des HF-Moduls wird die Phasenmodulation getestet. Dafür wird der IQ-Vektor innerhalb des FPGA-Boards mit einer Frequenz von 1 kHz rotiert, wobei I und Q um 90° phasenverschoben ausgegeben werden. Der Demodulator sollte in diesem Fall wieder einen Kreis wie in Abb. 4.7 ausgeben.

4.3 Niederfrequenzmodul

In Abb. 4.8 ist das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte NF-Modul mit einem FPGA zu sehen, das im Institut aus den Erfahrungen mit einem Prototypen entwickelt worden ist. Auf dem Modul werden die analogen Signale des HF-Moduls mit einer Abtastrate von 1 MHz digitalisiert und innerhalb des FPGAs digital verarbeitet. Dafür wird der in Kap. 3.5 vorgestellte Regelalgorithmus verwendet. Nach der Verarbeitung werden die digitalen Stellsignale wieder in analoge umgewandelt und auf das HF-Modul übertragen. Zu den wichtigsten Änderungen im Vergleich zum Prototypen [9] gehören die schnellen digitalen Schnittstellen, welche als Steuer- und Diagnoseschnittstellen verwendet werden. Sie befinden sich für die weitere Verwendung im Labor und in der digitalen Regelung sowohl auf dem Modul als auch auf den beiden Steckern der Rückseite. Dadurch läßt sich das Modul ohne weitere Adapter und in einem 19" Einbaurahmen über einen Parallel-Bus (Backplane) steuern und auslesen.

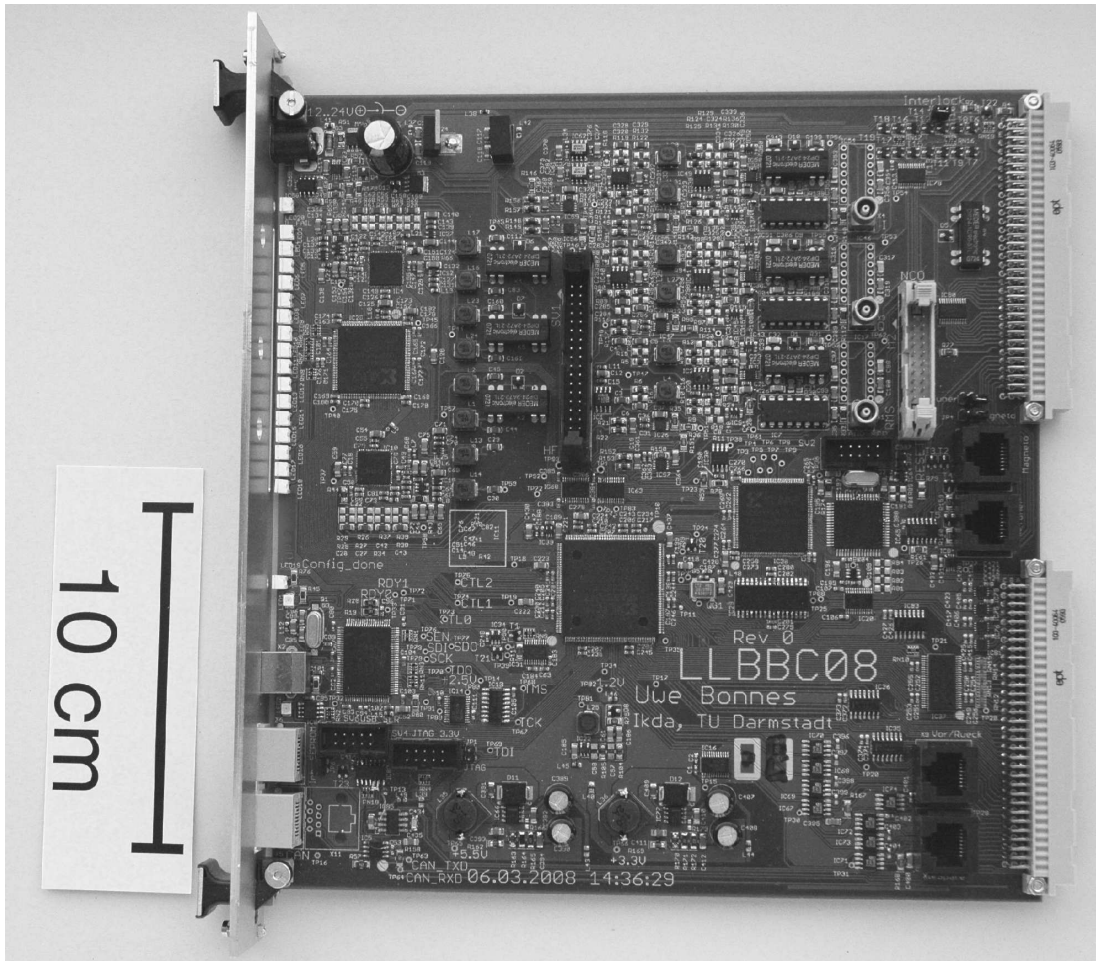


Abb. 4.8: Foto eines NF-Moduls. In der Mitte befindet sich der FPGA, der die digitale Signalverarbeitung übernimmt. Der darüber liegende Stecker wird für den Anschluss des HF-Moduls verwendet. Rechts daneben befinden sich drei Lemo-Buchsen, mit denen eine unabhängige Diagnose der NF-Signale des HF-Moduls möglich ist.

5 Erprobung der Hochfrequenzregelung

In den vorangegangenen Kapiteln sind die Grundlagen und die Komponenten der neuen digitalen Hochfrequenzregelung vorgestellt worden. Im Folgenden wird der Aufbau erklärt, mit dem die HF-Messungen an der neuen Regelung durchgeführt wurden. Anschließend werden die Messergebnisse und die erzielte Regelgenauigkeit genauer vorgestellt.

5.1 Messaufbau

Der verwendete Messaufbau ist in Abb. 5.1 dargestellt. Gezeigt ist eine Kavität, deren Hochfrequenzsignal über eine Leitung zur Regelung geführt wird. Auf dem Hochfrequenzmodul wird das Signal ins Basisband gemischt, wobei die Feldstärke im Resonator mit einer eigenen Detektordiode gemessen wird. Die NF-Signale werden auf einem NF-Modul digitalisiert. Die Regelung findet vollständig digital innerhalb des FPGAs statt. Dadurch werden nur wenige Bauteile verwendet, die

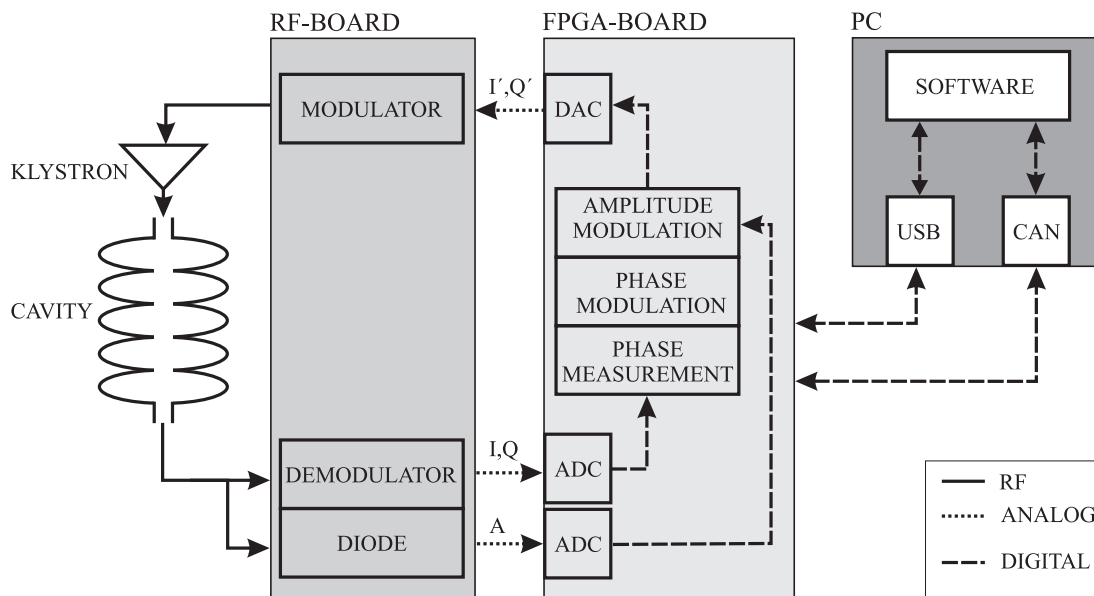


Abb. 5.1: Aufbau zum Betrieb und zur Charakterisierung der Regelgenauigkeit der neuen Hochfrequenzregelung. Über einen Computer wird die digitale Regelung gesteuert und ausgelesen.

durch thermisches Rauschen die Regelsignale beeinflussen können. Nachdem der komplexe Regelalgorithmus, bestehend aus Phasenmessung, Phasenmodulation und Amplitudenmodulation, durchlaufen ist, werden die geregelten Signale mit DACs wieder in analoge Signale umgewandelt. Die geregelten Signale werden vom FPGA-Modul auf das Hochfrequenzmodul übertragen und auf die 3 GHz Referenz im Modulator aufgemischt und anschließend verstärkt, bevor sie wieder zur Kavität gelangen.

Für die Kommunikation zwischen dem NF-Modul und einem Computer werden zwei Schnittstellen verwendet, eine relativ langsame CAN-Bus Schnittstelle, die mit einer Bandbreite von 1 MBit/s genutzt wird, um geänderte Regelparameter zu übertragen. Allerdings reicht zur Diagnose und Beurteilung der Regelgenauigkeit diese Datenrate nicht aus, weil die Werte nur vereinzelt und nicht in definierten Zeitintervallen gelesen werden können. Um die Diagnoseanforderung zu erfüllen, wird deshalb eine zusätzliche USB-Schnittstelle genutzt. Dort werden bis zu acht beliebige Kanäle parallel ausgegeben. So kann sich der Operateur alle Kanäle innerhalb des Regelalgorithmus auswählen und mit einem Softwareoszilloskop anzeigen lassen [33]. Durch diese Software hat der Operateur hervorragende Möglichkeiten, die Regelung von der Datenerfassung über die digitale Verarbeitung bis hin zur Ausgabe, zu optimieren. Ebenso können Regelparameter auf einer Festplatte gespeichert werden, sodass nach der Datenerfassung aufwendige Datenanalysen durchgeführt werden können.

Eingestellt werden die Regelparameter mit Hilfe einer im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Software, die im Kap. 6.5 kurz vorgestellt wird. Im nun nachfolgenden Teil werden die Messungen an einer supraleitenden Niobstruktur vorgestellt.

5.2 Messungen supraleitender Niobkavitäten

Mit der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Reglerschleife wurden Messungen an verschiedenen supraleitenden Kavitäten durchgeführt, die sowohl im Injektor als auch im Hauptbeschleuniger eingebaut waren. Während der Messungen wurde die Reglerschleife als SEL verwendet.

Die Inbetriebnahme der Regelung erfolgte schrittweise. Im ersten Schritt wurde nur die Amplitudenregelung aktiviert, während die Phasenregelung und die Tunersteuerung deaktiviert waren. Das Ergebnis ist in Abb. 5.2 zu sehen. Aufgetragen ist dort der relative Amplitudenfehler über der Zeit. Bei der Betrachtung der Messergebnisse fällt auf, dass der Amplitudenfehler um Null verteilt ist. Dies wird durch einen Amplitudenregler erreicht, der aus einem Proportionalregler und einem Integralregler besteht. Während der Proportionalregler schnelle Amplitudenschwankungen ausgleicht, reagiert der Integralregler nur langsam auf Schwankungen, indem er in jedem Regelungsschritt den Amplitudenfehler addiert. Somit ist er in der Lage, kleinste Restfehler auszugleichen und die Amplituden gegen langsames Driften zu stabilisieren. So konnte der Amplitudenregler den relativen Amplitudenfehler (RMS) auf $\pm 8.5 \cdot 10^{-5}$ halten.

Im nächsten Schritt wurde die Phasenregelung aktiviert, welche nötig ist, um auf einen Elektronenstrahl in einem elektrischen Wechselfeld eine konstante Energie zu übertragen. Für diese Versuche fand die im Injektor eingebaute Struktur #2 Verwendung. Mit ihr wurde der Elektronenstrahl während der Messung beschleunigt.

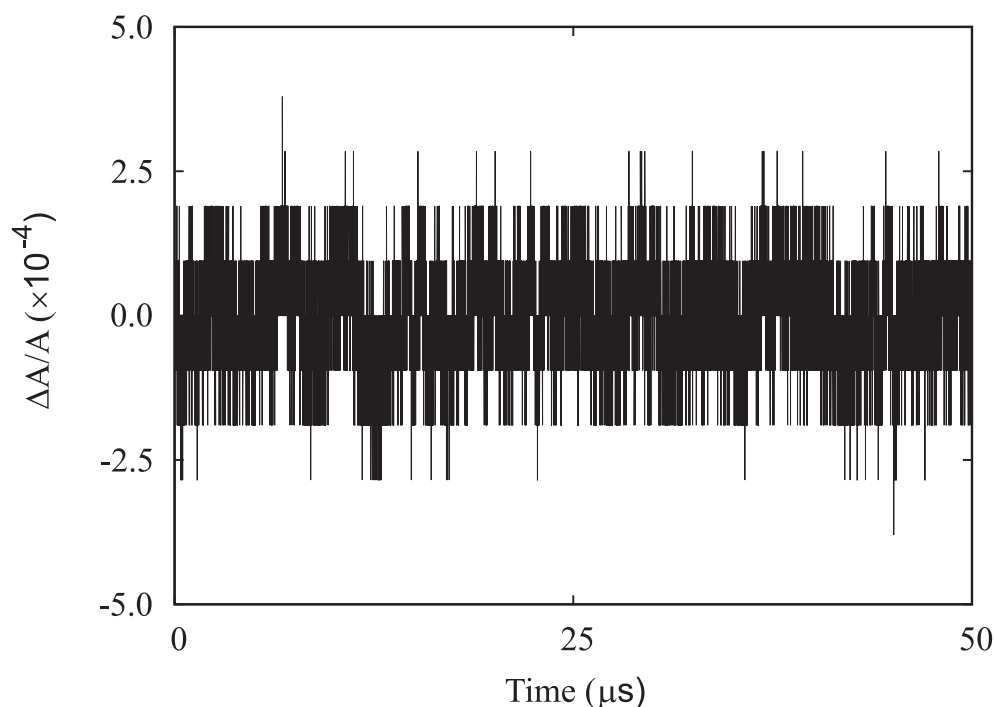


Abb. 5.2: Messung der Amplitudenstabilität an der Hauptbeschleunigerstruktur #5 beim Einsatz der digitalen Regelung mit reiner Amplitudenregelung.

nigt, sodass die Strahlenergie direkt hinter dem Injektor am Niederenergiemessplatz bestimmt werden konnte.

Zunächst wurde die Phasenregelung mit einem reinen Proportionalregler verwendet. In Abb. 5.3 ist oben der Amplituden- und unten der Phasenfehler über der Zeit aufgetragen. Der relative Amplitudenfehler ist mit $\pm 2.3 \cdot 10^{-4}$ größer als bei einer reinen Amplitudenregelung. Weiter fällt auf, dass die Phasenregelung einen Restfehler von 1.29° zulässt, um den die Regelung einen RMS-Fehler von $\pm 0.28^\circ$ hat.

Um den Restfehler in der Phasenregelung zu minimieren, wurde in der Phasenregelung der Integralregler aktiviert. Gleichzeitig wurde die Tunersteuerung eingeschaltet, um ein Wandern der Resonanz zu kompensieren. In Abb. 5.4 ist die Auswirkung des Integralreglers zu sehen. Man kann erkennen, dass der Offset im Restfehler verschwindet während der RMS-Fehler mit 0.28° gleich bleibt. Auch der Amplitudenfehler ist mit $\pm 2.5 \cdot 10^{-4}$ nur unwesentlich gestiegen.

Mit der letzten Messung sind alle Komponenten der digitalen Regelung erfolgreich getestet worden, die in der bisherigen Regelung implementiert und für die Regelung einer supraleitenden Niobstruktur notwendig sind. Es konnte auch gezeigt werden, dass durch die Verwendung von Integralreglern im Regelalgorithmus die Offsets verschwinden und nur kleine Restfehler übrig bleiben, die sich um den Sollwert verteilen.

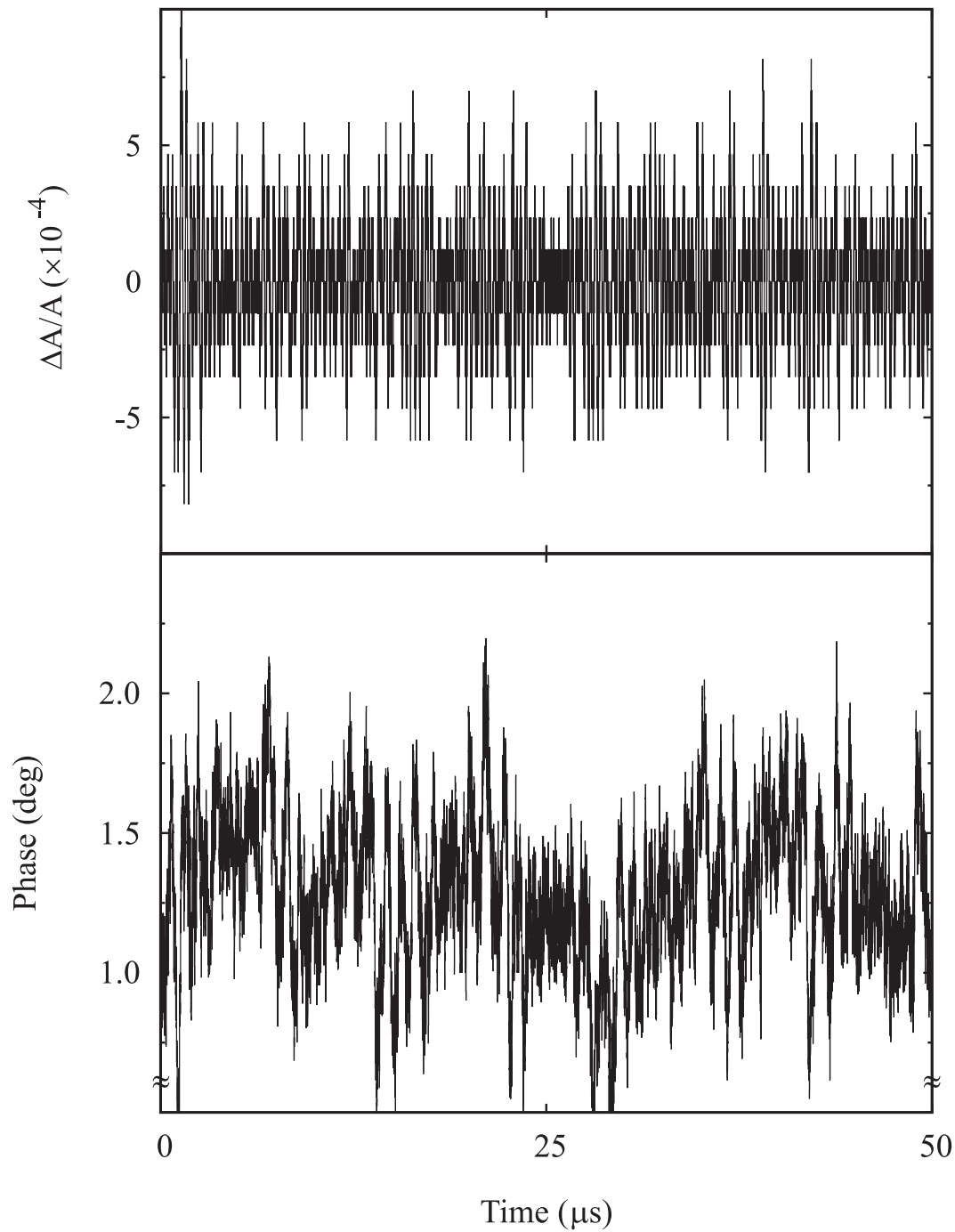


Abb. 5.3: Darstellung von Amplituden- (oben) und Phasenfehler (unten), gemessen mit der digitalen Regelung an der Injektorstruktur #2. Die Phase hat einen Restfehler, weil während dieser Messung ein reiner Proportionalregler verwendet wurde.

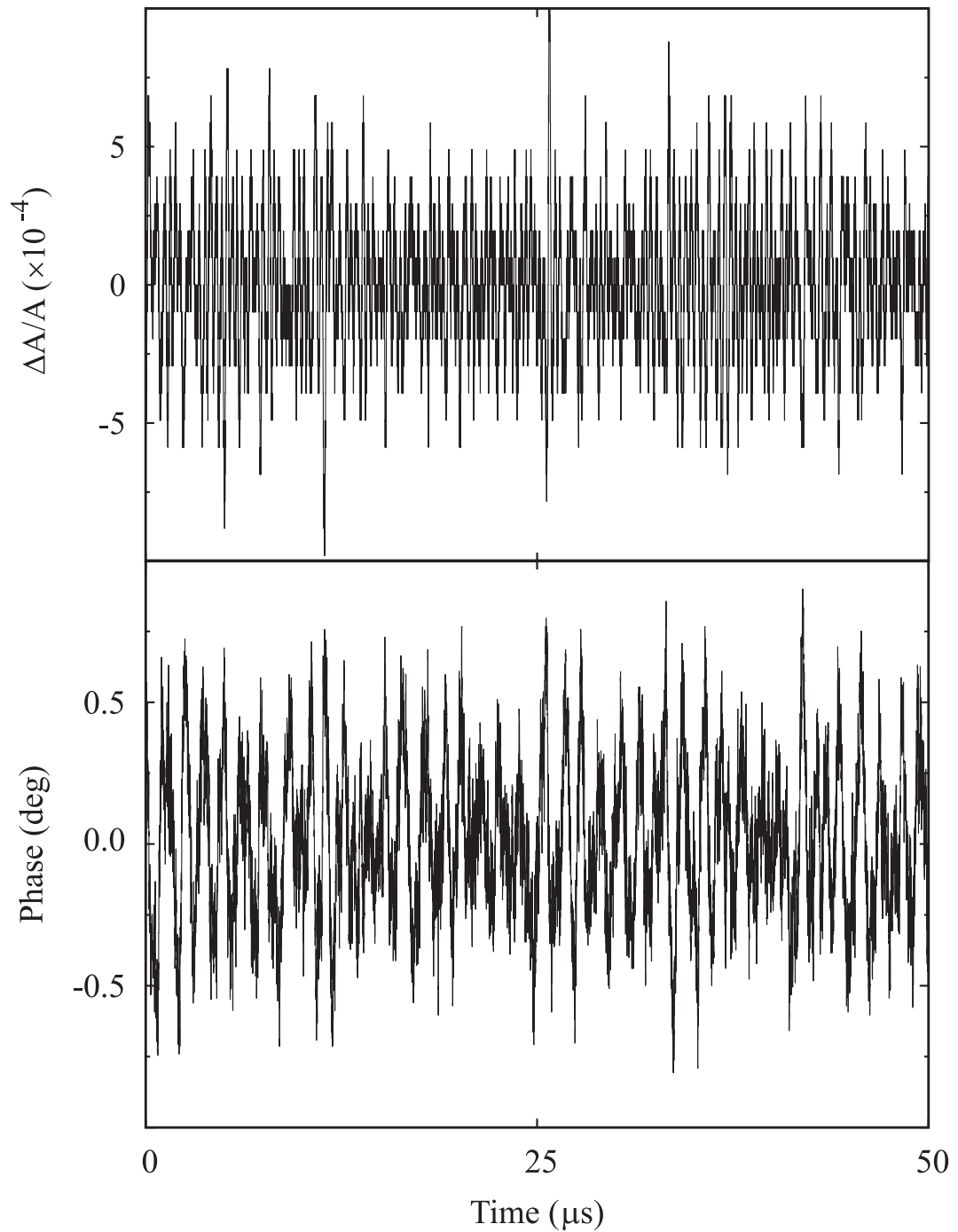


Abb. 5.4: Ergebnis einer vollständigen Regelung der Injektorstruktur #2 mit Elektronenstrahl durch die neue Regelung. Zu sehen ist oben die Amplituden- und unten die Phasenstabilität. Der Restfehler in der Phase ist durch die Verwendung eines zusätzlichen Integralreglers in der Phasenregelung unterdrückt. Weiterhin war während dieser Messung die Tunersteuerung aktiv.

Tab. 5.1: Tabelle der gemessenen Regelstabilitäten beim Einsatz der digitalen Hochfrequenzregelung an den supraleitenden Strukturen #2 und #5. Die Regelung wurde in folgenden Schritten getestet: Reine Amplitudenregelung (Amplitude), Amplitude mit reiner Proportionalregelung für die Phasen (Phase) und schließlich Amplituden- und Phasenregelung bestehend aus einem Proportional- und Integralregler mit eingeschalteter Tunersteuerung (Tuner).

	$\frac{\Delta A}{A}$	$\Delta\phi$
Anforderung	$\pm 8.0 \cdot 10^{-5}$	0.7°
Amplitude	$\pm 8.5 \cdot 10^{-5}$	-
Amplitude und Phase	$\pm 2.3 \cdot 10^{-4}$	$1.28^\circ \pm 0.28^\circ$
Amplitude, Phase und Tuner	$\pm 2.5 \cdot 10^{-4}$	$0.0^\circ \pm 0.28^\circ$

6 Modulares Messsystem

Für die Stabilisierung der Strahlenergie ist neben einer kurzfristigen Regelung der Amplitude und der Phase der Beschleunigungskavitäten auch eine langsame Erfassung der Strahlenergie nötig, damit thermische Drifts des Systems erfasst und ausgeregelt werden können. In diesem Teil der Arbeit wird ein modulares Datenerfassungssystem in Betrieb genommen, mit dem die langsamen Energieschwankungen des Elektronenstrahls erfasst werden sollen, die eine Periodendauer von mehreren Minuten bis hin zu mehreren Stunden haben [8]. Dadurch wird es möglich, Energieabweichungen zu erfassen und diese durch den Aufbau eines Software-Feedbacks mit der HF-Regelung zu korrigieren, womit das Auflösungsvermögen der Hochenergieexperimente am S-DALINAC gesteigert wird. Aufgrund kryotechnischer Schwierigkeiten am Hauptbeschleuniger konnte der Aufbau der Energiestabilisierung bislang nicht abgeschlossen und getestet werden. Eine Zusammenführung der einzelnen Komponenten zu einem Gesamtsystem steht zwar noch aus, die einzelnen Komponenten des Systems sind aber bereits vorhanden. Im Rahmen dieser Arbeit ist daher ein modulares Messsystem (QM07) in Betrieb genommen worden, mit dem sich zuverlässig Spannungen und Ströme erfassen lassen. Weiterhin ist die Messgenauigkeit und die Stabilität der Messkanäle untersucht worden.

Dieses System wird zusammen mit der ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit konzipierten und entwickelten Software eingesetzt, um die sechs Faraday-Cups zur Strommessung am S-DALINAC auszulesen und dem Operateur über eine grafische Oberfläche die gemessenen Daten darzustellen.

6.1 Anforderungen

Aufgrund der auftretenden Strahlung während des Beschleunigerbetriebs und der daraus folgenden Schäden in den elektrischen Bauteilen, muss auf den Einsatz von Elektronik in Strahlhöhe verzichtet werden, soweit dies zu realisieren ist. Daraus ergibt sich die Anforderung, das Erfassungssystem außerhalb der Beschleunigerhalle aufzubauen, woraus folgt, dass sich zwischen Messstellen und Messinstru-

ment Kabellängen von 30 bis 60 m ergeben. Durch die Länge der Messleitungen werden diese anfällig für Störungen, wie beispielsweise Brummschleifen oder Potentialdifferenzen zwischen den Kabelenden. Um diese Störungen zu unterdrücken, müssen die Messkanäle potentialfrei aufgebaut werden.

Mit den Strahlfänger können Strahlströme von 1 nA noch erfasst werden [34]. Daher wird für die digitale Strahlstromerfassung eine Genauigkeit von 1 nA oder besser gefordert, um insbesondere eine genaue Ladungsnormierung zu ermöglichen. Weitere Messgrößen, wie die Erfassung von Steuer- und Kontrollspannungen, müssen mit einer Genauigkeit von etwa 1 mV erfasst werden. Aufgrund der damit wachsenden Zahl von Diagnosesystemen und der Notwendigkeit, diese auch zentral zu erfassen, sollte das System modular aufgebaut werden und später mit verschiedenen Messkarten erweiterbar sein. Durch diesen modularen Aufbau lassen sich auch zukünftig unterschiedliche Sensortypen implementieren, die sich technisch unterscheiden können.

6.2 Aufbau des QM07

In Abb. 6.1 ist ein 19" Einbaurahmen eines QM07 zu sehen. Ganz links befindet sich der Cratecontroller (CC), der die Rechnerkommunikation des Rahmens via CAN-Bus kontrolliert. Über die auf der Rückseite befindliche Leiterplatte (Backplane) werden die CAN-Pakete vom CC an die Prozessorunit (PU) weitergeleitet, die sich auf der Abbildung rechts neben dem CC befindet. Die PU übernimmt die digitale Signalverarbeitung innerhalb des QM07 und stellt die digitalen Schnittstellen zur Verfügung, über die sich die Daten auslesen lassen. Auf der rechten Seite befinden sich zwei weitere Module. Das rechte Modul ist ein Kalibrierungsmodul (CAL), mit dem eine Überprüfung der Messkarten möglich ist. Links neben dem CAL befindet sich eine Messkarte zur Stromerfassung (IADC). In jedem Einbaurahmen lassen sich bis zu 12 Messkarten unterschiedlicher Art einbauen, auf denen die Messung der physikalischen Messgrößen (Strom oder Spannung) stattfindet.

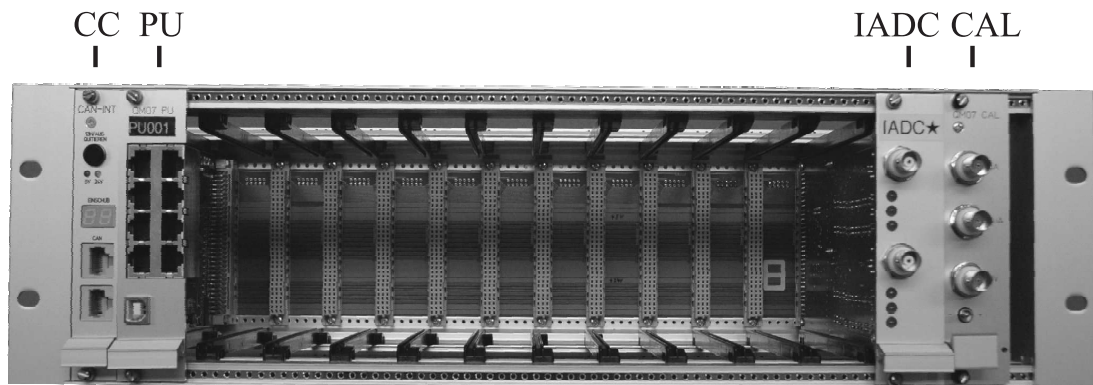


Abb. 6.1: Foto eines QM07, das in einem 19" Rahmen eingebaut ist. Ganz links im Rahmen befindet sich der Cratecontroller (CC), rechts daneben die Prozessorunit (PU). Die beiden Module auf der rechten Seite sind ein Stromerfassungsmodul (IADC) und eine Kalibrierquelle (CAL).

Beispiel einer verwendeten Messkarte

Der Aufbau einer Strommesskarte ist in Abb. 6.2 zu sehen. Auf der rechten Seite befindet sich ein CPLD (Complex Programmable Logic Device), der die Steuersignale von der PU puffert und die Signale an die ADCs weiterleitet, wenn das Modul angesteuert wird. Auf ihrer linken Seite befinden sich oben und unten die beiden Messkanäle, die galvanisch isoliert und somit unempfindlich gegen Potentialunterschiede und Erdungsschleifen zwischen der Messstelle und dem QM07 sind. Mit dieser Messkarte zur Stromerfassung lassen sich Ströme von $-100 \mu\text{A}$ bis $+100 \mu\text{A}$ messen.

Zur Erfassung der verschiedenen Messgrößen wie Strom, Spannung und anderer Größen, sind Messkarten mit verschiedenen Empfindlichkeiten entwickelt worden. Auf diese soll jedoch nicht weiter eingegangen werden.

6.3 Stabilitätsuntersuchung

Neben der Genauigkeit, mit der die verschiedenen Module ihren Messwert erfassen, ist ihre Stabilität gegenüber schnellen Schwankungen und langsamen Drifts eine weitere wichtige Größe. Die langsamen Änderungen können dabei durch min-

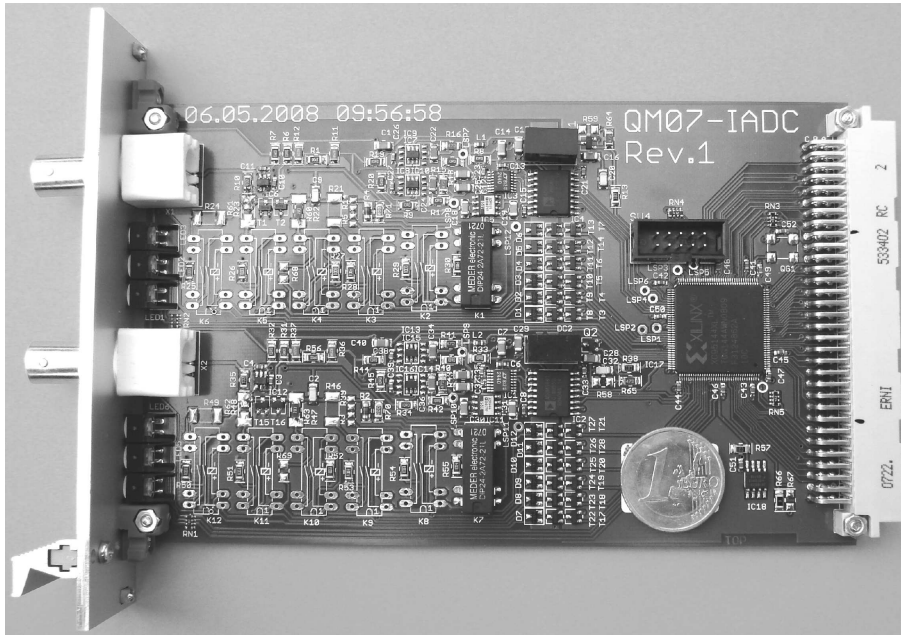


Abb. 6.2: Abbildung einer Strommesskarte mit zwei Messkanälen. Auf der linken Seite sind oben und unten die beiden Eingänge zu erkennen. Rechts befindet der CPLD, der die Steuersignale der Prozessorunit puffert.

derwertige Bauteile oder durch Temperaturschwankungen ausgelöst werden. Daher wurde exemplarisch an zwei verschiedenen Modulen die Kurzzeitstabilität untersucht. Die Messung der beiden Messmodule, eines zur Strom-, das andere zur Spannungsmessung, wurde über 3 Stunden durchgeführt. In dieser Zeit wurden die beiden Messkanäle gleichzeitig von einer PU ausgelesen und über die eingebaute USB-Schnittstelle an einen Computer übermittelt, auf dem die Daten gespeichert wurden. Die Ergebnisse der Messungen werden nachfolgend vorgestellt.

Spannungsmessung

Bei der Spannungsmessung wird das Messgerät parallel zu einem Verbraucher geschaltet, über den ein Strom fließt. Um die abfallende Spannung nicht zu verfälschen, muss das Messgerät einen hochohmigen und potentialfreien Eingang haben. Bevor die Messung mit einem ADC durchgeführt werden kann, müssen Operationsverstärker hinter dem Eingang zur Signalaufbereitung eingesetzt werden. Dabei ist ein Offset unvermeidbar. Um diesen und die Stabilität des Eingangs zu untersuchen, wurde der Eingang des Spannungsmessmoduls mit der Masse verbunden, sodass sich keine Spannung aufbauen konnte. Das Ergebnis der Messung

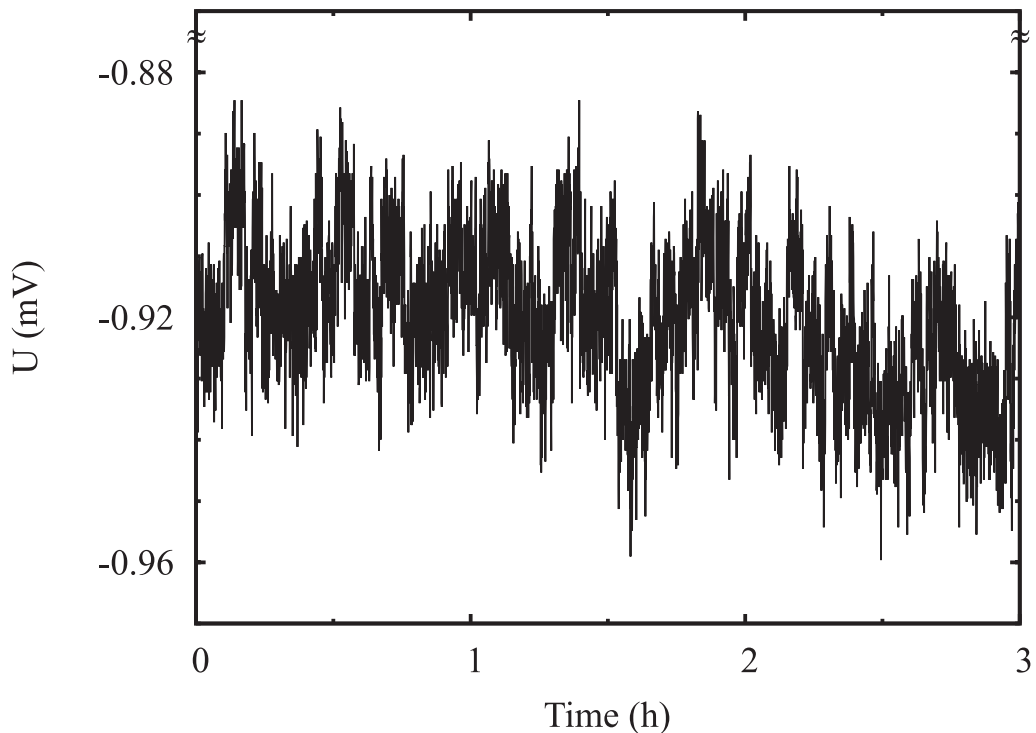


Abb. 6.3: Stabilitätsmessung eines Spannungserfassungsmoduls über 3 Stunden bei geerdetem Eingang. Der gemessene Spannungsoffset betrug -0.92 mV und der RMS-Fehler lag bei 0.013 mV.

ist in Abb. 6.3 zu sehen. Während der dreistündigen Messung wurde ein Offset von -0.92 mV gemessen, der für die Dauer der Messzeit stabil blieb, sodass er durch Kalibrieren beseitigt werden kann. Der RMS-Fehler lag bei 0.013 mV und damit deutlich unter der Anforderung von 1 mV.

Strommessung

Strommessgeräte werden im Schaltkreis in Reihe geschaltet, weshalb der Eingang eines Messgerätes niederohmig sein muss. Damit Potentialunterschiede zwischen verschiedenen Standorten am Beschleuniger die Messung nicht verfälschen, sind die Messkanäle ebenfalls potentialfrei aufgebaut. Der Strom wird über einen Rückleiter zurück zur Messstelle geführt und kann dort in die Masse fließen.

Für die Stabilitätsmessungen ist ein Stromerfassungsmodul verwendet worden, wie es am S-DALINAC zur Erfassung des Strahlstroms verwendet wird. Es ist mit seinem Messbereich in der Lage, den Strahlstrom zu erfassen, ohne dass es umgeschaltet werden muss. Während der dreistündigen Messung war der Eingang des Moduls offen, sodass kein Strom über den Stecker fließen konnte. In Abb. 6.4

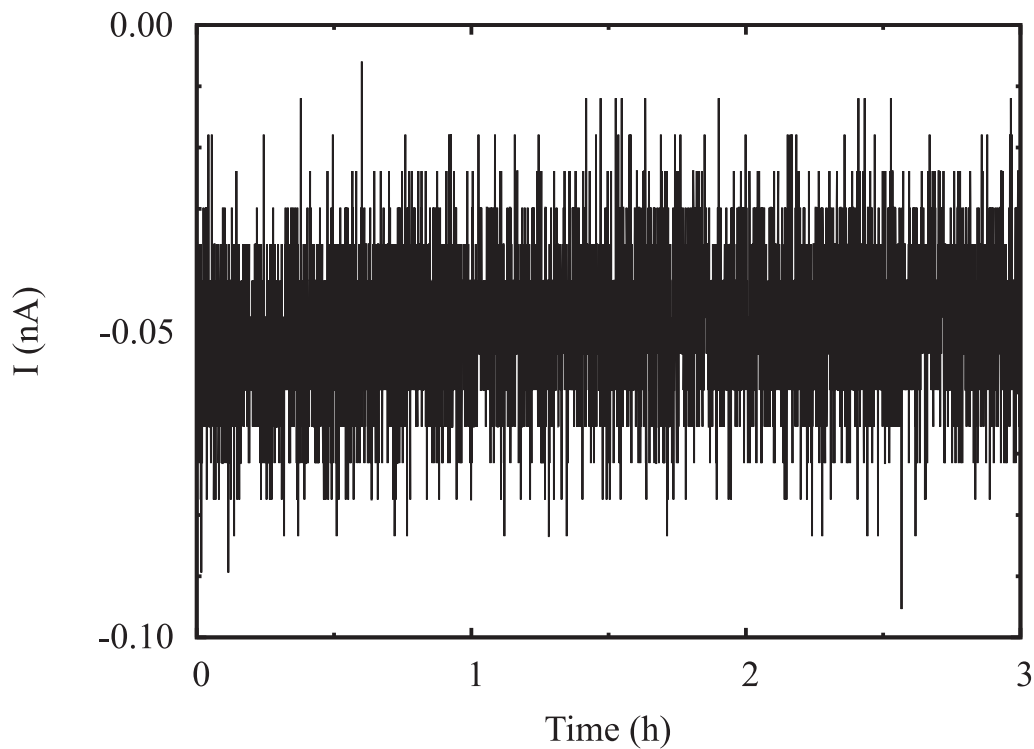


Abb. 6.4: Stabilitätmessung eines Stromerfassungsmoduls über 3 Stunden. Der gemessene Stromoffset betrug -0.05 nA und der RMS-Fehler 0.02 nA.

ist das Ergebnis zu sehen. Der im Messzeitraum aufgezeichnete Strom betrug -0.05 nA, der RMS-Fehler 0.02 nA. Mit diesem Ergebnis ist die Anforderung an das QM07, Ströme auf 1 nA genau messen zu können, sogar noch übertroffen worden.

6.4 Energiestabilisierung

Um langsame Energiedrifts des Elektronenstrahls, beispielsweise verursacht durch thermische Drifts der Bauteile in den Regelkreisen der Hochfrequenzregelung, aktiv korrigieren zu können, wurde in der Extraktionsstrahlführung des Beschleunigers ein System zur Energiemessung über Flugzeit aufgebaut. Dabei nutzt man aus, dass man in der Teilchenoptik der Strahlführung eine longitudinale Dispersion (r_{56}) erzeugen kann. Diese führt mittels einer Energieabweichung ($\Delta\delta$) des Elektronenstrahls zu einer Laufzeit- beziehungsweise Phasendifferenz $\Delta\phi$:

$$\Delta\phi = \frac{360^\circ}{\lambda} \cdot r_{56} \cdot \Delta\delta \quad (6.1)$$

In diesem Zusammenhang stellt $\lambda = 10 \text{ cm}$ die Wellenlänge zwischen den Elektronenpaketen dar, die der Betriebsfrequenz entspricht. Um eine möglichst hohe Auflösung des Systems zu erhalten, war zunächst eine möglichst große longitudinale Dispersion zu erzeugen. Die dafür notwendigen Modifikationen in der Strahlführung wurden in [35] vorgenommen.

Als nächstes war ein System zur Flugzeitmessung aufzubauen. Es besteht aus zwei HF-Monitoren, wobei sich, wie in Abb. 2.1 zu erkennen ist, der erste Monitor hinter dem Hauptbeschleuniger (A1HF01) befindet. Der zweite (E1HF01) ist auf der ersten Geraden in der Extraktion verbaut. Dieser Monitor ist in Abb. 2.2 zu sehen. In beiden Monitoren wird ein HF-Feld durch den Strahl angeregt [36], welches zu diesem synchron ist. Ändert sich nun die Strahlenergie, so treffen die Elektronenpakete am zweiten Monitor zu einem anderen Zeitpunkt ein. Als Folge ergibt sich eine Phasenverschiebung der im zweiten Monitor angeregten Schwingung, welche es zu messen gilt. Dies gelang über den in Abb. 6.5 dargestellten Aufbau, dessen Kernstück der Baustein AD8302 ist [37]. Er vergleicht die an seinen Eingängen anliegenden HF-Signale und gibt eine Spannung proportional zur Phasendifferenz aus.

Bei der Inbetriebnahme des Aufbaus wurden zunächst bei der eingestellten Strahlenergie mit dem Phasenschieber die Signale so eingestellt, dass beide um 90° phasenverschoben waren und somit die ausgegebene Spannung etwa 800 mV betrug. Nach dieser Kalibrierung liefert der Baustein direkt ein Signal proportional

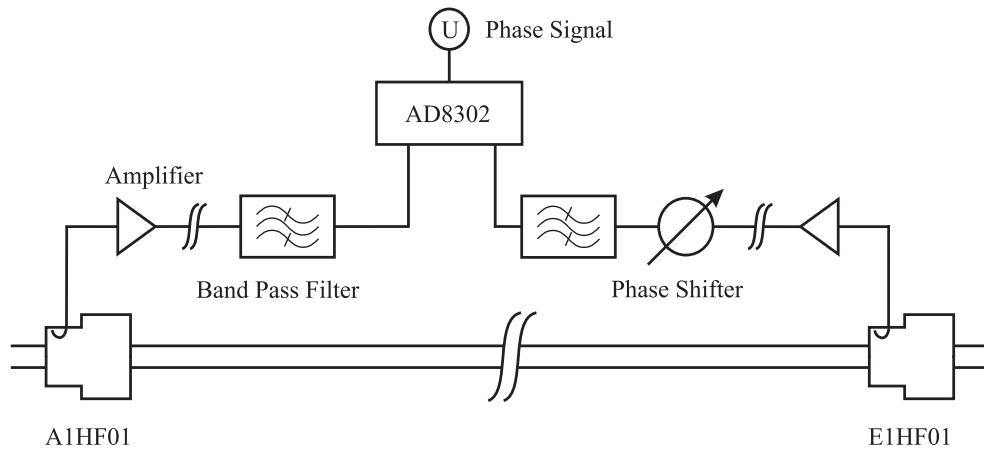


Abb. 6.5: Darstellung des Aufbaus zur Erfassung langsamer Strahlenergieänderungen durch Flugzeitmessungen. Die Zeitskala der Änderungen beläuft sich auf wenige Minuten. Für die Messung wird das HF-Signal aus zwei HF-Monitoren ausgekoppelt, verstärkt und mit einem Detektor die Relativphase bestimmt. Hierbei wird ausgenutzt, dass sich die Flugbahnen von Elektronen mit unterschiedlicher Energie unterscheiden, sodass sich bei Energieänderungen die relative Phase zwischen den beiden Monitoren ändert.

zur Energie des Elektronenstrahls. Dies zeigt Abb. 6.6, bei der eine bewusste Energieänderung herbeigeführt wurde. Die Messung ergab, dass der verwendete Detektor noch in der Lage ist, Phasenänderungen von 0.3° zuverlässig zu detektieren, die einer Spannungsdifferenz von 2.7 mV entsprechen. Dies entspricht einer relativen Strahlenergieänderung von $7.6 \cdot 10^{-5}$.

Mit Hilfe dieses Aufbaus lassen sich nun Änderungen und Drifts der Strahlenergie messen. Die dazu gehörende Messwertaufnahme erfolgt über das bereits beschriebene Messsystem QM07. Die so erfasste Größe kann zukünftig dazu genutzt werden, die Strahlenergie des Beschleunigers mit Hilfe einer Feedback-Schleife nachzufahren. Dazu ist der Amplitudensollwert der HF-Regelung eines ausgewählten Regelkreises so anzupassen, dass die vom Aufbau ausgegebene Spannung gehalten wird. Die dabei notwendigen Änderungen können langsam erfolgen, sodass sich eine Softwarelösung anbietet.

Dieses Software-Feedback konnte aufgrund kryotechnischer Probleme des Beschleunigers, die außerhalb dieser Arbeit lagen, bisher nicht in Betrieb genommen werden. Die dafür notwendigen Vorarbeiten sind jedoch abgeschlossen.

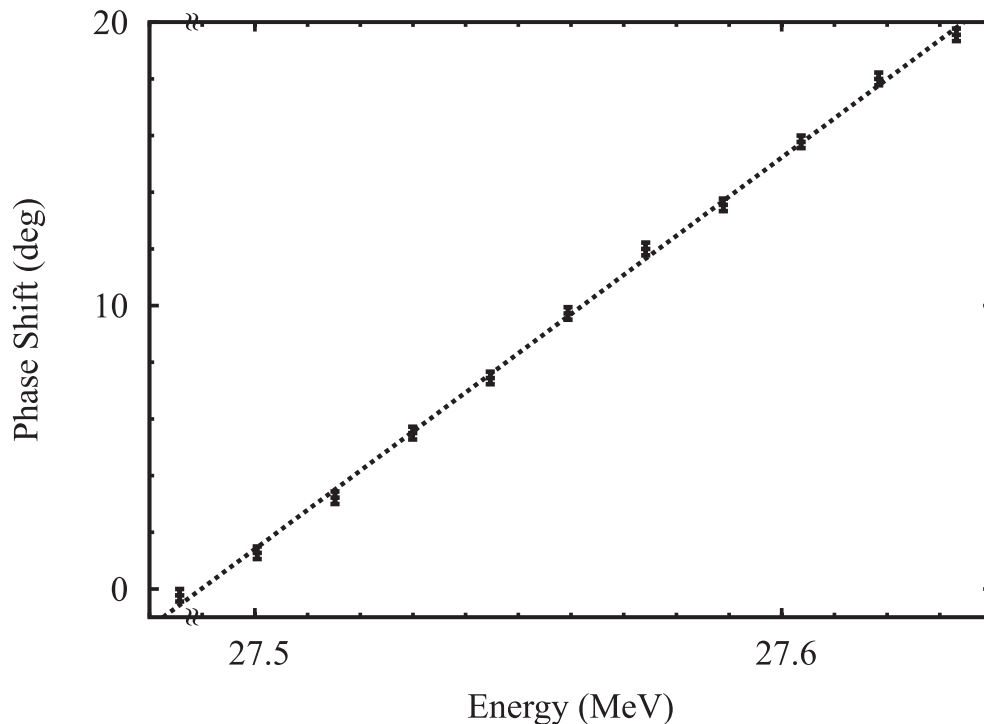


Abb. 6.6: Gemessenen Phasenänderung zwischen zwei HF-Monitoren in der Extraktionsstrahlführung bei Strahlenergieänderungen.

6.5 Entwicklung einer Rechnerschnittstelle

Für die Ansteuerung der digitalen HF-Regelung sowie der Prozessdatenerfassung mit dem QM07 ist im Rahmen dieser Arbeit eine Software konzipiert und entwickelt worden, die bereits zur Messung und Darstellung des Strahlstroms am S-DALINAC sowie verschiedener weiterer Diagnosemesswerte eingesetzt wird.

Als Programmiersprache wurde das C++ Toolkit Qt verwendet [38], weil es speziell für die Programmierung von grafischen Oberflächen konzipiert wurde und die Qt-Programme unter den Betriebssystemen Windows und Linux lauffähig sind, die beide im Kontrollsystem des S-DALINAC eingesetzt werden. Durch die betriebssystemübergreifende Entwicklung der Software wird die Effizienz gesteigert, da Programme nur einmal entwickelt und getestet werden müssen. Hierdurch reduziert sich der Arbeitsaufwand für die Wartung und Weiterentwicklung.

Die Topologie des im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Datenerfassungssystems ist in Abb. 6.7 dargestellt. Zu erkennen ist die Trennung der verschiedenen Auf-

gaben innerhalb des neuen Systems. Oben befinden sich die Benutzerprogramme der Operateure, die sogenannten Clients mit grafischer Oberfläche. Sie haben die Aufgabe, den Umgang mit dem neuen Messsystem intuitiv und komfortabel zu gestalten, sodass der Benutzer keine Kenntnis der Hardwarebefehle benötigt. Die Daten werden über das Ethernet von dem QM07-Server an beliebig viele Clients übermittelt. Die Aufgabe der Server ist es, die Daten vom QM07 über die USB-Schnittstelle auszulesen und über den CAN-Bus die Steuerbefehle zu übermitteln. Auf gleiche Weise lassen sich die NF-Module der HF-Regelung (siehe Kap. 4.3) einbinden, sodass sich ein Software-Feedback realisieren lässt, wie es für die Korrektur der langsamen Energiedrifts des Elektronenstrahls notwendig ist.

Zur Veranschaulichung der leichten Bedienbarkeit ist in Abb. 6.8 ein Programmfenster zu sehen, das zum Client der Software gehört und in diesem Beispiel zwei Messkanäle nebeneinander darstellt. Innerhalb jedes Messkanals ist die Bedienoberfläche in zwei Teile unterteilt. Unten befinden sich die Einstellungen für den Kanal, dazu gehört die Wahl der Messstelle und des Messbereichs. Im oberen Teil werden die Messdaten visualisiert. Dies geschieht mit einem Zeiger, der Messwerte

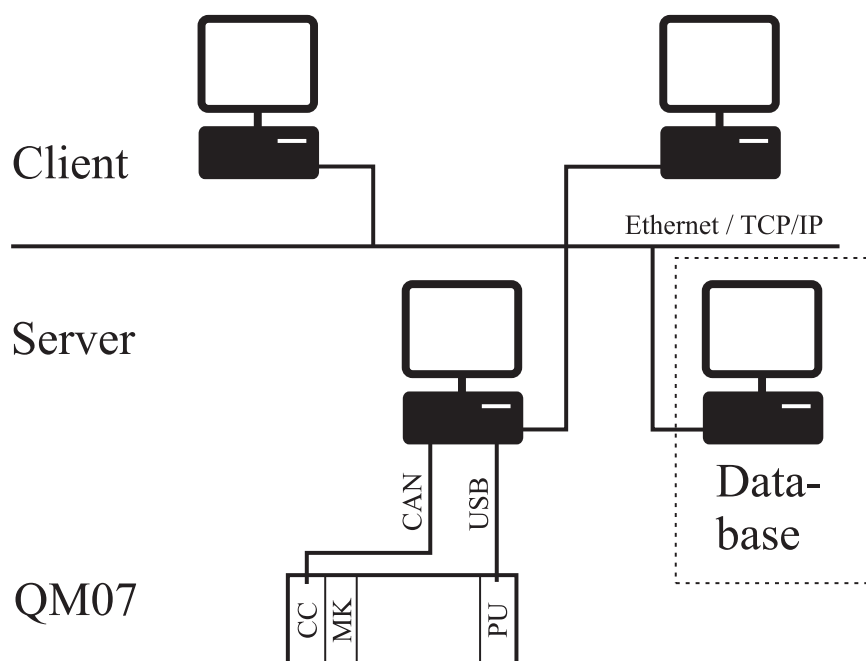


Abb. 6.7: Zugriff auf die Messdaten des QM07. Der Server steuert und liest das QM07 aus, während Clientprogramme die Messwerte darstellen und gegebenenfalls die Messwerte in der Datenbank speichern.

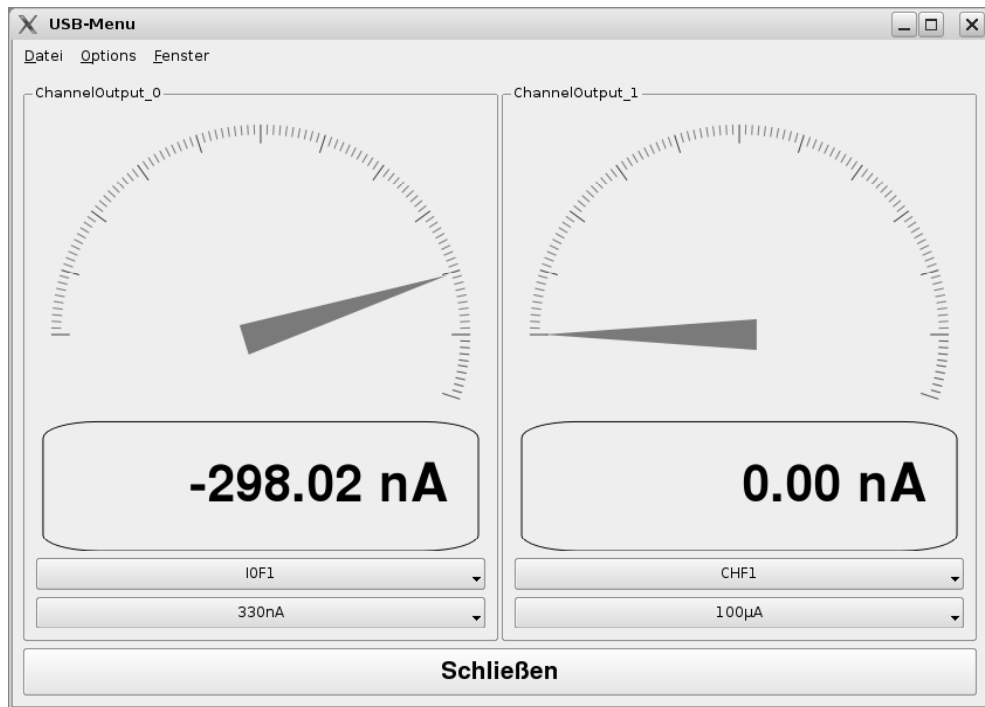


Abb. 6.8: Bedienoberfläche für das Ladungsmessgerät QM07. In dem Fenster sind links und rechts zwei Messkanäle dargestellt, die sich noch einmal unterteilen. Im unteren Teil wird die Messstelle und der Messbereich ausgewählt. Im oberen Teil wird der Messwert über einen Zeiger dargestellt und als Zahlenwert ausgegeben.

über die Zeigerposition darstellt und der darunter befindlichen Zifferausgabe, die ebenfalls den Messwert in ihrer physikalischen Größe mit Einheit ausgibt. Weiterhin werden durch Softwareerweiterungen im Client die physikalischen Messwerte in einer SQL-Datenbank gespeichert [39, 40], sodass diese Datensätze nach ihrer Erfassung analysiert werden können.

6.6 Erfahrungen im Einsatz

Das im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute Messdatenerfassungssystem, mit dem QM07 als zentrales Erfassungsgerät, hat sich aufgrund der großen Flexibilität und der Erweiterbarkeit gegenüber dem bisher verwendeten Ladungsmessgerät QM80 durchgesetzt. Ein Grund hierfür sind die neuen Möglichkeiten, die sich mit die-

sem System ergeben. So werden die Clients nicht nur zur Anzeige der Messdaten verwendet, sondern können durch die programmierten Funktionen komplexere Umrechnungen durchführen. Auf diese Weise ist der Bedienkomfort erheblich verbessert worden.

Energiebestimmung im Injektor

Ein Beispiel für eine solche komfortable Lösung ist die Energiebestimmung hinter dem Injektor am Niederenergiemessplatz. Dort wird der Elektronenstrahl mit einem Dipolmagneten in einen Faraday-Cup abgelenkt. Der Zusammenhang zwischen der totale Strahlenergie E und dem Magnetfeld B wird durch

$$E = \sqrt{E_0^2 + (\alpha \cdot B)^2} \quad (6.2)$$

beschrieben, wobei E_0 die Ruheenergie des Elektrons ist. In α geht die Elementarladung e , die Lichtgeschwindigkeit c und der Ablenkradius des Dipolmagneten r ein:

$$\alpha = e \cdot c \cdot r \quad (6.3)$$

Der Wert für α beträgt für den Injektormessplatz 112.901 keV/mT.

Das Magnetfeld wird mit einer Hallsonde bestimmt, deren Ausgangssignal, die Hallspannung, proportional zum Magnetfeld ist. Nachdem die Sonde kalibriert ist, sowie die Offsetspannung und die Spannungsänderung der Hallsonde bei Magnetfeldänderungen in die Konfiguration des QM07 eingetragen sind, kann der Client aus der gemessenen Spannung die Strahlenergie E bestimmen und gibt diese direkt über die Benutzeroberfläche aus. Bisher wurde die Hallspannung direkt gemessen und die Umrechnung in Energie wurde mit Hilfe einer Tabelle durch den Operateur durchgeführt.

Weitere Maschinenparameter

In der Vergangenheit ergab sich aus dem Betrieb des Beschleunigers heraus des öfteren die Notwendigkeit, kurzfristig zusätzliche Messgrößen zu erfassen, beziehungsweise zu überwachen. Die Installation der Messgeräte, die Speicherung der Daten in einer Datei und schlussendlich die Auswertung waren oft sehr zeitintensiv. Mit der Inbetriebnahme des QM07 ist es nun möglich geworden, verschiedene

Maschinenparameter in die Überwachung mit aufzunehmen. Die entwickelte Software erlaubt es dann, die Parameter automatisch in eine Datenbank zu schreiben, von dort lassen sie sich später mit einem beliebigen Browser betrachten [41]. Zu den so überwachten Parametern gehören die Kanonenhochspannung und der Heizstrom des Choppers.

Durch diese unkomplizierte Art der Messwernerfassung konnten bereits einige Unregelmäßigkeiten entdeckt und behoben werden, was die Zuverlässigkeit der gesamten Beschleunigeranlage gesteigert hat.

7 Schlußbemerkung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Prototypen einer digitalen Regelung aus vorangegangenen Arbeiten am S-DALINAC übernommen und schrittweise in Betrieb genommen. Nach mehreren Modifikationen an den Prototypen ist es schließlich gelungen, den Regelalgorithmus aus der alten Regelung in einen digitalen Algorithmus zu übersetzen und diesen auf einem FPGA zu implementieren. Damit konnte eine supraleitende Niobstruktur erfolgreich geregelt werden. Dabei wurden Erfahrungen gesammelt, die beim Re-Design des vorgestellten HF-Moduls genutzt wurden. Dieses HF-Modul wird bereits an der existierenden Regelung an drei supraleitenden Strukturen eingesetzt. Weiterhin wurde ein verbessertes NF-Module mit digitalen Schnittstellen entwickelt, die die Diagnosemöglichkeiten in der Reglerschleife deutlich verbessert haben.

Der im Rahmen dieser Arbeit weiterentwickelte Regelalgorithmus wurde ebenfalls zum Regeln einer supraleitenden Kavität verwendet. In diesem Algorithmus sind in der Amplituden- und Phasenregelung Integralregler implementiert worden. Dadurch ist die digitale Regelung im Unterschied zur bisherigen Regelung in der Lage, selbst kleinste Restfehler wegzuregulieren. Zudem kann die Reglerschleife zwischen den beiden Moden selbsterregte und getriebene Schleife umgeschaltet werden, was für den Betrieb der beiden Resonatortypen (normalleitend und supraleitend) notwendig ist.

Die erreichte Regelgenauigkeit der reinen Amplitudenregelung beträgt $\pm 8.5 \cdot 10^{-5}$. Mit einer reinen Amplitudenregelung kann jedoch kein Elektronenstrahl beschleunigt werden. Dafür ist eine Phasenregelung notwendig. Die Regelung der Phase mit einem reinen Proportionalregler läßt einen Restfehler von 1.28° zu, der außerhalb der geforderten Regelgenauigkeit liegt. Mit einem Integralregler verschwindet dieser Restfehler, und die Regelgenauigkeit von $\pm 0.28^\circ$ wird gehalten. Leider sinkt erwartungsgemäß durch gleichzeitige Phasenregelung die Amplitudenstabilität auf $\pm 2.5 \cdot 10^{-4}$.

Im letzten Regelungstest ist es gelungen, die Tunersteuerung (Eigenfrequenzregelung) zu implementieren und erfolgreich in Betrieb zu nehmen. Damit sind alle Funktionen, die für einen regulären Betrieb notwendig sind, aus dem alten Sys-

tem in das neue digitale System übernommen und getestet worden. Das System ist somit einsatzbereit.

Beim Vergleich der analogen mit der digitalen HF-Regelung ergibt sich, dass die analoge Regelung [7] eine Amplitudenstabilität von $\pm 2 \cdot 10^{-3}$, die digitale von $\pm 2.5 \cdot 10^{-4}$ erreicht. Die Phasenstabilität im analogen System beträgt $\pm 0.38^\circ$ und im digitalen $\pm 0.28^\circ$. Daraus folgt, dass zwar die Phasenstabilität in beiden Systemen ausreichend ist, allerdings die Amplitudenstabilität im analogen System die Anforderungen nicht erfüllt. Dagegen ist die digitale Regelung in der Lage, die Amplitudenstabilität bezüglich der analogen Regelung um den Faktor 8 zu verbessern. Es ist allerdings zu erwarten, dass durch nachfolgende Veränderungen am Regelalgorithmus die Regelgenauigkeiten weiter verbessert werden kann.

Mit dem neu aufgebauten System zur Flugzeitmessung, bei dem die Phase zwischen zwei HF-Monitoren gemessen, und damit die Änderung der Energie des Elektronenstrahls in Echtzeit bis zu einer Genauigkeit von $7.6 \cdot 10^{-5}$ bestimmt wird, lässt sich eine Feedback-Schleife auf die HF-Regelung realisieren, um diese Energieabweichungen zu kompensieren.

Zur Realisierung der Feedback-Schleife ist ein modulares Messsystem aufgebaut worden, für das sich verschiedenste Messkarten entwickeln lassen. Die Flexibilität dieses Systems erlaubt Anpassungen an immer neue Anforderungen. Durch den Einsatz digitaler Komponenten lassen sich die Erweiterungen durch Firmwareänderungen in der existierenden Hardware verwirklichen. Zur Datenerfassung sind bislang Messkarten für die Spannungs- und Stromerfassung aufgebaut worden. Die Kurzzeit-Stabilitätsuntersuchung hat ergeben, dass das Spannungsmo-
dul einen RMS-Fehler von 0.013 mV und das Stromerfassungsmodul einen RMS-Fehler 0.02 nA zeigt. Damit haben beide Messkarten die geforderte Genauigkeit übertroffen.

Durch die Entwicklung einer Bediensoftware wurde es möglich, die Ladungserfassung der Faraday-Cups auf das neue Messsystem umzustellen. In der Software sind komplexe Umrechnungen implementiert worden, die den Operateuren die gemessenen Werte weiter aufbereiten. So kann sich der Operateur anstatt einer gemessenen Hallspannung direkt die daraus errechnete Energie des Elektronenstrahls anzeigen lassen. Weiterhin ist die entwickelte Software in der Lage, die neu entwickelte digitale HF-Regelung anzusteuern. Die Nutzung einer Software für

beide Systeme erlaubt einen einfachen Transfer der erfassten relativen Energieabweichung in die neue HF-Regelung. Damit können Anwendungen wie langfristige Energiestabilisierung mit einer Feedback-Schleife einfach realisiert werden.

Weitere Entwicklungen für das QM07 sind bereits geplant. Dazu gehören spezielle Module zur Erfassung von Temperatursensoren und Drahtscannern. Diese Module lassen sich in das System einpflegen, wodurch eine Weiterentwicklung möglich und eine Zukunftssicherheit des Konzeptes gegeben ist.

A Steckerbelegung des HF-Moduls

Die beiden Module der digitalen Regelung werden zur Signalübertragung mit einem Flachbandkabel verbunden. Die Steckerbelegung ist in Tabelle A.1 aufgeführt.

Tab. A.1: Belegung des 34-poligen Steckers zwischen HF- und NF-Modul.

Pin	Signal	Pegel	Richtung
1	UP-Control	± 20 mA	IF \rightarrow RF
2	UP-Control-Sense	± 20 mA	IF \rightarrow RF
5	QIP	± 20 mA	IF \rightarrow RF
6	QIN	± 20 mA	IF \rightarrow RF
9	IIP	± 20 mA	IF \rightarrow RF
10	IIN	± 20 mA	IF \rightarrow RF
11	Reflevel	1 V	IF \rightarrow RF
13	I_{Down}	$U_{Ref} \pm 0.3$ V	RF \rightarrow IF
14	I_{Ref}	1 V	RF \rightarrow IF
17	Q_{Down}	$U_{Ref} \pm 0.3$ V	RF \rightarrow IF
18	Q_{Ref}	1 V	RF \rightarrow IF
21	$Gain_{Down}$	± 20 mA	IF \rightarrow RF
22	$Gain_{Down_N}$	± 20 mA	IF \rightarrow RF
25	UP_{VS}	3.3 V	IF \rightarrow RF
27	$T_{Digibus}$	TTL	IF \rightarrow RF
31	U_{RMS}	0 - 5 V	RF \rightarrow IF
32	U_{RMSS}	0 V	RF \rightarrow IF
33	UP_{VS6V}	6 V	IF \rightarrow RF

B Konfiguration des QM07

Das QM07 hat einige Parameter, die vom Steuerrechner konfiguriert werden. Einer der Parameter ist die Samplingrate, die sich in 10 Schritten zwischen 3 kHz und 6.25 Hz verstellen lässt. Die Datenausgabe erfolgt entweder auf Anfrage über den CAN-Bus oder automatisch über die digitale LVDS- und die USB-Schnittstelle, mit denen jeweils acht beliebige Messstellen ausgegeben werden können.

USB-Datenformat

Die Datenausgabe über die USB-Schnittstelle ist textorientiert. Durch die Verwendung des textbasierten Protokolls lassen sich die Daten ohne Aufbereitung in eine Datei schreiben und durch den Benutzer lesen. Auch die Analyse mit weiteren Programmen ist ohne Konvertierung möglich. Daher wird diese Schnittstelle auch von dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Programm genutzt, um die Daten aus dem QM07 zu lesen und über das Ethernet zu verteilen.

Nummerierung

Um eine Messstelle auslesen zu können, muss die PU die ADC-Kanalnummer ausgeben. Diese Nummer ergibt sich aus der Messkarte und dem Messkanal. Die Kanäle fangen links im Rahmen direkt neben dem Cratecontroller mit der Messkarte 0 an. Der obere Kanal (K) hat die Nummer 0, der untere die 1. In jedem weiteren Steckplatz von links nach rechts erhöht sich die Messkarte um eins und somit der Messkanal um zwei. Diese Nummerierung ist unabhängig von der Belegung eines Steckplatzes. Zur Berechnung des ADC-Kanals gilt folgende Formel:

$$\text{ADC}_{\text{KANAL}} = 2 \cdot \text{MK} + \text{K} \quad (\text{B.1})$$

Register innerhalb einer Messkarte

Die Tabelle B.1 zeigt die sich auf der Messkarte befindlichen Register. Mit diesen Registern lassen sich wichtige Informationen über den Typ und den Status der Messkarte auslesen.

Tab. B.1: Tabelle der Register auf einer Messkarte.

Register	Modus	Beschreibung
0	rw	Type/Reset Overage LED
1	r	Power
2	rw	Relais Kanal A
3	rw	Relais Kanal B
4	rw	LED
5	rw	Daten für extender Karte A
6	rw	Daten für extender Karte B
7	rw	Auswahl DAC Kanal

Literatur

- [1] A. Richter, *Operational Experience at the S-DALINAC*, Proc. of the 5th EPAC, Eds. S. Meyers, A. Pacheco, C. Petit-Jean-Genaz, J. Poole, IOP Publishing, Bristol (1996) 110.
- [2] W. Beinhauer, M. Brunken, H. Genz, M. Gopych, H.-D. Gräf, T. Hartmann, M. Hertling, S. Khodyachykh, S. Kostial, U. Laier, O. Patalakha, M. Platz, A. Richter, B. Schweizer, A. Stascheck, O. Titze, S. Watzlawik, *Latest Developments from the S-DALINAC*, Proc. of the 10th Workshop on RF Superconductivity, Ed. S. Noguchi, Tsukuba (2001) 594.
- [3] A. Richter, *Der neue Freie-Elektronen-Laser in Darmstadt*, Physikalische Blätter **54** (1998) 31.
- [4] M. Brunken, S. Döbert, R. Eichhorn, H. Genz, H.-D. Gräf, R. Hahn, H. Loos, A. Richter, B. Schweizer, A. Stascheck, T. Wesp, *First Lasing of the Darmstadt CW Free Electron Laser*, Proc. of the 20th Intern. FEL Conference, Nucl. Instr. Meth. A **429** (1999) 21.
- [5] T. Kürzeder, Dissertation, TU Darmstadt, in Vorbereitung.
- [6] F. Hug, Diplomarbeit, TU Darmstadt (2008), unveröffentlicht.
- [7] D. Flasche, Dissertation, TH Darmstadt (1989), D17.
- [8] U. Laier, Dissertation, TU Darmstadt (2004), D17.
- [9] M. Platz, Dissertation, TU Darmstadt (2004), D17.
- [10] K. Alrutz-Ziemssen, Diplomarbeit, TH Darmstadt (1986), unveröffentlicht.
- [11] S. Kostial, Diplomarbeit, TU Darmstadt (1997), unveröffentlicht.
- [12] W. Beinhauer, Diplomarbeit, TU Darmstadt (2001), unveröffentlicht.
- [13] P. Schardt, Dissertation, TH Darmstadt (1995), D17.
- [14] T. Hartmann, J. Enders, P. Mohr, K. Vogt, S. Volz, A. Zilges, *Measurement of the Dipole and Electric Quadrupole Strength Distribution up to 10 MeV in the Double Magic Nuclei ^{40}Ca and ^{48}Ca* , Phys. Rev. Lett. **85** (2000) 274.

- [15] P. Mohr, C. Vogt, M. Babilon, J. Enders, T. Hartmann, C. Hutter, T. Rauscher, S. Volz, A. Zilges, *Experimental Simulation of a Stellar Photon Bath by Bremsstrahlung: The Astrophysical γ -process*, Phys. Lett. B **488** (2000) 127.
- [16] K. Alrutz-Ziemssen, D. Flasche, H.-D. Gräf, V. Huck, M. Knirsch, W. Lotz, A. Richter, T. Rietdorf, P. Schardt, E. Spamer, A. Stascheck, O. Titze, W. Voigt, H. Weise, W. Ziegler, *Performance of the Accelerating Cavities at the Superconducting Darmstadt Linear Accelerator S-DALINAC*, Proc. of the 4th RF Superc. Workshop Tsukuba, KEK 89-21, 53 (1990).
- [17] D. Schüll, J. Foh, H.-D. Gräf, H. Miska, R. Schneider, E. Spamer, H. Theisen, O. Titze, Th. Walcher, *High Resolution Electron Scattering Facility at the Darmstadt Linear Accelerator (DALINAC)*, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 9.
- [18] H. Diesener, U. Helm, V. Huck, P. von Neumann-Cosel, C. Rangacharyulu, G. Herbert, A. Richter, G. Schrieder, A. Stascheck, A. Stiller, J. Rackebusch, J. Carter, *Excitation and decay of giant resonances in the $^{40}\text{Ca}(e, e'x)$ reaction*, Phys. Rev. Lett. **72** (1994) 1994.
- [19] M. Knirsch, Dissertation, TH Darmstadt (1991), D17.
- [20] S. Watzlawik, Dissertation, TU Darmstadt (2005), D17.
- [21] J. Hasper, Diplomarbeit, TU Darmstadt (2005), unveröffentlicht.
- [22] K. Lindenberg, Dissertation, TU Darmstadt (2007), D17.
- [23] H.-D. Gräf, in Proc. of the 5th Workshop on RF Superconductivity, Ed.: D. Proch (DESY, Hamburg, Germany, 1992), **1**, S. 317-333.
- [24] T. Kürzeder, Diplomarbeit, TU Darmstadt (2006), unveröffentlicht.
- [25] H.-D. Gräf, *Experience with Control of Frequency, Amplitude and Phase*, Part. Acc. **40** (1992) 127.
- [26] P.M. Lapostolle, *Introduction to RF linear accelerators*, Proc: CAS-Cyclotrons, Linacs and their Applications, Ed. S. Turner, **CERN 96-02** (1996) 1.
- [27] M. Konrad, Diplomarbeit, TU Darmstadt (2008), unveröffentlicht.

- [28] J. E. Volder, *The CORDIC Trigonometric Computing Technique*, IRE Transactions on Electronic Computers **EC-8**, 333 (1959).
- [29] Xilinx, <http://www.xilinx.com>.
- [30] C. Nowak, Staatsexamensarbeit, TU Darmstadt (2004), unveröffentlicht.
- [31] U. Schaaf, Diplomarbeit, TH Darmstadt (1988), unveröffentlicht.
- [32] Rogers Corporation, <http://www.rogerscorp.com>.
- [33] Osqoop, <http://lsn.unige.ch/osqoop>.
- [34] V. Morokhovskiy, Dissertation, TU Darmstadt (1998), D17.
- [35] S. Paret, Diplomarbeit, TU Darmstadt (2006), unveröffentlicht.
- [36] M. Reichenbach, Diplomarbeit, TH Darmstadt (1996), unveröffentlicht.
- [37] Analog Devices, <http://www.analog.com>.
- [38] Trolltech, <http://www.trolltech.com>.
- [39] M. Hertling, Dissertation, TU Darmstadt (2008), D17.
- [40] PostgreSQL, <http://pgsql.info>.
- [41] A. Kuhl, Diplomarbeit, TU Darmstadt, in Vorbereitung.

Danksagung

Mein erster Dank gilt Herrn Professor Dr. Dr. h.c. mult. Achim Richter, der es mir ermöglicht hat, in dem spannenden Gebiet der Beschleunigerphysik zu arbeiten. Durch ihn wurde es mir möglich, sowohl nationale als auch internationale Konferenzen und Workshops zu besuchen, die mir einen breiten Einblick in die aktuellen Fragestellungen der Beschleunigerphysik gegeben haben. Durch seine Unterstützung und sein Interesse an meiner Arbeit hat er wesentlich zum Gelingen beigetragen.

Herrn Professor Dr. J. Enders danke ich für die Übernahme des Korreferates und die Zusammenarbeit im Rahmen des Sonderforschungsbereiches.

Ganz besonders möchte ich mich bei Herrn Dr. Ralf Eichhorn bedanken, der mir während dieser Arbeit immer geholfen hat.

Bei Herrn Dr. H.-D. Gräf möchte ich mich für seine Unterstützung während meiner Anfangszeit am Institut bedanken. Er stand mir immer mit Rat und Tat zur Seite.

Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Herrn Dr. M. Platz, der ebenfalls zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.

Besonderer Dank geht auch an Dr. U. Laier, der mich in der Anfangsphase auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik unterstützt hat.

Für die gute Zusammenarbeit und die hervorragende Hilfe möchte ich mich auch bei Herrn Dr. R. Stassen bedanken, der mir bei wichtigen Teilen dieser Arbeit geholfen hat.

Ein ganz herzlicher Dank geht an die Mitglieder der mechanischen und der elektronischen Werkstätten sowie an die Mitglieder der LINAC-Gruppe, die mit ihrem Engagement und ihrer kollegialen Hilfe ebenfalls entscheidend zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. An dieser Stelle gilt ein ganz besonderer Dank Herrn U. Bonnes.

Bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Dr. Genz für die Unterstützung, die mir vor allem in der Endphase meiner Arbeit eine große Hilfe war.

Abschließend möchte ich noch meiner Familie danken, die mich während dieser Arbeit immer unterstützt hat.

Die vorliegende Arbeit wurde gefördert, durch Mittel aus dem DFG Graduiertenkolleg 410/2-01 und dem DFG Sonderforschungsbereich 634.

Lebenslauf

Asim Araz

16. August 1979	geboren in Istanbul, Türkei
1986–1990	Besuch der Grundschule in Gernsheim
1990–1992	Besuch der Förderstufe in Gernsheim
1992–1999	Besuch des Gymnasiums in Gernsheim
Juni 1999	Abitur
1999–2000	Grundwehrdienst in Idar-Oberstein
2000–2005	Studium der Physik an der Technischen Universität Darmstadt
November 2005	Diplom in Physik; Abschluss des Studiums
seit Februar 2006	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Kernphysik der Technischen Universität Darmstadt

Eidesstattliche Erklärung:

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Dissertation selbständig verfasst, keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet und bisher noch keinen Promotionsversuch unternommen habe.

Darmstadt, im Juni 2009

