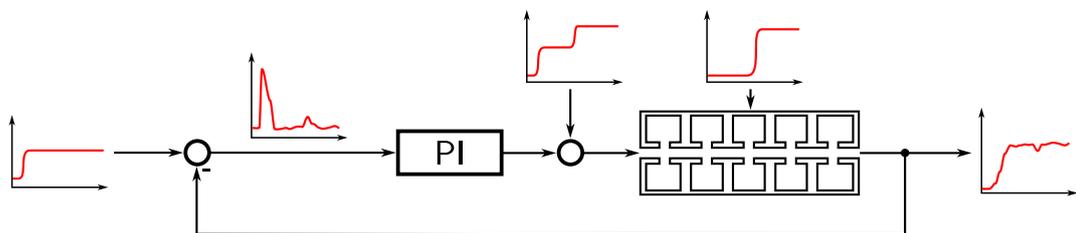


D i s s e r t a t i o n

Entwicklung einer digitalen Hochfrequenzregelung für den gepulsten Betrieb des Protonenlinac Teststandes bei FAIR

von Patrick Nonn



**Entwicklung einer
digitalen Hochfrequenzregelung
für den gepulsten Betrieb
des Protonenlinac Teststandes
bei FAIR**

Vom Fachbereich Physik
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Naturwissenschaften
(Dr. rer. nat.)

genehmigte

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

von

Dipl.-Phys. Patrick Walter Nonn
aus Hadamar

Darmstadt 2014
D 17

Wissenschaftler ist jemand, dessen Einsichten größer sind als seine Wirkungsmöglichkeiten.
Gegenteil: Politiker.

(Helmar Nahr, dt. Mathematiker u. Ökonom)

Referent: Professor Dr. rer. nat. Dr. h.c. Norbert Pietralla
Korreferent: Professor Dr.-Ing. Harald Klingbeil

Tag der Einreichung: 8. Mai 2014
Tag der Prüfung: 16. Juni 2014



Dieses Material steht unter der Creative-Commons-Lizenz Namensnennung - Nicht kommerziell - Keine Bearbeitungen 4.0 International. Um eine Kopie dieser Lizenz zu sehen, besuchen Sie <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>.

Zusammenfassung

Am Standort des GSI Helmholtzzentrums für Schwerionenforschung bei Darmstadt entsteht die Facility for Antiproton and Ion Research (FAIR). Im Rahmen des Forschungsprogramms von FAIR sind Experimente mit Antiprotonenstrahlen geplant. Um den für die Produktion der Antiprotonen notwendigen hochintensiven Protonenstrahl bereitstellen zu können, wird ein neuer Linearbeschleuniger als Injektor für das Synchrotron SIS18 gebaut. Dieser p-Linac genannte Injektor soll so kurz wie möglich gehalten werden. Daher werden zur Hauptbeschleunigung von 3 MeV auf 70 MeV neuartige CH-Kavitäten verwendet. Ein HF-Teststand wird an der GSI aufgebaut, um diese neuartigen Kavitäten und ihre HF-Versorgung testen zu können. Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine gepulste 325 MHz HF-Regelung für diesen Teststand entwickelt. Diese basiert auf der HF-Regelung des S-DALINAC, die für den cw-Betrieb von normal- und supraleitenden Kavitäten bei 3 GHz ausgelegt ist.

Ziel dieser Arbeit ist es zum einen, die Betriebsfrequenz der HF-Regelung des S-DALINAC auf die 325 MHz des p-Linac anzupassen. Zum anderen muss die Reaktionszeit der Regelung deutlich verbessert werden, um innerhalb des 200 μ s langen HF-Pulses das Feld in der Kavität mit einem relativen Amplitudenfehler von maximal 10^{-3} und einem Phasenfehler von maximal $0,1^\circ$ einzuregeln. Besonders kritisch ist auch die Zeit, die die Regelung benötigt, um diese Kriterien wieder zu erfüllen, nachdem der Strahlpuls das Feld der Kavität gestört hat.

Zunächst wurde mit analytischen und numerischen Methoden die Abhängigkeit der Regelgeschwindigkeit von verschiedenen Parametern der Regelung und der Kavität untersucht. Dazu wurde ein Modell für das Amplitudenverhalten einer Kavität im Basisband aufgestellt, welches durch Vergleich einer gemessenen mit einer berechneten Sprungantwort bestätigt wurde. Eine analytische Untersuchung zeigte die Abhängigkeit der idealen Regelparameter von der Zeitkonstanten der Kavität für I- und PI-Regler. Mit Hilfe von numerischen Simulationen konnte gezeigt werden, in welchem Maß sich die Totzeit negativ und eine Vorsteuerung positiv auf die Regelgeschwindigkeit auswirkt.

Für die Anpassung an die Betriebsfrequenz von 325 MHz wurde ein neues HF-Board entwickelt und erfolgreich getestet. Auch wurde in der Regelung die Fähigkeit implementiert, Integralregler bedingterweise anzuhalten, um Windup-Effekten entgegenzuwirken. Um die Reaktionszeit zu reduzieren, wurden die Aliasing-Filter der Analog-Digital-Wandler überarbeitet, der Amplitudendetektor wurde durch eine Amplitudenbestimmung auf Basis der I/Q-Signale ersetzt und die Regelung wurde um eine gepulste Vorsteuerung erweitert. Durch diese Maßnahmen konnte die Reaktionszeit um drei Viertel gesenkt werden.

Abstract

At the site of the GSI Helmholtzzentrum für Schwerionenforschung near Darmstadt, the international Facility for Antiproton and Ion Research (FAIR) is under construction. The research program of FAIR includes experiments with antiproton beams. In order to provide the high intensity proton beam, that is necessary to produce the antiprotons, a new linear accelerator, acting as injector to the SIS18 synchrotron, will be constructed. This linear accelerator, called p-Linac, shall be kept as short as possible. That is why novel CH-type cavities will be used for the main acceleration from 3 MeV to 70 MeV. In order to test these novel cavities and their supporting technology, an rf test stand is under construction at GSI. Within the scope of this thesis a pulsed 325 MHz control system has been developed as part of that test stand. It is based upon the cw rf control system of the superconducting Darmstädter Linearaccelerator (S-DALINAC), that is designed to drive normal- and superconducting cavities at 3 GHz.

Aim of this thesis is, to adapt the frequency of S-DALINAC's rf control to p-Linac's 325 MHz at one hand and on the other hand, to improve the response time in order to achieve a relative amplitude error of below 10^{-3} and a phase error below 0.1° within the 200 μs long rf pulses. The time that is needed in order to re-achieve the errors after the beam pulse hits the cavity, is also crucial.

At first, the dependance of the control rate to various parameters of the cavity and the control has been tested by analytical and numerical methods. Therefore, the behavior of a cavity's amplitude in the base band has been modeled and confirmed by comparison of the model's and a measured step response of a cavity. The dependance of the I- and PI-control's parameters on the decay time of the cavity was shown by analytical methods. With the aid of numerical simulations the extent at which the response time is affected negatively by dead time and positively by feed forward has been shown.

A new rf-module has been designed and tested in order to adopt to the working frequency of 325 MHz. To be able to counter integral wind-up-effects, the control gained the ability to conditionally hold an integrator. In order to reduce the response time the aliasing filters of the analog digital converter has been overhauled, the amplitude detector was replaced by an amplitude determination out of I/Q-signals and the controller was expanded by a pulsed feed forward. These measures lead to a drop in the response time by about three-quarter.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Motivation	5
2.1. Das FAIR Projekt	5
2.2. p-Linac	6
2.3. Crossed-Bar H-Mode Drift Tube Linac	8
3. Grundlagen der Hochfrequenzregelung	11
3.1. Charakteristika eines Hohlraumresonators	11
3.1.1. Güte	12
3.1.2. Zeitkonstante	13
3.1.3. Parallelschwingkreis-Modell	14
3.2. Steuern und Regeln	16
3.2.1. Laplace-Transformation und Übertragungsfunktion	17
3.2.2. Integral- und Proportionalregler	17
4. Digitale HF-Regelung des S-DALINAC	19
4.1. Transformation ins Basisband	21
4.1.1. Funktionsweise eines Mischers	22
4.1.2. Quadratur-Modulation	23
4.2. CORDIC-Algorithmus	25
4.2.1. Transformation in Polarkoordinaten	25
4.2.2. Transformation in kartesische Koordinaten	27
4.3. Softcore Signalprozessor	27
4.3.1. Speicher	28
4.3.2. Operationen	29
4.3.3. Regelalgorithmus	30
5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband	33
5.1. Übertragungsverhalten einer Kavität im Basisband	33
5.1.1. Differentialgleichung auf Basis des Parallelschwingkreises	33
5.1.2. Darstellung der Differentialgleichung im Basisband	34
5.1.3. Amplituden-Übertragungsfunktion einer Kavität	35
5.2. Eigenschaften einer Regelschleife mit Integralregler	37
5.3. Eigenschaften einer Regelschleife mit PI-Regler	41
5.4. Verhalten eines totzeitbehafteten Regelkreises	43

5.5.	Einfluss einer Vorsteuerung auf die Amplitudenregelung	46
5.5.1.	Einfluss einer Vorsteuerung bei totzeitbehafteten Regelkreisen	48
5.6.	Abhängigkeit des Integral-Regelparameters von Zeitkonstante und Totzeit	50
6.	Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac	53
6.1.	Zeitabhängige Amplitudenregelung	53
6.2.	Entwicklung eines 325 MHz HF-Boards	56
6.3.	Integralregler-Windup und Gegenmaßnahmen	59
6.4.	Anpassung der Aliasing-Filter auf dem FPGA-Board	61
6.5.	Amplitudenbestimmung aus den I- und Q- Signalen	66
6.6.	Einrichtung einer Vorsteuerung	69
6.7.	Gemeinsamer Einfluss auf die Einregelzeit	71
7.	Schlussbemerkungen und Ausblick	73
A.	Mathematische Ergänzung	75
A.1.	Erregerstrom und Erregerspannung eines Schwingkreises	75
A.2.	Grenzwertbestimmung bei $\frac{\sinh(ax)}{x}$ für $x \rightarrow 0$	75
B.	Experimente	77
B.1.	Amplitudenverhalten einer gepulsten Kavität	77
B.2.	Phasenfehlermessungen am HF-Board	78
C.	MATLAB-Skripte	79
C.1.	Simulink-Modelle	79
C.2.	Skript: Bestimmung der Einregelzeit in Abhängigkeit von der Totzeit	80
C.3.	Skript: Einfluss der Vorsteuerung auf die Einregelzeit totzeitbelasteter Regelkreise	83
C.4.	Skript: Schnellstmögliche Regelkonstante in Abhängigkeit von der Totzeit und τ_L	85
C.5.	Skript: Lesen und Auswerten von Daten	88
	Danksagung	97
	Lebenslauf	99

1. Einleitung

Das Standardmodell der Elementarteilchenphysik beschreibt alle bisher beobachteten Elementarteilchen und die zwischen ihnen wirkenden starken, schwachen und elektromagnetischen Wechselwirkungen. Es ist ein überaus erfolgreiches Modell, da nicht nur fast alle von ihm vorhergesagten Teilchen inzwischen gefunden werden konnten, zuletzt das Higgs-Boson am Large Hadron Collider des europäischen Kernforschungszentrums CERN, sondern auch weil bisher keine Teilchen gefunden wurden, die durch die Theorie nicht beschrieben worden wären. Die starke Wechselwirkung zwischen Quarks sowie ihre Austauschpartikel, die Gluonen, werden im Standardmodell mit Hilfe der Quantenchromodynamik (QCD) beschrieben. Diese ordnet allen Quarks eine Eigenschaft zu, die Farbladung genannt wird. Ein Quark kann eine von drei verschiedenen Farbladungen tragen: Rot, Grün oder Blau, während Antiquarks eine von drei Antifarben tragen können: Antirot, Antigrün oder Antiblau. Freie Quarks werden in der Natur nicht beobachtet. Statt dessen weisen alle Beobachtungen darauf hin, dass Quarks nur in gebundenen Zuständen vorkommen können, in denen sich die Farbladungen der beteiligten Quarks gemäß den Regeln der additiven Farbmischung zu Weiß „neutralisieren“. Dies können entweder drei Quarks mit je einer der drei Farbladungen (Baryonen), drei Antiquarks mit je einer der drei Antifarbladungen (Antibaryonen) oder ein Quark–Antiquark-Pärchen mit einer Farbladung und der korrespondierenden Antifarbladung (Mesonen) sein. Dieser Effekt wird „Confinement“ genannt. Da das Confinement sich nicht in einfacher Weise aus der QCD ableiten lässt, ist dessen theoretische Beschreibung eine der aktuellen Problemstellungen der Hadronenphysik [1].

Die Eigenschaften des Confinements werden mit Hilfe von Mesonen- und Baryonanregungen und deren Zerfällen untersucht. Insbesondere das $c\bar{c}$ -Meson (Charmonium) erwies sich in der Vergangenheit als nützlich, da das Charmonium-System eine geringe Dichte von Zuständen aufweist, welche unterhalb der Mesonenerzeugungsschwelle nur durch schwache Wechselwirkung zerfallen und daher gut zu spektroskopierende, schmale Resonanzen erzeugen. Abbildung 1.1 zeigt die bisher bekannten Charmoniumzustände. Besonders gut untersucht sind die mit ψ bezeichneten $J^{PC} = 1^{--}$ -Resonanzen, die durch Elektron–Positron–Annihilation erzeugt werden können. Resonanzen in anderen Quantenzuständen, insbesondere höhere Anregungen der als χ_{cn} bezeichneten $J^{PC} = n^{++}$ -Zustände, könnten mit Hilfe der Proton–Antiproton–Annihilation erzeugt werden [2].

Die Eichbosonen der starken Wechselwirkung, die Gluonen, tragen ebenfalls eine Farbladung. Daher erlaubt die QCD prinzipiell die Existenz von Meson- und Baryonartigen Zuständen aus Gluonen. Diese Zustände werden Glueballs genannt. Ebenso möglich sind hybride Zustände aus Quarks und Gluonen. Sowohl Glueballs als auch

1. Einleitung

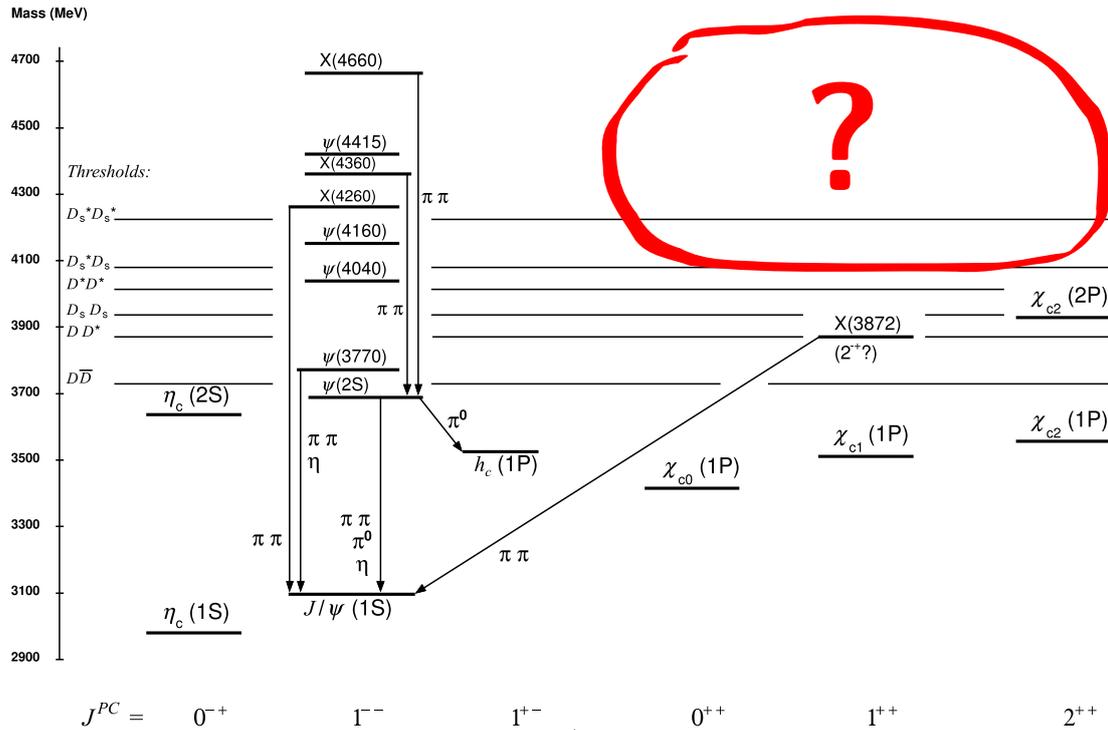


Abbildung 1.1.: Charmonium Zustandsdiagramm aus [4]. Die verschiedenen Anregungen sind nach Quantenzuständen sortiert. Durch die rote Markierung ist die „Terra Incognita“ hervorgehoben, welche u.a. im Rahmen von PANDA untersucht werden soll.

Hybride können die gleichen Quantenzustände annehmen wie Quarkonia, daher sind sie nur schwer von solchen zu unterscheiden. Von besonderem Interesse sind deshalb die Zustände mit, nach QCD für Quark-Antiquark-Paare verbotenen Quantenzahlen wie z.B. $J^{PC} = 1^{++}$, da sie gute Kandidaten für Glueballs und Hybride sind [3]. Wie in Abbildung 1.1 zu sehen ist, enthält auch das Charmonium-Spektrum mit χ_{c1} einen solchen „verbotenen“ Quantenzustand, der mittels Proton-Antiproton-Annihilation untersucht werden kann.

Diese und andere Experimente, welche einen Antiprotonenstrahl benötigen, werden im Rahmen der PANDA-Koalition der Facility for Antiproton and Ion Research (FAIR) [5] geplant und durchgeführt. Diese entsteht am Standort des GSI Helmholtzzentrums für Schwerionenforschung (GSI) bei Darmstadt. Der zur Antiprotonenproduktion notwendige, hochintensive Protonenstrahl wird von einem eigens entwickelten, dedizierten Linearbeschleuniger bereitgestellt. In diesem p-Linac genannten Beschleuniger werden zur Beschleunigung von 3 MeV auf 70 MeV neuartige Crossed Bar H-Mode Drift Tube Linac Kavitäten (kurz CH-Kavitäten) verwendet werden. Um deren HF-Eigenschaften, auch im Hinblick auf den gepulsten Betrieb, testen zu können, ist an der GSI gegenwärtig ein HF-Teststand für diese Kavitäten im Aufbau.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde, basierend auf der digitalen HF-Regelung [6, 7, 8, 9, 10] des supraleitenden Darmstädter Elektronenlinearbeschleunigers (S-DALINAC) [11, 12], eine gepulste Hochfrequenzregelung entwickelt. Die Hochfrequenzregelung des S-DALINAC wurde mit dem Ziel konzipiert, im cw-Betrieb eine relative Energieschärfe des Elektronenstrahls von $\approx 10^{-4}$ rms zu erreichen. Dazu ist es notwendig, dass ein relativer Amplitudenfehler von $< 8 \cdot 10^{-5}$ rms und ein Phasenfehler von $< 0,7^\circ$ rms erreicht werden [6]. Für die Stabilität der CH-Kavitäten des p-Linac werden ein relativer Amplitudenfehler von $< 10^{-3}$ rms und ein Phasenfehler von $< 0,1^\circ$ rms angestrebt [13]. Am S-DALINAC werden normalleitende Kavitäten bereits mit Fehlern unterhalb dieser Schwellen im cw-Betrieb betrieben [14]. Diese Arbeit beschäftigt sich daher vornehmlich mit den Modifikationen, die nötig sind, um eine gepulste Hochfrequenzregelung zu verwirklichen.

Eine Anforderung an die gepulste HF-Regelung ist die Fähigkeit, nicht nur parametrisierte Pulse, sondern Pulse mit komplexeren Pulsformen, wie bestimmte Flanken und mehrere, verschiedene Amplituden, erzeugen zu können. Daher wurde ein System implementiert, welches erlaubt, für jeden Regelzyklus einen anderen Wert anzunehmen. Andere Maßnahmen hatten zum Ziel, die Reaktionszeit der HF-Regelung zu minimieren. Dazu wurden die Anti-Aliasing-Filter vor den Analog-Digital-Konvertern, die Möglichkeiten einer Vorsteuerung und nicht zuletzt der Regelalgorithmus selbst sowohl theoretisch als auch experimentell untersucht. Ferner wurde ein neues HF-Board entwickelt, um den Betrieb der HF-Regelung bei 325 MHz zu ermöglichen.

Im folgenden werden die für diese Arbeit benötigten theoretischen Grundlagen in Kap. 3 kurz eingeführt. In Kap. 2 wird das FAIR-Projekt vorgestellt. Dabei wird auf den p-Linac, die CH-Kavitäten und die aus den technischen Gegebenheiten erwachsenden Randbedingung näher eingegangen. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Hochfrequenzregelung basiert auf der digitalen HF-Regelung des S-DALINAC, welche in Kap. 4 vorgestellt wird. Kapitel 5 beschäftigt sich mit der theoretischen Behandlung der gepulsten Regelung. Zunächst wird dazu das Amplitudenverhalten einer Kavität im Basisband modelliert und eine Übertragungsfunktion hergeleitet, mit der die folgenden analytischen und numerischen Untersuchungen durchgeführt werden. Untersucht werden sowohl der Einfluss verschiedener Regler als auch von Totzeit und Vorsteuerung auf die Zeit, die die Regelung benötigt, bis der Fehler nach einem Sprung der Führungsgröße den Wert von 10^{-3} unterschreitet. In Kap. 6 werden die technischen Maßnahmen präsentiert, die zur Adaption an die gepulste HF-Regelung notwendig waren. Der Erfolg der Maßnahmen wird durch Messungen bestätigt. Am Ende dieses Kapitels wird das Zusammenwirken dieser Maßnahmen demonstriert.

2. Motivation

In diesem Kapitel werden die Hintergründe und die Motivation dieser Arbeit näher beleuchtet. Nach einer Übersicht über das FAIR-Projekt und dessen Anlagen wird im Anschluss auf den dedizierten Protonenbeschleuniger, den p-Linac und dessen Charakteristika eingegangen, bevor die CH-Kavitäten und deren gepulster Betrieb, sowie der dazu nötige Teststand erläutert werden.

2.1. Das FAIR Projekt

Die „Facility for Antiproton and Ion Research“ ist eine internationale Kooperation zum Aufbau und Betrieb eines Beschleunigerzentrums mit dem Schwerpunkt auf hochintensive Ionenstrahlen von Protonen bis Uran sowie Antiprotonen. Mit Hilfe dieser Strahlen sollen Experimente im Bereich der Struktur der Materie sowie angrenzenden Bereichen durchgeführt werden [15]. Als Basis dienen die Anlagen des „GSI Helmholtzzentrums für Schwerionenforschung“. Deren bereits existierende Beschleunigeranlagen Unilac und SIS18 werden nach einem Upgrade als Injektor für das geplante Synchrotron SIS100 dienen. Abbildung 2.1 zeigt einen schematischen Überblick über die Anlagen des FAIR-Projektes.

Die Erweiterung ist in sechs Module unterteilt, welche je einen funktionalen Bauabschnitt umfassen [5]. Modul 0 ist ausschließlich dem Bau des Synchrotrons SIS100 gewidmet [17], Modul 1 umfasst die Bereiche für Experimente mit dem Primärstrahl aus SIS100, wie z.B. CBM/HADES [18, 19] oder APPA [20], Modul 2 den neuen supraleitenden Fragmentseparator Super-FRS [21] und Modul 3 die Anlagen für die Produktion von Antiprotonen im Rahmen des PANDA Experiments, inklusive dem Protonenbeschleuniger p-Linac, dem Produktionstarget, dem Collector- und dem Hochenergiespeicherring [22]. Die restlichen zwei Module erweitern die Experimente aus den Modulen 1 bis 3.

Die Antiprotonen für das PANDA Experiment werden durch inelastische Kollision von Protonen mit einer Strahlenergie von 29 GeV mit einem Nickeltarget erzeugt. Da bei diesem Verfahren auch andere Reaktionen neben der Antiproton-Proton-Paarbildung ablaufen und nicht alle Antiprotonen die Akzeptanz des anschließenden Collector-Rings treffen, beträgt die relative Ausbeute der gesamten Antiprotonenproduktion lediglich etwa $5 \cdot 10^{-6}$ [23]. Um $7 \cdot 10^{10}$ gekühlte Antiprotonen pro Stunde bereitstellen zu können, wird daher ein primärer Protonenstrahl von $2 \cdot 10^{16}$ Protonen pro Stunde benötigt [24]. Der Unilac ist nicht für die dazu nötigen hohen Intensitäten ausgelegt. Daher muss für die Antiprotonenproduktion der p-Linac als dedizierter Protoneninjektor gebaut werden (s. Abb. 2.1).

2. Motivation

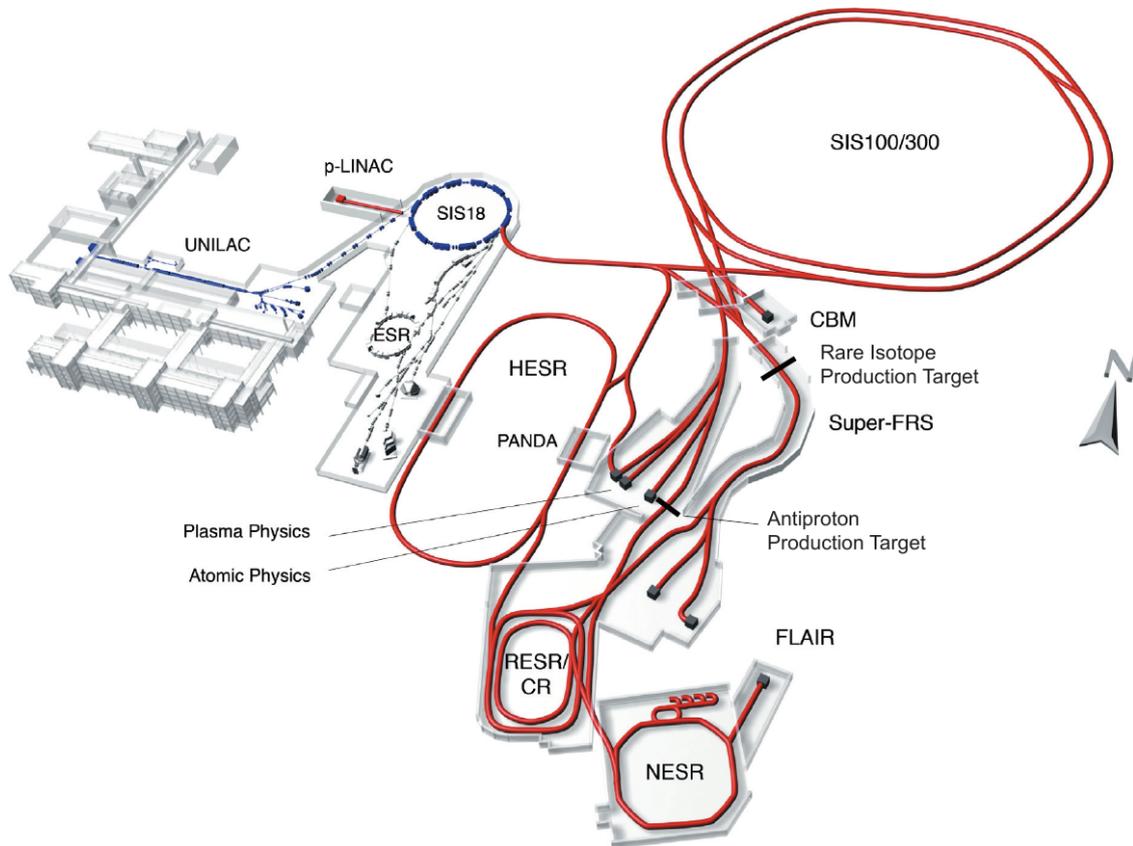


Abbildung 2.1.: Übersicht über FAIR, entnommen aus [16]. In blau sind die bestehenden Anlagen des GSI Helmholtzzentrums für Schwerionenforschung dargestellt, in rot die im Rahmen von FAIR geplanten Neubauten. Der p-Linac befindet sich westlich von SIS18.

2.2. p-Linac

Abb. 2.2 zeigt den Aufbau des FAIR Protonenlinacs. Als Protonenquelle wird eine Elektronen-Zyklotron-Resonanz-Ionenquelle (EZR) dienen, deren Hochfrequenz gepulst wird [26, 27]. In der Low Energy Beam Transport (LEBT) Sektion werden mit Hilfe zweier Solenoide und einer Blende die H_2^+ und H_3^+ Fraktionen vom Protonenstrahl getrennt. Ein Chopper am Ende der LEBT prägt dem Strahl die 325 MHz Zeitstruktur auf. Der Radio Frequency Quadrupole (RFQ) beschleunigt den Strahl

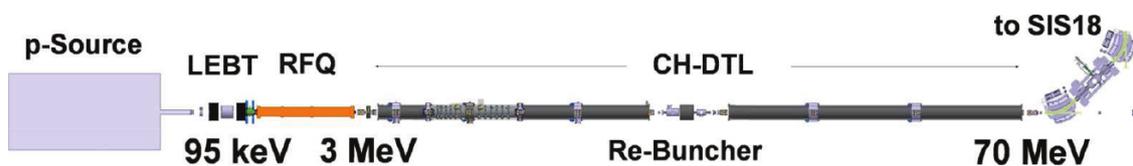


Abbildung 2.2.: Schematische Darstellung des p-Linac [25].

auf 3 MeV und fokussiert ihn währenddessen longitudinal und transversal [28]. Nach einem Buncher, der die longitudinale Emittanz des Strahls an die Akzeptanz des Crossbar-H-Mode-Drift Tube Linacs (CH-DTL) anpasst, wird der Strahl in den letztgenannten injiziert. Die CH-DTL Sektion besteht aus insgesamt neun Kavitäten, von denen die ersten sechs paarweise gekoppelt sind. Zwischen diesen ersten sechs Kavitäten und den letzten drei befindet sich ein Rebuncher. Nach Durchlaufen der CH-DTLs wird der Strahl in das SIS18 injiziert.

In Tabelle 2.1 sind die Eigenschaften des Protonenlinacs zusammengefasst. Sowohl der RFQ als auch die Drift-Tube-Linacs sind Neuentwicklungen. Daher ist es notwendig, nicht nur die Kavitäten selbst, sondern auch die Kombination mit dem Klystron und anderen Hochfrequenzkomponenten zu testen. Zu diesem Zweck wird gegenwärtig an der GSI ein Teststand aufgebaut.

Protonenquelle	
Art der Quelle	Gepulste EZR
Pulslänge (μs)	≤ 100
Extraktionsspannung (kV)	95
Extraktionsstrom (mA)	≥ 100
Protonenanteil (%)	≥ 70
LEBT	
Fokussierung	Solenoid
Fraktionstrennung	Time of Flight
Ausgangsstrom (mA)	100
RFQ	
Typ	4-Rod oder 4-Vane
Ausgangsenergie (MeV)	3
Ausgangsstrom (mA)	≤ 90
Peak HF Leistung (MW)	$\leq 1,0$
Unbelastete Güte	2800
Drift-Tube Linac	
Ausgangsenergie (MeV)	70
Design Ausgangsstrom (mA)	70
Transversale Ausgangsemittanz (mm mrad)	$\leq 2,8$
Ausgangsimpulsstreuung	$\leq \pm 10^{-3}$
Strahl	
Pulslänge (μs)	36–70
Pulsrepetition (Hz)	≤ 4
Protonen pro Puls	$7,8 \cdot 10^{12}$

Tabelle 2.1.: Verschiedene Merkmale des Protonenlinacs [16, 25, 29]

2.3. Crossed-Bar H-Mode Drift Tube Linac

Ein Crossed-Bar H-Mode Drift Tube Linac (kurz: CH-DTL) ist eine Art von Beschleunigerkavität aus der H-Moden Familie. Wie in Kap. 3.1 beschrieben, hat die H-Mode eine magnetische Komponente in longitudinaler Richtung und die elektrische Komponente in transversaler Richtung. Um dennoch longitudinal elektrische Beschleunigungsfelder zur Verfügung stellen zu können, werden Kapazitäten in Form von Driftröhren (engl. Drift Tubes) in den Resonator eingebracht. Diese werden über Stützen (engl. Stems) mit der Wand des Resonators verbunden [30]. In Abb. 2.3 sind verschiedene H-Moden-DTLs und ihre Stem-Anordnungen illustriert.

Die H_{110} -Mode (links in Abb. 2.3) findet in sogenannten Interdigital-H-Mode-Linacs (IH-DTLs) Verwendung. Diese Art von Beschleunigungskavität wird bereits in mehreren Beschleunigungsanlagen (z.B. HIT, REX-ISOLDE, GSI-Unilac) verwendet [31]. Die H_{210} -Mode (Mitte in Abb. 2.3) wird in CH-Kavitäten verwendet. Die in Abb. 2.3 rechts illustrierte H_{310} -Mode findet noch keine Anwendung. Abbildung 2.4 illustriert die Felder und Ströme in einem CH-DTL im Verlauf einer Schwingungsperiode. Durch die magnetische Komponente der Hochfrequenz werden Wirbelströme induziert, welche zur Umladung zweier benachbarter Driftröhren führen. Dadurch entsteht in den sogenannten Gaps zwischen den Driftröhren ein longitudinales, elektrisches Feld, welches zur Beschleunigung genutzt wird. Da sich die Phase dieses Feldes bei benachbarten Gaps um 180° dreht, kann ein Teilchenbunch in einer Periode zwei Gaps passieren.

IH-DTLs können nur bei Frequenzen unterhalb von etwa 250 MHz sinnvoll eingesetzt werden, da die geringe Größe des Resonators sonst deren Bau und Wartung unnötig kompliziert macht. Daher ist es für eine Resonanzfrequenz von 325 MHz sinnvoll, die Mode nächsthöherer Ordnung zu wählen [30]. CH-DTLs erlauben zwar hohe Frequenzen [32], sind allerdings noch nicht erprobt.

Wie in Tabelle 2.1 aufgeführt, soll der Protonenstrahl mit $36 \mu\text{s}$ bis $70 \mu\text{s}$ langen Pulsen alle 250 ms gepulst werden. Daraus ergibt sich ein Tastverhältnis von

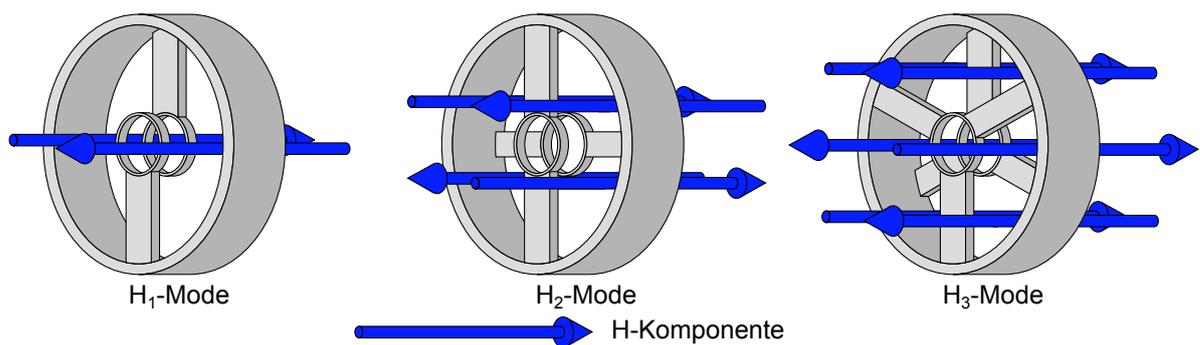


Abbildung 2.3.: Ausschnitte aus H-Moden Kavitäten mit zunehmender Ordnung. Die blauen Pfeile sollen die Richtungen der magnetischen Feldkomponenten in den Sektionen veranschaulichen.

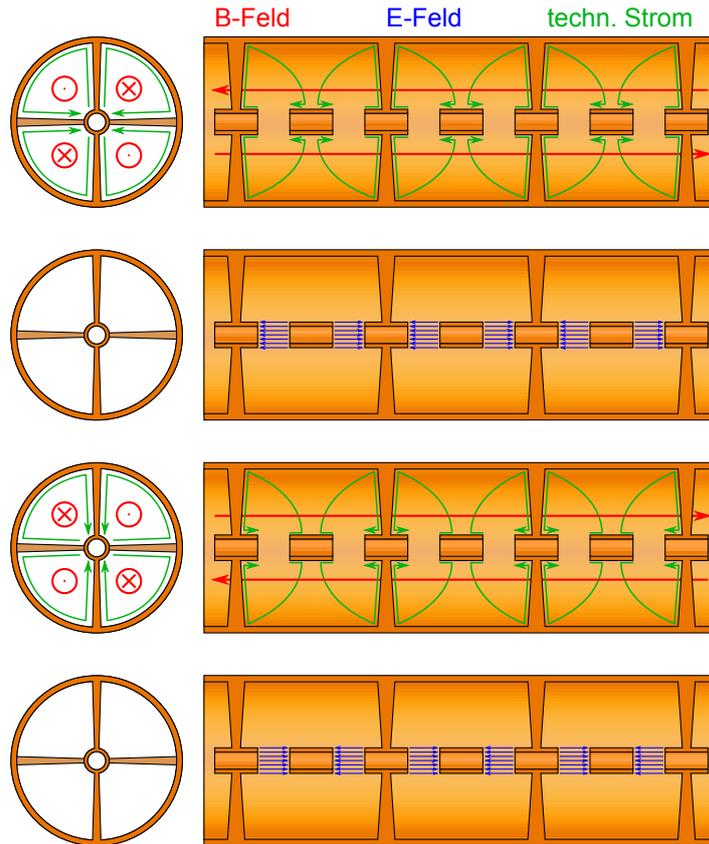


Abbildung 2.4.: Ströme (technische Stromrichtung, grün), elektrische Felder (blau) und magnetische Felder (rot) in einer CH-Kavität. Dargestellt sind die vier Feldextreme während einer Schwingungsperiode. Links in Querschnitt, rechts im Längsschnitt.

$1,44 \cdot 10^{-4}$ bzw. $2,8 \cdot 10^{-4}$. Bei einem so niedrigen Tastverhältnis ist es wegen der thermischen Verluste ineffizient, das Feld in der Kavität durchgehend aufrecht zu erhalten. Daher wird die Hochfrequenzleistung der CH-Kavitäten ebenfalls gepulst. Abbildung 2.5 illustriert das Beschleunigungsfeld und die Hochfrequenzleistung während eines Strahlpulses. Der Puls soll eine Dauer von $200 \mu\text{s}$ nicht überschreiten. Zunächst wird das Feld in der Kavität auf das benötigte Niveau gebracht und auf die geforderte Amplitudenstabilität eingeregelt. Tritt der Strahlpuls in die Kavität ein, so entzieht er der Kavität das Feld (Beamloading). Die HF-Regelung reagiert darauf, indem die Ausgangsleistung des Klystrons erhöht wird, bis das Feld in der Kavität wieder den Setzwert erreicht hat. Die Aufgabe der Hochfrequenzregelung ist es also, das Beschleunigungsfeld vor dem Strahlpuls aufzubauen und während des Beamloadings schnellstmöglich den Amplituden- und Phasenfehler wieder auf die Sollwerte zu bringen.

Um die neuartigen CH-Strukturen und ihren gepulsten Betrieb erproben zu können, wird an der GSI ein Teststand aufgebaut. Abbildung 2.6 skizziert seinen

2. Motivation

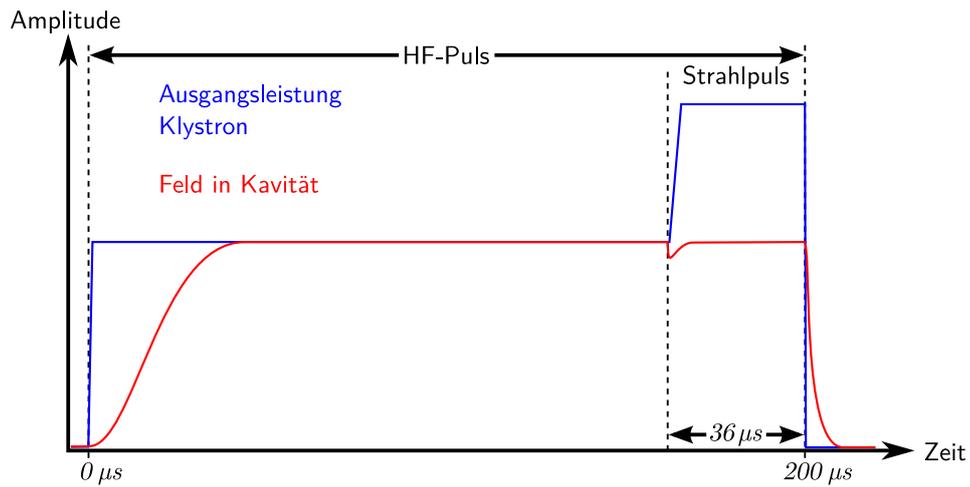


Abbildung 2.5.: Illustration des Beschleunigungsfeldes und der HF-Leistung während eines Pulses.

Aufbau. Ein Bunker aus Beton-Blöcken schützt den Experimentator vor Röntgenstrahlung, die beim Betrieb der Kavität mit hohen Leistungen auftritt. Auch das Klystron muss mit einem Schild abgeschirmt werden. Die Hochfrequenz wird mit Hilfe von Hohlleitern vom Klystron zur Kavität transportiert. Ein Zirkulator und ein Hochleistungsabschlusswiderstand dienen als Isolator.

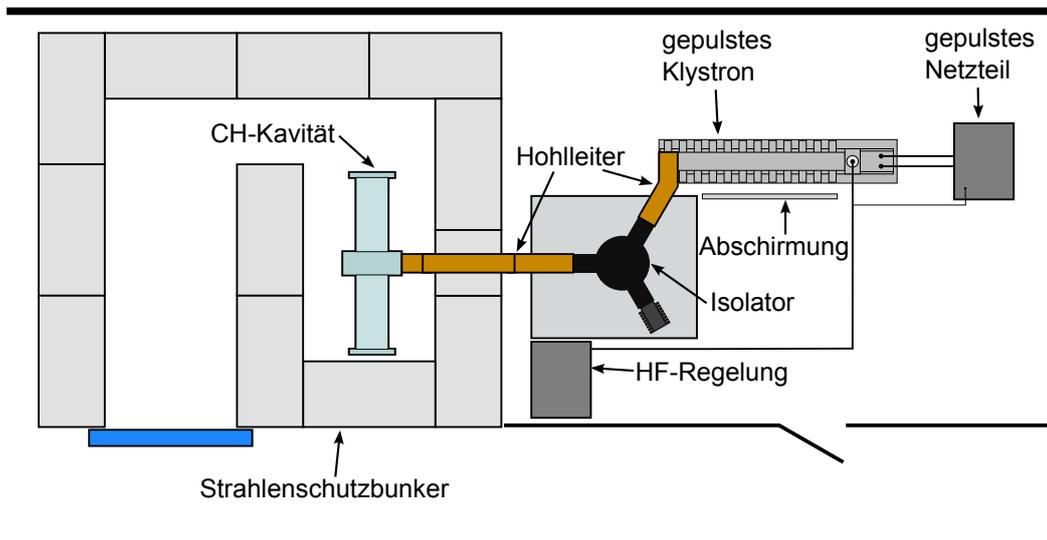


Abbildung 2.6.: Schematischer Überblick über den p-Linac Teststand.

3. Grundlagen der Hochfrequenzregelung

In diesem Kapitel werden die für diese Arbeit notwendigen Grundlagen der Hochfrequenzregelung von Beschleunigerkavitäten vorgestellt. Es werden zunächst die Begriffe Kavität und Schwingungsmode erläutert und im Anschluss werden die für Kavitäten charakteristischen Parameter Resonanzfrequenz ω_0 und Güte Q beschrieben. Ferner wird aus Güte und Resonanzfrequenz die Zeitkonstante τ_L abgeleitet, die in dieser Arbeit eine große Rolle spielt. Die Eigenschaften von Kavitäten werden durch das Modell eines Parallelschwingkreises beschrieben und auf dessen charakteristische Parameter Induktivität L , Kapazität C und Widerstand R bezogen. Das Parallelschwingkreis-Modell wird anschließend um Kopplung erweitert. Dieses erweiterte Modell ist die Basis für die Betrachtungen in Kap. 5.

Im zweiten Teil dieses Kapitels werden die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Grundlagen der Regeltheorie erläutert. Es werden die Begriffe Regelung und Steuerung sowie der Aufbau eines Regelkreises und seine Bestandteile definiert. Ferner wird die in dieser Arbeit häufiger verwendete Laplace-Transformation kurz eingeführt.

3.1. Charakteristika eines Hohlraumresonators

Unter einem Hohlraumresonator versteht man im allgemeinen einen Raum aus einem Dielektrikum, welches von elektrisch leitendem Material umschlossen ist. Im Rahmen dieser Arbeit werden im speziellen zylindersymmetrische Hohlraumresonatoren betrachtet, wie sie häufig in Beschleunigeranlagen eingesetzt werden. Daher werden auch Zylinderkoordinaten verwendet, wobei die z -Richtung axial und die dazu senkrechten Koordinaten Radius r und Winkel φ transversal genannt werden.

Regt man das elektromagnetische Feld im Hohlraum mit einer Wechselspannung (kapazitive Ankopplung) oder einem periodischen Magnetfeld (induktive Ankopplung) an, so bildet sich in diesem Hohlraum eine elektromagnetische Schwingung aus. Wie jedes schwingungsfähige System, so hat auch dieses Eigenfrequenzen, bei deren Anregung es zur Resonanz kommt. Diese Resonanzfrequenzen hängen von der Geometrie und den elektromagnetischen Eigenschaften des Resonators ab und werden auch „Moden“ genannt. Bei dem hier betrachteten zylinderförmigen Resonator kann man zwischen zwei verschiedenen Moden-„Familien“ unterscheiden, welche über die Lage der Felder relativ zur Geometrie des Zylinders definiert werden:

3. Grundlagen der Hochfrequenzregelung

E-Moden In longitudinaler Richtung breitet sich ausschließlich das elektrische Feld aus. Das magnetische Feld breitet sich senkrecht dazu in der transversalen Ebene aus. Daher auch transversal-magnetische- oder TM-Moden genannt.

H-Moden In longitudinaler Richtung breitet sich ausschließlich das magnetische Feld aus. Das elektrische Feld breitet sich senkrecht dazu in der transversalen Ebene aus. Daher auch transversal-elektrische- oder TE-Moden genannt.

Für E-Moden berechnen sich die Resonanzfrequenzen f_{mnp} in einem zylindrischen Resonator mit dem Radius r und der Länge l gemäß [33] zu:

$$f_{mnp} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{x_{mn}}{2\pi r}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2} \quad (3.1)$$

In Gl. (3.1) bezeichnet x_{mn} die n -te Nullstelle der Besselfunktion erster Gattung $J_m(x) = 0$. Die Indizes m und p können ganzzahlige Werte inklusive Null annehmen, während n nur ganzzahlige Werte ohne Null annimmt. Daraus folgt, dass die Mode mit der kleinsten Frequenz, die auch Grundmode genannt wird, die E_{010} -Mode ist.

Die Resonanzfrequenzen der H-Moden werden durch leichte Modifikation von (3.1) ermittelt [33]:

$$f_{mnp} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{x'_{mn}}{2\pi r}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2} \quad (3.2)$$

In Gl. (3.2) bezeichnet x'_{mn} die n -te Nullstelle der Ableitung der Besselfunktion erster Gattung $J'_m(x) = 0$. In diesem Fall kann nur der Index m den Wert Null annehmen, während die Indizes n und p nur ganzzahlige Werte größer Null annehmen. Entgegen der Erwartung ist allerdings nicht die H_{011} -Mode die Grundmode, sondern die H_{111} -Mode. Das kommt dadurch, dass $x'_{01} > x'_{11}$.

Der Vollständigkeit halber soll an dieser Stelle noch die dritte Art von Moden erwähnt werden, bei der sich sowohl das magnetische als auch das elektrische Feld ausschließlich in der transversalen Ebene ausbreiten. Daher wird sie transversal-elektromagnetische- oder TEM-Mode genannt. Eine TEM-Mode kann sich nur in Hohlräumen bilden, die durch einen Leiter in axialer Richtung durchbrochen werden. Als Beispiel seien Koaxialleiter genannt.

3.1.1. Güte

Die Güte Q_0 eines schwingungsfähigen Systems ist definiert als das Verhältnis der gespeicherten Energie W zur dissipierten Leistung P_{diss} pro Schwingungsperiode T [33, 34].

$$Q_0 = \frac{2\pi}{T} \frac{W}{P_{\text{diss}}} \quad (3.3)$$

$$= \omega_0 \frac{W}{P_{\text{diss}}} \quad (3.4)$$

Sie ist der Kehrwert der Dämpfung d , und somit ebenfalls ein Maß für die Dämpfung eines schwingungsfähigen Systems. Je höher der Gütefaktor ist, desto schwächer ist die Dämpfung und desto kleiner sind daher die Verluste.

Bei Beschleunigungskavitäten müssen neben den Verlusten in den Wänden der Kavität auch Koppelverluste berücksichtigt werden. Diese entstehen zum einen dadurch, dass ein Teil der Leistung beim Einkoppeln in das System reflektiert wird und zum anderen dadurch, dass vom System reflektierte Leistung wieder ausgekoppelt wird. Auf diese Art verlorene Leistung wird mit P_{ext} bezeichnet.

Man unterscheidet zwischen verschiedenen Arten von Gütefaktoren. Q_0 , wie es in Gl. (3.4) definiert ist, wird unbelastete Güte genannt. Sie hängt ausschließlich von Ohm'schen Verlusten in der Kavität ab. Daher ist sie gut zur Charakterisierung einer Kavität geeignet, und spielt vor allem beim Design von Kavitäten eine wichtige Rolle. Die externe Güte Q_{ext} bezeichnet alle Verluste, welche nicht mit der Kavität selbst in Verbindung stehen. Sie wird analog zu den Gleichungen (3.4) wie folgt dargestellt:

$$Q_{\text{ext}} = \frac{\omega_0 \cdot W}{P_{\text{ext}}} \quad (3.5)$$

$$= \omega_0 Z_{\text{ext}} C \quad (3.6)$$

Die belastete Güte Q_L beschreibt die Summe aller Verlustleistungen. Aufgrund der Energieerhaltung gilt:

$$P_L = P_{\text{ext}} + P_{\text{diss}}$$

Setzt man Gl. (3.4) und Gl. (3.6) ein, so folgt daraus:

$$Q_L = \frac{\omega_0 W}{P_L} \quad (3.7)$$

$$\Rightarrow \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{ext}}} \quad (3.8)$$

$$\Rightarrow Q_L = \frac{Q_0 \cdot Q_{\text{ext}}}{Q_{\text{ext}} + Q_0} = \frac{Q_0}{1 + \beta} \quad \text{mit: } \beta = \frac{Q_0}{Q_{\text{ext}}} \quad (3.9)$$

Die Koppelkonstante β lässt sich mit den Gleichungen (3.18) und (3.6) reduzieren zu:

$$\beta = \frac{R}{Z_{\text{ext}}} \quad (3.10)$$

3.1.2. Zeitkonstante

Ist in einem Resonator die Energie $W_L(0)$ gespeichert und wird ihm keine weitere Energie zugeführt, so dissipiert die Energie gemäß:

$$W_L(t) = W_L(0) \cdot e^{-\frac{t\omega_0}{Q_L}} = W_L(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_L}} \quad (3.11)$$

3. Grundlagen der Hochfrequenzregelung

Der Index L zeigt an, dass auch Verluste durch Auskopplung und nicht nur Ohm'sche Verluste berücksichtigt werden. Die Zeitkonstante des exponentiellen Zerfalls τ_L ist folglich [34]:

$$\tau_L = \frac{Q_L}{\omega_0} \quad (3.12)$$

Diese Zeitkonstante gilt nicht nur für den Abbau der gespeicherten Energie, sondern auch für deren Aufbau bei konstanter Eingangsleistung.

3.1.3. Parallelschwingkreis-Modell

Um den Zusammenhang zwischen einer Kavität und einem Parallelschwingkreis zu verdeutlichen, wird das Feld in einem einfachen Zylinderresonator, auch Pillbox genannt, betrachtet. Wird dieser in der E_{010} -Mode angeregt, so bildet sich axial ein elektrisches Feld, welches radial nach außen abnimmt, sowie ein transversales, magnetisches Feld, welches radial nach außen zunimmt. Die Grundflächen des Hohlzylinders kann man sich als Platten eines Kondensators vorstellen. Beim Umladen fließt der Strom über die Mantelfläche des Hohlzylinders und erzeugt die Magnetfelder. Dabei muss der Strom einen ohmschen Widerstand überwinden. Da sowohl an der Kapazität als auch an der Induktivität zwangsläufig die gleiche Spannung anliegt, verknüpfen sie sich zu einem Parallelschwingkreis. Dieser Zusammenhang wird in Abb. 3.1 gezeigt.

Das Parallelschwingkreis-Modell repräsentiert einen eindimensionalen Resonator, besitzt also nur eine Grundmode bei der Frequenz ω_0 . Dies ist für die Betrachtungen in dieser Arbeit völlig ausreichend, da bei Beschleunigerkavitäten das Anregen anderer Moden neben der gewünschten vermieden werden muss. Die Grundmode des Parallelschwingkreises wird durch die Thomson'sche Schwingungsgleichung gegeben:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.13)$$

Die Güte des Parallelschwingkreises ist analog zu Gl. (3.4):

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W_E + W_M}{P_{\text{diss}}} \quad (3.14)$$

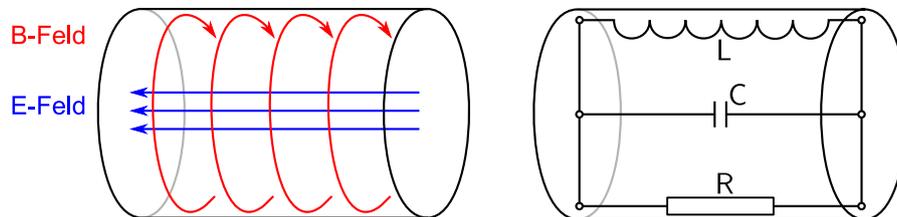


Abbildung 3.1.: Darstellung der Felder einer E_{010} -Mode in einer Pillbox und der daraus abgeleitete Schwingkreis

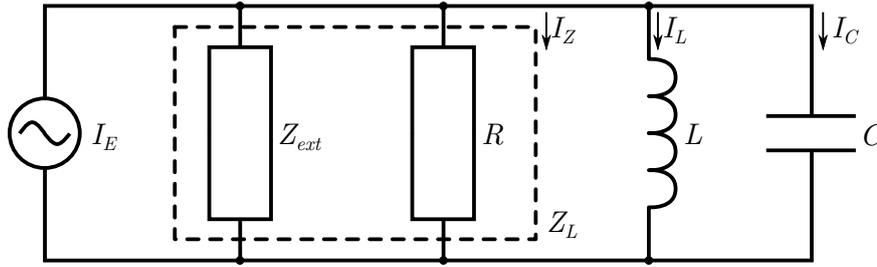


Abbildung 3.2.: Ersatzschaltbild für einen getriebenen Resonator mit Erregerstrom I_E , Koppelimpedanz Z_{ext} und belasteter Shuntimpedanz Z_L .

W_E und W_M in Gl. (3.14) sind die mittleren gespeicherten Energien im elektrischen Feld des Kondensators mit der Kapazität C bzw. dem magnetischen Feld der Spule mit der Induktivität L . Sie sind gegeben durch [35]:

$$W_E = \frac{1}{4}|U|^2 C \quad (3.15)$$

$$W_M = \frac{1}{4}|U|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (3.16)$$

Die dissipierte Leistung lässt sich darstellen durch [35]:

$$P_{\text{diss}} = \frac{1}{2} \frac{|U|^2}{R} \quad (3.17)$$

Setzt man die Gln. (3.15) bis (3.17) in Gl. (3.14) ein, so erhält man unter Verwendung von Gl. (3.13) für die Güte des Parallelschwingkreises:

$$Q_0 = \omega_0 R C = \frac{R}{\omega_0 L} = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.18)$$

Um die Kopplung des Resonators mit einer Quelle im Modell abzubilden, wird der Parallelschwingkreis, wie in Abb. 3.2 zu sehen, um die externe Koppelimpedanz Z_{ext} und eine Wechselstromquelle erweitert. Die Kombination von externer Koppelimpedanz und ohmschem Widerstand wird zur belasteten Shuntimpedanz zusammengefasst:

$$Z_L = \frac{Z_{\text{ext}} \cdot R}{Z_{\text{ext}} + R} \xrightarrow{(3.10)} Z_L = \frac{R}{1 + \beta} \quad (3.19)$$

Die Impedanz des gesamten Schwingkreises Z_{Ges} ergibt sich aus der Parallelschaltung von Shuntimpedanz Z_L , der Impedanz der Induktivität $Z_I = i\omega L$ und der Impedanz der Kapazität $Z_C = \frac{1}{i\omega C}$ zu

$$Z_{\text{Ges}} = \frac{Z_L}{1 - iZ_L \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)} \xrightarrow{(3.18)} Z_{\text{Ges}} = \frac{Z_L}{1 - iQ_L \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (3.20)$$

3.2. Steuern und Regeln

Man unterscheidet zwischen Steuern und Regeln. Beim Steuern (engl. open loop control) übergibt man eine Führungsgröße $u(t)$ an ein Stellglied. Dieses beeinflusst über die Stellgröße die Steuerstrecke, welche die Regelgröße $y(t)$ ausgibt. Eine solche „Steuerkette“ ist oben in Abb. 3.3 dargestellt. Steuerungen sind immer da sinnvoll, wo das Verhalten eines Systems sehr gut bekannt ist und es keinen Störungen von außen unterliegt.

Beim Regeln (engl. closed loop control) wird die Steuerkette um eine negative Rückkopplung und einen Regler erweitert, wie im mittleren Signalfussplan in Abb. 3.3 zu sehen ist. Über ein Messglied wird die Regelgröße gemessen und die Abweichung der Regelgröße von der Führungsgröße durch Subtraktion ersterer von letzterer ermittelt. Die auf diese Weise ermittelte Regelabweichung oder Fehler $e(t)$ wird an einen Regler übergeben, der über das Stellglied die Regelstrecke steuert, so dass der Fehler an seinem Eingang gegen Null geht. Das Verhalten des Reglers muss auf das Regelproblem, also die Kombination aus Stellglied, Regelstrecke, Messglied und Anforderungen, abgestimmt sein. Die Reglerentwicklung ist daher ein zentraler Aspekt der Regeltheorie.

Bei der, in dieser Arbeit betrachteten, Hochfrequenzregelung im Basisband repräsentiert der Quadratur-Modulator (s. Kap. 4.1.2) das Stellglied und der Quadratur-Demodulator (s. Kap. 4.1.2) das Messglied. Wie in Kap. 5 beschrieben wird, werden diese in der Regelstrecke bereits berücksichtigt. Daher lässt sich der Regelkreis für diese Arbeit entsprechend dem unteren Signalfussplan in Abb. 3.3 vereinfachen.

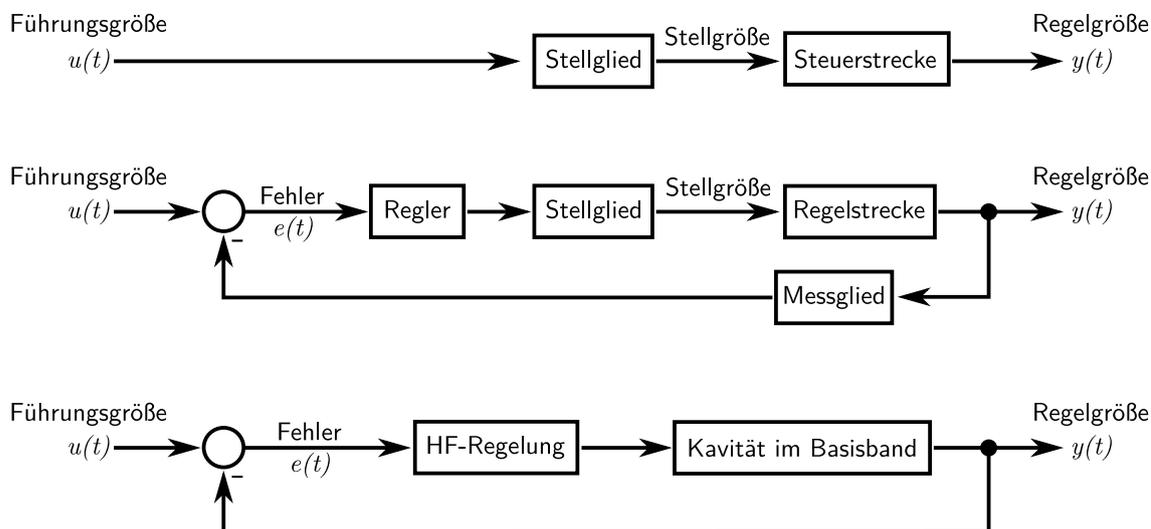


Abbildung 3.3.: Oben: Signalfussplan einer Steuerkette. Mitte: Signalfussplan eines allgemeinen Regelkreises mit negativer Rückkopplung. Unten: Signalfussplan eines vereinfachten Regelkreises, wie er in dieser Arbeit verwendet wird.

3.2.1. Laplace-Transformation und Übertragungsfunktion

Um die Antwort $y(t)$ eines Systems (z.B. einer Regelstrecke oder eines Reglers) auf ein Eingangssignal $u(t)$ zu berechnen, muss man das Eingangssignal mit der Impulsantwort des Systems $g(t)$ falten.

$$y(t) = (u * g)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)g(t - \tau)d\tau$$

Die Berechnung der Faltungsoperation lässt sich umgehen, wenn man sowohl das Eingangssignal als auch die Impulsantwort des Systems mittels der in Gl. (3.21) [36] dargestellten Laplace-Transformation von einer von der Zeit t abhängigen Funktion zu einer von der komplexen Frequenz $s = \delta + i\omega$ abhängigen Funktion transformiert.

$$U(s) = \int_0^{\infty} u(t)e^{-st} dt \quad (3.21)$$

$$u(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\sigma-i\infty}^{\sigma+i\infty} U(s)e^{st} ds \text{ mit } \sigma > s \quad (3.22)$$

Man spricht bei $u(t)$ von der Funktion im Zeitbereich und $U(s)$ von der Funktion im Frequenzbereich. Im Frequenzbereich wird eine Faltung im Zeitbereich als Multiplikation abgebildet. Daher lässt sich die Antwort des Systems $G(s)$ auf das Eingangssignal $U(s)$ beschreiben als:

$$Y(s) = G(s) \cdot U(s) \quad (3.23)$$

Durch inverse Laplacetransformation (3.22) der Systemantwort im Frequenzbereich $Y(s)$ erhält man die Antwort des Systems im Zeitbereich $y(t)$. In dieser Arbeit wird die Laplace-Transformation, einer Konvention aus [36] folgend, durch $\circ \rightarrow \bullet$ und die inverse Laplace-Transformation analog durch $\bullet \rightarrow \circ$ symbolisiert.

Eine Funktion $G(s)$, die das Verhalten eines Systems im Frequenzbereich beschreibt, wird Übertragungsfunktion genannt. Sie ist definiert als der Quotient aus dem Eingangssignal $U(s)$ und der Systemantwort $Y(s)$:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (3.24)$$

Kennt man die Übertragungsfunktionen verschiedener Teilsysteme, z.B. eines Reglers und einer Regelstrecke, so lässt sich die Übertragungsfunktion des gesamten Systems durch Verknüpfung der Übertragungsfunktionen der Teilsysteme entsprechend der Signalflüsse zwischen ihnen errechnen.

3.2.2. Integral- und Proportionalregler

In dieser Arbeit finden verschiedene Arten von Reglern Anwendung. Ein Integralregler integriert den Fehler über die Zeit auf und gibt dieses Integral aus. Seine Ausgabegröße ändert sich so lange der Fehler nicht Null wird. Dadurch regelt er sehr

3. Grundlagen der Hochfrequenzregelung

genau, ist aber auch langsam, da er Zeit zum Aufintegrieren benötigt. Die Integrationsgeschwindigkeit kann über einen Faktor k_I , der den Fehler skaliert, beeinflusst werden. Dieser Regelparameter kann allerdings nicht beliebig hoch gewählt werden, da es sonst zum Überschwingen des Reglers kommt. Die Übertragungsfunktion eines Integralreglers ist:

$$G_I(s) = \frac{k_I}{s}$$

Proportionalregler nehmen den Fehler und geben ihn um einen Faktor k_P skaliert wieder aus. Er benötigt also immer einen Restfehler, um eine von Null verschiedene Ausgangsgröße zu haben. Abgesehen von der seltenen Ausnahme, dass der Fehler genau dann verschwindet, wenn die Ausgangsgröße des Reglers Null ist, behält ein Proportionalregler immer einen Offset, der umgekehrt proportional zum Faktor k_P ist. Allerdings reagiert er prompt auf jede Änderung und ist daher sehr schnell. Ähnlich wie beim Integralregler, so führt auch hier ein zu großer Regelparameter k_P zum Überschwingen, und begrenzt daher das minimale Offset, das der Proportionalregler erreichen kann. Seine Übertragungsfunktion ist:

$$G_P(s) = k_P$$

Der PI-Regler ist eine Kombination aus Proportional- und Integralregler. In dieser Arbeit wird er durch parallel laufende Integral- und Proportionalregler, deren Ausgangsgrößen addiert werden, implementiert. Er vereint die Vorteile beider Regler. Der Proportionalanteil reagiert prompt auf Änderungen des Fehlers, während der Integralanteil dafür sorgt, dass der Fehler gegen Null geht. Durch die Parallelschaltung ist die Übertragungsfunktion des PI-Reglers durch die Addition der Übertragungsfunktionen $G_I(s)$ und $G_P(s)$ gegeben:

$$G_{PI}(s) = G_I(s) + G_P(s) = \frac{k_I}{s} + k_P = \frac{k_I + k_P s}{s} \quad (3.25)$$

Die Eigenschaften von Integral- und PI-Regler im Bezug auf die Regelung der Amplitude werden in den Kap. 5.2 und 5.3 genauer untersucht.

4. Digitale HF-Regelung des S-DALINAC

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte gepulste Hochfrequenzregelung basiert auf der digitalen Hochfrequenzregelung des S-DALINAC. In Abb. 4.1 wird daher das Prinzip der digitalen Hochfrequenzregelung skizziert, wie sie am S-DALINAC verwendet wird [6]. Die Hochfrequenzregelung ist sowohl im Bezug auf die Hardware als auch konzeptionell in zwei separate Bereiche geteilt. Zum einen das Hochfrequenzmodul oder HF-Board und zum anderen die digitale Regelung auf dem LLBBC-Board. Diese Trennung hat unter anderem den Vorteil, dass lediglich das HF-Board angepasst werden muss, um die Regelung bei anderen Betriebsfrequenzen zu betreiben [7, 37]. Im Betrieb wird ein Teil der Hochfrequenzleistung aus der Kavität ausgekoppelt und dient damit als Feedback-Signal für die Regelung. Dieses Hochfrequenz-Signal (Resonatorsignal in Abb. 4.1) wird mit einem Quadratur-Demodulator ins Basisband moduliert. Dadurch wird das hochfrequente Resonatorsignal in zwei niederfrequente Signale (I und Q) übersetzt, was in Kap. 4.1.2 detaillierter betrachtet wird. Aus diesen beiden Signalen kann sowohl die Amplitude als auch die Phase des Resonatorsignals bestimmt werden. Um die Amplitude präziser bestimmen zu können, wird sie zusätzlich von einem separaten Amplitudendetektor detektiert. Die I-, Q- und Amplitudendetektor-Signale werden als Differenzsignal vom HF Board an das

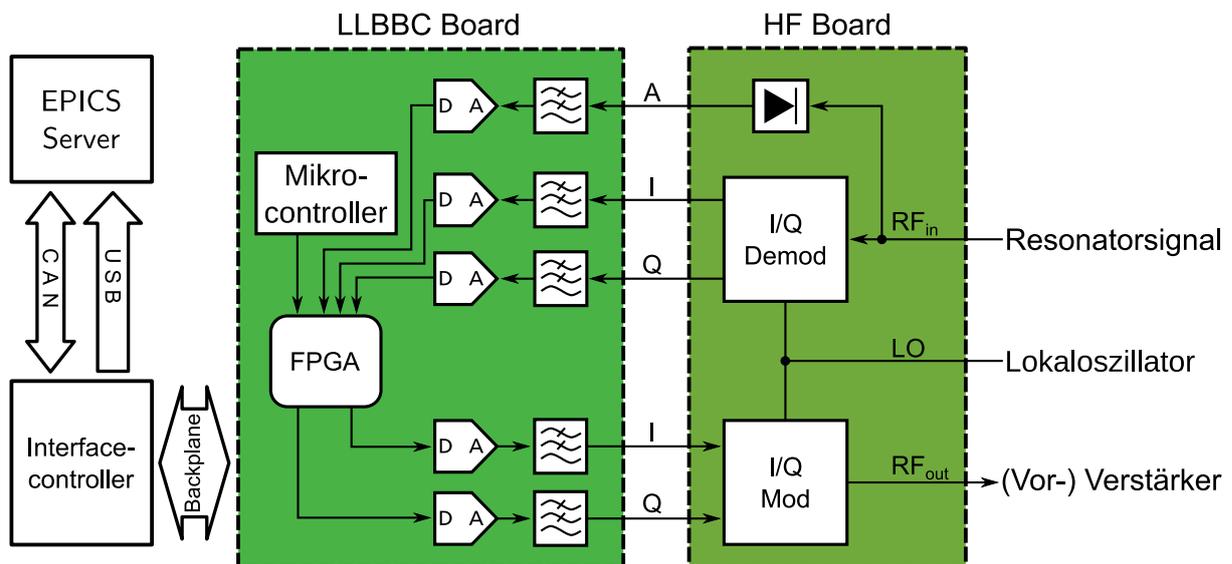


Abbildung 4.1.: Schema der digitalen Hochfrequenzregelung am S-DALINAC.

4. Digitale HF-Regelung des S-DALINAC

LLBBC Board übergeben. Dort werden sie zunächst durch Tiefpassfilter gefiltert, um Aliasing bei der anschließenden Digitalisierung durch einen Analog-Digital-Umsetzer (engl. Analog Digital Converter, ADC) zu vermeiden, und im Anschluss digitalisiert. Die digitalisierten Signale werden an den FPGA übergeben. In diesem ist eine spezialisierte CPU implementiert, die einen Regelalgorithmus ausführt (siehe Kap. 4.3). Phase und Amplitude werden mit Hilfe eines CORDIC-Algorithmus aus den I- und Q-Signalen bestimmt. Ein zweiter CORDIC bestimmt aus den geregelten Amplituden- und Phasen-Signalen wieder I- und Q-Signale (Kap. 4.2), die dann aus dem FPGA zu einem Digital-Analog-Umsetzer (engl. Digital Analog Converter, DAC) geführt werden. Der DAC erzeugt das analoge Signal, indem er am Ausgang eine Spannung entsprechend dem digitalen Wert am Eingang anlegt und diese so lange hält, bis sich der Wert am Eingang ändert. Das so entstandene, zeitdiskrete Signal wird zur Glättung durch einen Tiefpass gefiltert. Die analogen I- und Q-Signale werden als Differenzsignale an das HF Board übergeben, wo sie von einem

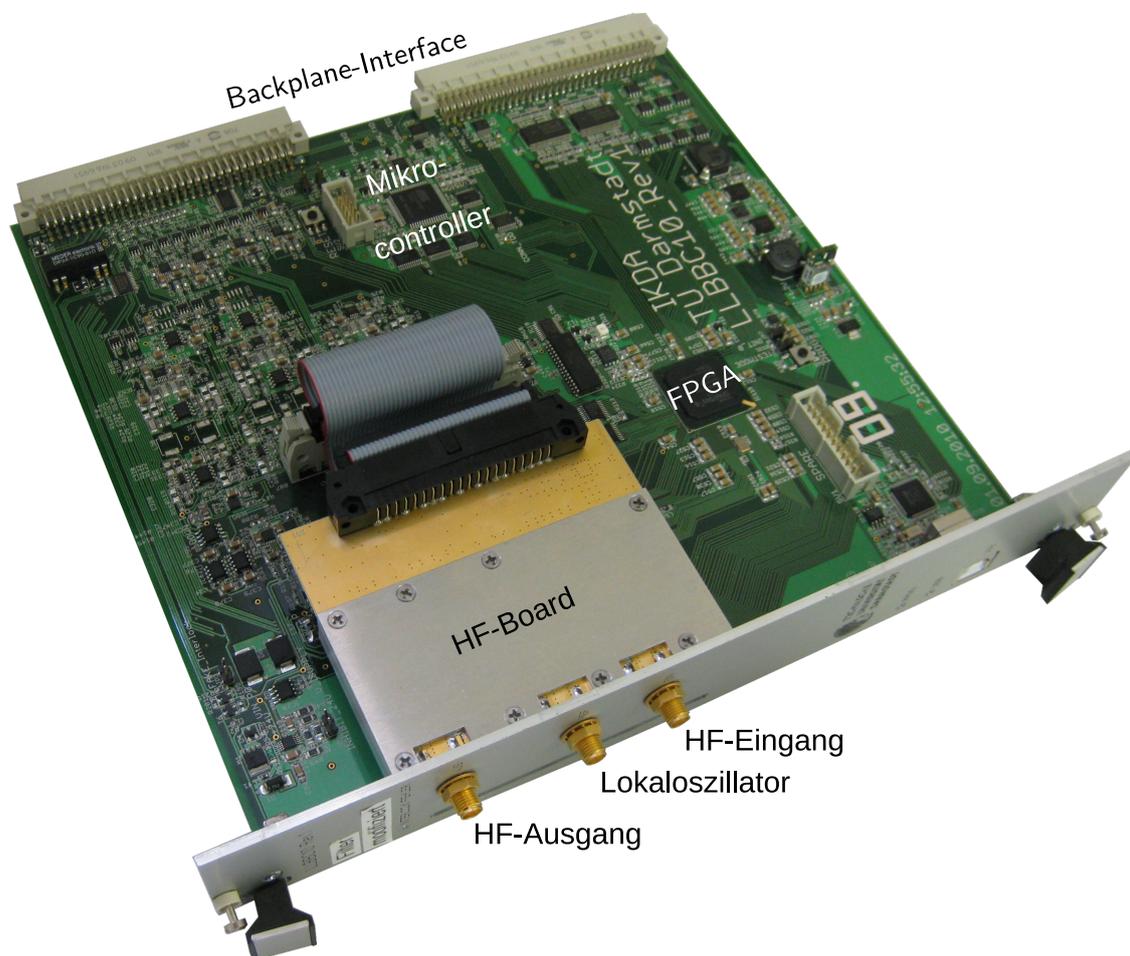


Abbildung 4.2.: Foto eines Moduls der digitalen HF-Regelung, bestehend aus LLBBC-Board und HF-Board, bereit zum Einbau in ein Crate.

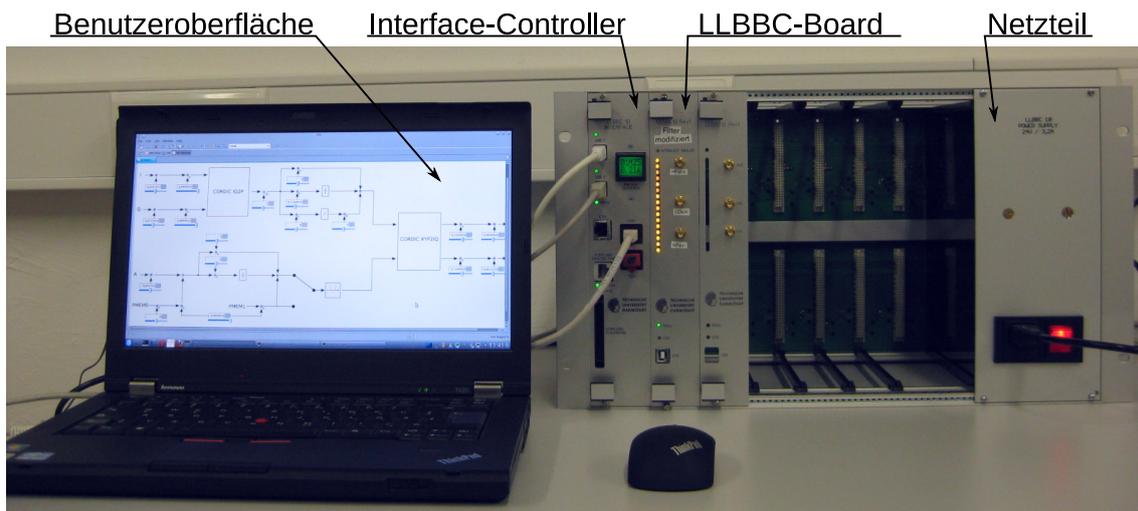


Abbildung 4.3.: Ein Crate mit Interface-Controller und LLBBC-Board sowie einem Laptop mit Benutzeroberfläche.

Quadratur-Modulator wieder auf die Lokaloszillatorfrequenz moduliert werden. Das Hochfrequenzsignal wird verstärkt und wieder in die Kavität eingekoppelt.

In Abb. 4.2 ist ein Regelmodul bestehend aus LLBBC-Board und HF-Board abgebildet. Der Bereich des HF-Boards, in dem die De-/Modulation stattfindet, wird durch ein Gehäuse vor Störungen und Übersprechen abgeschirmt. Bis zu neun dieser Module können gemeinsam in einem Crate betrieben werden. Dort werden die Module über eine Backplane mit Spannung versorgt und mit dem Interface-Controller verbunden. Abbildung 4.3 zeigt ein solches Crate inklusive angeschlossenem Laptop. Das Netzteil zur Spannungsversorgung ist in diesem Fall in das Crate integriert, damit es auch auf dem Labortisch betrieben werden kann. Dadurch wird die Anzahl der verfügbaren Steckplätze auf sechs reduziert. Der Interface-Controller stellt zwei Kommunikationsmöglichkeiten zur Verfügung. Zum einen den relativ langsamen CAN-Bus [38] zur Halbduplex-Kommunikation mit dem Kontrollsystem und zum anderen einen USB zur schnellen, einseitigen Auslese von Daten. Ein Mikrocontroller, der über den CAN-Bus mit dem Kontrollsystem EPICS [39, 40] kommuniziert, kann während der Laufzeit Werte an den Regelalgorithmus übergeben [14]. Dadurch ist es einem Operateur möglich, im laufenden Betrieb in die Hochfrequenzregelung einzugreifen, z.B. um Sollwerte oder Regelparameter zu ändern.

Im folgenden wird näher auf die Funktionsweise des HF-Boards eingegangen. Insbesondere wird die Funktionsweise eines Quadratur-(De-)Modulators beschrieben.

4.1. Transformation ins Basisband

Die Kavitäten am S-DALINAC werden durch Einkoppeln einer hochfrequenten Wechselspannung bei einer Frequenz von etwa 3 GHz angeregt. Wollte man diese direkt digital regeln, müsste man sie mit einer Rate von deutlich über 6 GHz abtas-

4. Digitale HF-Regelung des S-DALINAC

ten [41]. Dies ist nicht nur technisch schwer zu realisieren, sondern würde auch zu einem sehr großen Datenaufkommen führen. Daher werden Hochfrequenzsignale in der Regel auf eine Zwischenfrequenz (engl. Intermediate Frequency, IF) heruntergemischt, welche besser verarbeitet werden kann. Von einem Basisband-Signal (engl. Baseband, BB) spricht man, wenn die Zwischenfrequenz annähernd 0 Hz ist. Das Mischen hochfrequenter Signale wird im folgenden Kap. 4.1.1 näher beschrieben.

Für die HF-Regelung eines Beschleunigers ist die Phase des Beschleunigungsfelds von entscheidender Bedeutung. Ist die Phase der Hochfrequenz nicht korrekt auf die Phase des Strahls abgestimmt, so werden die Teilchen nicht optimal beschleunigt oder im schlimmsten Fall abgebremst. Um die Phaseninformation des heruntergemischten Signals zu erhalten, nutzt man die in Kap. 4.1.2 beschriebene Quadratur-Demodulation.

4.1.1. Funktionsweise eines Mixers

Ein Mixer ist ein elektronisches Bauteil zur Umsetzung eines Hochfrequenzsignals auf eine andere Frequenz. Der (ideale) Mixer wird mathematisch als Multiplikation von Sinussignalen beschrieben [35]. Multipliziert man die beiden Signale

$$A \cos(\omega t + \varphi) \text{ und } B \cos(\omega_{LO} t)$$

mit den Frequenzen ω und ω_{LO} , so folgt unter Anwendung der Additionstheoreme:

$$A \cos(\omega t + \varphi) \cdot B \cos(\omega_{LO} t) = \frac{AB}{2} (\cos((\omega - \omega_{LO})t + \varphi) + \cos((\omega + \omega_{LO})t + \varphi)) \quad (4.1)$$

Wie aus Gl. (4.1) hervorgeht, entsteht aus den zwei Eingangssignalen ein Ausgangssignal mit zwei verschiedenen Frequenzen. Diese sogenannten Seitenbänder liegen, wie in Abb. 4.4 veranschaulicht werden soll, um die Frequenz ω_{LO} verschoben über- und unterhalb der Ursprungsfrequenz ω . Das Seitenband mit der Differenzfrequenz $\omega - \omega_{LO}$ wird unteres Seitenband genannt, und das Seitenband mit der Summenfrequenz $\omega + \omega_{LO}$ oberes Seitenband.

Da man üblicherweise nur eines der beiden Seitenbänder benötigt, nutzt man geeignete Filter um das gewünschte Seitenband zu isolieren. Isoliert man das untere Seitenband, so spricht man von Heruntermischen, isoliert man das obere Seitenband, wird das als Heraufmischen bezeichnet. Das Signal $B \cos(\omega_{LO} t)$ bezeichnet man als Träger (engl. Carrier) oder Lokaloszillator (engl. Local Oscillator, LO).

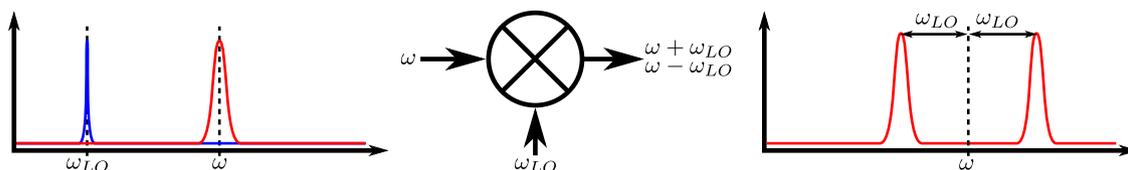


Abbildung 4.4.: Illustration der Ein- und Ausgangssignale eines idealen Mixers.

Sind die Lokaloszillatorfrequenz ω_{LO} und die Frequenz eines herunterzumischenden Signals ω identisch, so erhält man ein Basisbandsignal. Setzt man diese Bedingung in Gl. (4.1) ein, so folgt:

$$A \cos(\omega t + \varphi) \cdot B \cos(\omega t) = \frac{AB}{2} (\cos(\varphi) + \cos((2\omega t + \varphi))) \quad (4.2)$$

Das Basisbandsignal hängt also nicht nur von der Amplitude ab, sondern auch von der Phase des Eingangssignals im Bezug auf den Lokaloszillator.

4.1.2. Quadratur-Modulation

Um von einem beliebigen Hochfrequenzsignal Amplitude und Phase bestimmen zu können, ist die einfache Transformation ins Basisband unzureichend. Dies wird deutlich, wenn man das Basisbandsignal $\frac{AB}{2} \cos(\varphi)$ aus Gl. (4.2) isoliert. Um die Amplitude $\frac{AB}{2}$ aus diesem Signal zu bestimmen, muss entweder die Phase zwischen dem Lokaloszillator und dem Hochfrequenzsignal bekannt oder Null sein. Und um die Phase bestimmen zu können, müssten wiederum die Amplituden der Eingangssignale bekannt sein. Daher verwendet man die sogenannte Quadratur-Demodulation, um Amplitude und Phase eindeutig bestimmen zu können. Veranschaulichen lässt sich das als Transformation des komplexen Hochfrequenzsignals $A(t) e^{i(\omega t + \varphi(t))}$ von der komplexen Ebene in ein kartesisches Referenzsystem, welches sich mit der Winkelgeschwindigkeit ω_{LO} um den Ursprung der komplexen Ebene dreht (Siehe Abb. 4.5).

Technisch lässt sich diese Transformation durch paralleles Heruntermischen des Hochfrequenzsignals mit zwei Mixern realisieren. Für beide Mixer kommt das Lokaloszillatorsignal aus der selben Quelle und hat daher die selbe Frequenz. Es wird in zwei Signale geteilt und eines von beiden gegenüber dem anderen um 90° phasenverschoben. Das Ausgangssignal des Mixers, dessen Lokaloszillator nicht phasenverschoben wurde, wird In-Phase (I) genannt. Und das Ausgangssignal

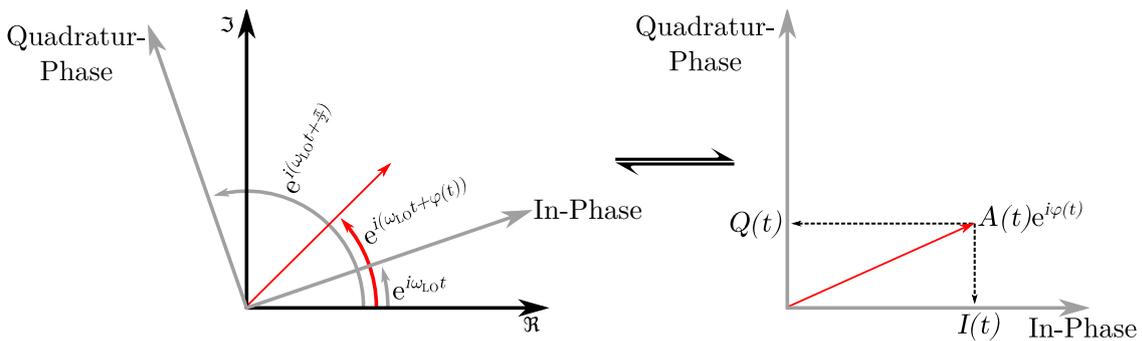
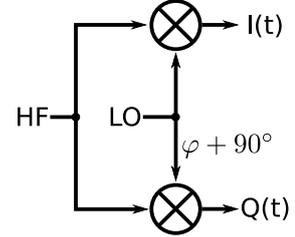


Abbildung 4.5.: Veranschaulichung der Quadratur-Modulation. Links: HF-Signale in der komplexen Ebene, in grau das mitrotierende Referenzsystem. Rechts: Das nunmehr statische Signal (rot) nach der Transformation in das Referenzsystem, sowie die Signale $I(t)$ und $Q(t)$.

4. Digitale HF-Regelung des S-DALINAC

des Mischers mit phasenverschobenem Lokaloszillator wird Quadratur-Phase (Q) genannt. Mathematisch wird das wie folgt beschrieben:

$$\begin{aligned}
 I(t) &= A(t) \cos(\omega t + \varphi(t)) \cdot 2 \cos(\omega t) \\
 &= A(t) (\cos((\omega - \omega)t + \varphi(t)) + \underbrace{\cos(2\omega t + \varphi(t))}_{\text{Durch Filter unterdrückt}}) \\
 &= A(t) \cos(\varphi(t))
 \end{aligned} \tag{4.3}$$



$$\begin{aligned}
 Q(t) &= A(t) \cos(\omega t + \varphi(t)) \cdot 2 \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\
 &= A(t) \cos(\omega t + \varphi(t)) \cdot 2 \sin(-\omega t) \\
 &= A(t) (\sin((\omega - \omega)t + \varphi(t)) - \underbrace{\cos(2\omega t + \varphi(t))}_{\text{Durch Filter unterdrückt}}) \\
 &= A(t) \sin(\varphi(t))
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

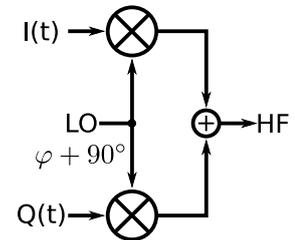
Es ist umgekehrt auch möglich, eine Trägerwelle mit einem (I, Q)-Signalpaar zu modulieren, um ein Hochfrequenzsignal mit entsprechender Phase und Amplitude zu erhalten:

Hochmischen des I-Signals:

$$\begin{aligned}
 I(t) &= A(t) \cos(\varphi(t)) \\
 &\Rightarrow A(t) \cos(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega t) \\
 &= \frac{A(t)}{2} (\cos(\omega t + \varphi(t)) + \cos(\omega t - \varphi(t)))
 \end{aligned}$$

Hochmischen des Q-Signals:

$$\begin{aligned}
 Q(t) &= A(t) \sin(\varphi(t)) \\
 &\Rightarrow A(t) \sin(\omega t + \varphi(t)) \cdot \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\
 &= A(t) \sin(\omega t + \varphi(t)) \cdot \sin(-\omega t) \\
 &= \frac{A(t)}{2} (-\cos(\omega t - \varphi(t)) + \cos(\omega t + \varphi(t)))
 \end{aligned}$$



Addition der beiden Signale:

$$\begin{aligned}
 I(t) + Q(t) &= \frac{1}{2} A(t) (\cos(\omega t + \varphi(t)) + \cos(\omega t - \varphi(t))) \\
 &\quad + \frac{1}{2} A(t) (-\cos(\omega t - \varphi(t)) + \cos(\omega t + \varphi(t))) \\
 &= \frac{1}{2} A(t) [\cos(\omega t + \varphi(t)) + \cos(\omega t - \varphi(t)) \\
 &\quad + \cos(\omega t + \varphi(t)) - \cos(\omega t - \varphi(t))] \\
 &= A(t) \cos(\omega t + \varphi(t))
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Unterscheiden sich die Amplituden von $I(t)$ und $Q(t)$ voneinander, so heben sich die beiden $\cos(\omega t - \varphi(t))$ -Terme nicht vollständig gegeneinander auf. Einem solchen Fall nennt man Trägerdurchkopplung (engl. Carrier Feedthrough). Um solche und andere Fehler zu vermeiden, ist eine Kalibration der $I(t)$ und $Q(t)$ -Signale notwendig [14].

4.2. CORDIC-Algorithmus

CORDIC ist das Akronym für **C**oordinate **R**otation **D**igital **C**omputer. Es handelt sich um einen iterativen Algorithmus, der es erlaubt, eine Vielzahl von Funktionen nur durch Additions- und Schiebe-Operationen anzunähern. Da sich diese Operationen in digitalen Rechenwerken wesentlich einfacher implementieren lassen als Multiplikationen, ist dieses Verfahren dort besonders effizient [42].

Im FPGA sind zwei verschiedene CORDICs implementiert. Einer dient zur Transformation der kartesischen Koordinaten (I, Q) in Polarkoordinaten (Phase, Amplitude) und der andere zur Rücktransformation in kartesische Koordinaten. Ihre Funktionsweise wird im Folgenden näher beschrieben.

4.2.1. Transformation in Polarkoordinaten

Veranschaulichen kann man sich das Verfahren als n -fache Rotation des (I, Q)-Vektors um den Ursprung mit der gegen Null konvergierenden Reihe von Winkeln

$$\alpha_i = \arctan(2^{-i}), \quad i \in \mathbb{N}_0 < n \quad (4.6)$$

mit dem Ziel den Vektor auf die I-Achse zu drehen. Die i -te Rotation eines Vektors im zweidimensionalen Raum wird durch die Rotationsmatrix

$$\begin{pmatrix} I_{i+1} \\ Q_{i+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha_i) & -\sin(\alpha_i) \\ \sin(\alpha_i) & \cos(\alpha_i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_i \\ Q_i \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

dargestellt. Um die Matrix zu vereinfachen, wird $\cos(\alpha_i)$ vor die Matrix gezogen:

$$\begin{pmatrix} I_{i+1} \\ Q_{i+1} \end{pmatrix} = \cos(\alpha_i) \begin{pmatrix} 1 & -\tan(\alpha_i) \\ \tan(\alpha_i) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_i \\ Q_i \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Nun setzt man Gl. (4.6) ein und erhält unter Ausnutzung der Beziehung $\cos(\arctan(x)) = (\sqrt{1+x^2})^{-1}$:

$$\begin{pmatrix} I_{i+1} \\ Q_{i+1} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}} \begin{pmatrix} 1 & -\sigma_i 2^{-i} \\ \sigma_i 2^{-i} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_i \\ Q_i \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Der Drehsinn der i -ten Rotation wird durch σ_i gemäß der Definition

$$\sigma_i = \begin{cases} -1 & \text{für } Q_{i-1} < 0 \\ 1 & \text{sonst} \end{cases}$$

4. Digitale HF-Regelung des S-DALINAC

bestimmt. Daraus folgt für die n -te Rekursion:

$$\begin{pmatrix} I_n \\ Q_n \end{pmatrix} = \prod_{i=0}^{n-1} \left[\frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}} \begin{pmatrix} 1 & -\sigma_i 2^{-i} \\ \sigma_i 2^{-i} & 1 \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} I_0 \\ Q_0 \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Da die Kosinusfunktion symmetrisch ist, spielt der Drehsinn beim Faktor $(\sqrt{1+2^{-2i}})^{-1}$ keine Rolle, so dass dieser als Konstante

$$K_n = \prod_{i=0}^{n-1} \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}} \quad (4.11)$$

dargestellt werden kann. Er muss also nicht zur Laufzeit ermittelt werden, sondern wird bei der Implementierung des CORDIC einmalig berechnet. Daher lässt sich Gl. (4.10) auch als

$$\frac{1}{K_n} \begin{pmatrix} I_n \\ Q_n \end{pmatrix} = \prod_{i=0}^{n-1} \left[\begin{pmatrix} 1 & -\sigma_i 2^{-i} \\ \sigma_i 2^{-i} & 1 \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} I_0 \\ Q_0 \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

darstellen. An Gl. (4.12) lässt sich erkennen, wie dieses Verfahren Multiplikationen vermeidet. Im binären Zahlenraum ist die Multiplikation mit 2^{-i} nichts anderes als eine i -fache Bit-Verschiebung nach rechts. I_n konvergiert zu $\frac{A}{K}$ und Q_n zu 0. Den Betrag des Vektors erhält man durch Multiplikation von I_n mit K und den Winkel durch vorzeichenrichtige Addition der Teilwinkel:

$$\varphi = \sum_{i=0}^n \sigma_i 2^{-i}$$

Der Winkel, der mit dieser Methode maximal bestimmt werden kann, ist durch

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{i=0}^n \alpha_i$$

gegeben. Er beträgt $\approx 1,743$ und deckt damit, $n \geq 4$ vorausgesetzt, mehr als den Bereich $[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}]$ ab. Um auch die zweite Halbebene abzudecken, wird vor der Iteration eine Fallunterscheidung durchgeführt:

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ Q_0 \end{pmatrix} = \begin{cases} \begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix} & \text{für } I \geq 0 \\ \begin{pmatrix} Q \\ -I \end{pmatrix} & \text{für } I < 0, Q \geq 0 \left(\text{Rotation um } \frac{\pi}{2} \right) \\ \begin{pmatrix} -Q \\ -I \end{pmatrix} & \text{für } I < 0, Q < 0 \left(\text{Rotation um } -\frac{\pi}{2} \right) \end{cases}$$

Nachdem alle Iterationen durchlaufen wurden, wird zum Winkel dann entsprechend 0 , $\frac{\pi}{2}$ oder $-\frac{\pi}{2}$ addiert.

4.2.2. Transformation in kartesische Koordinaten

Die Transformation von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten funktioniert grundsätzlich nach dem gleichen Prinzip wie in Kap. 4.2.1 beschrieben. Der Startpunkt für den Algorithmus ist der Vektor $\begin{pmatrix} A \\ 0 \end{pmatrix}$. Anstatt nach jedem Schritt das Vorzeichen der y-Koordinate auszuwerten, wird in diesem Modus die Summe der bisherigen Teilwinkel von dem gegebenen Winkel subtrahiert. Ist das Ergebnis negativ, so wird $\sigma_i = -1$, ist das Ergebnis positiv, so wird $\sigma_i = 1$.

4.3. Softcore Signalprozessor

Die Regelung liegt in Form eines Algorithmus vor, welcher von einem spezialisierten Signalprozessor ausgeführt wird. Dessen Aufbau ist in der Hardwarebeschreibungssprache *Verilog* beschrieben und wird durch einen Compiler des FPGA-Herstellers Xilinx in die Form gebracht, mit der der FPGA konfiguriert werden kann. Abbildung 4.6 zeigt den Aufbau dieses Signalprozessors. Er besteht aus verschiedenen Speichern und einem Rechenwerk (engl. Arithmetic Logic Unit, ALU). Der Prozessor ist so ausgelegt, dass er die 18 bit breiten, binären Werte als Zweierkomplement interpretiert. Daraus ergibt sich ein Wertebereich von -2^{17} bis $2^{17} - 1$. Das fehlende Bit an der oberen Grenze wird zur Darstellung der Null benötigt. Im Folgenden werden die verschiedenen Speicher und ihr Zweck kurz erläutert.

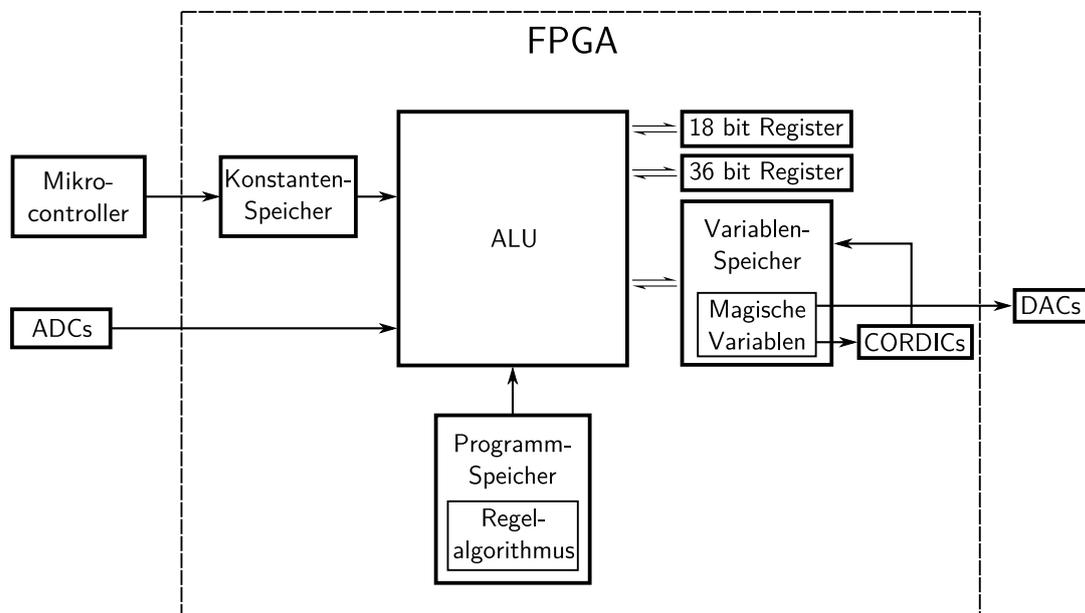


Abbildung 4.6.: Schematische Darstellung des Prozessors und seiner Bestandteile.

4.3.1. Speicher

Der FPGA stellt verschiedene Möglichkeiten zur Verfügung, um Werte abzulegen und abzurufen. Zum einen enthält der FPGA sogenannte Block-RAMs [43]. Bei diesen handelt es sich um je 18 Kibit¹ fassende Blocks adressierten Speichers. Es werden verschiedene Wortbreiten von 1 bis 36 bit unterstützt. Zum anderen werden auch sogenannte Register zum Speichern einzelner Werte genutzt. Anders als bei Block-RAMs kann jedes Register immer nur einen Wert aufnehmen. In der folgenden Liste wird auf die in Abb. 4.6 gezeigten Speicher und ihre Besonderheiten eingegangen.

Konstanten-Speicher Die Werte in diesem Block-RAM werden von außen über einen Mikrocontroller geschrieben. Die ALU kann auf diesen Speicher nur lesend zugreifen. Daher werden die Werte aus diesem Speicher *Konstanten* genannt.

Variablen-Speicher Auf diesen Block-RAM kann die ALU sowohl lesend als auch schreibend zugreifen. Die Werte aus diesem Speicher werden daher als *Variablen* bezeichnet. Einige der Speicherplätze in diesem Block-RAM sind fest mit den DACs oder CORDICs verknüpft. Diese werden *Magische Variablen* genannt.

Programmspeicher In diesem Block-RAM werden die Befehlssequenzen abgelegt, welche den Regelalgorithmus darstellen. Jeder der 128 adressierten Speicherplätze hält einen Befehl. Die Zugriffsadresse wird mit jedem FPGA-Takt inkrementiert.

18-bit-Register Es gibt drei Register mit einer Breite von 18 bit. Diese werden, mit einem Takt Verzögerung, auch in den Konstantenspeicher geschrieben. Da die Operationen der ALU genau einen Wert aus dem Konstanten-Speicher und einen Wert aus dem Variablen-Speicher miteinander verknüpfen, können über den Umweg dieses Registers auch die Ergebnisse zweier ALU-Operationen über eine dritte ALU-Operation miteinander verknüpft werden.

36-bit-Register Es gibt vier Register mit doppelter Breite. Sie unterscheiden sich wesentlich von den anderen Registern. Wenn ein Wert an ihrem Eingang anliegt, so überschreibt dieser nicht den Wert, der aktuell gespeichert wird, sondern wird zu diesem hinzuaddiert. Diese Register dienen als Integratoren für die Integralregler. Die vier Register unterscheiden sich untereinander durch ihr Verhalten beim Erreichen der Grenzen des Wertebereichs. Zwei der Register sind so eingerichtet, dass sie sättigen (Verwendung als Amplitudenregler), während die zwei anderen arithmetisch überlaufen² (Verwendung als Phasenregler).

¹Ki ist das binäre Präfix für 2¹⁰, ein Kibit entspricht also 1024 bit [44].

²Der Wert läuft ähnlich einem Winkel am Ende des Wertebereiches zum Anfang über.

4.3.2. Operationen

Die Arithmetisch-Logische-Einheit (ALU) stellt speziell auf die Regelung zugeschnittene Operationen zur Verfügung. Da einige der Operationen zwei FPGA-Takte benötigen, wurde eine zweistufige Pipeline implementiert. Das Ergebnis einer Operation steht also erst im übernächsten Takt zur Weiterverarbeitung zur Verfügung. In der folgenden Liste sind die wichtigsten Operationen näher erklärt:

Saturierende Addition Diese Operation addiert eine Konstante zu einer Variablen. Über- oder unterschreitet das Ergebnis der Addition den Bereich der darstellbaren Werte, so wird der maximale bzw. minimale Wert ausgegeben. Dieses Verhalten wird Saturation genannt.

Überlaufende Addition Diese Operation addiert eine Konstante zu einer Variablen. Über- oder unterschreitet das Ergebnis den Wertebereich, dann läuft das Ergebnis arithmetisch über². Daher wird diese Operation für Addition der Phase verwendet. Mit einem Steuerbefehl lässt sich diese Operation auch auf Subtraktion umschalten.

Subtraktion Es gibt zwei verschiedene Subtraktionsoperationen. Sie verknüpfen beide je eine Konstante mit einer Variablen. Sie unterscheiden sich darin, welcher Speicher als Minuend bzw. als Subtrahend verwendet wird. Beide Operationen saturieren bei Erreichen der Grenze des Wertebereichs.

Multiplikation Es gibt zwei verschiedene Multiplikationsoperationen, die beide je eine Konstante mit einer Variablen multiplizieren. Multipliziert man zwei 18 bit Zahlen miteinander, so kann das Ergebnis ein bis zu 36 bit langer Wert sein. Die Operationen unterscheiden sich in der Übersetzung des 36 bit Wertes in einen 18 bit Wert.

Eine der Operationen verwirft die unteren 18 bit und gibt die oberen 18 bit aus. Dadurch ist das Ergebnis immer kleiner oder gleich dem kleineren der beiden Faktoren. Man bildet eine Multiplikation ab, bei der beide Faktoren ≤ 1 sind. Man interpretiert das Zweierkomplement also als Festkommazahl mit 17 Nachkommastellen.

Die andere Operation verwirft die obersten neun und die untersten neun Bit des 36 bit Ergebnisses. Auf diese Weise ist es möglich, dass das Ergebnis einer Multiplikation größer ist, als der kleinere Faktor. Mathematisch entspricht dies der anderen Multiplikationsoperation mit anschließender Multiplikation mit $2^{17-9} = 256$. Man muss bei dieser Operation beachten, dass das Ergebnis saturiert und sie somit nicht unbeschränkt linear ist.

Laden Diese Operation lädt Daten von den ADCs, den CORDICs oder den 32 bit Registern. Sie werden dann zur weiteren Verwendung in eine Variable oder ein 18 bit Register geschrieben.

4.3.3. Regelalgorithmus

Einer der Vorteile der digitalen Regelung ist es, dass der Regelalgorithmus ohne großen Aufwand auch während der Laufzeit geändert werden kann. Er wird durch einen Stapel von Befehlen dargestellt, die in einer unendlichen Schleife wiederholt abgearbeitet werden. Ein Befehl setzt sich aus mehreren „Feldern“ zusammen:

ADDR enthält die Position des aktuellen Befehls im Stapel.

SRC enthält die Quelle für die direkte Ausgabe von Werten aus Registern, Konstanten oder Variablen, sowie der Werte $1, 0 = 2^{17} - 1$ und 0 in Zweierkomplementdarstellung in eine (andere) Variable.

OP enthält die Operation.

TGT enthält das Register, in das das Ergebnis der Operation geschrieben wird.

RD_CONST enthält die Konstante für die Operation.

RD_VAR enthält die Variable für die Operation.

WR_VAR enthält die Variable, in die das Ergebnis der Operation oder der Inhalt, der in SRC spezifiziert ist, geschrieben wird.

START enthält das Signal, ob und welcher CORDIC gestartet wird.

FLAGS enthält den Befehl zum Neustarten der Schleife.

Für die Hochfrequenzregelung am S-DALINAC werden zwei verschiedene Regelalgorithmen verwendet. Zur Regelung der supraleitenden Kavitäten wird eine sogenannte selbsterregte Schleife (engl. Self Excited Loop, SEL) verwendet [14]. Die normalleitenden Kavitäten werden durch einen HF-Generator getrieben (engl. Generator Driven Resonator, GDR). Dies erfordert eine Regelung sowohl der Phase, als auch der Amplitude. In Abb. 4.7 ist der Regelalgorithmus für normalleitende Kavitäten skizziert. Während der erste CORDIC aus I und Q die Phase bestimmt, wird die, vom Amplitudendetektor kommende, Amplitude durch einen Integralregler geregelt. Im Anschluss wird vom Ausgangswert des Integralreglers 2^{17} abgezogen und wieder hinzuaddiert. Dadurch, dass das Ergebnis der Subtraktion saturiert, werden in der Zweierkomplementdarstellung negative Werte Null, während positive Werte erhalten bleiben (in Abb. 4.7 dargestellt als ≥ 0). Sobald das Ergebnis des CORDIC vorhanden ist, wird die Phase durch einen Integralregler geregelt. Der zweite CORDIC berechnet aus Phase und Amplitude das I- und das Q-Signal.

Dass negative Amplitudenwerte an den zweiten CORDIC übergeben werden wird verhindert, da negative Amplituden in der Polardarstellung einem Phasenversatz von 180° entsprechen. Die Phasenregelung würde, um den Fehler zu korrigieren, die Phase ebenfalls um etwa 180° verschieben, und damit den Phasenversatz der Amplitudenregelung kompensieren. Im Extremfall könnte dies zu einer positiven

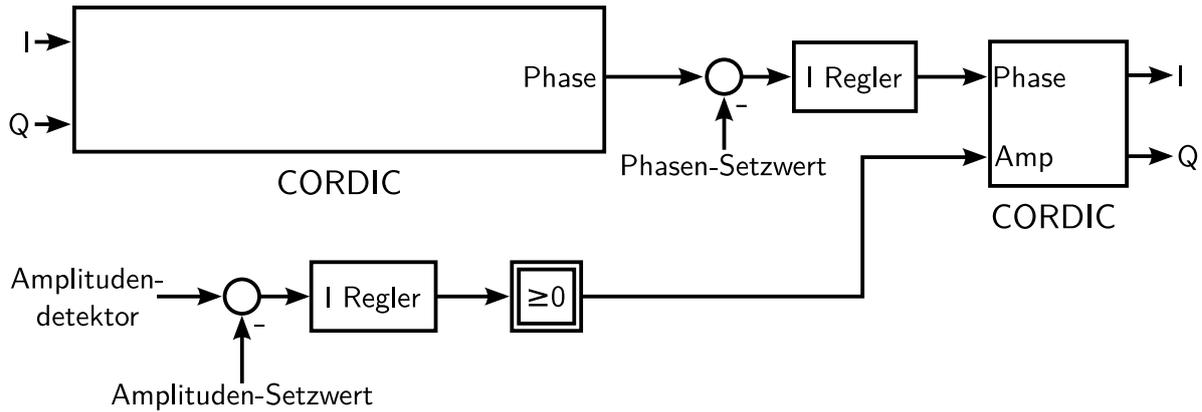


Abbildung 4.7.: Vereinfachte Darstellung des Regelalgorithmus für normaleitende Kavitäten am S-DALINAC [14].

Rückkopplung führen, wenn die negative Amplitude des Amplitudenreglers zu einem Ansteigen der Amplitude in der Kavität und damit auch einem Ansteigen des Amplitudenfehlers führt.

Bei der Erstellung des Regelalgorithmus gibt es einige Bedingungen zu beachten:

- Die Größe des Stapels ist durch die Takt-Differenz zwischen dem FPGA und den ADCs beschränkt und beträgt maximal 84 (FPGA-)Takte.
- Um das Ergebnis einer Operation weiterverwenden zu können, muss man einen Takt warten. Bei Verwendung eines Registers zwei Takte.
- Der CORDIC zur Umrechnung in Polarkoordinaten benötigt 27 Takte, bis das Ergebnis weiterverarbeitet werden kann. Der CORDIC zur Umrechnung in kartesische Koordinaten benötigt 31 Takte. Die CORDICs laufen parallel zum Regelalgorithmus, so dass Befehle in dieser Zeit ausgeführt werden können, wenn sie nicht auf die Ausgabe des CORDICs warten müssen.

Diese Bedingungen begrenzen die Komplexität und den Umfang des Regelalgorithmus. Insbesondere die Phasenregelung, die gezwungenermaßen zwischen den beiden CORDICs stattfinden muss, ist in der Anzahl der Befehle, die zu ihrer Implementation zur Verfügung stehen, eingeschränkt.

In den folgenden Kapiteln wird zunächst die Amplitudenregelung im Basisband eines Resonators analytisch untersucht. Im Anschluss werden die Erweiterungen und Änderungen sowie ihre Auswirkungen präsentiert, um die in diesem Kapitel beschriebene HF-Regelung gepulst zu betreiben.

5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband

In diesem Kapitel wird der Einfluss verschiedener Regler und einer Vorsteuerung auf die Einregelzeit, unter Zuhilfenahme von Mathematica [45], analytisch untersucht. Einregelzeit bezeichnet die Zeit, die benötigt wird, damit die Regelabweichung bzw. der Fehler $e(t)$ die Grenze von 10^{-3} dauerhaft unterschreitet. Zu diesem Zweck wird die Amplitude einer Kavität im Basisband anhand des in Kap. 3.1.3 gezeigten Parallelschwingkreismodells modelliert. Es wurde sich dabei an der Herleitung ähnlicher Modelle [14, 46, 47] orientiert. Um auch den Einfluss von Totzeiten auf die Amplitudenregelung untersuchen zu können, wurden weiterführende numerische Simulationen mit Matlab [48] durchgeführt.

5.1. Übertragungsverhalten einer Kavität im Basisband

Um die HF-Regelung analytisch untersuchen zu können, wird das Amplituden-Übertragungsverhalten der Kavität modelliert. Dieses Modell wird anschließend ins Basisband transformiert und als Übertragungsfunktion dargestellt.

5.1.1. Differentialgleichung auf Basis des Parallelschwingkreises

Aus der Kirchhoffschen Knotenregel folgt für den Parallelschwingkreis aus Abb. 3.2:

$$I_C + I_Z + I_L = I_E \quad (5.1)$$

Aus dem Induktionsgesetz folgt:

$$I_L = \frac{1}{L} \int U dt \quad (5.2)$$

Der zeitabhängige Strom durch eine Kapazität ist:

$$I_C = C\dot{U} \quad (5.3)$$

Der Strom durch die Impedanz ist gegeben durch:

$$I_Z = \frac{1}{Z_L} U \quad (5.4)$$

5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband

Setzt man die Gln. (5.2) bis (5.4) in Gl. (5.1) ein, folgt:

$$C\dot{U} + \frac{1}{Z_L}U + \frac{1}{L}\int U dt = I_E \quad (5.5)$$

Um das Integral zu eliminieren, wird die Differentialgleichung differenziert:

$$C\ddot{U} + \frac{1}{Z_L}\dot{U} + \frac{1}{L}U = \dot{I}_E \quad (5.6)$$

$$\Rightarrow \ddot{U} + \frac{1}{CZ_L}\dot{U} + \frac{1}{CL}U = \frac{1}{C}\dot{I}_E \quad (5.7)$$

Unter Zuhilfenahme der Gln. (3.13), (3.18) und (3.9) lässt sich die Gl. (5.7) mit belasteter Güte Q_L und Resonanzfrequenz ω_0 als

$$\ddot{U} + \frac{\omega_0}{Q_L}\dot{U} + \omega_0^2 U = \frac{\omega_0 Z_L}{Q_L}\dot{I}_E \quad (5.8)$$

darstellen. Der Quotient $\frac{\omega_0}{Q_L}$ lässt sich physikalisch sinnvoll durch die in Gl. (3.12) beschriebene Zeitkonstante τ_L substituieren und man erhält:

$$\ddot{U} + \frac{1}{\tau_L}\dot{U} + \omega_0^2 U = \frac{Z_L}{\tau_L}\dot{I}_E \quad (5.9)$$

Wie in App. A.1 ausgeführt wird, lässt sich für den Fall eines harmonischen Erregerstroms I_E , der den Schwingkreis resonant anregt, die Erregerspannung

$$U_E = Z_L \cdot I_E \quad (5.10)$$

definieren. Daraus folgt für Gl. (5.9)

$$\ddot{U} + \frac{1}{\tau_L}\dot{U} + \omega_0^2 U = \frac{1}{\tau_L}\dot{U}_E \quad (5.11)$$

5.1.2. Darstellung der Differentialgleichung im Basisband

Bevor Gl.(5.11) ins Basisband transformiert wird, werden die Spannungen U_E und U der Übersichtlichkeit halber durch die in der Regelungstheorie üblichen Bezeichner für Eingangssignal $U(t)$ und Ausgangssignal $Y(t)$ ersetzt:

$$\ddot{Y}(t) + \frac{1}{\tau_L}\dot{Y}(t) + \omega_0^2 Y(t) = \frac{1}{\tau_L}\dot{U}(t) \quad (5.12)$$

Da es sich bei Differentialgleichung (5.12) um einen erregten harmonischen Oszillator handelt, wurde als Ansatz eine harmonische Schwingung mit zeitabhängiger Amplitude $y(t)$ bzw. $u(t)$ gewählt. Daraus folgen die Ableitungen:

$$Y(t) = \sin(\omega t) y(t) \quad (5.13)$$

$$\Rightarrow \dot{Y}(t) = \sin(\omega t) \dot{y}(t) + \omega \cos(\omega t) y(t) \quad (5.14)$$

$$\Rightarrow \ddot{Y}(t) = \sin(\omega t) \ddot{y}(t) + 2\omega \cos(\omega t) \dot{y}(t) - \omega^2 \sin(\omega t) y(t) \quad (5.15)$$

und

$$U(t) = \sin(\omega t) u(t) \quad (5.16)$$

$$\Rightarrow \dot{U}(t) = \sin(\omega t) \dot{u}(t) + \omega \cos(\omega t) u(t) \quad (5.17)$$

$$(5.18)$$

Setzt man die Gln. (5.13) bis (5.17) in die Differentialgleichung (5.12) ein und klammert Kosinus und Sinus aus, so erhält man:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\omega}{\tau_L} y(t) + 2\omega \dot{y}(t) \right) \cos(\omega t) + \left((\omega_0^2 - \omega^2) y(t) + \frac{1}{\tau_L} \dot{y}(t) + \ddot{y}(t) \right) \sin(\omega t) \\ &= \frac{\omega}{\tau_L} u(t) \cos(\omega t) + \frac{1}{\tau_L} \dot{u}(t) \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (5.19)$$

Zur Transformation ins Basisband wird, wie in Kap. 4.1 ff. beschrieben, mit $2 \cos(\omega t)$ multipliziert und anschließend die Additionstheoreme angewandt:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\omega}{\tau_L} y(t) + 2\omega \dot{y}(t) \right) (\cos((\omega - \omega)t) + \cos(2\omega t)) \\ &+ \left((\omega_0^2 - \omega^2) y(t) + \frac{1}{\tau_L} \dot{y}(t) + \ddot{y}(t) \right) (\sin((\omega - \omega)t) + \sin(2\omega t)) \\ &= \frac{\omega}{\tau_L} u(t) (\cos((\omega - \omega)t) + \cos(2\omega t)) \\ &+ \frac{1}{\tau_L} \dot{u}(t) (\sin((\omega - \omega)t) + \sin(2\omega t)) \end{aligned} \quad (5.20)$$

Eliminiert man die hochfrequenten Anteile, um den Tiefpassfilter hinter dem Mischer mathematisch idealisiert abzubilden (siehe Kap. 4.2) so bleibt:

$$\begin{aligned} & \frac{\omega}{\tau_L} y(t) + 2\omega \dot{y}(t) = \frac{\omega}{\tau_L} u(t) \\ \Rightarrow & y(t) + 2\tau_L \dot{y}(t) = u(t) \end{aligned} \quad (5.21)$$

5.1.3. Amplituden-Übertragungsfunktion einer Kavität

Um das in Gl. (5.21) beschriebene Modell zu untersuchen, wird die Gleichung laplacetransformiert, wobei die Anfangsbedingung $y(0) = 0$ angenommen wird:

$$y(t) + 2\tau_L \dot{y}(t) = u(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad (1 + 2\tau_L s) y(s) = u(s) \quad (5.22)$$

Wie in Kap. 3.2.1 beschrieben, folgt aus dem Quotienten von Ein- und Ausgangssignal die Übertragungsfunktion:

$$G_{\text{Cavity}} = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{1 + 2\tau_L s} \quad (5.23)$$

Übertragungsfunktionen der Form $\frac{1}{1+Ts}$ werden Verzögerungsglieder 1. Ordnung oder PT1-Glieder genannt [36]. Ein Beispiel für PT1-Glieder sind Tiefpassfilter

5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband

1. Ordnung, wie zum Beispiel in Form eines RC-Glieds. RC-Glied und Kavität haben gemeinsam, dass es sich um Energiespeicher handelt, die über einen ohmschen Widerstand ge- bzw. entladen werden. Daher überrascht es nicht, dass beide ein ähnliches Verhalten zeigen.

Um die Zeitkonstante $2\tau_L$ zu untersuchen, wird die sogenannte Sprungantwort ermittelt. Dabei handelt es sich um die Antwort des Systems im Zeitbereich, wenn es mit einer Sprungfunktion ($\frac{1}{s}$ im Frequenzbereich) angeregt wird:

$$y(s) = \frac{1}{1 + 2\tau_L s} \cdot \frac{1}{s} \quad \bullet \text{---} \circ \quad y(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2\tau_L}} \quad (5.24)$$

Es ist zu erwarten, dass eine Kavität, die mit der Zeitkonstante τ_L exponentiell abklingt, beim Erregen mit einer Sprungfunktion ebenso exponentiell anschwingt. Stellt man Gl. (5.24) wie folgt dar,

$$1 - \sqrt{e^{-\frac{t}{\tau_L}}} \quad (5.25)$$

so wird ein quadratischer Zusammenhang zwischen Gl. (3.11) und Gl. (5.24) deutlich. Das liegt darin begründet, dass τ_L im Bezug auf Energie definiert ist, während im Modell Spannungen betrachtet werden. Es wird also die Proportionalität $W \propto U^2$ korrekt wiedergegeben. In Abb. 5.1 wird die Sprungantwort der Übertragungsfunktion (5.23) mit der Messung einer Sprungantwort an einer Pillbox-Kavität verglichen. Wie man sieht, stimmen die modellierten und die gemessenen Daten sehr gut miteinander überein.

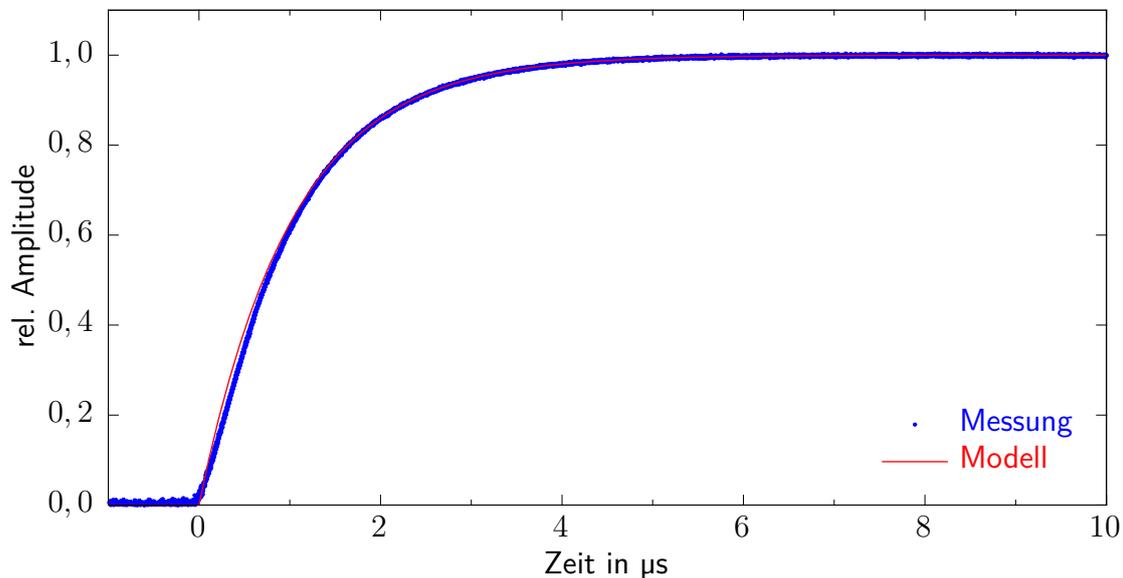


Abbildung 5.1.: Vergleich der Messung der Sprungantwort einer Kavität der Güte $Q = 9579$ und der Resonanzfrequenz $f = 2,996$ GHz (App. B.1) mit der analytischen Sprungantwort bei gleichen Parametern.

5.2. Eigenschaften einer Regelschleife mit Integralregler

Um zu verstehen, von welchen physikalischen Einschränkungen die Zeit abhängt, die der Regelkreis benötigt, um das System einzuregeln, muss zunächst der Regelkreis modelliert werden. Die Übertragungsfunktion im Basisband für eine Kavität wurde bereits in Kap. 5.1 hergeleitet. Der Einfachheit halber wird ein einfacher Integralregler mit der Übertragungsfunktion

$$G_{Regler} = \frac{k}{s} \quad (5.26)$$

eingesetzt [36]. Abbildung 5.2 zeigt den Signalfussplan dieses Modells. Um die Zeit zu untersuchen, die das System zum Einregeln benötigt, ist es sinnvoll, die Fehlerfunktion $e(s)$ zu betrachten. Wie im Signalfussplan ersichtlich wird, ist die Fehlerfunktion durch

$$e(s) = u(s) - y(s) \quad (5.27)$$

und das Ausgangssignal durch

$$y(s) = e(s)G_{Regler}(s)G_{Cavity}(s) \quad (5.28)$$

gegeben. Durch einsetzen der Gln. (5.28), (5.23) und (5.26) in Gl. (5.27) lässt sich die Fehlerfunktion durch

$$\begin{aligned} e(s) &= u(s) - e(s) \frac{k}{s} \frac{1}{1 + 2\tau_L s} \\ \Leftrightarrow e(s) \left(1 + \frac{k}{s + 2\tau_L s^2} \right) &= u(s) \\ \Leftrightarrow e(s) &= \frac{u(s)}{\frac{s + 2\tau_L s^2}{s + 2\tau_L s^2} + \frac{k}{s + 2\tau_L s^2}} \\ \Leftrightarrow e(s) &= \frac{s + 2\tau_L s^2}{k + s + 2\tau_L s^2} u(s) \end{aligned} \quad (5.29)$$

beschreiben. Um zu untersuchen, wovon die zeitliche Entwicklung des Fehlers abhängt, wird die Sprungantwort durch Einsetzen der Heaviside'schen Sprungfunktion

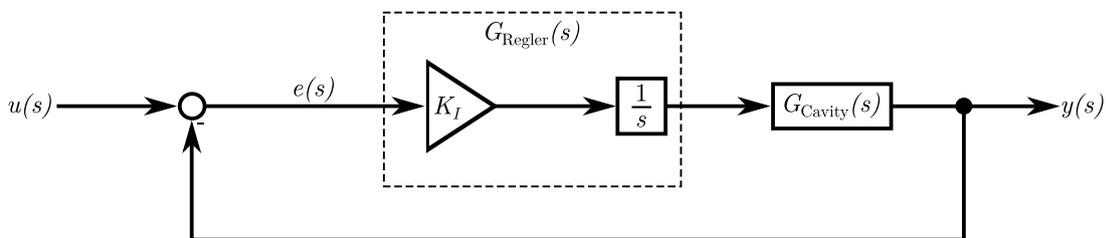


Abbildung 5.2.: Signalfussplan einer vereinfachten Amplituden-Regelschleife.

5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband

als Eingangssignal $u(s) = \frac{1}{s}$ und anschließende Rücktransformation in den Zeitbereich berechnet. Demnach wird die Fehlerfunktion im Zeitbereich durch

$$e(t) = \frac{1}{2} e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(e^{\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1-8k\tau_L}} + e^{-\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1-8k\tau_L}} + \frac{e^{\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1-8k\tau_L}} - e^{-\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1-8k\tau_L}}}{\sqrt{1-8k\tau_L}} \right) \quad (5.30)$$

beschrieben. Wie man in Gl. (5.30) erkennen kann, hängt die Funktion $e(t)$ über die Wurzel $\sqrt{1-8k\tau_L}$ von k ab. Für $8k\tau_L \leq 1$ ist der Wert der Wurzel real und für $8k\tau_L > 1$ wird er imaginär. Daher kann man folgende Fälle unterscheiden:

Für den Grenzfall $k = 0$ wird $\sqrt{1-8k\tau_L} = 1$. Damit folgt für Gl. (5.30):

$$e(t) = \frac{1}{2} e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(e^{\frac{t}{4\tau_L}} + e^{-\frac{t}{4\tau_L}} + e^{\frac{t}{4\tau_L}} - e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \right) = 1 \quad (5.31)$$

Dies zeigt an, dass die Kavität bei ausgeschaltetem Regler nicht angeregt wird, was zu erwarten war.

Für den Fall $0 < k < \frac{1}{8\tau_L}$ lässt sich Gl. (5.30) unter Anwendung von

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \quad \text{und} \quad \sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2} \quad \text{auch durch}$$

$$e(t) = e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(\cosh\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1-8k\tau_L}\right) + \frac{\sinh\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1-8k\tau_L}\right)}{\sqrt{1-8k\tau_L}} \right) \quad (5.32)$$

darstellen. Wie in Gl. (5.32) und entsprechend in Abb. 5.3 zu sehen ist, regelt sich die Kavität umso schneller ein, je mehr k gegen $\frac{1}{8\tau_L}$ geht. Dies ist zu erwarten, da k per Definition der Kehrwert der Nachstellzeit T_I des Integralreglers ist [36]. Der Integralregler reagiert also umso schneller, je größer k wird.

Für den Fall $k > \frac{1}{8\tau_L}$ lässt sich Gl. (5.30) unter Verwendung von

$$\cos(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2}, \quad \sin(x) = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{i2} \quad \text{und} \quad \text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x} \quad \text{durch}$$

$$\begin{aligned} e(t) &= e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(\frac{e^{i\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}} + e^{-i\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}}}{2} + \frac{e^{i\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}} - e^{-i\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}}}{i2\sqrt{8k\tau_L-1}} \right) \\ &= e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(\cos\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}\right) + \frac{\sin\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}\right)}{\sqrt{8k\tau_L-1}} \right) \\ &= e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(\cos\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}\right) + \text{sinc}\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L-1}\right) \frac{t}{4\tau_L} \right) \end{aligned} \quad (5.33)$$

beschreiben. In Abb. 5.4 zeigen in allen Graphen Spitzen zur Null hin. Da der

5.2. Eigenschaften einer Regelschleife mit Integralregler

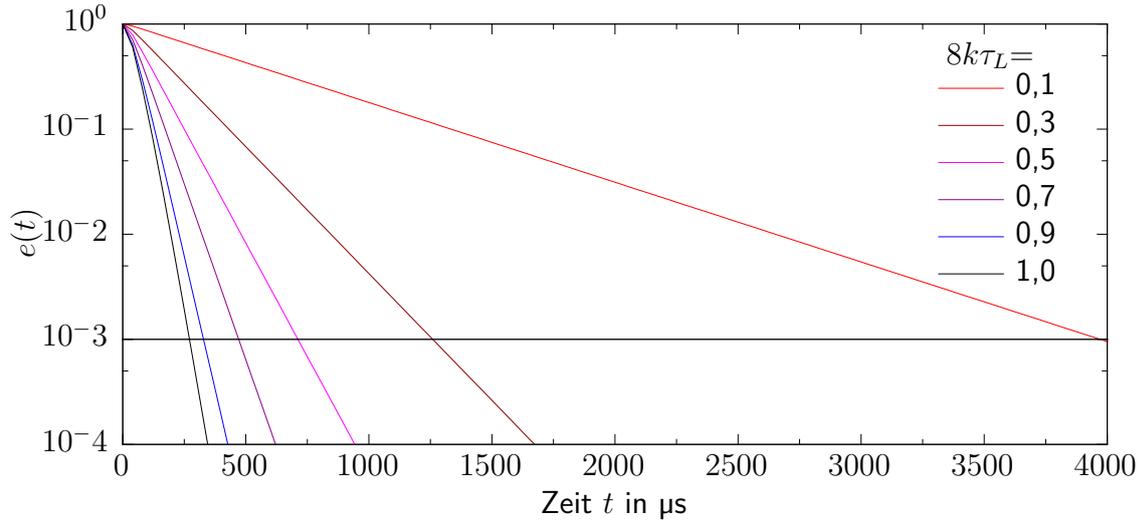


Abbildung 5.3.: Die Fehlerfunktion $e(t)$ nach Gl. (5.32) bei verschiedenen Werten für $k < \frac{1}{8\tau_L}$, sowie dem aperiodischen Grenzfall $k = \frac{1}{8\tau_L}$. Man erkennt, wie sich die Ausregelzeit des Regelkreises mit steigendem k verkürzt und sich dabei exponentiell dem aperiodischen Grenzfall annähert. Das verwendete τ_L entspricht einer Kavität der Güte $Q_L = 15000$ und der Resonanzfrequenz $f_0 = 325$ MHz.

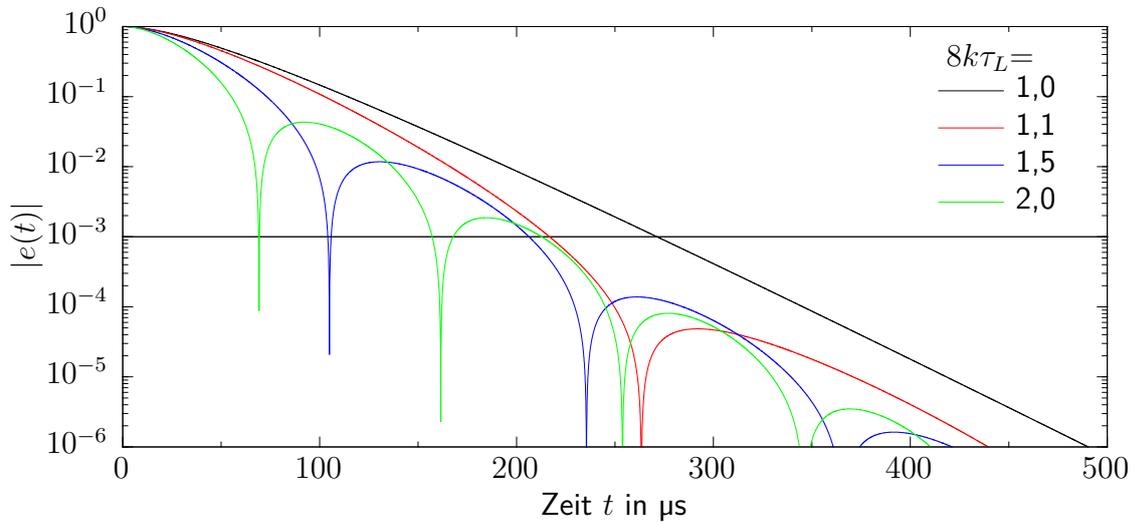


Abbildung 5.4.: Betrag von $e(t)$ nach Gleichung (5.33) mit verschiedenen $k > \frac{1}{8\tau_L}$. Man erkennt Nulldurchgänge an den nach unten weisenden „Spitzen“. Es handelt sich um Überschwingen. Je größer k wird, desto höher wird die Frequenz des Überschwingens. Das verwendete τ_L entspricht einer Kavität der Güte $Q_L = 15000$ und der Resonanzfrequenz $f_0 = 325$ MHz.

5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband

Betrag des Fehlers aufgetragen ist, zeigen diese einen Nulldurchgang des Fehlers und damit ein Überschwingen beim Einregeln der Kavität an. In Gl. (5.33) finden sich anstelle der hyperbolischen Funktionen von Gl. (5.32) periodische Funktionen. Daher ist zu erwarten, dass beim Übergang von $k < \frac{1}{8\tau_L}$ nach $k > \frac{1}{8\tau_L}$ der Übergang vom aperiodischen zum periodischen Einregelverhalten stattfindet.

Für den aperiodischen Grenzfall gilt $k = \frac{1}{8\tau_L}$. Setzt man diese Bedingung in Gl. (5.33) ein, so wird $\sqrt{8k\tau_L - 1} = 0$ woraus

$$e(t) = e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(1 + \frac{t}{4\tau_L} \right) \quad (5.34)$$

folgt. In Gl. (5.32) eingesetzt ergibt sich das gleiche Ergebnis, wie in Appendix A.2 detailliert dargelegt wird.

Abbildung 5.5 stellt die verschiedenen Fälle einander gegenüber. Wie zu erwarten ist der Integralregler am schnellsten, wenn k so gewählt wird, dass der Regelkreis gedämpft einschwingt. Das erste Überschwingen sollte idealerweise so stark gedämpft sein, dass es unter dem geforderten Minimalfehler von 10^{-3} bleibt. Dies setzt natürlich voraus, dass durch das Einschwingen des Regelkreises in der Kavität keine unerwünschten mechanischen oder elektrischen Resonanzen angeregt werden

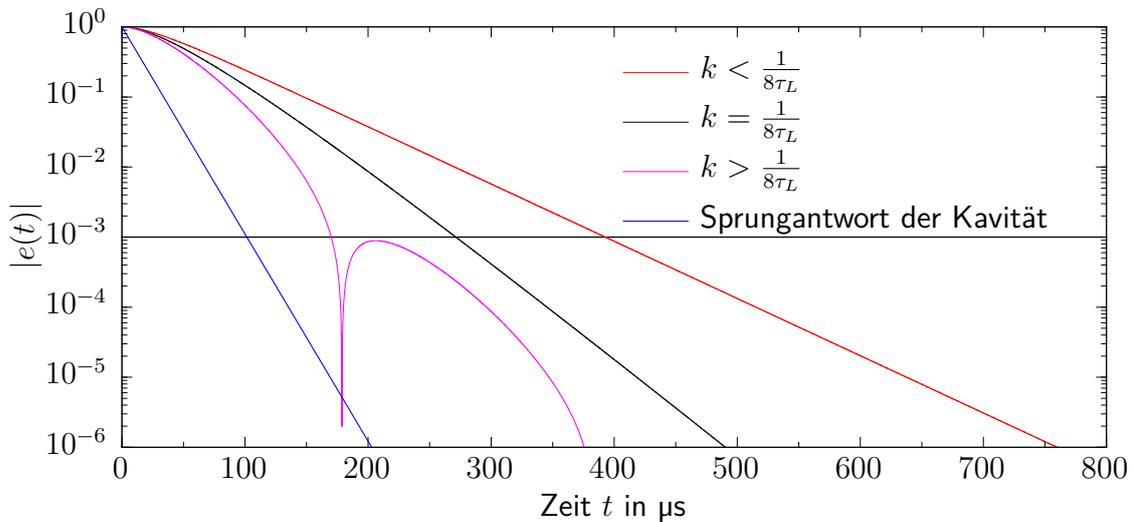


Abbildung 5.5.: Betrag von $e(t)$ für den Übergang von aperiodischem zu periodischem Einschwingverhalten. Man erkennt, dass die periodische Regelung im optimalen Fall wesentlich schneller den Grenzwert unterschreitet, als der aperiodische Grenzfall. Dennoch würde eine unregelte Kavität die Schwelle noch schneller unterschreiten. Das verwendete τ_L entspricht einer Kavität der Güte $Q_L = 15000$ und der Resonanzfrequenz $f_0 = 325$ MHz.

(„Klingeln“). Aber auch in diesem Fall benötigt der Integralregler noch mehr Zeit, als das Anregen der Kavität mit einem Rechtecksignal benötigen würde. Bei all diesen Fällen ist zu berücksichtigen, dass thermisches Rauschen, Totzeiten und andere Fehlerquellen unberücksichtigt bleiben.

Ferner wird durch die Beziehung $k = \frac{1}{8\tau_L}$ deutlich, dass die Regelgeschwindigkeit durch die Eigenschaften der Kavität begrenzt ist. Je niedriger die Güte und je höher Resonanzfrequenz einer Kavität sind, desto schneller kann der Integralregler auf Änderungen des Feldes reagieren.

5.3. Eigenschaften einer Regelschleife mit PI-Regler

Abbildung 5.6 zeigt den Signalflussplan für einen Regelkreis mit Proportional-Integral-Regler (kurz: PI-Regler). Daraus lässt sich Übertragungsfunktion

$$\begin{aligned} G_{\text{Regler}} &= \frac{K_I}{s} + K_P \\ &= \frac{K_I + K_P s}{s} \end{aligned} \quad (5.35)$$

für den PI-Regler ableiten. Analog zu Gl. (5.29) ergibt sich daraus der Fehler $e(t)$ zu:

$$e(s) = \frac{s + 2\tau_L s^2}{K_I + (K_P + 1)s + 2\tau_L s^2} u(s) \quad (5.36)$$

Und die Sprungantwort:

$$e(t) = \begin{cases} e^{-\frac{t(1+K_P)}{4\tau_L}} \left(\cosh\left(\frac{t}{4\tau_L} a\right) + \frac{1-K_P}{a} \sinh\left(\frac{t}{4\tau_L} a\right) \right) & \forall a \in \Re \\ e^{-\frac{t(1+K_P)}{4\tau_L}} \left(\cos\left(\frac{t}{4\tau_L} a\right) + \frac{t(1-K_P)}{4\tau_L} \text{sinc}\left(\frac{t}{4\tau_L} a\right) \right) & \forall a \in \Im \end{cases} \quad (5.37)$$

mit

$$a = \sqrt{(1 + K_P)^2 - 8\tau_L K_I} \quad (5.38)$$

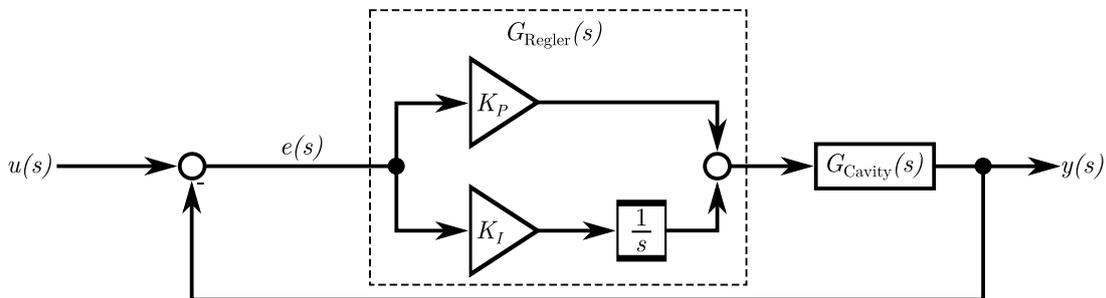


Abbildung 5.6.: Signalflussplan des Regelkreises mit PI-Regler.

5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband

Analog zu den Betrachtungen im Kap. 5.2 lässt sich auch hier wieder ein aperiodischer Grenzwert für den Integralanteil des Reglers definieren:

$$K_I = \frac{(1 + K_P)^2}{8\tau_L} \quad (5.39)$$

In diesem Fall folgt aus Gl. (5.37)

$$e(t) = e^{-\frac{t(1+K_P)}{4\tau_L}} \left(1 + \frac{t(K_P - 1)}{4\tau_L} \right) \quad (5.40)$$

Bei dieser Gleichung ist der Fall $K_P = 1$ besonders interessant, da er zu

$$e(t) = e^{-\frac{t}{2\tau_L}} = 1 - 1 + e^{-\frac{t}{2\tau_L}} = 1 - \left(1 - e^{-\frac{t}{2\tau_L}} \right) \quad (5.41)$$

führt. Dies entspricht der Sprungantwort der unregulierten Kavität. Die PI-Regelung ist also in der Lage, die Kavität mindestens ebenso schnell einzuregulieren, wie die Kavität unreguliert anschwingen würde. Wie zu erwarten war, ist die PI-Regelung prinzipiell schneller als die Integralreglung. In Abb. 5.7 wird der Betrag der Gl. (5.40) für verschiedene K_P dargestellt. Es ist zu beachten, dass in dieser Betrachtung Rauschen und Totzeiten unberücksichtigt bleiben. Diese beschränken den Bereich, in dem ein Regler stabil betrieben werden kann, wie im folgenden Kapitel beschrieben wird.

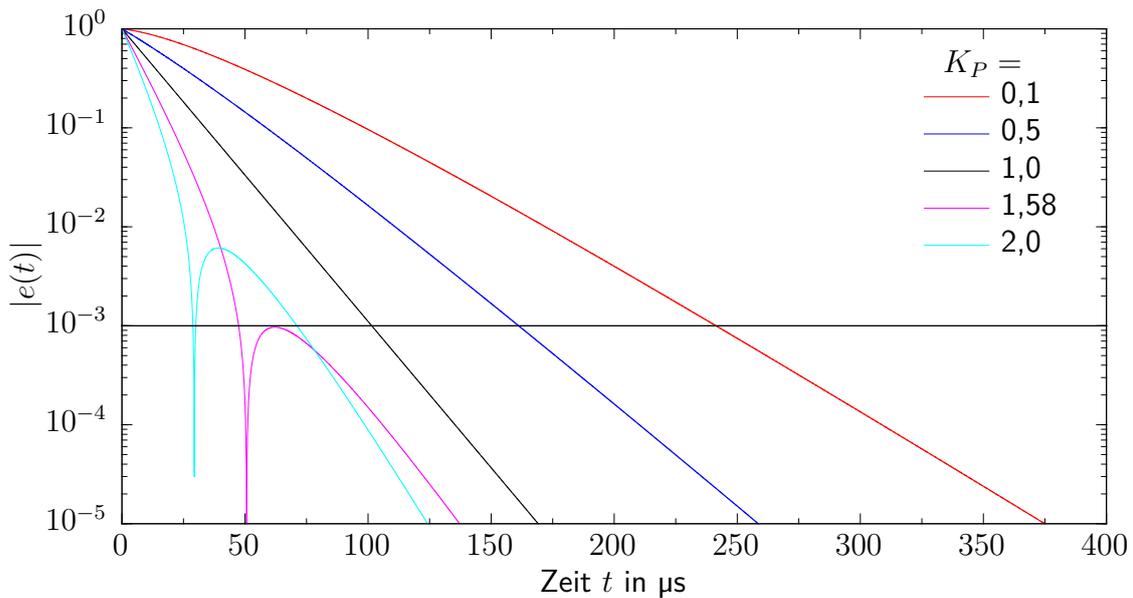


Abbildung 5.7.: Betrag des Fehlers, berechnet nach Gl. (5.40) mit verschiedenen K_P . Man erkennt, dass ein Einschwingen bei der Wahl geeigneter Regelparameter schneller ist, als das Einschwingen einer unregulierten Kavität und damit auch grundsätzlich schneller als ein Integralregler (vgl. Abb. 5.5). Das verwendete τ_L entspricht einer Kavität mit der Güte $Q_L = 15000$ und der Resonanzfrequenz $f_0 = 325$ MHz.

5.4. Verhalten eines totzeitbehafteten Regelkreises

Wie die meisten realen Regelkreise besitzt auch der hier betrachtete eine Totzeit. Unter einer Totzeit versteht man einen zeitlichen Versatz des Signals am Eingang des Reglers gegenüber dem Zustand der Regelstrecke. Der Regler reagiert also verzögert auf Änderungen der Regelstrecke, insbesondere auch auf jene, die er selbst bewirkt.

Die dominanten Quellen für Totzeiten der im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Regelung sind die Analog-Digital-Wandler (ADCs), die Digital-Analog-Wandler (DACs) und der Regelalgorithmus im FPGA. Alle drei werden vom gleichen Taktgeber mit einer Frequenz von etwa 880 kHz getaktet, was eine Periodendauer von 1,14 μs bedeutet. Der ADC mittelt Signale über eine Periode und gibt den Wert an den FPGA weiter. Nach einer weiteren Periode wurde der Wert vom Regelalgorithmus verarbeitet und das Ergebnis liegt an dessen Ausgang an. Am Ausgang des DACs liegt der Wert während des folgenden Taktes an. Der digitale Regler benötigt also drei Takte, um ein Signal zu verarbeiten. Das entspricht einer Totzeit von etwa 3,4 μs . Durch teilweise massive Änderungen am LLBBC-Board könnte die Taktrate erhöht und damit die Totzeit gesenkt werden. Daher ist es interessant, den Einfluss der Totzeit auf die Geschwindigkeit der Regelung zu untersuchen, um den Nutzen solcher Änderungen abschätzen zu können.

Mit Hilfe des Verschiebungssatzes der Laplace-Transformation lässt sich eine Totzeit d durch

$$f(t - d) \circ\text{---}\bullet e^{-sd}F(s)$$

darstellen [36]. Daraus folgt die Übertragungsfunktion eines Totzeit-Glieds:

$$y(t) = u(t - d) \circ\text{---}\bullet y(s) = e^{-sd}u(s) \Rightarrow G_d(s) = e^{-sd} \quad (5.42)$$

Multipliziert man die Übertragungsfunktion (5.42) mit einer anderen Übertragungsfunktion, so ist der entstehende Term keine gebrochene rationale Funktion mehr, und kann daher im Allgemeinen nicht mehr analytisch in den Zeitbereich zurücktransformiert werden [36]. Daher müssen zur Untersuchung des Einflusses der Totzeit auf die Amplitudenregelung numerische Methoden verwendet werden. In diesem Fall wurde das Programm MATLAB [48] und dessen Bestandteil Simulink [49] verwendet. Abbildung 5.8 zeigt das Simulink-Modell des Regelkreises. Unter dem

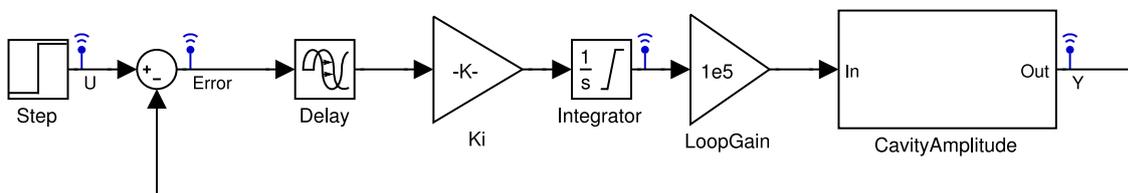


Abbildung 5.8.: Simulink-Modell eines totzeitbehafteten Regelkreises. Im CavityAmplitude-Block ist die Übertragungsfunktion (5.23) implementiert.

5. Mathematische Beschreibung der HF-Regelung eines Resonators im Basisband

Subsystem *CavityAmplitude* befindet sich die Übertragungsfunktion

$$\frac{1}{1 + \frac{Q}{\pi f} s}$$

mit der Güte $Q_L = 15000$ und der Resonanzfrequenz $f = 325$ MHz. Der Integralregler setzt sich in diesem Simulink-Modell aus dem Faktor K_i und dem Integrator zusammen. Um das Verhalten des realen Integralreglers besser abzubilden, ist der Integrator auf Werte zwischen 0 und 1 begrenzt. Außerhalb dieses Intervalls saturiert er und verhält sich damit analog zum 32-bit-Register des Amplitudenreglers (siehe Abschnitt 4.3). Aus dem selben Grund ist auch die Kreisverstärkung in zwei Faktoren geteilt. Der Faktor *LoopGain* ist so gewählt, dass die Schwelle von der stabilen zur aperiodischen Regelung für den Faktor K_i im Intervall $[0;1]$ liegt. Anschaulich entspricht *LoopGain* der Summe aus Vorverstärker, Klystron, Transmission an Ein- und Auskoppler der Kavität sowie der Verluste in Hohlleitern und Kabeln. Der *Delay*-Block stellt die Totzeit dar. Die zeitabhängige Führungsgröße $u(t)$ wird durch einen Stufengenerator generiert.

Um zu untersuchen, wie gut das numerische Modell mit dem analytischen Modell übereinstimmt, wurden Simulationen bei einer Totzeit von 0 s mit verschiedenen Regelparametern K_i durchgeführt. Von den so erhaltenen relativen Fehlern $e(t)$ wurden die entsprechenden, analytisch errechneten Werte abgezogen. Um eine logarithmische Darstellung zu ermöglichen, wurde der Betrag dieses absoluten Fehlers ermittelt und in Abbildung 5.9 geplottet. Demnach weicht das Ergebnis des numerischen Modells maximal um $e(t) < 2 \cdot 10^{-6}$ vom analytisch errechneten Ergebnis ab.

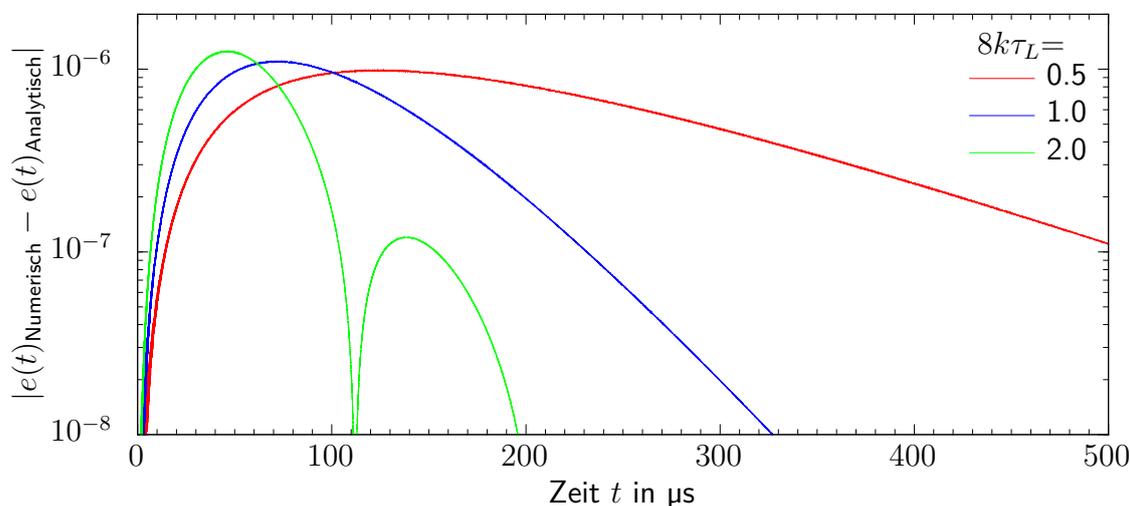


Abbildung 5.9.: Differenz zwischen analytisch berechnetem und numerisch simuliertem relativen Fehler für verschiedene Regelparameter des Integralreglers. Man erkennt, dass die Abweichung maximal in der Größenordnung 10^{-6} liegt und mit der Zeit schnell kleiner wird.

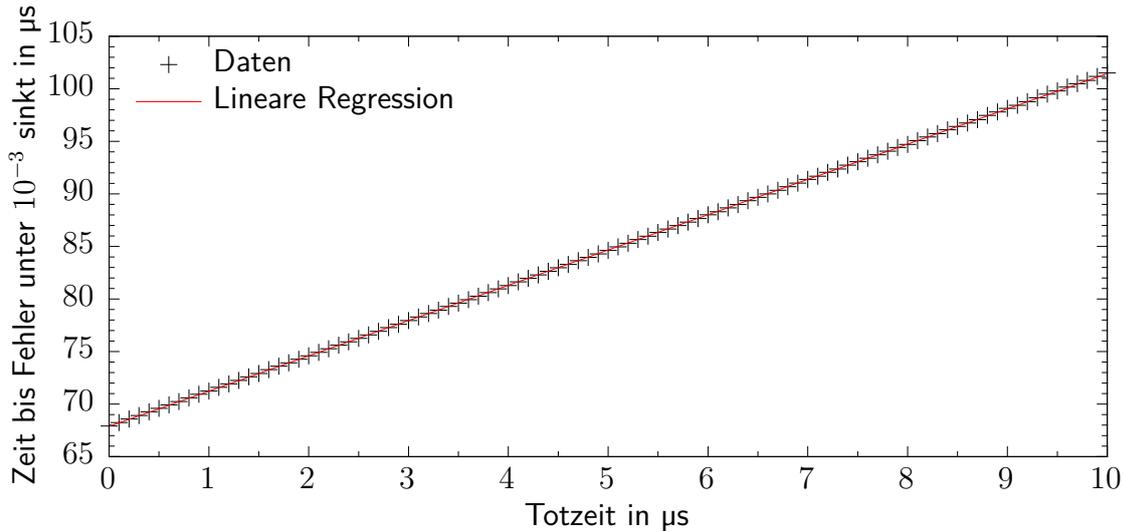


Abbildung 5.10.: Abhängigkeit der Einregelzeit einer HF-Regelung mit Integralregler von der Totzeit des Regelkreises. Simuliert mit dem MATLAB-Skript in App. C.2.

Für die Regelung einer gepulsten Hochfrequenz ist insbesondere die, im folgenden als Einregelzeit bezeichnete, Zeit von Interesse, die der Regelkreis benötigt, bis der relative Fehler der Regelung die definierte Schwelle von 10^{-3} (s. Kap. 1) nicht mehr überschreitet. Der Einfluß einer Totzeit auf die Einregelzeit wurde in MATLAB mit Hilfe eines iterativen Algorithmus untersucht. Bei jeder Iteration n wird der Integralregelkoeffizient $Ki_n = Ki_{n-1} + \Delta K$ erhöht und die Einregelzeit T_n wird durch eine separate Funktion bestimmt. Diese detektiert, wann der relative Fehler den Schwellenwert unterschreitet. Da dies im periodischen Fall mehrmals vorkommen kann, gibt die Funktion nur die höchste Zeit T zurück. Die Iteration wird beendet, sobald die Bedingung $T_n > T_{n-1}$ erfüllt wird. In diesem Fall kann davon ausgegangen werden, dass der optimale Integralreglerkoeffizient für eine möglichst schnelle Regelung zwischen Ki_{n-1} und Ki_n liegt. Daraus folgt die Näherung für die Zeit zum Regeln: $\approx T_{n-1}$. Dies wird für verschiedene Totzeiten wiederholt. Das MATLAB-Skript für diesen Algorithmus ist im App. C.2 abgedruckt. Das Ergebnis ist in Abb. 5.10 aufgetragen. Offenbar gibt es einen linearen Zusammenhang zwischen der Totzeit und der Zeit zum Einregeln. Die lineare Regression der Daten ergibt:

$$y(t) = \left(3,35741 \pm 9,0 \cdot 10^{-4}\right) \cdot t + \left(67,8759 \pm 5,2 \cdot 10^{-3}\right)$$

Demnach würde eine Reduzierung der Totzeit um die Eingangs erwähnten $3,4 \mu\text{s}$ einer Reduzierung der Regelzeit von $11,4 \mu\text{s}$ entsprechen. Angesichts des hohen Offsets von $67,876 \mu\text{s}$ erscheinen diese $16,8\%$ nicht viel zu sein. Es gilt aber zu bedenken, dass dieser hohe Offset zum einen der relativ langsamen Integralregelung und zum anderen einer Kavität mit relativ großem τ_L geschuldet ist. Je schneller eine totzeitbehaftete Regelung wird, desto eher würde sie also von einer Reduzierung der Totzeit profitieren.

5.5. Einfluss einer Vorsteuerung auf die Amplitudenregelung

Eine Vorsteuerung bezeichnet ein Steuerungssignal, das auf das Ausgangssignal eines Reglers addiert wird. Abbildung 5.11 zeigt den Signalflussplan eines Regelkreises mit Vorsteuerung. Diese Kombination von Steuerung und Regelung ist insbesondere dann von Vorteil, wenn es sowohl bekannte Störungen als auch unvorhersehbare Störungen gibt. Aus Abb. 5.11 lässt sich die Fehlerfunktion $e(s)$ ableiten:

$$\begin{aligned}
 e(s) &= u(s) - y(s) \\
 &= u(s) - [e(s)G_{\text{Regler}}(s) + v(s)]G_{\text{Regelstrecke}}(s) \\
 &= u(s) - e(s)G_{\text{Regler}}(s)G_{\text{Regelstrecke}}(s) - v(s)G_{\text{Regelstrecke}}(s) \\
 &= \frac{u(s) - v(s)G_{\text{Regelstrecke}}(s)}{1 + G_{\text{Regler}}(s)G_{\text{Regelstrecke}}(s)} \\
 &= \frac{1 - \frac{v(s)}{u(s)}G_{\text{Regelstrecke}}(s)}{1 + G_{\text{Regler}}(s)G_{\text{Regelstrecke}}(s)}u(s)
 \end{aligned} \tag{5.43}$$

Aus Gl. (5.43) geht hervor, dass der Fehler $e(s) = 0$ wird, wenn die Bedingung

$$v(s) = \frac{u(s)}{G_{\text{Regelstrecke}}(s)} \tag{5.44}$$

erfüllt ist. In der Praxis ist diese Bedingung nur schwer umzusetzen. Zum einen ist die Regelstrecke nur näherungsweise beschrieben, zum anderen ist das resultierende Vorsteuerungssignal $v(s)$ häufig physikalisch unmöglich, weil es z.B. Dirac-Distributionen enthält. So folgt z.B. aus:

$$G_{\text{Regelstrecke}} = \frac{1}{1 + 2\tau_L s} \text{ und } u(s) = \frac{1}{s} \Rightarrow v(s) = \frac{1 + 2\tau_L s}{s} \bullet \text{---} \circ 1 + 2\tau_L \delta(t) = v(t)$$

Dass ein unendlich hoher Impuls physikalisch und technisch unmöglich ist, versteht sich von selbst. Dennoch lässt sich dies verwenden, um daraus eine Näherung abzuleiten. In diesem Fall z.B. eine maximale Amplitude, begrenzt durch die Ausgangsleistung des Verstärkers, die exponentiell auf den Sollwert abfällt.

Auch ohne „ideales“ $v(s)$ ist eine Regelung mit Vorsteuerung wesentlich schneller. Setzt man z.B. $v(s) = u(s)$, so folgt aus Gl. (5.43):

$$e(s) = \frac{1 - G_{\text{Regelstrecke}}(s)}{1 + G_{\text{Regler}}(s)G_{\text{Regelstrecke}}(s)}u(s) \tag{5.45}$$

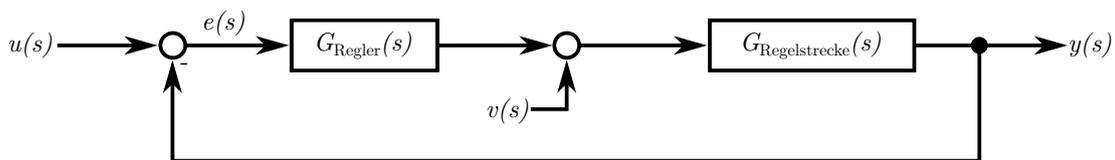


Abbildung 5.11.: Signalflussplan eines Regelkreises mit Vorsteuerung $v(s)$.

5.5. Einfluss einer Vorsteuerung auf die Amplitudenregelung

Setzt man in Gl. (5.45) $G_{\text{Regelstrecke}} = \frac{1}{1 + 2\tau_L s}$ und $G_{\text{Regler}} = \frac{k}{s}$ ein, so folgt:

$$e(s) = \frac{2\tau_L s^2}{k + s + 2\tau_L s^2} u(s) \quad (5.46)$$

Die Sprungantwort von Gl. (5.46) ist analog zu Gl. (5.29):

$$e(t) = \begin{cases} e^{-\frac{t}{2\tau_L}} & \text{für } k = 0 \\ e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(\cosh\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1 - 8k\tau_L}\right) - \frac{\sinh\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1 - 8k\tau_L}\right)}{\sqrt{1 - 8k\tau_L}} \right) & \text{für } 0 < k < \frac{1}{8\tau_L} \\ e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(1 - \frac{t}{4\tau_L} \right) & \text{für } k = \frac{1}{8\tau_L} \\ e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(\cos\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L - 1}\right) - \text{sinc}\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{8k\tau_L - 1}\right) \frac{t}{4\tau_L} \right) & \text{für } k > \frac{1}{8\tau_L} \end{cases}$$

Am gravierendsten ist der Unterschied zum Regelkreis ohne Vorsteuerung für den Fall $k = 0$. Anstatt dass der Fehler konstant 1 ist (siehe Kap. 5.2), nimmt er exponentiell ab. Dies kommt dadurch zustande, dass die Kavität durch die Vorsteuerung auch dann angeregt wird, wenn der Regler selbst kein Signal ausgibt.

Um das Verhalten des Reglers zu betrachten, sind in Abb. 5.12 die Beträge der Fehler für den Fall einer Einregelung mit und ohne Vorsteuerung aufgetragen. Mit Vorsteuerung wird die Ausregelzeit zwar wesentlich verkürzt, dafür darf der Integralregler nur noch sehr schwach eingestellt sein, da es sonst zu Überschwingen kommt, und der Zeitvorteil wieder verlorenght. Die Trägheit des Integralreglers zeigt sich darin, dass $e(t)$ nach unterschreiten der Schranke nur sehr langsam weiterfällt.

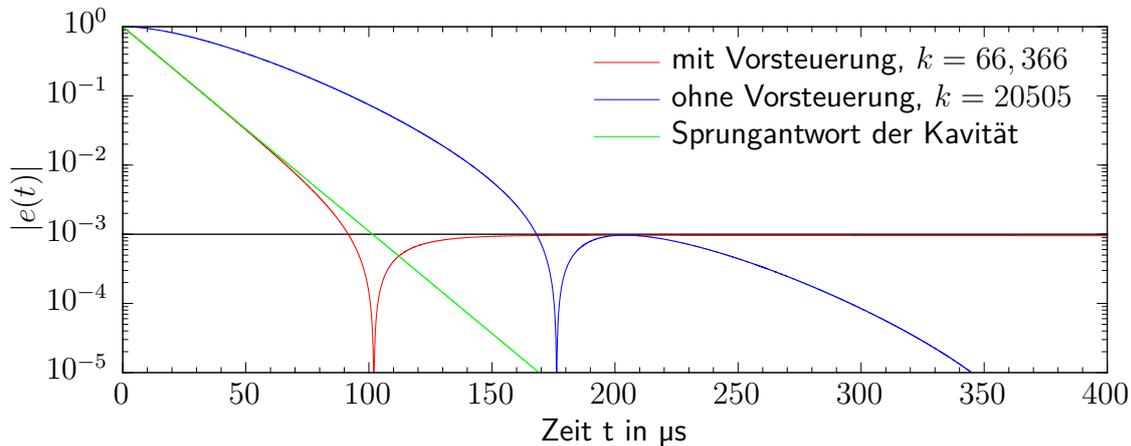


Abbildung 5.12.: Sprungantwort mit Vorsteuerung nach Gl. (5.46) und ohne Vorsteuerung nach Gl. (5.29). Man erkennt, dass die Vorsteuerung die Ausregelzeit zwar nahezu halbiert, sie den Regler aber auch sehr träge macht.

5.5.1. Einfluss einer Vorsteuerung bei totzeitbehafteten Regelkreisen

Eine weiterer Vorteil der Vorsteuerung ist, dass sie unabhängig von Totzeiten ist. Man kann das Vorsteuerungssignal $v(t)$ so auslegen, dass voraussehbare Änderungen bereits berücksichtigt werden, bevor die Regelung darauf reagieren kann. Um dieses Verhalten zu untersuchen, wurde eine numerische Simulation mittels MATLAB [48] und Simulink [49] benutzt. Abbildung 5.13 zeigt das hierbei verwendete Simulinkmodell. Analog zu dem Modell eines totzeitbehafteten Regelkreises aus Kap. 5.4 wird der Integralregler durch den Faktor K_i und den saturierenden Integrator simuliert. Anders als bei dem Modell aus Abschnitt 5.4, ist dieser Integrator nicht auf das Intervall $[0;1]$ sondern auf $[-1;1]$ beschränkt. Dies liegt darin begründet, dass der reale Integralregler ebenfalls negative Werte annehmen kann, die dann auf das Vorsteuerungssignal addiert werden. Im Anschluss werden allerdings nur nicht-negative Werte für die Amplitude zugelassen. Dies wird durch den Saturation-Block simuliert. Die Vorsteuerung besteht aus einem Stufensignalgeber. Ein Schalter erlaubt das Ausschalten der Vorsteuerung, um eine Referenzsimulation durchführen zu können. Der Rest ist analog zum Modell aus Kap. 5.4. Um den Einfluss einer Vorsteuerung auf einen totzeitbehafteten Regelkreis zu untersuchen, wurde durch Iteration des Regelparameters K_i die kleinstmögliche Einregelzeit, bestimmt. Der Algorithmus hierzu ist der gleiche, wie er auch schon in Kap. 5.4 beschrieben wird. Das verwendete MATLAB-Skript ist in Appendix C.3 zu finden.

Es wurde der Einfluss zweier Parameter untersucht. Zum einen der Totzeit und zum anderen des zeitliche Versatzes zwischen dem Sprung der Vorsteuerung (Feed-Forward) und dem der Führungsgröße (PMEM). Um eine aussagekräftigen Referenz zu erhalten, wurde für jede Totzeit die minimale Einregelzeit ohne Vorsteuerung ermittelt. Von dieser wird dann der jeweilige Wert mit Vorsteuerung abgezogen, um einen Zeitgewinn zu berechnen.

In Abb. 5.14 ist der Zeitgewinn gegen die Zeitdifferenz für vier verschiedene

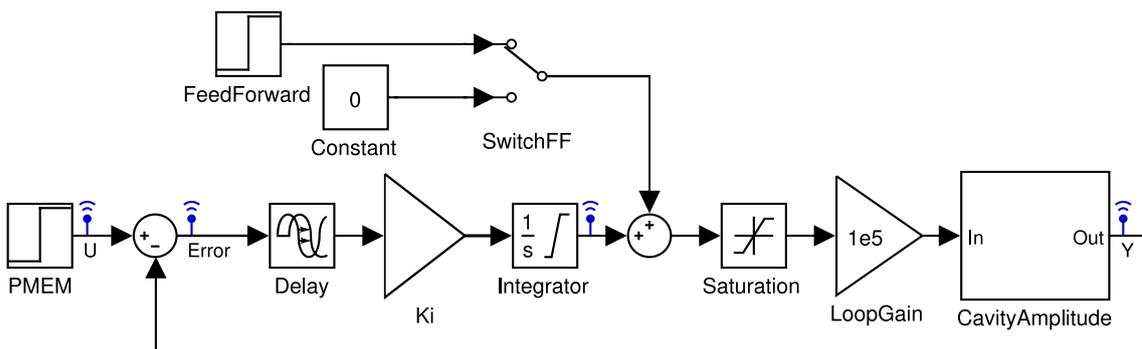


Abbildung 5.13.: Simulinkmodell eines totzeitbehafteten Regelkreises mit Vorsteuerung. Unter dem *CavityAmplitude*-Subsystem befindet sich die Übertragungsfunktion (5.23).

5.5. Einfluss einer Vorsteuerung auf die Amplitudenregelung

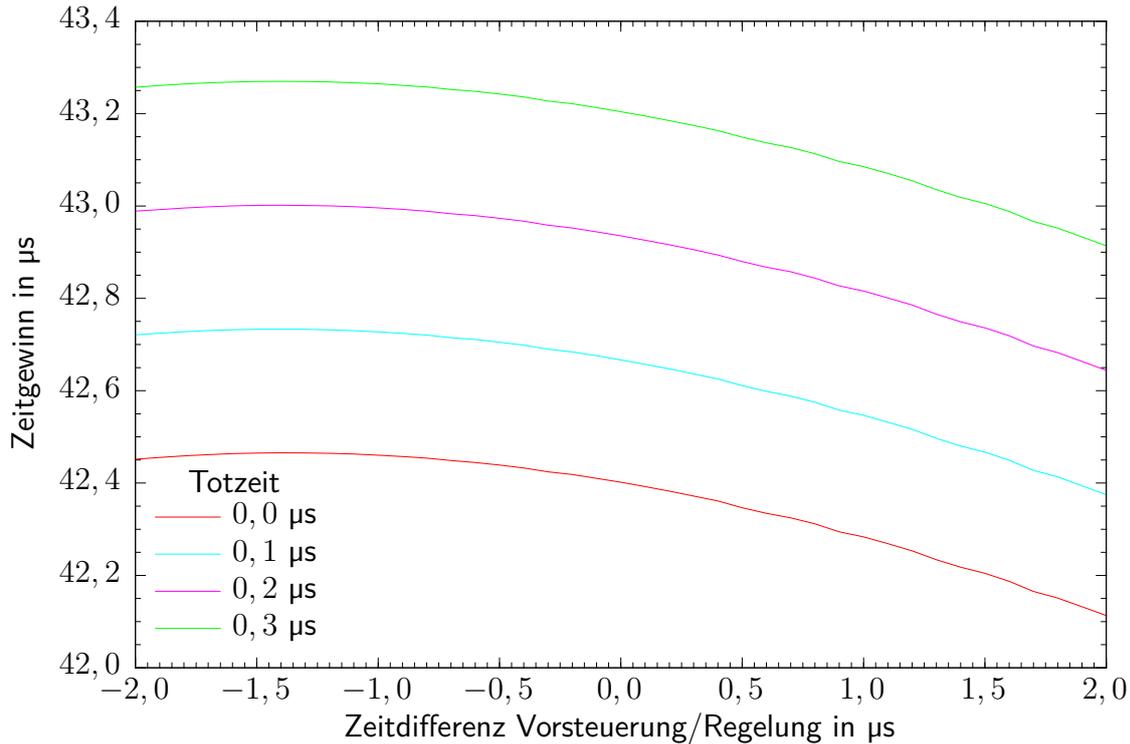


Abbildung 5.14.: Simulation des Einflusses einer Vorsteuerung auf die minimale Einschwingzeit einer Kavität mit der Zeitkonstante $\tau_L = 7,35 \mu\text{s}$ in Abhängigkeit von dem Zeitversatz zwischen der Vorsteuerung und der Führungsgröße der Regelung. Negative Werte zeigen an, dass die Vorsteuerung der Regelung zuvorkommt.

Totzeiten aufgetragen. Man erkennt, dass die Graphen ein Maximum bei einer Zeitdifferenz von etwa $-1,4 \mu\text{s}$ haben. Auch mit zunehmender Totzeit verschiebt sich dieses Maximum kaum. Es gibt also keinen erkennbaren Zusammenhang zwischen der Totzeit und einem Vorgehen der Vorsteuerung. Zudem ist die Verbesserung gegenüber einer Zeitdifferenz von $0 \mu\text{s}$ nur minimal. Daraus folgt, dass die Zeitdifferenz zwischen Vorsteuerung und Regelung, zumindest in diesem Fall, keinen beachtenswerten Einfluss auf die Regelgeschwindigkeit hat. Man erkennt in Abb. 5.14 auch, dass der Einfluss der Totzeit auf den Zeitgewinn recht groß ist. Daher wird in Abb. 5.15 der Zeitgewinn gegen die Totzeit aufgetragen. Man erkennt, dass der Zeitgewinn überproportional mit der Totzeit ansteigt. Eine lineare Regression ergibt:

$$y(t) = (2,67684 \pm 6,1 \cdot 10^{-4}) t + (42,3591 \pm 3,2 \cdot 10^{-3})$$

Suggeriert dieser überproportionale Anstieg des Zeitgewinns zunächst, dass die Einregelzeit mit steigender Totzeit sinken würde, so muss man bedenken, dass der Zeitgewinn relativ zur Einregelzeit ohne Vorsteuerung bestimmt wurde. Diese ist in Abbildung 5.10 im Kap. 5.4 aufgetragen und hat eine Steigung von $3,357$. So wird klar, dass der Zeitgewinn durch die Vorsteuerung nicht ausreicht, um den Zeitverlust

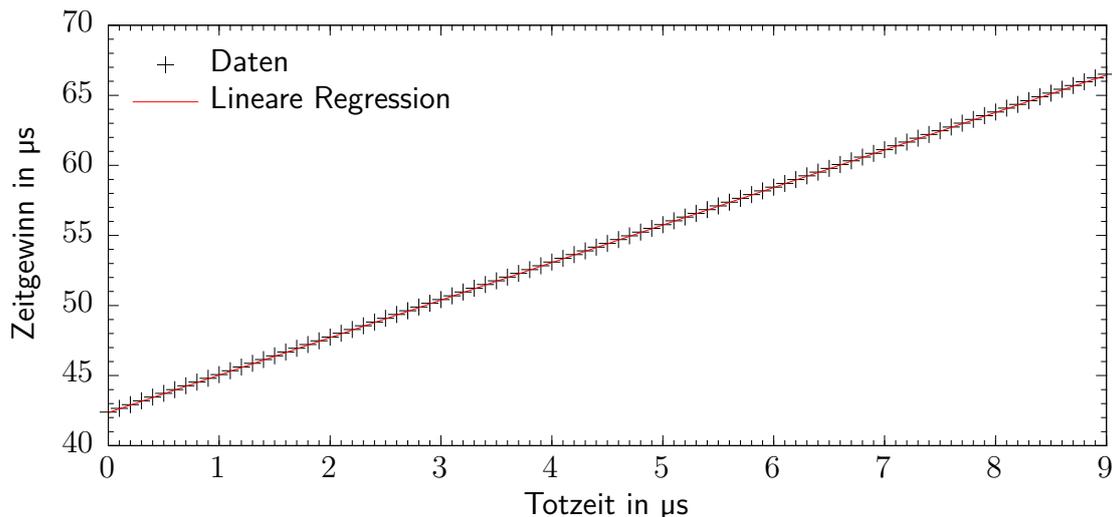


Abbildung 5.15.: Simulation des Einflusses der Vorsteuerung auf den Zeitgewinn totzeitbehafteter Regelkreise.

durch die Totzeit vollständig zu kompensieren. Aber dennoch wird der Effekt der Totzeit deutlich gemindert. Daher ist eine Vorsteuerung in jedem Fall ein deutlicher Gewinn für eine gepulste Regelung.

5.6. Abhängigkeit des Integral-Regelparameters von Zeitkonstante und Totzeit

Wie im Kap. 5.2 gezeigt wurde, liegt der Idealwert für den Regelparameter k der Integralregelung dann vor, wenn der Fehler $e(t)$ nach einem Überschwingen die Schwelle von 10^{-3} nicht mehr überschreitet. Da dieser analytisch nicht zu bestimmen ist, wird in diesem Kapitel numerisch untersucht, in welchem Zusammenhang er zur Zeitkonstante τ_L und der Totzeit steht. Zu diesem Zweck wurden Simulationen mit dem in Kap. 5.4 beschriebenen Simulink-Modell (siehe Abb. 5.8) durchgeführt. Um den Parameterraum und den Zeitaufwand für die Simulation überschaubar zu halten, wurde der Amplitudenregler nicht auf einen PI-Regler erweitert. Da die Zeitkonstante τ_L über mehrere Größenordnungen variiert wird, ist es notwendig die Simulationszeit und den Abstand der diskreten Simulationsschritte von τ_L abhängig zu machen. Aus diesem Grund wurde auch die Totzeit als Vielfaches von τ_L definiert. Das verwendete Skript ist in App. C.4 zu finden.

Bei der Analyse der Simulationsergebnisse hat sich ein Zusammenhang in Form einer Potenzfunktion zwischen der Zeitkonstanten τ_L und dem Regelparameter k ergeben. Um diesen Zusammenhang zu untersuchen, wurden die Daten mit Hilfe von MATLAB einer Regressionsanalyse unterzogen. In Abb. 5.16 sind die Regressionen für fünf Totzeiten aufgetragen. Eine Potenzfunktion wird durch

5.6. Abhängigkeit des Integral-Regelparameters von Zeitkonstante und Totzeit

$$k = b \cdot \tau_L^a$$

parametrisiert. Bei der Regression für verschiedene Totzeit- τ_L -Verhältnisse ist aufgefallen, dass der Regressionsparameter a bei -1,0000 bis -1,0005 liegt. Man kann ihn also gut als -1 annehmen, wodurch sich die Parametrisierung auf

$$k = b \cdot \frac{1}{\tau_L}$$

vereinfacht. Leider gibt es keinen ersichtlichen Zusammenhang zwischen k und der Totzeit. Es gibt, im Rahmen des verwendeten Modells, einen direkten Zusammenhang zwischen dem Regelparameter k und der Zeitkonstanten τ_L . Steigt τ_L um eine Größenordnung, so muss k um eine Größenordnung gesenkt werden.

Im folgenden Kapitel werden die im Rahmen dieser Arbeit getroffenen Maßnahmen zur gepulsten Regelung vorgestellt.

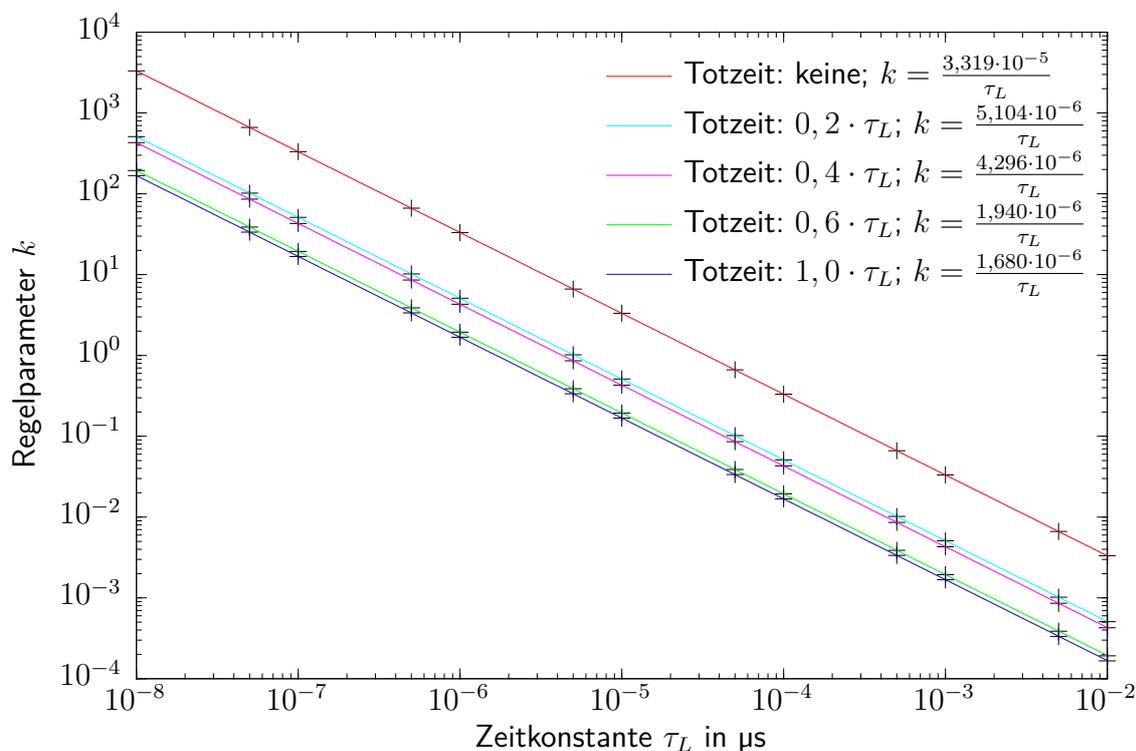


Abbildung 5.16.: Der potenzfunktionale Zusammenhang zwischen der Zeitkonstanten τ_L und dem Regelparameter k für verschiedene Totzeiten. Man erkennt den Zusammenhang zwischen dem Regelparameter k und der Zeitkonstante τ_L . Der Zusammenhang zwischen k und der Totzeit hingegen ist unregelmäßig. Das für diese Simulation verwendete MATLAB-Skript ist im App. C.4 zu finden.

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte, gepulste 325 MHz Hochfrequenzregelung des p-Linac stellt im Wesentlichen eine Weiterentwicklung der kontinuierlichen Hochfrequenzregelung des S-DALINAC bei 3 GHz [7, 6] dar. Im folgenden werden die für eine Anpassung an die gepulsten HF-Regelung des p-Linac notwendigen technischen Änderungen und Ergänzungen an der in Kapitel 4 beschriebenen HF-Regelung erläutert.

6.1. Zeitabhängige Amplitudenregelung

Wie in Kap. 2.2 erwähnt wird, wird der p-Linac einen gepulsten Protonenstrahl mit einer Pulslänge von $36 \mu\text{s}$ bei einer Repetitionsrate von maximal 4 Hz bereitstellen. Dies entspricht einem Tastgrad von $1,44 \cdot 10^{-4}$. Damit die Kavitäten nicht über 99,9% der Zeit Verlustleistung erzeugen ohne einen Strahl zu beschleunigen, wird die Hochfrequenzleistung ebenfalls gepulst. Dies erfordert zeitabhängige Amplitudensetzwerte für die HF-Regelung.

Die HF-Regelung des S-DALINAC ist für einen kontinuierlichen Betrieb ausgelegt. Eventuell notwendige Anpassungen der Amplitude, z.B. aufgrund von Temperaturdrifts können vom Operateur vorgenommen werden. Zeitabhängigkeiten sind in diesem System nicht vorgesehen. Aus diesem Grund musste für die Weiterentwicklung auf einen gepulsten Betrieb der CPU eine neue Art von Speicher hinzugefügt werden. Dieser PMEM genannte Speicher ist dem Konstanten-Speicher ähnlich, aus dem die Setzwerte üblicherweise ausgelesen werden. Er unterscheidet sich von ihm dadurch, dass die Speicherplätze nicht einzeln ausgelesen werden können, sondern sequenziell ausgegeben werden. In Abb. 6.1 ist die Funktionsweise eines PMEM skizziert. Es besteht aus einem der 116 Dual-Port Block RAMs, welche im Spartan 6 FPGA enthalten sind [43]. In diesem Fall ist einer der beiden Ports zum Schreiben in den Speicher und der andere zum Lesen des Speichers vorgesehen. Dies erlaubt es, unabhängig voneinander in den Speicher zu schreiben und aus ihm zu lesen.

Der Block RAM ist so konfiguriert, dass er 1024 Speicherplätze mit einer Wortbreite von je 18 bit zur Verfügung stellt. Die Adresse des Ports, von dem die Werte ausgelesen werden, wird nicht von außen übernommen, sondern in einem Adressregister mit einer Wortbreite von 10 bit vorgehalten. Ein Triggersignal setzt den Wert des Adressregisters auf eins. Beendet der Regelalgorithmus eine Regelschleife, so wird das Adressregister um eins inkrementiert, es sei denn, das Adressregister hat

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

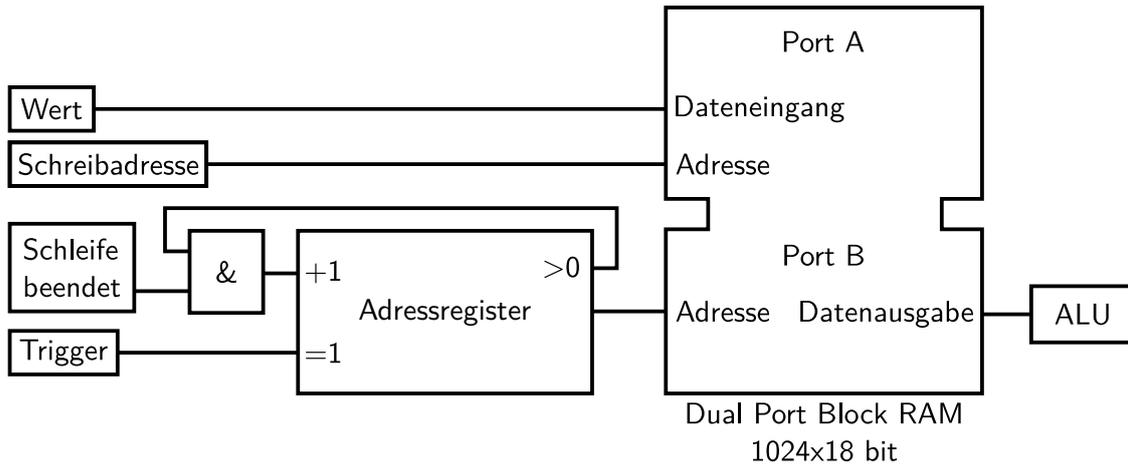


Abbildung 6.1.: Vereinfachte Darstellung der Funktionsweise des PMEM.

den Wert Null. Erreicht das Adressregister seinen Maximalwert von 1024, so läuft es arithmetisch über, und nimmt den Wert Null an. Dadurch wird verhindert, dass der Inhalt des Speichers wiederholt ausgegeben wird, wenn vor dem Ende der 1024 Schleifendurchläufe kein Triggersignal kommt. Das Triggersignal wird intern erzeugt. Dazu wird bei jedem Schleifendurchlauf ein Zähler inkrementiert, bis er einen von außen gesetzten Wert erreicht. Ist der Wert erreicht, so wird der Zähler zurückgesetzt und das Triggersignal ausgelöst. Das Triggersignal wird auch als TTL-Signal auf zwei Pins auf dem LLBBC-Board ausgegeben, so dass es für Experimente zum Synchronisieren zur Verfügung steht. Auf die gleiche Weise lässt sich grundsätzlich auch ein TTL-Signal von außen einspeisen, um z.B. den PMEM zu triggern.

Da der Zähler des Triggers eine Wortbreite von 18 bit hat, ist die maximale Periodendauer zwischen zwei Triggersignalen auf höchstens 262144 Zyklen beschränkt. Die Taktrate des ADCs, welche auch die Dauer eines Regelzyklus definiert, ist etwa 880 kHz. Dies führt zu einer Zyklusdauer von 1,136 μ s, woraus für den internen Trigger eine maximale Periodendauer von etwa 297,89 ms folgt. Repetitionsraten von 4 Hz, was der maximalen Repetitionsrate am p-Linac entspricht, lassen sich darstellen. In Abb. 6.2 ist skizziert, wie der PMEM in die CPU integriert ist. Der Wert, welcher aktuell am Ausgang des PMEM anliegt, kann ähnlich wie der Wert eines ADCs mit der Operation „Laden“ in eine Variable oder ein Register geladen werden.

Beschrieben wird der PMEM durch den Mikrocontroller des LLBBC-Boards, welcher über einen CAN-Bus mit dem Steuerrechner kommuniziert. Da die Übertragungsrate des CAN-Busses 1 Mbit/s beträgt und nicht exklusiv für die Übertragung der PMEM-Daten genutzt wird, kann das Beschreiben des ganzen PMEM mehrere Sekunden in Anspruch nehmen. Daher ist es nicht möglich, die in ihm abgelegte Pulsform von Puls zu Puls zu ändern.

In Abb. 6.3 ist ein Regelalgorithmus zur gepulsten Regelung normalleitender Kavitäten skizziert. An die Stelle des Amplitudensetzwertes in Abb. 4.7 ist die

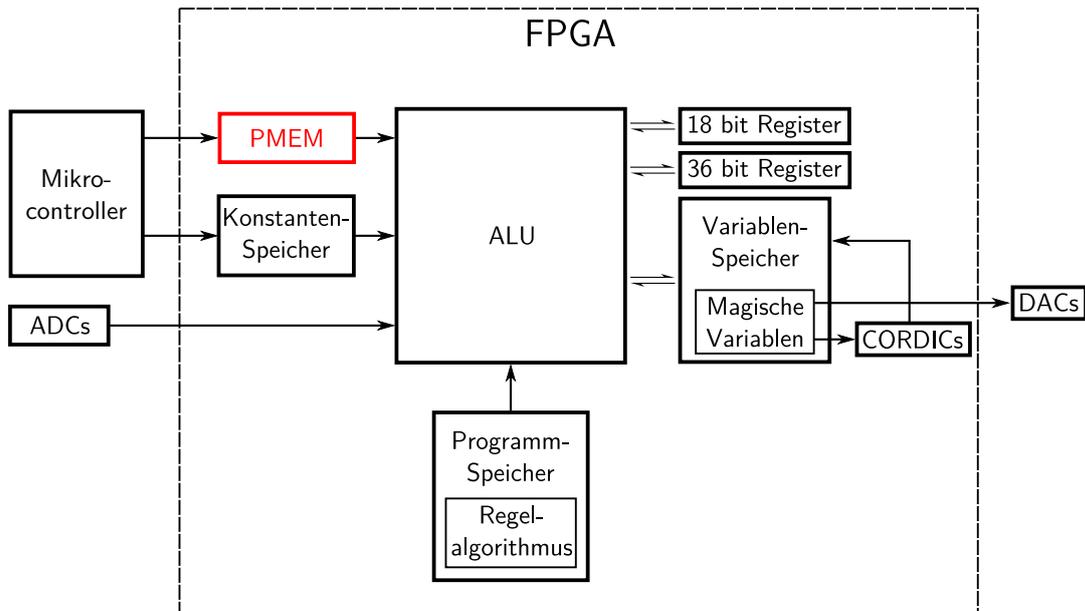


Abbildung 6.2.: Schematische Darstellung der um ein PMEM erweiterten CPU.

Ausgabe des PMEM getreten, welche um den Faktor „Amplitudensetzwert“ skaliert werden kann. Dadurch ist es möglich, die Amplitude während der Laufzeit zu ändern, ohne dass man den PMEM langwierig neu beschreiben müsste. Da dieser Skalierungsfaktor nur Werte im Intervall $[-1, 0; 1, 0[$ annehmen kann, ist es sinnvoll, für die Pulsform im PMEM das Intervall $[0, 0; 1, 0[$ vollständig auszunutzen, um mit der Skalierung einen möglichst großen Wertebereich abdecken zu können. Die Integralregler wurden durch PI-Regler ersetzt, um die in Kap. 5.3 dargelegten Vorteile zu nutzen.

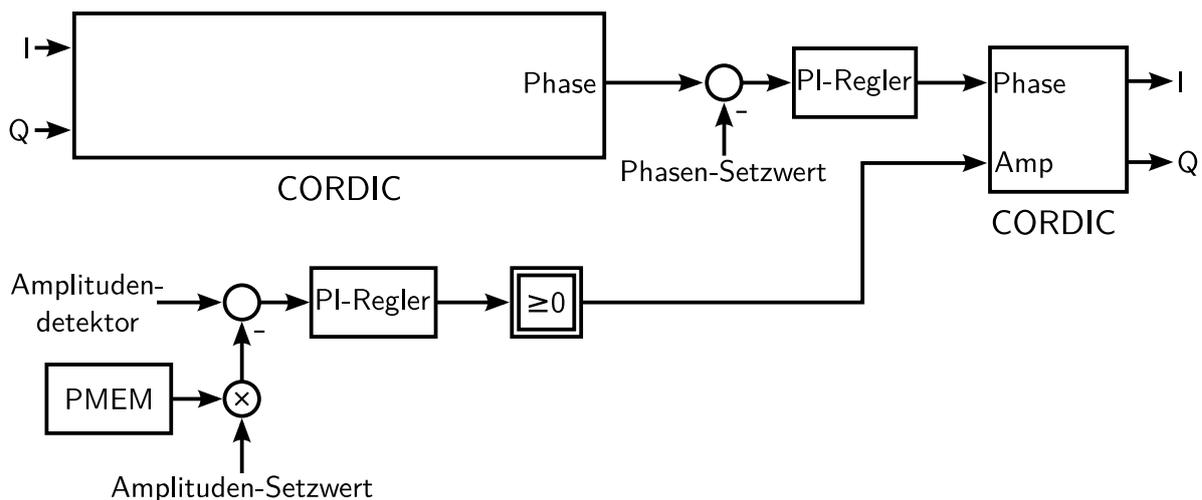


Abbildung 6.3.: Algorithmus für die gepulste Regelung mit PMEM und PI-Reglern

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

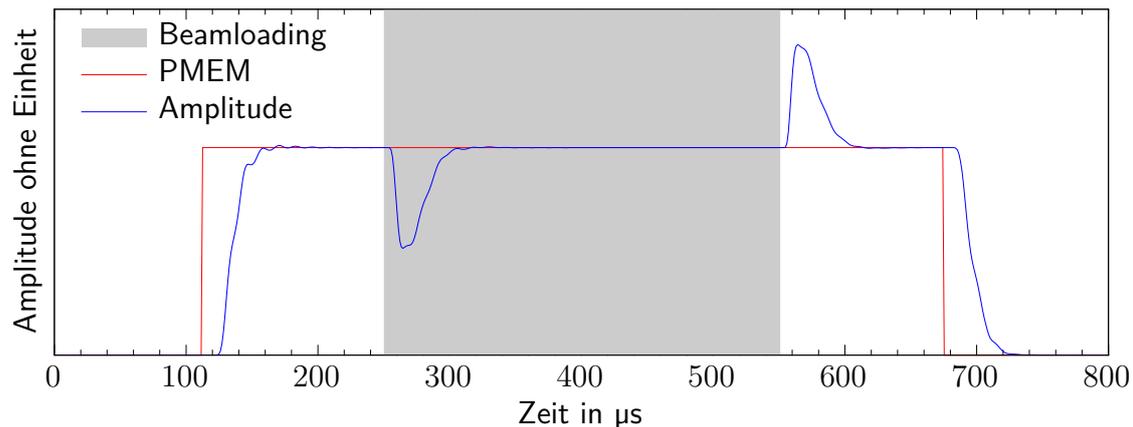


Abbildung 6.4.: Messung der Amplitude und des PMEM während einer gepulsten Regelung. Während des Pulses wird das Beamloading des gepulsten Strahls simuliert.

Abbildung 6.4 zeigt die Amplitude einer auf diese Weise gepulst geregelten Kavität. Diese Werte wurden direkt aus dem FPGA ausgelesen. Daher sind auf der Ordinate keine Werte aufgetragen. In dieser Messung wurde zusätzlich Beamloading simuliert, indem das Signal aus der Regelung mit einem um π phasenverschobenen HF-Puls kombiniert wurde. Daher zeigt die Amplitude Ausschläge am Beginn bzw. am Ende dieser Störung. Man erkennt an dieser Messung, dass die Regelung über $50 \mu\text{s}$ benötigt, um auf eine Störung in der zu erwartenden Größenordnung des Beamloadings zu reagieren. Bis die gewünschte Amplitudenabweichung von 10^{-3} unterschritten wird, können bis zu $100 \mu\text{s}$ vergangen sein. Bedenkt man, dass der in Kap. 2.2 beschriebene Strahlpuls lediglich $36 \mu\text{s}$ dauert, so ist dies eine viel zu lange Zeit. Daher werden in den Kap. 6.4 bis 6.6 Maßnahmen zur Verbesserung der Regelgeschwindigkeit beschrieben.

6.2. Entwicklung eines 325 MHz HF-Boards

Die HF-Boards der Regelung des S-DALINAC sind für eine Betriebsfrequenz von 3 GHz ausgelegt. Das HF-Board mit der Bezeichnung *ADL5375D* [50] wurde für eine große Bandbreite konzipiert. Insbesondere sind die verwendeten Quadratur-(De-)Modulatoren für den Betrieb ab einer Frequenz von 400 MHz spezifiziert. Um zu testen, ob der Demodulator des 400 MHz Boards dennoch für den Betrieb bei 325 MHz geeignet ist, wurde das demodulierte I/Q-Signal vermessen. Dazu wurden die Lokaloszillator-Frequenz und die Hochfrequenz am HF-Eingang um etwa 1 kHz zueinander verstimmt. Dies führt zu einem rotierenden I/Q-Vektor mit eben dieser Differenzfrequenz. Bei einer idealen Demodulation sollte der I/Q-Vektor jetzt einen perfekten Kreis beschreiben, bzw. das I- und das Q-Signal zwei perfekte, um 90° phasenverschobene Sinussignale. Abbildung 6.5 zeigt den „Kreis“, den dieses Board

bei 325 MHz beschreibt. Es ist deutlich zu sehen, dass die Messung stark vom Ideal abweicht. Dies kommt dadurch zustande, dass die Phase zwischen dem I- und dem Q-Signal nicht mehr exakt 90° ist. Dies führt wiederum zu der in Abbildung 6.5 dargestellten Abhängigkeit des Phasenfehlers von der tatsächlichen Phase. Wie man erkennt, kann der Phasenfehler innerhalb von 90° um bis zu $0,4^\circ$ variieren. Dies führt dazu, dass eine geforderte Phasenstabilität von $0,1^\circ$ mit diesem HF-Board nicht zu erreichen ist. Aus diesem Grund wurde im Rahmen dieser Arbeit ein neues HF-Board entwickelt und getestet. Abbildung 6.6 zeigt ein Foto dieses neuen 325 MHz HF-Boards.

Der maßgebliche Unterschied zwischen diesem HF-Board und seinem Vorgänger sind der Quadratur-Modulator und -Demodulator. Diese sind für Frequenzen zwischen 30 MHz und 2 GHz ausgelegt [51, 52]. Sie benötigen allerdings eine doppelte Lokalszillator-Frequenz. Um unnötige Komplikationen zu vermeiden, wurde sich gegen einen Frequenzverdoppler auf dem HF-Board entschieden, so dass die doppelte Frequenz am LO-Eingang anliegen muss. Eine weitere Anpassung an die veränderte Betriebsfrequenz sind angepasste Power Splitter.

Um den Phasenfehler dieses neuen HF-Boards zu testen, wurde, analog zu der oben vorgestellten Messung, der Phasenfehler des Demodulators im Bezug auf die tatsächliche Phase bestimmt. In Abb. 6.7 werden die Ergebnisse vom alten HF-Board *ADL5375D* und neuem HF-Board *ADL5385* einander gegenübergestellt. Wie man sehen kann, bleibt der Phasenfehler des neuen HF-Boards stets zwischen $-0,05^\circ$ und $+0,05^\circ$ und erfüllt damit die Anforderungen. Um das neue HF-Board auch im Betrieb zu testen, ist ein Resonator mit einer Resonanzfrequenz von etwa 325 MHz nötig. Da es am Institut für Kernphysik keinen solchen Resonator gibt,

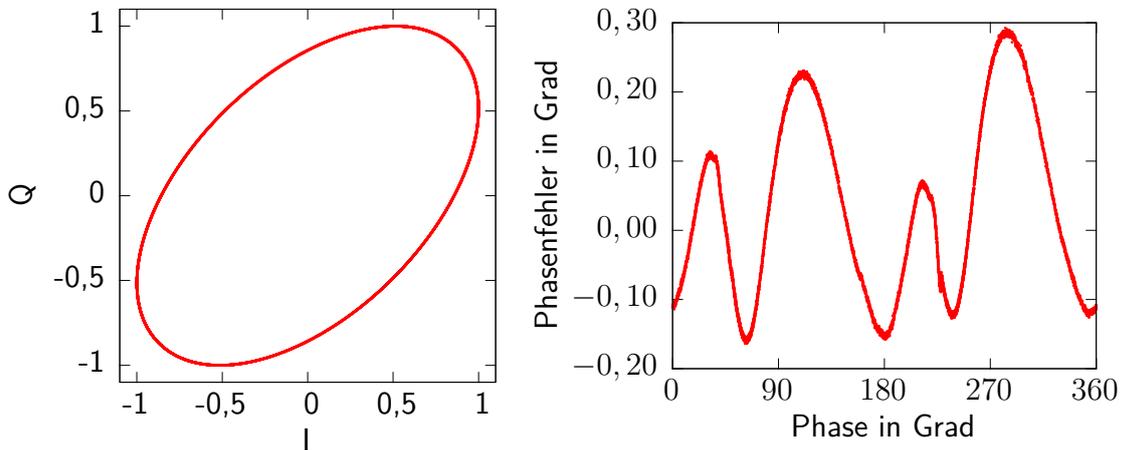


Abbildung 6.5.: Links: Deformierter I/Q-Kreis des außerhalb seiner Spezifikation bei 325 MHz betriebenen Quadratur-Demodulators. Rechts: Der daraus resultierende Phasenfehler in Abhängigkeit von der Referenzphase.

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

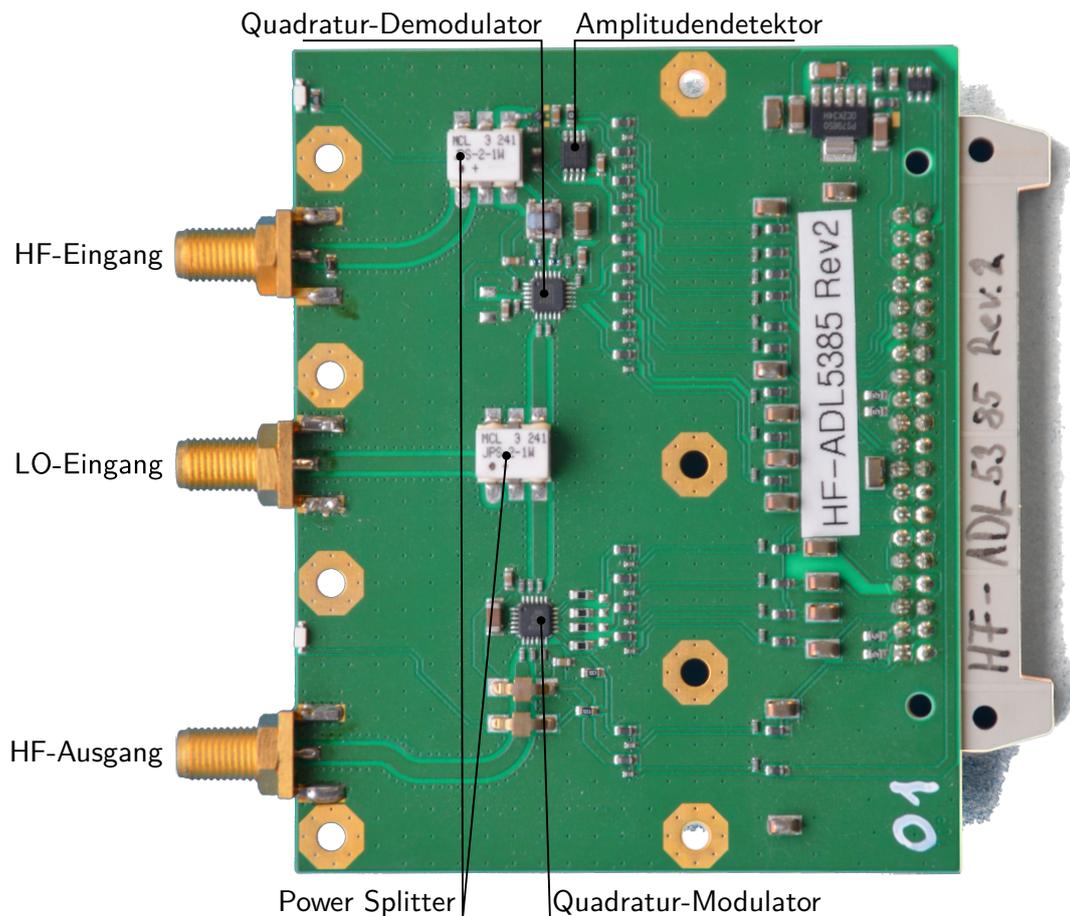


Abbildung 6.6.: Das neu entwickelte HF-Board *ADL5385* für 325 MHz.

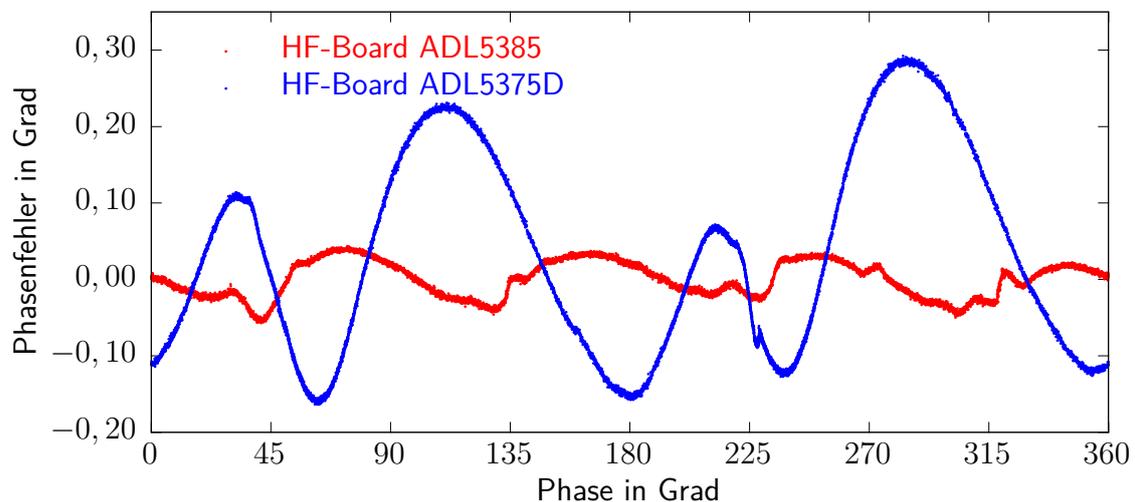


Abbildung 6.7.: Phasenfehler des alten und des neuen HF-Boards in Abhängigkeit von der Phase. Gemessen wie in App. B.2 beschrieben.

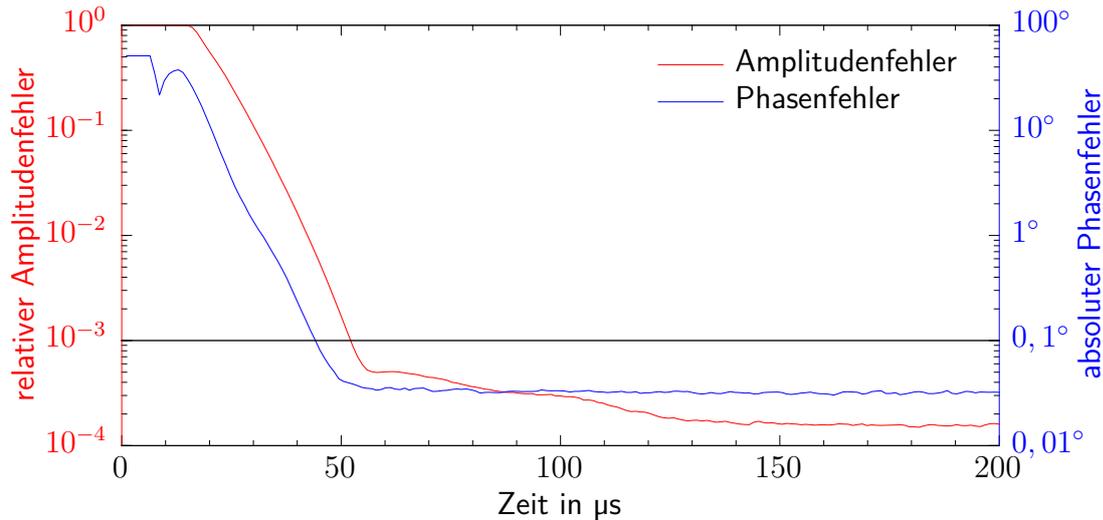


Abbildung 6.8.: Phasen- und Amplitudenfehler einer Kavität, gemessen mit neuem HF-Board bei 325 MHz. Darstellung gemittelt über etwa 1000 Pulse.

wurde diese Messung beim *GSI Helmholtzzentrum für Schwerionenforschung* mit einer normalleitenden Kavität mit einer Resonanzfrequenz von etwa 108,4 MHz durchgeführt. Diese wurde in ihrer dritten Mode angeregt, was in etwa 325,2 MHz entspricht. In Abb. 6.8 ist ein Ergebnis dieser Messung geplottet. Sowohl der relative Amplitudenfehler als auch der absolute Phasenfehler unterschreiten ihre jeweiligen Sollwerte von 10^{-3} bzw. $0,1^\circ$.

Damit ist es gelungen, ein HF-Board zu entwickeln, das alle Anforderungen erfüllt. Mit einem Frequenzbereich von 30 MHz bis 2 GHz [51, 52] erweitern die neuen HF-Boards das Spektrum nach unten. So gab es schon erste erfolgreiche Tests mit einer leicht modifizierten Version dieses Boards bei 160 MHz am supraleitenden Ionenbeschleuniger ALPI am Laboratori Nazionali di Legnaro [14].

6.3. Integralregler-Windup und Gegenmaßnahmen

In Abb. 6.9 ist das Verhalten des Integrators für die Phasenregelung über mehrere Pulse aufgetragen. Man erkennt, wie der Integrator außerhalb des Pulses kontinuierlich weiterläuft. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der CORDIC, wenn die Amplitude nur wenige bit groß ist, auch nur wenige diskrete Phasen bestimmen kann. Daraus folgen zwei Effekte. Zum einen wirken sich kleine Änderungen der Phase (z.B. Phasenrauschen) nicht mehr auf das Ergebnis des CORDIC aus und zum anderen ist die Wahrscheinlichkeit groß, dass der Phasensetzwert keinem dieser diskreten Werte entspricht. Zudem hat der Wert des Integrators keinen Einfluss mehr auf die gemessene Phase. Dies führt zu einem konstanten Phasenfehler, der den arithmetisch überlaufenden Integrator (siehe Kap. 4.3.1) „im Kreis drehen“ lässt. In Abb. 6.9 erkennt man auch, wie sich nach dem Puls der Zustand des Integrators,

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

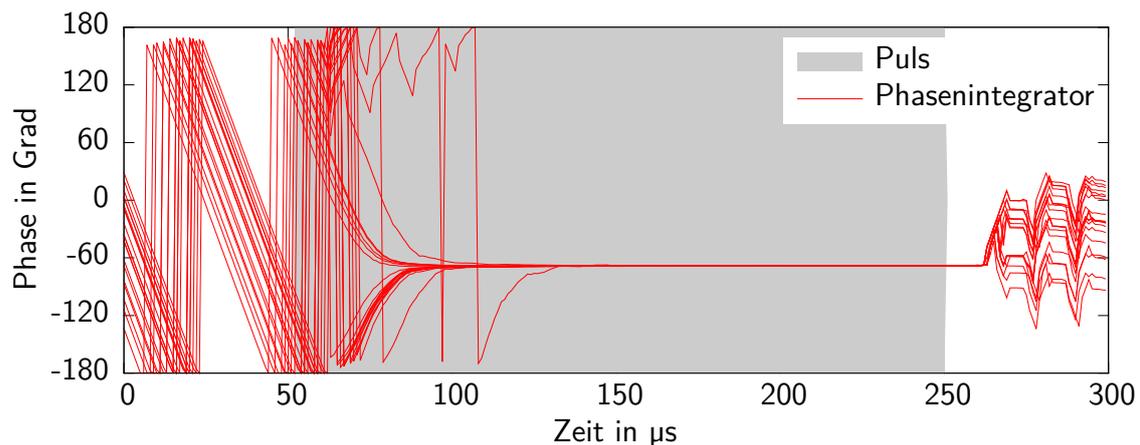


Abbildung 6.9.: Messung des Windup-Verhaltens des Integrators für die Regelung der Phase.

wahrscheinlich aufgrund von Rauschen, verschiedenartig weiterentwickelt. Dadurch ist der Zustand des Integrators am Anfang eines jeden Pulses verschieden, was zu teilweise erheblichen Störungen des Einregelverhaltens und dadurch zu deutlich erhöhten Einregelzeiten führt. Der Effekt, dass ein Integralregler weiterläuft, wenn der Fehler nicht auf Null geregelt werden kann, wird „Windup“ genannt. Um dem Windup-Effekt des Phasenreglers entgegenzuwirken, wurde ein sogenannter bedingter Integrator implementiert, wie er in [53] beschrieben wird. Der Regelalgorithmus wurde dazu um ein Feld „HOLD“ erweitert. In diesem Feld kann eine von bis zu vier Bedingungen ausgewählt werden die erfüllt sein muss, damit der Integrator, der im selben Zyklus als Ziel für die Operation angegeben ist, aufintegriert. Eine dieser Bedingungen lässt den Integrator ungehindert laufen, damit es weiterhin möglich ist, Integralregler ohne Bedingung zu benutzen. Eine andere Bedingung hält den Integrator fest, wenn der Wert vom PMEM von Null verschieden ist. Damit wird sichergestellt, dass der Integrator ausserhalb der Pulse nicht mehr „rotiert“. Eine dritte Bedingung wurde später im Laufe dieser Arbeit, als die Vorsteuerung implementiert wurde (siehe Kap. 6.6), so definiert, dass der Wert der Vorsteuerung von Null verschieden sein muss. In Abb. 6.10 wird das Verhalten des bedingten Integralreglers für die Phase dargestellt. Auch in dieser Messung sind mehrere Pulse einander überlagert. Man erkennt deutlich, dass der Zustand des Reglers zum Beginn des Pulses stets derselbe ist. Auch ist er bereits in der Nähe des Wertes, den er während des Pulses annimmt. Dadurch kann sich der Phasenregler zuverlässig und schnell einregeln.

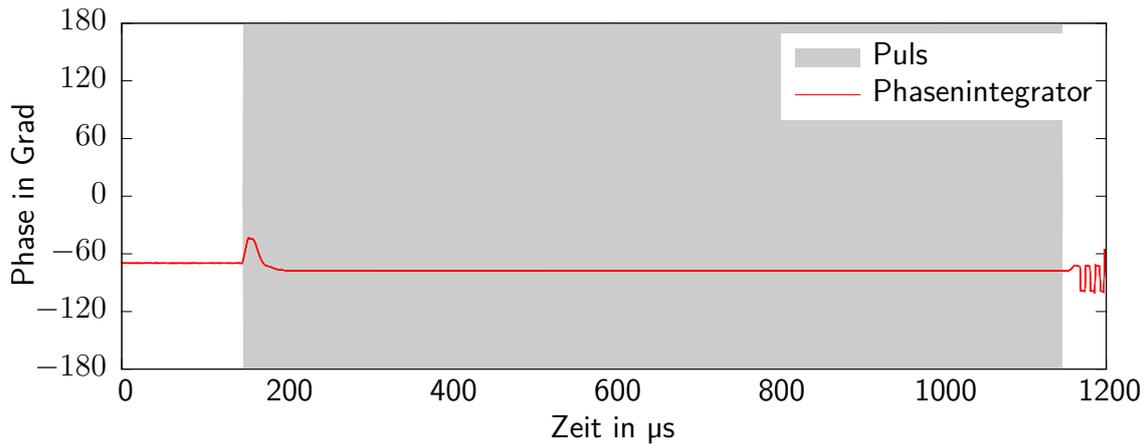


Abbildung 6.10.: Messung des Integratorverhaltens für die Phasenregelung mit Anti-Windup-Maßnahme.

6.4. Anpassung der Aliasing-Filter auf dem FPGA-Board

Aliasing ist ein Effekt, der bei der Digitalisierung von Signalen auftritt. Um ein Signal zu digitalisieren, wird es in diskreten, äquidistanten Zeitschritten abgetastet. Zwischen zwei Zeitschritten wird das Signal in der Regel linear interpoliert. Tastet man das Signal mit einer zu niedrigen Frequenz ab, so kommt es durch diese Unterabtastung zur Fehlinterpretation des Signals. Wie in Abb. 6.11 gezeigt wird, wird in diesem Fall ein hochfrequentes Signal als Signal niedrigerer Frequenz interpretiert. Entsprechend dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem [41] werden die Bestandteile

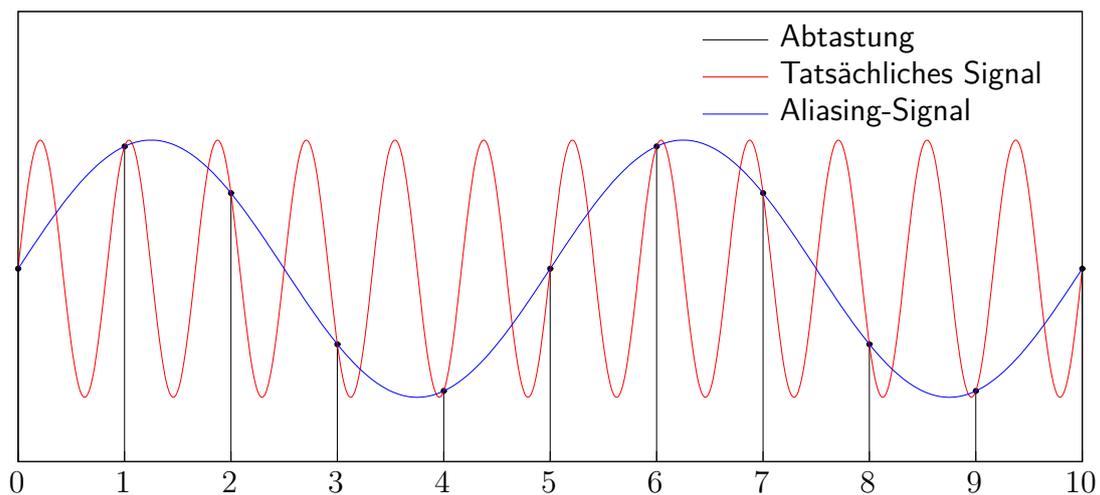


Abbildung 6.11.: Veranschaulichung des Alias-Effektes durch Unterabtastung.

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

eines Signals mit Frequenzen über der Hälfte der Abtastfrequenz (Nyquist-Frequenz) an dieser gespiegelt. Wie in Kap. 4 beschrieben, sind auf dem LLBBC-Board Tiefpassfilter vor die Analog-Digital-Wandler geschaltet, um Aliasing zu verhindern (siehe Abb. 6.12).

Die Tiefpassfilter haben den Zweck, alle über der Nyquist-Frequenz liegende Signalbestandteile zu unterdrücken. Bei der Hochfrequenzregelung des S-DALINAC ist dies besonders wichtig, da die 20-zelligen, supraleitenden Kavitäten etwa 700 kHz neben der Resonanzfrequenz eine Passbandmode besitzen. Ein nicht ausreichend stark unterdrücktes Rauschen könnte diese Mode anregen, wodurch in der supraleitenden Kavität mehr Verlustleistung erzeugt würde. Daher wurden sehr starke Pi-Filter als Anti-Alias-Filter realisiert. Diese sollten bei der Nyquist-Frequenz von etwa 500 kHz eine Unterdrückung von mindestens -40 dB aufweisen [14]. In Abb. 6.13 ist links der Schaltplan für einen Pi-Filter, wie er auf dem LLBBC-Board Verwendung findet, dargestellt. Bei einem Pi-Filter handelt es sich um einen Butterworth-Filter [54] dritter Ordnung. Butterworth-Filter haben oberhalb der Grenzfrequenz einen möglichst konstanten Frequenzgang, um dann mit -20 dB pro Frequenzdekade und Ordnung

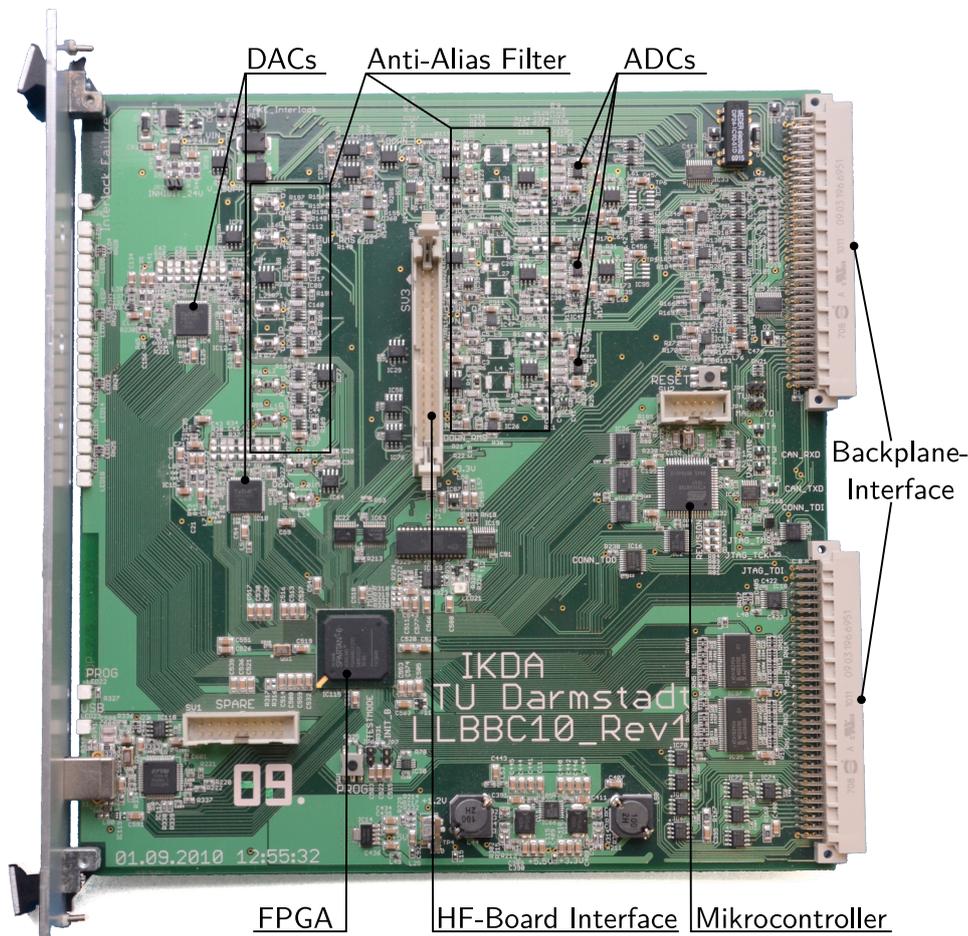


Abbildung 6.12.: Draufsicht auf das LLBBC-Board.

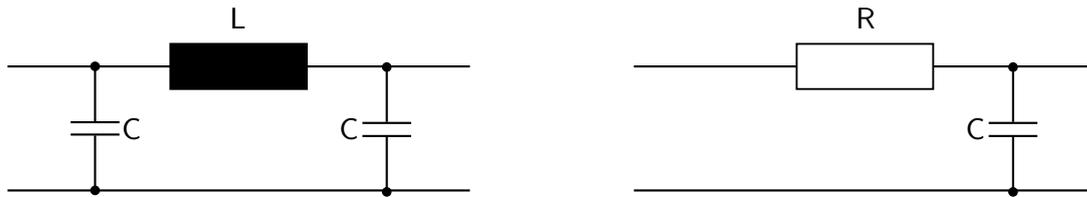


Abbildung 6.13.: Links: Ein Pi-Filter in CLC Bauweise, Rechts: Ein RC-Glied.

des Filters monoton abzufallen. In Abb. 6.14 ist der Frequenzgang des Anti-Aliasing-Filters dritter Ordnung neben dem eines Filters erster Ordnung dargestellt. Da die Grenzfrequenz 100 kHz ist und die Dämpfung bei einem Filter dritter Ordnung 60 dB pro Dekade beträgt, wird die geforderte Unterdrückung von -40 dB bereits bei etwa 400 kHz erreicht. Das Filter erster Ordnung weist bei der Nyquist-Frequenz von 500 kHz nur eine Unterdrückung von etwa 10 dB auf. In Abb. 6.15 sind die Sprungantworten eines Filters erster und dritter Ordnung aufgetragen. Man erkennt, dass das Filter dritter Ordnung das Signal deutlich verschlechtert. Insbesondere die Tatsache, dass das Signal während der ersten Mikrosekunde kaum zu reagieren scheint, wirkt wie eine zusätzliche Totzeit auf den Regelkreis. Dieser Effekt ist für eine schnelle, gepulste Regelung ungünstig, daher wurden die Filter auf einem LLBBC-Board auf Filter erster Ordnung in Form von RC-Gliedern reduziert (siehe Abb. 6.13). Da dazu lediglich die Induktivität und ein Kondensator zu entfernen sind, ist dies auch ohne Neudesign des LLBBC-Board möglich. Wie in Abb. 6.14 zu erkennen, beträgt die Dämpfung dieses Filters bei der Nyquist-Frequenz von 500 kHz

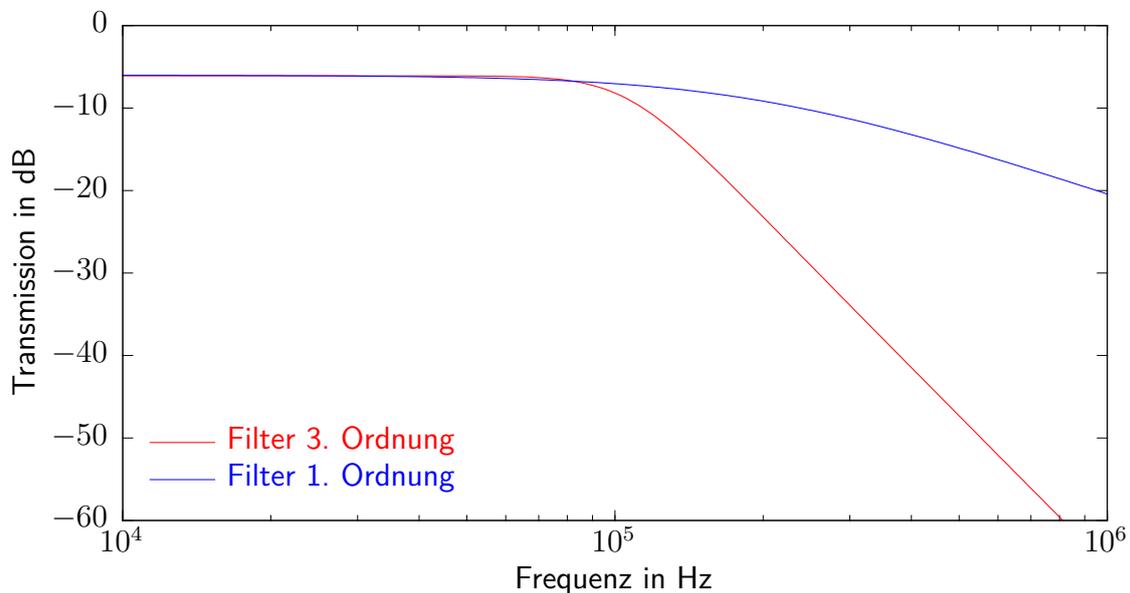


Abbildung 6.14.: Spektra eines Tiefpassfilters dritter und erster Ordnung. Modelliert mit LTspice IV [55].

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

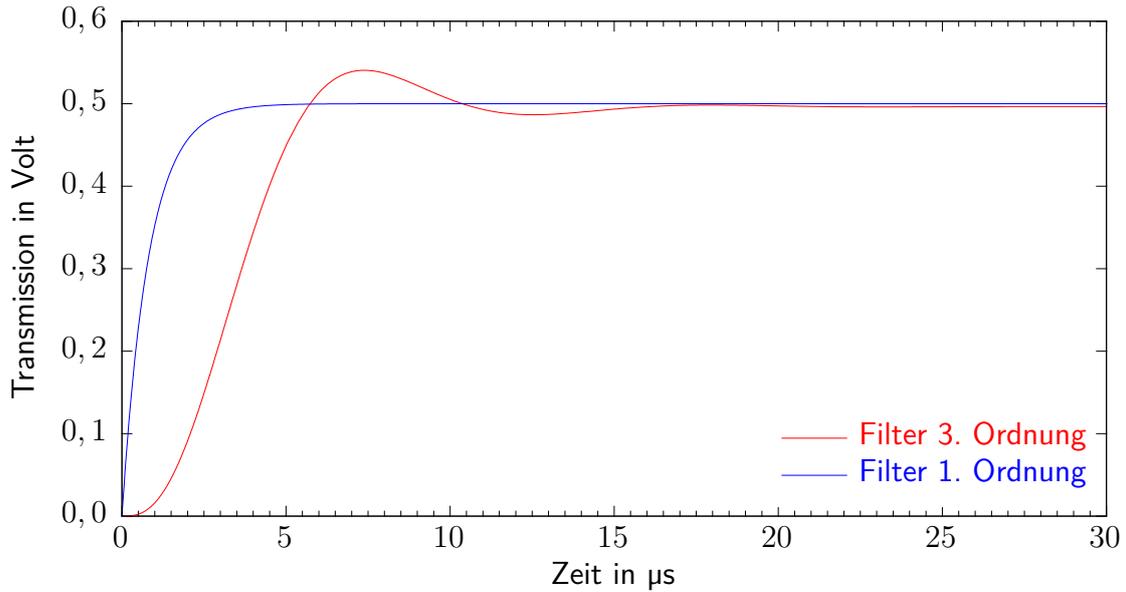


Abbildung 6.15.: Transmission eines Sprungs durch einen Tiefpassfilter dritter und erster Ordnung. Modelliert mit LTspice IV [55].

etwa -15 dB. Da die CH-Kavitäten normalleitend sind, sollte dies die Anregung der Passbandmode in den gekoppelten Kavitäten ausreichend unterdrücken. Die Transmission durch den Filter erster Ordnung, die in Abb. 6.15 zu sehen ist, ist für eine schnelle Regelung wesentlich günstiger. Insbesondere die prompte Reaktion auf das Eingangssignal ist für eine schnelle Regelung von Vorteil.

Um die Annahmen aus der Simulation zu überprüfen, wurde die Transmission durch die Filter gemessen. Der Messaufbau hierfür ist in Abb. 6.16 skizziert. Da alle Filter baugleich sind, wurde sich auf die Messung des Filters des Amplitudendetektors beschränkt. Ferner kann auf diese Art und Weise auf einen zweiten HF-Generator als Lokaloszillator verzichtet werden und auch die Phase muss nicht berücksichtigt werden. Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abb. 6.17 aufgetragen. Obwohl die

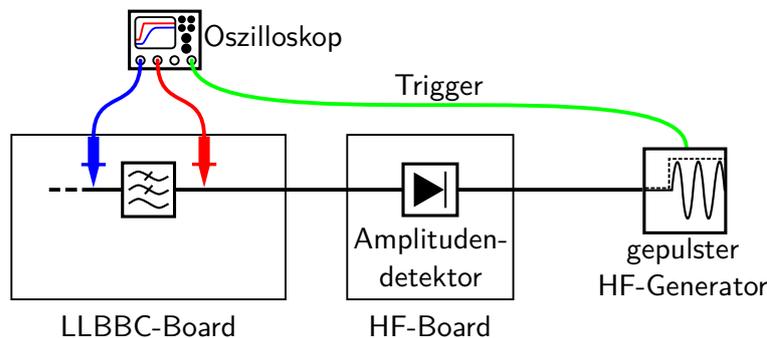


Abbildung 6.16.: Skizze des Messaufbaus für die Transmission durch den Filter.

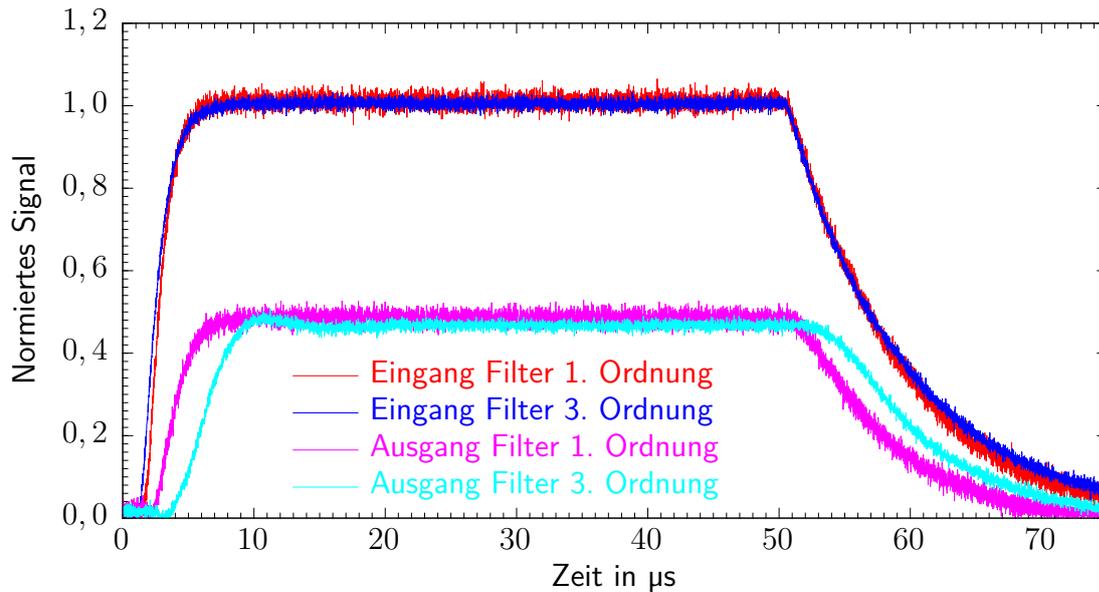


Abbildung 6.17.: Gemessene Transmission durch einen Filter dritter und einen Filter erster Ordnung.

Signale am Eingang der Filter nahezu identisch sind, erkennt man deutlich, dass das Filter erster Ordnung wesentlich schneller reagiert, als das Filter dritter Ordnung. Als weitere Folge der Reduktion des Filters ist das Rauschen des Ausgangssignals des Filters erster Ordnung deutlich stärker, als das des Ausgangssignals des Filters dritter Ordnung.

In einem weiteren Experiment wurde der Einfluss der verschiedenen Filter auf den gesamten Regelkreis untersucht. Zu diesem Zweck wurde die selbe normalleitende Kavität einmal mit einem LLBBC-Board mit einem Filter dritter Ordnung und einmal mit einem LLBBC-Board mit einem Filter erster Ordnung geregelt. Für eine dritte Messung mit dem Filter erster Ordnung wurden die Regelparameter angepasst. Die verwendeten Regelparameter sind in Tab. 6.1 aufgeführt. In Abb. 6.18 ist das Ergebnis dieser Messung als Verlauf des relativen Fehlers aufgetragen. Die Unregelmäßigkeiten im Graph für den Filter dritter Ordnung weisen auf ein Überschwingen hin. Unter Beibehaltung der Regelparameter wird die Regelung

	Amplitudenregler		Phasenregler	
	I-Regler	P-Regler	I-Regler	P-Regler
Regelparameter A	0,391	$7,9 \cdot 10^{-4}$	0,097	0,031
Regelparameter B	0,507	$5,0 \cdot 10^{-4}$	0,169	0,199

Tabelle 6.1.: Die Regelparametersätze, welche in der Messung zur Abbildung 6.18 verwendet wurden.

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

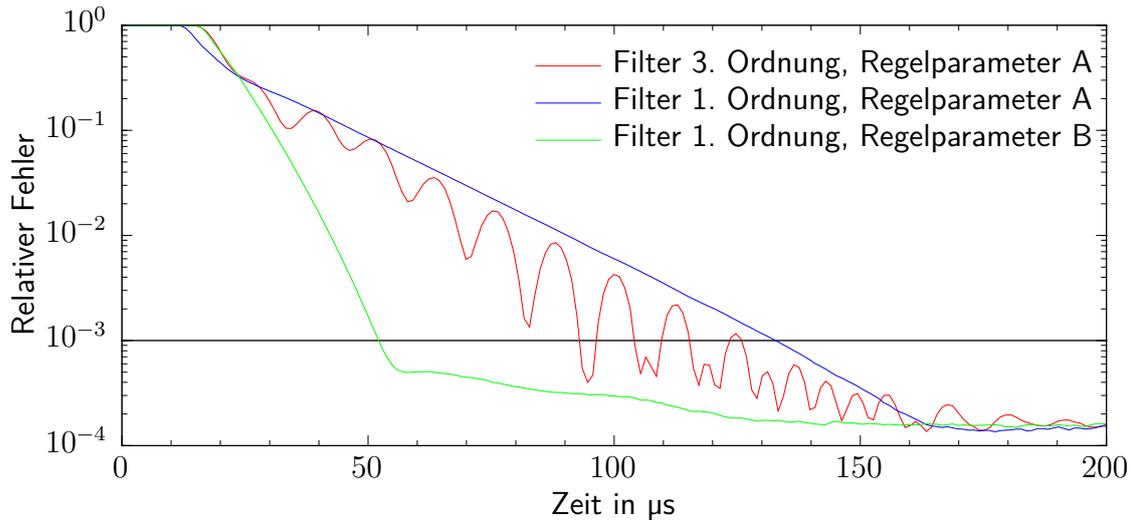


Abbildung 6.18.: Fehler, gemessen bei verschiedenen Filtern und Regelparametern (siehe Tab. 6.1).

zunächst nicht schneller, sondern lediglich das Überschwingen verschwindet, wie im entsprechenden Graph zu erkennen ist. Paradoxerweise wird die Regelung in diesem Fall dadurch sogar etwas langsamer. Passt man die Regelparameter jedoch an, so kann die Regelung wesentlich schneller einregeln, ohne dass es zu Überschwingen kommt. Die Reduktion des Filters erlaubt es also, den Integralregler schneller zu betreiben, so dass eine schnellere Regelung möglich wird, ohne zu Instabilitäten zu führen.

Die Reduktion der Aliasing-Filter ist eine einfach durchführbare Maßnahme, welche jedoch erheblichen Einfluss auf die Regelgeschwindigkeit hat. Im folgenden Kapitel wird auf den Ersatz des Amplitudendetektors, der ein ähnliches Verhalten wie ein Filter zeigt, durch eine Amplitudenbestimmung aus den I-/Q-Signalen eingegangen.

6.5. Amplitudenbestimmung aus den I- und Q-Signalen

Der Amplitudendetektor ist, wie in Kap. 4 beschrieben, auf dem HF-Board untergebracht. Für eine gepulste Regelung ist es wichtig, dass der Amplitudendetektor ausreichend schnell auf Änderungen reagiert. In Abb. 6.19 ist die Antwort des Amplitudendetektors *ADL5500* auf einen HF-Puls von 10 μs Länge dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Amplitudendetektor sowohl eine gewisse Totzeit von etwa 1 μs als auch PT1-Verhalten, wie es von einem Tiefpass-Filter zu erwarten wäre, aufweist. Tatsächlich nutzt der Amplitudendetektor intern einen Tiefpass-Filter, um über das Eingangssignal zu mitteln [56]. Aus diesem Grund wurden

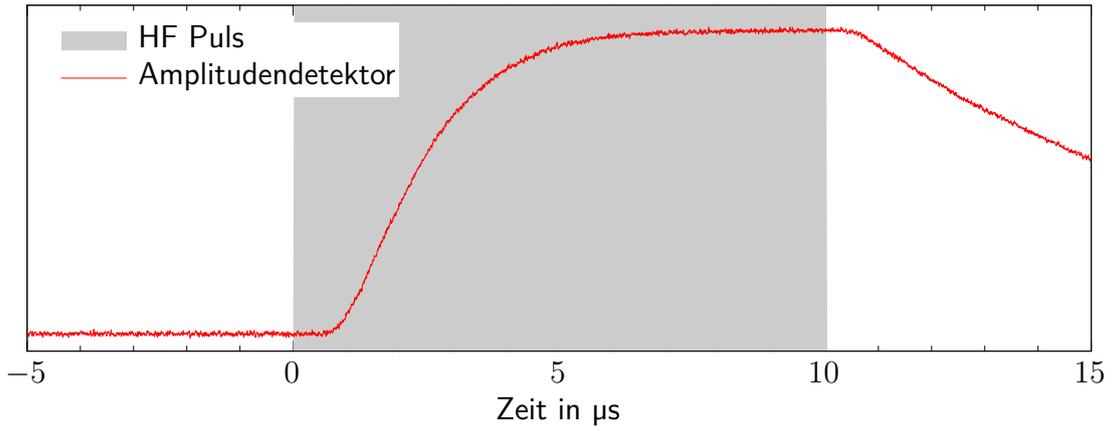


Abbildung 6.19.: Reaktion des Amplitudendetektors auf einen HF-Puls aus einem *Rhode & Schwarz SMV03* Frequenzgenerator.

verschiedene andere Amplitudendetektoren auf ihr Antwortverhalten hin untersucht. Es konnte jedoch kein kommerzieller Amplitudendetektor gefunden werden, der allen Ansprüchen gerecht wurde.

Eine naheliegende Möglichkeit ist es, auf den Amplitudendetektor zu verzichten und die Amplitude direkt aus den I- und Q-Signalen zu bestimmen. Wie in Kap. 4.2 dargelegt, ist dies mit dem CORDIC-Algorithmus möglich. Allerdings führt das dazu, dass die Amplitudenregelung im Regelalgorithmus nicht mehr, wie in Kap. 4.3.3 beschrieben, parallel zum ersten CORDIC stattfinden kann, da sie von der Ausgabe dieses CORDICS abhängt. Da der Regelalgorithmus nicht genügend viele Operationen zur Verfügung hat, um Amplituden- und Phasenregelung zwischen den CORDICS zu platzieren, blieb nur noch die Möglichkeit, die Amplitudenregelung parallel zum zweiten CORDIC laufen zu lassen. Daher wird die Länge des Eingangsvektors des zweiten CORDICS auf 1 gesetzt, und der so ermittelte phasenrichtige Einheitsvektor um die geregelte Amplitude skaliert. In Abbildung 6.20 ist der daraus resultierende Algorithmus skizziert.

Bestimmt man die Amplitude mittels des CORDIC Algorithmus, so ist dieser, wie in Abschnitt 4.2.1 erläutert, mit einem Korrekturfaktor K zu multiplizieren. Für 20 Iterationen, welche dieser CORDIC durchführt, beträgt der Korrekturfaktor $K_{20} = 0,60725$. Es ist zwar möglich, dass der CORDIC diese Korrektur intern durchführt, allerdings benötigt er dann 4 weitere Zyklen, bis die Ergebnisse bereitstehen. Dies würde es unmöglich machen, die Phasenregelung zwischen den CORDICs auszuführen, daher musste auf diese Korrektur verzichtet werden. Dadurch ist die vom CORDIC ausgegebene Amplitude allerdings um den Faktor

$$\frac{1}{K_{20}} = 1,64676$$

zu groß. Um zu verhindern, dass es durch arithmetisches Überlaufen zu negativen Amplituden kommt, wurde bei der Implementierung des CORDICs sichergestellt,

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

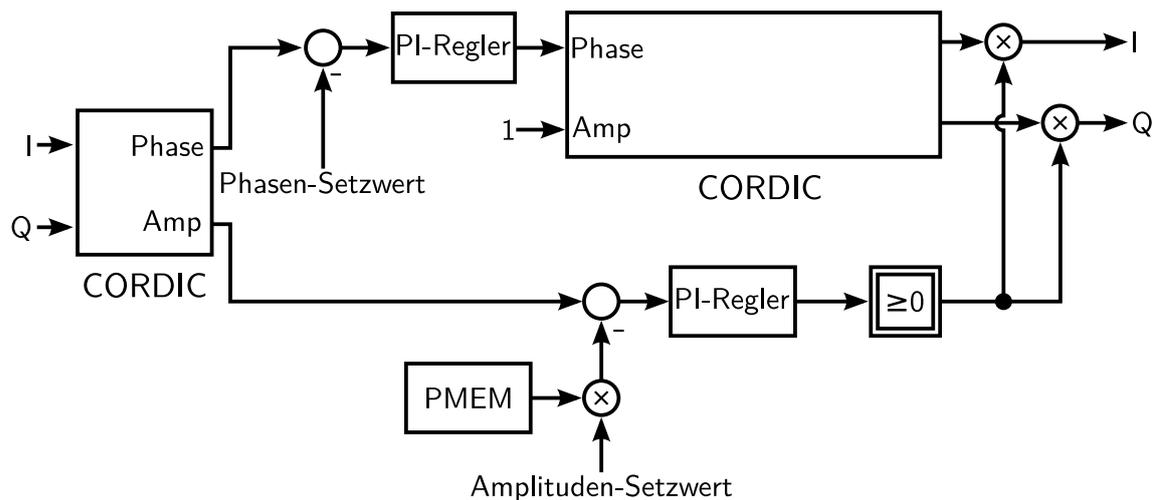


Abbildung 6.20.: Algorithmus mit Amplitudenbestimmung durch den CORDIC.

dass der Wert für die Amplitude saturiert. Dadurch wird der Wertebereich, in dem sich die Amplitude linear verhält, um etwa 1 bit verringert. Um zu verhindern, dass die Amplitudenregelung in diesem nichtlinearen Bereich betrieben wird, können die I- und Q-Werte vor dem CORDIC um einen Faktor $<0,6$ skaliert werden. Dies ist möglich, da diese Skalierung zur Kalibration des Quadratur-Demodulators ohnehin vorgesehen ist.

In Abb. 6.21 wird die Messung der Fehlerentwicklung einmal mit Amplitudendetektor und einmal mit Amplitudenbestimmung durch den CORDIC einander gegenübergestellt. In beiden Fällen sind auch die Anti-Aliasing Filter auf erste Ordnung reduziert. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Regelung, welche den CORDIC zur Amplitudenbestimmung benutzt, wesentlich schneller auf das Eingangssignal reagiert, als die Regelung, welche den Amplitudendetektor nutzt.

Es könnte ein Regelalgorithmus entwickelt werden, der es trotz der Einschränkungen hinsichtlich der verfügbaren Operationen erlaubt die Amplitudenbestimmung des CORDICS für die Amplitudenregelung zu nutzen. Eine vergleichende Messung zeigt eine Verbesserung der Einregelzeit. Im folgenden Kapitel wird die Implementierung einer Vorsteuerung vorgestellt.

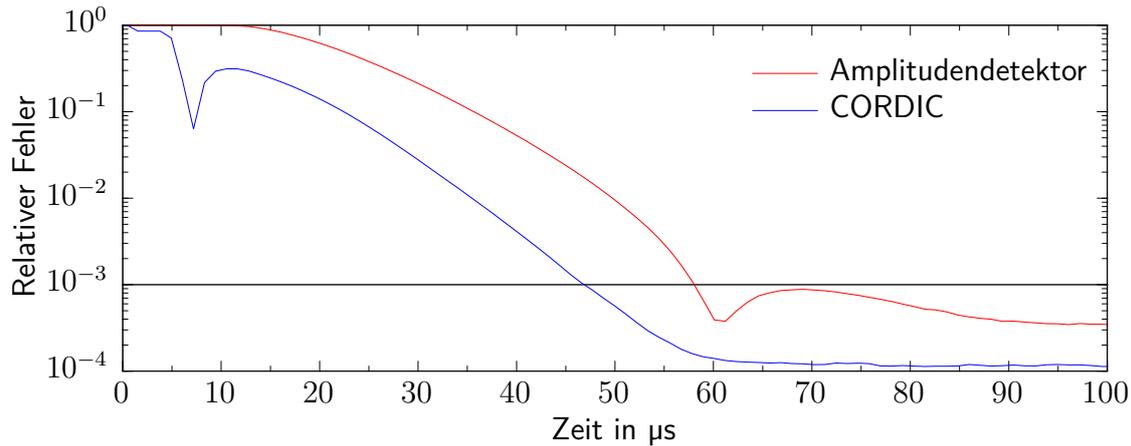


Abbildung 6.21.: Vergleich des Fehlers bei Verwendung des Amplitudendetektors oder des CORDICs zur Bestimmung der Amplitude, gemessen an einer Kavität mit $Q \approx 10000$ und $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 2,996$ GHz. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Regelung wesentlich früher einsetzt, wenn der Amplitudendetektor vermieden wird.

6.6. Einrichtung einer Vorsteuerung

In Kap. 5.5 wurde die Arbeitsweise einer Vorsteuerung beschrieben und es wurde gezeigt, dass sie in der Lage ist, das Verhalten der Amplitudenregelung positiv zu beeinflussen. Daher wurde auch in der digitalen Regelung eine Vorsteuerung implementiert. Zu diesem Zweck wurde eine zweite Instanz von PMEM geschaffen. Diese belegt ihren eigenen Block RAM und hat auch sonst die gleichen Eigenschaften, wie das in Kap. 6.1 beschriebene PMEM.

In Abb. 6.22 ist der Regelalgorithmus mit Vorsteuerung dargestellt. Wie bereits in Abb. 5.11 dargestellt wird das Vorsteuerungssignal, in diesem Fall die Ausgabe von PMEM1, auf die Ausgabe des Reglers addiert. Der Skalierungsfaktor „Amplituden-Setzwert“ skaliert die Ausgabe von PMEM1 sowie die Ausgabe von PMEM0 gleichermaßen. Dies erlaubt, lineares Verhalten des Regelkreises vorausgesetzt, die einfache Anpassung der Amplitude während der Laufzeit, ohne beide PMEMs neu beschreiben zu müssen. Ein weiterer Skalierfaktor „Korrektur“ erlaubt es, sowohl die „Kreisverstärkung“ als auch Nichtlinearitäten von z.B. Verstärkern zu kompensieren. Abbildung 6.23 zeigt zwei relative Fehler, einmal mit und einmal ohne Vorsteuerung. Man erkennt, dass die Regelung mit Vorsteuerung wesentlich schneller einregelt. Dies belegt den Nutzen einer Vorsteuerung für die gepulste Regelung, der in Kap. 5.5 theoretisch motiviert wurde.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde erfolgreich eine Vorsteuerung in die digitale Regelung implementiert und es wurde durch Messungen bestätigt, dass sie in der Lage ist, die Einregelzeit zu verkürzen. Im folgenden Kapitel wird die Wirkung aller Maßnahmen zur Verbesserung der Einregelzeit betrachtet.

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

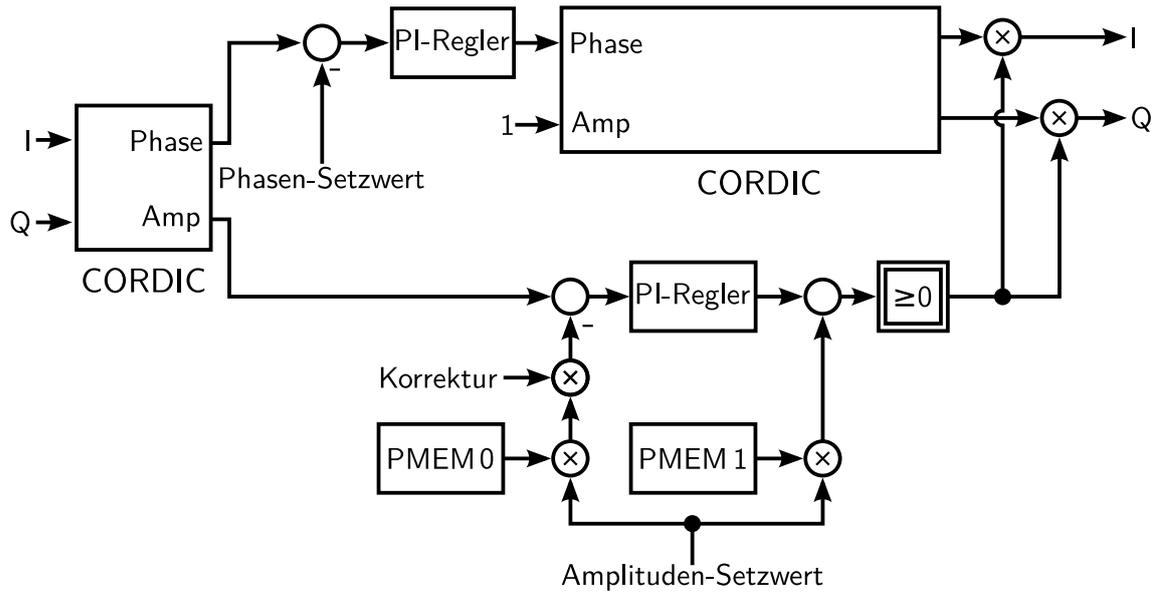


Abbildung 6.22.: Regelalgorithmus für gepulste Regelung mit Vorsteuerung.

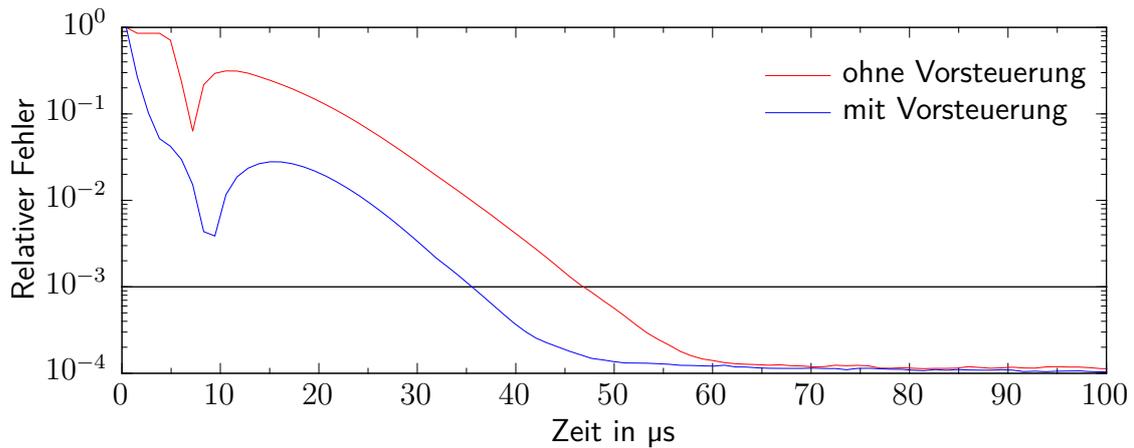


Abbildung 6.23.: Relativer Fehler während eines Pulses, gemessen an einer Kavität mit $Q \approx 10000$ und $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 2,996 \text{ GHz}$, mit und ohne Vorsteuerung. Die Vorsteuerung ist ein Rechtecksignal, dessen Vorlaufzeit iterativ so optimiert wurde, dass die Einregelzeit minimiert wurde. Der Graph „ohne Vorsteuerung“ ist identisch mit dem Graphen „CORDIC“ aus Abb. 6.21. Man erkennt, wie der relative Fehler dank der Vorsteuerung kleiner wird, während die andere noch auf die Rückmeldung wartet. Dadurch hat der Integrator einen kleineren Weg zu fahren und unterschreitet die Schwelle eher.

6.7. Gemeinsamer Einfluss auf die Einregelzeit

Um zu beurteilen, wie die in den Kap. 6.4 bis 6.6 eingeführten Elemente zusammenwirken, wurde eine normalleitende Kavität mit einer Güte von $Q_L \approx 10^4$ und einer Resonanzfrequenz von $\omega_0 = 2\pi \cdot 2,996$ GHz mit verschiedenen Regelungen gepulst eingeregelt. Um Beamloading zu simulieren wurde ein Hochfrequenzpuls mit einem Phasenversatz von 180° mit dem Eingangssignal der Kavität kombiniert. Der Messaufbau ist in Abb. 6.24 skizziert. Für eine Messung wurde ein FPGA-Board mit Filtern erster Ordnung, Vorsteuerung und Amplitudenbestimmung durch den CORDIC benutzt. Die andere Messung wurde mit einem FPGA-Board mit den Filtern dritter Ordnung, ohne Vorsteuerung und Amplitudenmessung durch den Amplitudendetektor durchgeführt. In Abb. 6.25 ist der relative Fehler für diese zwei Messungen aufgetragen. Man erkennt, dass der Graph mit den Verbesserungen wesentlich schneller reagiert, insbesondere wenn die Regelung durch das simulierte

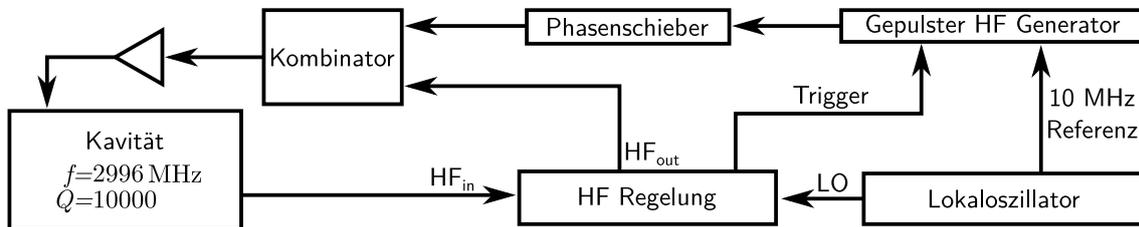


Abbildung 6.24.: Skizze des Versuchsaufbaus.

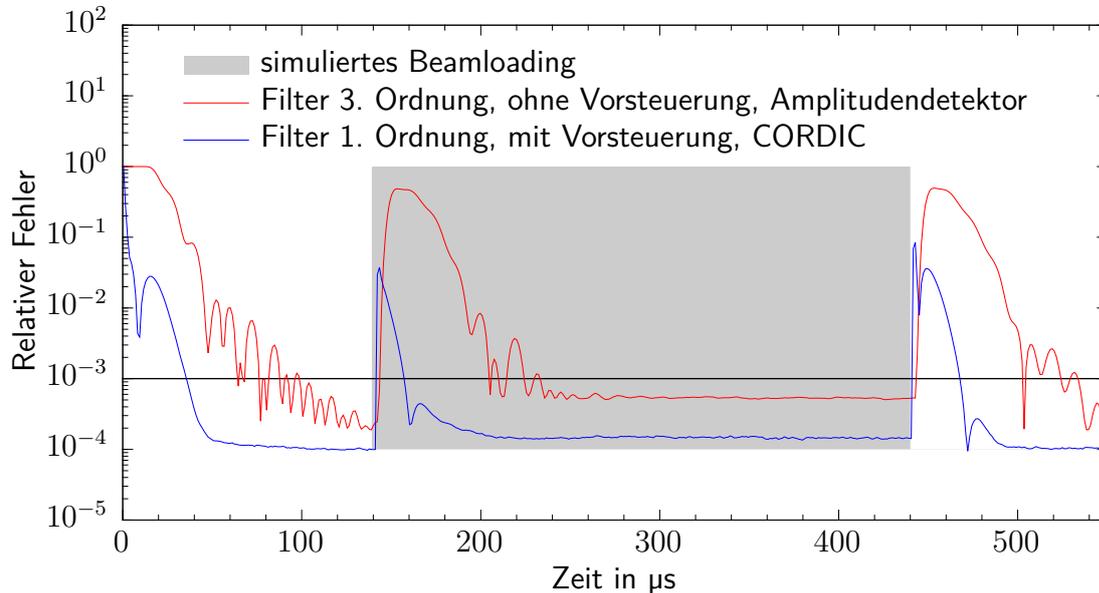


Abbildung 6.25.: Messung des relativen Fehlers der Hochfrequenzregelung mit und ohne Filter erster Ordnung, Vorsteuerung sowie Amplitudenbestimmung durch den CORDIC.

6. Aufbau einer gepulsten HF-Regelung für den p-Linac

Beamloading gestört wird. Nachdem das Feld in der Kavität erniedrigt wurde, benötigte die Regelung ohne die Modifikationen etwa $90 \mu\text{s}$. Selbst wenn man in Betracht zieht, dass die Regelparameter bei dieser Messung nicht optimal waren, so wäre die Einregelzeit wohl nicht unter $80 \mu\text{s}$ gefallen. Die optimierte Regelung unterschreitet die Schwelle bereits nach weniger als $20 \mu\text{s}$. Ferner kann man beobachten, dass der Fehler bei Eintreten des Strahlpulses für die optimierte Regelung um eine Größenordnung weniger ansteigt, als es bei der nicht optimierten Regelung der Fall ist.

Da die in dieser Messung verwendete Kavität eine, im Vergleich zur Zeitkonstanten der CH-Kavität von $\tau_L = 7,3 \mu\text{s}$, wesentlich kleinere Zeitkonstante von $\tau_L = 0,53 \mu\text{s}$ hat, lässt sich leider noch keine endgültige Aussage über die Einregelzeit an der CH-Kavität treffen. Dennoch konnte gezeigt werden, dass die im Rahmen dieser Arbeit implementierten Maßnahmen zu Verbesserung der Reaktionszeit zu einer wesentlichen Verbesserung derselben geführt haben. Im folgenden Kapitel wird nach ein paar abschließenden Bemerkungen ein Ausblick auf Entwicklungsmöglichkeiten präsentiert.

7. Schlussbemerkungen und Ausblick

Von besonderem Interesse für die gepulste HF-Regelung ist die Zeit, die die Regelung benötigt, um nach der Störung durch den Strahlpuls den relativen Amplitudenfehler von 10^{-3} wieder zu unterschreiten. Je mehr vom Strahlpuls nicht durch das richtige Beschleunigungsfeld beschleunigt wird, desto höher werden die Strahlverluste im p-Linac sein. Ob die HF-Regelung in der Lage ist, das Beamloading durch den Strahlpuls zu kompensieren, hängt nicht zuletzt von der Form des Strahlpulses selbst ab. In dieser Arbeit wurde stets von sprungförmigen Änderungen ausgegangen. Es ist aber zu erwarten, dass ein realer Strahlpuls eine gewisse Anstiegs- und Abfall-Flanke hat. Je flacher die Anstiegsflanke ist, desto besser kann der Integralregler ihr folgen und desto kleiner ist daher auch die Abweichung der Amplitude vom Sollwert. Daher ist es im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich, eine Aussage über die Reaktionszeit der gepulsten HF-Regelung auf einen realen Strahlpuls zu treffen. Dies müssen zukünftige Tests am p-Linac Teststand zeigen.

Im Rahmen dieser Arbeit konnte die Reaktionszeit der digitalen HF-Regelung um etwa das Vierfache beschleunigt werden, wie aus der Messung im Kap. 6.7 hervorgeht. Dazu wurde sie um einige Fähigkeiten erweitert:

- Die Amplitude kann mittels eines CORDIC-Algorithmus aus den Basisbandsignalen des Quadraturdemodulators bestimmt werden.
- Zwei PMEM-Speicher erlauben, beliebige Pulsformen sowohl einzuregeln als auch eine Vorsteuerung zu implementieren.
- Um Windup-Effekte bei Integralreglern zu unterdrücken, ist es möglich, eine Haltebedingung für den Integrator zu definieren.

Ferner wurde im Rahmen dieser Arbeit ein regeltheoretisches Modell für das Verhalten der Amplitude einer Kavität im Basisband hergeleitet. Dieses Modell wurde anschließend sowohl bei analytischen als auch bei numerischen Betrachtungen der Regelgeschwindigkeit genutzt. Die gepulste HF-Regelung ist bereit, um am HF-Teststand der GSI installiert zu werden und dort die CH-Kavitäten zu regeln.

Um die Reaktionszeit der Regelung auf den Strahlpuls weiter zu verbessern, könnte man die Möglichkeit einer bedingten Amplitudenregelung untersuchen. Ebenso wie bei der bedingten Phasenregelung würde der Integrator der Amplitudenregelung an eine Bedingung gebunden. So könnte man die Vorsteuerung benutzen, um das Feld in der Kavität vor dem Strahlpuls aufzubauen. Da der Amplitudenfehler zu dieser Zeit noch keine Rolle spielt, wird die Integralregelung noch nicht benötigt. Kurz vor dem Strahlpuls wird der Amplituden-Setzwert gesetzt, und damit der

7. Schlussbemerkungen und Ausblick

Integrator eingeschaltet. Da der Integrator während der Anstiegsflanke des Pulses blockiert war, musste er nicht auf große Regelabweichungen reagieren. Daher kann ein schnellerer Regelparameter genutzt werden, ohne instabil zu werden. Kurz vor Ende des HF-Pulses wird die Regelung wieder abgeschaltet. Das Problem an dieser Methode ist, dass am Ausgang des Integrators auch zwischen den Pulsen ein Wert ansteht. Daher würde das Feld in der Kavität zwischen den Pulsen nicht auf Null sinken, was insbesondere in diesem Fall ein großes Problem wäre. Dieses Problem lässt sich damit lösen, dass der Integrator, wenn er blockiert ist, seinen Zustand zwar beibehält, aber Null ausgibt.

Man könnte auch noch untersuchen, mit welcher Art von Vorsteuerung sich die Amplitude in der Kavität am schnellsten auf das gewünschte Niveau bringen lässt. Sowohl numerische als auch experimentelle Erfahrungen legen folgenden Ansatz nahe: Zunächst wird die Ausgangsleistung auf das Maximum erhöht, und dann exponentiell abfallend auf das Wunschniveau gesenkt.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Hochfrequenzregelung kann grundsätzlich jederzeit am FAIR-HF-Teststand integriert werden. Aufgrund der Flexibilität dieser HF-Regelung ist sie nicht nur zum Testen der CH-Strukturen geeignet, sondern auch für andere Kavitäten, wie zum Beispiel den RFQ für den p-Linac oder eventuelle neue Strukturen für den Unilac. Nicht zuletzt ist diese Regelung aufgrund der Fähigkeit, während der Laufzeit des Reglers alle Variablen in Echtzeit anzusehen, sehr gut für die Ausbildung zu verwenden.

Ich bin zuversichtlich, dass diese HF-Regelung dem HF-Teststand gute Dienste leisten wird. Dem liegt insbesondere ihre hohe Flexibilität zugrunde, die es erlaubt viele Features anzupassen oder neue Features hinzuzufügen, ohne Eingriffe in die Hardware vornehmen zu müssen, sowie die große Bandbreite von Betriebsfrequenzen zwischen 50 MHz und 2 GHz, die durch minimale Anpassungen am HF-Board zur Verfügung stehen. Ich sehe auch noch Möglichkeiten, die Regelung weiter auszubauen. So könnte zum Beispiel eine übergeordnete Regelschleife den Inhalt der Vorsteuerung anpassen, um langsame Driften auszugleichen oder analog zum S-DALINAC ein Tuner in die Regelung integriert werden. Die regeltheoretische Betrachtung der gepulsten Regelung einer Kavität, die von mir im Rahmen dieser Arbeit ausgearbeitet wurde, hat mir sehr dabei geholfen, die Vorgänge während des gepulsten Betriebs einer Kavität besser zu verstehen. Ich hoffe meine Präsentation dieser Betrachtungen in dieser Thesis werden zukünftigen Generationen von Beschleunigerphysikern ebenso hilfreich sein.

A. Mathematische Ergänzung

A.1. Erregerstrom und Erregerspannung eines Schwingkreises

Wird ein Schwingkreis mit einem harmonischen Erregerstrom

$$I_E = |I_E| \sin(\omega t) \quad (\text{A.1})$$

angeregt, so ist die Erregerspannung mit Hilfe der Impedanz des Schwingkreises Z_{Ges} durch

$$U_E = Z_{\text{Ges}} \cdot I_E \quad (\text{A.2})$$

gegeben (vgl. [46]). Die Impedanz des Parallelschwingkreises wird laut Gl. (3.20) durch

$$Z_{\text{Ges}} = \frac{Z_L}{1 - iQ_L \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (\text{A.3})$$

beschrieben. Unter der Annahme, dass der Schwingkreis resonant angeregt wird ($\omega = \omega_0$), folgt:

$$U_E = Z_L \cdot I_E$$

A.2. Grenzwertbestimmung bei $\frac{\sinh(ax)}{x}$ für $x \rightarrow 0$

An dieser Stelle soll gezeigt werden, dass die Gleichung

$$e(t) = e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(\cosh\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1 - 8k\tau_L}\right) + \frac{\sinh\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1 - 8k\tau_L}\right)}{\sqrt{1 - 8k\tau_L}} \right) \quad (\text{A.4})$$

für $k = \frac{1}{8\tau_L}$ zur Gleichung

$$e(t) = e^{-\frac{t}{4\tau_L}} \left(1 + \frac{t}{4\tau_L} \right) \quad (\text{A.5})$$

führt. Die Bedingung $k = \frac{1}{8\tau_L}$ lässt sich auch als $\sqrt{1 - 8k\tau_L} = 0$ darstellen. Setzt man diese Bedingung in Gl. (A.4) ein, so erkennt man, dass der Kosinus hyperbolicus in diesem Fall den Wert 1 annimmt. Der Grenzwert des zweiten Terms

$$\frac{\sinh\left(\frac{t}{4\tau_L} \sqrt{1 - 8k\tau_L}\right)}{\sqrt{1 - 8k\tau_L}} \quad (\text{A.6})$$

A. Mathematische Ergänzung

ist nicht so leicht zu bestimmen. Zu diesem Zweck wird die Regel von L'Hospital angewendet. Diese besagt, dass der Grenzwert eines Quotienten aus zwei Funktionen gleich dem Grenzwert des Quotienten der Ableitungen dieser Funktionen ist.

$$\lim_{x \rightarrow x_0} \frac{f(x)}{g(x)} = \lim_{x \rightarrow x_0} \frac{d_x f(x)}{d_x g(x)}$$

Zur Vereinfachung substituiert man zunächst $\sqrt{1 - 8k\tau_L} = x$, was zu

$$\frac{\sinh\left(\frac{t}{4\tau_L}x\right)}{x} \tag{A.7}$$

führt. Anschließend leitet man Gl. (A.7) nach x ab:

$$\frac{d \sinh\left(\frac{t}{4\tau_L}x\right)}{dx} = \frac{t}{4\tau_L} \cosh\left(\frac{t}{4\tau_L}x\right) \tag{A.8}$$

Die Ableitung des Nenners ist trivialerweise 1. Der Grenzwert für $x \rightarrow 0$ ergibt:

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{t}{4\tau_L} \cosh\left(\frac{t}{4\tau_L}x\right) = \frac{t}{4\tau_L} \tag{A.9}$$

Aufgrund des Satzes von L'Hospital und nach resubstitution folgt daraus:

$$\lim_{k \rightarrow \frac{1}{8\tau_L}} \frac{\sinh\left(\frac{t}{4\tau_L}\sqrt{1 - 8k\tau_L}\right)}{\sqrt{1 - 8k\tau_L}} = \frac{t}{4\tau_L} \tag{A.10}$$

Dadurch lässt sich nun Gl. (A.4) für den Fall $k = \frac{1}{8\tau_L}$ durch Gl. (A.5) darstellen.

Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass der Satz von L'Hospital bei der Beziehung

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

implizit enthalten ist, weshalb sich Gl. (A.5) aus Gl. (5.33) wesentlich leichter herleiten lässt.

B. Experimente

In diesem Kapitel werden die Experimente beschrieben, aus denen die in dieser Arbeit präsentierten Daten gewonnen wurden.

B.1. Amplitudenverhalten einer gepulsten Kavität

Bei diesem Experiment wird das Amplitudenverhalten einer gepulst angeregten Kavität im Zeitbereich gemessen. Zur Messung der Amplitude wird eine Schottky-Diode verwendet, da sie im Gegensatz zu anderen Amplitudendetektoren sehr schnell auf Änderungen der Amplitude anspricht. Es wurde zuvor die Kennlinie der verwendeten Schottky-Diode gemessen und bei der Auswertung berücksichtigt. Die Resonanzfrequenz und die belastete Güte der Kavität wurde vor dieser Messung durch Messen der Resonanz und ihrer Halbwertsbreite mit Hilfe eines Vector-Network-Analysers bestimmt.

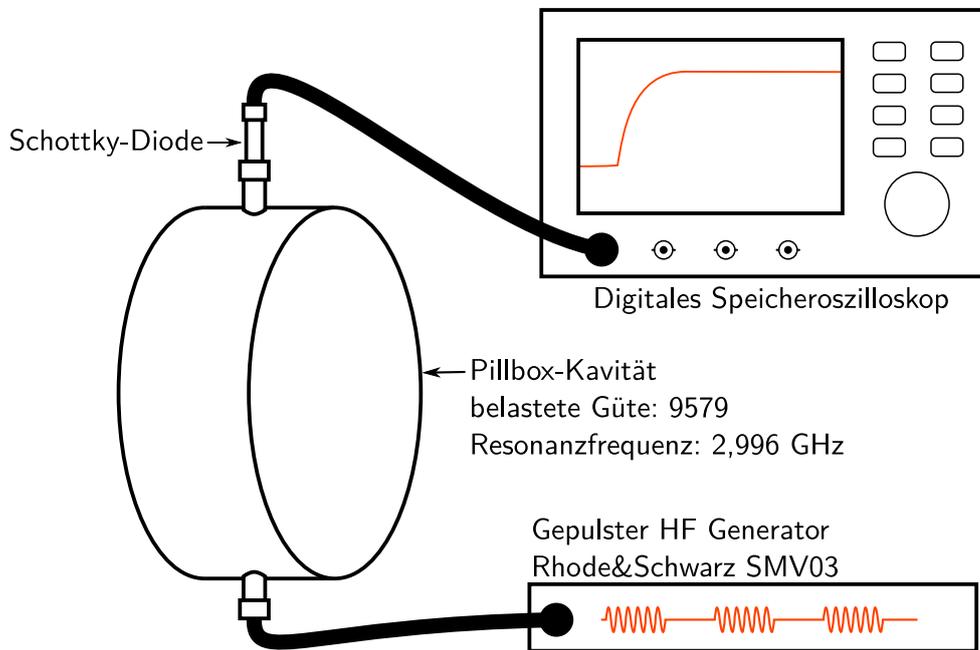


Abbildung B.1.: Skizze des Versuchsaufbaus.

B.2. Phasenfehlermessungen am HF-Board

Diese Messungen sind im Zusammenhang mit der Kalibration des Demodulators und des Modulators auf dem HF-Board (Siehe auch [14]) entstanden. Zu diesem Zweck gibt es einen eigenen Algorithmus, der in Abb. B.2 dargestellt wird.

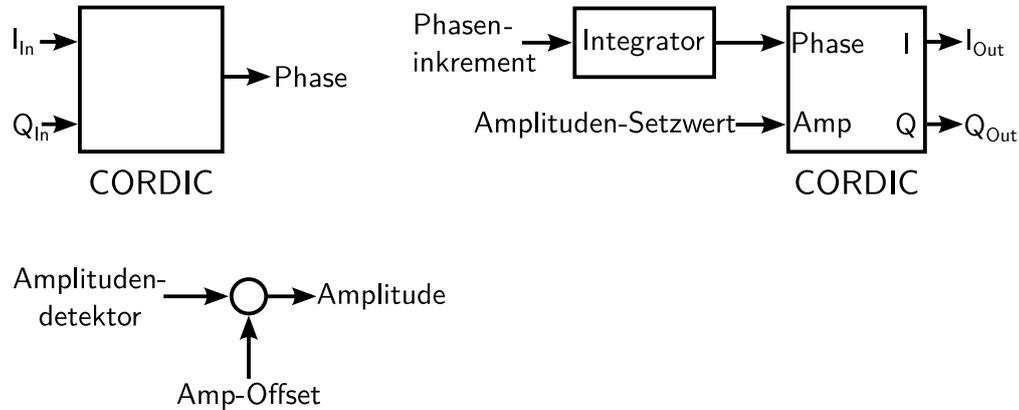


Abbildung B.2.: Algorithmus zum Kalibrieren von Modulator und Demodulator des HF-Boards. Mit Hilfe des überlaufenden Integrators und eines konstanten Phaseninkrementes lässt sich ein rotierender (I,Q)-Vektor erzeugen.

Mit Hilfe eines überlaufenden Integrators und eines Phaseninkrements lässt sich ein rotierender (I,Q)-Vektor erzeugen. Die Frequenz mit der dieser Vektor rotiert hängt vom Wert des Inkrements ab, welcher vom Experimentator gesetzt wird. Dieses (I,Q)-Signal wird mit Hilfe des Modulators auf die Hochfrequenz gemischt und anschließend zum Demodulator geführt, wo es wieder ins Basisband gemischt wird. Um die Phasengenauigkeit des HF-Boards zu bestimmen, speichert man die bereits kalibrierten I_{In} - und Q_{In} -Daten. Diese werden an eine Sinus- bzw. Kosinusfunktion gefittet. Somit kann jedem (I,Q)-Wertepaar ein Sollwinkel zugeordnet werden. Trägt man die aus den (I,Q)-Wertepaaren berechneten Istwinkel gegen die Sollwinkel in einem Diagramm auf, so kann man sowohl das Phasenrauschen als auch systematische Abweichungen bewerten.

C. MATLAB-Skripte

In diesem Kapitel werden die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Simulink-Modelle und MATLAB-Skripte gezeigt, um zum einen die Ergebnisse der in den Kapiteln 5.4, 5.5.1 und 5.6 beschriebenen numerischen Simulationen und zum anderen die Auswertung der in Kapitel B beschriebenen Messungen reproduzieren zu können. Alle Simulationen wurden mit der MATLAB-Version R2012A (7.14.0.739) 64bit durchgeführt.

C.1. Simulink-Modelle

Es gibt zwei verschiedene Simulinkmodelle, die für die numerischen Simulationen verwendet wurden. Beide Modelle repräsentieren einen Amplituden-Regelkreis mit Integralregler. Die Amplitude der Kavität wird durch das Subsystem „Cavity Amplitude“, das in Abb. C.1 dargestellt ist, simuliert. Güte und Resonanzfrequenz der Kavität können durch die Parameter Q und f in der Transferfunktion bestimmt werden. Abbildung C.2 zeigt das Modell „SimpleModel.mdl“ und Abb. C.3 das um eine Vorsteuerung erweiterte Modell „FeedForwardModel.mdl“. Die blauen Antennensymbole zeigen die Werte an, die während der Simulation mitgeschrieben werden. Von den Skripten wird später vornehmlich der Wert „Error“ verwendet.

Bei allen Modellen wurde ein Fixed Step Solver fünfter Ordnung (ode5 (Dormand-Prince)) verwendet. Die Schrittgröße wurde so gewählt, dass es pro Simulationszyklus nicht mehr als etwa eine Million Schritte gab.

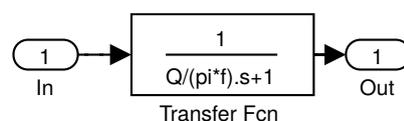


Abbildung C.1.: Inhalt des Subsystems „Cavity Amplitude“

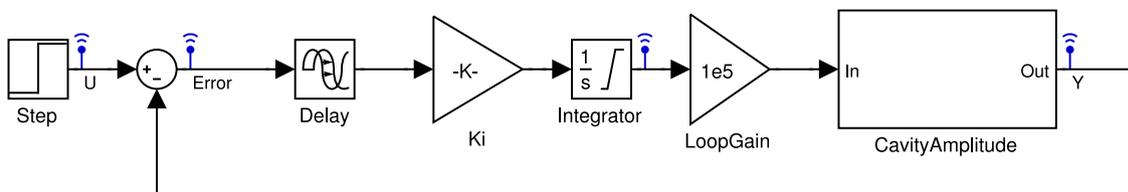


Abbildung C.2.: SimpleModel.mdl

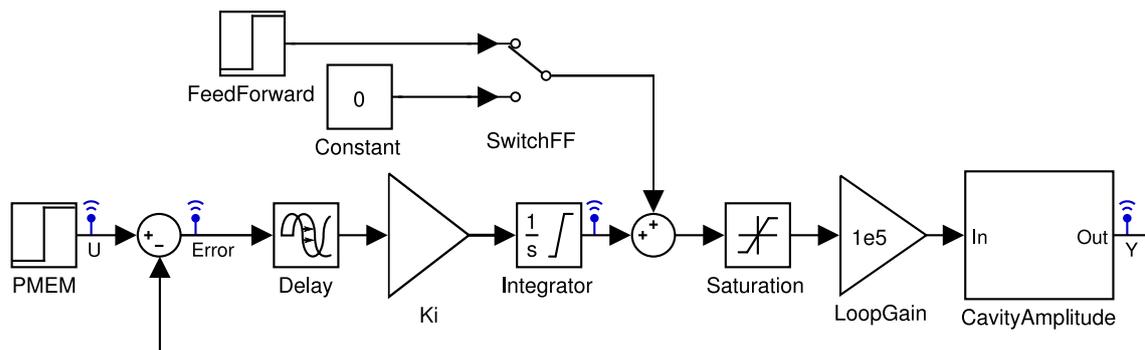


Abbildung C.3.: FeedForwardModel.mdl

C.2. Skript: Bestimmung der Einregelzeit in Abhängigkeit von der Totzeit

```

function [out]=detKiMinTime(inDelay)
% Warnung "Delay.Time=0" unterdruecken
warning('off','Simulink:blocks:TDelayDirectThroughAutoSet')
% Variablen fuer den Zugriff auf die Modelldaten
mdl.name='SimpleModel';
mdl.delay='SimpleModel/Delay';
mdl.ki='SimpleModel/Ki';
mdl.cavity='SimpleModel/CavityAmplitude';
% Laden des Modells
load_system(mdl.name);
% Auslesen der Simulationsparameter
mdl.StartTime=str2double(get_param(mdl.name,'StartTime'));
mdl.StopTime=str2double(get_param(mdl.name,'StopTime'));
mdl.Step=str2double(get_param(mdl.name,'FixedStep'));
if max(inDelay)>mdl.StopTime || min(inDelay)<mdl.StartTime
    fprintf('Die Parameter sind ausserhalb des gueltigen
           Bereiches -> Abbruch\n');
return;
end
% Vordefinieren der Ausgabematrix
out=zeros(length(inDelay),3);
out(:,1)=inDelay;
% Errechnen von Ki fuer den aperiodischen Grenzfall
mdl.f=str2double(get_param(mdl.cavity,'f'));
mdl.Q=str2double(get_param(mdl.cavity,'Q'));
minKi=(pi.*mdl.f)/(1e5.*4.*mdl.Q);
% Bestimmung von Ki fuer Totzeiten
for cntDelay=inDelay

```

C.2. Skript: Bestimmung der Einregelzeit in Abhängigkeit von der Totzeit

```
fprintf('Berechne Delay %g',cntDelay);
set_param(mdl.delay,'Delay',num2str(cntDelay));
minKi=findMinKi(mdl,minKi);
[out(inDelay == cntDelay,3),out(inDelay == cntDelay,2)
]=findMaxKi(mdl,minKi);
fprintf('fertig\n');
end
% Schliessen des Systems
save_system(mdl.name)
close_system(mdl.name)

function [outKi,outTime]=findMaxKi(mdl,inStartKi)
%%Erhoeht die Ki, bis der erste Ueberschlag detektiert wird
.
set_param(mdl.ki,'Gain',num2str(inStartKi));
sim(mdl.name)
Time=findDurOfControl(sigLog.getElement('Error').Values);
rTime=Time*1.1;
if Time == -1
    fprintf('Start Ki=%g zu klein?\n',inStartKi)
end
cntKi=inStartKi+0.01;
cntKiDelta=0.01;
while rTime > Time || cntKiDelta > 0.0001
    rTime=Time;
set_param(mdl.ki,'Gain',num2str(cntKi));
sim(mdl.name)
Time=findDurOfControl(sigLog.getElement('Error').Values
);
if Time == -1
    fprintf('"Time" nicht mehr bestimmbar bei Ki=%g\n',
        inStartKi);
    outTime=NaN;
    outKi=NaN;
    return;
end
if Time > rTime && cntKiDelta > 0.0001
    cntKi=cntKi-cntKiDelta;
    cntKiDelta=cntKiDelta*0.1;
    Time=rTime;
    rTime=Time*1.01;
end
cntKi=cntKi+cntKiDelta;
fprintf('.'');
```

```

end
outTime=rTime;
outKi=cntKi-0.0002;

function out=findMinKi mdl,inStartKi
%%Verkleinert Ki, bis der Fehler innerhalb der
Simulationszeit 1e-3 nicht
%%mehr erreicht.
set_param(mdl.ki,'Gain',num2str(inStartKi));
sim(mdl.name)
isSlow=~any(sigLog.getElement('Error').Values.Data <= 1e-3)
;
if isSlow == 1
    fprintf('Start Ki=%g zu klein?\n',inStartKi)
end
cntKi=inStartKi;
cntKiDelta=0.1;
while isSlow == 0 || cntKiDelta > 0.0001
    set_param(mdl.ki,'Gain',num2str(cntKi));
    sim(mdl.name)
    isSlow=~any(sigLog.getElement('Error').Values.Data <= 1
        e-3);
    if isSlow == 1 && cntKiDelta > 0.0001
        cntKi=cntKi+cntKiDelta;
        cntKiDelta=cntKiDelta*0.1;
    end
    cntKi=cntKi-cntKiDelta;
    fprintf(' ');
end
out=cntKi+0.0002;
set_param(mdl.ki,'Gain',num2str(out));
sim(mdl.name)

function out=findDurOfControl(inTS)
%%Funktion um die Zeit zu bestimmen, an dem "inTS" zum
letzen mal 1e-3
%%unterschreitet.
lenIn=length(inTS.time);
upperLim=inTS.data(1:lenIn-1);
lowerLim=inTS.data(2:lenIn);
tresPos=find(upperLim >= 1e-3 & lowerLim < 1e-3);
%Abbruch, wenn "inTS" 1e-3 nie unterschreitet
if isempty(tresPos)
    out=-1;

```

```
    return
end
maxPos=max(tresPos);
if inTS.data(maxPos) == 1e-3
    out=inTS.time(tresPos);
else
    out=((1e-3-inTS.data(maxPos)).*(inTS.time(maxPos+1)-
        inTS.time(maxPos)))/(inTS.data(maxPos+1)-inTS.data(
        maxPos))+inTS.time(maxPos);
end
```

C.3. Skript: Einfluss der Vorsteuerung auf die Einregelzeit totzeitbelasteter Regelkreise

```
function [out]=detKiMinTimeFF(inDelay)
% Warnung "Delay.Time=0" unterdruecken
warning('off','Simulink:blocks:TDelayDirectThroughAutoSet');
% Variablen fuer den Zugriff auf die Modelldaten
mdl.name='FeedForwardModel';
mdl.delay='FeedForwardModel/Delay';
mdl.ki='FeedForwardModel/Ki';
mdl.cavity='FeedForwardModel/CavityAmplitude';
mdl.feedforward='FeedForwardModel/FeedForward';
mdl.pmem='FeedForwardModel/PMEM';
mdl.switch='FeedForwardModel/SwitchFF';
% Laden des Modells
load_system(mdl.name);
% Auslesen der Simulationsparameter
mdl.StartTime=str2double(get_param(mdl.name,'StartTime'));
mdl.StopTime=str2double(get_param(mdl.name,'StopTime'));
mdl.Step=str2double(get_param(mdl.name,'FixedStep'));
% Vordefinieren der Ausgabematrix
FF=0.0:1e-7:4e-6;
out=zeros(length(FF),length(inDelay),3);
set_param(mdl.pmem,'Time',num2str(2e-6));
for cntDelay=inDelay
set_param(mdl.delay,'Delay',num2str(cntDelay));
out(:,inDelay == cntDelay,1)=FF;
%Bestimme Referenz
set_param(mdl.switch,'sw',num2str(0));
[refKi,refT]=findMaxKi(mdl,0.17);
set_param(mdl.switch,'sw',num2str(1));
%Bestimmung von Ki fuer versch. FFs
```

```

    for cntFF=FF
        fprintf('Simuliere Feed Forward %g',cntFF);
        set_param mdl.feedforward,'Time',num2str(cntFF));
        [tmpKi,tmpT]=findMaxKi(mdl,0.17);
        out(FF == cntFF,inDelay == cntDelay,3)=tmpKi-refKi;
        out(FF == cntFF,inDelay == cntDelay,2)=tmpT-refT;
        fprintf('fertig\n');
    end
end
end
% Schliessen des Systems
save_system(mdl.name)
close_system(mdl.name)

function [outKi,outTime]=findMaxKi(mdl,inStartKi)
%%Erhoeht Ki, bis der erste Ueberschlag detektiert wird.
set_param(mdl.ki,'Gain',num2str(inStartKi));
sim(mdl.name)
Time=findDurOfControl(sigLog.getElement('Error').Values);
rTime=Time*1.1;
if Time == -1
    fprintf('Start Ki=%g zu klein?\n',inStartKi)
end
cntKi=inStartKi+0.01;
cntKiDelta=0.01;
while rTime > Time || cntKiDelta > 1e-6
    rTime=Time;
    set_param(mdl.ki,'Gain',num2str(cntKi));
    sim(mdl.name)
    Time=findDurOfControl(sigLog.getElement('Error').Values);
    );
    if Time == -1
        fprintf('"Time" nicht mehr bestimmbar bei Ki=%g\n',
            inStartKi);
        outTime=NaN;
        outKi=NaN;
        return;
    end
    if Time > rTime && cntKiDelta > 1e-6
        cntKi=cntKi-cntKiDelta;
        cntKiDelta=cntKiDelta*0.1;
        Time=rTime;
        rTime=Time*1.01;
    end
    cntKi=cntKi+cntKiDelta;

```

C.4. Skript: Schnellstmögliche Regelkonstante in Abhängigkeit von der Totzeit und τ_L

```
    fprintf(' ');
end
outTime=rTime;
outKi=cntKi-2e-6;

function out=findDurOfControl(inTS)
%%Funktion um die Zeit zu bestimmen, an dem "inTS" zum
    letzten mal 1e-3
%%unterschreitet.
lenIn=length(inTS.time);
upperLim=inTS.data(1:lenIn-1);
lowerLim=inTS.data(2:lenIn);
tresPos=find(upperLim >= 1e-3 & lowerLim < 1e-3);
%%Abbruch, wenn "inTS" 1e-3 nie unterschreitet
if isempty(tresPos)
    out=-1;
    return
end
maxPos=max(tresPos);
if inTS.data(maxPos) == 1e-3
    out=inTS.time(tresPos);
else
    out=((1e-3-inTS.data(maxPos)).*(inTS.time(maxPos+1)-
        inTS.time(maxPos)))/(inTS.data(maxPos+1)-inTS.data(
        maxPos))+inTS.time(maxPos);
end
```

C.4. Skript: Schnellstmögliche Regelkonstante in Abhängigkeit von der Totzeit und τ_L

```
function [outMatrix ,out]=detKiMinTimeTau()
% Warnung "Delay.Time=0" unterdruecken
warning('off','Simulink:blocks:TDelayDirectThroughAutoSet')
% Variablen fuer den Zugriff auf die Modelldaten
mdl.name='SimpleModel';
mdl.delay='SimpleModel/Delay';
mdl.ki='SimpleModel/Ki';
mdl.cavity='SimpleModel/CavityAmplitude';
% Laden des Modells
load_system(mdl.name);
% Vordefinieren der Ausgabematrix
Tau=[1e-8,5e-8,1e-7,5e-7,1e-6,5e-6,1e-5,5e-5,1e-4,5e-4,1e
    -3,5e-3,1e-2];
```



```

function [outKi ,outTime]=findMaxKi mdl ,inStartKi)
%%Erhoeht Ki, bis der erste Ueberschlag detektiert wird.
set_param(mdl.ki , 'Gain' , num2str(inStartKi));
sim(mdl.name)
Time=findDurOfControl(sigLog.getElement('Error').Values);
rTime=Time*1.1;
cntKi=inStartKi;
cntKiDelta=inStartKi*10;
while rTime > Time || cntKiDelta > 1e-6
    rTime=Time;
    set_param(mdl.ki , 'Gain' , num2str(cntKi));
    sim(mdl.name)
    Time=findDurOfControl(sigLog.getElement('Error').Values
    );
    if Time == -1
        cntKi=cntKi+cntKiDelta;
        continue;
    end
    if Time > rTime && cntKiDelta > 1e-6
        cntKi=cntKi-cntKiDelta;
        cntKiDelta=cntKiDelta*0.1;
        Time=rTime;
        rTime=Time*1.01;
    end
    cntKi=cntKi+cntKiDelta;
    fprintf(' ');
end
outTime=rTime;
outKi=cntKi-2e-6;

function out=findDurOfControl(inTS)
%%Funktion um die Zeit zu bestimmen, an dem "inTS" zum
    letzten mal 1e-3
%%unterschreitet.
lenIn=length(inTS.time);
upperLim=inTS.data(1:lenIn-1);
lowerLim=inTS.data(2:lenIn);
tresPos=find(upperLim >= 1e-3 & lowerLim < 1e-3);
%%Abbruch, wenn "inTS" 1e-3 nie unterschreitet
if isempty(tresPos)
    out=-1;
    return
end
maxPos=max(tresPos);

```



```

function output = gateing(inData,widthGate)
%% Ordnet periodische Daten in einer Matrix an.
count=1;
col=1;
start=1;
GateOn=0;
pulses=0;
for j=1:length(inData)-2000
    if inData(j+1,2)>0 && inData(j,2)==0
        pulses=pulses+1;
    end
end
output=zeros(8,widthGate,pulses);
if pulses==0
    return;
end
if inData(1,2)~=0
    while inData(start,2)~=0
        start=start+1;
    end
end
for i=start:length(inData)-2000
    if GateOn==0 && inData(i+100,2)>0
        GateOn=1;
    end
    if GateOn==1
        for j=1:8
            output(j,count,col)=inData(i,j+1);
        end
        count=count+1;
    end
    if count>widthGate
        count=1;
        col=col+1;
        GateOn=0;
    end
end

function out=binRead16bit(Path)
%% Read 8 channel 16 bit binary data stream from disk
% First column time, followed by the channels
infile = fopen(Path, 'r', 'l');
[~,noOfSamples] = fread(infile,inf,'int16',14);

```

C. MATLAB-Skripte

```
fseek(infile,0,'bof');
col1 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fseek(infile, 1*2, 'bof');
col2 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fseek(infile, 2*2, 'bof');
col3 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fseek(infile, 3*2, 'bof');
col4 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fseek(infile, 4*2, 'bof');
col5 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fseek(infile, 5*2, 'bof');
col6 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fseek(infile, 6*2, 'bof');
col7 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fseek(infile, 7*2, 'bof');
col8 = fread(infile, noOfSamples, 'int16', 7*2)' / (2^15);
fclose(infile);
fs = 930200;
t = (0:noOfSamples-1) / fs;
out(:,1)=t;
out(:,2)=col1;
out(:,3)=col2;
out(:,4)=col3;
out(:,5)=col4;
out(:,6)=col5;
out(:,7)=col6;
out(:,8)=col7;
out(:,9)=col8;
```

Literaturverzeichnis

- [1] ALKOFER, R ; GREENSITE, J: Quark confinement: the hard problem of hadron physics. In: *Journal of Physics G: Nuclear and Particle Physics* 34 (2007), Nr. 7, S3. <http://stacks.iop.org/0954-3899/34/i=7/a=S02>
- [2] COLLABORATION, PANDA: *Technical Progress Report for PANDA*. http://www-panda.gsi.de/archive/public/panda_tpr.pdf
- [3] GIACOSA, Francesco: *Glueball phenomenology within a nonlocal approach*, Eberhard-Karls-Universität Tübingen, Diss., 2005
- [4] BERINGER, J. u. a.: Review of Particle Physics. In: *Phys. Rev. D* 86 (2012), Jul, 010001. <http://dx.doi.org/10.1103/PhysRevD.86.010001>. – DOI 10.1103/PhysRevD.86.010001
- [5] *Green Paper The Modularized Start Version*. http://www.fair-center.de/fileadmin/fair/publications_FAIR/FAIR_GreenPaper_2009.pdf.
Version: Oktober 2009
- [6] KONRAD, M. ; BONNES, U. ; BURANDT, C. ; EICHHORN, R. ; NONN, P. ; ENDERS, J. ; PIETRALLA, N.: Digital base-band rf control system for the superconducting Darmstadt electron linear accelerator. In: *Phys. Rev. ST Accel. Beams* 15 (2012), May, 052802. <http://dx.doi.org/10.1103/PhysRevSTAB.15.052802>. – DOI 10.1103/PhysRevSTAB.15.052802
- [7] ARAZ, A. ; BONNES, U. ; EICHHORN, R. ; HUG, F. ; KONRAD, M. ; PLATZ, M. ; RICHTER, A. ; STASSEN, R.: 3 GHz digital rf control at the superconducting Darmstadt electron linear accelerator: First results from the baseband approach and extensions for other frequencies. In: *Phys. Rev. ST Accel. Beams* 13 (2010), Aug, 082801. <http://dx.doi.org/10.1103/PhysRevSTAB.13.082801>. – DOI 10.1103/PhysRevSTAB.13.082801
- [8] ARAZ, Asim: *Aufbau und Erprobung einer digitalen HF-Regelung und Aufbau eines modularen Messsystems zur Energiestabilisierung für den S-DALINAC*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2009
- [9] LAIER, Ulrich: *Güte der Beschleunigungsstrukturen und Entwicklung eines HF-Moduls am S-DALINAC*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2004

- [10] PLATZ, Markus: *Neuentwicklung und Aufbau einer Rechnerschnittstelle zur Ansteuerung der Geräte am S-DALINAC und Konzeption einer digitalen HF-Regelung*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2004
- [11] AUERHAMMER, J. ; GENZ, H. ; GRÄF, H.-D. ; HAHN, R. ; HOFFMANN-STASCHECK, P. ; LÜTTGE, C. ; NETHING, U. ; RÜHL, K. ; RICHTER, A. ; RIETDORF, T. ; SCHARDT, P. ; SPAMER, E. ; THOMAS, F. ; TITZE, O. ; TÖPPER, J. ; WEISE, H.: The S-DALINAC facility — Operational experience from the accelerator and the experimental installations. In: *Nuclear Physics A* 553 (1993), Nr. 0, 841 - 844. [http://dx.doi.org/http://dx.doi.org/10.1016/0375-9474\(93\)90708-6](http://dx.doi.org/http://dx.doi.org/10.1016/0375-9474(93)90708-6). – DOI [http://dx.doi.org/10.1016/0375-9474\(93\)90708-6](http://dx.doi.org/10.1016/0375-9474(93)90708-6). – ISSN 0375-9474
- [12] RICHTER, Achim: Operational Experience at the S-DALINAC. In: *Proceedings of the 5th EPAC* Bd. 96, 1996, S. 110
- [13] EICHHORN, Ralf: *Digitale FPGA-basierte HF-Regelungen für den pLinac Teststand bei FAIR*. 2009. – Förderantrag beim Bundesministerium für Bildung und Forschung
- [14] KONRAD, Martin: *Development and commissioning of a digital rf control system for the S-DALINAC and migration of the accelerator control system to an EPICS-based system*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2013. <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/id/eprint/3398>
- [15] GUTBROD, Hans H.: International Facility for Antiproton and Ion Research (FAIR) at GSI, Darmstadt. In: *Nuclear Physics A* 752 (2005), S. 457-469
- [16] *FAIR Baseline Technical Report*. http://www.fair-center.de/fileadmin/fair/publications_FAIR/FAIR_BTR_1.pdf. Version: September 2006
- [17] *FAIR Baseline Technical Report*. http://www.fair-center.de/fileadmin/fair/publications_FAIR/FAIR_BTR_2.pdf. Version: März 2006
- [18] *FAIR Baseline Technical Report*. http://www.fair-center.de/fileadmin/fair/publications_FAIR/FAIR_BTR_3a.pdf. Version: März 2006
- [19] HEUSER, Johann ; MÜLLER, Walter ; PUGATCH, V. ; SENGER, Peter ; SCHMIDT, Christian J. ; STURM, Christian ; FRANKENFELD, Ulrich: *[GSI Report 2013-4] Technical Design Report for the CBM Silicon Tracking System (STS)*. Darmstadt : GSI, 2013 (GSI Report 2013-4). – 167 p. S. <http://repository.gsi.de/record/54798>
- [20] *FAIR Baseline Technical Report*. http://www.fair-center.de/fileadmin/fair/publications_FAIR/FAIR_BTR_5.pdf. Version: März 2006
- [21] *FAIR Baseline Technical Report*. http://www.fair-center.de/fileadmin/fair/publications_FAIR/FAIR_BTR_4.pdf. Version: März 2006

- [22] *FAIR Baseline Technical Report*. http://www.fair-center.de/fileadmin/fair/publications_FAIR/FAIR_BTR_3b.pdf. Version: März 2006
- [23] DOLINSKII, A. ; KNIE, K. ; DIMOPOULOU, C. ; GOSTISHCHEV, V. ; LITVINOV, S. ; NOLDEN, F. ; STECK, M.: Antiproton complex at the {FAIR} project. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 629 (2011), Nr. 1, 16–24. <http://dx.doi.org/http://dx.doi.org/10.1016/j.nima.2010.11.037>. – DOI <http://dx.doi.org/10.1016/j.nima.2010.11.037>. – ISSN 0168–9002
- [24] GROENING, Lars ; BARTH, Winfried ; DAHL, Ludwig ; VINZENZ, Wolfgang ; YARAMYSHEV, Stephan ; CLEMENTE, Gianluigi ; RATZINGER, Ulrich ; SCHEMPP, Alwin ; TIEDE, Rudolf: The 70-MeV Proton Linac for the Facility for Antiproton and Ion Research FAIR. In: *Proceedings of LINAC 2006*, 2006, 186–188
- [25] CLEMENTE, G ; BARTH, W ; BEREZNOV, R ; GROENING, L ; HOLLINGER, R ; FORCK, P ; KAISER, M ; KRÄMER, A ; MÜHLE, C ; MAIMONE, F ; PFISTER, J ; SCHREIBER, G ; TRÜLLER, J ; WILL, C ; VINZENZ, W ; BRODTHAGE, R ; KOUBEK, B ; PODLECH, H ; TIEDE, R ; SCHEMPP, A ; RATZINGER, U ; LAUN, B ; LESREL, J ; CHAUVIN, N ; DELFERRIRE, O ; TUSKE, O ; SIMON, C: Status of the FAIR 70 MeV Proton Injector. In: *Proceedings of IPAC'13* Bd. 04 Hadron Accelerators, 2013 (A08 Linear Accelerators), 3773–3775
- [26] HOLLINGER, R ; BARTH, W ; DAHL, LA ; GALONSKA, M ; GROENING, L ; SPAEDTKE, PS ; GOBIN, R ; LEROY, PA ; MEUSEL, O: High current proton beam investigations at the SILHI-LEBT at CEA/Saclay. In: *Proceedings of LINAC 2006*, 2006, 232–236
- [27] GOBIN, R ; CHAUVIN, N ; DELFERRIÈRE, O ; TUSKE, O ; URIOT, D u. a.: Light ion ECR sources state of the art for Linacs. In: *Proceedings of LINAC 2012*, 1055–1058
- [28] SCHEMPP, A: Overview of recent RFQ projects. In: *Proceeding LINAC 2008*, 2008, 41–45
- [29] BRODTHAGE, Robert ; RATZINGER, Ulrich ; CLEMENTE, Gianluigi ; VINZENZ, Wolfgang: First Coupled CH Power Cavity for the FAIR Proton Injector. In: *Proceedings of IPAC2013*, 2013, 3791–3793
- [30] CLEMENTE, Gianluigi: *The Room Temperature CH-DTL and its application for the FAIR Proton Injector*, Goethe Universität Frankfurt, Diss., 2007
- [31] KITEGI, C ; RATZINGER, U ; MINAEV, S: The IH-cavity for HITRAP. In: *Proceedings of the LINAC 2004*, 2004, 54–56
- [32] AMALDI, Ugo ; CITTERIO, Alessandro ; CRESCENTI, Massimo ; GIULIACCI, Arianna ; TRONCI, Cesare ; ZENNARO, Riccardo: CLUSTER: A high-frequency

- H-mode coupled cavity linac for low and medium energies. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 579 (2007), Nr. 3, 924 - 936. <http://dx.doi.org/http://dx.doi.org/10.1016/j.nima.2007.05.208>. – DOI <http://dx.doi.org/10.1016/j.nima.2007.05.208>. – ISSN 0168–9002
- [33] JACKSON, John D.: *Classical Electrodynamics*. 3rd Edition. John Wiley & Sons, Inc.. – ISBN 0–471–30932–X
- [34] PADAMSEE, Hasan ; KNOBLOCH, Jens ; HAYS, Tom: *RF Superconductivity for Accelerators*. 2. Weinheim : Wiley-VCH-Verl., 2008 (Wiley series in beam physics and accelerator technology)
- [35] POZAR, David M. ; ZOBRIST, Bill (Hrsg.) ; KULEK, Petrina (Hrsg.): *Microwave Engineering*. 3rd Edition. John Wiley & Sons, Inc.. – ISBN 978–0–471–44878–5
- [36] LUNZE, Jan: *Regelungstechnik 1*. 1. Springer Verlag, 1996. – ISBN 3–540–61404–4
- [37] BURANDT, Christoph: *Aufbau eines 6-GHz-Systems für die Hochfrequenzregelung am S-DALINAC*, Technische Universität Darmstadt, Diplomarbeit, 2010
- [38] *ISO 11898, 1993*. Standard, 1993
- [39] *Experimental Physics and Industrial Control System*. Software. <http://www.aps.anl.gov/epics/>
- [40] BURANDT, C ; BONNES, U ; ENDERS, J ; HUG, F ; KONRAD, M ; PIETRALLA, N: Status of the Migration of the S-DALINAC Accelerator Control System to EPICS. In: *Proceedings of the PCaPAC 2012* PCaPAC, 166–168
- [41] SHANNON, Claude E.: Communication in the presence of noise. In: *Proceedings of the IRE* 37 (1949), Nr. 1, S. 10–21
- [42] VOLDER, Jack E.: The CORDIC trigonometric computing technique. In: *IRE Transactions on Electronic Computers* (1959), Nr. 3, S. 330–334
- [43] Xilinx, Inc.: *Spartan-6 FPGA Block RAM Resources User Guide*. http://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug383.pdf. Version: 1.5, 2011
- [44] *IEC 60027-2 A.2*. Standard, 2005
- [45] *Wolfram Mathematica 9*. Software. <http://www.wolfram.com/mathematica/>
- [46] SCHILCHER, Thomas: *Vector Sum Control of Pulsed Accelerating Fields in Lorentz Force Detuned Superconducting Cavities*, Universität Hamburg, Diss., 1998

- [47] BAHLO, Thore: *Entwicklung eines rechnerbasierenden Resonatorsimulators zum Test von Hochfrequenzregelungen*, Technische Universität Darmstadt, Diplomarbeit, 2012
- [48] *Matlab R2012a*. Software. <http://www.mathworks.de/products/matlab/>. – Ver. 7.14.0.739 64 bit
- [49] *Simulink R2012a*. Software. <http://www.mathworks.de/products/simulink/>
- [50] EICHHORN, Ralf ; ARAZ, Asim ; BONNES, Uwe ; HUG, Florian ; KONRAD, Martin ; NONN, Patrick ; STASSEN, R. ; SCHREIBER, Gerald ; VINZENZ, Wolfgang: A Digital Baseband Low Level RF Control for the p-Linac Test Stand at GSI. In: *Proceedings of IPAC2010*, 2010, 1413–1415
- [51] Analog Devices, Inc.: *Datasheet ADL5385*. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADL5385.pdf. Version: Rev. A, 2012
- [52] Analog Devices, Inc.: *Datasheet ADL5387*. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADL5387.pdf. Version: Rev. B, 2013
- [53] ASTROM, Karl J. ; RUNDQWIST, Lars: Integrator windup and how to avoid it. In: *American Control Conference, 1989* IEEE, 1989, S. 1693–1698
- [54] BUTTERWORTH, Stephen: On the theory of filter amplifiers. In: *Wireless Engineer* 7 (1930), S. 536–541
- [55] *LTspice IV*. Software. <http://www.linear.com/designtools/software/#LTspice>
- [56] Analog Devices, Inc.: *ADL5500 Datasheet*. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADL5500.pdf. Version: Rev. A, 2006

Danksagung

Ich möchte an dieser Stelle all jenen danken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Zunächst natürlich meinen Doktorvätern Prof. Dr. Dr. h.c. Norbert Pietralla und Prof. Dr. Harald Klingbeil, die diese Arbeit akademisch und fachlich unterstützt und meine Entwicklung als Wissenschaftler, nicht zuletzt durch das Ermöglichen der Teilnahme an internationalen Konferenzen und der USPAS, gefördert haben.

Ich danke der Beschleunigergruppe sowie der Betriebsmannschaft des IKP für die wunderbare Zusammenarbeit, die großartige Arbeitsatmosphäre und nicht zuletzt für die gemeinsamen Unternehmungen abseits des Arbeitsalltags. Insbesondere möchte ich mich bei Dr. Martin Konrad und Christoph Burandt bedanken, deren Unterstützung bei Fragen der Hochfrequenz- und Regeltechnik von unschätzbaren Wert waren.

Ebenso möchte ich der Mannschaft der Elektronikwerkstatt für ihre hervorragende Arbeit danken. Mein besonderer Dank gilt dem Leiter der Elektronikwerkstatt, Uwe Bonnes, der für jede Frage und jedes Problem, mit dem ich zu ihm kam, ein offenes Ohr hatte.

Für die freundliche Unterstützung bei Messungen ausserhalb des IKP, sowohl durch die Benutzung ihrer Gerätschaften als auch durch direkte Unterstützung, danke ich Dr. Gerald Schreiber und Wolfgang Vinzenz von der GSI/FAIR sowie Prof. Dr. Holger Podlech und Benjamin Koubek von der Goethe Universität Frankfurt.

Für seine Unterstützung bei meinen Ausflügen in die Regeltheorie möchte ich Dr. Lens vom Institut für die Theorie Elektromagnetischer Felder an der TU Darmstadt danken.

Auch möchte ich meiner Familie danken, ohne deren andauernde Unterstützung nichts von alledem möglich gewesen wäre.

Diese Arbeit wurde durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung im Rahmen eines BMBF-Verbundforschungsprojektes unterstützt. Ich danke Prof. Dr. Ralf Eichhorn und Dr. Asim Araz, auf deren Initiative hin die BMBF-Förderung für diese Forschung zustande kam.

Lebenslauf

- 20.12.1979 Geboren in Hadamar
- 1986–1996 Besuch der Mittelpunktschule St. Blasius in Frickhofen
Juli 1996 Realschulabschluss
- 1996–2000 Ausbildung zum Chemielaboranten bei der ehemaligen
Hoechst AG in Frankfurt-Höchst, später Provadis GmbH
Januar 2000 Erfolgreiche Prüfung zum Chemielaboranten
- 2000–2002 Besuch des Hessenkollegs in Frankfurt-Rödelheim
Dezember 2002 Abitur
- 2003 Wehrdienst
- 2003–2010 Studium der Physik an der Johann-Wolfgang-Goethe Universi-
tät in Frankfurt am Main
September 2005 Diplom-Vorprüfung
Februar 2010 Diplom, Abschluss des Studiums
- Seit März 2010 Promotionsstudium an der TU Darmstadt

Eidesstattliche Erklärung

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

Darmstadt, im April 2014