

Steuerung und Verteilung der Hochfrequenz am LINAC1 an ELSA

Jens Zappai

Diplomarbeit in Physik
angefertigt im Physikalischen Institut

vorgelegt der
Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät
der
Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität
Bonn

Dezember 2014

Ich versichere, dass ich diese Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie die Zitate kenntlich gemacht habe.

Bonn,
Datum

.....
Unterschrift

1. Gutachter: Priv.-Doz. Dr. Wolfgang Hillert
2. Gutachter: Prof. Dr. Reinhard Beck

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Beschleunigerphysik am Physikalischen Institut	1
1.2	Die Beschleunigeranlage ELSA	3
1.3	Der erste Linearbeschleuniger LINAC1	5
1.4	Zielsetzung dieser Arbeit	6
2	Theoretische Grundlagen	7
2.1	Hohlleiter	7
2.2	Richtkoppler	9
2.3	Wanderwellenbeschleuniger	12
2.4	Beamloading in Wanderwellenbeschleunigern	13
3	Die Hochfrequenzinfrastruktur des LINAC1	15
3.1	Die bestehende Hochfrequenzsteuerung	16
3.2	Die Hochfrequenzverstärkung	17
3.3	Hybridbasierte Amplituden- und Phasensteller des neuen Hohlleitersystems	18
4	Amplituden- und Phasenmessung der Hochfrequenz am neuen Hohlleitersystem	23
4.1	Vorlaufmessung: Quadraturamplitudendemodulation	24
4.2	Rücklaufmessung: Leistungsmessung und Hochfrequenzfreigabe	28
5	Das neue LLRF-System für den LINAC1	31
5.1	Methoden zur Beamloading-Kompensation und Anforderungen an das LLRF-System	31
5.2	Entwurf des neuen LLRF-Systems	34
5.3	Anbindung an das ELSA-Kontrollsystem	38
5.4	Inbetriebnahme des LLRF-Systems	41
6	Zusammenfassung und Ausblick	45
A	Anhang	47
A.1	Messung zur IQ-Demodulation	47
A.2	Programmcode zur korrigierten IQ-Demodulation	48
A.3	Kontrollparameter in ELSA für das LLRF	50
	Abbildungsverzeichnis	51
	Tabellenverzeichnis	53

Literatur	55
Danksagung	57

Einleitung

1.1 Beschleunigerphysik am Physikalischen Institut

Es ist der Reiz des Lebens, daß man nicht alles für selbstverständlich hält, sondern noch bereit ist, sich zu wundern.

Vicco von Bülow

Seit den 1950er Jahren betreibt das Physikalische Institut der Universität Bonn experimentelle Grundlagenforschung zur Struktur von Materie und der Wechselwirkung ihrer Bausteine. Sie beginnt im Jahr 1958 unter Wolfgang Paul mit der Fertigstellung des ersten stark fokussierenden Elektronensynchrotrons Europas, mit dem unter anderem Photoproduktionsexperimente zur Erzeugung von Pionen an Protonen, Neutronen und leichten Kernen durchgeführt wurden [Ant+87]. Die maximal erreichbare Strahlenergie wurde 1967 durch den Bau eines 2,5 GeV Synchrotrons erhöht, was eine Vielzahl neuer Experimente ermöglichte: Synchrotronstrahlungsexperimente, Photo- und Elektroproduktion von pseudoskalaren Mesonen und ab 1970 auch Experimente mit polarisierten Targetmaterialien [Hil06]. Bedingt durch seine Bauart hat dieser Teilchenbeschleuniger den Nachteil, dass der Elektronenstrahl zum einen eine stark gepulste Struktur besitzt, zum anderen nicht über längere Zeit gespeichert werden kann. Beide Umstände schränkten die experimentellen Möglichkeiten in hohem Maße ein, sodass 1987 die Erweiterung der bestehenden Beschleunigeranlage um einen Speicherring zur Elektronen-Stretcher-Anlage ELSA stattfand (Abbildung 1.1), mit der sich ebenfalls die Maximalenergie auf 3,2 GeV erhöhte. Das 2,5 GeV-Synchrotron wird seitdem als Vorbeschleuniger für den Speicherring verwendet, während das 500 MeV-Synchrotron abgebaut wurde.

Seit dem Jahr 2004 ist ELSA einschließlich der Experimente CB@ELSA und BGO-OD zentraler Bestandteil des DFG¹-Sonderforschungsbereichs „SFB/Transregio 16: Elektromagnetische Anregung subnuklearer Systeme“.

¹ Deutsche Forschungsgemeinschaft.

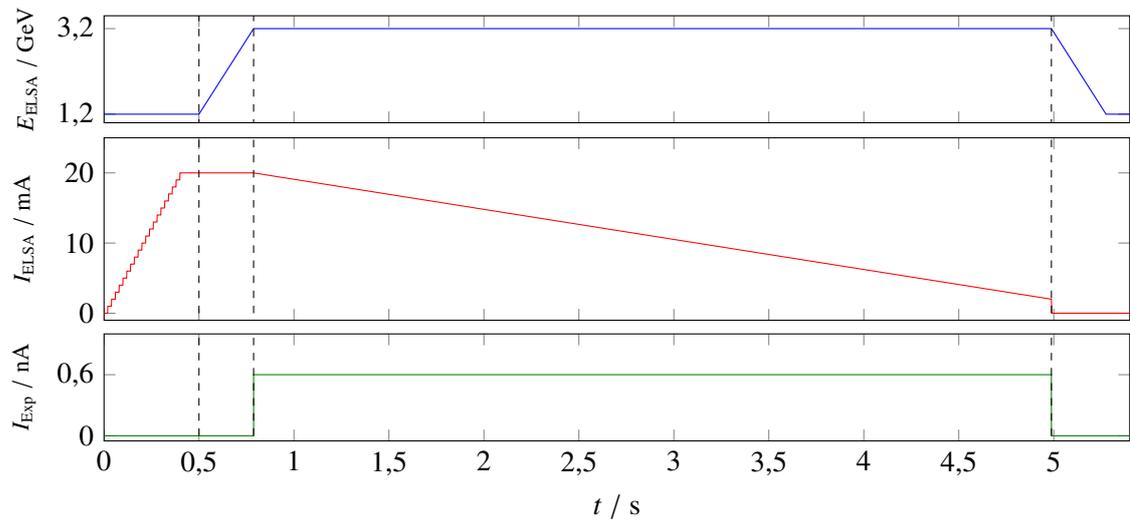
1.2 Die Beschleunigeranlage ELSA

Die Elektronen-Stretcher-Anlage ELSA umfasst einen Elektronenbeschleuniger und die zwei Experimentierstätten CB@ELSA und BGO-OD sowie einen in der Fertigstellung befindlichen externen Detektortestplatz. Die eigentliche dreistufige Beschleunigeranlage besteht aus den zwei Linearbeschleunigern LINAC1 und LINAC2, dem 2,5 GeV-Booster-Synchrotron (im Folgenden mit Synchrotron bezeichnet) und dem 3,2 GeV-Speicherring ELSA. In den Linearbeschleunigern werden wahlweise spinpolarisierte oder thermisch erzeugte Elektronen auf eine Energie von 20 MeV bis 25 MeV vorbeschleunigt. Das Synchrotron arbeitet netzsynchron mit einer Frequenz von 50 Hz, sodass ein Elektronenpuls innerhalb von 10 ms die Extraktionsenergie von typischerweise 1,2 GeV erreicht und nach ELSA extrahiert wird. Dies entspricht einer mittleren Rampgeschwindigkeit von 120 GeV/s . Im Speicherring ELSA kann der Elektronenstrahl über mehrere Synchrotronzyklen akkumuliert und nach einer eventuellen Nachbeschleunigung auf bis zu 3,2 GeV den Experimenten mittels langsamer Resonanzextraktion über mehrere Sekunden zur Verfügung gestellt werden. So lässt sich ein Tastverhältnis, das Verhältnis zwischen Extraktionszeit und gesamter Zykluszeit, von bis zu 95 % erreichen. Dieser *Boostermodus* hat den *Stretchermodus*, bei dem weder Akkumulation noch Nachbeschleunigung erfolgt, im Beschleunigerbetrieb aufgrund der limitierten Strahlenergie abgelöst. Zudem steht noch der *Speicherringmodus* zur Verfügung, bei dem der akkumulierte Strahlstrom in ELSA bis auf eine Energie von 3,2 GeV nachbeschleunigt und über einen Zeitraum von mehreren Stunden gespeichert wird. Nach Beendigung der Synchrotronlichtexperimente dient dieser Betriebsmodus hauptsächlich beschleunigerphysikalischen Studien wie zum Beispiel der Untersuchung von Ionen-Effekten an Teilchenbeschleunigern [Sau14]. In Abbildung 1.2 ist der zeitliche Verlauf für die Größen Energie E , internen Strom I_{ELSA} und extrahierten Strom I_{Exp} für die verschiedenen Betriebsmodi dargestellt. Um zukünftig den hadronenphysikalischen Experimenten höhere extrahierte Strahlströme bei konstantem Tastverhältnis zur Verfügung stellen zu können, soll der interne Strahlstrom in ELSA von 20 mA auf 200 mA erhöht werden. Dieses Ziel konnte mit einer verlängerten Akkumulationszeit bereits für den Speicherringmodus ohne Nachbeschleunigung erreicht werden [Sch14a]. Nach Fertigstellung der zweiten Hochfrequenzanlage an ELSA wird es möglich sein, diese hohen Strahlströme auch im Boostermodus bei einer Energie von bis zu 3,2 GeV zu erreichen. Um zusätzlich die Akkumulationszeit und somit das Tastverhältnis konstant zu halten, stellt sich an den Injektor die Forderung nach einem höheren Injektionsstrom. Neben der geplanten Intensitätserhöhung ist mit der Single-Bunch²-Akkumulation eine weitere Betriebsart geplant, die das Spektrum der an ELSA durchführbaren Untersuchungen erweitert. Dies umfasst zeitauflösende Spektroskopieexperimente, Untersuchungen von Untergrundstrahlung für die hadronenphysikalischen Experimente und beschleunigerphysikalische Studien zu Single-Bunch-Impedanzen und -Instabilitäten an ELSA. Hierzu befindet sich ein FPGA³-basiertes Timingsystem in der Entwicklung [Pro15], das es erlauben wird, beliebige Füllmuster der Buckets⁴ in ELSA über mehrere Injektionszyklen hinweg zu realisieren. Die Bereitstellung einzelner Bunche wird ebenfalls zukünftige Aufgabe des LINAC1 sein.

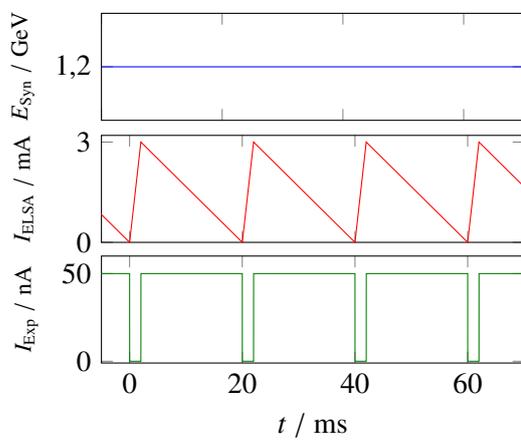
² Zu Deutsch: Bündel, bezeichnet ein Elektronenpaket.

³ Aus dem Englischen: Field Programmable Gate Array.

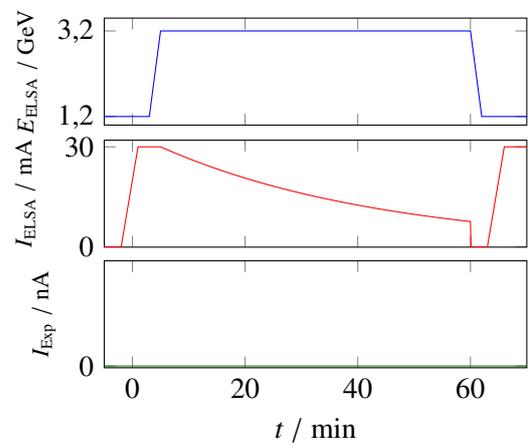
⁴ Zu Deutsch: Eimer, bezeichnet den Phasenbereich der Hochfrequenz, in dem Elektronen stabil transportiert und beschleunigt werden können.



(a) Nachbeschleunigungsmodus (*Booster-Mode*)



(b) Stretcher-Modus



(c) Speicherring-Modus (*Syli-Mode*)

Abbildung 1.2: Schematische Darstellung der Betriebsmodi der Beschleunigeranlage ELSA [Pro11]

1.3 Der erste Linearbeschleuniger LINAC1

Der erste Linearbeschleuniger LINAC1⁵ an ELSA befindet sich zum Zeitpunkt dieser Arbeit in Aufrüstungsarbeiten und soll in Zukunft als Hochstrominjektor im Rahmen der geplanten Intensitätserhöhung dienen. Ein weiteres Aufgabengebiet wird die Nutzung als Single-Bunch-Injektor sein. Zudem bietet der LINAC1 die Möglichkeit zur direkten Bestrahlung unterschiedlicher Materialien wie Detektoren, Halbleiter- und Targetmaterialien mit einem intensiven Elektronenstrahl.

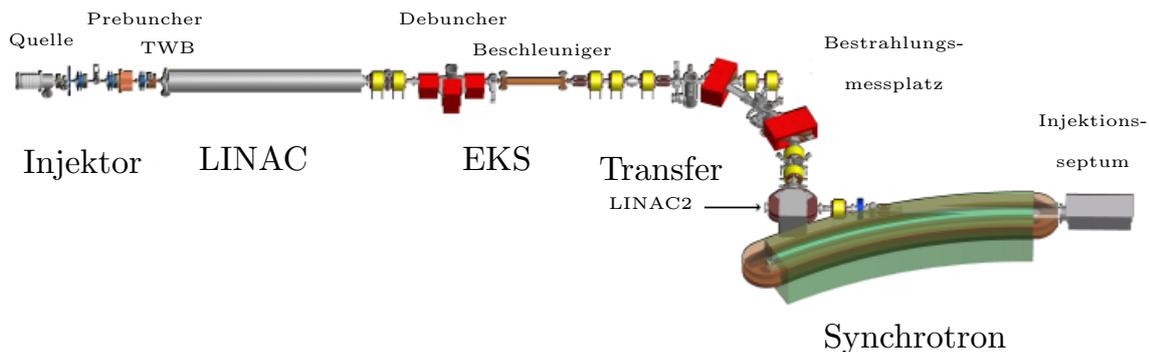


Abbildung 1.3: Übersicht des ersten Linearbeschleunigers LINAC1 [Mey12]

Der LINAC1 dient als Vorbeschleuniger für das Synchrotron. Er besteht aus einer thermischen Elektronenquelle, einer zweiteiligen Bunchingsektion, einer 3 GHz Linearbeschleunigerstruktur und einem ebenfalls zweiteiligen Energie-Kompressor-System (EKS) (Abbildung 1.3). Die 90 kV-Elektronenquelle im Triodenaufbau erlaubt die Erzeugung sehr kurzer Pulse von 1 ns Dauer bei einem Strahlstrom von 1500 mA und langer Pulse von bis zu 3 μ s bei einem Strahlstrom von 900 mA. In der Bunchingsektion ist es Aufgabe des subharmonischen Prebunchers, den kontinuierlichen Elektronenstrahl der Quelle in eine gepulste Form zu überführen. Ebenso wie das Synchrotron wird der Prebuncher bei einer Frequenz von 500 MHz betrieben. Das Bunching wird durch das Aufprägen einer Energie- und somit Geschwindigkeitsmodulation erreicht, die sich nach einer Driftstrecke in eine longitudinale Dichtemodulation umwandelt. Der sich anschließende Wanderwellenbuncher (TWB⁶) ist mit seiner Phasengeschwindigkeit $v_p < c$ auf Empfang und Beschleunigung nicht hochrelativistischer Elektronen optimiert, wodurch die Elektronenpakete beschleunigt und weiterhin komprimiert werden.

Bei dem eigentlichen Linearbeschleuniger handelt es sich um einen 2,55 m langen constant-gradient Wanderwellenbeschleuniger, der bereits seit 1967 Teil der Beschleunigeranlage ist. Die erreichbare Energie beträgt für einen Strahlstrom von 500 mA bis zu 25 MeV bei einer Energieschärfe von 5 % [Kla11]. Die Injektionseffizienz des Synchrotrons ist durch seine Energieakzeptanz von 0,5 % bestimmt. Um der Anforderung eines hohen Injektionsstroms nachzukommen, wird die Energieschärfe mithilfe des EKS auf Kosten der Bunchlänge erhöht. Eine dispersive Schikane, bestehend aus drei Dipolmagneten, führt aufgrund von impulsabhängigen Laufzeitunterschieden zu einer Energiesortierung innerhalb der Elektronenpakete, sodass sich Elektronen hoher Energie in deren vorderen Teil befinden (Abbildung 1.4). Teilchen mit Sollenergie durchlaufen die nachfolgende Beschleunigerstruktur im Nulldurchgang des elektrischen Feldes, während die restlichen Teilchen je nach Vorzeichen ihrer Energieabweichung ein

⁵ Aus dem Englischen: **L**inear **A**ccelerator.

⁶ Aus dem Englischen: **T**raveling **W**ave **B**uncher.

beschleunigendes oder abbremssendes Feld erfahren. Hierzu muss die Phase der Hochfrequenz an den Eintreffzeitpunkt der Sollteilchen angepasst sein.

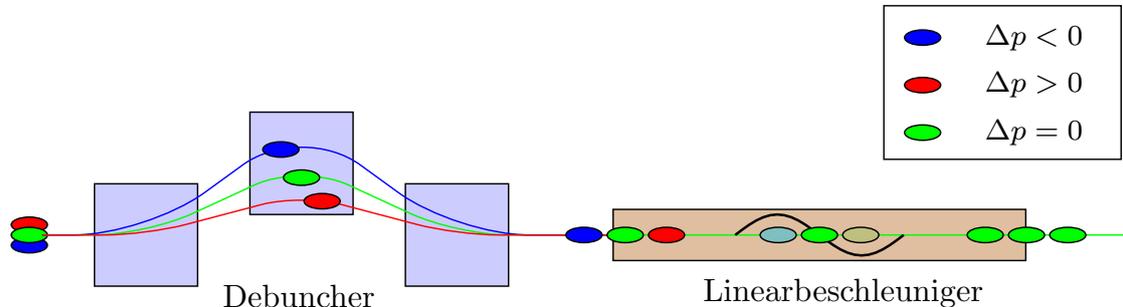


Abbildung 1.4: Schematische Darstellung des Energie-Kompressor-Systems mit dispersiver Strecke (Debuncher) und nachfolgendem Linearbeschleuniger [Sch14b]

1.4 Zielsetzung dieser Arbeit

Mit den Betriebsmodi Hochstrom und Single-Bunch werden an den LINAC1 hohe, zum Teil gegensätzliche Anforderungen gestellt. Für den Strahlbetrieb ist eine genaue und stabile Ansteuerung der Hochfrequenz für die einzelnen Resonatoren in Amplitude und Phase unerlässlich, denn nur so lassen sich Parameter wie Bunchlänge, Energie und Injektionseffizienzen unabhängig voneinander optimieren. Zu diesem Zweck wurde ein neues Hohlleitersystem entwickelt, das die Hochfrequenzleistung des Klystrons auf die Beschleunigerstrukturen TWB, Linearbeschleuniger und EKS amplituden- und phasenrichtig verteilt (Kapitel 3). Zur Überwachung und Erhöhung der Langzeitstabilität wird in dieser Arbeit ein Diagnosesystem zur Amplituden- und Phasenmessung der Hochfrequenz innerhalb des neuen Hohlleitersystems entwickelt und realisiert. Eine Leistungsüberwachung und schnelle Abschaltung der Hochfrequenz dient darüber hinaus dem Schutz des Klystrons vor schädigenden Reflexionen (Kapitel 4). Die hohen Strahlströme im Langpulsmodus führen aufgrund des Beamloading-Effekts zu einer Erhöhung der mittleren Energiebreite und verursachen daher Strahlverluste in Synchrotron und Transferweg. Aufgrund baulicher Gegebenheiten erlauben diese Strahlverluste im Rahmen des Strahlenschutzes keine Erhöhung des Injektionsstroms. Ziel ist, die bestehende Ansteuerung durch ein im Rahmen dieser Arbeit neu entwickeltes FPGA-basiertes LLRF⁷-System zu ersetzen, das es erlauben wird, den Effekt des Beamloadings mittels geeigneter Variation der Hochfrequenz zu kompensieren (Kapitel 5).

⁷ Aus dem Englischen: **L**ow **L**evel **R**adio **F**requency-System, kurz LLRF.

Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel wird eine kurze Übersicht über die wesentlichen Begriffe und Zusammenhänge der Hochfrequenztechnik und Beschleunigerphysik gegeben, die zum Verständnis des Hochfrequenzsystems eines Linearbeschleunigers wichtig sind. Ausgehend von den allgemeinen Wellengleichungen elektromagnetischer Felder wird deren Transport durch Hohlleiter vorgestellt. Zudem wird die Auskopplung dieser Wellen mithilfe von Richtkopplern zu Messzwecken und zur Leistungsverteilung behandelt. Die Beschleunigung elektrisch geladener Teilchen stellt eine weitere grundlegende Nutzung von modifizierten Hohlleitern dar und wird in diesem Kapitel im Allgemeinen und hinsichtlich des Effekts des Beamloadings im Speziellen beschrieben.

2.1 Hohlleiter

Die Beschleunigung elektrisch geladener Teilchen erfordert hohe elektrische Spitzenleistungen in einem Frequenzbereich von mehreren hundert Megahertz bis hin zu etlichen Gigahertz. Zum Transport dieser elektromagnetischen Leistungen werden Hohlleiter benutzt, da sie im Vergleich zu Koaxialkabeln eine wesentlich geringere Dämpfung und eine höhere Überschlagsfestigkeit aufweisen.

Die allgemeinen Wellengleichungen für die elektrischen und magnetischen Felder folgen aus den Maxwell-Gleichungen [Hin08]

$$\nabla^2 E = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} E \quad \nabla^2 H = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} H \quad (2.1)$$

mit den allgemeinen Lösungen:

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \mathbf{E}(\mathbf{r}) e^{i(\omega t - kx)} & \mathbf{B} &= \mathbf{B}(\mathbf{r}) e^{i(\omega t - kx)} \\ k &= \frac{\omega}{c} & k^2 &= k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \end{aligned} .$$

Mithilfe des neu definierten Parameters

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad k_z = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (2.2)$$

lässt sich zwischen zwei Arten der Ausbreitung innerhalb eines Hohlleiters in z -Richtung unterscheiden. Für $k^2 \leq k_c^2$ wird k_z imaginär und die Welle erfährt eine exponentielle Dämpfung. Im anderen Fall $k^2 > k_c^2$ eines reellen k_z ergibt sich eine periodische, verlustfreie Lösung, die einen Energietransport

durch den Hohlleiter ermöglicht. Aus diesem Grund wird k_c Grenzwellenzahl und analog dazu $\lambda_c = 2\pi/k_c$ Grenzwellenlänge sowie $f_c = c/\lambda_c$ Grenzfrequenz genannt. Da unterhalb der Grenzfrequenz eine Dämpfung erfolgt, hat der Hohlleiter den elektrischen Charakter eines Hochpasses.

Dann folgt aus Gleichung (2.2) die Hohlleiterwellenlänge

$$\lambda_z = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}, \quad (2.3)$$

die für den Fall $\lambda_c > \lambda$ immer größer als die Freiraumwellenlänge λ ist. Daraus folgt sofort, dass die Phasengeschwindigkeit innerhalb eines glatten Hohlleiters stets größer als die Lichtgeschwindigkeit ist. Durch Umformung von Gleichung (2.3) folgt zudem die Dispersionsrelation

$$\omega = c \sqrt{k_z^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}. \quad (2.4)$$

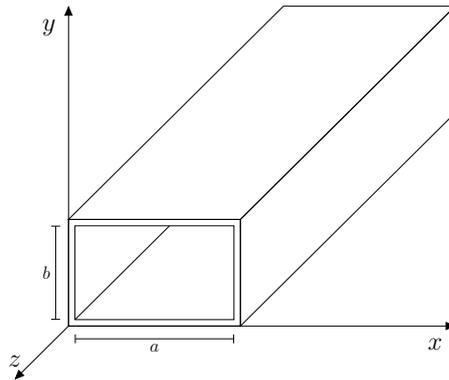


Abbildung 2.1: Skizze eines Rechteckhohlleiters mit den Kantenlängen a und b

Die speziellen Lösungen der Wellengleichungen hängen von den gegebenen Randbedingungen und damit von der Geometrie des Hohlleiters ab. Sie lassen sich in zwei Klassen, Moden genannt, mit rein transversal elektrischen (TE) und transversal magnetischen (TM) Komponenten unterteilen, die für einen Hohlleiter mit rechteckigem Profil (Abbildung 2.1) wie folgt lauten:

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{i(\omega t - k_z z)}, \quad H_z = 0 \quad (\text{TM}_{mn}\text{-Mode})$$

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{i(\omega t - k_z z)}, \quad E_z = 0 \quad (\text{TE}_{mn}\text{-Mode})$$

mit der Hohlleiterwellenlänge

$$\lambda_{mn} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \lambda^2 \left[\left(\frac{n}{2a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2 \right]}}. \quad (2.5)$$

a und b geben die Kantenlängen des Hohlleiters ($a \geq b$) und m und n die Zahl der Schwingungsbäu-

che in x - bzw. y -Richtung an (Abbildung 2.1). Auch wenn m und n nach oben nicht beschränkt sind, findet zum Transport elektromagnetischer Wellen hoher Leistungsdichte insbesondere die TE_{10} -Mode Verwendung, da sie als Grundmode selektiv ohne höhere Moden angeregt werden kann. Die transversal magnetische Fundamentalmode ist aufgrund der unterschiedlichen Randbedingungen die TM_{11} -Mode und besitzt infolgedessen eine höhere Grenzfrequenz.

Ebenfalls Verwendung finden runde Hohlleiter, insbesondere zur Beschleunigung elektrisch geladener Teilchen. Die Lösungen der Wellengleichungen sind rotationssymmetrisch und lauten in Zylinderkoordinaten:

$$E_z = E_0 J_m(k_c r) \cos(m\varphi) e^{i(\omega t - k_z z)}, H_z = 0 \quad (\text{TM}_{mn}\text{-Mode})$$

$$H_z = H_0 J_m(k_c r) \cos(m\varphi) e^{i(\omega t - k_z z)}, H_z = 0 \quad (\text{TE}_{mn}\text{-Mode})$$

Die Indizes n und m geben in diesem Fall die Anzahl radialer Knoten bzw. Perioden in azimuthaler Richtung an. J_m ist die Besselfunktion erster Art der Ordnung m . Die Hohlleiterwellenlänge folgt für TM-Moden aus den n -ten Nullstellen x_{mn} der Besselfunktion bzw. den n -ten Nullstellen x'_{mn} ihrer Ableitung im Fall von TE-Moden. Somit ergibt sich für einen zylindrischen Hohlleiter mit Radius a :

$$\lambda_{mn} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \lambda^2 \left(\frac{x_{mn}}{a}\right)^2}} \quad (\text{TM}_{mn}\text{-Mode})$$

$$\lambda_{mn} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \lambda^2 \left(\frac{x'_{mn}}{a}\right)^2}} \quad (\text{TE}_{mn}\text{-Mode})$$

2.2 Richtkoppler

Richtkoppler sind Hochfrequenz-Bauteile, die dazu dienen, elektromagnetische Wellen richtungsabhängig von einem Wellenleiter (Hauptleitung) in einen zweiten zu koppeln (Nebenleitung). Sie zeichnen sich im Besonderen dadurch aus, dass zwischen Haupt- und Nebenleitung eine Wechselwirkungszone existiert, in der die Kopplung stattfindet. Diese kann für die am LINAC1 verwendeten Hohlleiter-Richtkoppler als Schleifen-, Stich- oder Lochkopplung realisiert sein. Unabhängig von der Bauart werden Richtkoppler unter anderem durch die Größen Koppeldämpfung, Richtdämpfung und Frequenzbereich charakterisiert. Am Beispiel eines viertorigen Richtkopplers (Abbildung 2.2) soll an dieser Stelle auf die wichtigsten Eigenschaften eingegangen werden.

Für einen perfekten Richtkoppler würde jegliche Leistung, die durch Tor 1 zugeführt wird, auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt, je nach geforderter Koppeldämpfung. Das impliziert sowohl ein an die zuführende Leitung angepasstes Tor 1, sodass es zu keinerlei Reflexion kommt, als auch eine perfekte Isolation zwischen Tor 1 und 4⁸.

⁸ Weitergehende Informationen zu Richtkopplern finden sich in [Peh12].

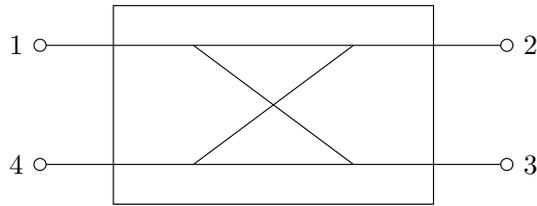


Abbildung 2.2: Schematische Skizze eines Richtkopplers

Die Einfügedämpfung IL ⁹ und Koppeldämpfung C ¹⁰ stellen den Anteil der an Tor 2 bzw. Tor 3 ausgekoppelten Leistung dar, wenn die Leistung in Tor 1 eingespeist wird.

$$IL = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \text{ dB} \quad (2.6)$$

$$C = 10 \cdot \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) \text{ dB} \quad (2.7)$$

Analog dazu definiert sich die Isolation I zwischen Tor 1 und Tor 4, die für reale Richtkoppler nicht unendlich groß ist.

$$I = 10 \cdot \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) \text{ dB} \quad (2.8)$$

Diese Größe hat allerdings nur Aussagekraft, wenn sie zusammen mit der Koppeldämpfung betrachtet wird. Aus diesem Grund definiert man die relative Größe der Richtdämpfung D ¹¹:

$$D = I - C \quad (2.9)$$

$$= 10 \cdot \log\left(\frac{P_3}{P_4}\right) \text{ dB} \quad (2.10)$$

Die Größen haben je nach Anwendungsfall unterschiedliche Bedeutung. Bei der Messung kleiner Rücklaufleistungen bei gleichzeitig großen Vorlaufleistungen, wie sie bei Resonatoren zur Teilchenbeschleunigung auftreten, ist die Genauigkeit der Messung von der Höhe der Richtdämpfung abhängig. Ist das Rücklaufsignal so klein, dass es in der Größe mit dem ausgekoppelten Vorlaufsignal vergleichbar ist, lässt es sich nicht mehr getrennt messen. Dabei summieren sich nicht einfach die ausgekoppelten Leistungen, sondern beide Feldgrößen addieren sich vektoriell am Ort der Auskopplung mit einer unbestimmten Phasendifferenz. Da sich beide Signale im Extremfall konstruktiv oder destruktiv überlagern können, beläuft sich die maximale relative Messgenauigkeit für den Rücklauf auf den Betrag der Richtdämpfung.

Soll hingegen Leistung möglichst genau aufgeteilt oder kombiniert werden, steigen die Anforderungen an Genauigkeit von Einfüge- und Koppeldämpfung.

Neben diesen Größen, die sich bislang stets auf die Leistung des elektromagnetischen Feldes bezogen, lassen sich auch Beziehungen zwischen den Phasen der Felder an den Toren definieren.

⁹ Aus dem Englischen: Insertion Loss.

¹⁰ Aus dem Englischen: Coupling.

¹¹ Aus dem Englischen: Directivity.

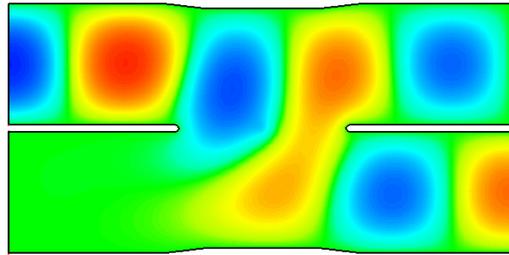


Abbildung 2.3: Simulation eines 90°-Hybriden mit einlaufender TE_{10} -Mode, die relative elektrische Feldstärke ist farbkodiert dargestellt [Sch14c]

Das neue Hohlleitersystem des LINAC1 basiert auf der Verwendung von 90°-Hybriden. Als Spezialfall soll dieser Hybridtyp im Folgenden näher erläutert werden. Seine idealisierte Streumatrix¹² ist gegeben durch [Peh12]:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -i & -1 & 0 \\ -i & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -i \\ 0 & -1 & -i & 0 \end{pmatrix} . \quad (2.11)$$

Im Falle der Nutzung als Leistungsteiler erfolgt eine Einspeisung nur in Tor 1:

$$\begin{pmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \\ U_3(t) \\ U_4(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -i & -1 & 0 \\ -i & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -i \\ 0 & -1 & -i & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} U e^{i\omega t} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

$$U_2(t) = -\frac{U}{\sqrt{2}} e^{i(\omega t + \frac{\pi}{2})} \quad U_3(t) = -\frac{U}{\sqrt{2}} e^{i(\omega t)} . \quad (2.13)$$

Die elektrischen Felder an Tor 2 und Tor 3 sind dem Betrag nach gleich und unterscheiden sich gerade um die namensgebende Phasendifferenz von 90° (vergleiche auch Abbildung 2.3).

Der 90°-Hybrid kann ebenso benutzt werden, um Leistungen aus den Toren 1 und 4 zu kombinieren und anteilig auf die Tore 2 und 3 aufzuteilen. Für betragsgleiche und um φ phasenverschobene Felder ergibt sich mit

$$\begin{pmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \\ U_3(t) \\ U_4(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -i & -1 & 0 \\ -i & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -i \\ 0 & -1 & -i & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} U e^{i\omega t} \\ 0 \\ 0 \\ U e^{i\omega t + \varphi} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

die transmittierten Leistungen an den Toren 2 und 3

$$P_2 \propto |U_2(t)|^2 = \frac{U^2}{2} (1 + \sin(\varphi)) \quad (2.15)$$

$$P_3 \propto |U_3(t)|^2 = \frac{U^2}{2} (1 - \sin(\varphi)) . \quad (2.16)$$

¹² Die Streumatrix für ein n -toriges Netzwerk ist eine $n \times n$ -Matrix, deren Einträge S_{ij} die Amplituden von einlaufenden Wellen an Port i und auslaufenden Wellen an Port j in Beziehung setzt.

Es ist ersichtlich, dass das Verhältnis von P_2 und P_3 vollständig über die Phasendifferenz zwischen den Toren 1 und 4 gegeben ist.

2.3 Wanderwellenbeschleuniger

Die Mode TM_{01} innerhalb eines zylindrischen Hohlleiters bietet sich wegen ihres symmetrischen, zur Strahlachse hin konzentriertes, longitudinalen E-Feldes zur Beschleunigung elektrisch geladener Teilchen an. Wie bereits in Kapitel 2.1 gezeigt wurde, ist die Phasengeschwindigkeit eines glattwandigen Hohlleiters immer größer als die Lichtgeschwindigkeit. Eine solche Struktur eignet sich daher in dieser Form nicht zur Teilchenbeschleunigung, da diese stets von den sich ausbreitenden Wellenfronten „eingeholt“ werden. In diesem Fall existiert keine feste Phasenbeziehung zwischen elektromagnetischer Welle und Teilchenpaket und eine effiziente Teilchenbeschleunigung über längere Strecken hinweg ist nicht möglich.

Werden in den Hohlleiter jedoch Irisblenden verbaut, so lässt sich eine Phasengeschwindigkeit $v_p \leq c$ realisieren (Abbildung 2.4). Eine solche Struktur wird aufgrund ihres Aufbaus als Disc-Loaded-Waveguide bezeichnet. Die Verwendung von periodisch angeordneten Irisblenden stellt eine weitere Randbedingung für die elektromagnetischen Wellen im Hohlleiter dar und lässt sich auch als Reihe von gekoppelten Hohlraumresonatoren betrachten. Eine verlustfreie Ausbreitung ist dann nur möglich, wenn die Wellenlänge ein ganzzahliges Vielfaches des Blendenabstandes d ist. So entstehen auch in longitudinaler Richtung Moden, die sich durch den Phasenhub pro Zelle charakterisieren lassen [Wil96]:

$$\lambda_z = p d \quad , p \in \mathbb{N} \tag{2.17}$$

$$\frac{2\pi}{p} = \frac{2\pi}{\lambda_z} = k_z d = \phi \quad . \tag{2.18}$$

Dient ein Linearbeschleuniger als Vorbeschleuniger und Injektor mit niedrigem Tastverhältnis, wie dies an ELSA der Fall ist, so wird dieser als Wanderwellenbeschleuniger konzipiert. Hierzu muss die Beschleunigungsstruktur reflexionsfrei abgeschlossen und die Welle am Ende ausgekoppelt oder stark gedämpft werden.

Neben dem Blendenabstand, der sich aus der verwendeten Frequenz ergibt, ist auch die Apertur ein Designparameter und beeinflusst maßgeblich das Propagieren der elektromagnetischen Wellen durch den Resonator. Hier ist neben der Phasengeschwindigkeit v_p besonders die Gruppengeschwindigkeit v_g zu nennen, die den Energiefluss entlang des Hohlleiters bestimmt. Das elektrische Feld innerhalb eines Resonators der Länge L erreicht daher nach einer Füllzeit $t_{\text{Füll}} = L/v_g$ sein Maximum. Ebenfalls durch die Gruppengeschwindigkeit bestimmt ist der Abschwächungsfaktor α , der über die Abnahme der

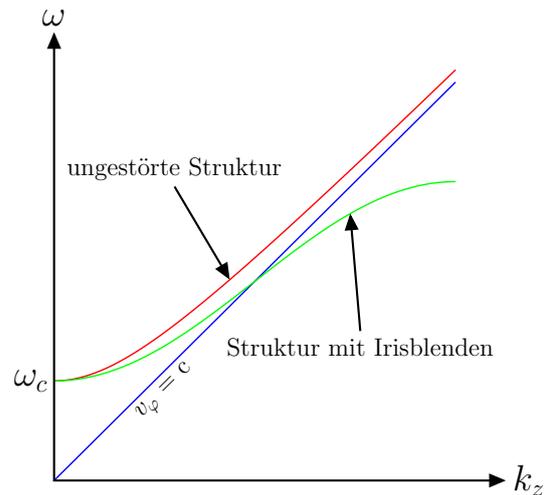


Abbildung 2.4: Brioullin-Diagramm (Dispersionsdiagramm) zur Wellenausbreitung in einem glattwandigen, zylindrischen Hohlleiter (■) und einem zylindrischen Hohlleiter mit Irisblenden (■)

Leistung entlang der Struktur definiert ist:

$$\frac{dP}{dz} = -2 \alpha(z) P \quad (2.19)$$

$$P(z) = P(z=0) e^{-2 \int \alpha(z) dz} \quad (2.20)$$

Sind Apertur und Abschwächungsfaktor über die gesamte Struktur konstant, bezeichnet man diese auch als Constant-Impedance Struktur. Leistung und elektrisches Feld erfahren gemäß Gleichung (2.20) eine exponentielle Dämpfung. Im Gegensatz dazu wird in Constant-Gradient-Strukturen eine gleichmäßige Feldverteilung durch Variation der Apertur erreicht. Somit sind auch Abschwächungsfaktor $\alpha(z)$ und Gruppengeschwindigkeit $v_g(z)$ abhängig von der longitudinalen Position und werden zum Ende der Struktur kontinuierlich kleiner.

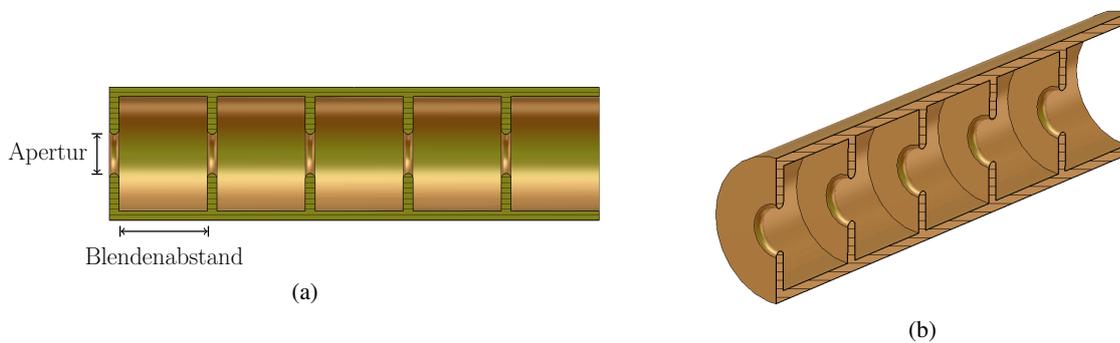


Abbildung 2.5: (a) Schnittzeichnung und (b) 3D-Modell einer Disc-Loaded-Waveguide-Struktur

2.4 Beamloading in Wanderwellenbeschleunigern

Beamloading bezeichnet allgemein die Wechselwirkung zwischen Resonator und Teilchenstrahl. Im Speziellen ist hiermit die Absenkung des elektrischen Feldes innerhalb des Resonators gemeint. Die folgenden Betrachtungen gelten unter der Bedingung, dass die zugeführte Leistung über die Dauer eines Beschleunigungszyklus konstant ist.¹³ Wird Energie vom Feld auf die Teilchen übertragen, so reduziert sich infolgedessen die Feldstärke, bis ein Gleichgewicht zwischen zugeführter Energie und entnommener Energie erreicht ist. Die Amplitude der Feldabsenkung ist hierbei proportional zur Stromstärke des Teilchenstrahls. Die Auswirkungen des Beamloadings auf den Beschleunigerbetrieb lassen sich in zwei Effekte unterteilen: Ist der statische Fall des Gleichgewichtszustandes bereits erreicht, ist der mittlere Energiegewinn der Teilchen durch die Höhe des Strahlstroms beschränkt. Am Beispiel des LINAC1 zeigt sich dies in einer maximalen Teilchenenergie von 25 MeV bei einem Strahlstrom von 500 mA, während sie für 700 mA nur 20 MeV beträgt [Kla11]. Ausgehend von der Leistungsdiffusionsgleichung

$$\frac{dP}{dz} = -2 \alpha P - i E \quad , \quad (2.21)$$

wobei P die Leistungsdichte, α der Abschwächungsfaktor des Resonators, i der Strahlstrom und E die elektrische Feldstärke ist, lässt sich der Energiegewinn nach Durchlaufen des Beschleunigers berechnen

¹³ Dieses Kapitel soll nur als Einführung in das Thema Beamloading dienen, weitergehende Informationen finden sich unter anderem in [Lei70].

zu [Lei70]

$$V = E_0 L \cos \phi \left(\frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha L} \right) - i r L \left(1 - \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha L} \right) \quad (2.22)$$

Dabei ist E_0 das maximale elektrische Feld ohne Strahl, ϕ die relative Phase zwischen Strahl und Feld, L die Länge und r die Shuntimpedanz des Resonators. Die Stärke des Beamloadings ist demzufolge mit Designparametern des Resonators verknüpft und muss bereits im Entwurf hinsichtlich der geforderten Betriebsbedingungen berücksichtigt werden.

Der zweite durch Beamloading hervorgerufene Effekt betrifft den dynamischen Übergang bei sich veränderndem Strahlstrom. Im Besonderen der Übergang von unbelastetem zu belastetem Resonator bei Einschuss eines Elektronenpulses wird im Folgenden betrachtet. Innerhalb einer Füllzeit des Resonators stellt sich ein neuer Gleichgewichtszustand mit reduziertem Resonatorfeld ein. Diejenigen Elektronen, die sich an der Spitze des Teilchenpulses befinden und innerhalb dieser Zeit den Resonator durchlaufen, erfahren ein höheres, beschleunigendes Feld als nachfolgende Elektronen. So können diese sogenannten *Füllzeitelektronen* eine Energie aufweisen, die doppelt so groß oder höher ist als die Sollenergie des Teilchenpulses, dessen Energiebreite sich in der Folge erhöht. Für Pulsdauern, die mit der Füllzeit vergleichbar sind, nimmt somit die Bedeutung der Füllzeitelektronen zu. Ebenso nimmt die Stärke der Feldänderung bei Erhöhung der Stromstärke des Elektronenstrahls zu.

Wird der Linearbeschleuniger wie bei ELSA als Injektor in einen nachfolgenden Beschleuniger mit limitierter Energieakzeptanz benutzt, führt die Energieverbreiterung aufgrund der Füllzeitelektronen unweigerlich zu Strahlverlusten. Eine Kompensation des Beamloadings im Sinne einer Reduktion dieser Energieverbreiterung bietet daher prinzipiell die Möglichkeit zur Erhöhung der Injektionseffizienz und gleichzeitig der Reduktion von unerwünschter Materialaktivierung durch gestreute Elektronen.

Die Hochfrequenzinfrastruktur des LINAC1

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Hochfrequenzsystem des LINAC1 sowohl bei kleinen Leistungen als auch bei Spitzenleistungen von bis zu 25 MW. Im Folgenden soll ein kurzer Überblick über die bestehende und in Planung befindliche Infrastruktur gegeben werden.

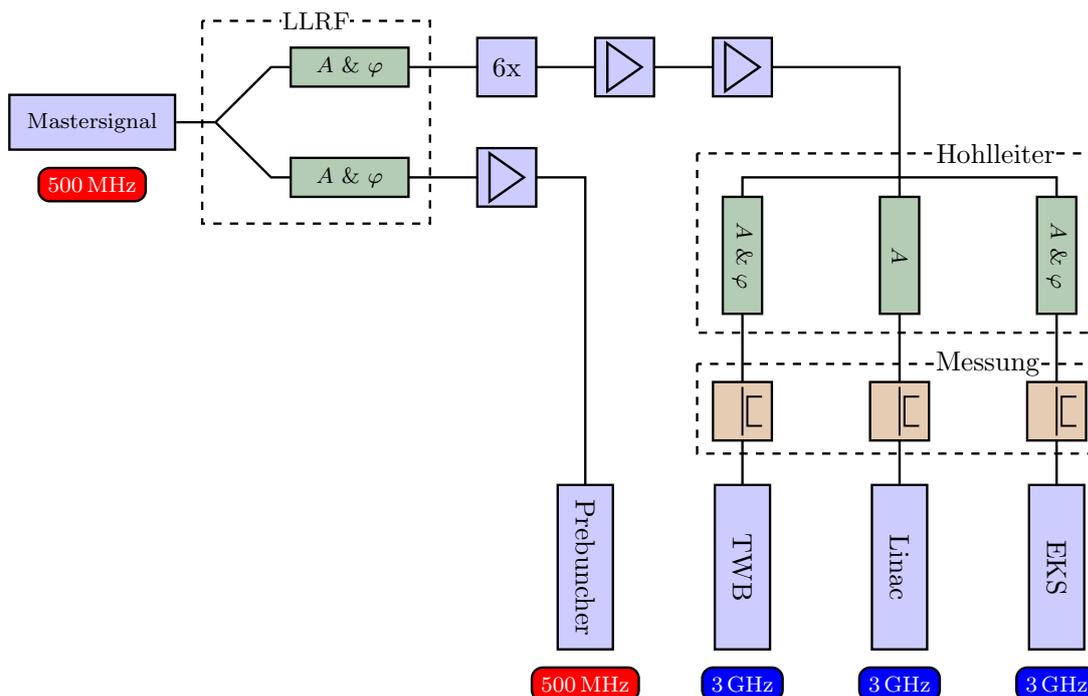


Abbildung 3.1: Übersicht der Hochfrequenzinfrastruktur des LINAC1

Eine schematische Darstellung des Hochfrequenzsystems am LINAC1 ist in Abbildung 3.1 zu sehen. Alle Signale zur Ansteuerung der Resonatoren werden aus einem gemeinsamen 500 MHz-Mastersignal von der ELSA-HF gewonnen. Dies gilt sowohl für den Prebuncher, der ebenfalls bei einer Frequenz von 500 MHz betrieben wird, als auch für die 3 GHz-Strukturen TWB, Linearbeschleuniger und EKS. Durch die phasenstarre Kopplung der LINAC-Hochfrequenz an die ELSA-HF und somit auch an die

Synchrotron-HF kann im Single-Bunch-Betrieb sichergestellt werden, nur ein Bucket des Synchrotrons zu befüllen. Innerhalb des LLRFs werden zwei getrennt voneinander in Amplitude A und Phase φ einstellbare Signale erzeugt. Davon wird eines dem 1 kW-cw¹⁴-Halbleiterverstärker für den Prebuncher zugeführt, das zweite wird mit einem Frequenzvervielfacher auf 3 GHz versechsfacht und mithilfe von Pilot- und Hauptklystron verstärkt. Über ein Hohlleitersystem mit hybridbasierten Amplituden- und Phasenstellern wird das 3 GHz-Signal zu den Resonatoren geführt. Bidirektionale Richtkoppler ermöglichen die Messung und Überwachung der transmittierten und reflektierten Signale innerhalb des Hohlleitersystems.

3.1 Die bestehende Hochfrequenzsteuerung

In Abbildung 3.2 ist schematisch die bestehende Hochfrequenzsteuerung des LINAC1 gezeigt. Das Mastersignal durchläuft zunächst einen Bandpass zur Filterung von eingestreuten Störsignalen und einen spannungsgeregelten Phasenschieber, bevor es in mehreren Stufen auf eine Leistung von 33 dBm¹⁵ verstärkt wird. Ein Teilsignal mit 13 dBm wird über einen Richtkoppler ausgekoppelt. Die Einstellung von Pegel und Phase erfolgt mithilfe eines spannungsgeregelten Abschwächers und eines Verstärkers sowie eines regelbaren Phasenschiebers. Bevor dieses Signal in den Prebuncher eingekoppelt wird, erfolgt eine weitere Verstärkung durch einen Halbleiterverstärker. Das Hauptsignal mit einem Pegel von 33 dBm wird passiv auf 3 GHz versechsfacht und dient der Ansteuerung des Pilotklystrons. Nicht dargestellt ist der Hochfrequenz-Schalter zwischen Richtkoppler und Frequenzvervielfacher im Hauptsignalweg, durch den der Ausgang im Falle erhöhter Reflexionen im Hohlleitersystem abgeschaltet werden kann.

Dieses bestehende System soll durch das neu entwickelte LLRF-System ersetzt und um neue Funktionen erweitert werden. Die folgenden Anforderungen werden an das neue LLRF gestellt:

1. Getrennt einstellbare Amplitude und Phase für jeden HF-Zweig
2. Reflexionsabschaltung (Interlock-Funktion)
3. Eine Möglichkeit zur Beamloading-Kompensation
4. Phasenstarre Kopplung an die Synchrotron-HF

Die Anforderungen 1 und 2 wurden vom bisherigen System erfüllt, es lassen sich jedoch auch hier mit einem digitalen Design weitere Verbesserungen erreichen. So sind bei einem digital erzeugten HF-Signal Amplitude und Phase unabhängig voneinander veränderbar, während analoge variable Abschwächer und Phasenschieber stets auch zur Veränderung der jeweils anderen Größe führen. Die Leistung des 3 GHz-Signals ist in dem bestehenden Aufbau fest vorgegeben und lässt sich infolgedessen nur über die Hochspannungsversorgung der Pilotklystrons steuern. Die Reflexionsabschaltung erfolgte bislang mithilfe eines HF-Schalters¹⁶ mit einer Schaltzeit von 90 ns. Diese Reaktionszeit lässt sich beim neuen LLRF auf wenige Vielfache der Taktdauer reduzieren, was in Abhängigkeit vom endgültigen Design

¹⁴ Aus dem Englischen: Continuous Wave, zu Deutsch Dauerstrich.

¹⁵ dBm ist die Einheit des Leistungspegels L_p bezogen auf eine Leistung von 1 mW:

$$\frac{L_p}{\text{dBm}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1 \text{ mW}} \right).$$

¹⁶ Typ PE4237.

zu einer Zeitdauer von etwa 20 ns führt. Für den Entwurf und die Realisierung des neuen LLRF sei an dieser Stelle auf Kapitel 5 verwiesen.

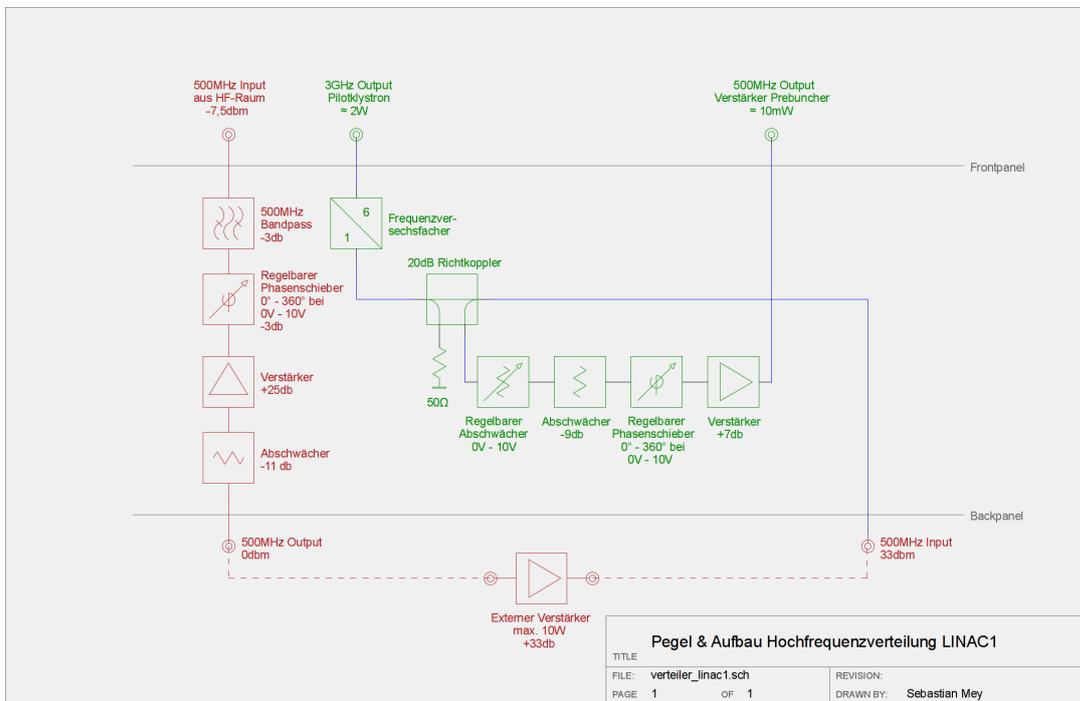


Abbildung 3.2: Bestehende Hochfrequenzsteuerung des LINAC1 [Mey12]

3.2 Die Hochfrequenzverstärkung

Neben dem bereits erwähnten Halbleiterverstärker für das 500 MHz Prebuncher-Signal werden zur Verstärkung des 3 GHz-Signals zwei in Reihe geschaltete, gepulste Klystrons verwendet. In der ersten Stufe wird das versechsfachte Signal des LLRF durch das Pilotklystron auf maximal 1 kW verstärkt [Kla11]. Zu dessen Versorgung wird ein gepulstes 5 kV Hochspannungsnetzgerät verwendet. Mit dem vorverstärkten Signal wird anschließend das Hauptklystron mit einer maximalen Ausgangsleistung von 25 MW angesteuert. Diese Leistung wird über zwei symmetrisch aufgebaute Hohlleiterarme in das Hohlleitersystem geführt. Die Hochspannung des Hauptklystrons wird durch einen Klystronmodulator bereitgestellt. Ein pulsformendes Netzwerk (PFN) ermöglicht die Erzeugung eines kurzen Hochspannungspulses mit einer Leistung von 50 MW. Hierzu wird eine Laufzeitkette, bestehend aus Kapazitäten und Induktivitäten, zwischen den Beschleunigungszyklen über einen Zeitraum von maximal 20 ms hinweg aufgeladen und mithilfe eines Thyratrons zum Zyklusstart entladen. So ist es möglich, einen wenige Mikrosekunden langen Strompuls von 1250 A bei einer Spannung von 40 kV zu erzeugen. Die Pulsformung durch eine Laufzeitkette führt außerdem zu einem nahezu rechteckigen Puls mit steilen Flanken und konstantem Pegel. Seit 2013 erfolgt die Aufladung der Laufzeitkette durch einen Kondensatorlader¹⁷, der die bislang verwendete Methode der Resonanzaufladung ersetzt. Dieser arbeitet als Konstantstromquelle und bietet einen hohen Wirkungsgrad und eine größere Schuss-zu-Schuss-Stabilität. Die Ladespannung der Kondensatorbank bestimmt den Pegel des Hochspannungspulses und somit die maximale Ausgangsleistung des Klystrons. Um diese steuern zu können, bietet der Kondensatorlader

¹⁷ Poynting KL-3050.

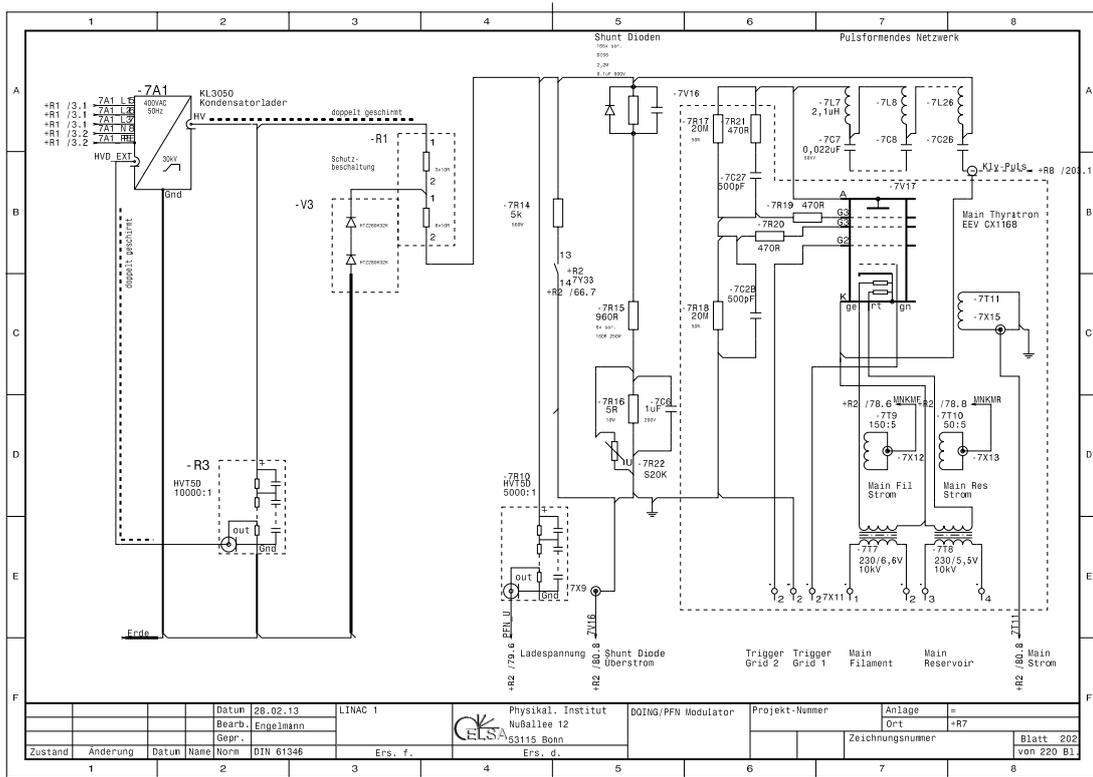


Abbildung 3.3: Schaltplan des Klystronmodulators für das Klystron am LINAC1 [Eng14]

satorlader sowohl eine veränderliche Abschaltsschwelle der Kondensatorspannung als auch einen veränderlichen Ladestrom. Zusätzlich wird die Spannung nach Erreichen des Sollwerts bis zum nächsten Beschleunigungszyklus konstant gehalten. Auf diese Weise lassen sich niedrigere Wiederholungsraten ohne Selbstentladung der Kondensatoren verwirklichen. Der Schaltplan für den Klystronmodulator ist in Abbildung 3.3 zu sehen.

3.3 Hybridbasierte Amplituden- und Phasensteller des neuen Hohlleitersystems

Das Hauptklystron stellt eine maximale Leistung von insgesamt 25 MW an zwei Hohlleiterarmen bereit. Diese soll über ein Hohlleitersystem vom Typ WR284 amplituden- und phasenrichtig an TWB, Linearbeschleuniger und EKS verteilt werden, das sich zum Zeitpunkt dieser Arbeit in der Fertigung befindet. Abbildung 3.4 zeigt ein 3D-Modell des neuen Hohlleitersystems. Die beiden Klystronarme weisen in diesem Entwurf noch eine Lücke für einen gemeinsamen Pumpanschluss auf. Aufgrund der hohen Spitzenleistung ist ein Evakuieren des Hohlleitersystems zur Vermeidung von Überschlügen notwendig, da auf das klimaschädliche Schutzgas Schwefelhexafluorid verzichtet werden soll. Weiterhin dienen fünf Richtkoppler der Leistungsüberwachung und Reflexionsmessung in beiden Klystronarmen, TWB, Linac und EKS. Darüber hinaus bieten drei der Richtkoppler die Möglichkeit zum Anschluss einer weiteren Vakuumpumpe.

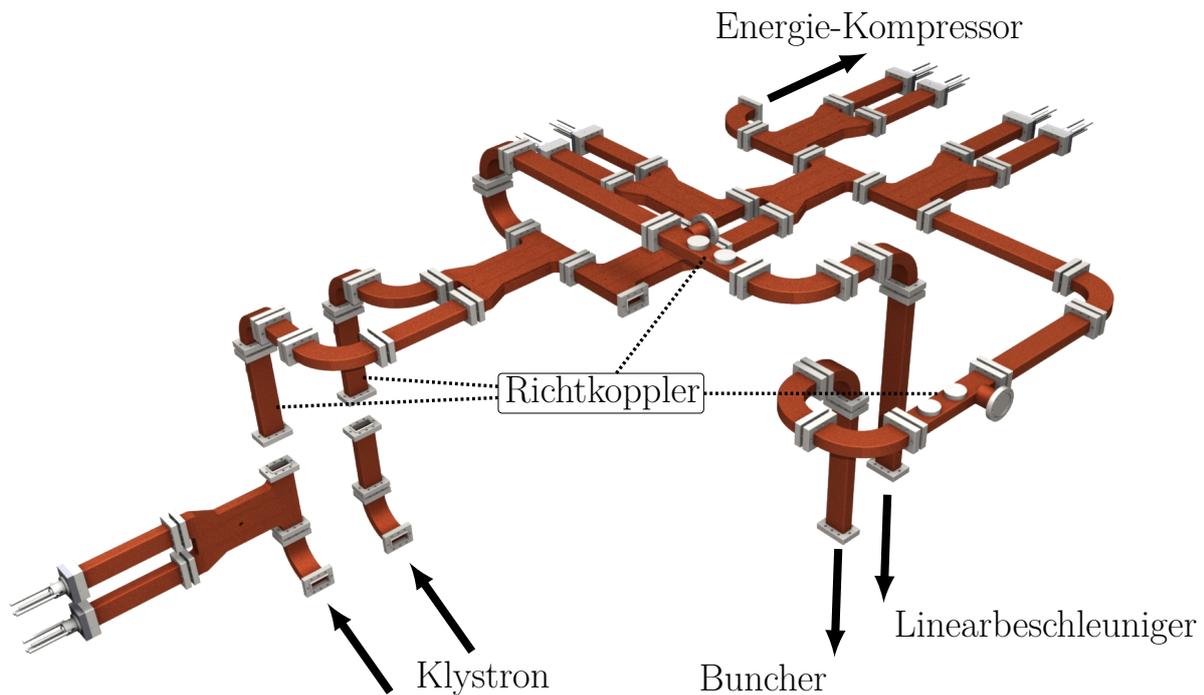


Abbildung 3.4: Entwurf des neuen Hohlleitersystems [Hän14]

Zur individuellen Anpassung von Leistung und Phase der drei Beschleunigungsstrukturen TWB, Linac und EKS ist das neue Hohlleitersystem mit hybridbasierten Amplituden- und Phasenstellern ausgestattet. Ein wesentlicher Bestandteil ist hierbei der verwendete 3 dB-Koppler (Abbildung 3.5a), der sich wie in Kapitel 2.2 gezeigt als Leistungsteiler mit 90° verschobenen Ausgängen und als phasenabhängiger Leistungsaddierer nutzen lässt.

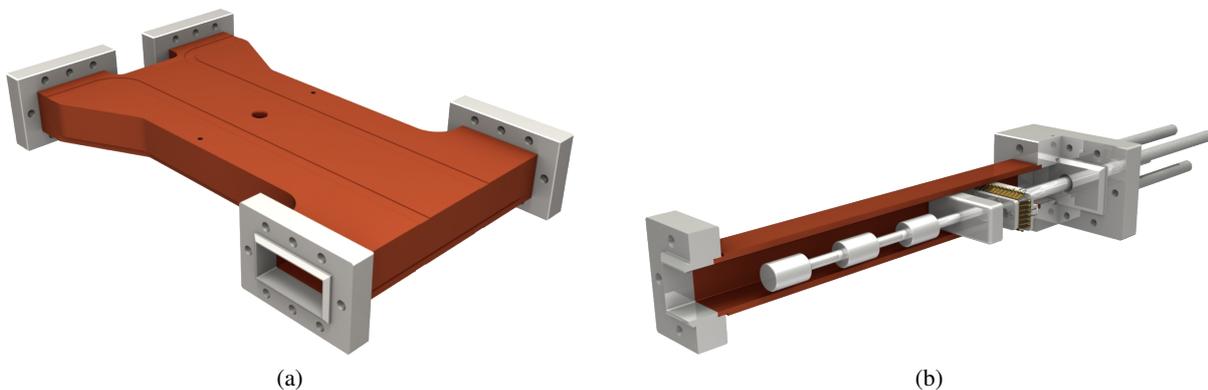


Abbildung 3.5: (a) 90° -Hybrid [Keu13] und (b) Variabler Kurzschluss [Sch14b]

Als Phasensteller dient ebenfalls ein 90° -Hybrid, dessen Tore 2 und 3 jeweils mit synchron verfahrbaren Kurzschlüssen versehen sind (Abbildung 3.5b). Diese Kurzschlüsse werden durch mehrere, $\lambda/2$ auseinanderliegende Fehlanpassungen der Hohlleitergeometrie realisiert, um Stromspitzen an den verfahrbaren Kontakten zu vermeiden¹⁸. Da die Wellen an den Kurzschlüssen einen Phasensprung von

¹⁸ Das verwendete Design basiert auf [Hop98] und wurde zur Verbesserung der Vakuumtauglichkeit modifiziert.

180° erfahren, wird die Phasendifferenz von 90° zwischen den Toren 2 und 3 zu -90° invertiert. Daher wird die gesamte an Tor 1 eingespeiste Welle an Tor 4 ausgekoppelt, jedoch mit einem durch die Laufzeit innerhalb der Kurzschluss-Hohlleiter abhängigen Phasenunterschied $\Delta\varphi$. Die Weglänge innerhalb des Hohlleiters wird durch einen Schrittmotor¹⁹ verändert, dessen minimale Schrittweite 5 μm beträgt. Aufgrund der Hohlleiterwellenlänge von $\lambda = 138,7\text{ mm}$ der verwendeten Frequenz von 2,998 GHz in einem WR284-Hohlleiter, ergibt sich so eine Genauigkeit in der Phasensteuerung von $0,013^\circ$. Die regelbare Strecke von 100 mm entspricht einem maximalen Phasenhub von 519° , die relative Phase zwischen Eingangs- und Ausgangssignal ist daher frei einstellbar.

Abbildung 3.6 zeigt den schematischen Aufbau des Hohlleitersystems. Die Leistung der beiden Klystronarme von insgesamt maximal 25 MW wird in Hybrid H2 gemäß Gleichung (2.16) in Abhängigkeit von der in Hybrid H1 eingestellten Phasendifferenz auf den Linearbeschleuniger und den nachfolgenden Amplitudensteller für TWB und EKS aufgeteilt. Die Hybride H3, H4 und H5 stellen zusammen ebenfalls einen Amplitudensteller dar: Der Hybrid H3 teilt die eingehende Leistung zu gleichen Teilen auf, H4 verändert die Phase an einem Ausgang und H5 addiert die beiden Teilleistungen und verteilt sie gemäß Gleichung (2.16) auf TWB und EKS. Anschließend folgen für beide Zweige getrennt jeweils ein Phasensteller (H6 und H7). Der unbeschaltete vierte Anschluss des Hybrids H3 wird mit einer Wasserlast abgeschlossen, um Reflexionen innerhalb des Hybrids aufgrund der endlichen Isolation zu verhindern. Darüber hinaus bietet sich die Möglichkeit, unerwünschte Reflexionen an den Beschleunigungsstrukturen zu dissipieren, bevor sie das Klystron erreichen und beschädigen können.

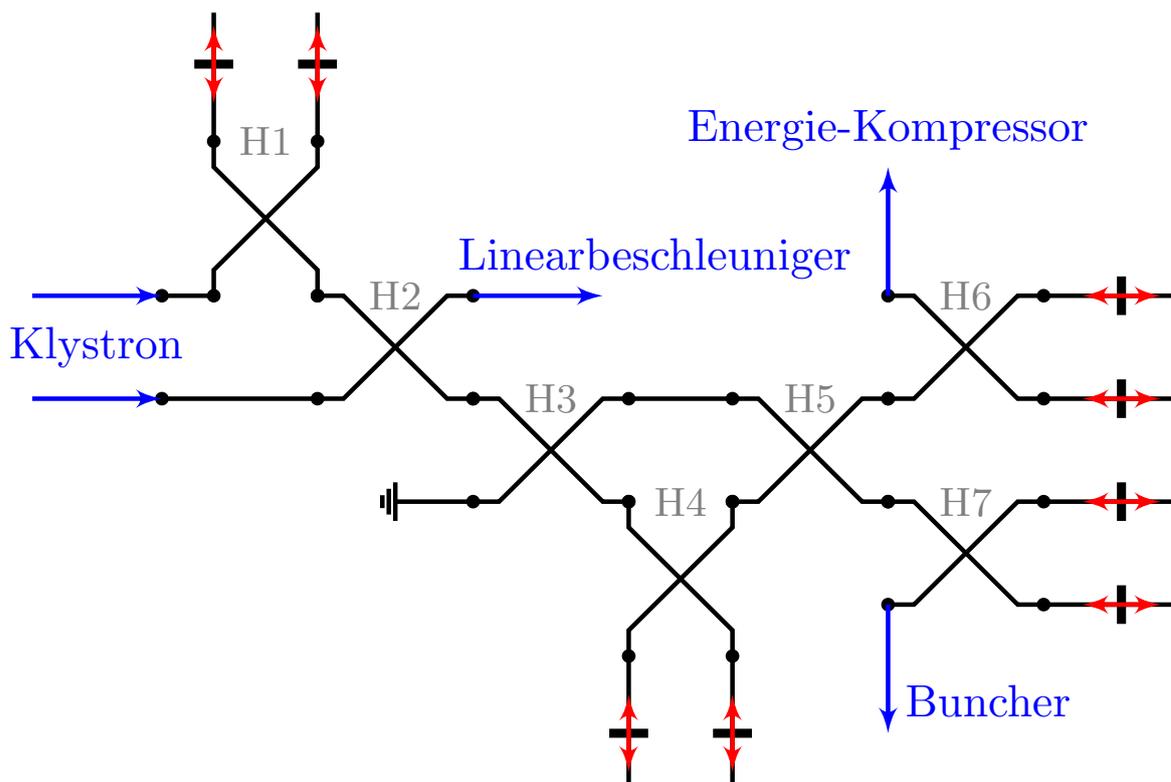


Abbildung 3.6: Schema des neuen Hohlleitersystems [Sch14b]

¹⁹ Nanotec L4118M1804-T6X1.

Die Linearbeschleuniger-Phase ist nicht veränderlich und entspricht somit der globalen Phase der Klystron-HF. Diese lässt sich im bestehenden Aufbau über einen Phasenschieber im Hochfrequenzverteiler [Mey12] und im neuen LLRF über einen Phasenoffset verändern.

Im bisherigen Entwurf des neuen Hohlleitersystems wird Leistung, die am Linearbeschleuniger reflektiert wird, zu gleichen Teilen auf die Hochfrequenzdruckfenster des Klystrons zurückgegeben. Zu überprüfen ist noch, ob mit den bereits gefertigten Hohlleiterabschnitten die Möglichkeit besteht, die Hohlleiterarme Linearbeschleuniger und Buncher (einschließlich Phasensteller H7) zu vertauschen. Dies würde erlauben, die aufgrund ihrer potentiell hohen Leistung besonders kritische Reflexion am Linearbeschleuniger zu großen Teilen in die Wasserlast zu leiten. Der dissipierte Anteil entspräche in diesem Fall dem Leistungsverhältnis zwischen Linearbeschleuniger und Energie-Kompressor und würde die am Linearbeschleuniger reflektierte Leistung um $P_{EKS}/P_{Linac} = 3\text{ MW}/25\text{ MW} \approx -9\text{ dB}$ reduzieren.

Nach Fertigstellung des Hohlleitersystems wird es notwendig sein, eine Ansteuerung der variablen Kurzschlüsse über das ELSA-Kontrollsystem zu entwickeln. Hierbei bietet es sich an, Phasensteller und Amplitudensteller im Sinne einer Regelschleife auf einen festgelegten Phasenhub beziehungsweise auf ein vorgegebenes Amplitudenverhältnis zu steuern. Es ist davon auszugehen, dass Störungen wie zum Beispiel Temperaturänderungen auf so großen Zeitskalen auftreten, dass eine software-basierte Steuerung ausreichend ist, um diesen Störungen entgegenwirken zu können. Zusätzlich ist zu beachten, dass Veränderungen an den Amplitudenstellern zu veränderten Leistungspegeln in beiden Hohlleiterarmen führen. Es wäre daher vorteilhaft, eine gemeinsame Steuerung für Amplituden- und Phasensteller, Klystronhochspannung und LLRF zu verwirklichen, mit der die Hochfrequenz für die einzelnen Beschleunigungsstrukturen vorgegeben werden kann, ohne die restlichen zu beeinflussen.

Amplituden- und Phasenmessung der Hochfrequenz am neuen Hohlleitersystem

Sowohl zur erstmaligen Einstellung des neuen Hohlleitersystems als auch zur Messung und Korrektur von temperaturbedingten Langzeitdrifts wird im folgenden Kapitel die Entwicklung einer Amplituden- und Phasenmessung der Hochfrequenz am LINAC1 beschrieben. Darüber hinaus besteht die Notwendigkeit, Reflexionen an den Resonatoren zu detektieren. Diese können zu Schäden an den Hochfrequenzdruckfenstern des Klystrons führen, die das Klystronvakuum von der Atmosphäre des Hohlleitersystems isoliert. Aus diesem Grund werden fünf bidirektionale Richtkoppler²⁰ mit einer Koppeldämpfung von 50 dB und einer Richtdämpfung von 20 dB im Hohlleitersystem verbaut, sodass Vor- und Rücklaufsignal getrennt für beide Klystronarme sowie TWB, Linac und EKS gemessen werden können. Für den optimalen Betrieb der Beschleunigungsstrukturen gilt es sicherzustellen, dass die elektrischen Felder amplituden- und phasenrichtig verteilt werden. Dies wird, wie in Kapitel 3.3 gezeigt, mithilfe der neuen Amplituden- und Phasensteller mit großer Genauigkeit möglich sein. Infolgedessen stellen sich für den Vorlauf ebenfalls hohe Anforderungen an die Messgenauigkeit dieser Größen. In Kapitel 4.1 wird eine solche vektorielle Messung in Form einer Quadraturamplitudendemodulation entwickelt.

Die Keramikfenster des Klystrons sind für ein Stehwellenverhältnis²¹ von 1,4 bei maximaler Ausgangsleistung spezifiziert, was bei einer Maximalleistung von 25 MW einer reflektierten Leistung von 694 kW entspricht [Kla11]. Im bisherigen Aufbau wurde ein Teil der Rücklaufleistung an den Klystronarmen über einen Richtkoppler ausgekoppelt und mittels einer PIN-Diode gleichgerichtet. Überstieg das so generierte Signal den Maximalwert, musste eine Beschädigung des Klystrons verhindert werden. Da die Klystronhochspannung durch ein Thyatron „gezündet“ wird, lässt sich diese bis zum Ende des Pulses nicht abschalten. Stattdessen wurde die zu verstärkende Hochfrequenz durch einen HF-Schalter unterbrochen, was innerhalb weniger Hundert Nanosekunden geschah. Zusammen mit den dazugehörigen Kabelllaufzeiten ist dieser Zeitraum vergleichbar oder kürzer als die HF-Pulslänge eines LINAC-Zyklus. Somit ist sichergestellt, dass die Unterbrechung der Hochfrequenz spätestens zum nächsten Zyklus erfolgt ist. Das Interlocksignal steuert weiterhin ein Relais an, das die Verbindung zwischen Triggerge-

²⁰ Die verwendeten fünf Richtkoppler werden freundlicherweise von MAX-lab zur Verfügung gestellt.

²¹ Das Stehwellenverhältnis (englisch Standing Wave Ratio, SWR) ist ein Maß für das Auftreten stehender Wellen aufgrund von Reflexion. Es ist definiert über die Amplituden von vorlaufender und rücklaufender Welle:

$$\text{SWR} = \frac{U_{\text{vorlauf}} + U_{\text{rücklauf}}}{U_{\text{vorlauf}} - U_{\text{rücklauf}}}$$

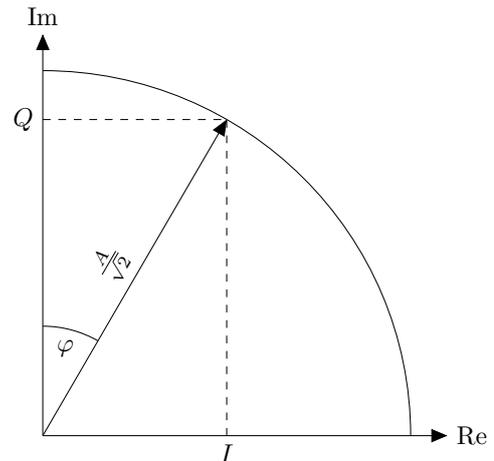
nerator und Thyatron auf Hochspannungsseite des Klystrons unterbricht. Kapitel 4.2 zeigt, dass dieses Prinzip für den neuen Aufbau übernommen und um eine Messung der reflektierten Leistung an allen fünf Richtkopplern erweitert wird.

Aus diesen Anforderungen ergibt sich die Notwendigkeit, aus dem Vorlaufsignal der Richtkoppler sowohl Amplitude als auch die Phase zu bestimmen, während beim Rücklaufsignal eine schnelle, analoge Messung der Amplitude von Interesse ist.

4.1 Vorlaufmessung: Quadraturamplitudendemodulation

Um das hochfrequente Richtkoppler-Signal vektoriell zu messen, ist es äquivalent, anstelle der polaren Vektorkomponenten Amplitude und (relativer) Phase die kartesischen Komponenten „In Phase“ (I) und „Quadratur“²² (Q) zu bestimmen und daraus die physikalischen Größen Amplitude und Phase zu berechnen. Diese Methode wird als Quadraturamplitudendemodulation (im Folgenden auch IQ-Demodulation) bezeichnet.

Zunächst wird hierfür das zu untersuchende Signal S_{in} in Teilsignale S_I und S_Q halber Leistung aufgeteilt (Abbildung 4.2):



$$S_{in} = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \Rightarrow \begin{cases} S_I &= \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ S_Q &= \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad \text{Abbildung 4.1: E-Feldvektor in polaren und kartesischen Koordinaten}$$

Beide Signale werden mit einem LO²³-Signal gleicher Frequenz (2,998 GHz) und fester Phase φ_0 gemischt. Hierzu wird ein gemeinsames LO-Referenzsignal in zwei um 90° verschobenen Signalen aufgeteilt und auf die Mischer gegeben. Unter Annahme eines idealen Mixers ergibt sich:

$$S_I \cdot \overbrace{2 \cos(\omega t + \varphi_0)}^{LO} = \frac{A}{\sqrt{2}} [\sin(\varphi - \varphi_0) + \sin(2\omega t + \varphi + \varphi_0)] \quad (4.1)$$

$$S_Q \cdot 2 \sin(\omega t + \varphi_0) = \frac{A}{\sqrt{2}} [\cos(\varphi - \varphi_0) + \cos(2\omega t + \varphi + \varphi_0)] \quad (4.2)$$

Ein Tiefpassfilter bereinigt die Signale von hochfrequenten Anteilen und es folgt für die Messgrößen I und Q :

$$I = \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\varphi - \varphi_0) \quad (4.3)$$

$$Q = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\varphi - \varphi_0) \quad (4.4)$$

²² Mit „in quadrature“ werden im Englischen Oszillationen bezeichnet, die einen Phasenunterschied von 90° aufweisen.

²³ Aus dem Englischen: **L**ocal **O**scillator.

Ein Analog-Digital-Wandler (ADC²⁴) misst und digitalisiert diese niederfrequenten Spannungen und gibt die Messwerte zur Berechnung von Amplitude des Eingangssignals A und relativer Phase zwischen Eingangss- und LO-Signal ($\varphi - \varphi_0$) an eine Kontrollsystemapplikation weiter:

$$(\varphi - \varphi_0) = \arctan\left(\frac{I}{Q}\right) \quad A = K \cdot 2 \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (4.5)$$

K ist hierbei ein Kalibrationsfaktor, der im Allgemeinen notwendig ist, um Faktoren wie Kabeldämpfung, Einfügeverluste der Mischer oder Fertigungstoleranzen der Richtkoppler in der Auswertung mit zu berücksichtigen.

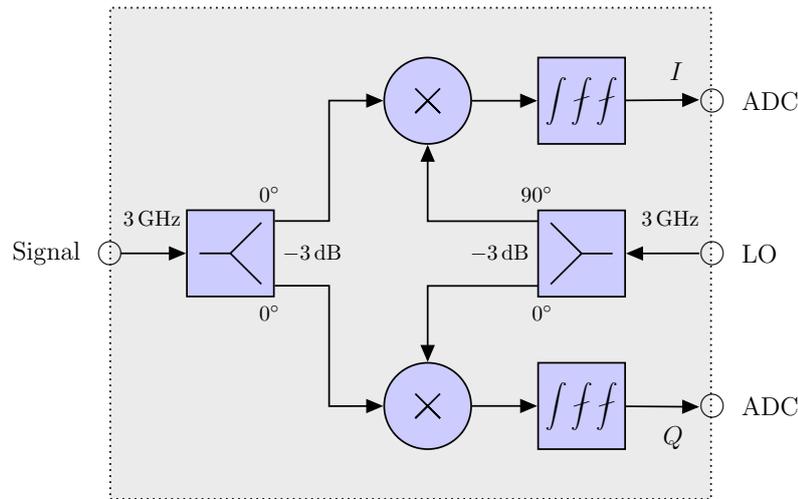
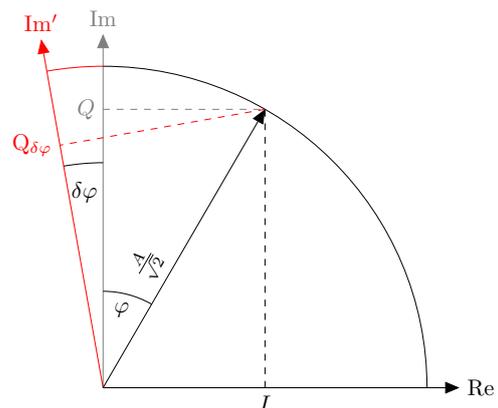


Abbildung 4.2: Schaltungsdiagramm zur Quadraturamplitudendemodulation

In Abbildung 4.2 ist der Messaufbau schematisch dargestellt. Ein 90°-Splitter erzeugt aus dem Eingangssignal S_{in} die beiden Signale S_I und S_Q . Das LO-Signal wird durch einen 0°-Splitter auf beide Mischer aufgeteilt. Die Signale I und Q durchlaufen einen Tiefpassfilter und werden anschließend mittels ADC digitalisiert.

Im realen Aufbau entstehen jedoch durch den Splitter sowie unterschiedliche Kabellängen Abweichungen von den idealen leistungsgleichen, um 90° verschobenen I - und Q -Kanälen. Das reale Verhalten weicht somit von dem in den Gleichungen (4.5) hergeleiteten ab. Ebenso tragen Splitter und Kabel des LO-Signalweges zum systematischen Fehler bei. In den Mixern treten darüber hinaus Einfügeverluste von typischerweise -6 dB auf.



Die relativen Phasenbeziehungen zwischen den einzelnen Richtkopplersignalen sind aufgrund von unter-

Abbildung 4.3: Störungsbehaftete Messung des E-Feldvektors

²⁴ Aus dem Englischen: Analog-Digital-Converter.

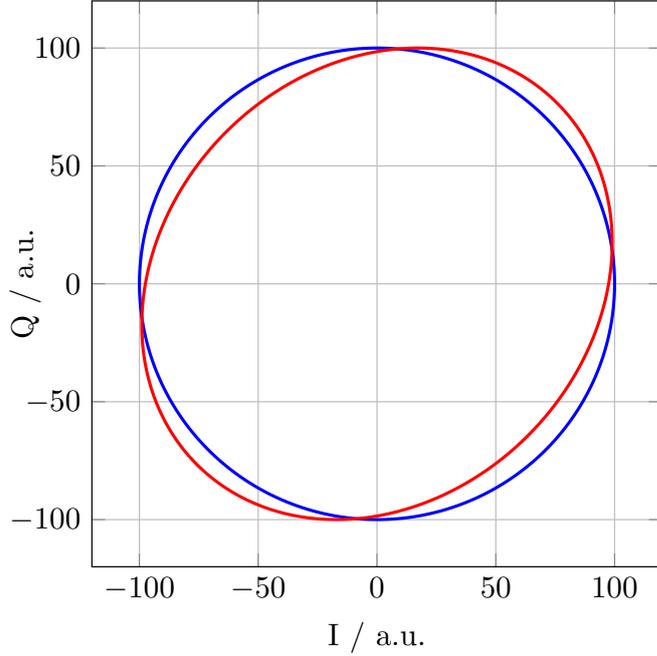


Abbildung 4.4: Ideale (■) und fehlerbehaftete (■) Messung in der I - Q -Ebene für $\delta A = -0,05$ dB und $\delta\varphi = -10^\circ$

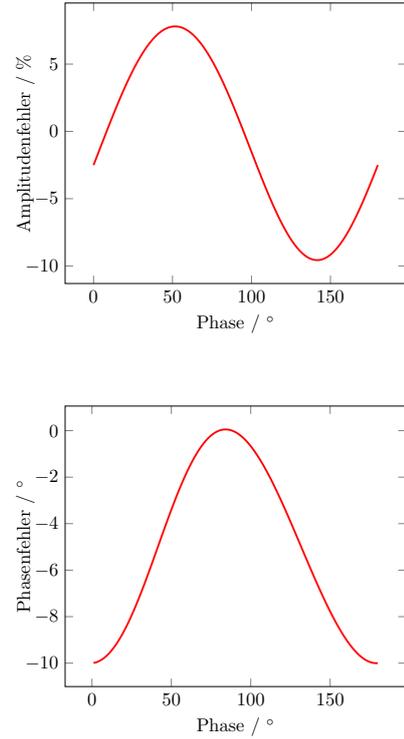


Abbildung 4.5: Systematischer Fehler in Amplitude und Phase in Abhängigkeit der Phase, ebenfalls für $\delta A = -0,05$ dB und $\delta\varphi = -10^\circ$

schiedlich langen Kabel- und Hohlleiterstrecken zunächst beliebig. Daher sind Phasenfehler im realen Aufbau, die sowohl in I als auch Q auftreten, unerheblich. Nur relative Phasenunterschiede von I und Q führen zu einem systematischen Fehler in der Auswertung, den es zu korrigieren gilt. Ähnliches gilt für Amplitudenfehler in beiden Kanälen. Der Kalibrationsfaktor K muss im fertigen Aufbau ohnehin durch eine Kalibration bestimmt werden, demnach sind auch hier einzig relative Amplitudenunterschiede von Bedeutung. Zur Vereinfachung der Betrachtung werden daher im Folgenden alle Abweichungen relativ zum I -Signalweg mit Amplitude $\tilde{A}/\sqrt{2}$ angegeben und der neue Kalibrationsfaktor \tilde{K} definiert:

$$I_{\text{Messung}} = \frac{\tilde{A}}{\sqrt{2}} \sin(\tilde{\varphi}) \quad (4.6)$$

$$Q_{\text{Messung}} = \frac{\tilde{A}}{\sqrt{2}} \delta\tilde{A} \cos(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi}) \quad (4.7)$$

$$A = \tilde{K} \cdot 2 \sqrt{I_{\text{Messung}}^2 + Q_{\text{Messung}}^2} \quad (4.8)$$

$\tilde{\varphi}$ ist hierbei die effektive Phase des I -Signals, $\delta\tilde{A}$ und $\delta\tilde{\varphi}$ die relativen Abweichungen für das Q -Signal resultierend aus den realen Splittern für RF und LO, sowie unterschiedlicher Kabellauflängen. Aus diesem systematischen Fehler folgt, dass I und Q nicht länger in einem orthogonalen Koordinatensystem gemessen werden (Abbildung 4.3). Dies führt dazu, dass der Kreis mit Radius A zu einer Ellipse wird, in der die Messwerte für Amplitude und Phase abhängig von φ sind.

Zur Korrektur dieses systematischen Fehlers bieten sich zwei Methoden an: Steht ein kalibrierter Sender zur Verfügung, kann eine Kalibration anhand einer Messreihe von 0° bis 360° erfolgen. Die in dieser Arbeit benutzte, alternative Methode besteht darin, die Abweichungen $\delta\tilde{A}$ und $\delta\tilde{\varphi}$ aller Bauteile zu messen (Tabelle A.1) und in die Auswertung der gemessenen I - und Q -Werte einfließen zu lassen. Die Phasenfehler der Splitter und Kabelstücke lassen sich zu einem Gesamtfehler $\delta\tilde{\varphi}$ zusammenfassen; ebenso verhält es sich bei den Amplitudenfehlern der Splitter, nur muss hier beachtet werden, dass eine Variation des Ausgangssignals des Mischers mit dessen LO-Leistungspegel frequenzabhängig und nicht linear erfolgt. Sie lässt sich gemäß Datenblatt in dem verwendeten Leistungsbereich abschätzen mit [MC-ZX05]

$$\frac{\Delta P_{\text{IF}}}{\Delta P_{\text{LO}}} \approx \frac{0,1 \text{ dB}}{1 \text{ dB}} \quad .$$

Somit lässt sich zusammenfassen:

$$\begin{aligned} \delta\tilde{\varphi} &= \delta\tilde{\varphi}_{\text{SI}0^\circ\text{-Splitter}} + \delta\tilde{\varphi}_{90^\circ\text{-Splitter}} \\ \delta\tilde{A} &= \delta\tilde{A}_{0^\circ\text{-Splitter}} + \delta\tilde{A}_{90^\circ\text{-Splitter}} \times 0,1 \quad . \end{aligned}$$

Zunächst erfolgt die Korrektur der Amplitude des Q -Signals, die linear in $\delta\tilde{A}$ ist und nicht von der Phase abhängt, $\delta\tilde{A}$ sei in dB gemessen:

$$Q'_{\text{Messung}} = Q_{\text{Messung}} - \delta\tilde{A} \quad . \quad (4.9)$$

Der Term $\cos(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi})$ ist jedoch nicht linear in $\delta\tilde{\varphi}$ und hängt darüber hinaus von $\tilde{\varphi}$ ab. Aus dem gemessenen Cosinus-Term $Q'_{\text{Messung}} \propto \cos(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi})$ lässt sich der gewünschte Term $\cos(\tilde{\varphi})$ näherungsweise mittels Taylorpolynom berechnen:

$$\begin{aligned} \cos(\tilde{\varphi}) &\approx \sum_{n=0}^N \frac{1}{n!} \frac{\partial^{(n)}}{\partial \tilde{\varphi}^{(n)}} \cos(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi}) (-\delta\tilde{\varphi})^n \\ &= \sum_{n=0}^{N/2} \frac{(-1)^n}{(2n)!} \cos(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi}) (-\delta\tilde{\varphi})^{2n} \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N/2} \frac{(-1)^{(n+1)}}{(2n+1)!} \sin(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi}) (-\delta\tilde{\varphi})^{(2n+1)} \quad . \end{aligned}$$

Der Term $\sin(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi})$ ist zunächst unbekannt und ist selbst über ein Taylorpolynom zu berechnen:

$$\begin{aligned} \sin(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi}) &\approx \sum_{n=0}^N \frac{1}{n!} \frac{\partial^{(n)}}{\partial \tilde{\varphi}^{(n)}} \sin(\tilde{\varphi}) \delta\tilde{\varphi}^n \\ &= \sum_{n=0}^{N/2} \frac{(-1)^n}{(2n)!} \sin(\tilde{\varphi}) \delta\tilde{\varphi}^{2n} \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N/2} \frac{(-1)^n}{(2n+1)!} \cos(\tilde{\varphi}) \delta\tilde{\varphi}^{(2n+1)} \quad . \end{aligned}$$

In dieser Gleichung existiert mit $\cos(\tilde{\varphi})$ ebenfalls ein Term, der nicht bekannt ist. Als Startpunkt einer Iteration lässt sich nun beispielsweise $\sin(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi})$ mit $I_{\text{Messung}} \propto \sin(\tilde{\varphi})$ nähern. Berechnet man hiermit einen ersten Näherungswert für $\cos(\tilde{\varphi})$, so lässt sich eine verbesserte Näherung für $\sin(\tilde{\varphi} + \delta\tilde{\varphi})$ mithilfe

des Taylorpolynoms berechnen und eine neue Iteration durchlaufen. Der Programmcode, der diese iterative Berechnung durchführt, befindet sich in Kapitel A.2.

Auf diese Weise lässt sich eine deutliche Verkleinerung der systematischen Fehler erreichen. Für das in den Abbildungen 4.4 und 4.5 gezeigte Beispiel $\delta A = (-0,05 \pm 0,01)$ dB und $\delta\varphi = (-10 \pm 1)^\circ$ ergibt sich im unkorrigierten Fall eine Unsicherheit von $\Delta A = 17\%$ und $\Delta\varphi = 10^\circ$. Bereits nach drei Iterationsschritten reduziert sich der rein systematische Fehler auf $\Delta A_{\text{system}} \leq \pm 0,1\%$ und $\Delta\varphi_{\text{system}} \leq \pm 0,03^\circ$. Die so erreichbare Genauigkeit findet seine Grenze in der Messgenauigkeit der I - und Q -Messwerte und im Besonderen von $\delta\tilde{\varphi}$ und $\delta\tilde{A}$. Unter realen Bedingungen ist eine Genauigkeit von $\Delta A_{\text{mess}} \approx \pm 0,7\%$ und $\Delta\varphi_{\text{mess}} \approx \pm 0,3^\circ$ zu erwarten.

Nach Fertigstellung des Hohlleitersystems bietet sich aufgrund der hohen Steuergenauigkeit der Phasenschieber eine Kalibration an. Eine Messung über den gesamten Winkelbereich von 0° bis 360° erlaubt die Anpassung einer Ellipse mit den Parametern $\delta\tilde{\varphi}$ und $\delta\tilde{A}$ in der I - Q -Ebene. Zusätzlich ist der Kalibrationsfaktor \tilde{K} durch eine Messung bei verschiedenen Amplituden zu bestimmen.

4.2 Rücklaufmessung: Leistungsmessung und Hochfrequenzfreigabe

Die Leistung der Rücklaufsignale stellt einen Messparameter im Beschleunigerbetrieb dar und ist zusammen mit einer schnellen Abschaltung der HF notwendig zum Schutz des Klystrons. Zur Messung der Leistung wird jeweils das Rücklaufsignal eines Richtkopplers einem PowerDetektor²⁵ zugeführt, der an seinem Ausgang eine zur Leistung proportionale Spannung bereitstellt. Diese Spannung soll zum einen, ebenso wie das Vorlaufsignal, von einem ADC digitalisiert werden, zum anderen zur Erzeugung eines Freigabesignals einer hierzu entwickelten Elektronik zugeführt werden (Abbildung 4.6).

Der PowerDetektor erzeugt über einen Bereich von -40 dBm bis 15 dBm der Eingangsleistung eine Ausgangsspannung von $2,1$ V bis $0,5$ V, wobei die Ausgangsspannung mit zunehmender Eingangsleistung abnimmt. Diese Spannung wird von einem Komparator mit einer Referenzspannung verglichen, die sich über ein Trimpotentiometer im Bereich $0,4$ V bis $2,0$ V einstellen lässt. Der Komparator ist hierbei so beschaltet, dass einer niedrigen Rücklaufleistung (hohe PowerDetektor-Spannung) ein `high`-Pegel entspricht. In Abbildung 4.6 ist die Komparatorschaltung exemplarisch für ein Rücklaufsignal zu sehen. Nachfolgend werden alle Komparatorsignale von einem AND-Gatter kombiniert und auf den Freigabe-Ausgang gegeben. Aufgrund dieser Beschaltung bedeutet ein `high`-Pegel des Freigabesignals, dass alle reflektierten Leistungen unterhalb ihrer jeweiligen Grenzwerte liegen. Eine Überschreitung in einem einzelnen Signalweg führt zu einem `low`-Pegel. Diese Logik wurde bewusst gewählt, um den Beschleunigerbetrieb nur bei Funktion der Reflexionsmessung zu erlauben.

²⁵ Mini-Circuits ZX47-40-S+.

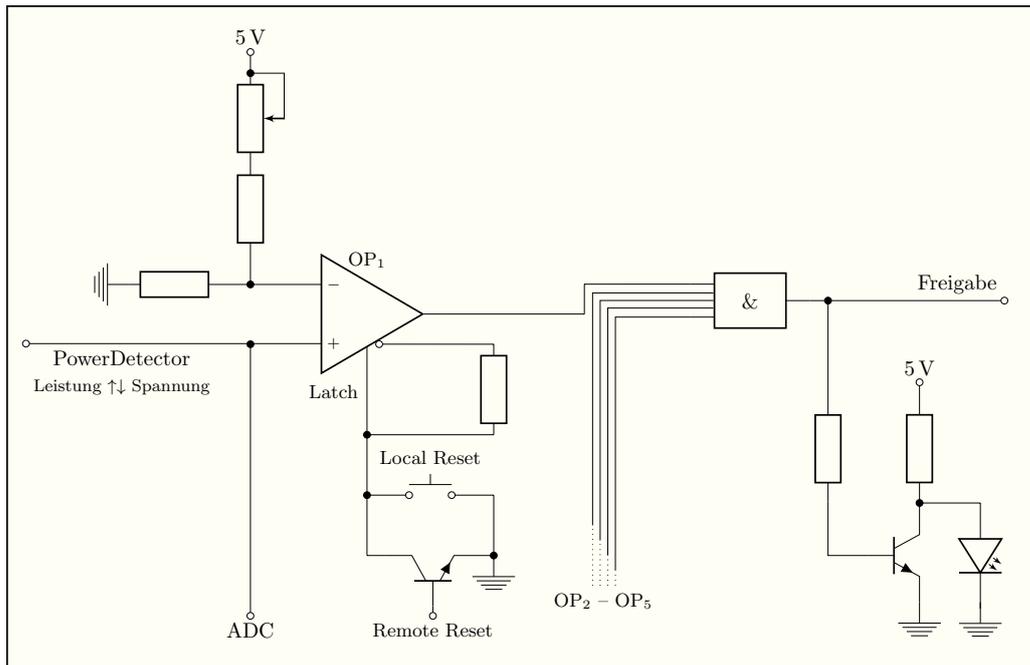


Abbildung 4.6: Schaltbild zur Interlockgenerierung

Der aktuelle Zustand wird über eine LED signalisiert. Um zu verhindern, dass sich nach Abschaltung der HF das Freigabesignal selbstständig zurücksetzt, verfügen die Komparatoren über einen Latch-Pin, der mit dem invertierten Ausgang verbunden wurde. Solange an diesem ein high-Pegel anliegt, wird das Ausgangssignal gespeichert. Nach einem solchen Ereignis muss der Latch-Pin zunächst auf Masse gezogen werden, bevor ein weiterer Betrieb möglich ist. Dies kann über einen Taster vor Ort erfolgen („Local Reset“) oder durch einen Spannungspuls von 1 V bis 5 V an einen Transistor in Open-Collector-Schaltung („Remote Reset“). Auf diese Weise ist es auch möglich, das Interlock über das ELSA-Kontrollsystem zurückzusetzen.

Der gesamte Informationsaustausch erfolgt über den Freigabe-Ausgang und einen Reset-Eingang. Dazu sind im LLRF-System passende Anschlüsse vorgesehen (Kapitel 5.2). Die eigentliche Abschaltung der Hochfrequenz erfolgt dort durch Beenden der Signalausgabe des Digital-Analog-Konverters. Durch die Anbindung des LLRF an das Kontrollsystem bietet sich die Möglichkeit, den Reset-Eingang anzusteuern. Ein Anschluss an das Thyatron-Relais ist noch durch einen Pegelwandler zu realisieren. Weiterhin ist dafür Sorge zu tragen, dass die maximale Signalpegel im Rücklauf nicht den linearen Bereich bis 15 dBm des PowerDetektors überschreiten. Bei einer erlaubten Maximalleistung von 694 kW und einer Koppeldämpfung von 50 dB ergibt sich eine maximale Eingangsleistung von 36 dBm. Zusätzlich tritt in den signalführenden Kabeln eine weitere Dämpfung auf, die von Kabellänge und -typ abhängig ist. Diese Größen stehen zum Zeitpunkt der Fertigstellung dieser Arbeit nicht fest, daher lässt sich auch über die Kabeldämpfung noch keine genaue Aussage treffen. Beim späteren Einbau am LINAC1 ist deshalb darauf zu achten, dass Kabel und zusätzlich zu verbauende Abschwächungsglieder eine Abschwächung von insgesamt 21 dB ergeben, um den vollen Messbereich des PowerDetektors nutzen zu können.

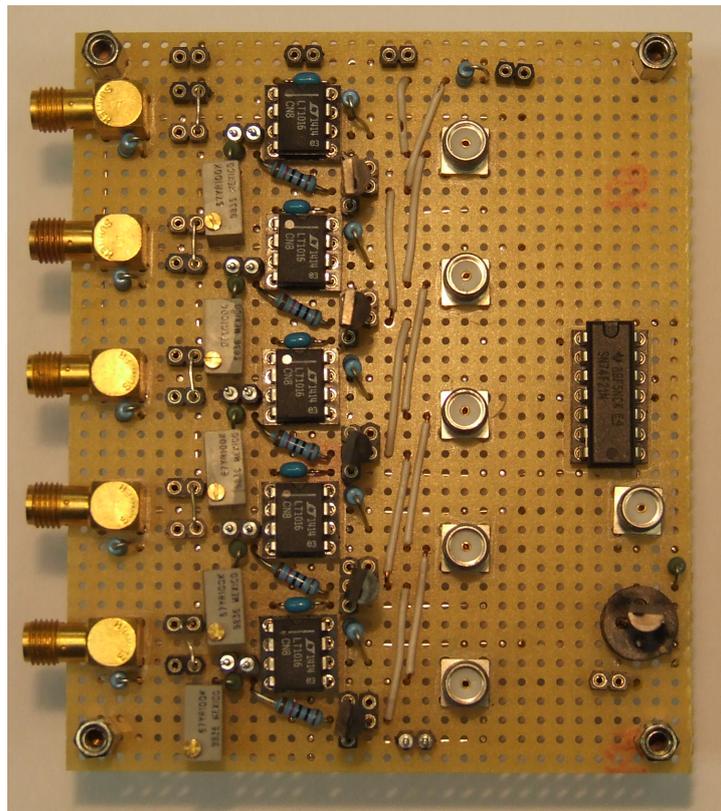


Abbildung 4.7: Platine zur Generierung des Freigabesignals. Links: Eingang der fünf PowerDetektor-Signale, rechts: Ausgabe des Freigabesignals. Eine zusätzliche Auslesung der einzelnen Kanäle wurde ebenfalls vorbereitet

Das neue LLRF-System für den LINAC1

In diesem Kapitel wird zunächst eine Methode zur Kompensation von Beamloading in Wanderwellenbeschleunigern und deren Anforderung an das zu entwickelnde LLRF-System vorgestellt. Es werden Entwurf, Aufbau und FPGA-Programmierung des Systems beschrieben, ebenso die Anbindung an das ELSA-Kontrollsystem. Zuletzt werden die spätere Inbetriebnahme des LLRF am LINAC1 sowie eine Teststrahlzeit am zweiten Linearbeschleuniger LINAC2 diskutiert.

5.1 Methoden zur Beamloading-Kompensation und Anforderungen an das LLRF-System

Wie in Kapitel 2.4 beschrieben, stellen die mit dem Beamloading verbundenen Füllzeitelektronen eine unerwünschte Energieverbreiterung dar. In der Folge führt dies zu einem Strahlverlust bei der Injektion in das nachfolgende Synchrotron. Dabei wurde in der Herleitung davon ausgegangen, dass der Elektronenstrahl erst in den Resonator eingeschossen wird, nachdem sich das elektrische Feld im Inneren vollständig aufbauen konnte. Eine erste Möglichkeit zur Reduktion der Feldänderung besteht darin, den Elektronenstrahl in das ansteigende Resonatorfeld zu injizieren. Dies bedeutet anschaulich für eine Traveling-Wave-Struktur, dass die mit $v_g < c$ propagierende elektromagnetische Welle noch nicht das Ende der Beschleunigungsstruktur erreicht hat, wenn die ersten Elektronenbunche den Beschleuniger verlassen. Hierzu müssen Hochfrequenz- und Teilchenpuls weniger als eine Füllzeit auseinander liegen. Abbildung 5.1 zeigt beispielhaft für eine Constant-Gradient-Struktur berechnete zeitliche Verläufe des Energiegewinns für verschiedene Injektionszeitpunkte.

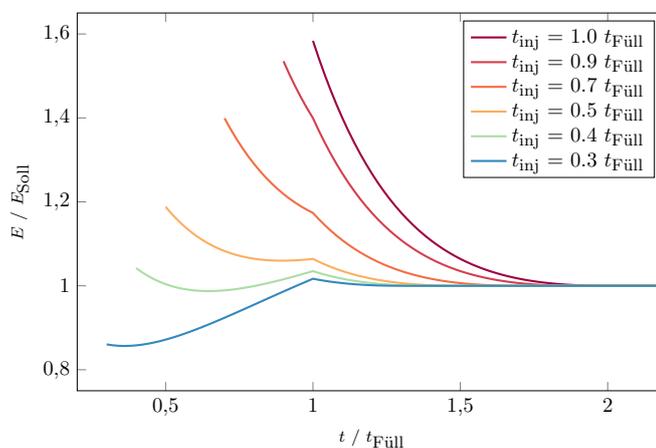


Abbildung 5.1: Zeitlicher Verlauf des Energiegewinns pro Teilchen E relativ zur Sollenergie für verschiedene Injektionszeitpunkte

Die auf diese Weise erreichbare minimale Energiebreite beträgt ungefähr 10 % [Mon+00]. Wesentlich bessere Ergebnisse von weniger als 0,2 % resultieren aus einer Modulation des Hochfrequenzpulses während der Füllzeit, sodass die weiterhin ansteigende Flanke nach dem Injektionszeitpunkt möglichst genau die Energiemenge kompensiert, die auf den Elektronenstrahl übertragen wird. Hierzu existieren analytische Modelle, anhand derer die optimale Modulation des Hochfrequenzpulses berechnet werden kann [Lun+11]. Abbildung 5.2 zeigt den zeitlichen Feldverlauf zum Vergleich ohne Kompensation und mit Kompensation. In Abbildung 5.2a erreicht die Klystronleistung P_{in} nach einer Anstiegszeit von 22 ns ihren Maximalwert und bleibt bis zum Ende der HF-Pulsdauer konstant. Die Beschleunigungsspannung V erreicht nach dem Zeitraum einer Füllzeit ihren Maximalwert. Ohne Injektion eines Elektronenstroms bleibt sie ebenfalls über die Dauer des HF-Pulses konstant (\tilde{V}), wohingegen mit einem injizierten Elektronenstrom, der in diesem Fall als Rechteckfunktion angenommen wird, die Beschleunigungsspannung sinkt, bis sich innerhalb einer weiteren Füllzeit ein Gleichgewichtszustand eingestellt hat (V). Ebenfalls dargestellt ist die durch den Elektronenstrom induzierte Spannung $-V_b$, zur besseren Lesbarkeit mit negativem Vorzeichen. Für Abbildung 5.2b wurde die Klystronleistung P_{in} in Form einer Rampe so moduliert, dass sich bei sonst unveränderten Parametern über den gesamten Zeitraum eines Elektronenstrahlpulses eine konstante Beschleunigungsspannung V ergibt.

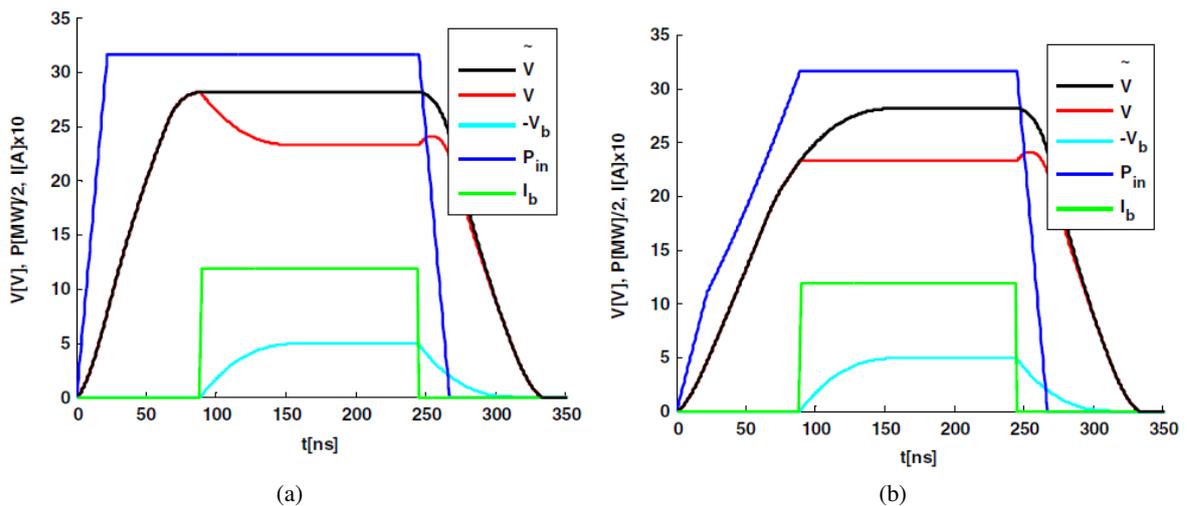


Abbildung 5.2: Zeitlicher Feldverlauf (a) ohne und (b) mit Beamloading-Kompensation [Lun+11]

Eine Berechnung dieses Rampenprofils ist im Falle des LINAC1 aus verschiedenen Gründen nicht möglich. Zunächst sind Parameter wie Shuntimpedanz und Abschwächungsfaktor nicht dokumentiert. Des Weiteren besteht der Linearbeschleuniger aus zwei Sektionen mit unterschiedlichen Feldgradienten, sodass eine separate Berechnung für beide Abschnitte nötig ist. Ferner ist zu berücksichtigen, dass Elektronen bei Eintritt in den Linearbeschleuniger eine von der Lichtgeschwindigkeit abweichende Geschwindigkeit besitzen. Zuletzt ist die Transferfunktion für Klystron und Pilotklystron nicht bekannt und kann zum Zeitpunkt der Vollendung dieser Arbeit nicht gemessen werden.

Ein anderer Ansatz, um die Beschleunigungsspannung konstant zu halten, wäre eine Regelung in Form eines Feedbacks oder Feedforwards. Seit 2013 wird an ELSA ein digitales, FPGA-basiertes LLRF-System der Firma *Dimtel* benutzt, um die Vektorsumme von Amplitude und Phase in den beiden PETRA-

Resonatoren zu stabilisieren und die Abstimmstempel zu steuern [Sau13]. Zur Stabilisierung wird eine Regelschleife benutzt, welche auf Messwerte der elektrischen Felder in den Resonatoren zugreift, mit einem Sollwert vergleicht und das Ansteuersignal des Klystrons bei Abweichungen nachregelt. Das verwendete Dimtel LLRF9 basiert auf dem LLRF4.6 Evaluation Board [Tey], das eine Weiterentwicklung des LLRF4 von Larry Doolittle darstellt [Doo].

Da die Beschleunigungsstruktur am LINAC1 weder eine Koppelschleife zur Messung des Resonatorfeldes noch einen externen Wellensumpf zur Messung der transmittierten Leistung besitzt, ist eine Regelschleife nicht anwendbar. Zudem ist die Reaktionszeit eines Feedbacks durch Kabelllaufzeiten limitiert und beläuft sich im Allgemeinen auf mehrere Hundert Nanosekunden, ebenso wie die Füllzeit der Beschleunigungsstruktur. Stattdessen bietet es sich an, den Störeinfluss des Strahlstroms im Sinne einer Vorsteuerung vorwegzunehmen, um ein konstantes elektrisches Feld im Resonator zu erreichen. Die Anpassung des Rampenprofils hat hierbei empirisch zu erfolgen.

Bei den vorangegangenen Betrachtungen wurde vernachlässigt, dass die Verstärkung der Hochfrequenz durch ein Klystron erfolgt. Dessen Funktionsprinzip basiert ähnlich wie die des Prebunchers am LINAC1 auf der Geschwindigkeitsmodulation eines intensiven Elektronenstrahls. Nach einer Driftstrecke bildet sich ein gepulster Elektronenstrahl mit der zeitlichen Struktur der eingekoppelten Hochfrequenz. Dieser induziert in einem zweiten Resonator ein elektrisches Feld gleicher Frequenz, das über eine Schleife ausgekoppelt wird. Aufgrund der hohen Intensität des Elektronenstrahls und der daraus resultierenden hohen Ladungsdichte der Elektronenpulse ergibt sich eine Verstärkung des Eingangssignals. Verändert sich mit der Amplitude des Eingangssignals die Stärke der Geschwindigkeitsmodulation, so verändert sich ebenfalls die Phase des induzierten und ausgekoppelten Hochfrequenzsignals. Um die feste Phasenbeziehung zwischen den Beschleunigungsstrukturen und dem gebunchten Elektronenstrahl zu erhalten, ist es daher nötig, Amplitude und Phase gleichzeitig innerhalb eines Zeitraums weniger Hundert Nanosekunden zu modulieren.

Aus dieser Anforderung an die Signalmodulation folgt die Notwendigkeit, das neue LLRF als digitalen Arbiträr-Funktionsgenerator zu konzeptionieren. Dies ermöglicht es, das Hochfrequenzsignal zu jedem Taktzeitpunkt innerhalb des HF-Pulses vorzugeben und so komplexe Rampenprofile für Amplitude und Phase zu realisieren. Die Entwicklung des LLRF orientiert sich in konzeptionellen Bestandteilen und in seiner Funktionalität an dem zuvor erwähnten LLRF4.

5.2 Entwurf des neuen LLRF-Systems

Ziel des neuen LLRF ist die Generierung von zwei Hochfrequenzsignalen unterschiedlicher Frequenz: 500 MHz für den Prebuncher und 3 GHz für die Beschleunigungsstrukturen TWB, Linearbeschleuniger und EKS. Beide Signale sollen in Amplitude und Phase steuerbar sein und dies im Fall des 3 GHz-Signals auch in Form einer etwa 500 ns langen Rampe. Wie in der alten Hochfrequenzsteuerung wird hierzu das 500 MHz-Mastersignal der ELSA-HF als Referenzsignal benutzt und zwei Signale gleicher Frequenz ausgegeben; der Aufbau ist in Abbildung 5.3 schematisch dargestellt. Eines der Signale wird mit einem externen Verstärker auf 33 dBm verstärkt, bevor es mit einem Frequenzvervielfacher auf 3 GHz versechsfacht und zur Ansteuerung des Pilotklystrons benutzt wird.

Das neue LLRF besteht aus einem digitalen und einem analogen Part. Der digitale Part basiert auf dem *Xilinx SP601* Evaluationsboard mit integriertem *Spartan6* FPGA. Von ihm werden die IF-Signale mit den gewünschten Eigenschaften durch das Direct Digital Synthesis (DDS)-Verfahren erzeugt. Programme können in der mitgelieferten Entwicklungsumgebung in den Hardwarebeschreibungssprachen Verilog und VHDL geschrieben werden und über eine USB-Schnittstelle auf den FPGA programmiert werden. Zur Umwandlung des digitalen IF-Signals des FPGAs zu einem analogen Signal dient der 16 bit-DAC²⁶ *MAX5878* der Firma *Maxim* mit zwei Kanälen, LVDS-Schnittstelle und einer maximalen Sample-Rate von 250 MHz. Der analoge Part umfasst im Besonderen die Frequenzmischer zur Erzeugung von zwei modulierten 500 MHz-Signalen (Abbildung 5.3) aus den IF-Signalen sowie deren Filterung zum Entfernen von höheren Harmonischen und Seitenbändern.

Zusätzlich zu den vorstehenden Steueraufgaben dient das LLRF der Bereitstellung des 3 GHz -LO-Signals, das für die IQ-Demodulation der Vorlaufmessung notwendig ist (siehe auch Kapitel 4.1). Da es sich hierbei um ein Referenzsignal konstanter Amplitude und Phase handeln muss, wird es in einem separaten Signalzweig über einen zweiten Frequenzvervielfacher direkt aus dem Mastersignal generiert. Somit ist sichergestellt, dass die Messungen unabhängig von den Einstellungen des LLRF sind und prinzipiell auch während der Amplitudenrampe verlässliche Messwerte liefern können. Dies wäre nicht gegeben, wenn das LO-Signal mithilfe eines Richtkopplers vor dem Pilotklystron gewonnen würde.

Für den Single-Bunch-Betrieb des LINAC1 wurde die HF phasenstarr an das Mastersignal gekoppelt [Mey12]. Hierdurch wurde es erst möglich, die Phase der Synchrotron-HF zum Injektionszeitpunkt festzulegen und die Integrität des einzelnen Bunches bis zur Extraktion nach ELSA zu gewährleisten. Um dies auch mit dem neuen LLRF zu realisieren, wird die Taktfrequenz des FPGAs mithilfe eines PLL²⁷ aus dem Mastersignal gewonnen und auf 166 MHz heruntergeteilt. Insgesamt zwei PLL sind Bestandteile des FPGAs und lassen sich über die Entwicklungsumgebung programmieren.

Zusätzlich zur Bereitstellung des 3 GHz LO-Signals und zur Taktgewinnung des FPGAs wird das eingehende Mastersignal als Mischsignal verwendet. Der FPGA erzeugt ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von 42 MHz, das durch einen Hochpassfilter von höheren Harmonischen bereinigt wird. Dieses Sinussignal wird mit dem Mastersignal gemischt und ein weiterer Hochpassfilter selektiert das Differenzsignal mit 458 MHz. Dieses Signal wird gesplittet und als LO-Signal zwei Mischern zugeführt. Dort erfolgt ein weiteres Mischen mit den gefilterten IF-Signalen, die von FPGA und DAC erzeugt werden.

²⁶ Aus dem Englischen: **D**igital **A**nalog **C**onverter, zu Deutsch Digital-Analog-Wandler.

²⁷ Aus dem Englischen: **P**hase-**L**ocked **L**oop, zu Deutsch Phasenregelschleife.

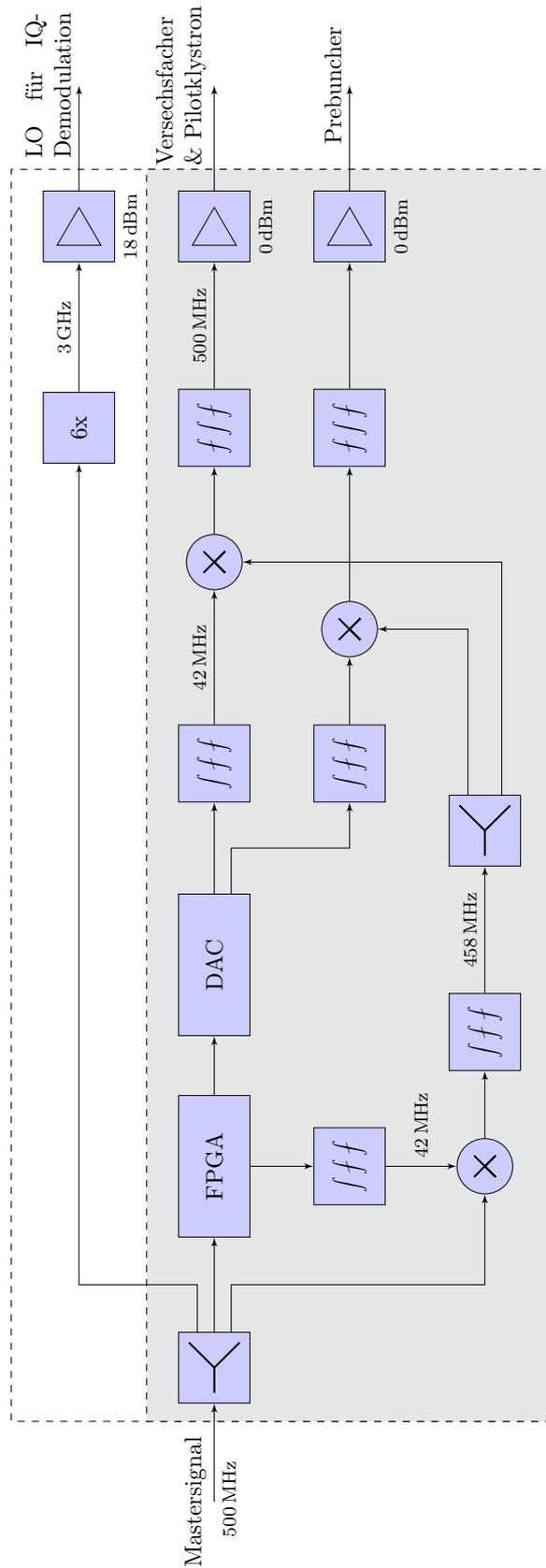


Abbildung 5.3: Schematische Darstellung des LLRF mit FPGA, DAC und Frequenzmischern zur Signalmodulation und zusätzlichem 3 GHz-Signal für IQ-Demodulation

erzeugt werden soll, entfällt die Frage nach der Frequenzauflösung (dies gilt nur im geplanten Betrieb am LINAC1, für eine Teststrahlzeit am LINAC2 muss dieser Punkt neu bewertet werden, siehe auch Kapitel 5.4). Die Lookup-Tabelle ist wie die Rampenprofile als BRAM realisiert, wodurch die Bittiefe ebenfalls auf 10 bit festgelegt ist. So ergibt sich eine Winkelauflösung von $\Delta\varphi = 180^\circ/2^{10} = 0,18^\circ$. Zur besseren Nutzung des zur Verfügung stehenden Speichers beinhaltet die Lookup-Tabelle nur die positive Halbwelle des Sinus; die negative Halbwelle wird aus ihr berechnet. Die Wortbreite des Phasenregisters wurde wie Amplitude und Lookup-Tabelle auf 16 bit festgelegt. Dies erleichtert die Adressierung von Variablen und Speicherblöcken durch die gemeinsame Wortbreite und ermöglicht eine nachträgliche Verbesserung von Phasen- und Frequenzauflösung. Die gesamte beschriebene Berechnung des Signalwerts zwischen Phasenregister und Übermittlung an den DAC erfolgt parallel über 11 Takte hinweg. Dies führt bei einer Taktfrequenz von 166 MHz zu einer Verzögerung von 66 ns.

Ebenfalls zu einer Verzögerung kommt es bei der Synchronisation externer Signale wie dem Rampstart-Trigger oder dem Freigabesignal. Diese Signale liegen prinzipiell asynchron vor und können daher an den Flipflops, an denen sie anliegen, zu undefinierten Zuständen führen. Um sicherzustellen, dass ein Flipflop nach einem Schaltvorgang in einen definierten Zustand wechselt, müssen Bedingungen an den zeitlichen Ablauf von eingangsseitiger Signaländerung und aktiver Flanke des Taktsignals beachtet werden. Hierzu gehören die sogenannte Setup-Zeit und die Haltezeit, ihnen entspricht die Zeit vor bzw. nach der Flanke des Taktsignals, in der sich das Eingangssignal nicht ändern darf. Die Einhaltung dieser Bedingungen ist durch ein asynchrones Signal nicht zu gewährleisten. Eine Methode, um asynchrone Signale dennoch einzupflegen, ist die Reihenschaltung mehrerer Flipflops. Dies führt zwar zu einer Verzögerung von ebenso vielen Taktzyklen, ermöglicht aber den Übergang in einen stabilen Zustand, bevor dieser für weitere Programmteile abgerufen wird. Diese Synchronisation führt zu einer Verzögerung des Rampstarts und der Reflexionsabschaltung von 18 ns.

Die Datenübertragung zum DAC erfolgt über eine Interleaved-LVDS-Schnittstelle, die Datenleitungen sind differenziell aufgebaut und ein gemeinsamer Bus wird abwechselnd für die Übertragung je eines DAC-Kanals benutzt. Um dennoch eine mittlere Übertragungsrate von 166 MHz zu erreichen, werden die Daten über das DDR³¹-Verfahren übertragen, die Datenübertragung erfolgt sowohl bei steigender als auch bei fallender Taktflanke. Zugleich wird ein 333 MHz-Taktsignal für den DAC übermittelt, das ebenfalls mithilfe eines PLL erzeugt wird. Dieser DAC befindet sich erst zum Zeitpunkt der Fertigstellung dieser Arbeit im Zulauf, daher ist ein Einsatz zu Testzwecken noch nicht möglich. Der in Abbildung 5.5 gezeigte DAC³² mit CMOS-Schnittstelle ließ sich mit dem verwendeten FPGA nicht stabil betreiben. Dies ist vermutlich auf die nicht-differentielle Datenübertragung zurückzuführen. Ein als Ersatz verwendeter DAC³³ zeigte bereits die Funktion des Konzepts, wies allerdings nach kurzer Zeit einen Defekt auf. Zudem eignet sich das zugehörige Evaluationsboard aufgrund der fehlenden Fähigkeit, Timing-Einstellungen zu speichern, nicht für den Dauergebrauch in der Beschleunigeranlage.

³¹ Aus dem Englischen: **Double Data Rate**.

³² *Texas Instruments DAC5672*, 2 Kanäle, 14 bit, 275 MHz.

³³ *Texas Instruments DAC34SH84*, 4 Kanäle, 16 bit, 1,5 GHz.

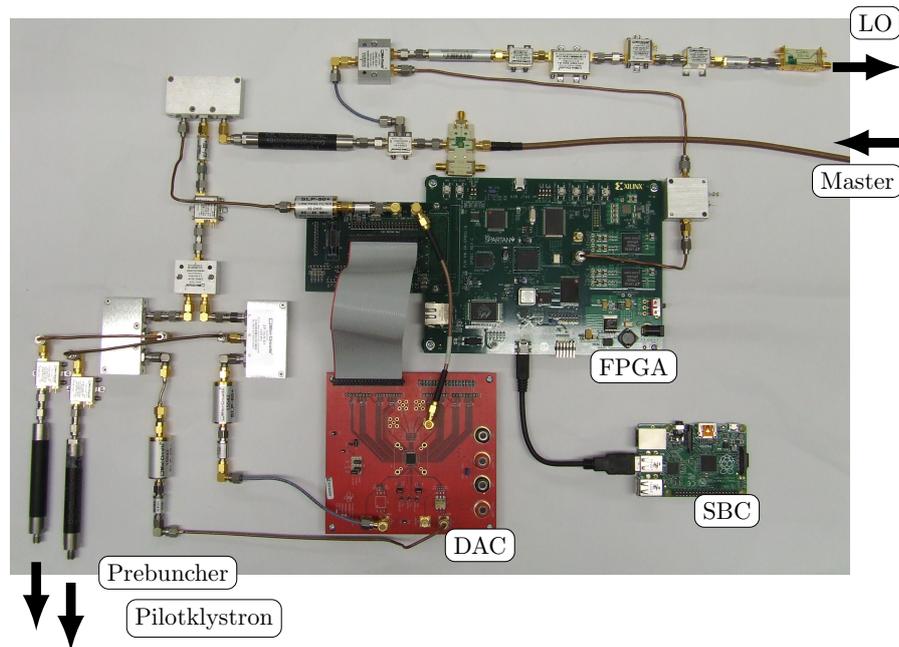


Abbildung 5.5: Aufbau des LLRF mit FPGA-Board, erstem DAC und Einplatinencomputer (SBC)

5.3 Anbindung an das ELSA-Kontrollsystem

Die Kommunikation zwischen dem Kontrollsystem und dem FPGA verläuft über fünf Schichten und ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Zum Zeitpunkt dieser Arbeit ist nur die einseitige Steuerung des LLRF über das Kontrollsystem implementiert, eine Datenübertragung von LLRF an das Kontrollsystem ist jedoch prinzipiell ebenfalls möglich.

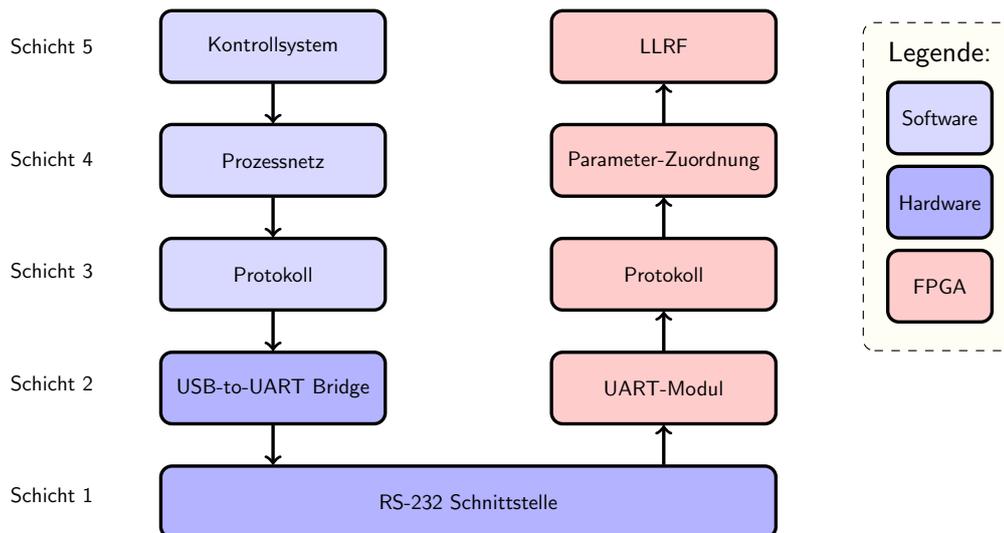


Abbildung 5.6: Schematische Darstellung der Kommunikation zwischen Kontrollsystem und LLRF

Auf unterster Ebene findet der Datenaustausch über die serielle Schnittstelle RS-232 statt. Die binären Zustände („0“ bzw. „1“) werden durch unterschiedliche Spannungspegel realisiert. Hierbei erfolgt die Datenübertragung asynchron, das heißt ohne gemeinsames Taktsignal der beiden Kommunikationspartner. Stattdessen wird eine Abfolge von acht Datenbits von einem Startbit („0“) und einem Stoppbit („1“) umrahmt. Auf diese Weise wird eine Synchronisation von Sender und Empfänger bei jedem Datenpaket aufs Neue erreicht, solange sich ihre Übertragungsraten um nur wenige Prozent unterscheiden. In diesem Aufbau ergab sich eine maximale Übertragungsrate von 230 400 Baud³⁴.

In Schicht 2 findet eine Umwandlung dieser seriellen Bitfolge in das eigentliche Datenbyte statt, welches übertragen werden soll. Hierzu bietet das Evaluationsboard *SP601* eine USB³⁵-to-UART³⁶ Bridge an. Sie dient der Bereitstellung einer virtuellen seriellen Schnittstelle für den angeschlossenen Computer. Im FPGA übernimmt ein UART-Modul in VHDL den Empfang der seriellen Datensignale. Dieses wird mit dem sechzehnfachen Taktsignal der Übertragungsfrequenz betrieben. Die Überabtastung ermöglicht gemeinsam mit dem Startbit das Synchronisieren des UART-Moduls für den Empfang der Daten.

Auf diese Weise lassen sich nun Daten in der Länge eines Bytes übertragen. Sollen größere Daten übermittelt werden, müssen diese vor dem Senden in einzelne Bytes zerlegt und nach dem Empfang wieder zusammengesetzt werden. Dies geschieht in Form eines Kommunikationsprotokolls³⁷ in Schicht 3. Analog zu den Start- und Stopbits der RS-232-Schnittstelle werden Start- und Stopbytes definiert, welche die eigentlichen Datenbytes umschließen.

Das beschriebene Protokoll wird senderseitig durch ein C++-Programm auf einem Einplatinencomputer³⁸ (SBC³⁹) umgesetzt, der über Ethernet mit dem Kontrollsystem und über USB mit dem Evaluationsboard verbunden ist. Empfängerseitig wird kontinuierlich jedes empfangene Byte in ein 8 Byte großes Schieberegister geschrieben. Für den Fall, dass das erste Byte mit dem Startbyte und das letzte mit dem Stopbyte übereinstimmt, werden die dazwischenliegenden sechs Datenbytes an die höherliegende Schicht zur Verarbeitung weitergegeben.

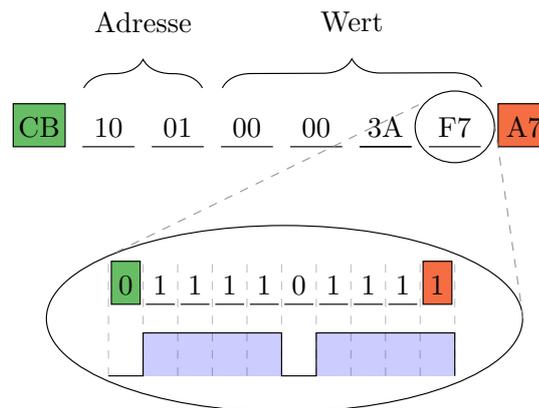


Abbildung 5.7: Darstellung der Kommunikationsschichten 1 bis 3, mit Startbit/-byte (■) und Stoppbit/-byte (■)

In Schicht 4 erfolgt eine Zuordnung der eigentlichen Kontrollparameter des Kontrollsystems und des LLRFs zu den sechs Datenbytes. Diese setzen sich aus zwei Adressbytes und vier Wertbytes zusammen. So lassen sich maximal 16 bit tiefe und 32 bit breite Speicherblöcke adressieren. Ein ganzer Befehl besteht demzufolge aus einer Adresse, die den jeweiligen Kontrollparameter beinhaltet, und den Wert, auf den er gesetzt werden soll. Mit einer Übertragungsrate von 230 400 Baud ergibt sich eine maximale

³⁴ 1 Baud entspricht 1 Symbol pro Sekunde.

³⁵ Universal Serial Bus.

³⁶ Universal Asynchronous Receiver Transmitter.

³⁷ Dieses Protokoll wurde im Rahmen von [Pro15] entwickelt.

³⁸ Raspberry Pi B+.

³⁹ Aus dem Englischen: Single Board Computer.

Anzahl von 2880 Befehlen pro Sekunde. Somit lässt sich einer der verwendeten 18 kB-Speicherblöcke für die Rampenprofile in weniger als einer halben Sekunde beschreiben. Die Zuordnung von Kontrollparametern auf Adressen und erlaubte Wertebereiche geschieht im ELSA-Prozessnetz ebenfalls als Anwendung auf dem Einplatinencomputer und im FPGA als VHDL-Modul.

In der obersten Schicht stehen die Kontrollparameter in ihrer endgültigen Form bereit. So werden die im Kontrollsystem digital vorliegenden Parameter wieder als ihre korrespondierenden, physikalischen Größen dargestellt. Im FPGA werden einzelne Schalt-Bits oder auch Zahlendarstellungen in Form eines 16 bit-Vektors durch Schaltungszustände von Flipflops und Registern realisiert. In Anhang A.3 befindet sich eine Liste der ELSA-Kontrollparameter und zugehöriger FPGA-Parameter.

Das Kontrollsystem als oberste Schicht ermöglicht mit einer grafischen Oberfläche die Visualisierung und Steuerung aller Kontrollparameter. Zudem lassen sich mithilfe von Kontrollsystemapplikationen unter anderem die Berechnung der Rampen-Arrays aus vorgegebenen Stützstellen realisieren oder auch im Falle einer variablen Signalfrequenz (siehe Kapitel 5.4) die Berechnung der exakten Frequenz der ausgegebenen Signale in Abhängigkeit von LLRF-Parametern sowie ELSA-Kontrollparametern.

Abbildung 5.8 zeigt als Beispiel der grafischen Oberfläche des Kontrollsystems das Menü zur Steuerung des 3 GHz-Kanals des LLRF. Neben der direkten Steuerung von Kontrollparametern lassen sich an dieser Stelle auch Applikationen einbinden. Diese ermöglichen die automatisierte Umrechnung von Einstellgrößen in Rampenprofile.

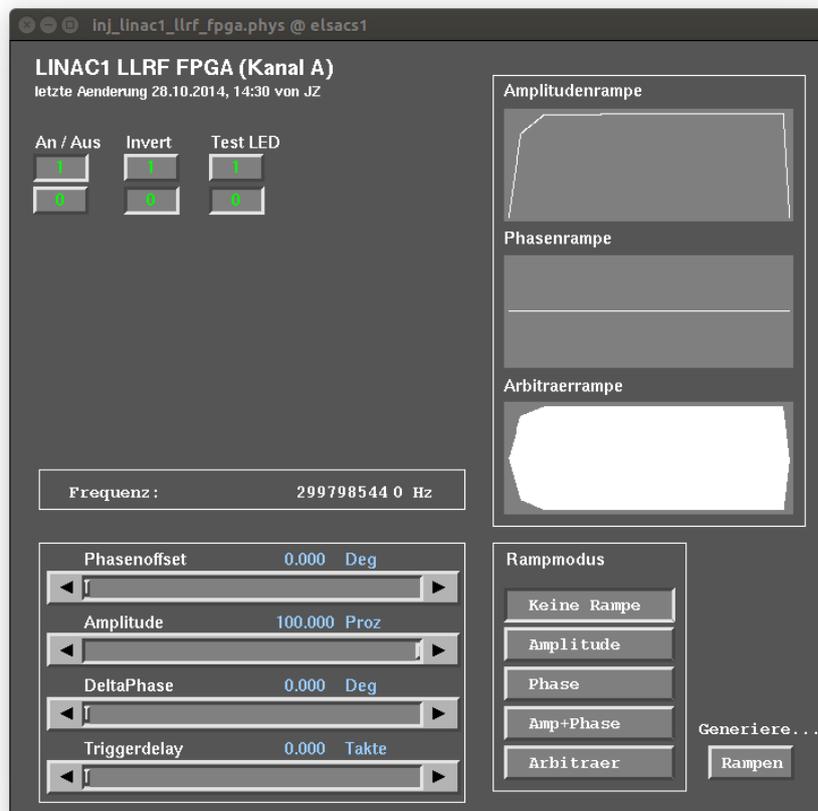


Abbildung 5.8: Grafische Schnittstelle des ELSA-Kontrollsystems für das neue LLRF

5.4 Inbetriebnahme des LLRF-Systems

Zum Zeitpunkt der Fertigstellung dieser Arbeit ist es durch das Fehlen des Digital-Analog-Wandlers noch nicht möglich, das LLRF zu testen oder in Betrieb zu nehmen. Sobald dieser verfügbar ist, sind Messungen des LLRFs hinsichtlich Phasen- und Amplitudengenauigkeit durchzuführen. Weiterhin ist eine vergleichende Messung des Phasenrauschens von ELSA-Mastersignal und den LLRF-Signalen wünschenswert. Zudem bietet sich eine Teststrahlzeit am LINAC2 an, da dieser die Möglichkeit bietet, den Effekt des Beamloadings und dessen Kompensation durch Messung der transmittierten HF-Leistung direkt zu beobachten (vgl. Abbildung 5.9).

Da die Temperaturstabilisierung des LINAC2 im Gegensatz zur Temperaturregelung am LINAC1 nur über einen kleinen Temperaturbereich einstellbar ist, liegt die Resonanzfrequenz des Resonators nicht exakt bei 2,998 GHz. Aus diesem Grund wird dieser nicht mit der sechsfachen ELSA-Hochfrequenz betrieben, sondern verfügt über einen eigenen variablen und freilaufenden Signalgenerator. Um dieser Anforderung nachzukommen, wurde die DDS-Signalerzeugung um die Möglichkeit einer variablen Ausgangsfrequenz erweitert. Hierzu wird der Phasenwert, um den das Phasenregister bei jedem Takt inkrementiert wird, um einen zusätzlichen Kontrollparameter („Phase_Delta“, vgl. Tabelle A.3) erhöht. Somit lässt sich die Schrittweite des Phasenregisters prinzipiell zwischen 0° und 180° variieren. Hierdurch ist jedoch kein symmetrisches Signal mehr gegeben, sodass in einer weiteren Messung überprüft werden sollte, ob die verwendeten Filter in diesem Fall zur Unterdrückung der höheren Harmonischen ausreichend sind. Da der Frequenzvervielfacher im Betrieb am LINAC2 nicht genutzt wird, bietet es sich an, diesen zur Erzeugung des 3 GHz-Signals zu benutzen. Auf diese Weise wird ein Signal mit einer Frequenz von 2,966 GHz bis 3,038 GHz und mit einem Pegel von maximal 18 dBm erzeugt, welches das Pilotklystron direkt ansteuert. Der regelbare Frequenzbereich wird durch die Hochpassfilter der IF-Signale beschränkt. Zu große Abweichungen von der Designfrequenz nach oben führen zur Dämpfung des Signals, während Abweichungen nach unten in einer zusätzlich abnehmenden Unterdrückung höherer Harmonischen resultieren. Die Frequenzauflösung beträgt im bisherigen Aufbau etwa 500 kHz. Eine Verbesserung lässt sich durch Vergrößerung der Sinus-Lookup-Tabelle oder auch durch Interpolation zwischen den Stützstellen erreichen. Da der begrenzende Faktor in diesem Fall die Implementation der DDS im FPGA ist, bietet es sich für die Teststrahlzeit am LINAC2 an, die Arbiträrrampe mit der gewünschten Frequenzauflösung zu berechnen und direkt auf den DAC auszugeben. Somit verbessert sich die Frequenzauflösung unter Ausnutzung der vollen 16 bit-Wortbreite auf 15 kHz.

Im Folgenden werden drei Methoden diskutiert, die an den Linearbeschleunigern zur Einstellung des LLRF und zur Bewertung der Beamloading-Kompensation benutzt werden können.

Messung der transmittierten HF-Leistung

Am LINAC2 besteht, im Gegensatz zum LINAC1, die Möglichkeit, das HF-Signal nach Durchlaufen des Wanderwellenbeschleunigers zu beobachten. Hierzu wird die Welle innerhalb der letzten Zellen über eine Messschleife ausgekoppelt und nach Gleichrichtung des 3 GHz-Signals mithilfe eines Oszilloskops gemessen (Abbildung 5.9 (a)). Zum Vergleich wird ein Teil des HF-Signals direkt nach Verstärkung durch das Klystron über einen Richtkoppler ausgekoppelt, gleichgerichtet und gemessen (b). Darunter sind die Signale der Strahlstromtransformatoren vor (d) und hinter (c) dem Linearbeschleuniger zu sehen. Zu beachten sind die negative Polarität der Messsignale sowie unterschiedliche Skalierungsfaktoren. Qualitativ ist jedoch sehr deutlich die durch Beamloading verursachte Reduktion der transmittierten Leistung zu erkennen. Diese Messung erlaubt bereits eine erste Einstellung des Profils der Amplituden-

rampe zur Kompensation des Beamloadings und ist bereits vor Fertigstellung des Hohlleitersystems am LINAC1 möglich. Darüber hinaus bietet diese Messung als einzige die Möglichkeit, den Effekt des Beamloadings zeitlich aufzulösen.

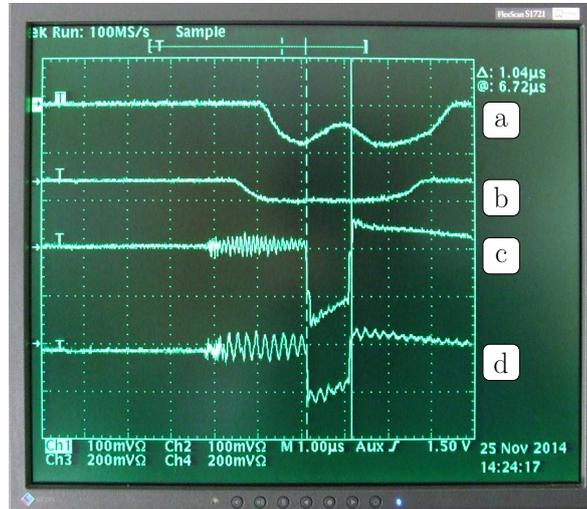


Abbildung 5.9: Messung von HF-Leistung und Strahlstrom vor und hinter der Beschleunigungsstruktur am LINAC2

Aufnahme von Energiespektren

Der Anteil hochenergetischer Füllzeitelektronen ist ebenfalls im Energiespektrum eines Linearbeschleunigers sichtbar. Zusätzlich sind auf diese Weise Aussagen über die Energieschärfe des Beschleunigers sowie über die Bunchkompression möglich. Am LINAC2 wird zu diesem Zweck der Elektronenstrahl mithilfe eines Dipolmagneten dispersiv aufgeweitet und durch zwei einstellbare Spalte kollimiert. Ein integrierender Strahlstrommonitor hinter den Spalten misst die transmittierte Pulsladung, während der Dipolmagnet einen definierten Energiebereich selektiert. Somit werden Energiespektren über mehrere Linearbeschleunigerzyklen hinweg aufgenommen. Eine Messung des zeitlichen Verlaufs der Strahlenergie ist so nicht möglich. Abbildung 5.10 zeigt ein Energiespektrum, das am LINAC2 gemessen wurde. 32,6 % des Elektronenpulses liegt innerhalb der Energieakzeptanz des Synchrotrons von $\Delta E = 0,5 \%$. Der höherenergetische Teil rechts des Maximums ist auf Füllzeitelektronen zurückzuführen. Der Ausläufer zu niedrigen Energien ist Folge der endlichen Bunchlänge und damit der Verteilung des Elektronenpakets über einen Phasenbereich der beschleunigenden Hochfrequenz.

Messung der Injektionseffizienz in das Synchrotron

Eine weitere Möglichkeit, den Grad der Beamloading-Kompensation zu überprüfen, besteht in der Injektion in das Synchrotron und der Messung der Injektionseffizienz. Durch die Energieakzeptanz von 0,5 % ist die Injektionseffizienz sehr empfindlich auf Energieabweichungen der Elektronen von der Sollenergie.

Weiterhin lässt sich bei der Aufnahme von Energiespektren und der Messung der Injektionseffizienz eine erhöhte Empfindlichkeit auf den Einfluss von Füllzeitelektronen erreichen, indem die Elektronenpulslänge auf eine Füllzeit oder weniger reduziert wird. Mit der Langpuls-Pulserplatine der thermischen

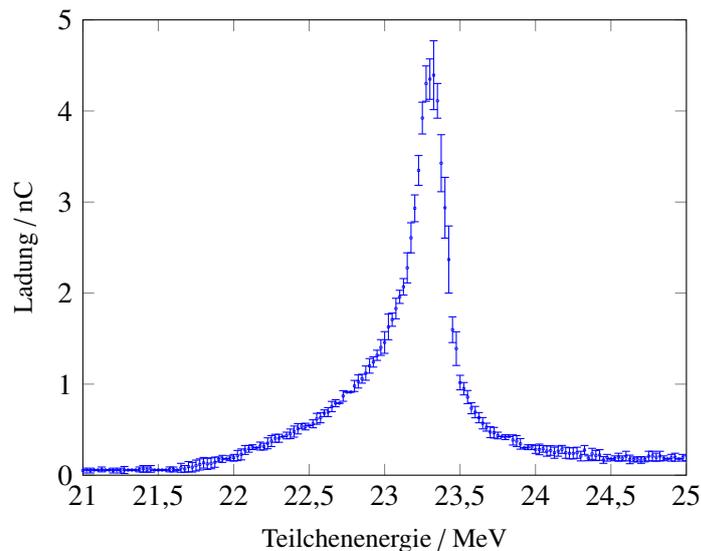


Abbildung 5.10: Aufnahme eines Energiespektrums am LINAC2

Elektronenquelle am LINAC1 ist es möglich, die Pulslänge zwischen $0,3 \mu\text{s}$ und $3 \mu\text{s}$ zu variieren. Auf diese Weise lassen sich Injektionseffizienz und Energiespektren ausschließlich für Füllzeitelektronen bestimmen. Zudem lassen sich so die Rampenprofile schrittweise von $0,3 \mu\text{s}$ bis $0,5 \mu\text{s}$ experimentell bestimmen.

Weitere Nutzungsmöglichkeiten des LLRF

Neben der Modulation des HF-Signals in Form einer Rampe zur Beamloading-Kompensation, ermöglicht das neue LLRF die Vorgabe von Amplitude und Phase der Hochfrequenz über die gesamte HF-Pulslänge von $6 \mu\text{s}$. Aufgrund des netzsynchronen Betriebs des Synchrotrons erfolgt die Injektion in das ansteigende Magnetfeld, während die Synchrotron-Hochfrequenz über den Zeitraum der Injektion ausgeschaltet ist. Das neue LLRF bietet die Möglichkeit zu testen, ob eine weitere Modulation der Hochfrequenz, zum Beispiel eine synchrone Erhöhung der Strahlenergie mit dem Magnetfeld, eine weitere Optimierung der Injektionseffizienz erlaubt. Hierbei ist zu beachten, dass nur der Transferweg des LINAC1 achromatisch aufgebaut ist, sodass eine Energieänderung zu keiner Ablage und Winkeländerung des Strahls am Synchrotron führt.

Darüber hinaus ist der Einfluss der Beamloading-Kompensation auf den Wanderwellenbuncher und den Linearbeschleuniger des Energie-Kompressor-Systems zu untersuchen, deren Hochfrequenz ebenfalls moduliert wird. Dies könnte, im Vergleich zur restlichen HF-Pulsdauer, zu einer geringeren Bunch- und Energiekompression führen. Aufgrund der geringeren Füllzeit des TWB von 20 ns ist allerdings zu erwarten, dass der Einfluss dort vernachlässigbar ist.

Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde das in Fertigstellung befindliche Hohlleitersystem des LINAC1 um einen Messaufbau erweitert, der es erlaubt, Amplitude und Phase der Hochfrequenz an allen fünf Hohlleiterarmen zu messen. Im Zuge dessen wurde ebenfalls eine Reflexionsüberwachung realisiert, die eine Beschädigung des Klystrons aufgrund zu großer reflektierter Leistung im Beschleunigerbetrieb verhindert. Zur Vervollständigung der vorgestellten Hochfrequenzmessung ist das Auslesen der I - und Q - sowie der PowerDetektor-Messwerte mithilfe eines ADCs zu realisieren und in das ELSA-Kontrollsystem zu integrieren. Eine experimentelle Überprüfung des Messaufbaus sowie eine Kalibration sind nach Fertigstellung des Hohlleitersystems durchzuführen.

Weiterhin wurde in dieser Arbeit mit der Entwicklung eines neuen FPGA-basierten LLRF-Systems die Möglichkeit geschaffen, die Hochfrequenz der Beschleunigungsstrukturen Wanderwellenbuncher, Linearbeschleuniger und Energie-Kompressor-System über die gesamte Pulslänge mit einer Schrittweite von 6 ns in Amplitude und Phase zu modulieren. Auf diese Weise lässt sich die durch den Beamloading-Effekt hervorgerufene Energieverbreiterung des Elektronenstrahls kompensieren und Strahlverlust im Transferweg vermeiden. Dies ermöglicht im Rahmen des Strahlenschutzes erst die volle Nutzung des LINAC1 als Hochstrominjektor, die aufgrund baulicher Gegebenheiten anderweitig nur schwer zu erreichen wäre. Die bestehende phasenstarre Kopplung der LINAC1-Hochfrequenz an die Synchrotron-HF zum Zweck der Single-Bunch-Injektion wurde dabei beibehalten. Sobald der neue Digital-Analog-Wandler zur Verfügung steht, bieten sich Labormessungen und eine Teststrahlzeit am LINAC2 an, um die Funktionalität und erreichbare Genauigkeit des LLRF zu überprüfen. Nach erfolgreichem Durchlaufen der Tests und Fertigstellung des Hohlleitersystems kann die Inbetriebnahme des LLRF am LINAC1 erfolgen.

Anhang

A.1 Messung zur IQ-Demodulation

Baugruppe	Bauteil	$\delta\tilde{A} / \text{dB}$	$\Delta(\delta\tilde{A}) / \text{dB}$	$\tilde{\varphi} / ^\circ$	$\Delta\tilde{\varphi} / ^\circ$
A	0°-Splitter	-0,05	0,01	-3,8	0,5
	90°-Splitter	-0,02	0,01	-5,8	0,5
B	0°-Splitter	-0,03	0,01	-1,5	0,5
	90°-Splitter	-0,14	0,01	-8,3	0,5
C	0°-Splitter	0,01	0,01	-1,2	0,5
	90°-Splitter	-0,01	0,01	6,2	0,5
D	0°-Splitter	0,04	0,01	0,6	0,5
	90°-Splitter	0,00	0,01	-4,4	0,5
E	0°-Splitter	0,05	0,01	0,4	0,5
	90°-Splitter	-0,17	0,01	7,9	0,5

Tabelle A.1: Relative Amplituden- und Phasenabweichung der verwendeten Bauteile zwischen *Q*-Kanal und *I*-Kanal

Baugruppe	$\delta\tilde{A} / \text{dB}$	$\Delta(\delta\tilde{A}) / \text{dB}$	$\tilde{\varphi} / ^\circ$	$\Delta\tilde{\varphi} / ^\circ$
A	-0,052	0,01	-9,6	0,7
B	-0,044	0,01	-9,8	0,7
C	0,008	0,01	5,0	0,7
D	0,040	0,01	-3,8	0,7
E	0,033	0,01	8,3	0,7

Tabelle A.2: Korrekturwerte $\delta\tilde{A}$ und $\delta\tilde{\varphi}$ für die fünf Baugruppen

A.2 Programmcode zur korrigierten IQ-Demodulation

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <cmath>

using namespace std;

int main(int par_number, char *par[])
{
    // Messwerte und -fehler
    // Müssen aus ADC eingelesen werden
    double I, err_I;
    double Q, err_Q;
    double delPhi, err_delPhi;
    double delA, err_delA;
    double K, err_K;
    // Rechengrößen und Zwischenschritte
    double taylA, err_taylA;
    double taylB, err_taylB;
    double Q0, err_Q0;
    double Qa, err_Qa;
    double Q1, err_Q1;
    double Q2, err_Q2;
    double I1, err_I1;
    // Endergebnis
    // Ausgabe an ELSA-Kontrollparameter
    double Phase, err_Phase;
    double Amplitude, err_Amplitude;
    double Leistung, err_Leistung;

    // Berechne zuerst Terme der Taylorpolynome, die unabhängig von I
    // und Q sind
    taylA = ( 1.0 - 0.5*pow(delPhi, 2.0) );
    err_taylA = abs(delPhi * err_delPhi);
    taylB = delPhi * ( 1.0 - (1.0/12.0)*pow(delPhi, 2.0) );
    err_taylB = ( 1.0 - 0.25*pow(delPhi, 2.0) ) * err_delPhi;

    // Korrigiere Amplitudenfehler
    Q0 = Q / delA;
    err_Q0 = sqrt( pow( (err_Q / delA) ,2.0) + pow( (Q0 / delA *
        err_delA) ,2.0) );

    // Ziehe einen Term vor, um ihn nur einmal zu berechnen
    Qa = Q0 * taylA;
```

```

err_Qa = sqrt( pow( (err_Q0 * taylA) ,2.0) + pow( (Q0 * err_taylA)
,2.0) );

// 1. Iterationsschritt
Q1 = Qa + I * taylB;
err_Q1 = sqrt( pow(err_Qa,2.0) + pow( (err_I * taylB) ,2.0) + pow(
(I * err_taylB) ,2.0) );
// 2. Iterationsschritt
I1 = I * taylA + Q1 * taylB;
err_I1 = sqrt( pow( (err_I * taylA) ,2.0) + pow( (I * err_taylA)
,2.0) + pow( (err_Q1 * taylB) ,2.0) + pow( (Q1 * err_taylB)
,2.0) );
// 3. Iterationsschritt
Q2 = Qa + I1 * taylB;
err_Q2 = sqrt( pow(err_Qa,2.0) + pow( (err_I1 * taylB) ,2.0) + pow
( (I1 * err_taylB) ,2.0) );

// Berechne Amplitude , unkalibriert
Amplitude = sqrt( pow(I, 2.0) + pow(Q2, 2.0) );
err_Amplitude = (1/Amplitude) * sqrt( pow(I*err_I, 2.0) + pow(Q2*
err_Q2, 2.0) );
// Berechne Leistung
Leistung = K*pow(Amplitude,2.0);
err_Leistung = sqrt( pow( (K*2.0*Amplitude*err_Amplitude) ,2.0) +
pow( (err_K * pow(Amplitude,2.0)) , 2.0) );
// Berechne Phase zwischen 0° und 360°
Phase = atan2(Q2,I)/M_PI*180.0+180.0;
err_Phase = pow(Amplitude,-2.0)) * sqrt( pow( (err_I*Q2) ,2.0) +
pow( ( I*err_Q2 ) ,2.0) )/M_PI*180.0;

return 0;
}

```

A.3 Kontrollparameter in ELSA für das LLRF

ELSA-Kontrollparameter	Adresse	Wertebereich	FPGA-Parameter	Bemerkung
INJ_LINAC1_LLRF.AMPRAMP_AC	0001000000000000	[0, 65535]	phase_offset	Phasenoffset: $\frac{1}{360} \circ = \frac{X}{65535}$
INJ_LINAC1_LLRF.AMPLITUDE_AC	0001000000000001	[0, 32768]	amplitude_factor	relative Amplitude: $\frac{1}{100\%} = \frac{X}{32768}$
INJ_LINAC1_LLRF.RAMPMODE_DC	0001000000000010	[0, 15]	ramp_mode	0: Keine Rampe, cw-Signal 1: Amplitudenrampe 2: Phasenrampe 3: Amplituden- & Phasenrampe 7: Arbiträrrampe
INJ_LINAC1_LLRF.INVERT_DC	0001000000000011	[0, 1]	invert	Kanal invertieren
INJ_LINAC1_LLRF.PHASEDELTA_AC	0001000000000100	[0, 65535]	phase_delta	Zusätzliches Phasensteuerwort
INJ_LINAC1_LLRF.ENABLE_DC	0001000000001000	[0, 1]	enable	Kanal an/aus

Tabelle A.3: Kontrollparameter für Kanal A (3 GHz)

ELSA-Kontrollparameter	Adresse	Wertebereich	FPGA-Parameter	Bemerkung
INJ_LINAC1_LLRF.AMPRAMP_AC	001001*****	[0, 32768]	} uart_ramp	Rampenprofil für rel. Amplitude
INJ_LINAC1_LLRF.PHASEDELTA_AC	001010*****	[0, 65535]		Rampenprofil für Phasenoffset
INJ_LINAC1_LLRF.ARBAMP_AC	001011*****	[0, 65535]		Rampenprofil für Outputwerte

Tabelle A.4: Kontrollparameter für Rampenprofile der Amplituden-, Phasen- und Arbiträrrampe. Die letzten zehn Stellen der Adresse (*) adressieren den jeweiligen BRAM-Eintrag

Abbildungsverzeichnis

1.1	Übersicht der Elektronen-Stretcher-Anlage ELSA des Physikalischen Instituts der Universität Bonn	2
1.2	Schematische Darstellung der Betriebsmodi der Beschleunigeranlage ELSA	4
1.3	Übersicht des ersten Linearbeschleunigers LINAC1	5
1.4	Schematische Darstellung des Energie-Kompressor-Systems	6
2.1	Skizze eines Rechteckhohlleiters mit den Kantenlängen a und b	8
2.2	Schematische Skizze eines Richtkopplers	10
2.3	Simulation eines 90° -Hybriden mit einlaufender TE_{10} -Mode	11
2.4	Brioullin-Diagramm (Dispersionsdiagramm) zur Wellenausbreitung in einem glattwandigen, zylindrischen Hohlleiter und einem zylindrischen Hohlleiter mit Irisblenden	12
2.5	(a) Schnittzeichnung und (b) 3D-Modell einer Disc-Loaded-Waveguide-Struktur	13
3.1	Übersicht der Hochfrequenzinfrastruktur des LINAC1	15
3.2	Bestehende Hochfrequenzsteuerung des LINAC1	17
3.3	Schaltplan des Klystronmodulators für das Klystron am LINAC1	18
3.4	Entwurf des neuen Hohlleitersystems	19
3.5	(a) 90° -Hybrid und (b) Variabler Kurzschluss	19
3.6	Schema des neuen Hohlleitersystems	20
4.1	E-Feldvektor in polaren und kartesischen Koordinaten	24
4.2	Schaltungsdiagramm zur Quadraturamplitudendemodulation	25
4.3	Störungsbehaftete Messung des E-Feldvektors	25
4.4	Ideale und fehlerbehaftete Messung in der I - Q -Ebene	26
4.5	Systematischer Fehler in Amplitude und Phase in Abhängigkeit der Phase	26
4.6	Schalbild zur Interlockgenerierung	29
4.7	Platine zur Generierung des Freigabesignals	30
5.1	Zeitlicher Verlauf des Energiegewinns pro Teilchen E relativ zur Sollenergie für verschiedene Injektionszeitpunkte	31
5.2	Zeitlicher Feldverlauf (a) ohne und (b) mit Beamloading-Kompensation	32
5.3	Schematische Darstellung des LLRF	35
5.4	Schematische Darstellung des FPGA-Programms	36
5.5	Aufbau des LLRF mit FPGA-Board, erstem DAC und Einplatinencomputer	38
5.6	Schematische Darstellung der Kommunikation zwischen Kontrollsystem und LLRF	38
5.7	Darstellung der Kommunikationsschichten 1 bis 3	39

5.8	Grafische Schnittstelle des ELSA-Kontrollsystems für das neue LLRF	40
5.9	Messung von HF-Leistung und Strahlstrom vor und hinter der Beschleunigungsstruktur am LINAC2	42
5.10	Aufnahme eines Energiespektrums am LINAC2	43

Tabellenverzeichnis

A.1	Relative Amplituden- und Phasenabweichung der verwendeten Bauteile zwischen Q -Kanal und I -Kanal	47
A.2	Korrekturwerte $\delta\tilde{A}$ und $\delta\tilde{\varphi}$ für die fünf Baugruppen	47
A.3	Kontrollparameter für Kanal A (3 GHz)	50
A.4	Kontrollparameter für Rampenprofile der Amplituden-, Phasen- und Arbiträrrampe . .	50

Literatur

- [Ant+87] G. Anton u. a., „ELSA. Ein neuer Beschleuniger der Mittelenergiephysik“, BONN-IR-87-30, 1987.
- [Doo] L. Doolittle, *LLRF Evaluation Board*, abgerufen am 12.10.2014, URL: <http://recycle.lbl.gov/llrf4/>.
- [Eng14] F. G. Engelmann, Persönliche Mitteilung, Nov. 2014.
- [Hän14] P. Hänisch, Persönliche Mitteilung, Apr. 2014.
- [Hil06] W. Hillert, „The Bonn Electron Stretcher Accelerator ELSA: Past and future“, in: *European Physical Journal A* 28 (2006), S. 139–148.
- [Hin08] F. Hinterberger, *Physik der Teilchenbeschleuniger und Ionenoptik*, 2. Aufl., Springer, 2008.
- [Hop98] H. A. B. Hoppe, „Entwicklung und Bau eines variablen Hochleistungsteilers unter Verwendung von R32-Hybridtechnologie“, Diplomarbeit: Universität Dortmund, 1998.
- [Keu13] B. Keune, Persönliche Mitteilung, 2013.
- [Kla11] F. Klarner, „Konzeption, Aufbau und Inbetriebnahme eines neuen Vorbeschleunigersystems an ELSA“, BONN-IR-2011-13, Dissertation: Universität Bonn, 2011.
- [Lei70] J. E. Leiss, „Linear Accelerator“, in: Hrsg. von P. M. Lapostolle u. a., North-Holland Publishing Company, 1970, Kap. B.1.3.
- [Lun+11] A. Lunin u. a., „Analytical Solutions For Transient And Steady State Beam Loading In Arbitrary Traveling Wave Accelerating Structures“, in: *Phys. Rev. ST Accel. Beams* 14 (2011), 052001-1–052001-8, doi: [10.1103/PhysRevSTAB.14.052001](https://doi.org/10.1103/PhysRevSTAB.14.052001).
- [Mey12] S. Mey, „Studien zur Single-Bunch-Akkumulation an der Beschleunigeranlage ELSA“, Diplomarbeit: Universität Bonn, 2012.
- [MC-ZX05] Mini-Circuits, *Coaxial Frequency Mixer - ZX05-C4f2+*, Datenblatt.
- [Mon+00] W. Mondelaers u. a., „Transient Beam Loading Compensation In Low-Energy Pulsed Linear Electron Accelerators“, in: *Proceeding of XX International Linac Conference*, MOE08, 2000, S. 284–286.
- [Peh12] E. Pehl, *Mikrowellentechnik*, 3. Aufl., VDE Verlag, 2012.
- [Pro11] D. Proft, „Aufbau eines Monitorsystems zur Erfassung von Strahlverlust am ELSA-Stretcherring“, Diplomarbeit: Universität Bonn, 2011.

- [Pro15] D. Proft, Dissertation in Vorbereitung: Universität Bonn, voraussichtlich 2015.
- [Sau13] D. Sauerland, „Amplituden-, Phasen- und Temperaturstabilisierung des Hochfrequenzsystems an ELSA“, Masterarbeit: Universität Bonn, 2013.
- [Sau14] D. Sauerland, „First Studies On Ion Effects In The Accelerator ELSA“, in: *Proceedings of IPAC2014*, TUPRI016, 2014, S. 1585–1587.
- [Sch14a] M. Schedler, „A New Digital LLRF System For A Fast Ramping Storage Ring“, in: *Proceedings of IPAC2014*, WEPME062, 2014, S. 2418–2420.
- [Sch14b] M. Schedler, „A New High Current And Single Bunch Injector At ELSA“, in: *LINAC14 Conf. Proc.*, THPP005, 2014.
- [Sch14c] M. Schedler, Persönliche Mitteilung, 2014.
- [Tey] D. Teytelman, *LLRF Control System and LLRF4.6 Evaluation Board*, abgerufen am 12.10.2014, Dimtel, Inc., URL: <http://www.dimtel.com>.
- [Wil96] K. Wille, *Physik der Teilchenbeschleuniger und Synchrotronstrahlungsquellen*, 2. Aufl., B. G. Teubner, 1996.

Danksagung

Viele Personen haben mich beim Erstellen dieser Arbeit unterstützt, weshalb ich mich an dieser Stelle herzlich bei ihnen bedanken möchte.

Mein besonderer Dank richtet sich an Herrn PD Dr. Wolfgang Hillert für das interessante Thema, die Möglichkeit, dieses frei zu bearbeiten und die ständige Bereitschaft zur Hilfestellung und Beantwortung meiner Fragen. Ebenfalls möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. Reinhard Beck für die Übernahme des Koreferats bedanken.

Meinen Bürokollegen Dominik Heiliger, Manuel Schedler und Moritz Wiesner danke ich für die tolle Arbeitsatmosphäre. Insbesondere Manuel Schedler, der mit mir offene Fragen klärte und Lösungswege suchte, danke ich für seine Geduld und Unterstützung.

Der ELSA-Arbeitsgruppe möchte ich für ihre freundliche Aufnahme in die Gruppe, ihre außerordentliche Hilfsbereitschaft, die vielen interessanten Diskussionen und das denkwürdige gemeinsame Jahr danken.

Ich bedanke mich sehr bei Jan Schmidt, Manuel Schedler, Nikolas Heurich, Michael Switka und Jens-Peter Thiry, da sie so freundlich waren, das Korrekturlesen dieser Arbeit zu übernehmen.

Mein Dank gilt außerdem Dennis Proft für zahlreiche Hilfestellungen bei der FPGA-Programmierung und der Anbindung an das ELSA-Kontrollsystem und Thomas Perlitius für Beistand in elektronikbezogenen Fragen.

Herrn Dr. Andreas Dieckmann danke ich für seine Hilfsbereitschaft bei Elektronikfragen und Herrn Hans Bücking für die Sorgfalt bei der Realisierung des Messaufbaus.

Schließlich möchte ich mich bei meinen Eltern, meinen Großeltern und meiner Freundin Christina für die Unterstützung und den Rückhalt während meines Studiums bedanken.