

Ein Radiofrequenz-Generator mit Parallelschwingkreis für den effizienten Betrieb eines Radiofrequenz-Ionentriebwerks

Dissertation

zur

Erlangung des akademischen Grades des Doktors der Ingenieurwissenschaften

Dr.-Ing.

Dem Promotionszentrum für Ingenieurwissenschaften
am Forschungscampus Mittelhessen

vorgelegt von

Jan Erik Junker

aus Gießen

Gießen, den 19.09.2022

Begutachtet durch:
Prof. Dr.-Ing. Uwe Probst

und

Prof. Dr. Peter J. Klar

Für meine Familie und Freundin.

Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit wird die Entwicklung und experimentelle Untersuchung eines Radiofrequenz-Generators mit Parallelschwingkreis vorgestellt. Der Generator kommt zur induktiven Energieeinkopplung bei Radiofrequenz-Ionentriebwerken und Ionenquellen zur Materialbearbeitung zum Einsatz. Um die Verluste des Generators im notwendigen Frequenzbereich in einem annehmbaren Rahmen halten zu können, wird das Konzept des resonanten Schaltens angewendet. Dadurch können Schaltfrequenzen im einstelligen MHz-Bereich bei Ausgangsleistungen von einigen hundert Watt umgesetzt werden.

Anhand einer Schaltungsanalyse wird das Verhalten des Generators für unterschiedliche Schaltfrequenzen beschrieben. Ein effizienter Betrieb, bei dem das spannungslose Einschalten der Halbleiterschalter gewährleistet ist, entsteht durch eine unterresonante Anregung des Parallelschwingkreises. Um diesen Betriebspunkt im kontinuierlichen Betrieb des Triebwerks aufrecht erhalten zu können, wird im Rahmen dieser Arbeit eine Regelung entwickelt. Das Funktionsprinzip der Regelung entspricht dem einer Phasenregelschleife. Die Ansteuersignale der Halbleiterschalter werden auf eine definierte Phasenlage zum Nulldurchgang der Drain-Source Spannungen geregelt. Die Implementierung der Regelung erfolgt auf einem Field Programmable Gate Array. Dadurch können hohe Abtastfrequenzen bzw. eine hohe zeitliche Auflösung erreicht werden.

Die korrekte Funktionalität des entwickelten Prototypen und der Regelung wird zunächst an einem Lastsimulator überprüft. Dieser bildet das stationäre Verhalten des Triebwerks nach und ermöglicht eine flexible Inbetriebnahme ohne Vakuumtestanlage. Die durchgeführten Untersuchungen zeigen, dass der entwickelte Prototyp zur effizienten Versorgung einer ohmsch-induktiven Last geeignet ist. Anschließend werden Messergebnisse für den Betrieb eines Triebwerks mit der Baugröße 10 vorgestellt. Dabei wird der entwickelte Prototyp mit einem Radiofrequenz-Generator mit Serienschwingkreis und Halbbrückenschaltung verglichen. Im Allgemeinen ist der entwickelte Prototyp für den Betrieb des Triebwerks geeignet. Im Vergleich zum Serienschwingkreis-Generator werden vergleichbare Eingangsleistungen benötigt. Bei niedrigen Betriebsfrequenzen benötigt der entwickelte Prototyp im Testaufbau etwas geringere Leistungen, währenddessen der Generator mit Serienschwingkreis bei hohen Betriebsfrequenzen effizienter ist.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit habe ich während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der **T**echnischen **H**ochschule **M**ittelhessen (THM) in der Arbeitsgruppe *RaumfahrtElektronik*¹ angefertigt. Seit 2012 besteht eine enge Kooperation des Fachbereichs Elektro- und Informationstechnik der THM mit dem I. Physikalischen Institut der **J**ustus-**L**iebig-**U**niversität (JLU). Das gemeinsame Forschungsgebiet umfasst das Radiofrequenz-Ionentriebwerk, welches in den 1960er Jahren an der JLU durch Horst Löb entwickelt wurde. Es zählt zu den elektrischen Raumfahrtantrieben und ermöglicht eine effiziente Ausnutzung des Treibstoffs. Die Forschungsschwerpunkte der Arbeitsgruppen liegen in der Simulation und Optimierung des Triebwerks, der Peripherie und Diagnostik sowie in der Untersuchung der elektromagnetischen Verträglichkeit des gesamten Antriebssystems.

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Menschen bedanken, die mir die Anfertigung dieser Arbeit ermöglicht, mich während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter unterstützt und in dieser fordernden Zeit dauerhaft motiviert haben.

Zunächst möchte ich besonderen Dank meinem Erstbetreuer seitens der Technischen Hochschule Mittelhessen Prof. Dr.-Ing. Uwe Probst aussprechen, der mich während des Studiums und zu jeder Zeit der Promotion förderte und insbesondere für das Themengebiet der Leistungselektronik begeistern konnte. Seine fachliche Expertise und die aufschlussreichen Gespräche verhalfen mir zur Identifizierung und Lösung unterschiedlicher Probleme. Dabei hatte er stets ein offenes Ohr für Fragen und motivierte mich fortlaufend, auch wenn die Herausforderungen zunächst schier unüberwindbar erschienen. Nicht zuletzt möchte ich seine freundliche Art und die engagierte Betreuung betonen, die eine tolle Zusammenarbeit in der Arbeitsgruppe erst ermöglichten.

In gleichem Maße möchte ich mich bei meinem Zweitbetreuer seitens der Justus-Liebig-Universität Prof. Dr. Peter J. Klar bedanken, der mir während meiner Tätigkeiten mit seiner Erfahrung und den hilfreichen Ratschlägen jederzeit zur Seite stand und mich durchgängig unterstützte. Seine positive und offene Art vermittelte mir auch in herausfordernden Situationen die notwendige Zuversicht, diese zu überstehen. Unsere Gespräche waren durchweg sehr bereichernd und haben mich motiviert, die Promotion zielstrebig fortzuführen.

Weiterhin möchte ich mich bei den ehemaligen und aktuellen Mitgliedern der Arbeitsgruppe RaumfahrtElektronik Prof. Dr. Rainer Thüringer, Prof. Dr. Jochen Frey, Prof. Dr. Chris Volkmar, Dr. Jens Simon, Dr. Timo Baruth, Dr. Niklas Wolf, Dr. Andre-

¹<https://www.thm.de/ei/forschung/arbeitsgruppen-projekte/raumfahrtElektronik> - abgerufen am 05.01.2022

as Reeh, Christian Rößler, Tobias Somnavilla, Joscha Schmidt, Yannik Rover, Edwin Beller und Philip Peters für die tolle Zusammenarbeit bedanken. Das Arbeitsklima innerhalb der Gruppe war stets angenehm und die fachlichen sowie privaten Gespräche unter den Kollegen waren sehr bereichernd. Weiterer Dank gilt meinen Kollegen Malte Nickel und Jonathan Bier, die mich während der Promotion ebenfalls tatkräftig unterstützten. Des Weiteren danke ich den Mitgliedern der AG Ionentriebwerke der JLU, die sehr aufgeschlossen und hilfsbereit waren und eine angenehme sowie spannende Zusammenarbeit am gemeinsamen Forschungsschwerpunkt ermöglichten. Besonderer Dank gilt hier Konstantin Keil, der mich während der experimentellen Untersuchungen an der JLU mit großem Einsatz unterstützte.

Darüber hinaus möchte ich mich bei Thomas Wasem für die Konstruktion des Gehäuses, Prof. Dr. Boris Keil und Daniel Rühl für den 3D-Druck des Prototypen-Gehäuses sowie Prof. Dr.-Ing. Udo Fiedler und Felix Schwehn für die Fertigung bedanken.

Nicht zuletzt gilt meiner Familie und meiner Freundin besonderer Dank für die umfassende Unterstützung und den notwendigen Rückhalt in dieser so fordernden Zeit.

Die vorliegende Arbeit wurde im Rahmen von Drittmittelprojekten durch das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt und das Förderprogramm „Forschung für die Praxis“ der Hessischen Hochschulen für Angewandte Wissenschaften gefördert.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	i
Vorwort	iii
Nomenklatur	vii
1 Einleitung	1
2 Theoretische Grundlagen	3
2.1 Elektrische Raumfahrtantriebe	3
2.1.1 Das Radiofrequenz-Ionentriebwerk	5
2.2 Leistungselektronische Grundlagen	11
2.3 Phasenregelschleife	16
2.3.1 Phasen-Frequenz-Detektor	18
3 Schaltungskonzept	21
3.1 Auswahl und Aufbau der Topologie	21
3.2 Schaltungsanalyse	22
3.3 Einfluss parasitärer Elemente und Lastanbindung	34
3.4 Schaltungsaufbau des P-RFGs	42
4 Regelungskonzept	49
4.1 Funktionsprinzip der Regelung	49
4.2 Modellbildung	55
4.3 Implementierung	59
4.4 Adaption der Regelung auf einen S-RFG	68
5 Simulationsuntersuchungen	71
5.1 Anlauf und stationärer Betrieb	73
5.2 Laständerungen	77
6 Experimentelle Untersuchungen	79
6.1 Inbetriebnahme des P-RFGs am Lastsimulator	79
6.2 Validierung des Regelkreis-Modells	84
6.3 Betrieb mit RIT10	86
7 Zusammenfassung und Ausblick	93

A Herleitung der Stromverstärkung	I
B Herleitungen zum Schaltungskonzept	III
B.1 Herleitung der Resonanzkreisspannung	III
B.2 Herleitung der analytischen Beschreibung	V
C Herleitungen zum Regelungskonzept	XV
C.1 Herleitung des Übertragungsverhaltens der Regelgröße	XV
C.2 Herleitung der Übertragungsfunktion des Ansteuerautomaten	XIX
C.3 Herleitung der Vorzeichenumkehr	XX
C.4 Herleitung der Übertragungsfunktionen	XXII
C.5 Herleitung der PI-Regler Differenzgleichung	XXV
Abbildungsverzeichnis	XXVII
Tabellenverzeichnis	XXXIII
Literaturverzeichnis	XXXV
Eidesstattliche Erklärung	XLI

Nomenklatur

Verwendete Formelzeichen

Nachfolgend sind die Formelzeichen der relevanten Größen aufgeführt. Zeitabhängige Spannungen und Ströme werden mit Kleinbuchstaben, Gleichgrößen in Großschrift und Vektoren fett dargestellt.

Zeichen	Einheit	Name
C	F	Kapazität
$C_{DS,T1}$	F	parasitäre DS-Kapazität von Schalter T1
$C_{DS,T2}$	F	parasitäre DS-Kapazität von Schalter T2
C_{res}	F	Resonanzkapazität
C'	F m ⁻¹	Kapazitätsbelag
E	V m ⁻¹	elektrische Feldstärke
D		Dämpfungsgrad
D		Tastgrad
e	A s	Elementarladung
f	Hz	Frequenz
f_{clk}	Hz	Taktfrequenz des FPGAs
f_{ic+pl}	Hz	Frequenz des Stromes in der Induktionsspule eines RITs
f_{opt}	Hz	optimale Ansteuerfrequenz des P-RFGs
f_{res}	Hz	Resonanzfrequenz
f_{Ref}	Hz	Frequenz des Referenzsignals am Eingang der PLL
f_s	Hz	Schaltfrequenz
$f_{s,init}$	Hz	Schaltfrequenz während des Anlaufs und des gesteuerten Betriebs
f_{VCO}	Hz	Frequenz des VCO-Ausgangssignals

Nomenklatur

F		N	Kraft
	F_T	N	Schubkraft
G		S	Ableitwert
	G'	S m ⁻¹	Ableitbelag
g_0		m s ⁻²	Erdbeschleunigung
i, I		A	Stromstärke
	I_{ACG}	A	Strom auf das ACG
	I_b	A	Strahlstrom des RIT
	i_{Cres}	A	Strom in der Resonanzkapazität
	i_{c+pl}	A	Strom in der Induktionsspule des RITs
	I_{DCG}	A	Strom auf das DCG
	I_{dc}	A	Strom am Eingang des RFGs
	I_{SCG}	A	Strom auf das SCG
I		kg m s ⁻¹	Impuls
	I_m	m s ⁻¹	massenspezifischer Impuls
	I_{sp}	s ⁻¹	gewichtsspezifischer Impuls
l		m	Länge
	l_{TL}	m	Länge der Leitung zwischen RFG und RIT
L		H	Induktivität
	L_{c+pl}	H	Induktivität der Spule und des Plasmas eines RITs
	L'	H m ⁻¹	Induktivitätsbelag
M		A m ⁻¹	magnetische Feldstärke
M		H	Gegeninduktivität
m		kg	Masse
	m_e	kg	Masse des Raumfahrzeugs zum Brennschluss des Antriebs
	m_i	kg	Masse der Ionen
	m_p	kg	Treibstoffmasse
	m_0	kg	Masse des Raumfahrzeugs zum Start eines Manövers
\dot{m}		kg s ⁻¹	Massenfluss

	\dot{m}_i	kg s^{-1}	Massenfluss der Ionen
	\dot{m}_n	kg s^{-1}	Massenfluss der Neutralgasteilchen
	\dot{m}_p	kg s^{-1}	Massenfluss des Treibstoffs
n			Taktzahl
	n_{fs}		Stellgröße in Takten
	$n_{fs,init}$		Schaltfrequenz f_s im Anlauf und gesteuerten Betrieb des RFGs in Takten
	n_{ov}		Überschneidungszeit in Takten
	$n_{t,ist}$		Regelgröße in Takten
	$n_{t,soll}$		Sollwert der Regelgröße in Takten
P		W	Leistung
	P_{RFG}	W	Eingangsleistung des RFGs
	P_s	W	Strahlleistung
Q			Schwingkreisgüte
R		Ω	elektrischer Widerstand
	R_{c+pl}	Ω	Widerstand der Spule und des Plasmas eines RITs
	R'	$\Omega \text{ m}^{-1}$	Widerstandsbelag
u_k			Regelabweichung
t		s	Zeit
	t_{delay}	s	zeitliche Verzögerung zwischen dem Ansteuern und dem Schalten eines Schalters
	$t_{drv,del}$	s	Verzögerung des Treiber-ICs
	$t_{d,on}$	s	Zeitdauer zwischen dem Einschalten der Schalter und dem Nulldurchgang der DS-Spannung
	t_{FL}	s	Freilaufdauer
	t_{ist}	s	Istwert der zeitlichen Verschiebung zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals von T1 und dem Nulldurchgang der DS-Spannung von T1
	t_{ov}	s	Überschneidungszeit
	t_r	s	Zeitdauer für das Einschalten eines Schalters

Nomenklatur

	t_{soll}	s	Sollwert der zeitlichen Verschiebung zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals von T1 und dem Nulldurchgang der DS-Spannung von T1
T		s	Periodendauer
	T_{clk}	s	Periodendauer der Taktfrequenz des FPGAs
	T_{s}	s	Periodendauer der Schaltfrequenz
	T_{s}	s	Abtastfrequenz des Reglers
	T_{res}	s	Periodendauer der Resonanzkreisschwingung
u, U		V	Spannung
	u_{ACG}	V	Spannung am ACG
	$u_{\text{c+pl}}$	V	Spannung an der Induktionsspule des RITs
	U_{dc}	V	Spannung am Eingang des RFGs
	$u_{\text{GS,T1}}$	V	GS-Spannung von T1
	$u_{\text{GS,T2}}$	V	GS-Spannung von T2
	u_{PD}	V	Abstimmspannung des Phasendetektors
	u_{Ref}	V	Referenzsignal am Eingang der PLL
	u_{res}	V	Resonanzkreisspannung
	u_{SCG}	V	Spannung am SCG
	u_{T1}	V	DS-Spannung von Halbleiterschalter T1
	u_{T2}	V	DS-Spannung von Halbleiterschalter T2
	u_{VCO}	V	Ausgangsspannung des VCOs
	$u_{\text{zero,T1}}$	V	Nulldurchgangssignal der DS-Spannung von T1
v		m s^{-1}	Geschwindigkeit
	v_{ex}	m s^{-1}	Austrittsgeschwindigkeit des Treibstoffs
	v_{i}	m s^{-1}	Austrittsgeschwindigkeit der Ionen
	v_{n}	m s^{-1}	Austrittsgeschwindigkeit der Neutralgasteilchen
η			Wirkungsgrad
	η_{el}		elektrischer Wirkungsgrad des RITs
	η_{m}		Massenwirkungsgrad des RITs
τ		s	Brenndauer

τ	s	Zeitkonstante
φ	rad	Phase eines Signals
ω	rad s ⁻¹	Kreisfrequenz
	ω_e	Eigenkreisfrequenz
	ω_0	Resonanzkreisfrequenz
$\Delta\varphi$	rad	Phasendifferenz zweier Signale

Abkürzungen

ACG:	Beschleunigungsgitter (a cceleration g rid)
BCC:	Strahlstromregler (b eam c urrent c ontroller)
CMC:	Gleichtaktdrossel (c ommon m ode c hoke)
DCG:	Bremsgitter (d eceleration g rid)
DGL:	D ifferential g leichung
DS-Spannung	D rain- S ource-Spannung
FPGA:	F ield P rogrammable G ate A rray
GaN	G allium n itrid
GS-Spannung	G ate- S ource-Spannung
IP-Core	I ntellectual P roperty-Core
JLU:	J ustus- L iebig- U niversität
LF:	Schleifenfilter (l oop f ilter)
LZ:	L eitzustand
MFC:	Massenflussregler (m ass f low c ontroller)
MOSFET:	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (m etal- o xide- s emiconductor f ield- e ffect t ransistor)
NHV:	negative Hochspannungsquelle (n egative h igh v oltage)
PD:	Phasendetektor (p hase d etector)
PFD:	Phasen-Frequenz-Detektor (p hase- f requency- d etector)
PHV:	positive Hochspannungsquelle (p ositive h igh v oltage)
PLL:	Phasenregelschleife (p hase l ocked l oop)
CPPLL:	c harge- p ump PLL
PM:	P erformance- M apping
RFG:	Radiofrequenz-Generator (r adio f requency g enerator)
S-RFG:	RFG mit Serienschwingkreis
P-RFG:	RFG mit Parallelschwingkreis
RIT:	Radiofrequenz-Iontriebwerk (r adio f requency i on t hruster)
SCG:	Abschirmgitter (s creen g rid)

THM:	<u>T</u>echnische <u>H</u>ochschule <u>M</u>ittelhessen
UART:	<u>U</u>niversal <u>A</u>ynchronous <u>R</u>eceiver <u>T</u>ransmitter
VCO:	spannungsgesteuerter Oszillator (<u>v</u>oltage <u>c</u>ontrolled <u>o</u>scillator)
VHDL:	<u>V</u>ery <u>H</u>igh Speed Integrated Circuit Hardware <u>D</u>escription <u>L</u>anguage
ZCS:	stromloses Ausschalten (<u>z</u>ero <u>c</u>urrent <u>s</u>witching)
ZVS:	spannungsloses Einschalten (<u>z</u>ero <u>v</u>oltage <u>s</u>witching)

Kapitel 1

Einleitung

Raumfahrtantriebe erzeugen eine Schubkraft, indem Treibstoff entgegen der gewünschten Bewegungsrichtung ausgestoßen wird. Dazu existieren unterschiedliche Konzepte, die sich in chemische und elektrische Raumfahrtantriebe unterteilen lassen. Die Auswahl des Antriebskonzepts hängt von der jeweiligen Anwendung ab. Für die Beförderung einer Nutzlast ins Weltall werden chemische Antriebe verwendet. Eine große Menge an Treibstoff wird über eine Düse ausgestoßen, wodurch ein vergleichsweise großer Schub erzeugt wird. Dadurch kann das Gravitationsfeld der Erde überwunden werden. [29, 34]

Im Gegensatz dazu sind elektrische Triebwerke für den Einsatz bei Satelliten in geostationären und erdnahen Orbits prädestiniert. Die Triebwerke werden benötigt, um externe Krafteinflüsse zu kompensieren und den Satelliten auf dem Orbit zu halten. Dazu sind insbesondere kleine Schübe notwendig, die sehr präzise eingestellt und geregelt werden müssen. Elektrische Raumfahrtantriebe erfüllen diese Anforderungen und ermöglichen höhere Austrittsgeschwindigkeiten des Treibstoffs als chemische Antriebe. Dadurch kann der mitgeführte Treibstoff effizient ausgenutzt und so der Treibstoffverbrauch reduziert werden. Dieser Trend spielt im Zuge der Kommerzialisierung der Raumfahrt eine bedeutsame Rolle. [14, 18, 29, 34]

Ein elektrisches Antriebskonzept ist das **R**adiofrequenz-**I**onentriebwerk (RIT).¹ Bei RITs wird der Treibstoff zunächst ionisiert und anschließend mit Hilfe von elektrostatischen Feldern aus dem Triebwerk heraus beschleunigt. Für den Betrieb sind eine Vielzahl an elektrischen Peripheriekomponenten notwendig. Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem sogenannten **R**adiofrequenz-**G**enerator (RFG). Dieser dient zur Ionisierung des Treibstoffs und Energieeinkopplung in das Plasma. Dazu erzeugt der RFG eine hochfrequente Wechselspannung im Frequenzbereich $500 \text{ kHz} \leq f \leq 3 \text{ MHz}$ mit der die Induktionsspule des Triebwerks beaufschlagt wird.

Bei der Entwicklung des RFGs steht die Effizienz der Energiewandlung im Fokus. Dies liegt daran, dass der elektrische Wirkungsgrad des RITs durch den RFG maßgeblich beeinflusst wird und die erzeugte Verlustwärme unter Weltraumbedingungen nur schwer abgeführt werden kann. Um hohe Wirkungsgrade des RFGs erreichen zu

¹Eine Übersicht über aktuelle Forschungsthemen bei RITs im Kontext der gegenwärtigen Trends in der Raumfahrtbranche wird in Refrenz [18] gegeben.

können, wird das Konzept des resonanten Schaltens angewendet. Dabei wird ein Resonanzkreis aus der Induktionsspule des RITs und einer zusätzlichen Kapazität gebildet. Der Resonanzkreis wird durch den RFG angeregt. Ein geeignetes Schaltungskonzept ermöglicht es, die Halbleiterschalter unter reduzierter Spannung oder reduziertem Strom ein- bzw. auszuschalten, sodass die Schaltverluste minimiert werden.

Stand der Technik sind RFGs auf Basis eines Serienschwingkreises mit Halb- oder Vollbrückenschaltung (nachfolgend als S-RFG bezeichnet). [21, 52, 53, 55] Dabei liegen die Induktionsspule des Triebwerks und die Resonanzkapazität in Serie. Das **Ziel** dieser Arbeit ist die Entwicklung und Untersuchung eines RFGs mit Parallelschwingkreis (nachfolgend als P-RFG bezeichnet). Dort sind die Induktionsspule des Triebwerks und die Resonanzkapazität parallel geschaltet. Mögliche Schaltungskonzepte für den Aufbau des P-RFGs kommen bereits im Bereich des induktiven Heizens von Metallen und als Vorschaltgerät für den Betrieb von Kaltkathodenröhren zum Einsatz. [6, 23, 38, 40, 45, 50] Im Anwendungsbereich des RITs sind allerdings nur wenige bis keine Erfahrungen vorhanden. Mögliche Vorteile des P-RFGs gegenüber des S-RFGs sind geringere Durchlassverluste in den Halbleiterschaltern aufgrund der konzeptbedingten Stromverstärkung und ein reduzierter Bauteilaufwand für die Ansteuerung der Schalter, weil keine high-side Schalter vorhanden sind.

Die **Arbeit** besteht aus **sieben Kapiteln**. In Kapitel 2 sind die notwendigen Grundlagen für die folgenden Kapitel zusammengefasst. Zunächst werden der Aufbau und die Funktionsweise des RITs im Detail erläutert. Dabei werden die Vorteile und Unterschiede elektrischer Triebwerke gegenüber von chemischen Triebwerken aufgezeigt. Anschließend wird das Konzept des resonanten Schaltens erläutert und wichtige Kenngrößen zur Charakterisierung von Serien- und Parallelschwingkreisen gegenübergestellt. Im Abschnitt Phasenregelschleife finden sich die notwendigen Grundlagen für die Erläuterung der entwickelten Regelung des P-RFGs. Kapitel 3 behandelt das Schaltungskonzept des P-RFGs. Die Funktionsweise wird anhand einer Schaltungsanalyse für den idealen und realen Betriebs erläutert. Dabei wird der Einfluss von parasitären Elementen aufgezeigt. Als Ergebnis der Schaltungsanalyse geht der optimale Betriebszustand des P-RFGs hervor. Nach der Schaltungsanalyse wird der Schaltungsaufbau des entwickelten Prototypen beschrieben. Gegenstand von Kapitel 4 ist die entwickelte Regelung. Sie dient dazu, den effizienten Betrieb des RFGs auch unter sich ändernden Lasten zu gewährleisten. Das Kapitel umfasst Erläuterungen zur Funktionsweise der Regelung, zum Modell des Regelkreises und der Implementierung auf der Zielplattform. In Kapitel 5 werden Simulationsergebnisse des P-RFGs vorgestellt. Sie dienen zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise des Schaltungskonzepts und der Regelung. Kapitel 6 thematisiert die experimentellen Untersuchungen des P-RFGs am Lastsimulator, am RIT und die Validierung des Regelkreis-Modells. Abschließend werden in Kapitel 7 die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf weitere Forschungsfragen gegeben.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen

Das folgende Kapitel gibt einen Überblick über das Anwendungsgebiet des RFGs bei elektrischen Raumfahrtantrieben und dient dazu, die notwendigen Grundlagen zur Erläuterung des entwickelten P-RFGs zusammenzufassen. Zunächst werden die Vorteile und Anwendungsgebiete elektrischer Raumfahrtantriebe aufgezeigt und das Radiofrequenz-Ionentriebwerk vorgestellt. Nachfolgend wird das Verfahren des resonanten Schaltens erläutert. Dieses Verfahren wird genutzt, um einen effizienten Betrieb des P-RFGs auch bei hohen Schaltfrequenzen sicherzustellen. Abschließend wird das Funktionsprinzip der Phasenregelschleife beschrieben. Es bildet die Grundlage des entwickelten Regelungskonzepts und dient dazu, einen effizienten Betrieb auch unter sich ändernden Lasten sicherzustellen.

2.1 Elektrische Raumfahrtantriebe

Zur Bewegung von Raumfahrzeugen werden Antriebskonzepte genutzt, die den mitgeführten Treibstoff entgegen der gewünschten Bewegungsrichtung ausstoßen. Dadurch entsteht die Schubkraft F_T , deren physikalische Grundlage die Impulserhaltung ist. Unter Vernachlässigung des Druckbeitrags kann der axiale Schub durch Gleichung 2.1 beschrieben werden:

$$F_T = \dot{m}_p \cdot v_{ex}. \quad (2.1)$$

[14, 29] Der erzeugte Schub F_T ist umso höher, je mehr Treibstoff ausgestoßen \dot{m}_p und je größer dessen Geschwindigkeit v_{ex} ist. Aus dem Impulserhaltungssatz kann unter der Vernachlässigung externer Kräfte auf das Raumfahrzeug und der Annahme einer konstanten Austrittsgeschwindigkeit die Raketengleichung herleitet werden:

$$\Delta v = v_{ex} \cdot \ln \frac{m_0}{m_e}. \quad (2.2)$$

Mit Hilfe der Raketengleichung, die von Konstantin Ziolkowski im Jahr 1903 veröffentlicht wurde, kann der Geschwindigkeitszuwachs des Raumfahrzeuges Δv aus der Masse m_0 beim Start eines Manövers, der Masse m_e beim Brennschluss des Triebwerks

und der Austrittsgeschwindigkeit v_{ex} des Treibstoffs beschrieben werden. Dadurch lässt sich das Antriebsvermögen einer Rakete beschreiben. Gemäß Gleichung 2.2 besteht zwischen der Geschwindigkeitsänderung Δv und der benötigten Treibstoffmenge ein logarithmischer Zusammenhang. [14, 29, 34]

Anhand beider Gleichungen ist ersichtlich, dass eine hohe Austrittsgeschwindigkeit v_{ex} zu einer effizienten Ausnutzung des Treibstoffs führt. Bei chemischen Antrieben wird die im Treibstoff gespeicherte Energie in einer Brennkammer in Wärmeenergie umgewandelt. Anschließend wird das aufgeheizte Verbrennungsprodukt über eine Düse ausgestoßen. Dadurch können Schübe im Bereich von kN erzeugt werden. Allerdings ist bei chemischen Antrieben die erreichbare Austrittsgeschwindigkeit des Treibstoffs durch physikalische und technische Limitierungen, wie etwa der im Treibstoff gebundenen Energie und der maximalen Temperaturbelastung von Düse und Brennkammer, auf 4000 m s^{-1} bis 5000 m s^{-1} begrenzt. [28, 34]

Im Gegensatz dazu wird bei elektrischen Triebwerken die kinetische Energie des beschleunigten Treibstoffs durch elektrische Energie bereitgestellt. Deshalb besteht eine Limitierung der Austrittsgeschwindigkeit in erster Näherung nur durch die im Raumfahrzeug zur Verfügung stehende elektrische Energie. Dadurch können deutlich höhere Austrittsgeschwindigkeiten erreicht werden, wodurch eine effiziente Ausnutzung des Treibstoffs möglich wird. [14, 34]

Elektrische Raumfahrtantriebe werden aufgrund des Funktionsprinzips in elektrothermische, magnetoplasmadynamische und elektrostatische Triebwerke unterteilt. Eine Zusammenstellung der Konzepte mit den zugehörigen Kenndaten findet sich in [18].

Im Vergleich zu chemischen Triebwerken ist der erzeugte Schub bei elektrischen Antrieben deutlich geringer. Deshalb sind sie für den Start von Raumfahrzeugen von der Erdoberfläche ungeeignet. Weil der erzeugte Schub sehr fein eingestellt und präzise geregelt werden kann, sind elektrische Triebwerke für Anwendungen prädestiniert, bei denen hohe Anforderungen an die Positioniergenauigkeit und Regelung des Schubes gestellt werden.¹ Ein weiteres Anwendungsgebiet ist die Lage- und Bahnregelung von Satelliten in geostationären und erdnahen Orbits. Die Antriebe werden genutzt, um externe Kräfteinflüsse zu kompensieren und die Satelliten auf den Umlaufbahnen zu halten. Hier wirken sich insbesondere die oben genannten Eigenschaften bzgl. des Schubs und die effiziente Treibstoffausnutzung vorteilhaft aus. [47]

Für den Vergleich verschiedener Antriebskonzepte wird typischerweise der spezifische Impuls herangezogen. Dazu wird der Impuls auf die ausgestoßene Treibstoffmasse m_p bezogen. Es folgt der massenspezifische Impuls mit der Einheit m s^{-1} . Unter der Annahme eines konstanten Schubs während der Betriebsdauer τ entspricht der massenspezifische Impuls der effektiven Austrittsgeschwindigkeit des Treibstoffs:

$$I_m = \frac{F_T \cdot \tau}{m_p} = \frac{F_T \cdot dt}{dm_p} = v_{\text{ex}}. \quad (2.3)$$

¹vgl. LISA [5]

Nach Gleichung 2.3 liefert ein Triebwerk mit einem massenspezifischen Impuls von 1000 m s^{-1} z.B. einen Schub von 1000 N für eine Zeitdauer von 1 s und verbraucht dabei 1 kg Treibstoff. Im Bereich der Raumfahrttechnik hat sich allerdings der Begriff des gewichtsspezifischen Impuls I_{sp} als fundamentale Vergleichsgröße durchgesetzt. Dabei wird der Impuls auf die Masse des Treibstoffs und die Erdbeschleunigung $g_0 = 9,81 \text{ m s}^{-2}$ normiert. Die resultierende Einheit des I_{sp} ist Sekunde und somit für alle Einheitensysteme gleich definiert. [14, 29, 34]

$$I_{\text{sp}} = \frac{F_{\text{T}} \cdot \tau}{g_0 \cdot m_{\text{p}}} = \frac{F_{\text{T}} \cdot dt}{g_0 \cdot dm_{\text{p}}} = \frac{v_{\text{ex}}}{g_0}. \quad (2.4)$$

2.1.1 Das Radiofrequenz-Ionentriebwerk

Die Ursprünge des Radiofrequenz-Ionentriebwerks gehen auf Forschungsarbeiten von Horst Löh an der Justus-Liebig-Universität zurück. Bereits in den 1960er Jahren wurden durch ihn erste Untersuchungen zur Anwendung eines RITs als Raumfahrtantrieb veröffentlicht. [26] RITs erzeugen die Schubkraft durch Beschleunigung von ionisiertem Treibstoff mit Hilfe von elektrostatischen Feldern. Dazu besitzt das RIT ein Extraktionssystem, welches aus mehreren Gittern besteht. Aus diesem Grund lässt sich das RIT in die Gruppe der Gitterionentriebwerke einordnen. Im Gegensatz zu anderen Gitterionentriebwerken, wie etwa einem Kaufman-Triebwerk, wird das Plasma durch hochfrequente Wechselfelder induktiv mit Energie versorgt. [28]

Im Allgemeinen zeichnen sich RITs durch hohe spezifische Impulse I_{sp} , kleine Divergenzwinkel² und eine hohe Effizienz aus. Dabei ist die Technologie des RITs nicht nur auf den Anwendungsbereich in der Raumfahrt beschränkt, sondern kommt ebenfalls in der Materialbearbeitung und Fusionsforschung zum Einsatz. [3, 17]

Abbildung 2.1 zeigt eine schematische Darstellung des RITs im Schnitt mit den für den Betrieb notwendigen Peripheriekomponenten. Das RIT besitzt einen rotationssymmetrischen Aufbau und besteht im wesentlichen aus einer Ionisierungskammer, einem angrenzenden Extraktionssystem und einer Induktionsspule. Für den Aufbau der Ionisierungskammer sind verschiedene Geometrien möglich. Dabei beeinflusst das Oberflächen-Volumen-Verhältnis die Verluste innerhalb des Plasmas. Gängige Geometrien für den Aufbau der Ionisierungskammer sind zylindrische, konische oder sphärische Gefäße. [18] Unmittelbar um die Ionisierungskammer herum befindet sich die Induktionsspule zur Energieeinkopplung in das Plasma. Das Extraktionssystem ist an der Ausgangsseite des Triebwerks montiert und besteht aus zwei oder drei zueinander ausgerichteten Gittern. Auf der gegenüberliegenden Seite des Extraktionssystems befindet sich der Gaseinlass des Triebwerks. Das gesamte Triebwerk ist von einem geschlossenen Gehäuse umgeben, um die hochfrequenten Wechselfelder abzuschirmen und

²Der Divergenzwinkel ist ein Maß dafür, in welchem Winkel die Ionen aus dem Triebwerk austreten. Weil nur die axiale Geschwindigkeitskomponente der austretenden Ionen einen Schub erzeugt, sind kleine Divergenzwinkel erstrebenswert. [14]

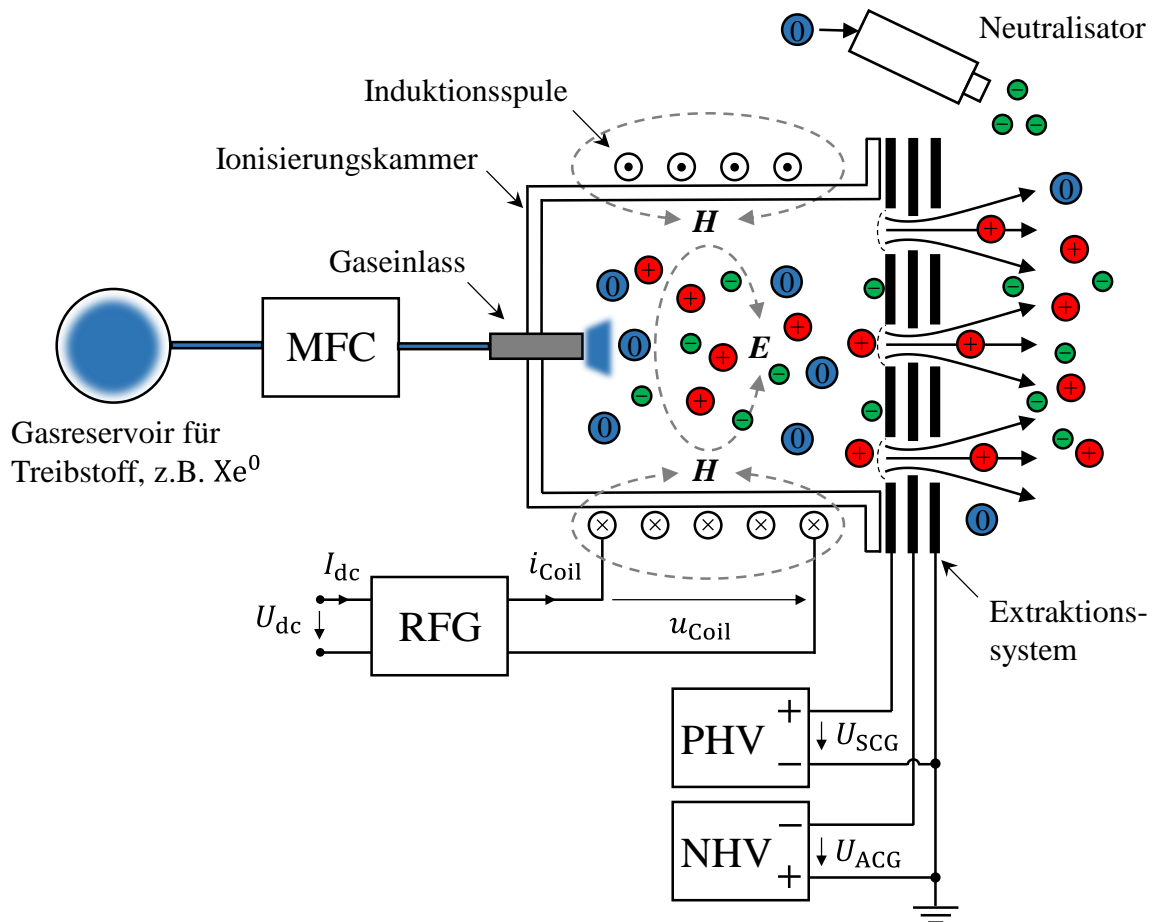


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines RITs mit den für den Betrieb notwendigen Peripheriekomponenten

mechanische Stabilität zu gewährleisten.

Die Ionisation des Treibstoffs und die Generierung des Schubs können in erster Näherung unabhängig voneinander beschrieben werden. [27] Durch den Gaseinlass wird der Treibstoff in die Ionisierungskammer eingeleitet. Der Treibstoffdurchsatz \dot{m}_p wird durch einen Massenflussregler (mass flow controller [MFC]) auf einen definierten Sollwert geregelt. Zur Ionisation des Treibstoffs wird die Induktionsspule mit einem hochfrequenten Wechselstrom beaufschlagt. Dieser wird durch den RFG bereitgestellt. Dadurch bildet sich innerhalb der Ionisierungskammer ein hochfrequentes axial verlaufendes Magnetfeld \mathbf{M} aus, welches wiederum ein azimuthal verlaufendes elektrisches Feld \mathbf{E} induziert. Durch das azimuthal verlaufende elektrische Feld werden freie Elektronen beschleunigt, wodurch deren kinetische Energie ansteigt. Ist der Energiezuwachs innerhalb einer Halbperiode groß genug, kann es bei einem Stoß mit einem Neutralgasteil-

chen zur Elektronenstoßionisation kommen. Infolgedessen entsteht ein Plasma, welches als Ionenreservoir für die Schuberzeugung dient und fortlaufend durch die induktive Energieeinkopplung aufrecht erhalten wird.³

Zur Generierung des Schubs wird der ionisierte Treibstoff aus dem Triebwerk heraus beschleunigt. Die Gitter des Extraktionssystems werden mit Hochspannungen beaufschlagt. Dadurch bilden sich innerhalb der Extraktionskanäle elektrostatische Felder aus. Ionen, die in den Bereich der Extraktionskanäle gelangen, werden dadurch aus dem Triebwerk heraus beschleunigt und erzeugen einen Schub. In der Praxis ist es üblich, den Ionenstrom innerhalb eines Extraktionskanals als *beamlet* zu bezeichnen. Der gesamte extrahierte Ionenstrom setzt sich folglich aus der Summe aller *beamlets* zusammen. Für die Gitter des Extraktionssystems haben sich in der Praxis unterschiedliche Bezeichnungen durchgesetzt. In Tabelle 2.1 werden die Bezeichnungen und Funktionen der Gitter zusammengefasst.

Die Auslegung des Extraktionssystems, die Plasmaparameter und die Wahl der Gitterspannungen haben wesentlichen Einfluss auf die Performance und Lebensdauer des RITs. Eine ungünstige Wahl der Beschleunigungsspannungen kann eine fehlerhafte Fokussierung des Ionenstrahls und eine hohe Interaktion der extrahierten Ionen mit dem zweiten Gitter zur Folge haben. In der Praxis ist dies zu vermeiden, weil auf die Gitter auftreffende Ionen keinen Schub erzeugen und die Gitter durch Sputtern abnutzen. Dadurch wird die Lebensdauer des Triebwerks drastisch eingeschränkt.⁴

Für den Betrieb des RITs ist eine Elektronenquelle notwendig, die den extrahierten Ionenstrom neutralisiert. Andernfalls kann sich das Triebwerk, aufgrund der Extraktion von ausschließlich positiven Ladungsträgern, negativ aufladen. Als Konsequenz würden die extrahierten Ionen abgebremst und vom negativ aufgeladenen Triebwerk angezogen werden. Die Elektronenquelle wird im Allgemeinen als Neutralisator bezeichnet.

Als Treibstoff wird bei elektrischen Triebwerken typischerweise Xenon verwendet. Xenon zeichnet sich insbesondere dadurch aus, dass es chemisch inert ist, natürlicherweise im gasförmigen Zustand vorliegt, eine hohe Atommasse besitzt und eine moderate Ionisierungsenergie aufweist. Allerdings ist Xenon durch die natürliche Knappheit des Rohstoffes vergleichsweise teuer. Deshalb wird fortlaufend an alternativen Treibstoffen geforscht. [8, 18, 19]

Die Regelung des extrahierten Strahlstroms und damit auch des Triebwerk-Schubs erfolgt durch einen Strahlstromregler (**b**eam **c**urrent **c**ontroller [BCC]). Stellgröße ist die in das Plasma eingekoppelte Leistung, welche über die Eingangsspannung bzw. den Eingangsstrom des RFGs verändert werden kann. [47, 58] Als Istwert der Regelgröße

³Der Zündvorgang des Triebwerks kann auch durch einen Druckstoß erfolgen. Dazu wird die Menge des eingeleiteten Treibstoffs durch ein zusätzliches Ventil kurzzeitig stark erhöht, sodass eine Entladung entsteht. Anschließend wird das Plasma über die induktive Energieeinkopplung versorgt.

⁴In diesem Zusammenhang sind die Effekte des *direct-impingement* und *cross-over* zu nennen. In Referenz [47] werden simulative Untersuchungen des Extraktionssystems vorgestellt. Auf S. 87ff. finden sich qualitative Darstellungen der Ionenoptik bei optimaler Fokussierung und Fehlfokussierung.

Tabelle 2.1: Übersicht der Funktion und Notwendigkeit der Gitter eines RITs

Abkürzung	Beschreibung
SCG	Abschirmgitter (s creen g rid [SCG]): Das Gitter, welches dem Plasma unmittelbar zugewandt ist, wird als Abschirmgitter bezeichnet. Zur Extraktion der Ionen wird es mit einem positiven Potential beaufschlagt. Das zugehörige Netzteil wird als positive Hochspannungsquelle (p ositive h igh v oltage [PHV]) bezeichnet.
ACG	Beschleunigungsgitter (a cceleration g rid [ACG]): Das zweite Gitter wird Beschleunigungsgitter genannt und ist für die Extraktion mit einem negativen Potential vorgespannt. Das zugehörige Netzteil wird mit NHV (n egative h igh v oltage [NHV]) abgekürzt. Das zweite Gitter hat im Wesentlichen zwei Funktionen: <ul style="list-style-type: none"> • Durch die einzelnen Extraktionskanäle der Gitter kann der Treibstoff mit thermischer Geschwindigkeit austreten. Die Konstruktion des zweiten Gitters soll diesen Effekt minimieren. Dazu sind die Löcher der Extraktionskanäle des ACG im Vergleich zu denen des SCG und DCG kleiner. Die Transparenz des Extraktionssystems und die Neutralgasverluste sinken. [27, 47] • Das zweite Gitter schirmt das SCG und Plasma gegenüber von Elektronen außerhalb des Triebwerks ab und verhindert das sogenannte <i>electron backstreaming</i>. Wird dieser Effekt nicht ausreichend verhindert, kann es zur Fehlfunktion oder Beschädigung des Triebwerks kommen. [14]
DCG	Bremsgitter (d eceleration g rid [DCG]): Das Bremsgitter befindet sich auf der Außenseite des Triebwerks und ist mit dem Gehäuse verbunden. Das DCG ist für den Betrieb des Triebwerks optional. Es dient zur Abschirmung des ACG vor Ionen, die durch Ladungsaustausch entstehen und im Allgemeinen als <i>charge exchange</i> Ionen bezeichnet werden. Sie entstehen bei einem Stoß zwischen einem Neutralgasteilchen und einem extrahierten Ion. Als Produkt des Stoßes entsteht ein schnelles Neutralgasteilchen und ein langsames Ion, welches vom negativen Potential des ACG angezogen wird. Trifft das Ion auf das ACG, kann es zur Abnutzung des Gitters in Folge von Sputtern kommen. Dadurch wird die Lebensdauer des RITs maßgeblich begrenzt. [28]

dient die Summe der Gitterströme, welche messtechnisch vergleichsweise einfach zu bestimmen sind:

$$I_b = I_{SCG} - I_{ACG} - I_{DCG}. \quad (2.5)$$

Dabei entspricht I_{SCG} der Menge an Ionen, die aus dem Plasma extrahiert werden, während I_{ACG} und I_{DCG} die Ionen berücksichtigen, die aufgrund von Fehlfokussierung auf das ACG und DCG auftreffen und das Extraktionssystem nicht verlassen. In Referenz [47] wird die Zusammensetzung der einzelnen Ströme und die Genauigkeit von Gleichung 2.5 im Detail beschrieben.

Für die Charakterisierung des RITs im Betrieb werden nachfolgend die Kenngrößen Schub, Massenwirkungsgrad und elektrischer Wirkungsgrad eingeführt.

Schub

Der Schub eines RITs setzt sich aus einem Anteil der extrahierten Ionen und einem Anteil der durch das Extraktionssystem austretenden Neutralgasteilchen zusammen. Weil die Neutralgasteilchen mit thermischer Geschwindigkeit austreten, ist deren Anteil am Schub im Vergleich zu den extrahierten Ionen deutlich geringer und kann vernachlässigt werden:

$$F_T = \dot{m}_p \cdot v_{ex} = \dot{m}_i \cdot v_i + \dot{m}_n \cdot v_n \approx \dot{m}_i \cdot v_i. \quad (2.6)$$

[14] Die Ionen werden zwischen SCG und ACG zunächst beschleunigt und anschließend zwischen dem ACG und DCG wieder abgebremst. Daher ist die Potentialdifferenz zwischen SCG und DCG für den Beschleunigungsprozess wirksam. Im Allgemeinen tragen auch die im Plasma ausgebildeten Potentiale zur Beschleunigung bei. Allerdings wird der Einfluss aufgrund der Größenordnung von einigen 10 V im Vergleich zu U_{SCG} vernachlässigt. Der Energieerhaltungssatz liefert:

$$\frac{1}{2} \cdot m_i \cdot v_i^2 = e \cdot U_{SCG}. \quad (2.7)$$

Für die Geschwindigkeit der extrahierten Ionen folgt:

$$v_i = \sqrt{\frac{2 \cdot e \cdot U_{SCG}}{m_i}}. \quad (2.8)$$

Wird Gleichung 2.8 und der Massenfluss der Ionen mit $\dot{m}_i = I_b \cdot m_i / e$ in Gleichung 2.6 eingesetzt, folgt für den Schub des RITs:

$$F_T = I_b \sqrt{\frac{2 \cdot m_i \cdot U_{SCG}}{e}}. \quad (2.9)$$

Durch Gleichung 2.9 lässt sich der Schub eines RITs mit einfach zu messenden Größen abschätzen. Bei der Berechnung wird angenommen, dass der extrahierte Strahl keine

Divergenz aufweist und alle extrahierten Ionen zur Generierung des Schubs beitragen.

Massenwirkungsgrad

Der Massenwirkungsgrad η_m ist definiert als das Verhältnis der Treibstoffmenge, die ionisiert und aus dem Triebwerk heraus beschleunigt wird, zur zugeführten Treibstoffmenge: [14]

$$\eta_m = \frac{\dot{m}_i}{\dot{m}_p}. \quad (2.10)$$

Anhand Gleichung 2.10 ist ersichtlich, dass ein hoher Massenwirkungsgrad mit einem niedrigen Massenfluss am Eingang des Triebwerks \dot{m}_p und einem hohen Ionenstrom am Ausgang des Triebwerks \dot{m}_i verbunden ist. Zur optimalen Ausnutzung des Treibstoffs ist ein hoher Massenwirkungsgrad anzustreben. Allerdings geht ein hoher Massenwirkungsgrad auch mit einer stark ansteigenden elektrischen Leistung am Eingang des RFGs einher. [47]

Elektrischer Wirkungsgrad

Der elektrische Wirkungsgrad des RITs ist definiert als das Verhältnis der Strahlleistung P_s zur zugeführten elektrischen Leistung P_{ges} . Sie umfasst die Strahlleistung, den Leistungsbedarf des RFGs und die Verluste von PHV und NHV. Letztere sind gegenüber der Eingangsleistung⁵ des RFGs vernachlässigbar, sodass P_{ges} näherungsweise durch die Summe von $P_s + P_{\text{RFG}}$ ausgedrückt werden kann. Mit der Strahlleistung $P_s = U_{\text{SCG}} \cdot I_b$ folgt: [14]

$$\eta_{\text{el}} = \frac{P_s}{P_{\text{ges}}} = \frac{U_{\text{SCG}} \cdot I_b}{U_{\text{SCG}} \cdot I_b + P_{\text{ges}}} \approx \frac{U_{\text{SCG}} \cdot I_b}{U_{\text{SCG}} \cdot I_b + P_{\text{RFG}}}. \quad (2.11)$$

Ersatzschaltbild eines RITs

Für die Entwicklung des RFGs und die Auswahl eines geeigneten Schaltungskonzepts ist es von fundamentaler Bedeutung, die an den RFG angeschlossene Last durch ein geeignetes Ersatzschaltbild nachzubilden. Im Allgemeinen wird die Induktionsspule des Triebwerks und das induktiv gekoppelte Plasma durch eine Serienschaltung eines Widerstandes R_{c+pl} und einer Induktivität L_{c+pl} nachgebildet.

Die Grundlage dieser Ersatzschaltung ist das Transformatormodell aus Referenz [42]. Demnach lässt sich ein induktiv gekoppeltes Plasma durch einen ohmsch-induktiv belasteten Transformator beschreiben. In Abbildung 2.2 (a) ist das Ersatzschaltbild dargestellt. Der Transformator wird aus zwei Induktivitäten gebildet, die über eine

⁵Die Eingangsleistung des RFGs P_{RFG} beinhaltet die in das Plasma eingekoppelte Leistung und sämtliche Verluste, die bei der Energieumformung entstehen.

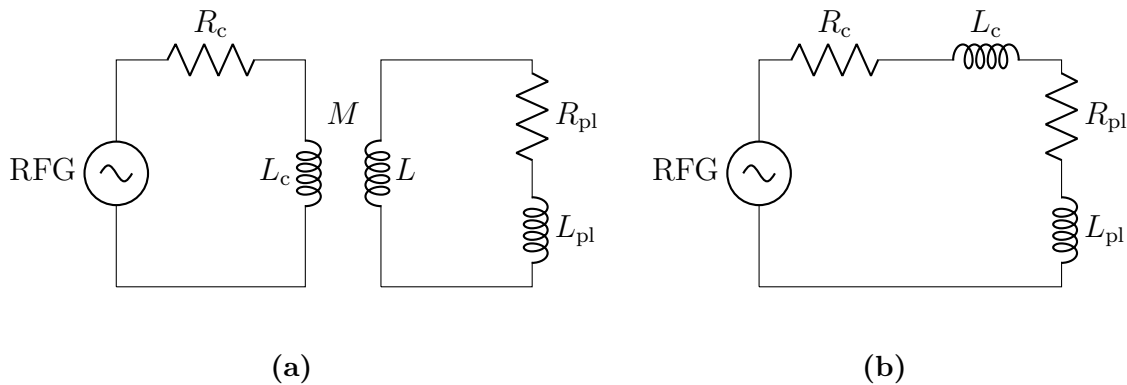


Abbildung 2.2: (a) Transformator-Ersatzschaltbild eines induktiv gekoppelten Plasmas (b) Ersatzschaltbild der Last am Ausgang des RFGs für die Anwendungen bei RITs

Luftstrecke durch die Gegeninduktivität M miteinander verkoppelt sind. Die Primärseite modelliert die Induktionsspule des RITs und umfasst eine Induktivität L_c aus N Windungen mit einem Serienwiderstand R_c . Die Sekundärseite bildet die induktiv gekoppelte Entladung nach und besteht aus einer Induktivität L_{pl} und einem Widerstand R_{pl} . Die mit der Primärseite verkoppelte Induktivität L besitzt eine Windung und folgt aus der Geometrie der Entladung. [16] Werden die Elemente der Sekundärseite auf die Primärseite transformiert folgt die Ersatzschaltung in Abbildung 2.2 (b). Für die Berechnung der Ersatzelemente wird auf Referenz [16] verwiesen.

Eine alternative Methode zur Ermittlung der Lastparameter bietet die Verwendung von Simulationsmodellen. Innerhalb der AG Raumfahrtelctronik werden globale Modelle zur Simulation von RITs entwickelt, die eine präzise Ermittlung der Lastparameter R_{c+pl} und L_{c+pl} für definierte Arbeitspunkte des RITs ermöglichen. [47, 56]

2.2 Leistungselektronische Grundlagen

Das Gebiet der Leistungselektronik behandelt Schaltungskonzepte und Ansteuerverfahren, die zur effizienten Umformung elektrischer Energie innerhalb von oder zwischen Gleichstrom- bzw. Wechselstromsystemen verwendet werden. Die dazu notwendigen leistungselektronischen Schaltungen werden im Allgemeinen als Stromrichter bezeichnet. Die Verkopplung von Gleichstrom- und Wechselstrom-Systemen resultiert in vier unterschiedlichen Arten der Energieumformung: Gleichrichten, Wechselrichten, Gleichstrom-Umrichten und Wechselstrom-Umrichten. Die benötigten Stromrichter werden je nach Art der Umformung als Gleichrichter, Wechselrichter, Gleichstromsteller oder Umrichter bezeichnet. [46, 51]

Aufgrund der Funktionsweise lässt sich der RFG in die Gruppe der Wechselrichter einordnen. Aus der Satellitenbusspannung bzw. der Ausgangsspannung eines zwischen

RFG und Satellitenbus geschalteten Netzteils, wird eine hochfrequente Wechselspannung generiert. Diese erzeugt in der Induktionsspule des RITs einen hochfrequenten Wechselstrom, durch den das induktiv gekoppelte Plasma mit Leistung versorgt wird.

Für den Aufbau von Wechselrichtern existieren eine Vielzahl von Schaltungskonzepten und Ansteuerverfahren aus dem Bereich der klassischen Antriebstechnik. Im Allgemeinen arbeiten Wechselrichter im Schaltbetrieb. Die Gleichspannung am Eingang des Wechselrichters wird durch Halbleiterschalter in eine Wechselspannung umgewandelt. Aufgrund der realen Eigenschaften der Halbleiterschalter entstehen während des Betriebs Verluste, die sich wie folgt unterteilen lassen: [46]

- Durchlassverluste
- Sperrverluste
- Schaltverluste
- Steuerverluste

Neben geringen Kosten, hoher Zuverlässigkeit und einfacher Skalierbarkeit ist für die Entwicklung des RFGs der Wirkungsgrad der Energiewandlung von hoher Bedeutung, weil die erzeugte Verlustwärme unter Weltraumbedingungen nur durch Wärmeleitung und Strahlung abgegeben werden kann. Werden die Halbleiterschalter des RFGs *hart*⁶ geschaltet, können aufgrund der Schaltfrequenzen im Bereich $500 \text{ kHz} \leq f \leq 3 \text{ MHz}$ beachtliche Verlustleistungen entstehen. Um die Verluste zu minimieren und hohe Wirkungsgrade erzielen zu können, werden für den Aufbau von RFGs nach dem Stand der Technik *resonant schaltende Wandler* eingesetzt. [21, 52, 53, 55]

Diese nutzen das Konzept des *resonanten Schaltens*, um die Schaltverluste eines Stromrichters zu reduzieren. Die Halbleiterschalter werden unter reduzierter Spannung oder reduziertem Strom geschaltet. Deshalb wird resonantes Schalten auch als *weiches Schalten* bezeichnet. Zur Umsetzung werden die parasitären Elemente der Halbleiterschalter genutzt und um weitere reaktive Bauelemente erweitert. Dadurch entstehen Resonanzkreise, die die Spannung oder den Strom am Halbleiterschalter in Schwingung versetzen. Im Allgemeinen wird zwischen zwei unterschiedlichen Arten des resonanten Schaltens unterschieden. [37, 46, 54] In Abbildung 2.3 sind beide Grundsaltungen nach [54] dargestellt.

- **stromloses Ausschalten** (zero current switching [ZCS]): Beim stromlosen Ausschalten ist eine Induktivität in Serie zum Schaltelement angeordnet. Sie bildet einen Schwingkreis mit einer Kapazität im Schaltungsaufbau. Bei ZCS wird der Resonanzkreis durch das Einschalten des Schalters angeregt. Dadurch wird der Strom im Schaltelement in Schwingung versetzt. Während der positiven Halbwelle wird der Stromfluss durch den eingeschalteten Schalter geführt. Sinkt der

⁶Bei harten Schaltvorgängen werden die Halbleiterschalter ungeachtet der Momentanwerte von Strom und Spannung ein- bzw. ausgeschaltet. Im Extremfall liegt zu Beginn des jeweiligen Schaltvorgangs die gesamte Betriebsspannung am Halbleiterschalter an bzw. der Halbleiterschalter führt den gesamten Laststrom. Dadurch können beachtliche Mengen an Verlustleistungen entstehen, die in Verlustwärme umgewandelt und abgeführt werden müssen. [37]

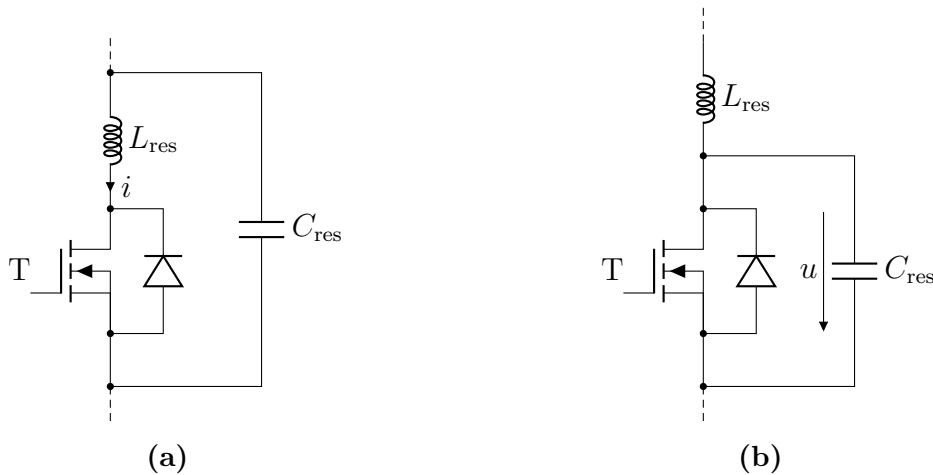


Abbildung 2.3: (a) Grundsaltung des ZCS (b) Grundsaltung des ZVS

Strom auf null, kommutiert er auf die Inversdiode des Schalters. Ab diesem Zeitpunkt kann der Schalter stromlos ausgeschaltet werden. Weil die Induktivität in Serie zum Schaltelement liegt, wird der Stromanstieg im Einschaltvorgang begrenzt. Im Allgemeinen werden durch ZCS die Ausschaltverluste minimiert und der Einschaltvorgang entlastet.

- **spannungsloses Einschalten (zero voltage switching [ZVS]):** Beim spannungslosen Einschalten ist eine Kapazität parallel zum Schaltelement angeordnet. Der Schwingkreis wird mit einer zusätzlichen Induktivität gebildet. Bei ZVS wird die Schwingung im Resonanzkreis durch das Ausschalten des Schalters verursacht. Die positive Halbwelle der Spannungsschwingung wird vom Schaltelement als Blockierspannung aufgenommen. Sinkt die Spannung unter null und überschreitet die Flussspannung der Inversdiode, beginnt diese zu leiten. Dadurch wird die Spannung am Schalter auf die Flussspannung der Diode begrenzt. Der Einschaltvorgang erfolgt nahezu verlustfrei. Während des Ausschaltvorgangs wirkt die Parallelkapazität entlastend, weil der Spannungsanstieg am Schaltelement begrenzt wird. Grundsätzlich werden durch ZVS die Einschaltverluste minimiert und der Ausschaltvorgang entlastet.

Resonant schaltende Wandler werden unterteilt in Wandler, bei denen der Resonanzkreis lediglich zur Entlastung des Schaltvorgangs dient und in Wandler, bei denen der Resonanzkreis ein wesentlicher Bestandteil der Energieumformung ist. Letztere werden als klassische Resonanzwandler bezeichnet. [37, 46] Für den Aufbau des P-RFGs wird das Konzept des Resonanzwandlers genutzt und der Resonanzkreis in die Energieübertragung einbezogen. Die bei RIT ohnehin vorhandene Induktionsspule wird um eine Kapazität erweitert, sodass ein Resonanzkreis entsteht. Dieser wird durch eine geeignete Leistungsendstufe angeregt. Der dadurch entstehende hochfrequent oszillierende Strom

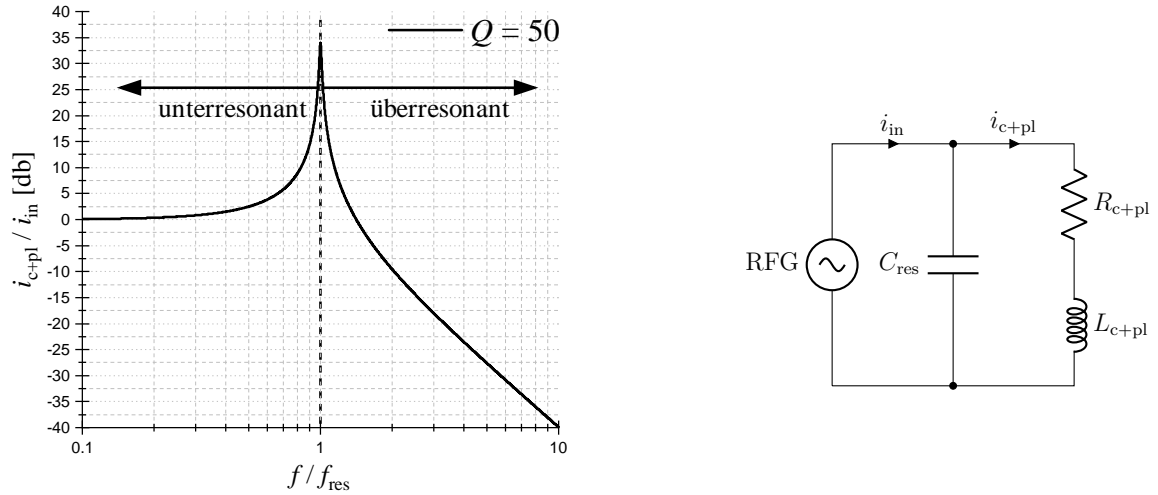


Abbildung 2.4: Amplitudengang eines Parallelschwingkreises mit den Strömen i_{in} als Eingangsgröße und i_{c+pl} als Ausgangsgröße bei einer Güte von $Q = 50$

in der Induktionsspule heizt das Plasma. [52] Durch ein geeignetes Schaltungskonzept wird der Strom bzw. die Spannung an den Halbleiterschaltern in Schwingung versetzt, sodass ZVS oder ZCS umgesetzt werden. Über die Eingangsspannung und den Eingangsstrom des RFGs kann die Amplitude des Resonanzkreisstroms verstellt werden, sodass das Plasma mit unterschiedlichen Leistungen versorgt werden kann. Prinzipiell kann der Resonanzkreis als Serien- oder Parallelschwingkreis ausgeführt werden. Serienschwingkreise werden durch eine Spannung und Parallelschwingkreise durch einen Strom angeregt. Dies muss bei der Auswahl des Schaltungskonzepts Berücksichtigung finden.

In Abbildung 2.4 ist der Amplitudengang des in dieser Arbeit thematisierten Parallelschwingkreises abgebildet. Dargestellt ist das Verhältnis der Ströme i_{c+pl} und i_{in} in Abhängigkeit der Frequenz des anregenden Stromes i_{in} . Der Strom i_{c+pl} entspricht dem Strom in der Induktionsspule des Triebwerks und i_{in} dem Strom am Ausgang der Leistungsendstufe des RFGs. Die Abszisse ist auf die Resonanzfrequenz des Schwingkreises normiert. Anhand von Abbildung 2.4 ist ersichtlich, dass die Amplitude des Stromes i_{c+pl} von der Frequenz des anregenden Stromes i_{in} abhängt. Grundsätzlich kann die Anregung unterresonant ($f < f_{res}$), überresonant ($f > f_{res}$) oder mit der Resonanzfrequenz ($f = f_{res}$) erfolgen. Eine Anregung mit f_{res} führt zur sogenannten *Resonanzüberhöhung*. Das Verhältnis zwischen Aus- und Eingangsstrom wird maximal. Die Resonanzüberhöhung kann durch die Güte Q des Schwingkreises beschrieben werden:

$$\hat{i}_{c+pl} \Big|_{f_{res}} = Q \cdot \hat{i}_{in} \Big|_{f_{res}} . \quad (2.12)$$

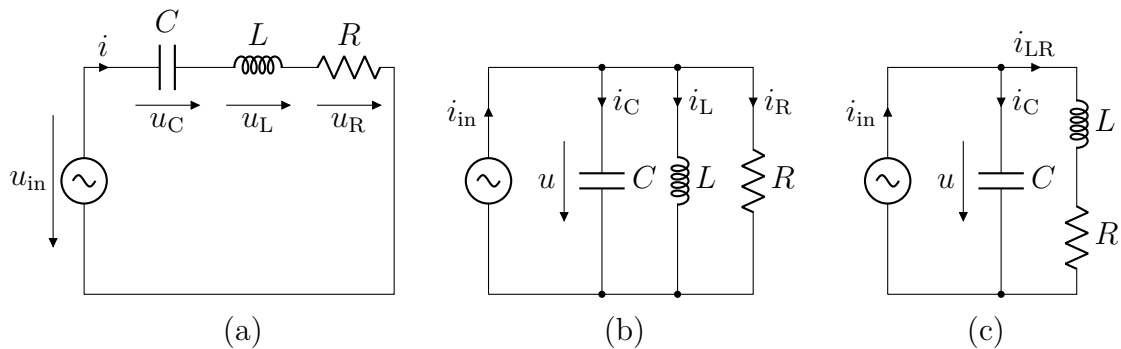


Abbildung 2.5: (a) Grundkonfiguration Serienschwingkreis (b) Grundkonfiguration Parallelschwingkreis (c) Realer Parallelschwingkreis, wie er bei RITs auftritt

Die Güte ist eine wichtige Kenngröße zur Beschreibung der Schwingungsfähigkeit eines Systems. Ist ein System schwach gedämpft, besitzt es eine entsprechend hohe Güte. Der Effekt der Resonanzüberhöhung ist stark ausgeprägt. Ist das System im Gegensatz dazu stark gedämpft, ist die Resonanzüberhöhung nur schwach ausgeprägt und die Güte entsprechend gering. Der Effekt der Resonanzüberhöhung ist auch bei Serienschwingkreisen vorhanden. Serienschwingkreise besitzen allerdings eine Spannungsverstärkung. Wird ein Serienschwingkreis mit seiner Resonanzfrequenz angeregt, ist das Verhältnis aus der anregenden Spannung \hat{u}_{in} und der Spannung an Induktivität \hat{u}_L bzw. der Kapazität \hat{u}_C maximal: [52]

$$\hat{u}_L|_{f_{res}} = \hat{u}_C|_{f_{res}} = Q \cdot \hat{u}_{in}|_{f_{res}} \quad (2.13)$$

Die Schwingkreisgüte ist durch die Bauteilparameter der jeweiligen Schwingkreis-Konfiguration festgelegt. In Tabelle 2.2 sind die Gleichungen zur Berechnung der Güte und der Resonanzfrequenz für die in Abbildung 2.5 dargestellten Verschaltungen der Schwingkreise zusammengestellt. Für den Aufbau des Schwingkreises bei RITs ist die Konfiguration des idealen Parallelschwingkreises in (b) aufgrund der Ersatzschaltung des RITs als Serienschaltung aus R_{c+pl} und L_{c+pl} nicht möglich. Die Parallelresonanz führt zur Verschaltung in (c), die auch als realer Parallelschwingkreis bezeichnet wird.

Der ideale Parallelschwingkreis aus (b) kann in (c) umgewandelt werden. Dabei werden die Bauteilparameter transformiert. [35] Um die Kenngrößen des Serienschwingkreises in (a) mit den Kenngrößen des realen Parallelschwingkreises in (c) für das Ersatzschaltbild des RITs unmittelbar vergleichen zu können, wird in Anhang A die Güte des realen Parallelschwingkreises hergeleitet. Dabei fällt auf, dass unterschiedliche Güten für den Strom in der Induktionsspule i_{LR} und den Strom in der Kapazität i_C existieren. Im weiteren Verlauf der Arbeit bezieht sich der Begriff Güte im Zusammenhang mit dem P-RFG auf Gleichung 2.19, weil der Strom in der Induktionsspule für die eingekoppelte Leistung bei RITs entscheidend ist.

Tabelle 2.2: Gegenüberstellung der Resonanzfrequenz f_{res} und Güte Q für die in Abbildung 2.5 dargestellten Schwingkreiskonfigurationen [57]

Schwingkreis	Resonanzfrequenz f_{res}	Schwingkreisgüte Q
(a)	$\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC}}$ (2.14)	$\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$ (2.15)
(b)	$\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC}}$ (2.16)	$R\sqrt{\frac{C}{L}}$ (2.17)
(c)	$\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2}$ (2.18)	$\left.\frac{i_{\text{LR}}}{i_{\text{in}}}\right _{f_{\text{res}}} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$ (2.19) $\left.\frac{i_{\text{C}}}{i_{\text{in}}}\right _{f_{\text{res}}} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C} - R^2}$ (2.20)

Die Resonanzfrequenz des realen Parallelschwingkreises nach Gleichung 2.18 weicht von der Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises nach Gleichung 2.14 ab und ist leicht nach unten verschoben. Für die Entwicklung des P-RFGs ist dies nicht problematisch und wird bei der Auslegung der Schaltung kompensiert. Die Güte des Parallelschwingkreises nach Gleichung 2.19 und die Güte des Serienschwingkreises nach Gleichung 2.15 sind identisch, sodass sich durch die Verwendung der Parallelschwingkreis-Konfiguration keine Einschränkungen ergeben.

2.3 Phasenregelschleife

Als Phasenregelschleife (**p**hase **l**ocked **l**oop [PLL]) wird im Allgemeinen ein geschlossener Regelkreis gemäß Abbildung 2.6 bezeichnet, der die Frequenz und Phase eines Oszillators an ein Referenzsignal angleicht. Dazu wird die Phasendifferenz zwischen dem Oszillator und Referenzsignal gemessen. Tritt zwischen beiden Signalen eine Phasenverschiebung auf, wird die Frequenz des Oszillators nachgeführt. Bei korrekter Auslegung der PLL verschwindet die Phasendifferenz. Der Zustand, bei dem die Frequenz des Oszillatorssignals mit der des Referenzsignals übereinstimmt, wird als eingerasteter Zustand der PLL bezeichnet. [4, 12, 25]

Typische Anwendungsbeispiele einer PLL sind die Generierung einer oder mehrerer stabiler und veränderlicher Frequenzen aus einem präzisen Referenzoszillator (Frequenzsynthese) und die Modulation bzw. Demodulation von frequenz- oder phasenmodulierten Signalen. [39, 41] Das Konzept der PLL ist ebenfalls zur Regelung von Resonanzwandlern wie einem RFG oder Wandlern zur induktiven Heizung geeignet,

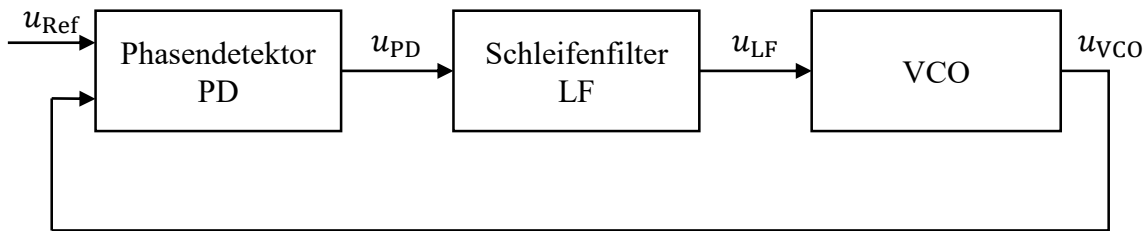


Abbildung 2.6: Blockschaltbild einer PLL mit den wesentlichen Elementen Phasendetektor, Schleifenfilter und spannungsgesteuerter Oszillator

weshalb die in dieser Arbeit entwickelte Regelung auf einer PLL-Struktur basiert. Die Frequenz und Phase der Ansteuersignale wird auf die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises abgestimmt. Dadurch kann ein effizienter Betrieb des P-RFGs sichergestellt werden.

Die Grundschaltung der PLL in Abbildung 2.6 besteht im Wesentlichen aus drei Elementen, anhand derer sich die Funktionsweise im Detail erläutern lässt. [12, 25]

- **spannungsgesteuerter Oszillator**⁷ (voltage-controlled oscillator [VCO]): Der VCO erzeugt das Signal u_{VCO} , dessen Frequenz und Phase an das Referenzsignal u_{Ref} angeglichen wird. Als Stellgröße des Regelkreises kann die Frequenz des Signals über die Eingangsspannung des VCOs verändert werden. Der Ausgang des VCOs ist mit dem Phasendetektor verbunden.
- **Phasendetektor** (phase detector [PD]): Der Phasendetektor ermittelt die Phasendifferenz zwischen dem Ausgangssignal des VCOs und dem Referenzsignal am Eingang der PLL. Tritt eine Phasenverschiebung zwischen Eingangssignalen des PDs auf, wird eine äquivalente Abstimmspannung u_{PD} erzeugt. Die Abstimmspannung hängt maßgeblich von dem Konzept des PDs ab und dient dazu, die Frequenz des VCOs in korrekter Weise nachzuführen. Dazu wird die Abstimmspannung des PDs auf den Eingang des VCOs geschaltet. Zwischen PD und VCO befindet sich das Schleifenfilter.
- **Schleifenfilter** (loop filter [LF]): Das Schleifenfilter wird benötigt, um hochfrequente Signalanteile in der Abstimmspannung des Phasendetektors zu unterdrücken. Zusätzlich wird durch das Schleifenfilter die Ordnung der PLL und daher auch das dynamische und stationäre Verhalten fundamental festgelegt.

Bei der in Abbildung 2.6 dargestellten Grundschaltung wird die Frequenz des VCOs an die Frequenz des Referenzsignals angeglichen. Um Ausgangsfrequenzen $f_{VCO} > f_{Ref}$

⁷Die grundlegende Funktionsweise einer PLL wird häufig mit dem Konzept des spannungsgesteuerten Oszillators erklärt. Im Allgemeinen existieren eine Vielzahl von unterschiedlichen Konzepten zur Umsetzung des Oszillators.

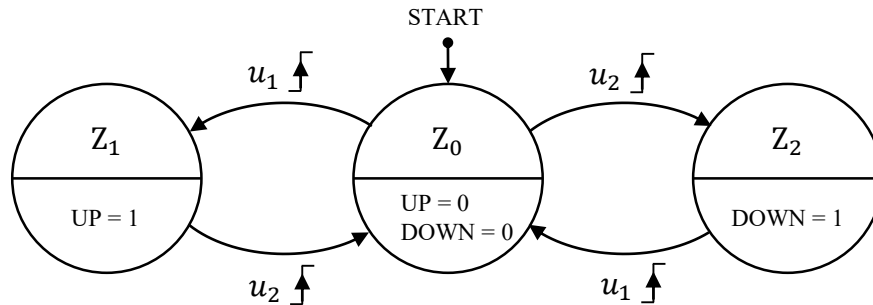


Abbildung 2.7: Zustandsautomat des Phasen-Frequenz-Detektors nach Referenz [4]

erzeugen zu können, kann in die Rückkopplung zwischen VCO und Phasendetektor ein Frequenzteiler eingefügt werden.⁸

Zur Umsetzung von Phasendetektoren existieren verschiedene Konzepte. Sie unterscheiden sich in der Komplexität und in der Art und Weise, wie die Phasendifferenz der Eingangssignale am Ausgang des Phasendetektors abgebildet wird. Im Folgenden wird das Funktionsprinzip des in dieser Arbeit verwendeten Phasendetektors vorgestellt. Alternative Konzepte werden in den Referenzen [4, 12, 13] beschrieben und gegenübergestellt. Für die Erläuterungen werden zwei Rechteckspannungen u_1 und u_2 betrachtet, deren Frequenz übereinstimmt $f_1 = f_2$ und die eine Phasenverschiebung von $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ zueinander aufweisen.

2.3.1 Phasen-Frequenz-Detektor

Der sogenannte Phasen-Frequenz-Detektor (phase-frequency-detector [PFD]) bildet die Frequenz- und Phasendifferenz der Eingangsspannungen u_1 und u_2 auf zwei Ausgangssignale ab. Neben dem Absolutwert der Phasendifferenz kann auch das Vorzeichen der Phasenverschiebung aus den Ausgangssignalen abgeleitet werden. Daraus resultiert ein großer Bereich, in dem die Phasenverschiebung und die Ausgangssignale linear miteinander verknüpft sind und Mehrdeutigkeiten bezüglich der Phasenlage verhindert werden.

Der PFD kann durch einen Moore-Zustandsautomaten beschrieben werden und ist ausgezeichnet zur Implementierung auf einer digitalen Steuerplattform geeignet. Eine alternative Umsetzung mit diskreten Bauelementen ist die Verschaltung zweier JK-Flipflops und eines UND-Gatters. Ein wesentlicher Unterschied des PFDs gegenüber anderen Phasendetektoren ist, dass die Ausgangssignale nicht von den Pegeln der Eingangssignale abhängen, sondern durch die positiven Flanken gesteuert werden. [4]

⁸Es wird unterschieden zwischen den Konzepten der *Integer-N PLL* und *Fractional-N PLL*. Bei einer Integer-N PLL ist der Teiler eine natürliche Zahl $N \in \mathbb{N}$, währenddessen bei Fractional-N PLLs auch gebrochene Teiler $N \in \mathbb{Q}$ möglich sind. [1, 12]

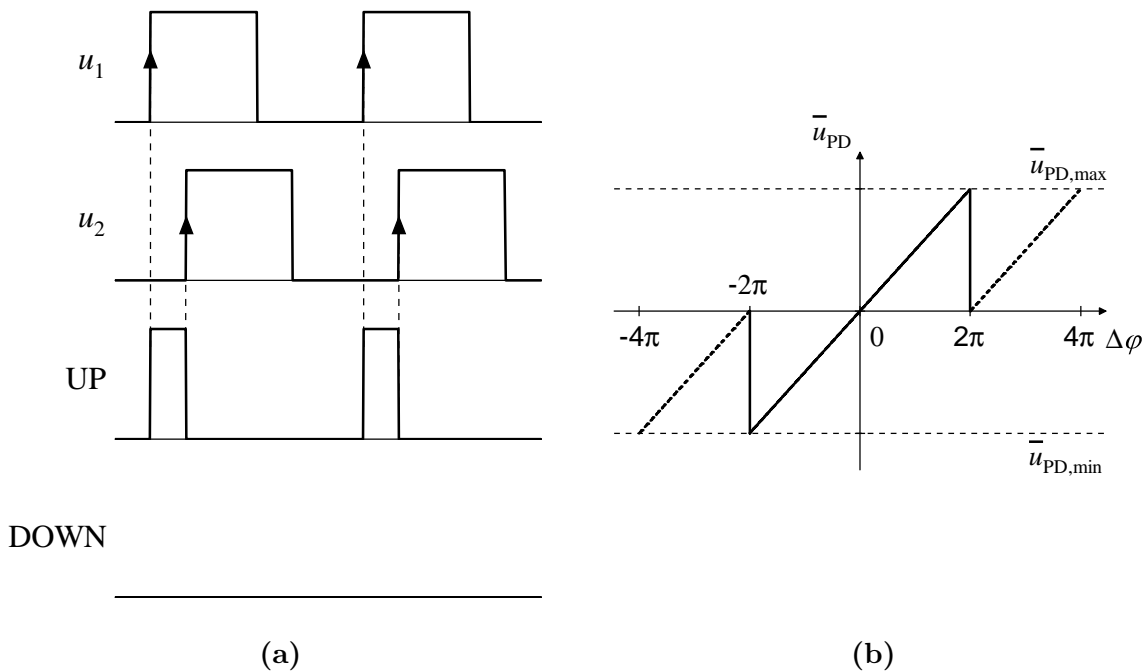


Abbildung 2.8: (a) Zeitverläufe am Ein- und Ausgang des PFDs (b) Ausgangskennlinie des PFDs für verschiedene Phasendifferenzen $\Delta\varphi$

In Abbildung 2.7 ist der Zustandsautomat des PFDs dargestellt, der aus drei Zuständen besteht: Z_0 , Z_1 und Z_2 . Nach der Initialisierung befindet sich der Zustandsautomat in Zustand Z_0 . Zustandswechsel zu Z_1 und Z_2 können nur durch die positiven Flanken der Signale u_1 und u_2 veranlasst werden. Ein direkter Wechsel von Z_1 zu Z_2 ist nicht möglich.

In Zustand Z_0 sind die Ausgangssignale des PFDs UP und $DOWN$ ⁹ zurückgesetzt. Wird ausgehend von Z_0 eine positive Flanke von u_1 detektiert, wechselt der Zustandsautomat in Z_1 . Daraufhin wird das UP-Signal am Ausgang des PFDs gesetzt. Der Zustandsautomat verbleibt solange in Z_1 , bis eine positive Flanke des Signals u_2 detektiert wird. Diese veranlasst den Zustandswechsel zu Z_0 , woraufhin das UP-Signal zurückgesetzt wird. Das Funktionsprinzip lässt sich inhaltlich auf den Zustandswechsel von Z_0 zu Z_2 und das Setzen bzw. Rücksetzen des DOWN-Signals übertragen. [4]

In Abbildung 2.8 (a) sind die Ein- und Ausgangsgrößen des PFDs anhand eines Beispiels dargestellt. Die Rechteckspannungen besitzen die gleiche Frequenz und weisen eine Phasenverschiebung von $\pi/2$ zueinander auf. Die Spannung u_1 ist gegenüber Spannung u_2 voreilend. Daher werden am Ausgang des PFDs kontinuierlich UP-Pulse erzeugt. Die Breite der Pulse spiegelt die Phasenverschiebung beider Signale wider.

Die Ausgangskennlinie des PFDs entsteht, indem die Mittelwerte der UP- und DOWN-

⁹Der Name der Ausgangssignale resultiert aus der typischen Anwendung dieses Phasendetektors bei sogenannten *charge-pump PLLs* (CPPLL). [12, 32]

Pulse gebildet werden. Dabei wird der Mittelwert der UP-Pulse positiv und der Mittelwert der DOWN-Pulse negativ gewichtet. Es resultiert die Ausgangskennlinie des PFDs in Abbildung 2.8 (b). Zwischen der Phasenverschiebung und dem äquivalenten Ausgangssignal des PFDs besteht im Bereich $-2\pi \leq \Delta\varphi \leq 2\pi$ ein linearer Zusammenhang. Das Vorzeichen der Phasenverschiebung kann in diesem Bereich eindeutig zugeordnet werden. [4]

Kapitel 3

Schaltungskonzept

Dieses Kapitel thematisiert das Schaltungskonzept des P-RFGs. Zunächst wird das Funktionsprinzip anhand einer Schaltungsanalyse erläutert. Dabei werden grundlegende Unterschiede zwischen den Konzepten des P-RFGs und S-RFGs herausgestellt. Anschließend werden der Einfluss der parasitären Drain-Source-Kapazitäten auf die Strom- und Spannungsverläufe aufgezeigt und die Notwendigkeit und Konsequenzen einer Leitung zwischen RFG und RIT erklärt. Abschließend wird der entwickelte Schaltungsaufbau vorgestellt. Dabei wird ein Überblick über die unterschiedlichen Baugruppen und Funktionen gegeben.

3.1 Auswahl und Aufbau der Topologie

Für die Entwicklung des P-RFGs wird das in Abbildung 3.1 dargestellte Schaltungskonzept ausgewählt. In der Literatur ist das Schaltungskonzept in abgewandelter Form für die Anwendungsgebiete des induktiven Heizens von Metallen und dem Betrieb von Kaltkathodenröhren zu Beleuchtungszwecken zu finden. Die Betriebsparameter sind vielfältig und vom Anwendungsfall abhängig. Die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter reicht von wenigen Kilohertz bis einige hundert Kilohertz, während die Leistung von wenigen Watt bis zu einstelligen Kilowatt skaliert. [6, 23, 38, 40, 45, 50] Dem Autor ist keine Veröffentlichung für die Anwendung bei RITs bekannt.

Für den Aufbau des P-RFGs werden gemäß Abbildung 3.1 zwei Speicherinduktivitäten L_1 bzw. L_2 , zwei Halbleiterschalter¹ T1 bzw. T2 und eine Kapazität C_{res} benötigt. Die Induktivität zur Formung des Resonanzkreises wird durch die Induktionsspule des RITs bereitgestellt. Zur Berücksichtigung des induktiv gekoppelten Plasmas kommt das Ersatzschaltbild aus Kapitel 2.1.1 zur Anwendung.

Das gewählte Schaltungskonzept ermöglicht ZVS, um die Einschaltverluste von T1 und T2 zu minimieren und eine verlustarme RF-Erzeugung für den Betrieb des RITs

¹Die Halbleiterschalter werden in Abbildung 3.1 als Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor [MOSFET]) dargestellt. Die durch den Herstellungsprozess bedingte Inversdiode ist ebenfalls abgebildet und kann bei der Schaltungsanalyse nicht vernachlässigt werden. Für den Praxisaufbau werden Halbleiterschalter auf Basis von Galliumnitrid (GaN) verwendet.

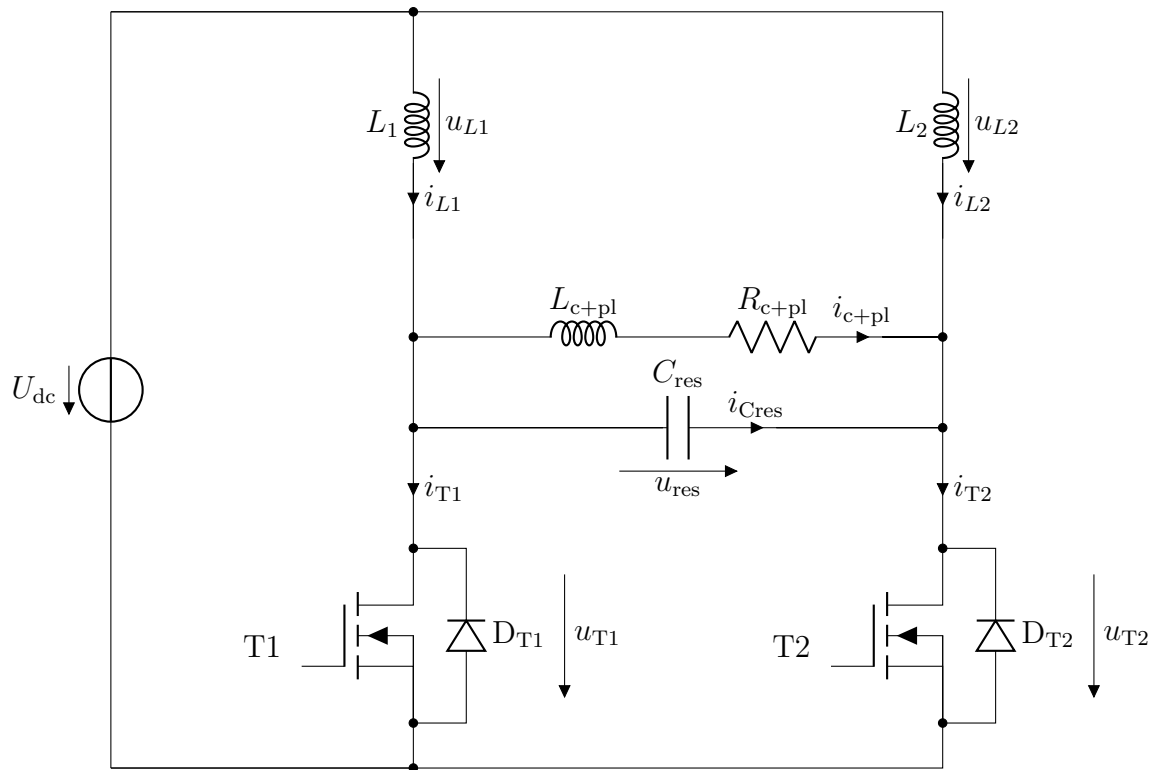


Abbildung 3.1: Schaltungskonzept des entwickelten P-RFGs zur effizienten Energieversorgung eines RITs

sicherzustellen. Dazu wird der Parallelschwingkreis über die Speicherinduktivitäten L_1 und L_2 , die in Verbindung mit der Zwischenkreisspannung U_{dc} eine Stromquelle bilden, angeregt. Infolgedessen entstehen sinusförmige Ströme und Spannungen im Resonanzkreis, die zu einer oszillierenden **D**rain-**S**ource-Spannung (DS-Spannung) an T1 und T2 führen. Werden die Einschaltzeitpunkte von T1 und T2 auf den Nulldurchgang der jeweiligen DS-Spannung angepasst, finden die Einschaltvorgänge stark entlastet statt. Ob die ZVS-Bedingung gewährleistet ist, hängt maßgeblich von der Schaltfrequenz der Halbleiterschalter und der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises ab. Diese wird für ein gegebenes Triebwerk durch die *Resonanzkapazität* C_{res} gemäß Gleichung 2.18 in Tabelle 2.2 eingestellt. [52]

3.2 Schaltungsanalyse

In der nachfolgenden Schaltungsanalyse wird die Funktionsweise des P-RFGs anhand verschiedener Betriebsfrequenzen erläutert. Dazu werden folgende Annahmen getroffen:

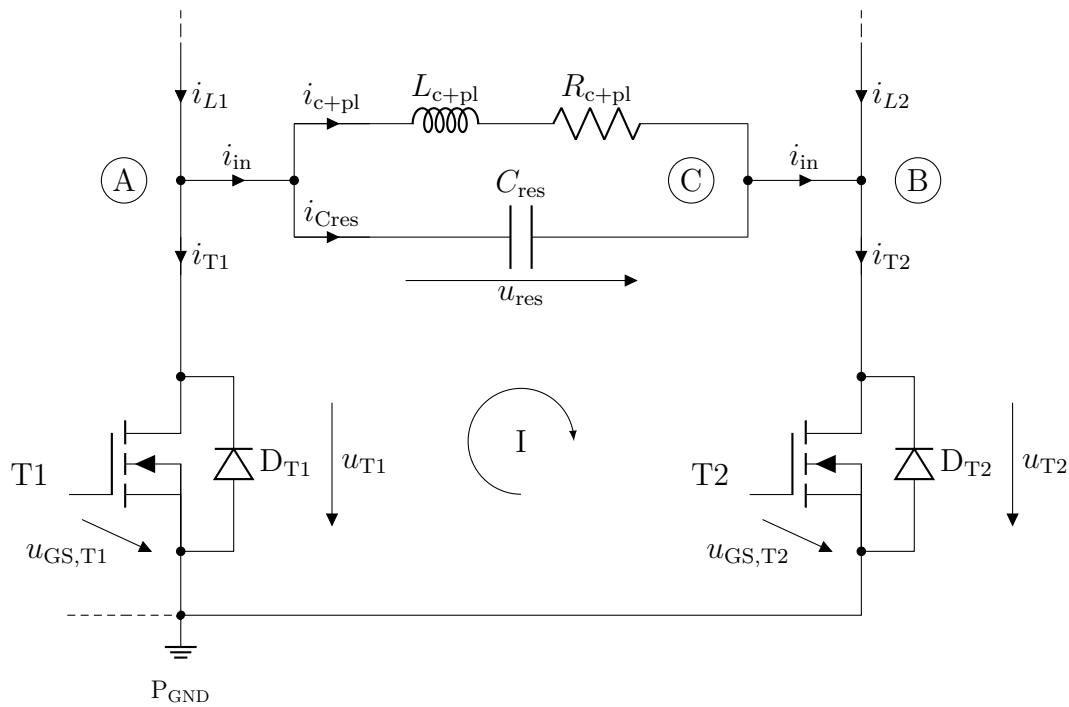


Abbildung 3.2: Vereinfachter Schaltungsteil des P-RFGs zur Aufstellung der Knoten- und Maschengleichungen für die Schaltungsanalyse

- Die Güte Q des Schwingkreises ist so hoch, dass nur sinusförmige Signale im Resonanzkreis auftreten.
- Die Ströme i_{L1} und i_{L2} sind ideale Gleichströme und gleich groß.
- Die Lastanbindung zwischen RFG und RIT ist ideal und die parasitären Elemente der Leitung werden vernachlässigt.
- Der Einfluss der parasitären Drain-Source-Kapazitäten C_{DS} wird vernachlässigt.

Aus Abbildung 3.2 gehen die Knoten- und Maschengleichungen des Schaltungskonzepts hervor:

$$0 = u_{\text{res}} + u_{T2} - u_{T1} \quad (3.1)$$

$$0 = i_{L1} - i_{\text{in}} - i_{T1} \quad (3.2)$$

$$0 = i_{L2} + i_{\text{in}} - i_{T2} \quad (3.3)$$

$$0 = i_{c+\text{pl}} + i_{C_{\text{res}}} - i_{\text{in}}. \quad (3.4)$$

Idealer Betrieb

Zunächst wird der *ideale Betrieb* betrachtet, für den ein ideales Schaltverhalten der Halbleiterschalter T1 und T2 unterstellt wird. Die Schaltfrequenz f_s wird auf die Resonanzfrequenz f_{res} des Parallelschwingkreises abgestimmt. Weil die Schaltvorgänge verzugsfrei und unendlich schnell erfolgen, werden die Halbleiterschalter im Gegenteil betrieben. Der Tastgrad D der Ansteuersignale beträgt exakt 0,5. Basierend darauf können zwei Leitzustände (LZ) definiert werden:

- LZ-A: T1 leitet und T2 sperrt, für $0 \leq t < T_{\text{res}}/2$
- LZ-B: T1 sperrt und T2 leitet, für $T_{\text{res}}/2 \leq t < T_{\text{res}}$

Der Strom am Eingang des Resonanzkreises i_{in} folgt unmittelbar aus den Knotengleichungen und ist in Abbildung 3.3 dargestellt. In LZ-A ist Schalter T2 ausgeschaltet und daher stromlos. Für den Strom i_{in} folgt aus Gleichung 3.3:

$$i_{\text{in}} = -i_{L_2}. \quad (3.5)$$

Folglich wird der Resonanzkreis während LZ-A durch den Strom der Induktivität L_2 angeregt. Im Gegensatz dazu ist in LZ-B T2 eingeschaltet. Die Anregung des Resonanzkreises erfolgt durch den Strom der Induktivität L_1 . Für den Strom i_{in} folgt:

$$i_{\text{in}} = \begin{cases} -i_{L_2}, & \text{für LZ-A} \\ i_{L_1}, & \text{für LZ-B.} \end{cases} \quad (3.6)$$

Durch die kontinuierliche Anregung des Parallelschwingkreises mit einem bipolaren Rechteckstrom entstehen sinusförmige Ströme und Spannungen im Schwingkreis. Der Grund dafür ist das Filterverhalten des Resonanzkreises. Die im bipolaren Rechteckstrom enthaltene Grundschwingung $i_{\text{in},1}$ wird verstärkt, während die hochfrequenten Signalanteile des rechteckförmigen Stroms gedämpft werden. Voraussetzung dafür ist eine hohe Güte des Resonanzkreises, wie sie aus den typischen Parametern von $L_{\text{c+pl}}$, $R_{\text{c+pl}}$ und C_{res} für die Anwendung eines RITs folgt. Die Zeitverläufe der Ströme und Spannungen im Resonanzkreis sind in Abbildung 3.3 dargestellt und können in guter Näherung als harmonisch angenommen werden. Im den Umschaltmomenten zwischen LZ-A und LZ-B tritt eine sprunghafte Änderung von $i_{C_{\text{res}}}$ auf, die durch den Strom i_{in} hervorgerufen wird (vgl. Gleichung 3.4).

Die Ströme und Spannungen an T1 bzw. T2 folgen aus Gleichung 3.1-3.3 und sind ebenfalls in Abbildung 3.3 dargestellt. Aus Gleichung 3.1 geht hervor, dass die Blockierspannung gleich der sinusförmigen Resonanzkreisspannung ist, da ein leitender idealer Schalter keinen Spannungsabfall hervorruft. Für den idealen Betrieb mit f_{res} stimmen die Einschaltzeitpunkte von T1 und T2 exakt mit den Nulldurchgängen der DS-Spannungen u_{T_1} und u_{T_2} überein. Folglich ist ZVS im idealen Betrieb des P-RFGs

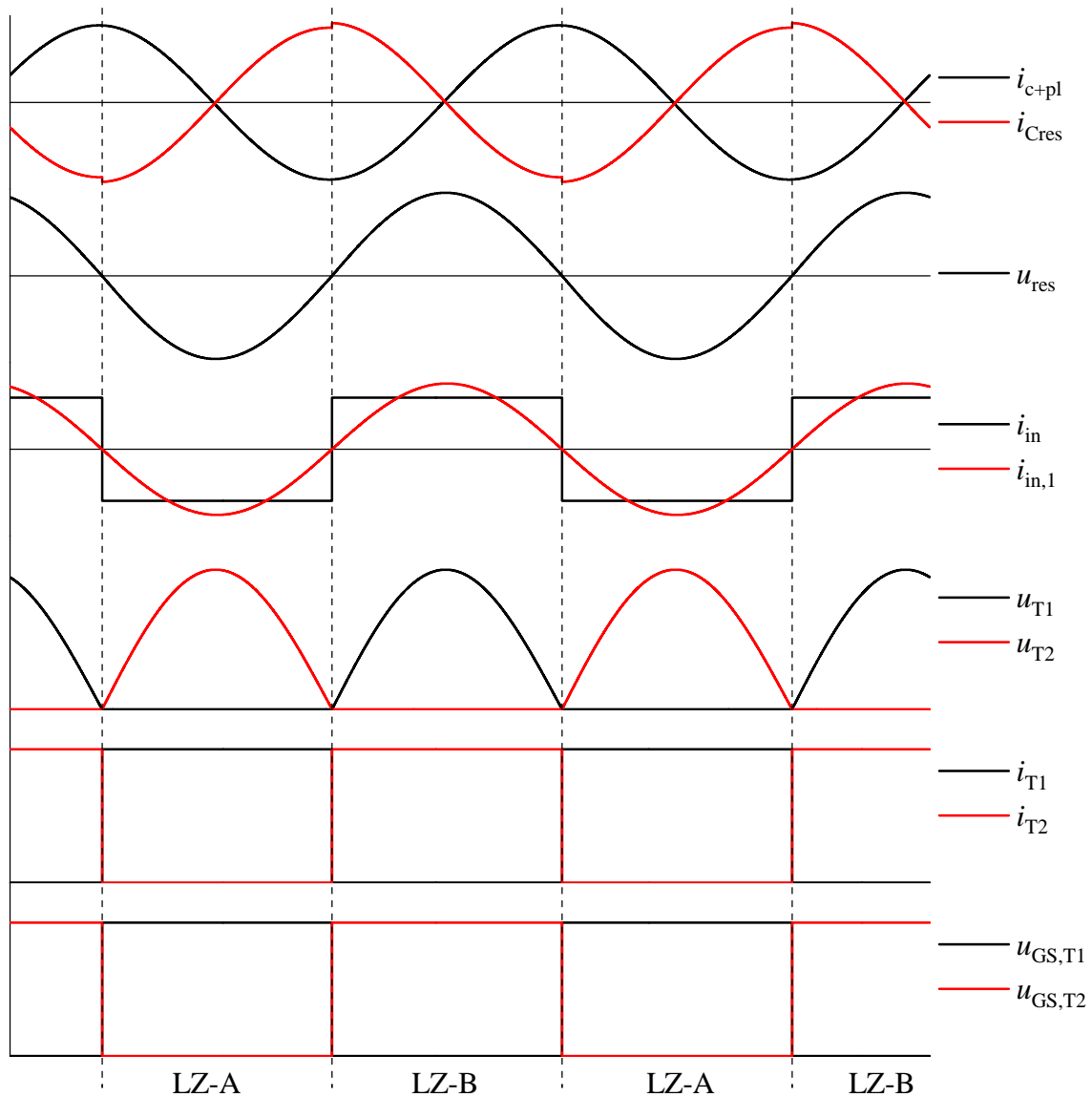


Abbildung 3.3: Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den idealen Betrieb mit $f_s = f_{res}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , der anregende Strom i_{in} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern i_{T1} und i_{T2} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

gewährleistet. Das Einsetzen von Gleichung 3.6 in Gleichung 3.2 und 3.3 liefert, dass der Strom in den Schaltern jeweils der Summe aus i_{L1} und i_{L2} entspricht. Folgende Gleichungen beschreiben die Ströme und Spannungen von T1 und T2 für den idealen

Betrieb des P-RFGs:

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} i_{L1} + i_{L2}, & \text{für LZ-A} \\ 0, & \text{für LZ-B} \end{cases} \quad u_{T1}(t) = \begin{cases} 0, & \text{für LZ-A} \\ u_{\text{res}}(t), & \text{für LZ-B} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$i_{T2}(t) = \begin{cases} 0, & \text{für LZ-A} \\ i_{L1} + i_{L2}, & \text{für LZ-B} \end{cases} \quad u_{T2}(t) = \begin{cases} -u_{\text{res}}(t), & \text{für LZ-A} \\ 0, & \text{für LZ-B.} \end{cases} \quad (3.8)$$

Basierend auf dem idealen Betrieb gehen wesentliche Unterschiede zwischen den Konzepten des P-RFGs und des S-RFGs hervor:

- Beim S-RFG entspricht die maximale Blockierspannung der Halbleiterschalter der anliegenden Zwischenkreisspannung U_{dc} . [52] Im Gegensatz dazu folgen die DS-Spannungen der Schalter beim P-RFG in der Sperrphase der Resonanzkreisspannung. Daher ist die maximale auftretende Blockierspannung der Halbleiterschalter um Größenordnungen höher und muss bei der Auswahl geeigneter Halbleiterschalter berücksichtigt werden.
- Der Strom in T1 und T2 entspricht der Summe $i_{L1} + i_{L2}$ und ist doppelt so groß wie der Strom, der den Resonanzkreis anregt. Dieser ist gemäß Gleichung 2.13 über die Güte mit dem Resonanzkreisstrom $i_{\text{c+pl}}$ verknüpft. Folglich ist der Strom in den Halbleiterschaltern beim Konzept des P-RFGs um ein Vielfaches geringer als der Strom im Resonanzkreis: $i_{\text{T}} \sim 1/Q$. Dies wirkt sich vorteilhaft auf die Durchlassverluste der Schalter aus. Bei einem S-RFG entspricht der Strom in den Halbleiterschaltern dem Resonanzkreisstrom, weshalb die Ströme in den Schaltern deutlich höher im Vergleich zu denen beim P-RFG sind. [52]
- In Anhang B.1 wird eine Gleichung hergeleitet, die die Amplitude der Resonanzkreisspannung \hat{u}_{res} und die Eingangsspannung U_{dc} miteinander verknüpft. Anhand dieser Gleichung kann die Spannungsverstärkung des P-RFGs abgeleitet werden. Sie ist von dem Verhältnis der Schaltfrequenz zur Resonanzfrequenz abhängig und beträgt für den idealen Betrieb des P-RFGs näherungsweise π . Daher werden beim P-RFG deutlich höhere Eingangsspannungen zur Generierung der gleichen Ausgangsspannung wie bei einem S-RFG benötigt.

Statt mit zwei Induktivitäten kann der P-RFG auch mit einer einzigen betrieben werden. Als Konsequenz wird der Parallelschwingkreis nur während eines Schaltzustandes angeregt. Der Eingangsstrom i_{in} entspricht dann einem unipolaren Rechteckstrom. Weil lediglich der Wechselanteil dieses Stroms den Resonanzkreis anregt, muss die Amplitude des Stromes i_{in} zur Erzeugung des gleichen Stroms im Resonanzkreis um den Faktor 2 ansteigen. Dementsprechend steigt auch der Strom in der Induktivität um den Faktor 2 an. Ein Aufbau mit zwei Induktivitäten, wie er in dieser Arbeit verwendet wird,

verteilt den Eingangsstrom des P-RFGs auf zwei Induktivitäten. Dies wirkt sich vorteilhaft auf die Auslegung der Induktivitäten und die Auswahl des Kernmaterials aus. Bei gleicher Querschnittsfläche des Kernmaterials können höhere Induktivitätswerte durch eine höhere Windungsanzahl erreicht werden.

Realer Betrieb

Die Annahme idealer Schaltvorgänge ist für den Praxisaufbau des P-RFGs nicht gültig. Aufgrund des Schaltungsaufbaus des Treibers und den parasitären Eigenschaften der Halbleiterschalter erfolgen die Schaltvorgänge nicht verzugsfrei und unendlich schnell. Dies hat unmittelbare Konsequenzen auf die Ansteuerung der Halbleiterschalter.

Zu jedem Zeitpunkt muss ein geschlossener Strompfad für die Induktivitäten L_1 und L_2 zur Verfügung stehen. Andernfalls wird beim Abschalten der Ströme i_{L1} bzw. i_{L2} eine Spannung induziert, die zur Zerstörung von T1 bzw. T2 führt. Deshalb wird eine Überschneidungszeit t_{ov} eingeführt, während der beide Halbleiterschalter eingeschaltet sind.² [50] Die Periodendauer der Ansteuersignale steigt durch das Einfügen der Überschneidungszeit um die Zeit $2 \cdot t_{ov}$ an, sodass die resultierende Ansteuerfrequenz absinkt und kleiner als die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises wird. Die Anregung erfolgt deshalb unterresonant mit:

$$f_s = (T_{res} + 2 \cdot t_{ov})^{-1}. \quad (3.9)$$

Die Überschneidungszeit erweitert den Gegentakt-Betrieb mit $D = 0,5$ um einen weiteren Schaltzustand: T1 und T2 leiten. Weil die Strom- und Spannungsverläufe während dieses Schaltzustands von dem vorherigen Schaltzustand abhängen, treten im realen Betrieb insgesamt 4 Leitzustände auf:

- LZ-I: T1 leitet und T2 sperrt, für $0 \leq t < T_{res}/2$
- LZ-II: T1 und T2 leiten, für $T_{res}/2 \leq t < T_{res}/2 + t_{ov}$
- LZ-III: T1 sperrt und T2 leitet, für $T_{res}/2 + t_{ov} \leq t < T_{res} + t_{ov}$
- LZ-IV: T1 und T2 leiten, für $T_{res} + t_{ov} \leq t < T_{res} + 2 \cdot t_{ov}$

Für die Schaltungsanalyse des realen Betriebs sind in Abbildung 3.4 die Strom- und Spannungsverläufe im Resonanzkreis und an den Halbleiterschaltern dargestellt. Ausgangspunkt der Schaltungsanalyse ist Zeitpunkt t_1 . Während LZ-I ist T1 ein- und T2 ausgeschaltet. Die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} , i_{Cres} und die Spannung u_{res} schwingen sinus- bzw. cosinusförmig. Aufgrund von Gleichung 3.1 entspricht die DS-Spannung von T2 der Resonanzkreisspannung. Während LZ-I wird der Resonanzkreis durch den

²Das Einfügen der Überschneidungszeit lässt sich auf den S-RFG übertragen. Dort wird eine Verriegelungszeit verwendet, um einen Kurzschluss der Zwischenkreisspannung durch die Halb- bzw. Vollbrückenschaltung zu vermeiden. [46]

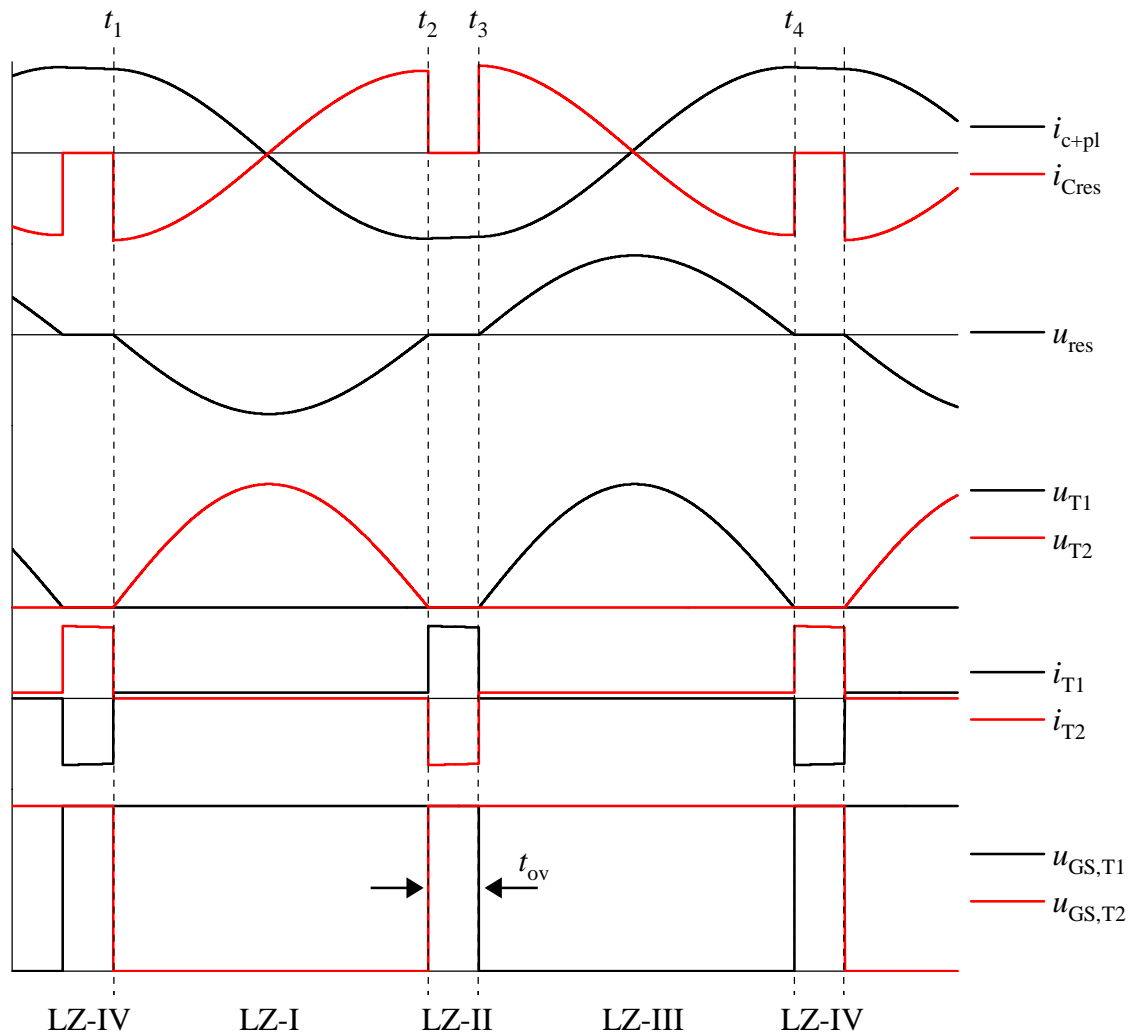


Abbildung 3.4: Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den realen Betrieb mit $f_s = (T_{res} + 2 \cdot t_{ov})^{-1}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern i_{T1} und i_{T2} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

Strom der Induktivität L_2 angeregt. Der Strom in Schalter T1 entspricht der Summe aus i_{L1} und i_{L2} .

Zum Zeitpunkt t_2 werden sowohl u_{res} als u_{T2} null. Der Schaltzustand wechselt von LZ-I zu LZ-II und T2 wird unter ZVS-Bedingungen eingeschaltet. Um den Stromfluss in den Induktivitäten L_1 und L_2 aufrecht zu halten, wird T1 zum Zeitpunkt t_2 noch nicht ausgeschaltet, sondern bleibt für die Überschneidungszeit zusammen mit T2 leitend.

Während LZ-II wird der Resonanzkreis über T1 und T2 kurzgeschlossen. Daher

beträgt die Spannung im Resonanzkreis null. Der Strom in der Induktionsspule des Triebwerks kommutiert von der Resonanzkapazität auf die durch T1 und T2 kurzgeschlossene Schaltstrecke. Daher steigt der Strom in den Schaltern für LZ-II stark an, während der Strom in der Resonanzkapazität auf null absinkt. Weil die Resonanzkapazität stromlos ist folgt aus Gleichung 3.4:

$$i_{\text{in}}(t) = i_{\text{c+pl}}(t). \quad (3.10)$$

Das Einsetzen von i_{in} in Gleichung 3.2 und 3.3 liefert den Strom in T1 und T2 während LZ-II:

$$i_{\text{T1}}(t) = i_{L1} - i_{\text{c+pl}}(t) \quad (3.11)$$

$$i_{\text{T2}}(t) = i_{L2} + i_{\text{c+pl}}(t). \quad (3.12)$$

Gleichung 3.11 und 3.12 zeigen, dass die Ströme der Induktivitäten L_1 bzw. L_2 unmittelbar über die Schalter zum Zwischenkreis zurück fließen. Der Strom in der Triebwerksspule klingt in LZ-II exponentiell ab:

$$i_{\text{c+pl}}(t) = i_{\text{c+pl}}(t_2) \cdot e^{-t/\tau} \quad (3.13)$$

mit $\tau = L_{\text{c+pl}}/R_{\text{c+pl}}$. Dabei entspricht $i_{\text{c+pl}}(t_2)$ dem Augenblickswert des Stromes in der Induktionsspule, sobald der P-RFG in LZ-II wechselt. Nach Ablauf der Überschneidungszeit bei t_3 wird T1 ausgeschaltet, das System wechselt von LZ-II in LZ-III.

Die Erläuterungen von LZ-I können inhaltlich auf LZ-III übertragen werden. Die Ströme und Spannungen im Resonanzkreis, sowie die DS-Spannung von T1 schwingen sinusförmig. Zum Zeitpunkt t_4 erreicht die DS-Spannung von T1 den Nullpunkt und T1 wird spannungslos eingeschaltet. Das System wechselt für die Zeitdauer der Überschneidungszeit in LZ-IV, nach deren Ablauf sich die Vorgänge periodisch fortsetzen. Aus der Schaltungsanalyse des realen Betriebs gehen wesentliche Unterschiede im Vergleich zum idealen Betrieb hervor:

- In LZ-II und LZ-IV steigen die Schalterströme um den Wert des Resonanzkreisstroms $i_{\text{c+pl}}$ an. Daher nehmen auch die Durchlassverluste im Vergleich zu LZ-I und LZ-III zu. Weil die Überschneidungszeit im Vergleich zur gesamten Ansteuerperiodendauer vergleichsweise klein ist, ist nur mit einer geringen Zunahme der mittleren Verlustleistung durch die ansteigenden Durchlassverluste zu rechnen. Aufgrund des Stromanstiegs in LZ-II und LZ-IV entstehen beim Abschalten von T1 bzw. T2 höhere Ausschaltverluste im Vergleich zum idealen Betrieb des P-RFGs.
- Während LZ-II und LZ-IV wird zusätzliche Energie in L_1 und L_2 gespeichert. Dadurch steigt die Amplitude der Resonanzkreisspannung im Vergleich zum idealen

Betrieb des P-RFGs an. Zur Berechnung von \hat{u}_{res} dient Gleichung 3.14. Die entsprechende Herleitung findet sich in Anhang B.1:

$$\hat{u}_{\text{res}} = \pi \cdot U_{\text{dc}} \cdot \frac{T_{\text{s}}}{T_{\text{res}}} = \pi \cdot U_{\text{dc}} \cdot \frac{T_{\text{res}} + 2 \cdot t_{\text{ov}}}{T_{\text{res}}}. \quad (3.14)$$

Zwischen der Amplitude der Resonanzkreisspannung und der Überschneidungszeit besteht ein linearer Zusammenhang. Dieser kann genutzt werden, um die Ausgangsspannung P-RFGs und damit einhergehend den extrahierten Ionenstrom des RITs zu beeinflussen. Ein Vergrößern der Überschneidungszeit hat eine höhere Ausgangsspannung des P-RFGs zu Folge. Umgekehrt sinkt die Spannung im Resonanzkreis, wenn die Überschneidungszeit verkleinert wird.

- Die Strom- und Spannungsverläufe sind im realen Betrieb des P-RFGs nur abschnittsweise sinusförmig. Daher ist eine geschlossene analytische Beschreibung nicht möglich. In Anhang B.2 wird die analytische Beschreibung der Strom- und Spannungsverläufe für den realen Betrieb des P-RFGs anhand der unterschiedlichen Leitzustände hergeleitet.

Für den Rahmen dieser Arbeit wird die Schaltfrequenz nach Gleichung 3.9 als optimale Betriebsfrequenz des P-RFGs definiert. Die Einschaltzeitpunkte der Schalter stimmen exakt mit den Nulldurchgängen von u_{T1} und u_{T2} überein:

$$f_{\text{opt}} = (T_{\text{res}} + 2 \cdot t_{\text{ov}})^{-1}. \quad (3.15)$$

Der Zustand, in dem der Resonanzkreis kurzgeschlossen wird und der Strom in der Triebwerksspele abklingt, wird nachfolgend als Freilaufzustand des P-RFGs mit der Freilaufdauer t_{FL} bezeichnet. Im realen Betrieb des P-RFGs mit f_{opt} entspricht die Freilaufdauer der Überschneidungszeit.

Aufgrund der zusätzlichen Leitzustände im realen Betrieb des P-RFGs, müssen Gleichungen 3.7 und 3.8 erweitert werden:

$$i_{\text{T1}}(t) = \begin{cases} i_{L_1} + i_{L_2}, & \text{für LZ-I} \\ i_{L_1} - i_{\text{c+pl}}(t_2) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-II} \\ 0, & \text{für LZ-III} \\ i_{L_1} - i_{\text{c+pl}}(t_4) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad u_{\text{T1}}(t) = \begin{cases} 0, & \text{für LZ-I} \\ 0, & \text{für LZ-II} \\ u_{\text{res}}(t), & \text{für LZ-III} \\ 0, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad (3.16)$$

$$i_{\text{T2}}(t) = \begin{cases} 0, & \text{für LZ-I} \\ i_{L_2} + i_{\text{c+pl}}(t_2) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-II} \\ i_{L_1} + i_{L_2}, & \text{für LZ-III} \\ i_{L_2} + i_{\text{c+pl}}(t_4) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad u_{\text{T2}}(t) = \begin{cases} -u_{\text{res}}(t), & \text{für LZ-I} \\ 0, & \text{für LZ-II} \\ 0, & \text{für LZ-III} \\ 0, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad (3.17)$$

mit $\tau = L_{\text{c+pl}}/R_{\text{c+pl}}$.

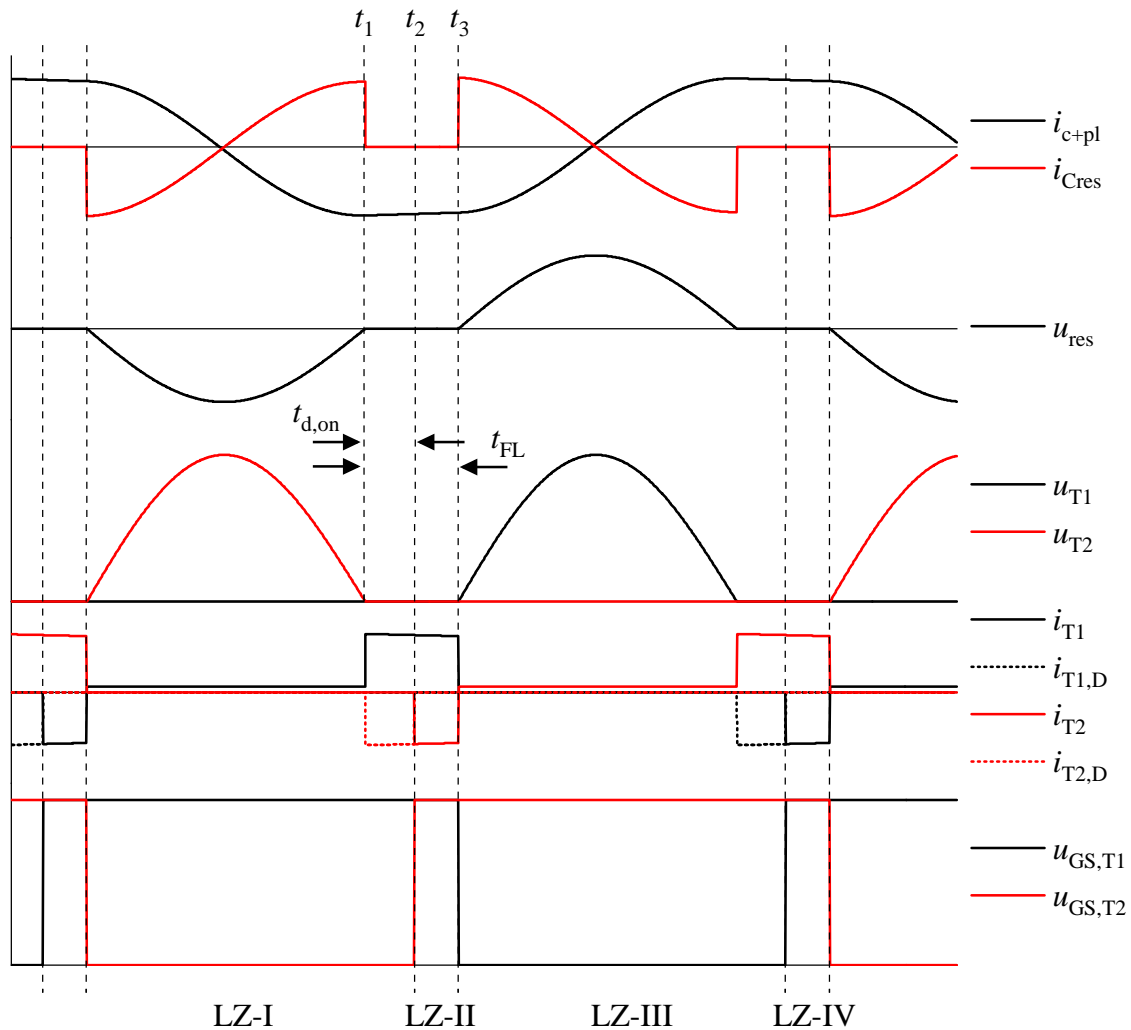


Abbildung 3.5: Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den realen Betrieb mit $f_s < f_{opt}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern und den Inversdioden i_{T1} , $i_{T1,D}$ und i_{T2} , $i_{T2,D}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

weitere Betriebszustände

$$f_s < f_{opt}$$

In Abbildung 3.5 sind die Zeitverläufe für eine stark unterresonante Anregung mit $f_s < f_{opt}$ dargestellt. Die Schaltungsanalyse des realen Betriebs kann inhaltlich auf die Zeitverläufe in Abbildung 3.5 übertragen werden. Wesentliche Unterschiede ergeben sich zum Zeitpunkt t_1 . Dort erreicht die DS-Spannung von T2 den Nullpunkt. Aufgrund

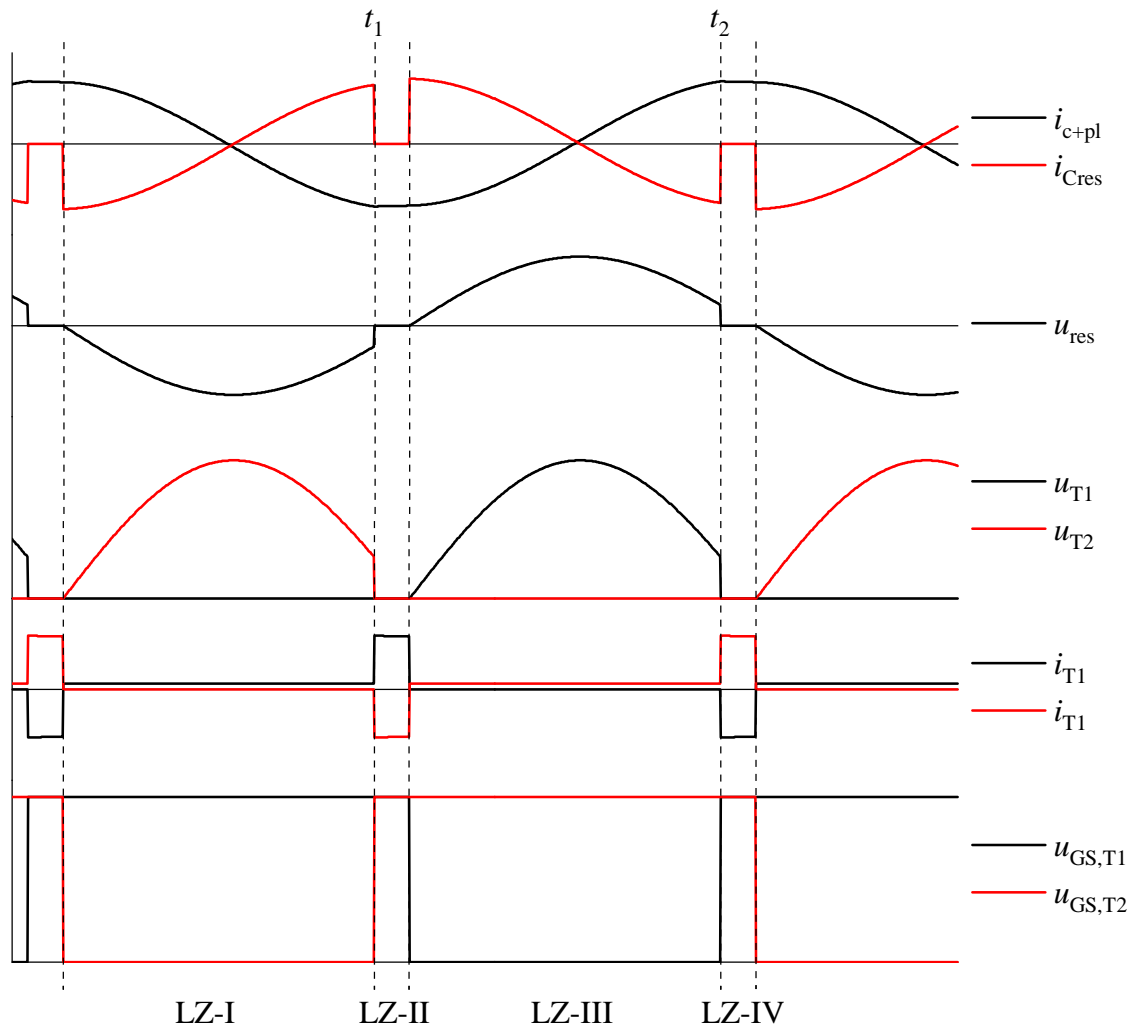


Abbildung 3.6: Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den realen Betrieb mit $f_s > f_{opt}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern i_{T1} und i_{T2} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

der stark unterresonanten Anregung wird T2 im Nulldurchgang von u_{T2} aber noch nicht eingeschaltet. Das System verbleibt in LZ-I und die ideale Inversdiode wird leitfähig.³ Daher wechselt der P-RFG zum Zeitpunkt t_1 selbstgeführt in den Freilaufzustand. Der Parallelschwingkreis wird über T1 und die leitende Inversdiode von T2 kurzgeschlossen.

³Bei den Zeitverläufen in Abbildung 3.5 wird von einer idealen Inversdiode mit einer Flussspannung von null ausgegangen.

Erst zum Zeitpunkt t_2 erfolgt der Wechsel von LZ-I zu LZ-II durch das Einschalten von T2, welches aufgrund der leitenden Inversdiode spannungslos erfolgt. Nach dem Ablauf der Überschneidungszeit t_{ov} zum Zeitpunkt t_3 wechselt das System von LZ-II zu LZ-III. Gleiches gilt sinngemäß für das Einschalten von T1.

Im unterresonanten Betrieb mit $f_s < f_{opt}$ ist die ZVS-Bedingung gewährleistet. Die Einschaltvorgänge von T1 und T2 finden nicht zum Nulldurchgang der DS-Spannungen statt, sondern sind um eine Zeitdauer $t_{d,on}$ dazu verschoben. Deshalb steigt die Freilaufdauer t_{FL} über den Wert der Überschneidungszeit an.

$f_s > f_{opt}$

Abbildung 3.6 zeigt die Zeitverläufe für eine Ansteuerfrequenz $f_s > f_{opt}$. Jetzt findet der Wechsel von LZ-I zu LZ-II bereits vor dem Nulldurchgang von u_2 statt, vgl. Zeitpunkt t_1 . Die ZVS-Bedingung ist nicht erfüllt und T2 wird unter Spannung eingeschaltet. Gleiches gilt für das Einschalten von T1. Zum Zeitpunkt t_2 wird T1 unter Spannung eingeschaltet. Für Schaltfrequenzen $f_s > f_{opt}$ wird die ZVS-Bedingung nicht eingehalten. Für den Spezialfall, dass die Ansteuerfrequenz der Schalter exakt auf die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises abgestimmt wird, finden die Einschaltvorgänge von T1 und T2, um die Zeitdauer der Überschneidungszeit verschoben, vor dem Nulldurchgang der DS-Spannungen statt.

Tabelle 3.1 fasst die Erkenntnisse der Schaltungsanalyse des realen Betriebs zusammen. Ergänzend dazu visualisiert Abbildung 3.7 die Betriebsgrenzen, bei denen die ZVS-Bedingung gewährleistet ist. Ansteuerfrequenzen aus Bereich (I) führen zu einer unterresonanten Anregung des Parallelschwingkreises. Dabei ist die ZVS-Bedingung für das Einschalten von T1 und T2 gewährleistet. Beim Betrieb mit f_{opt} stimmen die Einschaltzeitpunkte exakt mit den Nulldurchgängen von u_{T1} und u_{T2} überein. Um f_{opt} so nah wie möglich an f_{res} anzunähern, wird die Überschneidungszeit an die Schaltzeiten der verwendeten GaN-Halbleiterschalter angeglichen. In Bereich (II) ist $f_{opt} < f_s < f_{res}$, weshalb die Anregung noch immer unterresonant erfolgt, die Einschaltvorgänge allerdings unter Spannung stattfinden und die ZVS-Bedingung nicht gewährleistet ist. In Bereich (III) erfolgt die Anregung des Schwingkreises überresonant. Die ZVS-Bedingung ist ebenfalls nicht erfüllt.

Tabelle 3.1: Zusammenfassung der wesentlichen Erkenntnisse der Schaltungsanalyse des P-RFGs

Ansteuerfrequenz	Anregung	ZVS/ kein ZVS	Freilaufdauer
$0 \leq f_s < (T_{res} + 2 \cdot t_{ov})^{-1}$	unterresonant	ZVS	$0,5 \cdot (T_s - T_{res})$
$f_s = (T_{res} + 2 \cdot t_{ov})^{-1}$	unterresonant	ZVS	t_{ov}
$(T_{res} + 2 \cdot t_{ov})^{-1} < f_s < f_{res}$	unterresonant	kein ZVS	t_{ov}
$f_s = f_{res}$	resonant	kein ZVS	t_{ov}
$f_s > f_{res}$	überresonant	kein ZVS	t_{ov}

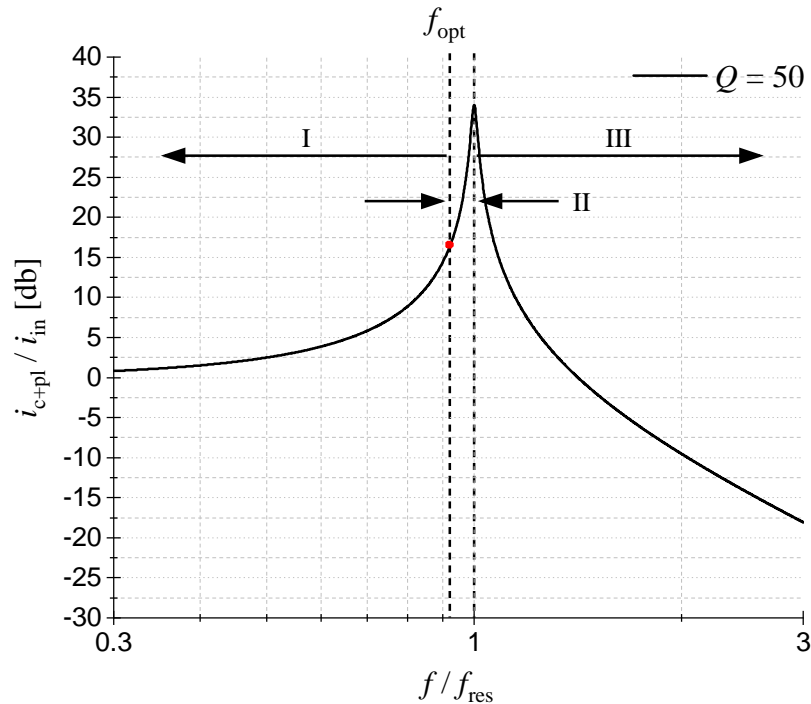


Abbildung 3.7: Amplitudengang des Parallelschwingkreises mit den Strömen i_{in} als Eingangsgröße und i_{c+pl} als Ausgangsgröße bei einer Güte von $Q = 50$. Ansteuerfrequenzen aus Bereich (I) gewährleisten die ZVS-Bedingung, während Ansteuerfrequenzen aus den Bereichen (II) und (III) zu Einschaltvorgängen unter Spannung führen.

Während des Betriebs eines RITs können sich die äquivalenten Lastparameter L_{c+pl} und R_{c+pl} verändern. Dies ist bspw. beim Zündvorgang des Triebwerks oder nach der Änderung des Arbeitspunktes der Fall. Um den optimalen Betrieb des P-RFGs mit f_{opt} auch unter sich ändernden Lasten gewährleisten zu können, wird die Schaltfrequenz daher geregelt.

3.3 Einfluss parasitärer Elemente und Lastanbindung

Auswirkung parasitärer Drain-Source-Kapazitäten

Bisher wurde der Einfluss der parasitären DS-Kapazitäten von T1 und T2 vernachlässigt. Im folgenden Abschnitt wird deren Einfluss beim Betrieb mit f_{opt} erläutert. Die parasitären DS-Kapazitäten werden als konstant und gleich groß angenommen.

Für die optimale Ansteuerfrequenz beschränkt sich der Einfluss der parasitären DS-Kapazitäten auf die Leitzustände LZ-I und LZ-III. In Abbildung 3.8 ist dies beispielhaft für den Leitzustand LZ-I dargestellt. T1 ist eingeschaltet, $C_{DS,T2}$ liegt parallel zum Re-

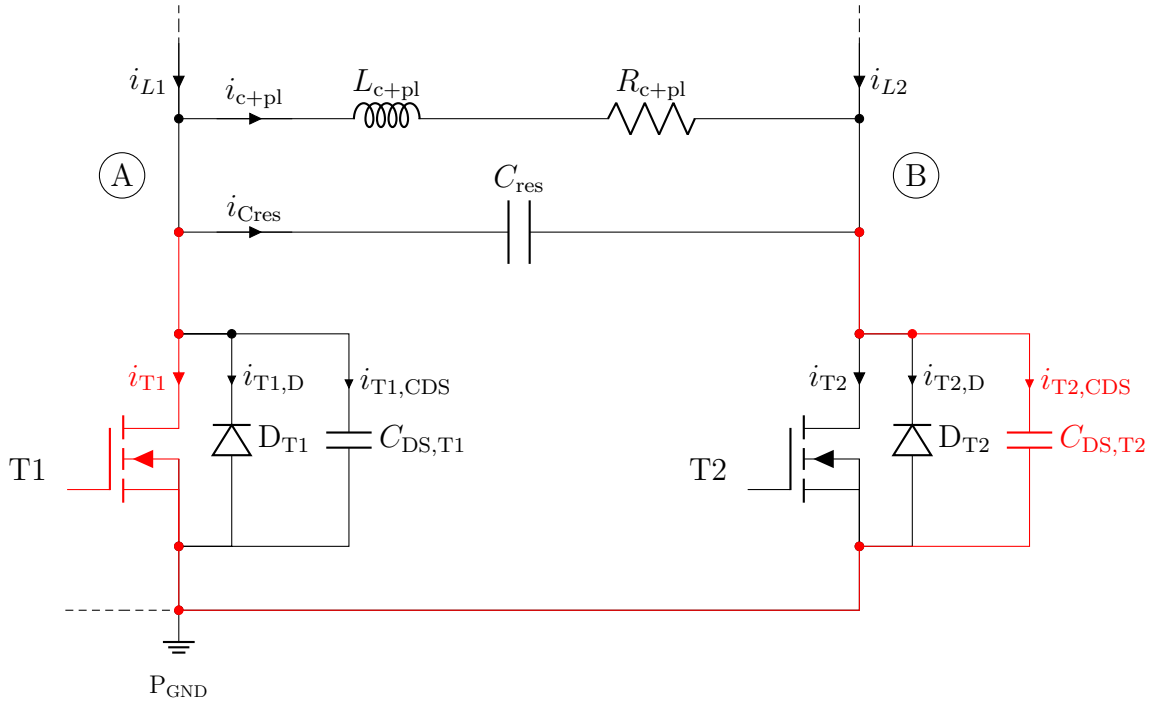


Abbildung 3.8: Vereinfachter Schaltungsteil des P-RFGs mit parasitären DS-Kapazitäten der Schalter

sonanzkreis und ist für die Dauer von LZ-I daher Bestandteil des Parallelschwingkreises. Das Beispiel kann inhaltlich auf LZ-III übertragen werden. Dort ist T2 eingeschaltet und somit $C_{DS,T1}$ Bestandteil des Resonanzkreises. In LZ-II und LZ-IV befindet sich die Schaltung im Freilauf. Beide DS-Kapazitäten sind durch die eingeschalteten Schalter kurzgeschlossen und daher wirkungslos.

Durch das Zuschalten der Kapazitäten $C_{DS,T1}$ und $C_{DS,T2}$ in den Leitzuständen LZ-I und LZ-III steigt die effektive Kapazität des Parallelschwingkreises über den Wert der Resonanzkapazität. Dadurch sinken sowohl die Resonanzfrequenz als auch die Güte des Parallelschwingkreises ab. Bei der Auslegung der Resonanzkapazität für eine vorgegebene Resonanzfrequenz müssen die parasitären DS-Kapazitäten daher berücksichtigt werden:

$$C_{\text{res}} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\text{res}})^2 + \left(\frac{R_{c+pl}}{L_{c+pl}}\right)^2} \cdot \frac{1}{L_{c+pl}} - C_{\text{DS}}. \quad (3.18)$$

Durch $C_{DS,T1}$ und $C_{DS,T2}$ wird die maximal erreichbare Resonanzfrequenz für eine definierte Last L_{c+pl} , R_{c+pl} limitiert. Für den Extremfall $C_{\text{res}} = 0$ wird der Resonanzkreis nur aus den parasitären Kapazitäten $C_{DS,T2}$ in LZ-I bzw. $C_{DS,T1}$ in LZ-III und der Induktionsspule des Triebwerks gebildet. Dies ist insbesondere bei Triebwerken mit

einer hohen Windungszahl der Induktionsspule und entsprechend hohen Induktivitäten problematisch, weil die minimale Resonanzkapazität C_{DS} beträgt. Unter der Annahme konstanter und gleich großer DS-Kapazitäten erhält man die maximale erreichbare Resonanzfrequenz für ein gegebenes Triebwerk zu:

$$f_{\text{res,max}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{c+pl} \cdot C_{DS}} - \left(\frac{R_{c+pl}}{L_{c+pl}}\right)^2}. \quad (3.19)$$

Weil die parasitären DS-Kapazitäten zeitweise Bestandteil des Resonanzkreises sind, führen sie in den Leitzuständen LZ-I und LZ-III einen Teil des Resonanzkreisstromes. In LZ-I entsteht am Knotenpunkt B ein Stromteiler zwischen der Resonanzkapazität und der parasitären DS-Kapazität von T2. Der Strom i_{c+pl} teilt sich entsprechend der Größenverhältnisse von C_{res} und $C_{DS,T2}$ auf und fließt über den in Abbildung 3.8 rot hervorgehobenen Strompfad zum Resonanzkreis zurück. Für den Strom in der parasitären DS-Kapazität von T2 folgt:

$$i_{T2,CDS}(t) = \frac{C_{DS,T2}}{C_{DS,T2} + C_{\text{res}}} \cdot i_{c+pl}(t). \quad (3.20)$$

Dementsprechend sinkt der Strom in der Kapazität C_{res} um den in Gleichung 3.20 berechneten Anteil ab, während der Strom in T1 um denselben Betrag ansteigt. Dadurch steigen die Durchlassverluste in T1 an. Die Erläuterungen lassen sich auf LZ-III übertragen. In LZ-III ist T2 leitfähig und die parasitäre DS-Kapazität von T1 liegt parallel zum Resonanzkreis. Daher fließt ein Strom über die Kapazität $C_{DS,T1}$ und den leitfähigen Kanal von T2 zum Resonanzkreis zurück. Dem Stromfluss i_{T2} aus Gleichung 3.17 wird der Wechselstrom $i_{T1,CDS}$ überlagert. In Abbildung 3.9 sind die Stromverläufe im Resonanzkreis und in den Schaltern unter Berücksichtigung der DS-Kapazitäten dargestellt.

Aufgrund der parasitären DS-Kapazitäten müssen die Gleichungen für die Ströme i_{T1} , i_{T2} und $i_{C_{\text{res}}}$ angepasst werden. Die Ströme $i_{T1,CDS}$ und $i_{T2,CDS}$ folgen aus dem jeweiligen Stromteiler:

$$i_{T1}(t) = \begin{cases} i_{L1} + i_{L2} - i_{T2,CDS}(t), & \text{für LZ-I} \\ i_{L1} - i_{c+pl}(t_2) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-II} \\ 0, & \text{für LZ-III} \\ i_{L1} - i_{c+pl}(t_4) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$i_{T2}(t) = \begin{cases} 0, & \text{für LZ-I} \\ i_{L2} + i_{c+pl}(t_2) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-II} \\ i_{L1} + i_{L2} + i_{T1,CDS}(t), & \text{für LZ-III} \\ i_{L2} + i_{c+pl}(t_4) \cdot e^{-t/\tau}, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad (3.22)$$

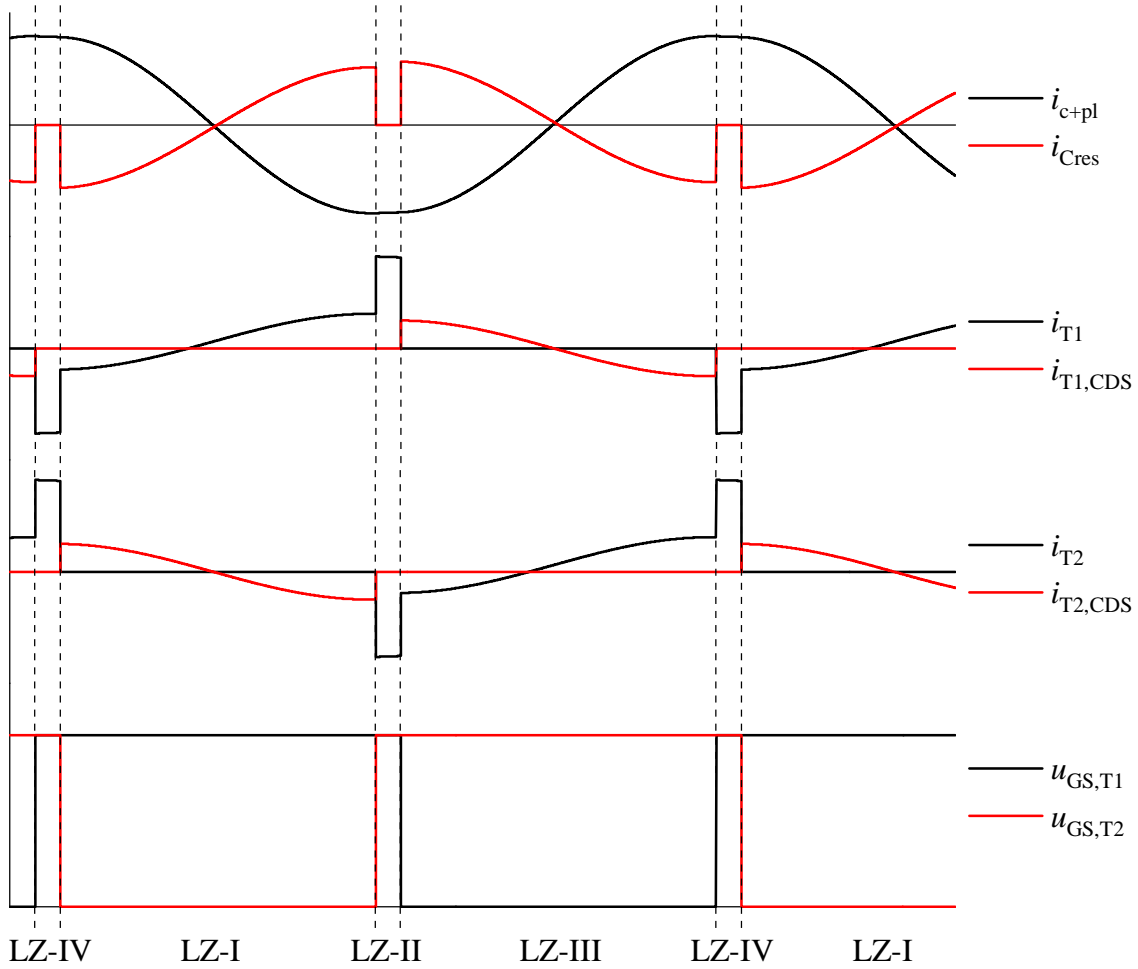


Abbildung 3.9: Stromverläufe im Resonanzkreis und in den Schaltern unter Berücksichtigung der parasitären DS-Kapazitäten. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Ströme in T1 i_{T1} und $i_{T1,CDS}$, die Ströme in T2 i_{T2} und $i_{T2,CDS}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

$$i_{Cres}(t) = \begin{cases} -i_{L_2} - [i_{c+pl}(t) - i_{T2,CDS}(t)], & \text{für LZ-I} \\ 0, & \text{für LZ-II} \\ i_{L_1} - [i_{c+pl}(t) - i_{T1,CDS}(t)], & \text{für LZ-III} \\ 0, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad (3.23)$$

mit $\tau = L_{c+pl}/R_{c+pl}$.

Bisher wurden die parasitären DS-Kapazitäten als konstant und gleich groß angenommen. Diese Annahme ist für den Praxisaufbau nicht gültig. Die parasitären DS-Kapazitäten der verwendeten GaN-Schalter sind spannungsabhängig und sinken mit steigender DS-Spannung. Daher ändert sich der Anteil des Resonanzkreisstromes, der durch $C_{DS,T1}$ und $C_{DS,T2}$ fließt, kontinuierlich. Im Praxisaufbau werden die Ströme i_{T1} , i_{T2} und $i_{T1,CDS}$, $i_{T2,CDS}$ deshalb zusätzlich verzerrt.

Durch die Spannungsabhängigkeit der DS-Kapazitäten ist die Verschiebung der Resonanzfrequenz ebenfalls nicht konstant und vom Betriebszustand abhängig. Je nachdem wie stark die nichtlineare Kennlinie der DS-Kapazitäten während des Betriebs durchlaufen wird und in welchem Größenverhältnis die DS-Kapazität zur Resonanzkapazität steht, wird die Resonanzfrequenz mehr oder weniger stark beeinflusst. Die Auslegung von C_{res} nach Gleichung 3.18 gestaltet sich aufgrund der Arbeitspunktabhängigkeit als schwierig und erfolgt daher experimentell.

Lastanbindung

Bei der Schaltungsanalyse des P-RFGs wurde die Lastanbindung zwischen RFG und Triebwerk als ideal angenommen. Dies entspricht einem Aufbau, bei dem die Induktionsspule des RITs unmittelbar mit dem Ausgang des RFGs verbunden ist. Bei Raumfahrtantrieben ist dies nicht möglich. Die Triebwerke befinden sich auf der Außenseite des Flugkörpers, während die notwendige Peripherie in die innere Struktur integriert wird. Deshalb wird eine Leitung zur Anbindung des Triebwerks an den RFG benötigt, deren Leitungslänge je nach Anwendungsfall einige Meter beträgt. [21, 52]

Zur Lastanbindung zwischen RFG und Triebwerk werden Koaxial- oder Triaxialkabel verwendet. Beide Kabelarten besitzen einen rotationssymmetrischen Aufbau. Im Zentrum befindet sich der Innenleiter. Dieser ist von einem (koaxial) oder zwei (triaxial) zylindrischen Außenleiter/n umgeben, zwischen denen sich jeweils ein Dielektrikum⁴ befindet. Sowohl der Innenleiter als auch der Außenleiter können als massiver Leiter bzw. als Rohr oder als Geflecht vieler Einzelleiter ausgeführt werden. Die Schirmwirkung der Leitung kommt durch den Aufbau zustande und ist für den Frequenzbereich des RFGs von hoher Bedeutung. Andernfalls können in der Nähe befindliche Elektronikkomponenten durch die hochfrequenten elektromagnetischen Felder gestört werden. [2, 43]

Die Charakterisierung der Leitung erfolgt über die Dämpfung, den Wellenwiderstand und die Leitungsbeläge C' , L' , R' und G' . Die Leitungsbeläge modellieren die physikalischen Effekte mit Hilfe von konzentrierten Bauelementen. Demnach erzeugt ein durch die Leitung fließender Strom ein Magnetfeld (L'), zwischen Hin- und Rückleiter bildet sich eine kapazitive Kopplung aus (C'), entlang der Leitung entstehen Verluste (R') und die Isolationseigenschaft der Leitung ist endlich (G'). Bei den Leitungsbelägen handelt es sich um längenbezogene Größen. Der Aufbau des Kabels und das Dielektrikum

⁴Als Dielektrikum wird bei Koaxial- oder Triaxialkabeln häufig ein Kunststoff wie bspw. Polyethylen verwendet. Für spezielle Anwendungen können auch andere Materialien wie bspw. Luft zum Einsatz kommen. [2]

beeinflussen insbesondere die Leitungsbeläge C' bzw. L' und folglich auch den Wellenwiderstand. In der Praxis sind Koaxial- und Triaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50Ω und 75Ω gängig. [43]

Die Leitungstheorie liefert die Grundlage zur mathematischen Beschreibung einer Leitung. Dabei wird ein infinitesimal kurzes Leitungsstück mit den Leitungsbelägen C' , L' , R' und G' betrachtet. Als Ergebnis der Leitungstheorie geht hervor, dass sich Strom und Spannung entlang der Leitung als Wellen ausbilden. [43] Der Einfluss der Verbindungsleitung auf den RFG hängt maßgeblich von dem Verhältnis der Wellenlänge der Strom- und Spannungswellen zur betrachteten Leitungslänge ab. Ist die Wellenlänge der Strom- und Spannungswellen deutlich größer als die Länge der Leitung, spricht man von sogenannten elektrisch kurzen Leitungen. Auf der Leitung bilden sich keine Wellenphänomene aus, es wird von einem quasi-stationären Verhalten ausgegangen und die Leitung kann durch konzentrierte Bauelemente nachgebildet werden. Reflexionen aufgrund von Fehlerterminierung sind vernachlässigbar. Handelt es sich im Gegensatz dazu um elektrisch lange Leitungen, können Wellenphänomene auftreten. Zur Beurteilung, ob eine Leitung elektrisch kurz oder lang ist, existiert in der Literatur eine unscharfe Grenze. Im Allgemeinen kann eine Leitung als elektrisch kurz angesehen werden, wenn die Leitungslänge deutlich kleiner als die Wellenlänge der betrachteten Signale ist. Um den Einfluss der Leitung auf den P-RFG zu erläutern, wird von einer elektrisch kurzen Leitung ausgegangen. Diese Annahme ist bei der Anwendung des RFGs für eine Leitungslänge von wenigen Metern gültig. [52]

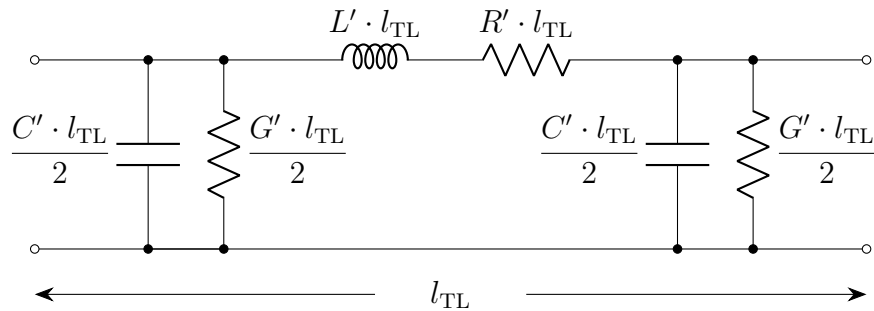
Elektrisch kurze Leitungen können durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.10 (a) beschrieben werden. Aufgrund der Anordnung der Bauelemente wird es als π -Ersatzschaltbild bezeichnet. Die konkreten Bauteilwerte ergeben sich aus den Leitungsbelägen und der betrachteten Leitungslänge l_{TL} . Eine Alternative ist das symmetrisch aufgebaute T-Ersatzschaltbild. [7, 43]

In Abbildung 3.10 (b) ist das Ersatzschaltbild des P-RFGs mit einer Leitung zwischen RFG und Triebwerk dargestellt. Die Leistungsendstufe des RFGs wird durch eine ideale sinusförmige Stromquelle mit den Ausgangsstrom i_{in} nachgebildet. Die Leitung ist mit den Knotenpunkten A und B verbunden und liegt parallel zur Resonanzkapazität. Weil der Ableitwert $G' \cdot l_{TL}$ deutlich größer als $C'/2 \cdot l_{TL}$ ist, kann dessen Einfluss vernachlässigt werden. [52]

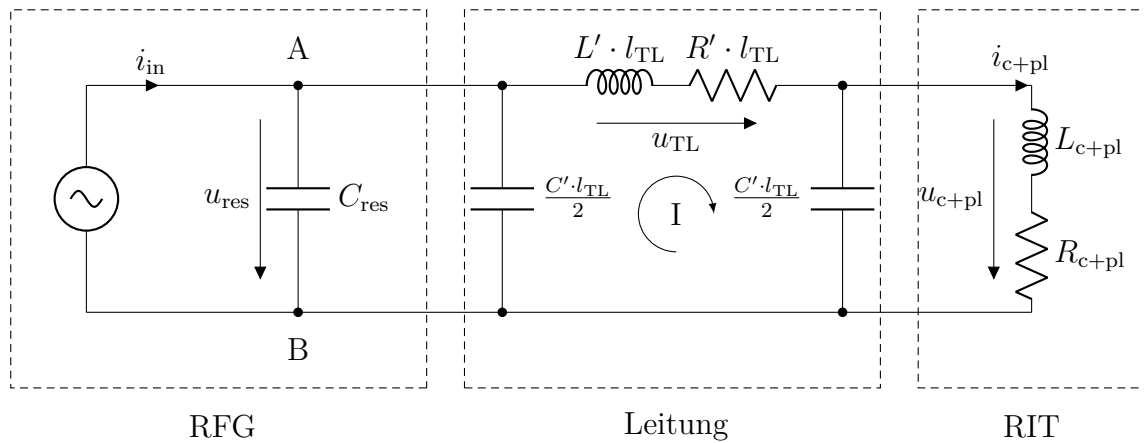
Der Einfluss der Leitung auf das Übertragungsverhalten des Parallelschwingkreises hängt von der Größe der Leitungsbeläge und der Leitungslänge im Vergleich zu L_{c+pl} , R_{c+pl} und C_{res} ab. In Abbildung 3.11 ist der Amplitudengang des in Abbildung 3.10 (b) dargestellten Ersatzschaltbildes für einen Aufbau ohne Leitung und einen Aufbau mit den Leitungslängen $l_{TL} = 1 \text{ m}$ und $l_{TL} = 3 \text{ m}$ dargestellt.

Durch die Lastanbindung sinkt die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises ab. Der Effekt ist umso stärker ausgeprägt, je länger die Leitungslänge ist und umso größer die Leitungsbeläge sind. Gleichzeitig sinkt auch die Güte des Parallelschwingkreises.⁵

⁵Der Einfluss der Leitung auf die Güte und die Resonanzfrequenz des Schwingkreises ist bei einem S-RFG in gleicher Art und Weise vorhanden und wird in [52] beschrieben.



(a)



(b)

Abbildung 3.10: (a) π -Ersatzschaltbild einer elektrisch kurzen Leitung (b) Ersatzschaltbild des P-RFGs mit Leitung zwischen RFG und Triebwerk

Für einen vorgegebenen Strom in der Triebwerksspule steigt deshalb der Strom i_{in} bei konstanter Schaltfrequenz an. Die Verschiebung von f_{res} wird durch ein Anpassen der Resonanzkapazität innerhalb des RFGs kompensiert. Infolgedessen ändert sich die Schwingkreisgüte. Die Ersatzschaltung aus C_{res} , der Leitung und der Triebwerksimpedanz legt fest, ob die Güte absinkt oder ansteigt (vgl. Gleichung 2.19).

Der Widerstandsbelag verursacht ohmsche Verluste in der Leitung und verringert die Effizienz der Energieübertragung. Deshalb ist bei der Auswahl einer geeigneten Leitung auf einen minimalen Widerstandsbelag zu achten. Weil der Strom auf der Leitung bei der in Abbildung 3.10 (b) dargestellten Konfiguration näherungsweise dem hochfrequenten Spulenstrom entspricht, muss zur Abschätzung der Verluste der Skin-Effekt berücksichtigt werden. [43]

Zwischen der Leitung und der Induktionsspule des Triebwerks entsteht ein Span-

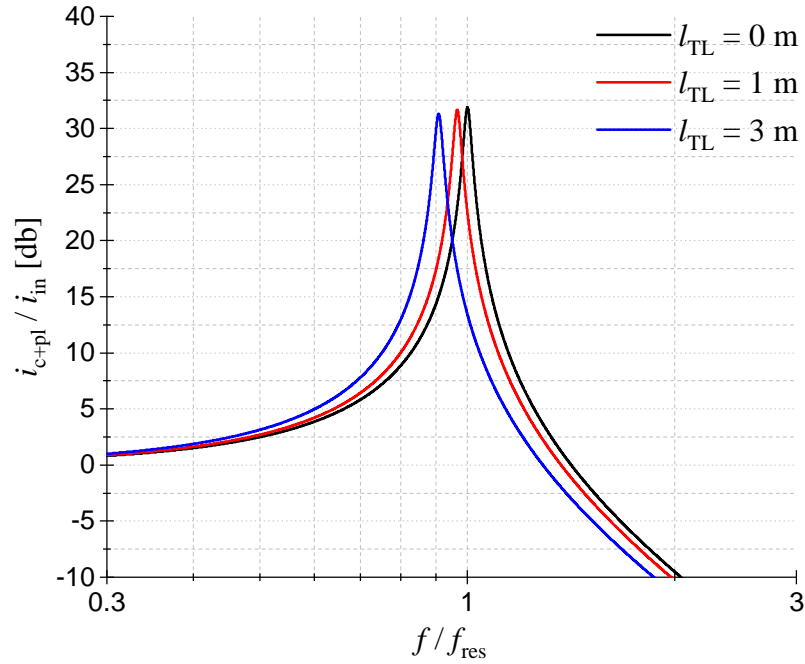


Abbildung 3.11: Amplitudengang der in Abbildung 3.10 (b) dargestellten Ersatzschaltung. Die Leitungsbeläge entsprechen der in den experimentellen Untersuchungen verwendeten Triaxialleitung nach Referenz [20]

nungsteiler. Der Spannungsabfall entlang der Leitung wird hauptsächlich durch die Serieninduktivität hervorgerufen. Ein Umlauf in I liefert:

$$0 = -u_{res} + u_{TL} + u_{c+pl}. \quad (3.24)$$

Der Spannungsabfall entlang der Leitung kann durch eine höhere Eingangsspannung des P-RFGs kompensiert werden. Sie hat eine höhere Resonanzkreisspannung u_{res} zur Folge (vgl. Gleichung 3.14). Weil u_{T1} und u_{T2} in der Sperrphase der Resonanzkreisspannung entsprechen, ist bei der Erhöhung der Eingangsspannung die maximal tolerierbare Blockierspannung der Halbleiterschalter zu beachten. Lange Leitungslängen, die einen großen Spannungsabfall zur Folge haben, schränken den Arbeitsbereich des P-RFGs dadurch ein.

Im Vergleich zum S-RFG in Halbbrückenschaltung ist beim P-RFG darauf zu achten, dass sich sowohl am Hin- als auch am Rückleiter der Leitung gegenüber der Bezugsmasse der Schaltung Potentiale ausbilden. Anschlusspunkt A ist mit dem Drain-Anschluss von Schalter T1 und Anschlusspunkt B mit dem Drain-Anschluss von Schalter T2 verbunden. Beide Knotenpunkte folgen alternierend der Resonanzkreisspannung. Daher

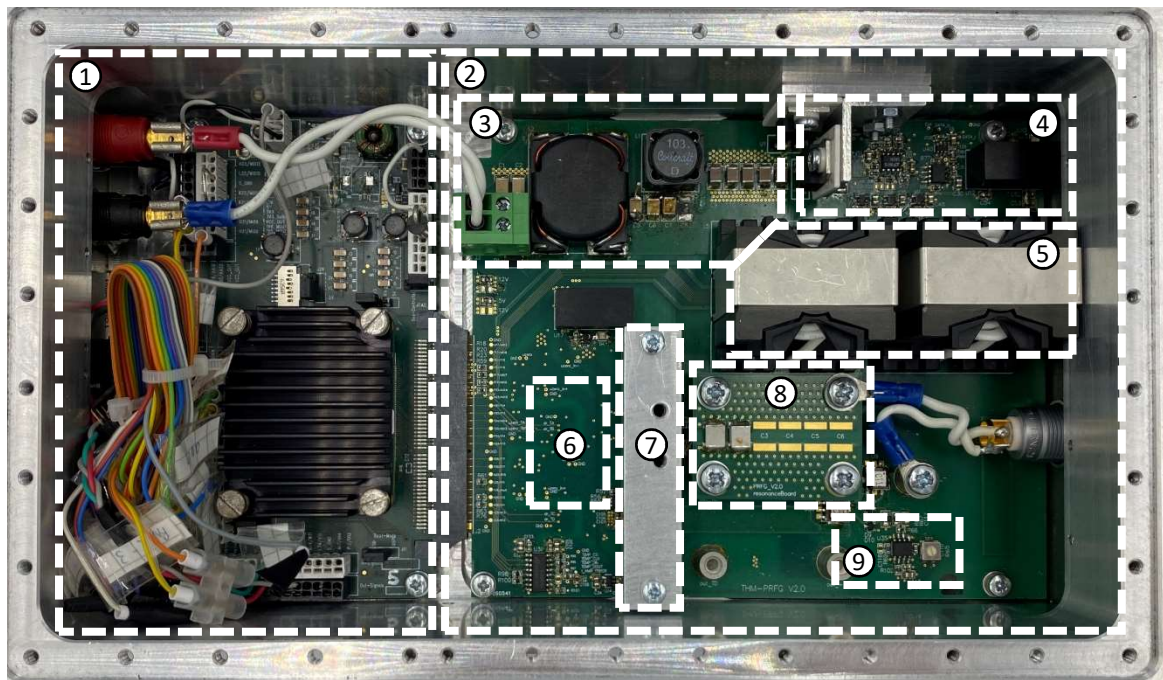


Abbildung 3.12: Draufsicht des entwickelten P-RFGs mit Zuordnung der wesentlichen Baugruppen

- | | |
|------------------------------------|----------------------------------|
| 1. Steuerplatine | 6. Treiberschaltung (Unterseite) |
| 2. Leistungsplatine | 7. Leistungsstufe (Unterseite) |
| 3. Eingangsfiler und Zwischenkreis | 8. Resonanzplatine |
| 4. Eingangsstrombegrenzung | 9. Ausgangsstrombegrenzung |
| 5. Induktivitäten L_1 und L_2 | |

wird für die experimentellen Untersuchungen eine Triaxialleitung verwendet.

3.4 Schaltungsaufbau des P-RFGs

Für den Schaltungsaufbau des P-RFGs werden neben der Leistungsstufe weitere Baugruppen und Schaltungsteile benötigt. Diese dienen zur Erzeugung der Ansteuer-signale für die Schalter, zur Überwachung des Betriebszustands, oder zur Generierung der notwendigen Signale für die Regelung. In Abbildung 3.12 ist die Draufsicht des entwickelten P-RFGs dargestellt.

Der Schaltungsaufbau des P-RFGs ist auf zwei Platinen aufgeteilt. Auf der Steuer-

platine (1) findet sich die Steuereinheit des RFGs, ein Schaltregler zur Generierung der unterschiedlichen Spannungsebenen und Schaltungsteile zur Signalaufbereitung für die benutzerdefinierten Schnittstellen. In dieser Arbeit wird als digitale Steuerplattform ein Field Programmable Gate Array (FPGA) der Firma *Xilinx* der Modellreihe Kintex-7 verwendet. Auf dem FPGA sind alle Algorithmen und Routinen für den Betrieb des RFGs implementiert. Dazu zählen die Generierung der Ansteuersignale, die Regelung der Ansteuerfrequenz, die Überwachung des Betriebszustandes und der Datenaustausch über benutzerdefinierte Ein- und Ausgangsklemmen.

Die Algorithmen werden auf dem FPGA durch eine Hardwarebeschreibungssprache umgesetzt. Dadurch lassen sich hohe Taktfrequenzen und hohe zeitliche Auflösungen erreichen, was zur Erfassung der für die Regelung notwendigen Signale von hoher Bedeutung ist. Im Vergleich zu einer analogen Umsetzung der Regelung bietet die digitale Variante eine besonders hohe Flexibilität. Anpassungen und Erweiterungen am Algorithmus, die bei einer analogen Umsetzung in den meisten Fällen zu einer Überarbeitung der Hardware führen, sind problemlos möglich.

Die Leistungsplatine (2) umfasst die Leistungsendstufe des P-RFGs und verschiedene Messschaltungen zur Erfassung der Betriebsparameter. Die Trennung von Steuer- und Leistungsteil ermöglicht ein modulares Konzept, das sich vorteilhaft auf den Entwicklungsprozess und die Inbetriebnahme des RFGs auswirkt. Zusätzlich besteht die Möglichkeit, die Steuerplatine einschließlich der entwickelten Algorithmen für den Betrieb eines S-RFGs oder für alternative Schaltungskonzepte zu verwenden.

Die Spannungsversorgung des P-RFGs erfolgt durch zwei separate Spannungsquellen. Die Versorgung der Leistungsendstufe ($U \leq 200$ V) ist von allen anderen Schaltungsteilen (12 V) getrennt und entspricht daher der Summe aus der im Plasma umgesetzten Leistung und den entstehenden Verlusten. Die Leistungsversorgung der Endstufe ist mit dem Eingangskreis der Leistungsplatine verbunden (3). Dieser beinhaltet einen Eingangsfiler bestehend aus einer Gleichtaktdrossel⁶ (Common Mode Choke [CMC]) und einem Gegentaktfiler. Das Filter dient dazu, hochfrequente Störungen, die im Schaltbetrieb des RFGs durch die hohen Schaltgeschwindigkeiten der GaN-Halbleiterschalter entstehen, zu dämpfen. Der Eingangskreis der Leistungsplatine wird durch einen Spannungszwischenkreis aus Keramikvielschicht-Kondensatoren ergänzt. Als Zwischenkreis-kapazitäten werden Klasse 1 Kapazitäten mit C0G-Dielektrikum verwendet, die sich durch eine geringe Temperaturabhängigkeit auszeichnen.⁷

An den Gleichspannungszwischenkreis sind die Eingangsstrombegrenzung (4) und die Induktivitäten L_1 und L_2 (5) angeschlossen. Die Eingangsstrombegrenzung begrenzt den Strom in den Induktivitäten L_1 und L_2 auf einen Maximalwert, um die Sättigung der verwendeten Ferritkerne zu vermeiden.

Für die Ansteuerung der Halbleiterschalter wird eine Treiberschaltung benötigt (6). Das Schaltungskonzept des P-RFGs sieht lediglich zwei low-side Schalter vor. Im Ver-

⁶Gleichtaktdrosseln dienen zur Unterdrückung von Gleichtaktstörungen, die vom RFG ausgehen und bspw. durch kapazitive Kopplungen auftreten. [10, 11]

⁷<https://ec.kemet.com/blog/mlcc-dielectric-differences/> - abgerufen am 19.01.2022

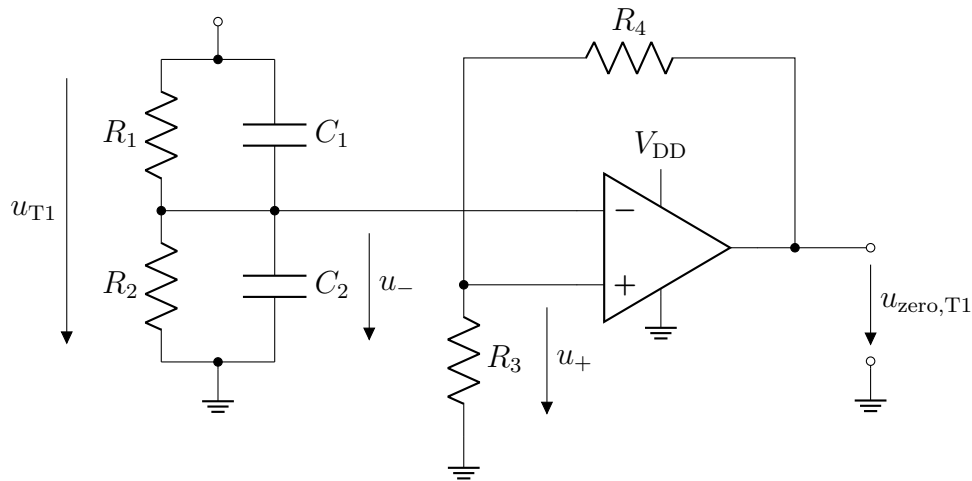


Abbildung 3.13: Messschaltung zur Detektion der Nulldurchgänge der DS-Spannungen von T1 mit Hilfe eines Komparators

gleich zu S-RFGs mit Halbbrücken- oder Vollbrückenschaltung sinkt daher der Bauteilaufwand für die Ansteuerung von T1 und T2. Für die Auswahl eines geeigneten Treibers und Empfehlungen bezüglich des Layouts, wird auf die detaillierten Informationen des Herstellers der GaN-Halbleiterschalter verwiesen.⁸

Die Resonanzkapazität zur Einstellung der Resonanzfrequenz ist auf einer separaten Platine untergebracht, die auf die Leistungsplatine des P-RFGs verschraubt und als Resonanzplatine (8) bezeichnet wird. Zur Änderung der Resonanzfrequenz muss lediglich die Resonanzplatine des P-RFGs ausgetauscht werden. [52]

Der Betriebszustand des P-RFGs wird neben der Eingangsstrombegrenzung zusätzlich durch einen Stromamplitudensensor nach [52] am Ausgang (9) und einen Temperatursensor überwacht. Überschreitet der Scheitelwert des Ausgangsstromes den eingestellten Grenzwert, wird der RFG abgeschaltet und die Endstufe in einen sicheren Zustand versetzt.

Zur Regelung der Ansteuerfrequenz werden die Nulldurchgänge der DS-Spannung von T1 oder T2 benötigt (vgl. Kapitel 4). Zur Detektion dient die in Abbildung 3.13 dargestellte Nulldurchgangssensorik. Das Messprinzip basiert auf einem kapazitiv abgeglichenen ohmschen Spannungsteiler und einem Komparator.

Abbildung 3.14 verdeutlicht das Funktionsprinzip der Nulldurchgangserkennung anhand von u_{T1} . Dargestellt sind die Spannungen am Eingang des Komparators, das Nulldurchgangssignal sowie die Gate-Source Spannungen von T1 und T2.

Zum Zeitpunkt t_1 befindet sich der P-RFG in LZ-I. T1 ist eingeschaltet, daher betragen die DS-Spannung von T1 und die Spannung am invertierenden Eingang des Komparators null. Der Ausgang des Komparators $u_{zero,T1}$ ist gesetzt. Mit dem Einschalten von T2 bei t_2 wechselt der P-RFG zunächst von LZ-I zu LZ-II. Nach Ablauf

⁸<https://gansystems.com/design-center/application-notes/> - abgerufen am 18.01.2022

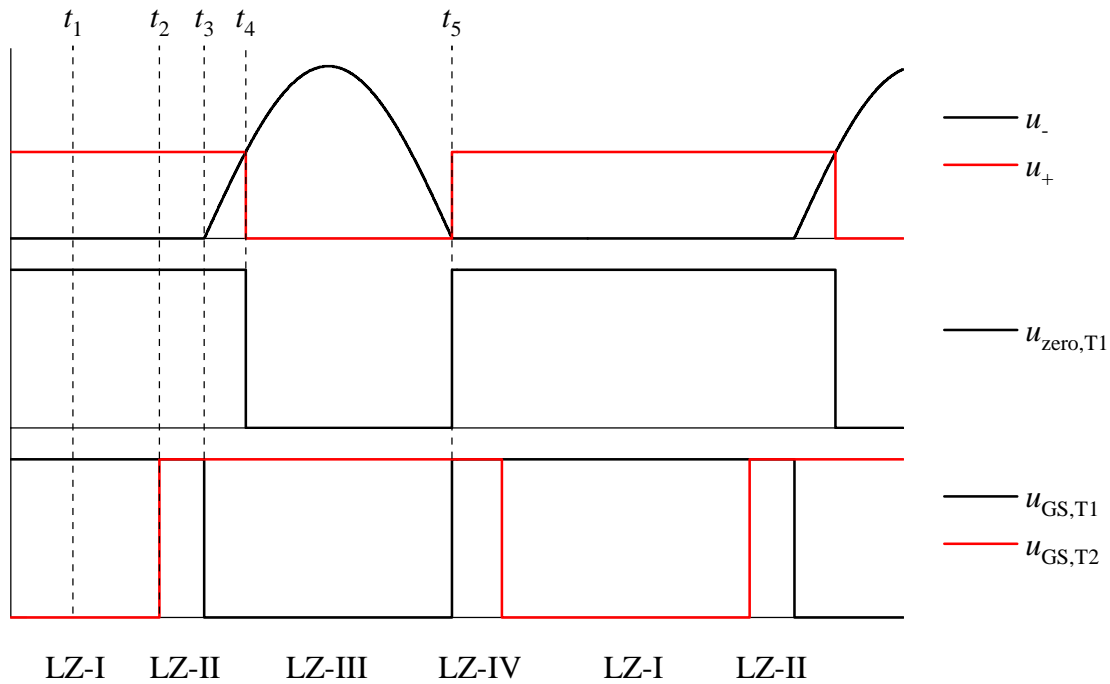


Abbildung 3.14: Idealisierte Zeitverläufe der Nulldurchgangssensorik von T1. Dargestellt sind die Spannungen am Eingang des Komparators u_- und u_+ , das generierte Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

der Überschneidungszeit wird T1 ausgeschaltet, woraufhin das System in LZ-III wechselt. Während LZ-III folgt u_{T1} der Resonanzkreisspannung, daher steigt die Spannung am invertierenden Eingang des Komparators ab Zeitpunkt t_3 sinusförmig an. Zum Zeitpunkt t_4 überschreitet u_- die Schaltschwelle am nichtinvertierenden Eingang des Komparators. Dadurch wird der Ausgangszustand verändert, das Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$ und u_+ sinken auf null. Zum Zeitpunkt t_5 sinkt die Spannung am invertierenden Eingang des Komparators auf null, weshalb der Ausgang des Komparators auf V_{DD} geschaltet wird. Die positive Flanke der Spannung $u_{zero,T1}$ entspricht dem negativen Nulldurchgang von u_{T1} . Zum Zeitpunkt t_5 steigt die Spannung u_+ aufgrund der Mitkopplung ebenfalls an. Dies verhindert im Praxisaufbau ein Mehrfachscharfen des Komparators, welches durch hochfrequente Störungen auf der Spannung u_- verursacht werden kann.

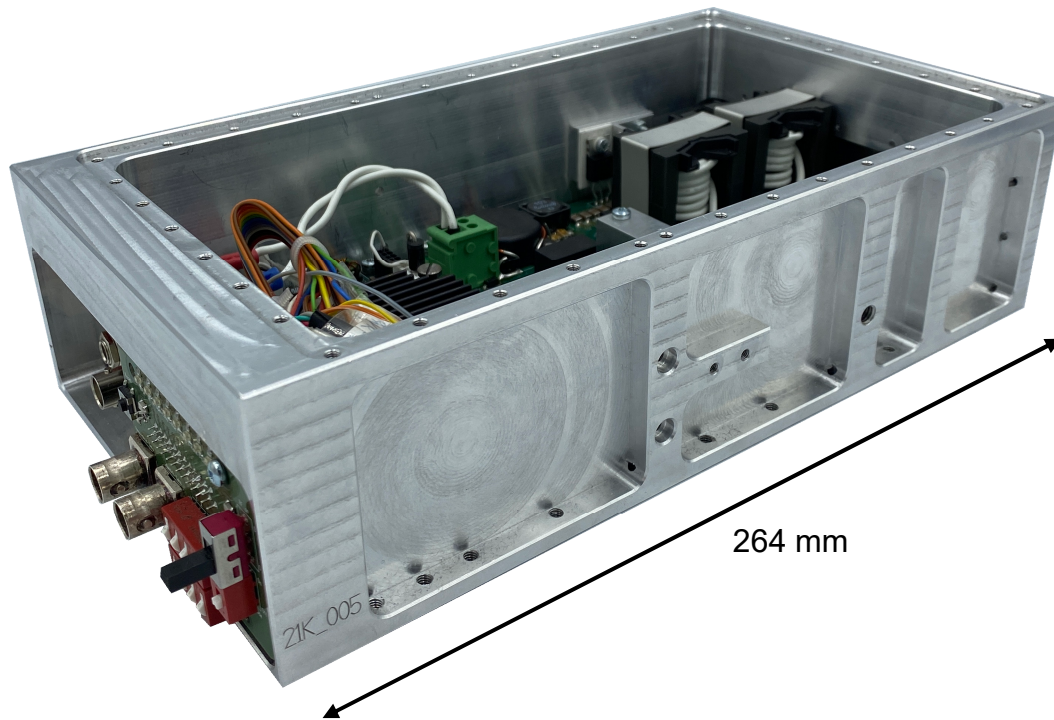
Der Spannungsteiler aus R_1 und R_2 besitzt ein großes Teilverhältnis, weil die DS-Spannung der Schalter zeitweise der Resonanzkreisspannung entspricht. Um die Verlustleistung in den Widerständen zu minimieren, wird der Spannungsteiler hochohmig ausgelegt. Dadurch entsteht ein Tiefpass mit der parasitären Kapazität am invertierenden Eingang des Komparators, sodass das generierte Nulldurchgangssignal im Vergleich

zum tatsächlichen Nulldurchgang der DS-Spannung eine Phasenverschiebung aufweist. Um den Einfluss der parasitären Kapazitäten zu kompensieren, wird der ohmsche Spannungsteiler durch die Kapazitäten C_1 und C_2 abgeglichen. Bei der Auswahl des Komparators, ist auf eine hohe Schaltgeschwindigkeit und geringe Durchlaufverzögerungen zu achten. Mit der entwickelten Nulldurchgangssensorik wird der Nulldurchgang der DS-Spannung mit einer zeitlichen Verzögerung von wenigen Nanosekunden wiedergegeben.

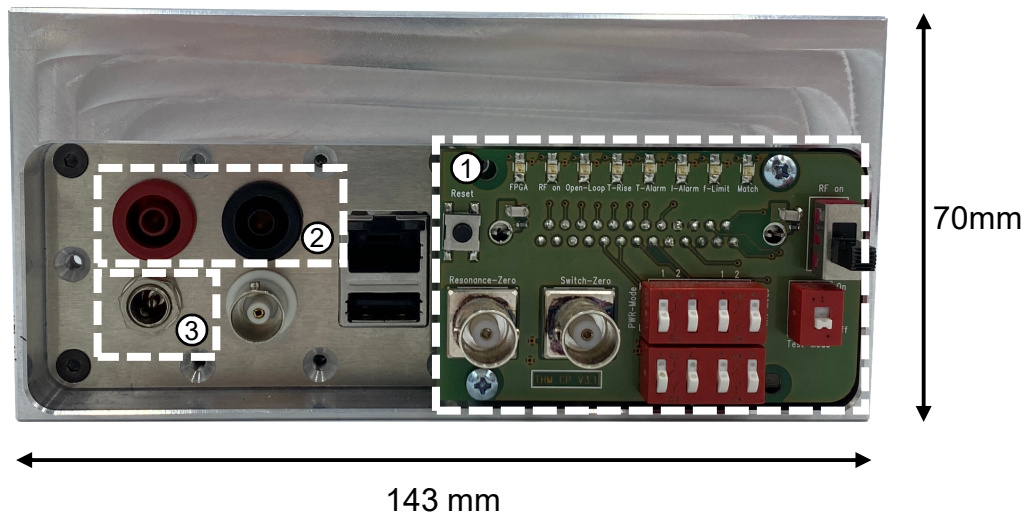
In Abbildung 3.15 (a) und (b) ist der entwickelte P-RFG im Gehäuse dargestellt. Das Gehäuse besteht aus Aluminium und dient dazu, hochfrequente Störungen abzuschirmen und die Verlustleistungen der kritischen Baugruppen abzuführen. An den Stirnflächen ist jeweils eine Blende vorhanden. An der Frontseite des P-RFGs befinden sich die Bedienplatine und die Anschlussklemmen der Spannungsversorgungen. Durch die Bedienplatine kann der P-RFG ein- bzw. ausgeschaltet werden. Zusätzlich wird der Betriebszustand des P-RFGs über mehrere Leuchtdioden angezeigt. Zwei BNC-Buchsen erlauben die Überwachung verschiedener Statussignale mit Hilfe eines Oszilloskops. Auf der gegenüberliegenden Seite des P-RFGs wird die Leitung und das Triebwerk angeschlossen.

Bei der Kontaktierung der Blenden und des Deckels wird auf eine hohe Dichte der Verschraubungen geachtet, sodass die resultierenden Schlitzlöcher minimiert werden. Zusätzlich sind die Blenden und der Deckel in das Gehäuse eingelassen. [15, 31]

Die Verlustleistung der kritischen Baugruppen wird über das Gehäuse abgeführt. Dazu ist eine optimale Anbindung der Baugruppen an das Gehäuse notwendig. Besonders hervorzuheben ist die Leistungsstufe. Die GaN-Halbleiterschalter befinden sich auf der Unterseite der Leistungsplatine und werden durch ein Montageteil mit Hilfe von zwei Federstiften auf den Kühlsteg des Gehäuses gedrückt. Dieser ist Bestandteil des Gehäuses und verteilt die Wärme auf die gesamte Fläche. Um die Kühlleistung zu erhöhen, kann ein Adapter zur Wasserkühlung auf der Unterseite des Gehäuses montiert werden.



(a)



(b)

Abbildung 3.15: (a) Gehäuse des P-RFGs (b) Vorderansicht des P-RFGs mit Bedienplatte (1) und Anschluss der Leistungsversorgung (2) sowie der Steuerspannung (3)

Kapitel 4

Regelungskonzept

Zu Beginn des nachfolgenden Kapitels wird das grundlegende Funktionsprinzip der Regelung anhand der Wirkungsweise einer Phasenregelschleife erläutert. Dabei wird aufgezeigt, welchen Einfluss die Einstellung des Sollwertes auf den stationären Endwert der Schaltfrequenz hat. Im Anschluss wird ein Modellierungsansatz entwickelt, der die Dynamik der Regelung beschreibt. Abschließend wird eine Übersicht über die Implementierung der Regelung auf dem FPGA gegeben.

4.1 Funktionsprinzip der Regelung

Die Regelung dient dazu, den optimalen Betrieb des P-RFGs mit der Schaltfrequenz f_{opt} sicherzustellen. Bei dieser Ansteuerfrequenz stimmen die Einschaltzeitpunkte der Halbleiterschalter exakt mit den Nulldurchgängen der DS-Spannungen überein. Laständerungen sollen durch die Regelung vollständig ausgeregelt werden, sodass ein effizienter Betrieb des P-RFGs auch nach dem Zünden des Triebwerks oder einer Änderung des Arbeitspunktes erhalten bleibt. Dabei soll die Dynamik des Einregelvorgangs durch die Parameter des Reglers einstellbar und so hoch sein, dass das Plasma dauerhaft mit genügend Leistung versorgt und die Leistungsschalter während eines Lastwechsels thermisch nicht zu stark belastet werden.

Die Idee der Regelung besteht darin, die Zeit zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals am Ausgang des FPGAs und dem Nulldurchgang der DS-Spannung kontinuierlich zu messen und auf einen einstellbaren Sollwert zu regeln. Eine korrekte Vorgabe des Sollwertes passt die Einschaltzeitpunkte der Halbleiterschalter exakt auf die Nulldurchgänge der DS-Spannungen an und stellt den Betrieb mit f_{opt} sicher. Als Stellgröße der Regelung dient die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter. Die Zeitpunkte der Nulldurchgänge von u_{T1} bzw. u_{T2} liefert die Nulldurchgangssensorik aus Abbildung 3.13.

Im Praxisaufbau treten zwischen den Ansteuersignalen am Ausgang des FPGAs und den tatsächlichen Ein- und Ausschaltzeitpunkten der Schalter zeitliche Verzögerungen auf. Deshalb kann der Sollwert der zeitlichen Verschiebung zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals und dem Nulldurchgang der DS-Spannung nicht null betragen.

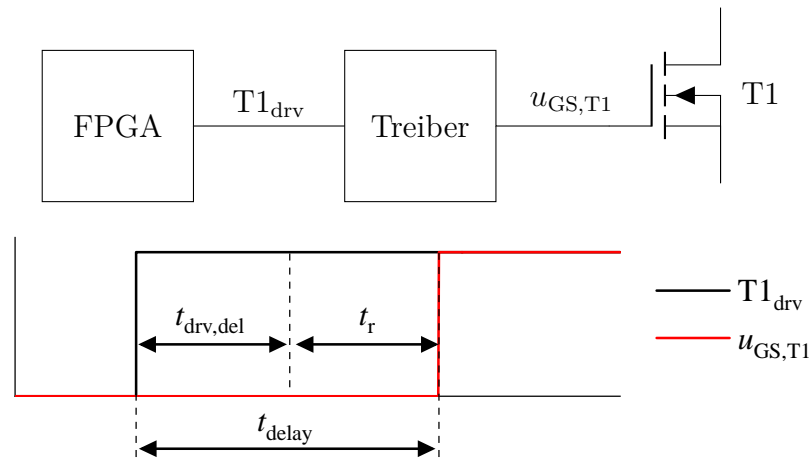


Abbildung 4.1: Zusammensetzung der zeitlichen Verzögerung t_{delay} zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals $T1_{\text{drv}}$ am Ausgang des FPGAs und der idealisierten Gate-Source-Spannung $u_{\text{GS},T1}$. Die Zeit t_{delay} setzt sich aus der Verzögerung des Treibers $t_{\text{drv,del}}$ und der des Einschaltvorgangs t_r zusammen

Durch ein zeitliches Voreilen des Ansteuersignals gegenüber dem Nulldurchgangssignal wird gewährleistet, dass das Einschalten zum Nulldurchgang stattfindet.

In dieser Arbeit wird die zeitliche Verzögerung zwischen dem Ansteuern des Schalters und dem tatsächlichen Ein- bzw. Ausschalten als t_{delay} bezeichnet. Abbildung 4.1 verdeutlicht dies am Beispiel des Einschaltens von T1. Die Zeit t_{delay} setzt sich aus der Signalverzögerung des Treibers $t_{\text{drv,del}}$ und der Verzögerung des Einschaltvorgangs t_r zusammen. Der Schaltvorgang wird mit einer idealen Flanke der Gate-Source Spannung betrachtet, die um die Zeitdauer t_{delay} verzögert zur Ansteuerung auftritt.

Die Regelung der zeitlichen Verschiebung wird nur für eines der beiden Ansteuersignale durchgeführt. Das Ansteuersignal des anderen Schalters ergibt sich durch eine symmetrische Aufteilung der Schalt-Periodendauer auf alle Leitzustände. Unter der Annahme, dass sich die Last innerhalb der Ansteuerperiode nicht ändert, findet der Schaltvorgang des zweiten Schalters auch unter ZVS-Bedingungen statt. In dieser Arbeit wird die Regelung für das Ansteuersignal von T1 entworfen.

Abbildung 4.2 verdeutlicht das Funktionsprinzip der Regelung anhand eines Beispiels. Der P-RFG befindet sich im stationären Zustand und die positive Flanke des Ansteuersignals von T1 ist dem Nulldurchgangssignal um die Zeitdauer t_{delay} voreilend. Durch die Sollwertvorgabe von t_{delay} wird die zeitliche Verzögerung vollständig kompensiert. Die Einschaltzeitpunkte stimmen exakt mit den Nulldurchgängen der DS-Spannungen überein. Zum Zeitpunkt t_1 wird T1 und zum Zeitpunkt t_2 T2 eingeschaltet. Der P-RFG wird mit der optimalen Ansteuerfrequenz f_{opt} betrieben. Auf Basis der Erläuterungen sind die Begriffe Regelgröße, Stellgröße und Sollwert für die entwickelte Regelung wie folgt definiert:

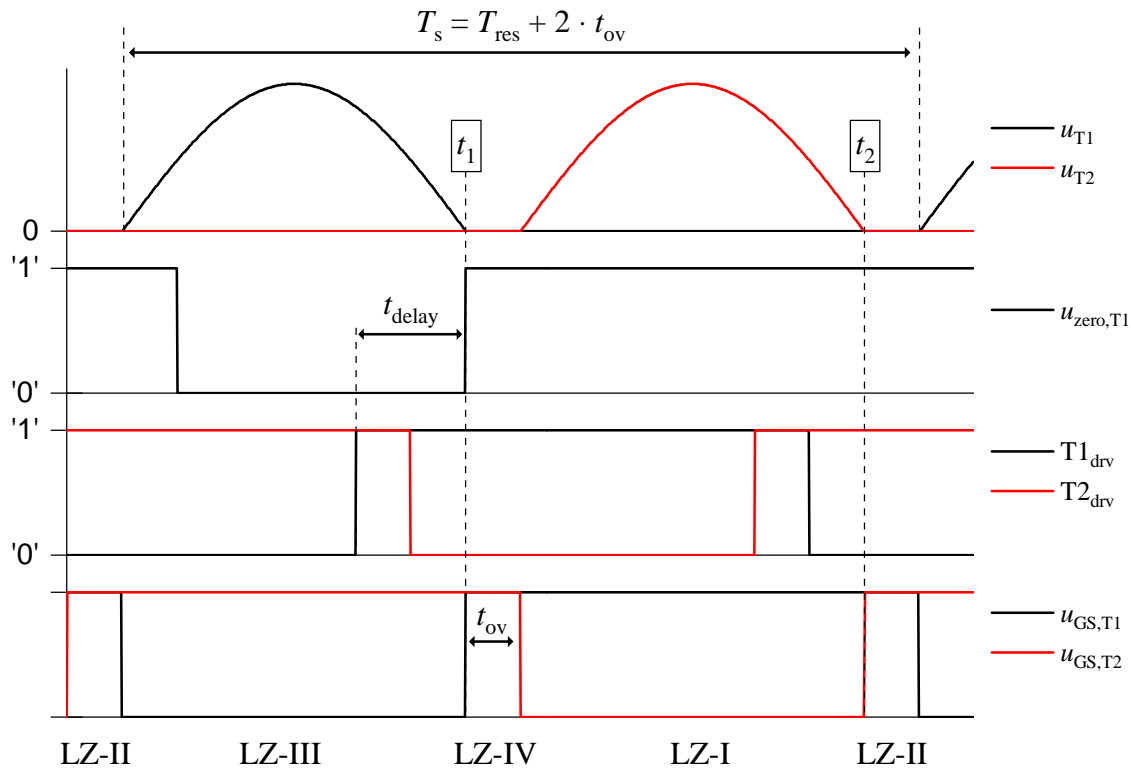


Abbildung 4.2: Zeitverläufe zur Erläuterung des Funktionsprinzips der Regelung. Dargestellt sind die DS-Spannungen u_{T1} und u_{T2} , das Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$, die Ansteuersignale am Ausgang des FPGA $T1_{drv}$ und $T2_{drv}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$.

- **Regelgröße:** Die Regelgröße heißt $n_{t,ist}$ und bezeichnet die zeitliche Verschiebung zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals von T1 und der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals $u_{zero,T1}$. Für die Berechnungen im FPGA entspricht sie einer äquivalenten Taktanzahl. Die Taktfrequenz des FPGA legt die zeitliche Auflösung von $n_{t,ist}$ fest.
- **Stellgröße:** Die Stellgröße n_{fs} ist die Ansteuerperiodendauer bzw. Ansteuerfrequenz der Halbleiterschalter. Sie wird innerhalb des FPGAs ebenfalls durch eine äquivalente Anzahl von Abtastschritten dargestellt. Mit der Taktfrequenz des FPGAs folgt für die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter:

$$f_s = \frac{f_{clk}}{n_{fs}}. \quad (4.1)$$

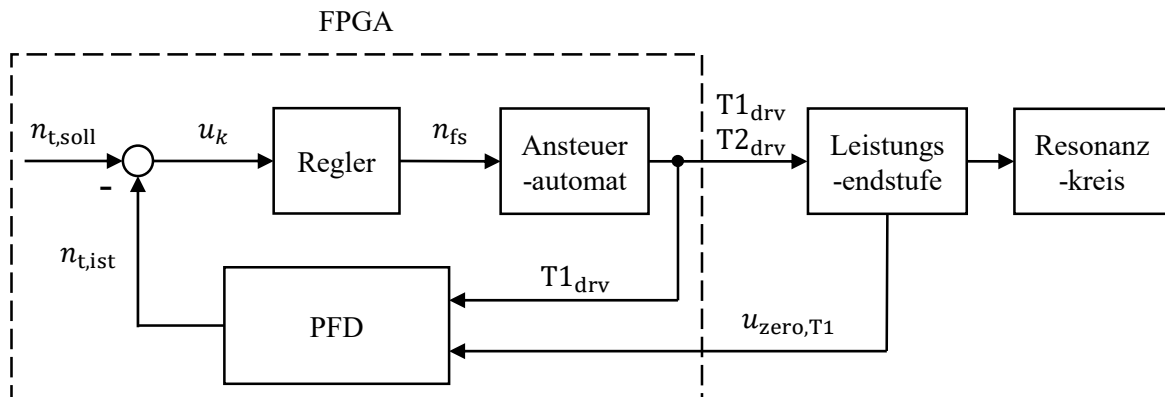


Abbildung 4.3: Blockschaltbild der Regelung und Darstellung der Verkopplung zwischen FPGA, Leistungsendstufe und Resonanzkreis

- **Sollwert:** Der Sollwert der Regelgröße $n_{t,soll}$ legt die zeitliche Verschiebung zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals von T1 und der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals $u_{zero,T1}$ fest.

Die Umsetzung der Regelung erfolgt mit einer Phasenregelschleife. Abbildung 4.3 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild der entwickelten Regelung. Sie besteht aus einem Phasendetektor, einem Regler und einem Ansteuerautomaten, der sich mit dem VCO einer PLL vergleichen lässt. Er erzeugt die Ansteuersignale der Halbleiterschalter in Abhängigkeit der eingehenden Periodendauer n_{fs} , die symmetrisch auf die vier Schaltzustände des P-RFGs aufgeteilt wird. Die Anregung des Parallelschwingkreises führt zu oszillierenden DS-Spannungen an den Halbleiterschaltern. Die Nulldurchgänge von u_{T1} werden durch die Nulldurchgangssensorik erfasst und vom FPGA abgetastet. Das Nulldurchgangssignal und das Ansteuersignal von T1 sind mit dem Eingang des Phasendetektors verbunden, der in dieser Arbeit durch einen PFD umgesetzt wird und den Istwert der Regelgröße ermittelt. Er wandelt die zeitliche Verschiebung zwischen den positiven Flanken beider Signale in eine entsprechende Taktzahl $n_{t,ist}$ um. Der Vergleich mit dem Sollwert der Regelung liefert die Regelabweichung u_k , aus der der Regler die aktualisierte Periodendauer berechnet. Ein wesentlicher Unterschied zur PLL-Struktur in Kapitel 2.3 ist die Verkopplung der PLL mit der Leistungsendstufe und dem Resonanzkreis.

Auswirkung des Sollwertes auf die Schaltfrequenz

Die Vorgabe des Sollwertes hat wesentlichen Einfluss auf die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter und den Betriebszustand des P-RFGs. Basierend auf der Verzögerung t_{delay} sind drei unterschiedliche Fälle zu betrachten:

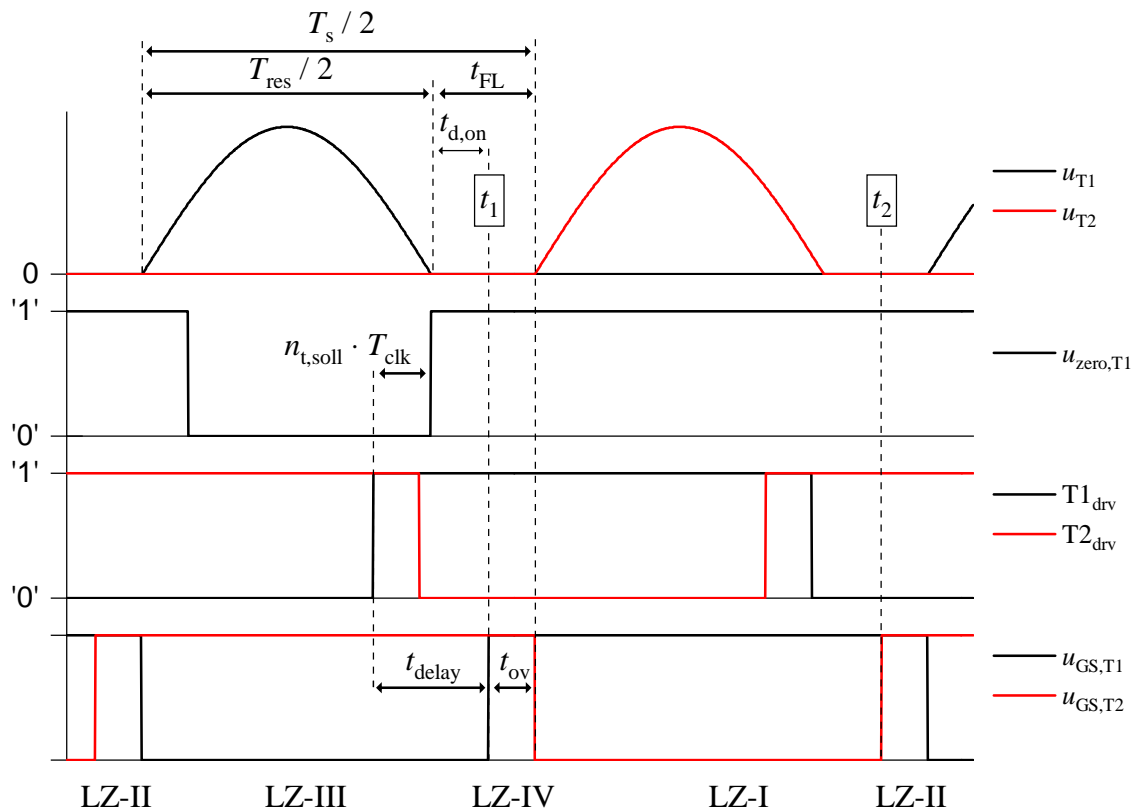


Abbildung 4.4: Auswirkung des Sollwertes auf den stationären Endwert der Schaltfrequenz. Dargestellt sind die DS-Spannungen u_{T1} und u_{T2} , das Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$, die Ansteuersignale am Ausgang des FPGA $T1_{drv}$ und $T2_{drv}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

- $n_{t,soll} \cdot T_{clk} < t_{delay}$: Dieser Fall ist beispielhaft in Abbildung 4.4 dargestellt. Das System befindet sich im stationären Zustand und die positive Flanke des Ansteuersignals von T1 eilt der positiven Flanke von $u_{zero,T1}$ um die Zeitdauer $n_{t,soll} \cdot T_{clk}$ vor. Der eingestellte Sollwert kompensiert die vorliegende Verzögerung nicht vollständig, weshalb der Einschaltvorgang von T1 zum Zeitpunkt t_1 und der Einschaltvorgang von T2 zum Zeitpunkt t_2 stattfinden. Beide Einschaltzeitpunkte sind um die Zeitdauer $t_{d,on}$ zum Nulldurchgang der DS-Spannung verschoben. Die ZVS-Bedingung ist gewährleistet, da die Inversdioden der Schalter die DS-Spannungen auf näherungsweise null begrenzen. Die Ansteuerfrequenz ist kleiner als f_{opt} und die Freilaufdauer t_{FL} steigt über den Wert der Überschneidungszeit an.
- $n_{t,soll} \cdot T_{clk} = t_{delay}$: Der eingestellte Sollwert kompensiert die Verzögerung t_{delay} vollständig. Die Einschaltzeitpunkte von T1 und T2 liegen exakt auf den Null-

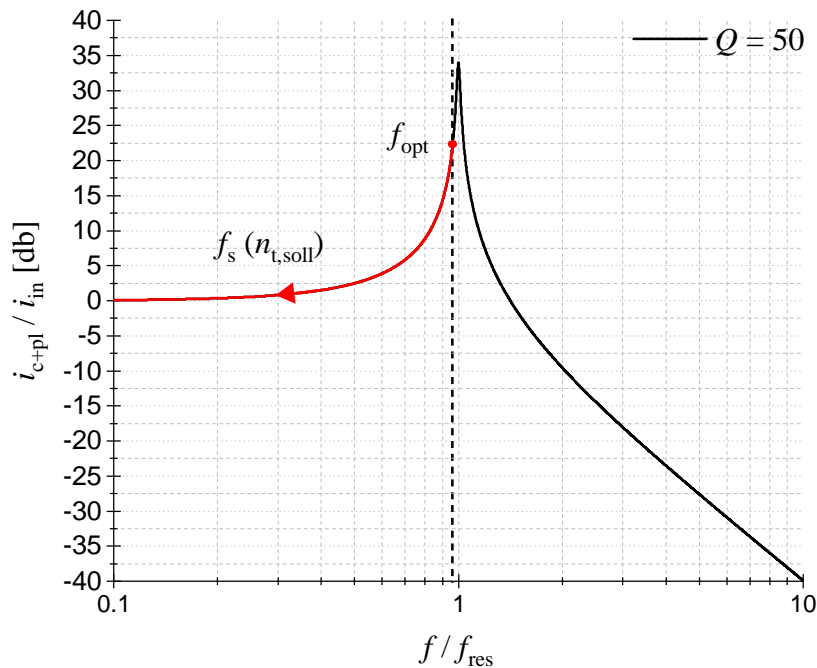


Abbildung 4.5: Amplitudengang des Parallelschwingkreises mit den Strömen i_{in} als Eingangsgröße und i_{c+pl} als Ausgangsgröße bei einer Güte von $Q = 50$. Eine Einstellung des Sollwerts nach $n_{t,soll} \cdot T_{clk} \leq t_{delay}$ führt zu den rot markierten Schaltfrequenzen und gewährleistet gemäß Abbildung 3.7 den ZVS Betrieb des P-RFGs

durchgängen der DS-Spannungen. Die Ansteuerfrequenz entspricht der optimalen Betriebsfrequenz des P-RFGs. Die ZVS-Bedingung ist erfüllt und die Zeitdauer des Freilaufzustands entspricht der Überschneidungszeit.

- $n_{t,soll} \cdot T_{clk} > t_{delay}$: Wird der Sollwert größer als die zeitliche Verzögerung t_{delay} gewählt, erfolgt der Schaltvorgang von T1 und T2 unter Spannung. Dies hat Schaltverluste zur Folge, die den Wirkungsgrad des RFGs verringern. Das Einschalten unter Spannung führt zur sofortigen Generierung eines Nulldurchgangssignals, weil die DS-Kapazität durch den Schaltvorgang über den Kanal des Halbleiterschalters kurzgeschlossen wird. In diesem Fall entspricht der Istwert der Regelgröße der Verzögerung t_{delay} . Der Sollwert der Regelgröße ist größer als t_{delay} , weshalb der Regler die Ansteuerfrequenz der Halbleiterschalter erhöht. Dadurch entsteht eine Mitkopplung und es ist kein stabiler Betrieb möglich. Der Mitkopplung kann mit einer besonderen Routine bei der Implementierung des Reglers entgegengewirkt werden, allerdings ist die ZVS-Bedingung nicht gewährleistet weshalb der Betrieb des P-RFGs mit diesem Sollwert ausgeschlossen wird.

Die Abhängigkeit zwischen dem eingestellten Sollwert und der Ansteuerfrequenz der Schalter im stationären Endzustand folgt aus Abbildung 4.4 und lautet:

$$f_s = [T_{\text{res}} + 2 \cdot (t_{\text{ov}} + (t_{\text{delay}} - n_{t,\text{soll}} \cdot T_{\text{clk}}))]^{-1}. \quad (4.2)$$

Gleichung 4.2 verdeutlicht, dass der stationäre Endwert der Schaltfrequenz maßgeblich von $n_{t,\text{soll}}$ und t_{delay} abhängt.

Tritt im eingeregelteten Zustand eine Laständerung auf, die zu einer Anregung des Parallelschwingkreises mit $f_s > f_{\text{opt}}$ führt, werden die Halbleiterschalter gemäß der Zeitverläufe in Abbildung 3.7 im ersten Moment unter Spannung eingeschaltet. Dies führt zu einer unmittelbaren Generierung des Nulldurchgangssignals, weshalb der Istwert der Regelgröße t_{delay} beträgt. Folglich führt eine Sollwertvorgabe, die t_{delay} exakt kompensiert, bei solch einem Lastsprung zu einer Regelabweichung von null, wodurch der Regler die Schaltfrequenz konstant hält und nicht auf die geänderte Last anpasst.

Um diesen Betriebszustand zu vermeiden wird der Sollwert der Regelung so gewählt, dass die Bedingung $n_{t,\text{soll}} \cdot T_{\text{clk}} < t_{\text{delay}}$ gewährleistet ist. Dies führt zu den in Abbildung 4.5 rot markierten Schaltfrequenzen, bei denen die ZVS-Bedingung für das Einschalten von T1 und T2 gewährleistet ist. Die Vorgabe von $n_{t,\text{soll}}$ kompensiert die Verzögerung t_{delay} bis auf wenige Abtastschritte, sodass f_s an f_{opt} bestmöglich angeglichen wird.

4.2 Modellbildung

Nachfolgend wird ein Modellierungsansatz vorgestellt, der das zeitliche Verhalten der Regelung für den entwickelten P-RFG inklusive Leistungsendstufe und Resonanzkreis beschreibt. Das Modell wird genutzt, um einen geeigneten Reglertyp für die Implementierung auszuwählen und Reglerparameter abzuleiten, sodass der Regelkreis stabil ist und eine hohe Dynamik aufweist. Die Modellbildung erfolgt im Frequenzbereich und ist an das Blockschaltbild in Abbildung 4.3 angelehnt. Die Funktionsweise der wesentlichen Elemente wird durch deren Übertragungsverhalten beschrieben.

Die Beschreibung der Regelgröße erfolgt in Abhängigkeit der Schaltfrequenz f_s und der Resonanzfrequenz f_{res} . Dies erfordert eine Linearisierung des Übertragungsverhaltens der Regelgröße und des Ansteuerautomaten. Alternativ kann die Beschreibung auch durch die Periodendauern T_s und T_{res} erfolgen. Werden die Arbeitspunkte der Linearisierungen identisch gewählt, stimmen beide Modellierungsansätze für die Übertragungsfunktion der Schaltfrequenz G_{f_s} überein. Die Störübertragungsfunktion G_z weist beim Modellierungsansatz mit f_s und f_{res} im Vergleich zur Modellierung mit Periodendauern im Zähler den zusätzlichen Verstärkungsfaktor $-1/f_{\text{DCO,A}}^2$ auf.

Übertragungsverhalten der Regelgröße

Die mathematische Beschreibung der Regelgröße wird aus den Zeitverläufen der Schaltungsanalyse abgeleitet und berücksichtigt die Verkopplung zwischen der Regelung und der Leistungsendstufe mit dem Parallelschwingkreis (vgl. Anhang C.1 auf Seite XV).¹

Es besteht ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen t_{ist} , der Schaltfrequenz und der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises. Um das Verhalten der Regelgröße durch eine Übertragungsfunktion darzustellen, wird der nichtlineare Zusammenhang um einen definierten Arbeitspunkt A linearisiert. Für kleine Aussteuerungen um diesen Arbeitspunkt ist das Übertragungsverhalten proportional. Gleichung 4.3 beschreibt das Übertragungsverhalten in Abhängigkeit von f_s und f_{res} für kleine Aussteuerungen um den Arbeitspunkt A:

$$\Delta n_{t,\text{ist}}(s) = \begin{cases} \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot [K_{f_s} \cdot \Delta f_s(s) + K_{f_{\text{res}}} \cdot \Delta f_{\text{res}}(s)] & , \text{für } f_s \leq f_{\text{opt}} \\ \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot t_{\text{delay}}, & , \text{für } f_s > f_{\text{opt}} \end{cases} \quad (4.3)$$

mit $K_{f_s} = 1/(2 \cdot f_{s,A}^2)$, $K_{f_{\text{res}}} = -1/(2 \cdot f_{\text{res},A}^2)$, $\Delta f_s = f_s - f_{s,A}$ und $\Delta f_{\text{res}} = f_{\text{res}} - f_{\text{res},A}$.

Übertragungsfunktion des Reglers

Die Beschreibung des Reglers soll zunächst durch eine beliebige Übertragungsfunktion $G_R(s)$ erfolgen:

$$G_R(s) = \frac{n_{f_s}(s)}{u_k(s)}. \quad (4.4)$$

Übertragungsfunktion des Ansteuerautomaten

Die Funktionsweise des Ansteuerautomaten gleicht der eines VCOs. In Abhängigkeit der vorgegebenen Taktzahl n_{f_s} erzeugt er die Ansteuersignale der Halbleiterschalter. Da der mathematische Zusammenhang zwischen der eingehenden Taktzahl n_{f_s} und der Ansteuerfrequenz f_s nichtlinear ist, muss eine Linearisierung um einen Arbeitspunkt A durchgeführt werden. Für kleine Aussteuerungen um diesen Arbeitspunkt ist das Übertragungsverhalten proportional und lässt sich durch Gleichung 4.5 darstellen. Die Herleitung des Ausdrucks erfolgt in Anhang C.2 auf Seite XIX. Der Index der Übertragungsfunktion verdeutlicht, dass es sich um einen digital umgesetzten Oszillator handelt:

¹Bei der implementierten Regelung auf dem FPGA wird die Regelgröße durch den PFD und einen Zähler ermittelt. Sie wandeln die zeitliche Verschiebung zwischen den positiven Flanken in eine entsprechende Taktzahl um. Das Verhalten beider Module wird für die Beschreibung der Regelgröße idealisiert betrachtet, sodass die Zeit t_{ist} durch den Faktor $1/T_{\text{clk}}$ in $n_{t,\text{ist}}$ umgewandelt wird.

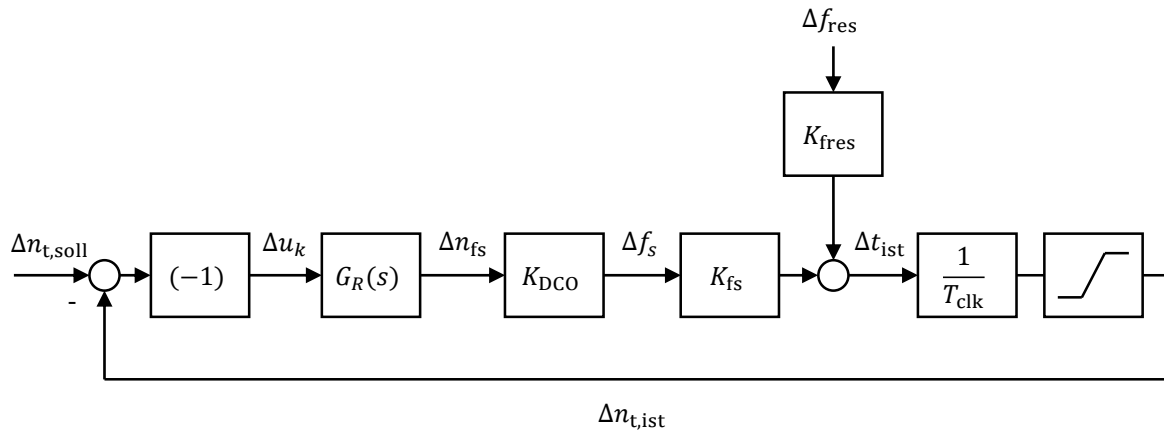


Abbildung 4.6: Blockschaltbild des geschlossenen Regelkreises mit den linearisierten Beschreibungen der wesentlichen Elemente

$$G_{\text{DCO}}(s) = \frac{\Delta f_s(s)}{\Delta n_{fs}(s)} = K_{\text{DCO}} = \frac{-f_{\text{DCO,A}}^2}{f_{\text{clk}}}. \quad (4.5)$$

Vorzeichenumkehr

Für die korrekte Funktionsweise der Regelung muss eine Vorzeichenumkehr der Regelabweichung hinzugefügt werden. Die Herleitung finden sich in Anhang C.3 auf Seite XX. Die Vorzeichenumkehr wird unmittelbar nach dem Vergleich zwischen Soll- und Istwert eingefügt.

Modellierungsansatz

In Abbildung 4.6 ist das Blockschaltbild des geschlossenen Regelkreises für kleine Aussteuerungen um den linearisierten Arbeitspunkt A dargestellt, welcher über die Frequenzen $f_{s,A}$, $f_{res,A}$ und $f_{\text{DCO,A}}$ definiert ist. Durch das Begrenzungselement wird sichergestellt, dass der Istwert der Regelgröße maximal $t_{\text{delay}}/T_{\text{clk}}$ beträgt. Weil der offene Regelkreis $G_0(s)$ ausschließlich proportionales Verhalten aufweist, wird für die Implementierung als Reglertyp ein PI-Regler ausgewählt. Der Integralanteil stellt sicher, dass die Regelabweichung im stationären Endzustand verschwindet.

Im Betrieb muss der P-RFG dynamische Laständerungen beherrschen. Sie zeichnen sich durch variable L_{c+pl} und R_{c+pl} aus und verändern die Resonanzfrequenz. Diese wirkt sich auf die Regelgröße wie eine Störgröße aus. Aus diesem Grund kommt dem Störübertragungsverhalten und der Anpassung der Schaltfrequenz infolge einer Laständerung hohe Bedeutung zu. In Anhang C.4 auf Seite XXII werden beide Übertragungsfunktionen hergeleitet. Für die Herleitung wird das Begrenzungselement aus Abbildung 4.6 vernachlässigt, sodass die Übertragungsfunktionen streng genommen

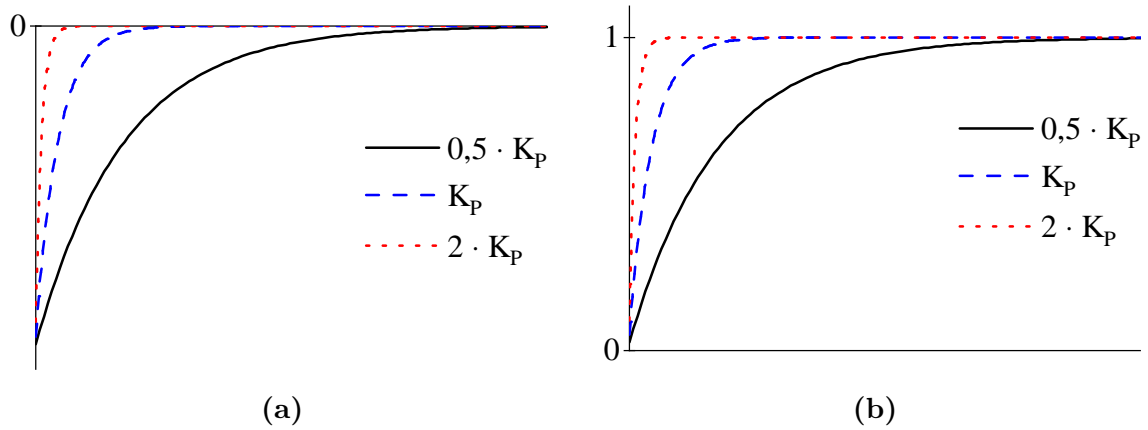


Abbildung 4.7: (a) Sprungantwort der Übertragungsfunktionen $G_z(s)$ (b) Sprungantwort der Übertragungsfunktionen $G_{fs}(s)$

nur für den Betrieb mit $f_s \leq f_{opt}$ gültig sind. Die Übertragungsfunktionen resultieren unter der Annahme eines PI-Reglers mit der Verstärkung K_P und einer Zeitkonstanten T_n zu:

$$G_z(s) = \frac{\Delta n_{t,ist}(s)}{\Delta f_{res}(s)} = (-1) \cdot \frac{\frac{f_{s,A}^2 \cdot f_{clk}}{f_{res,A}^2 \cdot f_{DCO,A}^2 \cdot K_P} \cdot T_n \cdot s}{\left(1 + \frac{2 \cdot f_{s,A}^2}{f_{DCO,A}^2 \cdot K_P}\right) \cdot T_n \cdot s + 1} = (-1) \cdot \frac{K_{DT1} \cdot s}{T_{DT1} \cdot s + 1} \quad (4.6)$$

$$G_{fs}(s) = \frac{\Delta f_s(s)}{\Delta f_{res}(s)} = \frac{\frac{f_{s,A}^2}{f_{res,A}^2} \cdot (T_n \cdot s + 1)}{\left(1 + \frac{2 \cdot f_{s,A}^2}{f_{DCO,A}^2 \cdot K_P}\right) \cdot T_n \cdot s + 1} = \frac{K_{PPT1} \cdot (T_V \cdot s + 1)}{T_I \cdot s + 1}. \quad (4.7)$$

Die Störübertragungsfunktion $G_z(s)$ entspricht einem DT1-Glied mit einer Verstärkung K_{DT1} und einer Zeitkonstanten T_{DT1} . Das Systemverhalten von $G_{fs}(s)$ lässt sich durch einen Vergleich der Zeitkonstanten des Nenners und Zählers bestimmen. Weil die Zeitkonstante des Zählers T_V für $K_P, T_n > 0$ stets kleiner als die Zeitkonstante des Nenners T_I ist, handelt es sich bei G_{fs} um ein PPT1-Systemverhalten. [33]

Abbildung 4.7 visualisiert die Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G_z(s)$ und $G_{fs}(s)$ für einen Einheitssprung bei $t = 0$ mit unterschiedlichen Parametrierungen von K_P und konstantem T_n . Der PI-Regler gleicht durch Anpassung der Schaltfrequenz die Änderung der Resonanzfrequenz aus (Abbildung 4.7 (b)) und gewährleistet, dass die Regelgröße nach dem Lastsprung weiterhin dem Sollwert entspricht (Abbildung 4.7 (a))². Die Zeitkonstante des Einregelvorgangs wird durch die Reglereinstellung maßgeblich beeinflusst.

²Bei der Analyse des Störübertragungsverhaltens wird der Sollwert der Regelung $n_{t,soll}$ auf null gesetzt.

Der geschlossene Regelkreis ist stabil, wenn alle Nullstellen der charakteristischen Gleichung einen negativen Realteil aufweisen. Die charakteristische Gleichung der Übertragungsfunktionen $G_z(s)$ und $G_{fs}(s)$ lautet:

$$\left(1 + \frac{2 \cdot f_{s,A}^2}{f_{\text{DCO},A}^2 \cdot K_P}\right) \cdot T_n \cdot s + 1 = 0 \quad (4.8)$$

und hat die Nullstelle:

$$s = \frac{-1}{\left(1 + \frac{2 \cdot f_{s,A}^2}{f_{\text{DCO},A}^2 \cdot K_P}\right) \cdot T_n}. \quad (4.9)$$

Der Realteil der Nullstelle ist für $K_P, T_N > 0$ stets negativ, weshalb der Regelkreis für diese Reglereinstellung stabil ist.

Für die experimentellen Untersuchungen werden die Reglerparameter mit Hilfe der Sprungantworten von $G_{fs}(s)$ bzw. $G_z(s)$ und dem Simulationsmodell des P-RFGs experimentell bestimmt, sodass ein stationärer Zustand im Bereich weniger zehn Mikrosekunden erreicht wird.

4.3 Implementierung

Im folgenden Abschnitt wird die Umsetzung der Regelung auf dem FPGA beschrieben. Eingangs wird eine Übersicht über das gesamte Design gegeben. Anschließend wird auf die Implementierung der wesentlichen Module im Detail eingegangen.

Die Implementierung erfolgt unter Verwendung der Hardwarebeschreibungssprache **V**ery **H**igh Speed Integrated Circuit Hardware **D**escription **L**anguage (VHDL). Das Design besteht aus mehreren Modulen, die in der obersten Ebene miteinander verschaltet werden. Diese sogenannte Top-Entity zeigt Abbildung 4.8 als Blockschaltbild. Wesentlicher Bestandteil der implementierten Module sind Zustandsautomaten, die sich in VHDL durch unterschiedliche Architekturvarianten umsetzen lassen. Einen Überblick der verschiedenen Varianten und deren Vor- bzw. Nachteile gibt Referenz [49, S.130ff]. In dieser Arbeit erfolgt die Umsetzung der Zustandsautomaten mindestens durch einen getakteten Prozess. Daher wird am Eingang der Module zusätzlich ein Taktsignal f_{clk} benötigt. Um die Übersicht des Blockschaltbildes zu wahren, wird auf die Darstellung des Taktsignals verzichtet. Die Module der Top-Entity lassen sich drei übergeordneten Gruppen und Funktionen zuordnen.

Einsynchronisierung

Zunächst werden alle Eingangssignale auf den Systemtakt des FPGAs synchronisiert. Dieser Prozess ist notwendig, um die Auftrittswahrscheinlichkeit eines metastabilen Zustands bei der Signalverarbeitung zu verringern. [36]. Die Einsynchronisierung ruft

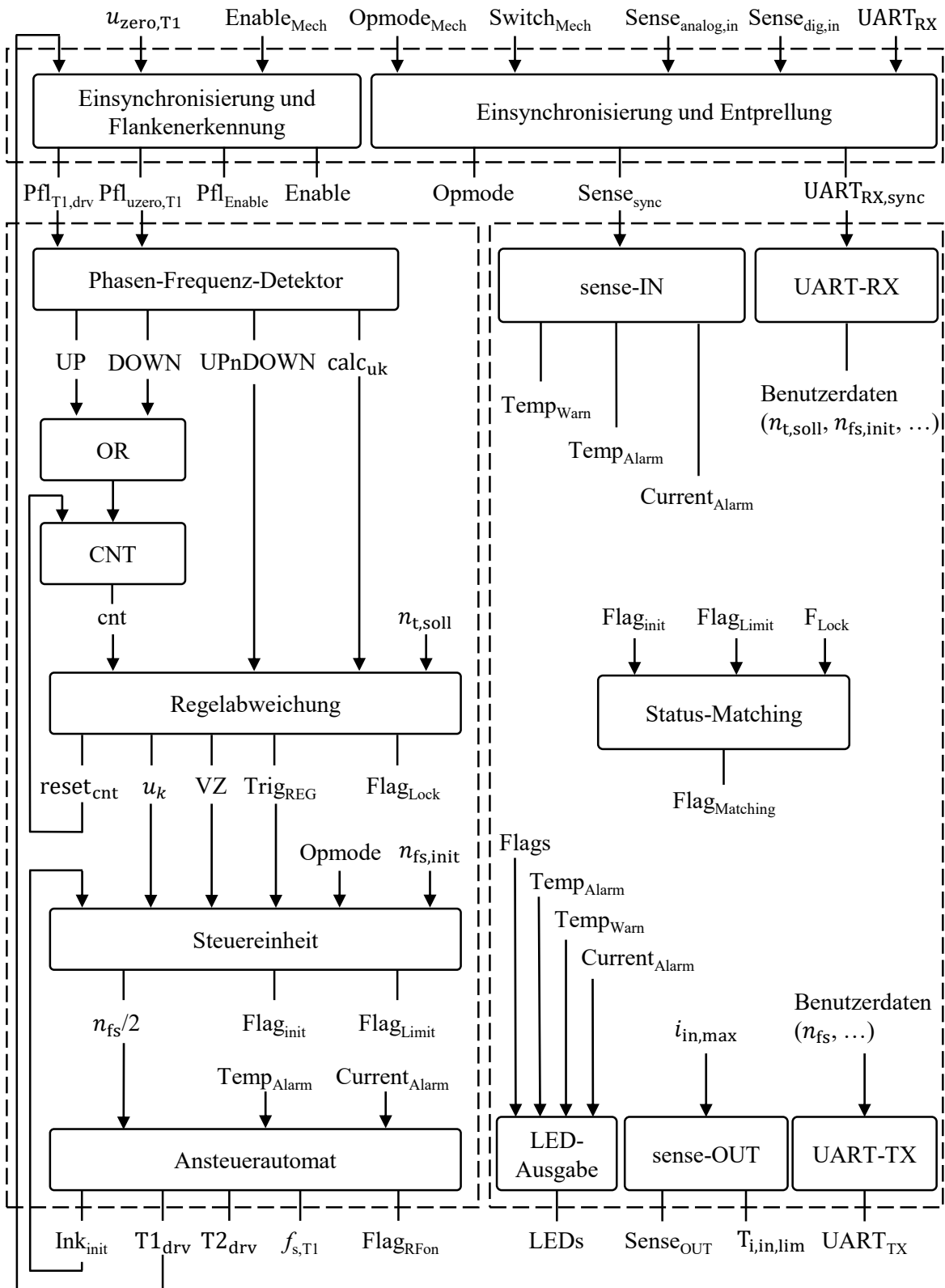


Abbildung 4.8: Übersichtsdarstellung der implementierten Top-Entity zur Umsetzung der Regelung auf dem FPGA

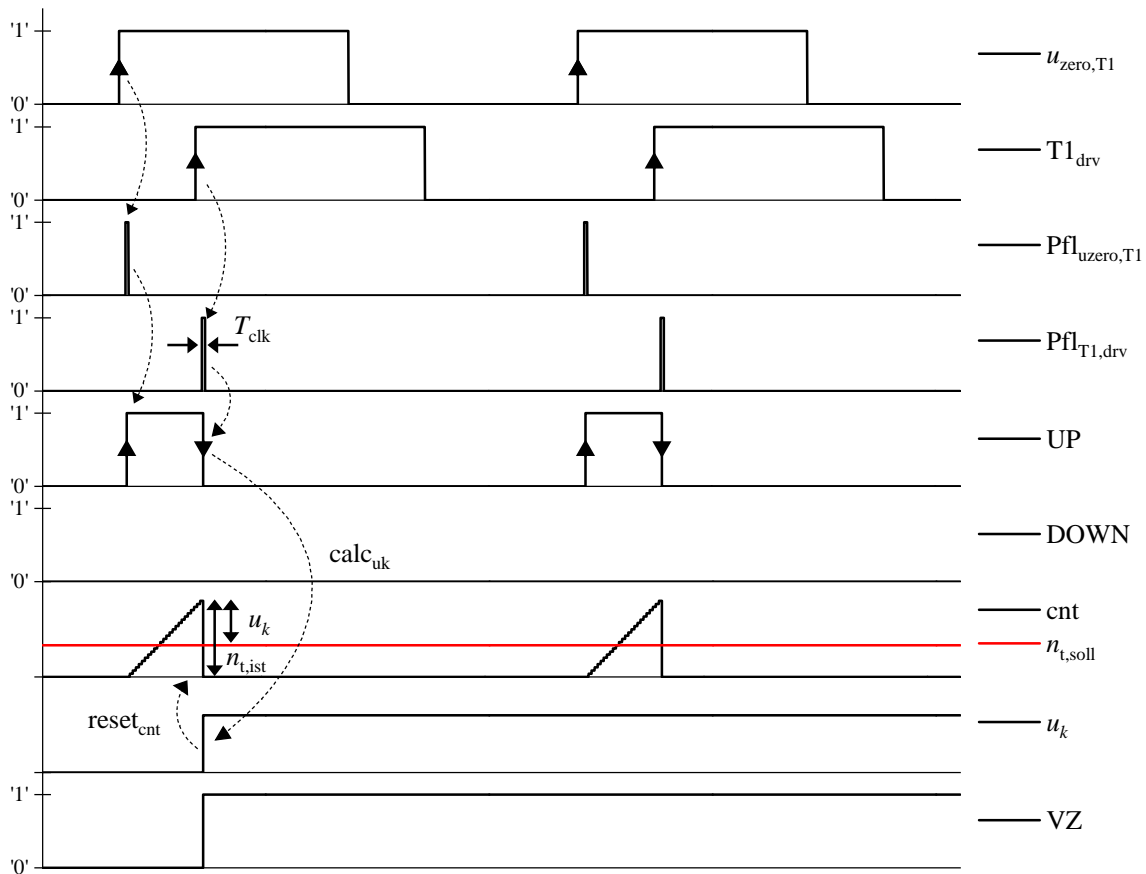


Abbildung 4.9: Zeitverläufe der wesentlichen Signale der Regelung zur Veranschaulichung des Funktionsprinzips. Dargestellt sind das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$, das Ansteuersignal $T1_{\text{drv}}$, die Hilfssignale der positiven Flanken $PFL_{u_{\text{zero},T1}}$ und $PFL_{T1,drv}$, die Signale am Ausgang des PFDs UP und DOWN, der Zählerstand cnt und der Sollwert der Regelgröße $n_{t,\text{soll}}$, die Regelabweichung u_k sowie das Hilfssignal zur Verdeutlichung des Vorzeichens der Regelabweichung VZ

eine Verzögerung von wenigen Takten hervor, die für die entwickelte Regelung allerdings vernachlässigt werden kann.

Generierung der Ansteuersignale

Für den RFG sind 2 Betriebsarten vorgesehen, die über einen Kippschalter an der Bedienplatte verstellt und über das Signal Opmode unterschieden werden können. Im gesteuerten Betrieb ist die Regelung deaktiviert, T1 und T2 werden mit der konstanten Taktfrequenz $f_{s,\text{init}}$ betrieben, die entweder über mehrere Kippschalter an der Bedien-

platine des RFGs oder über die Kommunikationsschnittstelle UART-RX eingestellt werden kann. Im gesteuerten Betrieb hängen die Einschaltzeitpunkte der Halbleiterschalter von der Wahl der Ansteuerfrequenz, der Resonanzfrequenz des Schwingkreises und der Verzögerung t_{delay} ab. Ein verlustreduziertes Einschalten der Halbleiterschalter ist nicht zwingend gewährleistet. Deshalb wird der gesteuerte Betrieb ausschließlich zur Inbetriebnahme und zu Diagnosezwecken verwendet.

Im Gegensatz dazu bringt der geregelte Betrieb die positive Flanke des Ansteuersignals von T1 in eine vorgegebene zeitliche Verschiebung zum Nulldurchgang von u_{T1} . Bei korrekter Vorgabe des Sollwertes ist die ZVS-Bedingung für die Einschaltvorgänge von T1 und T2 sichergestellt. Ein Berechnungsschritt der Regelung besteht aus drei Teilprozessen. Zur Erläuterung der Teilprozesse zeigt Abbildung 4.9 die Zeitverläufe der wesentlichen Signale für den Regelvorgang.

Zuerst wird der Istwert der Regelgröße berechnet. Dazu wandelt der PFD und der nachgeschaltete Zähler die zeitliche Verschiebung zwischen der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals $u_{\text{zero},T1}$ und der des Ansteuersignals von T1 in eine äquivalente Anzahl von Takten um. Um die positiven Flanken detektieren zu können, werden die einsynchronisierten Bitfolgen in den Schieberegistern mit einem vorgegebenen Bitmuster (bspw. 000111 für eine ideale positive Flanke) verglichen. Sobald die einsynchronisierte und vorgegebene Bitfolge übereinstimmen, werden die Hilfssignale $\text{Pfl}_{u_{\text{zero},T1}}$ bzw. $\text{Pfl}_{T1,\text{drv}}$ für jeweils einen Systemtakt gesetzt. Über die Bitfolge und die Breite des Schieberegisters können Störungen im Eingangssignal zusätzlich gefiltert werden. Beide Signale sind mit dem Eingang des PFDs verbunden.

Basierend auf den Eingangssignalen des PFDs werden am Ausgang UP- bzw. DOWN-Pulse erzeugt. Die Pulsbreite gibt die zeitliche Verschiebung der positiven Flanken wieder. In dieser Arbeit wird der PFD so implementiert, dass ein UP-Puls generiert wird, wenn die positive Flanke des Nulldurchgangssignals $\text{Pfl}_{u_{\text{zero},T1}}$ vor der Flanke des Ansteuersignals $\text{Pfl}_{T1,\text{drv}}$ detektiert wird. Bei umgekehrter Reihenfolge wird am Ausgang ein DOWN-Puls erzeugt. Durch dieses Konzept ist neben dem Absolutwert der zeitlichen Verschiebung auch bekannt, in welche Richtung die Frequenz durch den Regler korrigiert werden muss.

Das Modul CNT wandelt die Pulsbreite der UP- und DOWN-Signale in einen Zählerstand um, der dem Istwert von $n_{t,\text{ist}}$ entspricht. Dazu wird ein Zähler mit dem Systemtakt des FPGA inkrementiert, solange ein UP- oder DOWN-Puls am Eingang des Moduls vorliegt.

Die Berechnung der Regelabweichung erfolgt im Modul Regelabweichung und wird durch das Zurücksetzen eines UP- bzw. DOWN-Pulses mit dem Signal calc_{uk} veranlasst. Im Anschluss der Berechnungen wird der Zähler durch das Signal $\text{reset}_{\text{cnt}}$ zurückgesetzt und die Berechnung der Stellgröße durch das Signal Trig_{REG} gestartet.

Der Block Steuereinheit beinhaltet den digitalen PI-Regler. Er berechnet aus der Regelabweichung u_k und dem zugehörigen Vorzeichen die Stellgröße n_{fs} . Daraus generiert der Ansteuerautomat die Ansteuersignale der Halbleiterschalter.

Der Start des P-RFGs wird über den Enable Schalter der Bedienplatine veranlasst.

Unmittelbar nach dem Start des RFGs kann durch die Nulldurchgangssensorik noch kein zuverlässiges Nulldurchgangssignal generiert werden. Deshalb enthält das Modul Steuereinheit zusätzlich zum Regler ein Anlaufkonzept. Während des Anlaufs ist die Regelung deaktiviert und die Halbleiterschalter werden für eine definierte Anzahl von Ansteuerperioden n_{init} mit der Frequenz des gesteuerten Betriebs getaktet. Nach Ablauf von n_{init} Ansteuerperioden wird der P-RFG automatisch in den geregelten Betrieb versetzt.

Schutzfunktionen und Datenübertragung

Analoge und digitale Sensoren überwachen den Betriebszustand des P-RFGs. Zu den erfassten Betriebsparametern zählen die Temperatur in der Nähe der Halbleiterschalter und der Ausgangsstrom. Überschreitet ein Betriebsparameter seinen eingestellten Grenzwert, wird der P-RFG abgeschaltet, die Leistungsendstufe in einen sicheren Zustand versetzt und der jeweilige Fehlerzustand durch eine Leuchtdiode an der Bedienplatine des P-RFGs signalisiert.³ Zur besseren Übersichtlichkeit des Blockschaltbildes sind die zugehörigen Ein- und Ausgangssignale der Sensoren zu $\text{Sense}_{\text{analog,in}}$, $\text{Sense}_{\text{digital,in}}$, Sense_{TX} und die Softwaremodule innerhalb der Top-Entity zu sense-IN und sense-OUT zusammengefasst. Innerhalb des FPGA werden mehrere Hilfssignale generiert, die den korrekten Betriebszustand des RFGs anzeigen. Von hoher Bedeutung ist das Signal $\text{Flag}_{\text{Matching}}$, welches den eingeregelten Zustand des RFGs verdeutlicht.

Um einen Datenaustausch zwischen dem RFG und anderen digitalen Systemen zu ermöglichen, ist eine asynchrone serielle Schnittstelle implementiert. Die Auswertung der Eingangsdaten erfolgt im Modul UART-RX, während die Ausgangsdaten durch das Modul UART-TX erzeugt werden.

Implementierung wesentlicher Elemente

Phasen-Frequenz-Detektor

Der Zustandsautomat in Abbildung 4.10 realisiert den PFD und besitzt drei Zustände: Z_0 , Z_1 und Z_2 . Zustandswechsel werden nur durch die Eingangssignale $\text{Pfl}_{\text{uzero,T1}}$ und Pfl_{T1} ausgelöst und sind lediglich von Z_0 zu Z_1 bzw. von Z_0 zu Z_2 und umgekehrt möglich. Ein direkter Zustandswechsel von Z_1 zu Z_2 ist ausgeschlossen. Der Zustandsautomat basiert auf Kapitel 2.3.1 und wird für die Umsetzung der Regelung um die Signale calc_{uk} und UPnDOWN ergänzt. Diese dienen dazu, die Berechnung der Regelabweichung zu starten und anzuzeigen, welches der beiden Eingangssignale voraus- bzw. nacheilend ist.

³Für die experimentellen Untersuchungen in Kapitel 6 wurde der digitale Temperatursensor aufgrund von EMV-Problemen abgeschaltet.

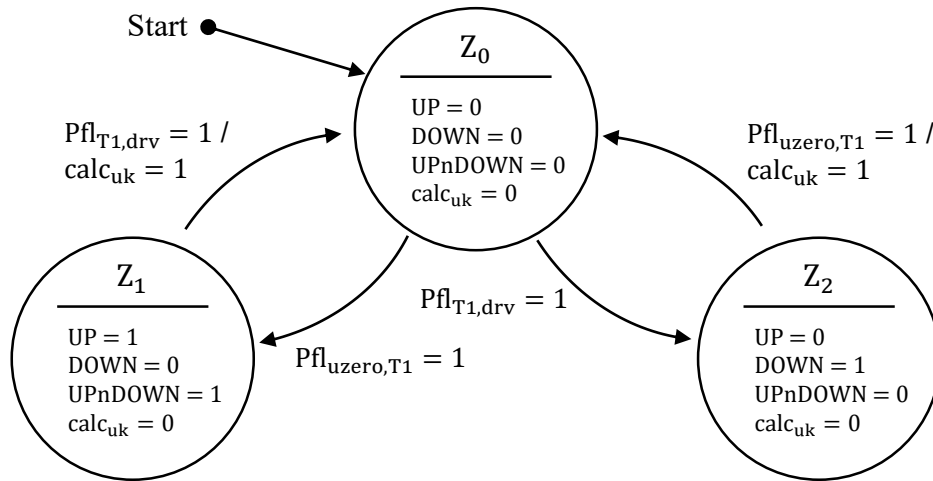


Abbildung 4.10: Zustandsautomat des implementierten PFDs

Regelabweichung

Die Regelabweichung wird im Modul Regelabweichung berechnet und durch das Zurücksetzen eines UP- bzw. DOWN-Pulses veranlasst. Weil das Vorzeichen der Regelabweichung bei der in Abbildung 4.8 dargestellten Implementierung nicht unmittelbar aus dem Zählerstand hervorgeht, muss das Signal UPnDOWN zusätzlich ausgewertet werden. Daher ist folgende Fallunterscheidung notwendig:⁴

$$\text{Fall (1): } \text{UPnDOWN} = 0, \text{cnt} \geq n_{t,\text{soll}} \quad \Rightarrow u_k = \text{cnt} - n_{t,\text{soll}}, \text{VZ} = 0 \quad (4.10)$$

$$\text{Fall (2): } \text{UPnDOWN} = 0, \text{cnt} < n_{t,\text{soll}} \quad \Rightarrow u_k = n_{t,\text{soll}} - \text{cnt}, \text{VZ} = 1 \quad (4.11)$$

$$\text{Fall (3): } \text{UPnDOWN} = 1, \quad \Rightarrow u_k = n_{t,\text{soll}} + \text{cnt}, \text{VZ} = 1 \quad (4.12)$$

Abbildung 4.11 visualisiert die unterschiedlichen Fälle. Bei (1) und (2) folgt die Regelabweichung aus der Differenz des Zählerstands und des Sollwerts. Das Vorzeichen der Regelabweichung resultiert aus einem Vergleich von cnt und $n_{t,\text{soll}}$. Dabei wird die Vorzeichenumkehr aus Anhang C.3 berücksichtigt, sodass ein positiver Pegel des Signals VZ einer negativen Regelabweichung entspricht. Im Fall (3) folgt u_k aus der Summe von cnt und $n_{t,\text{soll}}$. Das Vorzeichen der Regelabweichung ist stets negativ. Nach der Berechnung der Regelabweichung wird der Zählerstand durch das Signal $\text{reset}_{\text{cnt}}$ zurückgesetzt, sodass der Zähler kein integrierendes Verhalten aufweist.

⁴Alternativ wird der Zähler mit einem Initialwert geladen und bei eingehenden UP-Pulsen inkrementiert bzw. bei eingehenden DOWN-Pulsen dekrementiert. Die Differenz des Zählerstands zum Mittelwert liefert die vorzeichenbehaftete Regelabweichung.

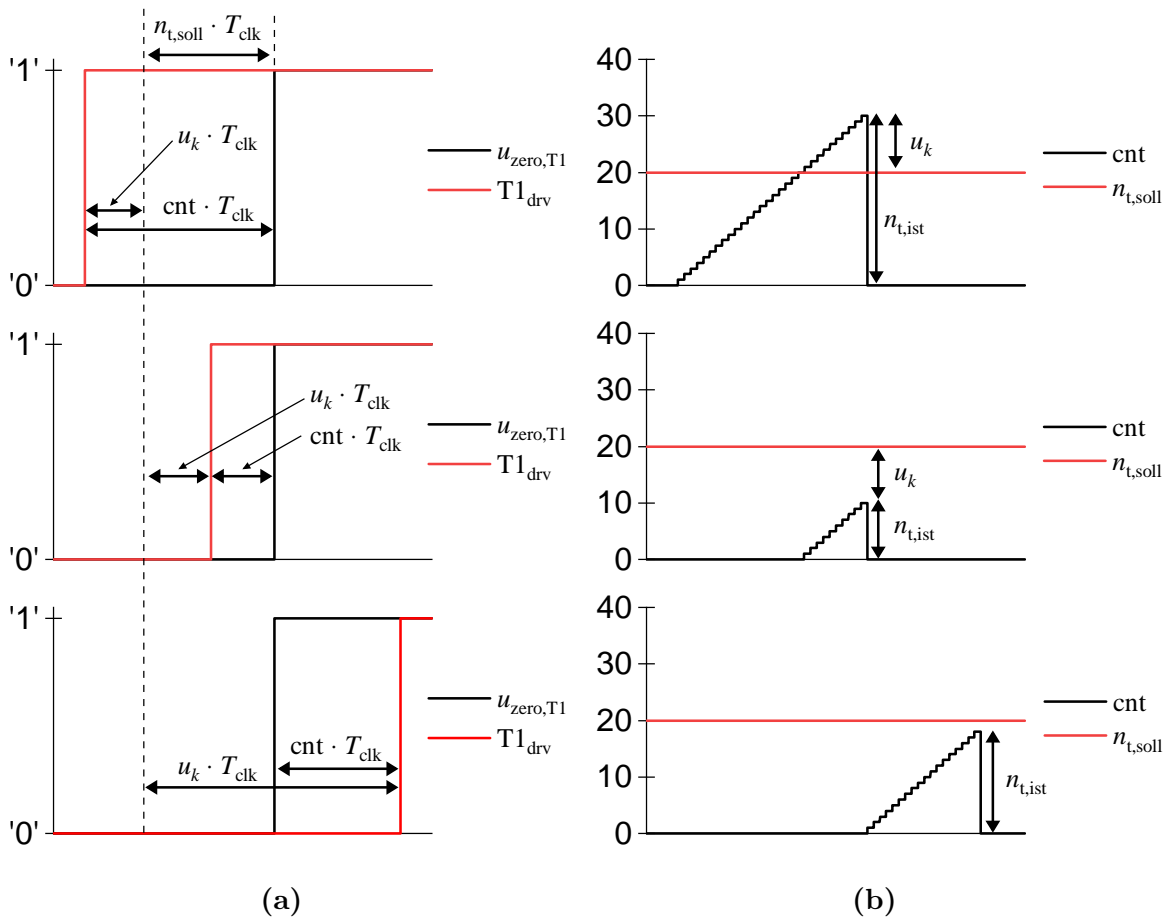


Abbildung 4.11: (a) Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$ und Ansteuersignal $T1_{drv}$ für die drei unterschiedlichen Fälle (b) zugehöriger Zählerstand cnt und Sollwert der Regelgröße $n_{t,soll}$

Steuereinheit

Das Modul Steuereinheit beinhaltet sowohl den PI-Regler als auch das Anlaufkonzept für den Start und den gesteuerten Betrieb des RFGs. Abbildung 4.12 visualisiert den zugehörigen Zustandsautomaten.

Der Start des FPGAs versetzt den Zustandsautomat in INIT. Während des Anlaufs und gesteuerten Betriebs ist die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter konstant und die Stellgröße beträgt $n_{fs,init}$. Nach dem Anlauf wird der RFG in den geregelten Betriebszustand versetzt, der insgesamt drei Zustände umfasst: IDLE, CALC und LIMIT. Im IDLE Zustand bleibt die Stellgröße zunächst unverändert. Die Berechnungen des PI-Reglers erfolgen im Zustand CALC und werden durch das Signal $Trig_{REG}$ gestartet. Nach n Takten ist die Berechnung abgeschlossen, woraufhin der Automat in LIMIT wechselt. Die Stellgröße wird auf den eingestellten Betriebsbereich des RFGs begrenzt

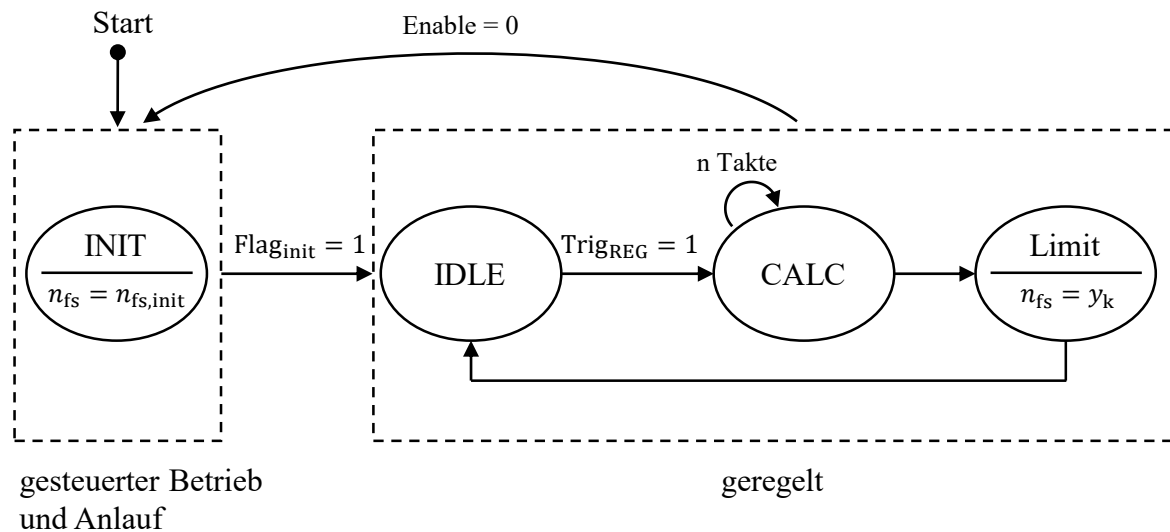


Abbildung 4.12: Zustandsautomat des Moduls Steuereinheit

und die Ausgangsgröße des Moduls aktualisiert.

Die Differenzgleichung des PI-Reglers ist durch Gleichung 4.13 gegeben und wird in Anhang C.5 hergeleitet:

$$y_k = y_{k-1} + (\alpha + \beta) \cdot u_k - \alpha \cdot u_{k-1} \quad (4.13)$$

mit $\alpha = K_P - (T_s \cdot K_I)/2$ und $\beta = T_s \cdot K_I$. Dabei entsprechen die Faktoren α und β den Reglerparametern, u der Regelabweichung und y der Periodendauer. Der Index k gibt an, zu welchem Abtastschritt die jeweilige Größe korrespondiert. Demnach werden für die Berechnung der Periodendauer zum Abtastschritt k die Regelabweichung zum Abtastschritt k sowie die Regelabweichung und Periodendauer aus dem vorherigen Abtastschritt $k - 1$ benötigt. Weil am Eingang des Moduls nur die Regelabweichung des Abtastschritts k vorliegt, sind zwei zusätzliche Speicherelemente zur Zwischenspeicherung von y_{k-1} und u_{k-1} notwendig.

Die Implementierung der Differenzgleichung erfolgt mit zwei Multiplizierer- und zwei Addierer-/Subtrahierer-Einheiten der **I**ntellectual **P**roperty (IP) Library von Xilinx. Bei den IP-Cores handelt es sich um bereits optimierte Bausteine zur Realisierung definierter Funktionen wie mathematischer Operationen, die durch die Entwicklungsumgebung von Xilinx bereitgestellt werden. Durch ein Benutzerinterface kann die Funktionsweise des Bausteins genauer definiert und die Implementierung ausgewählt werden. Weiterführende Informationen finden sich unter Referenz [59].

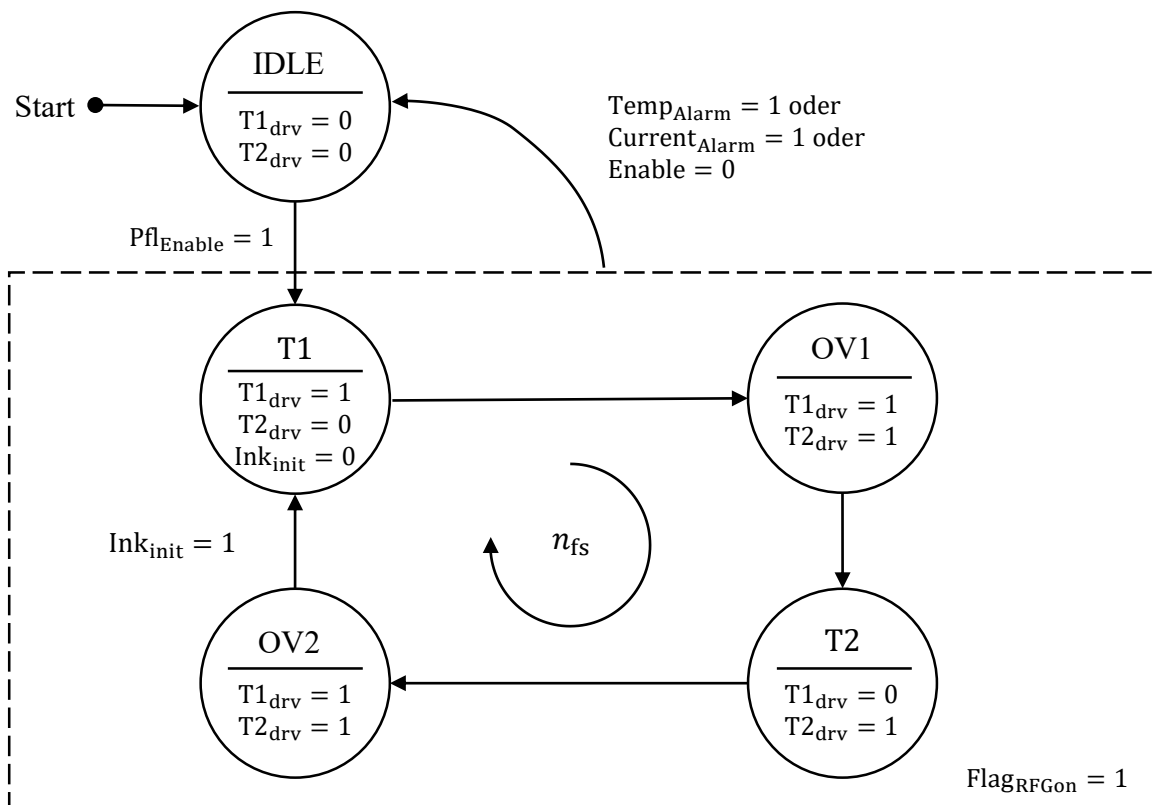


Abbildung 4.13: Zustandsautomat des implementierten Ansteuerautomaten zur Generierung der Ansteuersignale für T1 und T2 nach Referenz [52]

Ansteuerautomat

Der Ansteuerautomat generiert die Ansteuersignale der Halbleiterschalter gemäß Abbildung 4.13. Der Zustandsautomat besitzt fünf Zustände: IDLE, T1, OV1, T2 und OV2. Ausgangspunkt beim Start des FPGAs ist der IDLE Zustand, in dem alle Initialisierungen erfolgen. T1 und T2 sind ausgeschaltet. Mit dem Einschalten des RFGs über den Enable-Schalter an der Bedienplatine wechselt der Zustandsautomat in den aktiven Betrieb und gibt die Steuersignale für T1 und T2 frei.

Der jeweilige Zustand T1, OV1, T2 und OV2 bestimmt, welche Schalter eingeschaltet sind. Jeder Zustandswechsel hat einen Schaltvorgang zur Folge. Zur Umsetzung dienen vier Zähler, die mit der äquivalenten Leitdauer der Schaltzustände initialisiert und mit dem Systemtakt dekrementiert werden. Erreicht der Zähler des aktiven Zustands den Wert null, wird ein Zustandswechsel veranlasst und der Schaltzustand der Halbleiterschalter geändert. Jeder Zustandswechsel aktualisiert die Initialwerte der Zähler. Zustandswechsel erfolgen gemäß Abbildung 4.13 immer nur in mathematisch negativer Drehrichtung.

Die Leitdauer der Halbleiterschalter resultiert aus n_{fs} am Eingang des Moduls und der Überschneidungszeit. Ein vollständiger Umlauf des Zustandsautomaten entspricht n_{fs} Systemtakt. Während des aktiven Betriebs ist das Flag $\text{Flag}_{\text{RFGon}}$ gesetzt. Nach einem vollständigen Umlauf des Automaten wird das Signal Ink_{init} für einen Systemtakt gesetzt, um den Zähler zur Erfassung der bereits durchlaufenen Ansteuerperioden zu inkrementieren.

Ein Fehler im laufenden Betrieb des RFGs setzt den Ansteuerautomat vom aktiven Betrieb in den IDLE Zustand zurück. T1 und T2 werden gesperrt und die Leistungsendstufe in einen sicheren Zustand versetzt. Eine erneute Betätigung des Enable-Schalters hebt die Sperre auf. Die erzielbare Frequenzauflösung der Ansteuersignale hängt maßgeblich von der Taktfrequenz des FPGAs ab. Je höher die Taktfrequenz gewählt wird, desto feiner kann die Ansteuerfrequenz am Ausgang des RFGs eingestellt werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird der Ansteuerautomat mit einer Taktfrequenz von $f_{\text{clk}} = 400 \text{ MHz}$ betrieben, wodurch eine ausreichende Frequenzauflösung im Frequenzbereich von $500 \text{ kHz} \leq f_s \leq 3 \text{ MHz}$ erreicht wird.

4.4 Adaption der Regelung auf einen S-RFG

Die entwickelte Regelung kann für den Betrieb eines S-RFGs mit Halb- bzw. Vollbrückenschaltung verwendet werden. Dazu sind geringfügige Anpassungen des implementierten Algorithmus notwendig:

- Aufgrund der unterschiedlichen Schaltungskonzepte muss die Generierung der Ansteuersignale im Ansteuerautomat abgeändert werden. Während beim P-RFG eine Zeitdauer notwendig ist, in der beide Halbleiterschalter gleichzeitig eingeschaltet sind, ist beim S-RFG eine Verriegelungszeit erforderlich, in der beide Schalter ausgeschaltet sind. Deshalb muss die Signalerzeugung in den Zuständen OV1 und OV2 des Ansteuerautomaten abgeändert werden.
- Für die Regelung des S-RFGs wird der Nulldurchgang des Resonanzkreisstromes als Referenzsignal verwendet. [52] Deshalb müssen die Signale am Eingang des PFDs angepasst werden. Anstelle des Nulldurchgangssignals der DS-Spannung von T1 wird das Nulldurchgangssignal des Stroms i_{c+pl} auf den Eingang des PFDs geschaltet.

Zusätzlich ermöglicht das Schaltungskonzept des S-RFGs, das Ansteuersignal des Schalters durch das Nulldurchgangssignal der Halb- bzw. Vollbrücken-Ausgangsspannung zu ersetzen. Als Konsequenz wird der tatsächliche Ein- bzw. Ausschaltzeitpunkt der Halbleiterschalter auf das Nulldurchgangssignal des Resonanzkreisstromes angepasst und so die Verzögerung t_{delay} vollständig ausgeglichen.

- Der vorgestellte Modellierungsansatz der Regelung kann auf den S-RFG nicht übertragen werden. Insbesondere die Beschreibung der zeitlichen Verschiebung

zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals von T1 und dem Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$ ist auf die Zeitverläufe des P-RFGs abgestimmt. Auf einen möglichen Modellierungsansatz für den Resonanzkreis des S-RFGs wird in Referenz [30] eingegangen. Dort wird der Phasengang um einem Arbeitspunkt linearisiert.

Kapitel 5

Simulationsuntersuchungen

Dieses Kapitel stellt zwei verschiedene Testreihen zur Verifikation des entwickelten P-RFGs mit Hilfe eines Simulationsmodells vor. Dabei wird der Anlauf nach dem Start des P-RFGs und der stationäre Betriebszustand sowie das Systemverhalten infolge einer Laständerung untersucht.

Um die Funktionsweise der Regelung in Verbindung mit dem Schaltungskonzept des P-RFGs überprüfen zu können, wird ein Simulationsmodell in der Simulationssoftware *PLECS* der Firma Plexim¹ aufgebaut. Das Simulationsmodell besteht aus einer Nachbildung der Leistungsendstufe und ist in Abbildung 5.1 vereinfacht dargestellt. Hinzu kommt ein so genanntes C-Skript, mit dem der Regelalgorithmus im FPGA in Form eines C Programms modelliert wird. [44] Um dessen Verhalten bestmöglich an die Implementierung in VHDL anzugleichen, wird das C-Skript nur zu diskreten Zeitpunkten ausgeführt. Die Ausführungszeitpunkte werden durch die einstellbare Taktfrequenz f_{clk} vorgegeben.

Die Eingangsgröße des FPGA-Modells ist das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero,T1}}$. Es wird mit Hilfe einer idealisierten Nachbildung der Nulldurchgangssensorik aus der DS-Spannung von T1 erzeugt. Am Ausgang stehen die Ansteuersignale von T1 und T2 und alle wesentlichen Signale der Regelung zur Verfügung. Über die Eingabemaske des FPGA-Modells kann die Regelung parametrisiert werden. In Tabelle 5.1 sind die Einstellungen für die in diesem Kapitel vorgestellten Simulationen zusammengefasst.

Tabelle 5.1: Zusammenfassung der Simulationseinstellungen

f_{clk}	$f_{\text{s,init}}$	t_{ov}	$n_{\text{t,soll}}$	α	β	t_{delay}
400 MHz	800 kHz	25 ns	20	-242/1024	700/1024	60 ns

Die Leistungsendstufe des P-RFGs besteht aus idealen MOSFETs, die unendlich schnell und ohne Verzögerung schalten. Um die zeitliche Verzögerung zwischen den Ansteuersignalen am Ausgang des FPGAs und den tatsächlichen Ein- und Ausschaltzeitpunkten der Halbleiterschalter des Praxisaufbaus zu berücksichtigen, werden die Signale am Ausgang des FPGAs um eine konstante Totzeit von t_{delay} verzögert. Sie

¹<https://www.plexim.com> - abgerufen am 11.01.2022

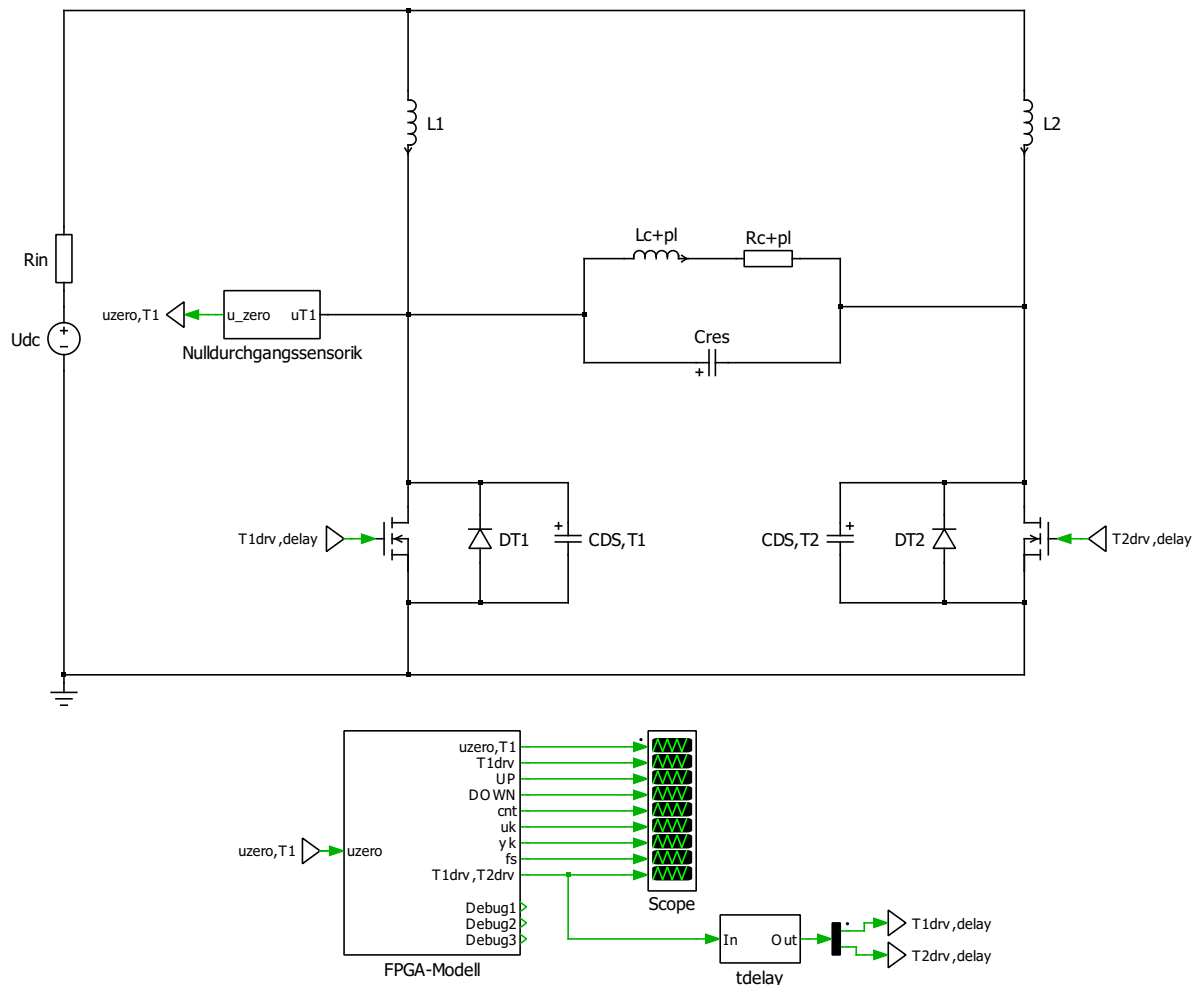


Abbildung 5.1: Vereinfachtes Simulationsmodell des P-RFGs mit Leistungsendstufe, Nulldurchgangssensorik und FPGA-Modell in der Simulationssoftware PLECS

beinhaltet die Verzögerungen des Gate-Treiber-ICs sowie die Zeitdauer für das Auf- und Entladen der Gate-Source-Kapazitäten. Experimentelle Untersuchungen bei der Inbetriebnahme des P-RFGs ergaben einen Wert von circa 60 ns, der auch für die Simulationen eingestellt wird. Die Verzögerung wird für das Ein- und Ausschalten beider Schalter gleich groß gewählt. Die Lastanbindung zwischen RFG und RIT erfolgt ideal, also ohne parasitäre Elemente. Die Einstellung von $n_{t,soll}$ auf 20 Takte kompensiert t_{delay} bis auf 10 ns und stellt sicher, dass die ZVS-Bedingung von T1 und T2 eingehalten und f_s annähernd an f_{opt} angeglichen wird. Die Überschneidungszeit wird an die erreichbaren Schaltzeiten der verwendeten GaN-Halbleiterschalter des realen Aufbaus angepasst. Der Einfluss der parasitären DS-Kapazitäten der realen Bauelemente wird durch die Kapazitäten $C_{DS,T1}$ und $C_{DS,T2}$ berücksichtigt. Die parasitären

DS-Kapazitäten der GaN-Schalter sind spannungsabhängig, sinken mit steigender DS-Spannung und betragen bei $u_{DS} = 0$ V circa 900 pF. Im Rahmen einer worst-case Abschätzung wird dieser Wert für die Simulationen eingestellt. Die Induktivitäten L_1 und L_2 werden durch ideale Induktivitäten ohne Verluste und Sättigungseffekte mit einem Induktivitätswert von 100 μH nachgebildet.

Die beiden folgenden Unterkapitel stellen zwei Testreihen zur Verifikation des Konzepts des P-RFGs vor. In Tabelle 5.2 sind die eingestellten Lastparameter dokumentiert:

Tabelle 5.2: Zusammenstellung der eingestellten Bauteilparameter für die unterschiedlichen Testreihen

Testreihe	C_{res}	$L_{\text{c+pl}}$	$R_{\text{c+pl}}$	f_{res}
Anlauf	5,43 nF	4 μH	0,5 Ω	1 MHz
Lastsprung	5,43 nF	4 $\mu\text{H} \rightarrow$ 3,8 μH	0,5 $\Omega \rightarrow$ 1,2 Ω	1 MHz \rightarrow 1,025 MHz

5.1 Anlauf und stationärer Betrieb

Zunächst werden der Anlauf des P-RFGs und der stationäre Betriebszustand untersucht. Die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises erhält man aus Gleichung 2.18 mit den Bauteilwerten aus Tabelle 5.2 unter Beachtung der parasitären DS-Kapazitäten:

$$\begin{aligned}
 f_{\text{res}} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{\text{c+pl}} \cdot (C_{\text{res}} + C_{\text{DS,par}})} - \left(\frac{R_{\text{c+pl}}}{L_{\text{c+pl}}}\right)^2} \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{4 \mu\text{H} \cdot (5,43 \text{ nF} + 0,9 \text{ nF})} - \left(\frac{0,5 \Omega}{4 \mu\text{H}}\right)^2} \approx 1 \text{ MHz}.
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Mit einer initialen Ansteuerfrequenz von $f_{\text{s,init}} = 800$ kHz erfolgt der Anlauf des P-RFGs stark unterresonant. Deshalb ist die ZVS-Bedingung bereits während des Anlaufs erfüllt. Grundsätzlich ist auch ein überresonanter Anlauf des P-RFGs möglich. Dort ist die ZVS-Bedingung allerdings nicht gewährleistet. An den Halbleiterschaltern können beachtliche Spannungen zum Einschaltzeitpunkt auftreten, wodurch vergleichsweise hohe Einschaltverluste und thermische Belastungen entstehen. Deshalb wird die initiale Ansteuerfrequenz so eingestellt, dass der Anlauf stets unterresonant erfolgt.

Abbildung 5.2 stellt die wesentlichen Signale der implementierten Regelung während des Anlaufs dar. Die oberen 4 Verläufe zeigen das Nulldurchgangssignal, das Ansteuersignal $T1_{\text{drv}}$ und die Ausgangssignale des PFDs. Zusätzlich sind der aktuelle Zählerstand des CNT-Moduls, die Regelabweichung und die Schaltfrequenz von T1 und T2 wiedergegeben.

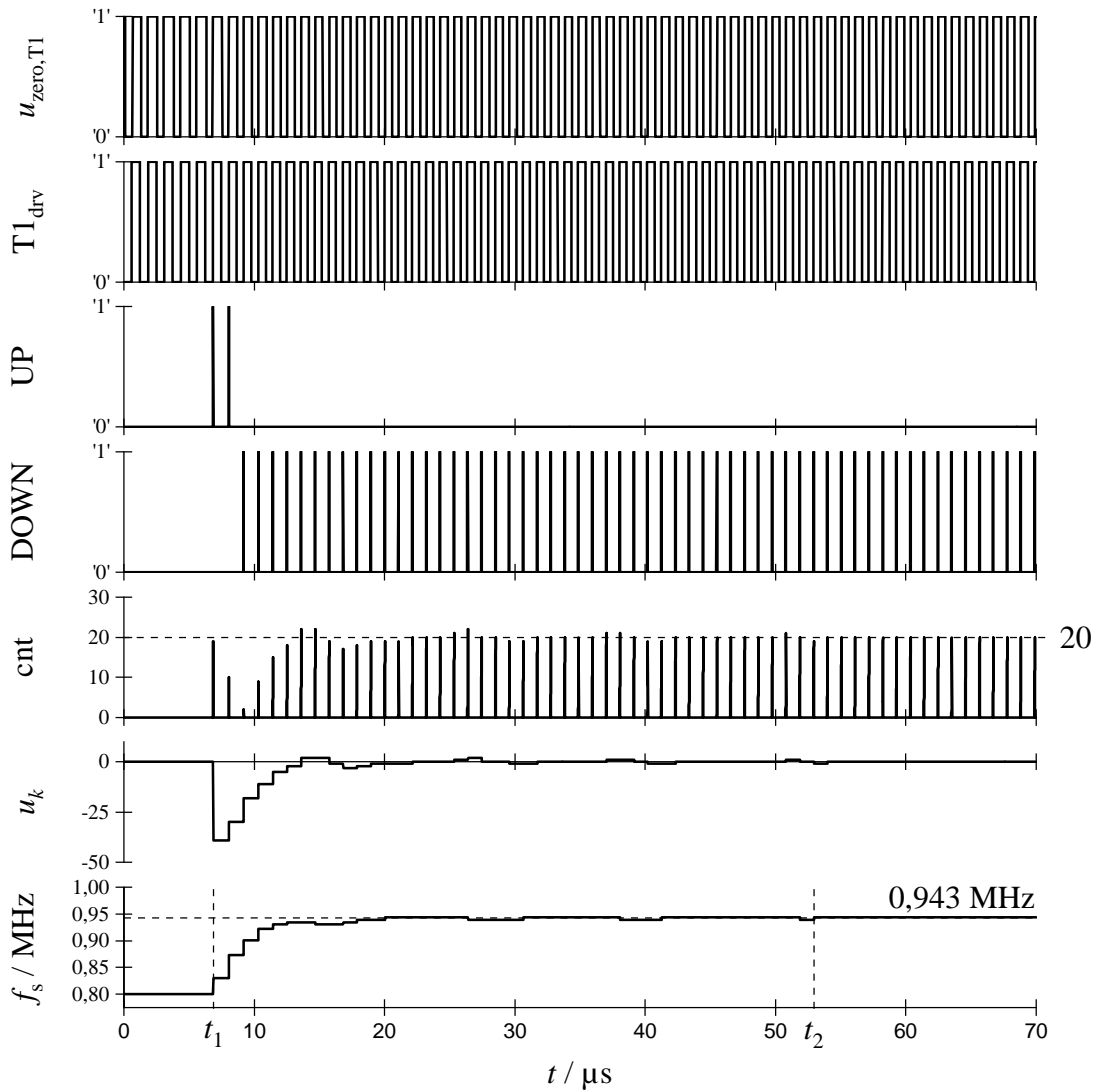


Abbildung 5.2: Zeitverläufe der wesentlichen Signale der Regelung während des Anlaufs des P-RFGs. Dargestellt sind das Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$, das Ansteuersignal $T1_{drv}$, die Ausgangssignale des PFDs UP und DOWN, der Zählerstand cnt, die Regelabweichung u_k sowie die Schaltfrequenz f_s

Zum Zeitpunkt $t = 0$ befindet sich der Ansteuerautomat nach Abbildung 4.13 zunächst im Anlauf. T1 und T2 schalten mit der konstanten Frequenz von 800 kHz. Bei t_1 ist die Anzahl der eingestellten Anlaufperioden erreicht, woraufhin der RFG in den geregelten Betrieb wechselt.² Ausgehend davon passt der PI-Regler die Schaltfrequenz

²Um die Rechenzeit in einem annehmbaren Rahmen zu halten, wird die Anzahl der Anlaufperioden für die Simulationsuntersuchungen klein gegenüber der Einstellung des Praxisaufbaus gewählt.

der Halbleiterschalter an. Zum Zeitpunkt t_2 ist der stationäre Endzustand erreicht. Die Schaltfrequenz ist konstant und beträgt 0,943 MHz. Gemäß der Sollwertvorgabe eilt die positive Flanke des Ansteuersignals von T1 dem Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$ um 20 Takte vor. Man erkennt am Zählerstand $\text{cnt} = 20$ und den kontinuierlich erzeugten DOWN-Pulsen, dass die Regelung diese Vorgabe korrekt einstellt. Bei den gewählten Reglerparametern tritt der stationäre Zustand der Regelung nach circa 45 μs ein.

Gleichung 4.2 erlaubt die Ermittlung der Schaltfrequenz im stationären Endzustand aus dem Sollwert der Regelgröße sowie der zeitlichen Verzögerung t_{delay} für einen gegebenen Resonanzkreis. Um Ungenauigkeiten bei der Berechnung zu vermeiden, wird die Periodendauer der Resonanzkreisschwingung aus der Simulation abgelesen:

$$\begin{aligned} f_s &= [T_{\text{res}} + 2 \cdot (t_{\text{ov}} + (t_{\text{delay}} - n_{t,\text{soll}} \cdot T_{\text{clk}}))]^{-1} & (5.2) \\ &= [2 \cdot 494 \text{ ns} + 2 \cdot (10 \cdot 2,5 \text{ ns} + (60 \text{ ns} - 20 \cdot 2,5 \text{ ns}))]^{-1} \\ &\approx 0,945 \text{ MHz}. \end{aligned}$$

Die durch den Regler eingestellte Schaltfrequenz in Abbildung 5.2 zeigt im stationären Endzustand eine gute Übereinstimmung zur berechneten Ansteuerfrequenz nach Gleichung 5.2. Die Vorgabe von $n_{t,\text{soll}}$ kompensiert t_{delay} bis auf 10 ns, weshalb die Schaltfrequenz etwas geringer als $f_{\text{opt}} = 0,963 \text{ MHz}$ ist. Sowohl f_s als auch f_{opt} sind geringer als die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, weshalb die Anregung des Resonanzkreises unterresonant erfolgt. Der Zeitverlauf der Ansteuerfrequenz in Abbildung 5.2 spiegelt das hergeleitete PPT1-Übertragungsverhalten aus Gleichung 4.7 wider.

Abbildung 5.3 zeigt die Ströme und Spannungen im Resonanzkreis sowie an T1 und T2 im stationären Endzustand. Die Regelung sorgt dafür, dass die Schalter zu den Zeitpunkten t_1 und t_2 eingeschaltet werden. Aufgrund der Sollwertvorgabe sind die Einschaltzeitpunkte um $t_{\text{d,on}} = 10 \text{ ns}$ zu den Nulldurchgängen der DS-Spannungen verschoben. Weil die Inversdioden der Schalter die DS-Spannung auf null begrenzen, ist die ZVS-Bedingung für das Einschalten von T1 und T2 gewährleistet. Der Strom in der Induktionsspule des Triebwerks ist sinusförmig und wird durch die Freilaufdauer von $t_{\text{FL}} = t_{\text{ov}} + 10 \text{ ns}$ nur leicht verzerrt.

Mit Gleichung 3.14 kann die Amplitude der Resonanzkreisspannung und daher auch die Amplitude von u_{T1} und u_{T2} aus der Eingangsspannung, der Schaltfrequenz sowie der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises berechnet werden. Bei den Simulationsuntersuchungen beträgt die Eingangsspannung $U_{\text{dc}} = 50 \text{ V}$. Der Vergleich zwischen der nach Gleichung 5.3 berechneten und der simulierten Spannungsamplitude in Abbildung 5.3 zeigt eine gute Übereinstimmung:

$$\hat{u}_{\text{res}} = \pi \cdot U_{\text{dc}} \cdot \frac{T_s}{T_{\text{res}}} = \pi \cdot U_{\text{dc}} \cdot \frac{f_{\text{res}}}{f_s} = \pi \cdot 50 \text{ V} \cdot \frac{1,012 \text{ MHz}}{0,943 \text{ MHz}} \approx 169 \text{ V}. \quad (5.3)$$

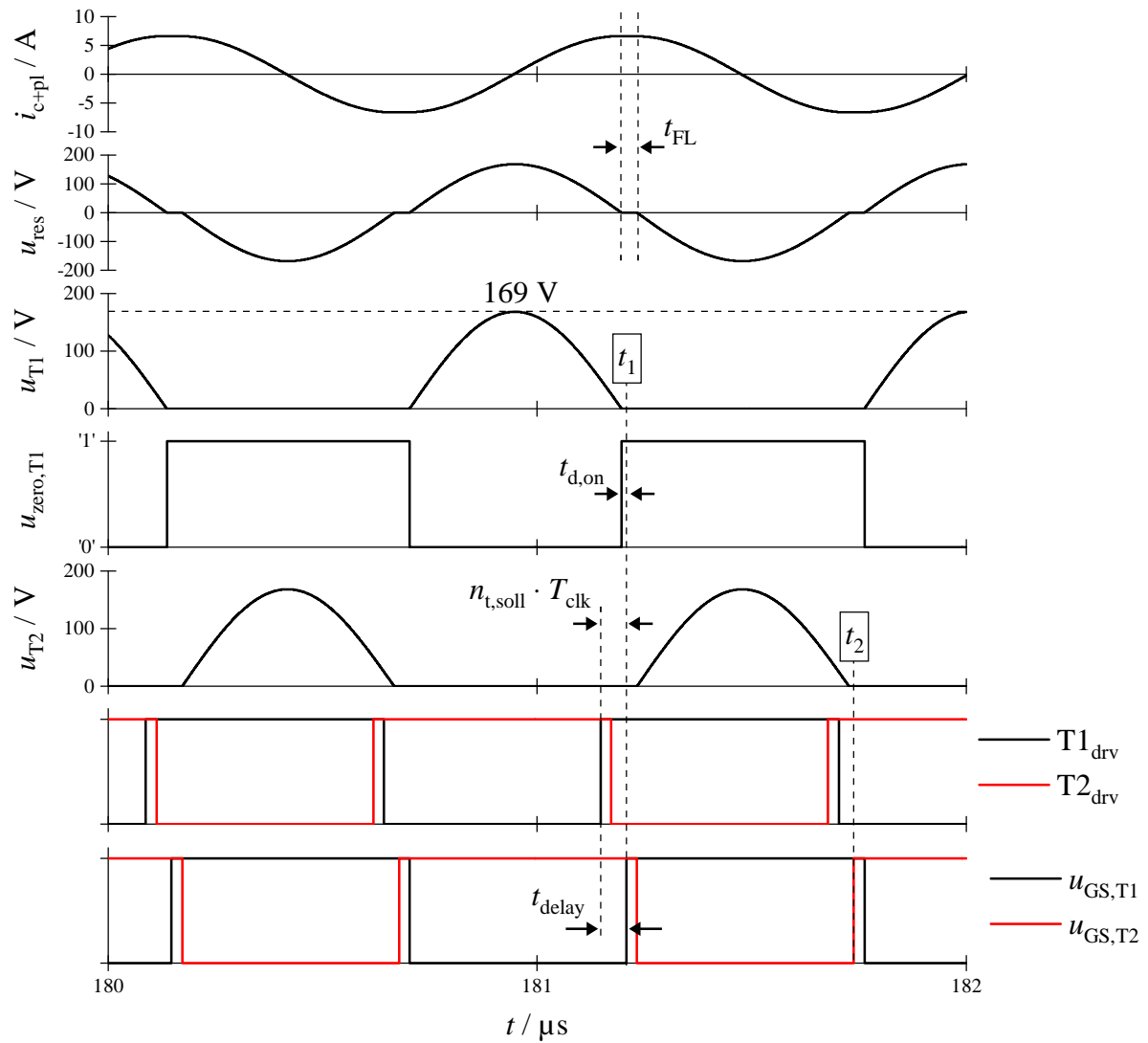


Abbildung 5.3: Strom- und Spannungsverläufe im Resonanzkreis und an den Schaltern T1 und T2 im stationären Endzustand. Dargestellt sind der Strom in der Triebwerksspule i_{c+pl} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen u_{T1} und u_{T2} , das Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$, die Ansteuersignale $T1_{drv}$ und $T2_{drv}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

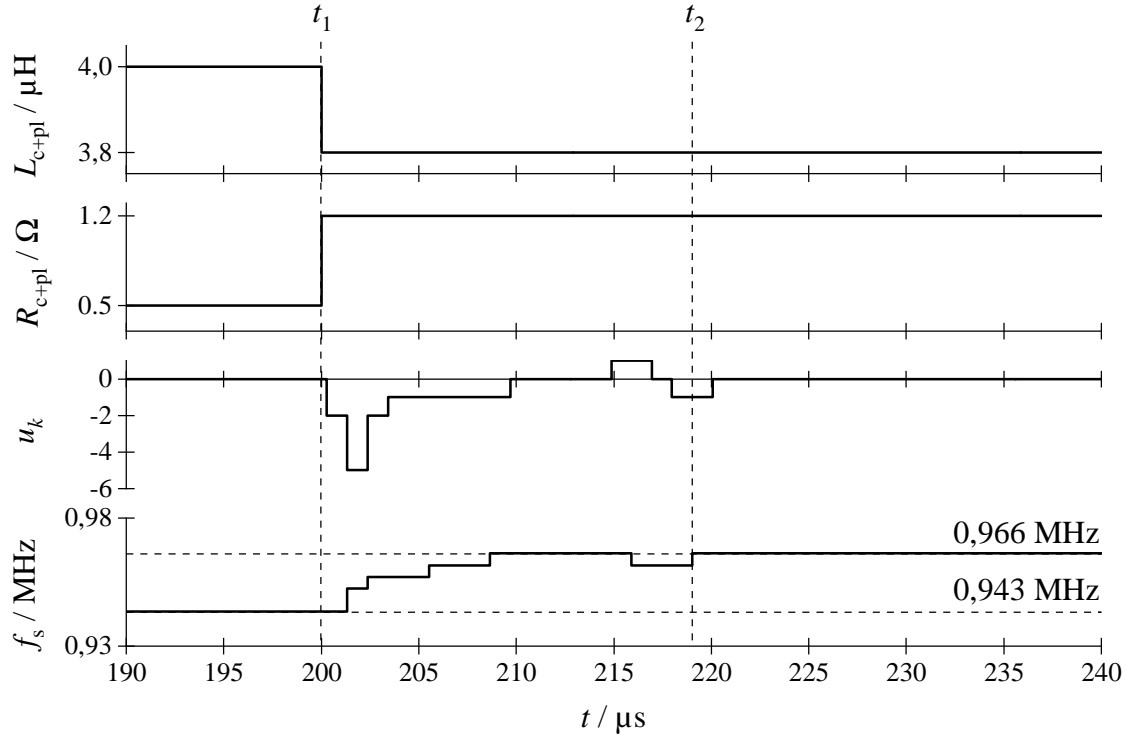


Abbildung 5.4: Lastsprung zur Überprüfung des dynamischen Verhaltens der Regelung. Dargestellt sind die induktive Lastkomponente L_{c+pl} , der ohmsche Anteil R_{c+pl} , die Regelabweichung u_k sowie die Schaltfrequenz f_s

5.2 Laständerungen

Um eine effiziente RF-Erzeugung auch nach dem Zünden des Triebwerks oder einer Änderung des Arbeitspunktes aufrecht erhalten zu können, müssen Laständerungen vollständig ausgeglet werden. Das dynamische Verhalten der Regelung soll anhand eines Lastsprungs überprüft werden. In Abbildung 5.4 sind die Lastparameter L_{c+pl} bzw. R_{c+pl} , die Regelabweichung u_k und die Schaltfrequenz f_s dargestellt. Zum Zeitpunkt t_1 wird eine sprungförmige Änderung der Lastimpedanz angenommen, bei der die induktive Lastkomponente absinkt, während der ohmsche Anteil ansteigt. Die Laständerung bewirkt den Anstieg der Resonanzfrequenz auf:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{3,8 \mu\text{H} \cdot (5,43 \text{ nF} + 0,9 \text{ nF})} - \left(\frac{1,2 \Omega}{3,8 \mu\text{H}}\right)^2} \approx 1,025 \text{ MHz}. \quad (5.4)$$

Der Regler passt die Schaltfrequenz innerhalb weniger RF-Perioden hochdynamisch

auf die geänderte Resonanzfrequenz an. Ab dem Zeitpunkt t_2 beträgt sie gemäß Abbildung 5.4 konstant $f_s = 0,966$ MHz. Die Schaltfrequenz von T1 und T2 ist aufgrund der Sollwertvorgabe kleiner als $f_{\text{opt}} = 0,986$ MHz und stimmt mit der theoretisch ermittelten Schaltfrequenz nach Gleichung 5.5 annähernd überein, für deren Berechnung die Periodendauer der Resonanzkreisschwingung ebenfalls aus der Simulation abgelesen wurde:

$$f_s = [2 \cdot 482 \text{ ns} + 2 \cdot (10 \cdot 2,5 \text{ ns} + (60 \text{ ns} - 20 \cdot 2,5 \text{ ns}))]^{-1} \quad (5.5)$$
$$\approx 0,967 \text{ MHz.}$$

Weil die Resonanzfrequenz des Schwingkreises durch die Laständerung ansteigt, ist die ZVS-Bedingung während des Einregelvorgangs erfüllt. Anhand des Zeitverlaufs von f_s in Abbildung 5.4 wird auch das PPT1-Übertragungsverhalten der Übertragungsfunktion $G_{fs}(s)$ aus Kapitel 4.7 infolge von Laständerungen deutlich.

Kapitel 6

Experimentelle Untersuchungen

Das folgende Kapitel fasst experimentelle Untersuchungen mit dem entwickelten P-RFG zusammen. Zunächst wird die korrekte Funktionsweise der Leistungsendstufe in Verbindung mit der Regelung an einem Lastsimulator überprüft, der das Verhalten eines RITs im stationären Zustand nachbildet. Anschließend wird das in Kapitel 4.2 vorgestellte Modell der Regelung mit Hilfe des Lastsimulators validiert. Zuletzt werden experimentelle Untersuchungen des P-RFGs an einem RIT der Baugröße 10 vorgestellt. Zur Charakterisierung des P-RFGs werden mehrere Performance Mappings aufgenommen. Der entwickelte P-RFG wird mit einem konventionellen S-RFG in Halbbrückenkonfiguration verglichen. Die experimentellen Untersuchungen am Triebwerk werden an der Justus-Liebig-Universität an einer entsprechend großen Testanlage durchgeführt.

6.1 Inbetriebnahme des P-RFGs am Lastsimulator

Die Inbetriebnahme des P-RFGs erfolgt an dem in Abbildung 6.1 dargestellten Lastsimulator.¹ Es handelt sich um eine variable ohmsch-induktive Last mit diskreten Werten, die denen eines RITs der Baugröße 10 im stationären Endzustand entsprechen. Das Bedieninterface ermöglicht die unabhängige Einstellung des induktiven Anteils L_{c+pl} und des ohmschen Anteils R_{c+pl} . Es sind diskrete Abstufungen der Lastparameter im Bereich von $3 \mu\text{H} \leq L_{c+pl} \leq 6 \mu\text{H}$ und $R_{c+pl} \leq 6 \Omega$ möglich. Der Lastsimulator ist für Verlustleistungen bis circa 250 W ausgelegt.

Vorteile der Inbetriebnahme am Lastsimulator sind, dass der RFG am Arbeitsplatz mit Hilfe eines Oszilloskops flexibel vermessen werden kann und nicht in den Messaufbau des Triebwerk-Gesamtsystems eingebunden ist. Mit Hilfe des Lastsimulators können das Einregelverhalten, der stationäre Betriebszustand und Laständerungen untersucht werden. Letzteres sind durch Änderungen der Lastparameter während des Betriebs möglich.

¹Der Lastsimulator wurde im Rahmen einer Projektarbeit in der Arbeitsgruppe Raumfahrtelctronik der THM durch einen Studenten entwickelt.



(a)



(b)

Abbildung 6.1: (a) Vorderansicht des Lastsimulators zur Nachbildung einer ohmsch-induktiven Last (b) Rückansicht des Lastsimulators

Zunächst wird die korrekte Funktionsweise des P-RFGs an einer Impedanz von $L_{c+pl} = 3 \mu\text{H}$ und $R_{c+pl} = 0,5 \Omega$ überprüft. Der Sollwert der Regelgröße wird auf $n_{t,soll} = 0$ Takte eingestellt. Die Resonanzkapazität C_{res} wird so gewählt, dass die Ansteuerfrequenz bei dieser Sollwertvorgabe $f_s \approx 1 \text{ MHz}$ beträgt. Die Leitungslänge zwischen RFG und Lastsimulator beträgt circa $l_{TL} = 0,6 \text{ m}$. Die Eingangsspannung des P-RFGs wird für die Inbetriebnahme auf $U_{dc} = 40 \text{ V}$ festgelegt.

In Abbildung 6.2 sind der Ausgangsstrom des P-RFGs, die DS-Spannung von T1, das Nulldurchgangssignal und die Ansteuersignale der Schalter am Ausgang des FPGAs dargestellt. Wie erwartet ist der Ausgangsstrom des P-RFGs ein hochfrequenter sinusförmiger Wechselstrom mit der Frequenz $f \approx 1 \text{ MHz}$. Aufgrund der Einstellung des Sollwertes auf $n_{t,soll} = 0$ Takte erfolgt die Anregung des Parallelschwingkreises unterresonant mit $f_s < f_{opt}$.

Man erkennt die korrekte Funktionsweise der Nulldurchgangssensorik an den Zeitverläufen von u_{T1} und $u_{zero,T1}$. Der Nulldurchgang von u_{T1} wird durch die positive Flanke des Nulldurchgangssignals $u_{zero,T1}$ mit einer Verschiebung von wenigen Nanosekunden

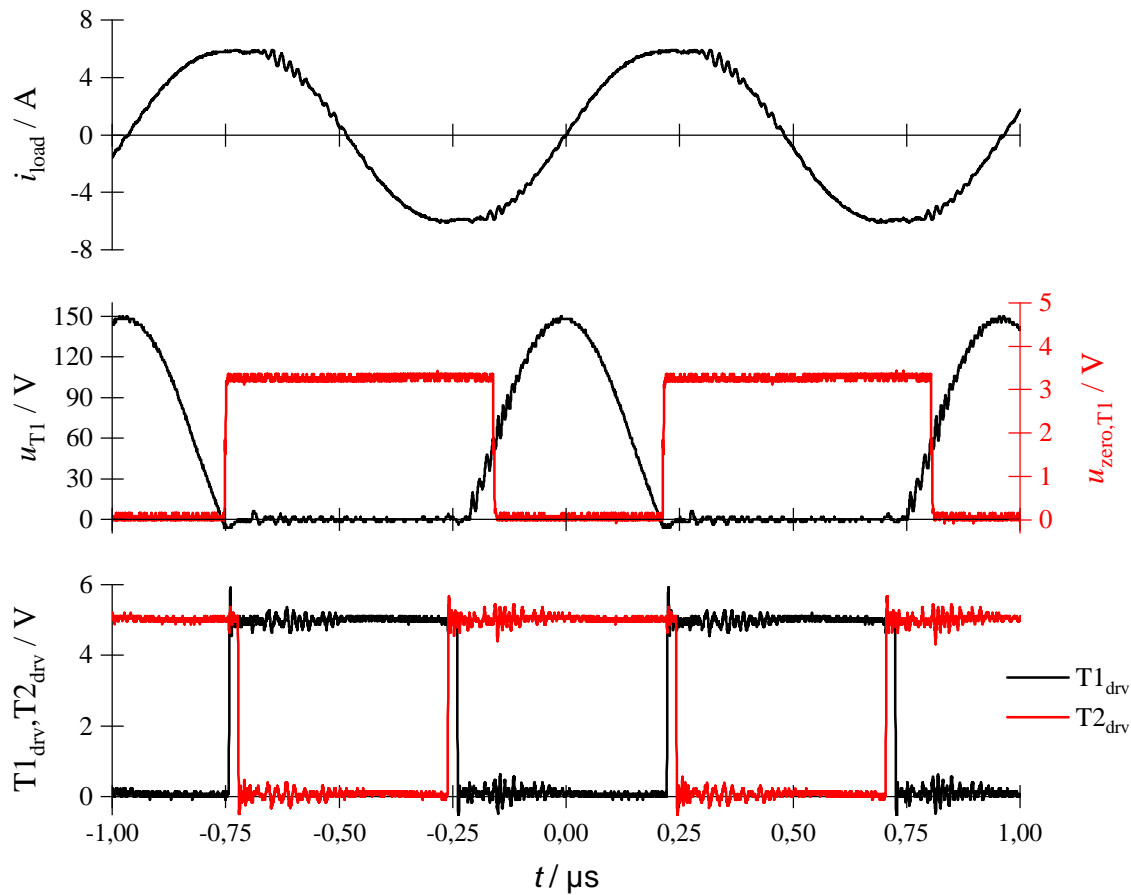


Abbildung 6.2: Zeitverläufe zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise des P-RFGs. Darstellt sind der Ausgangsstrom des RFGs i_{load} , die DS-Spannung u_{T1} , das Nulldurchgangssignals $u_{\text{zero},T1}$ sowie die Ansteuersignale $T1_{\text{drv}}$ und $T2_{\text{drv}}$ am Ausgang des FPGAs

wiedergeben. Tritt eine Totzeit zwischen der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals und dem tatsächlichen Nulldurchgang der DS-Spannung auf, muss diese bei der Vorgabe des Sollwertes $n_{t,\text{soll}}$ zusätzlich beachtet werden.² Der Aufbau der Nulldurchgangssensorik verhindert ein Mehrfachscharfen im Bereich der Nulldurchgänge. Als Folge entsteht jedoch eine vergleichsweise große zeitliche Verschiebung zwischen der negativen Flanke des Nulldurchgangssignals und dem positiven Nulldurchgang von u_{T1} . Weil die Regelung lediglich auf die positive Flanke des Nulldurchgangssignals reagiert, ist die zeitliche Verzögerung für die Umsetzung des verlustarmen Schaltens unerheblich.

²Eine Totzeit zwischen dem Nulldurchgang und dem daraus generierten Nulldurchgangssignal führt zu einer Vergrößerung von $t_{d,\text{on}}$, weil das einsynchronisierte Nulldurchgangssignal den Referenzzeitpunkt für die Regelung liefert. Um f_s so gut wie möglich an f_{opt} anzunähern, muss diese Totzeit bei der Wahl von $n_{t,\text{soll}}$ ebenfalls beachtet werden.

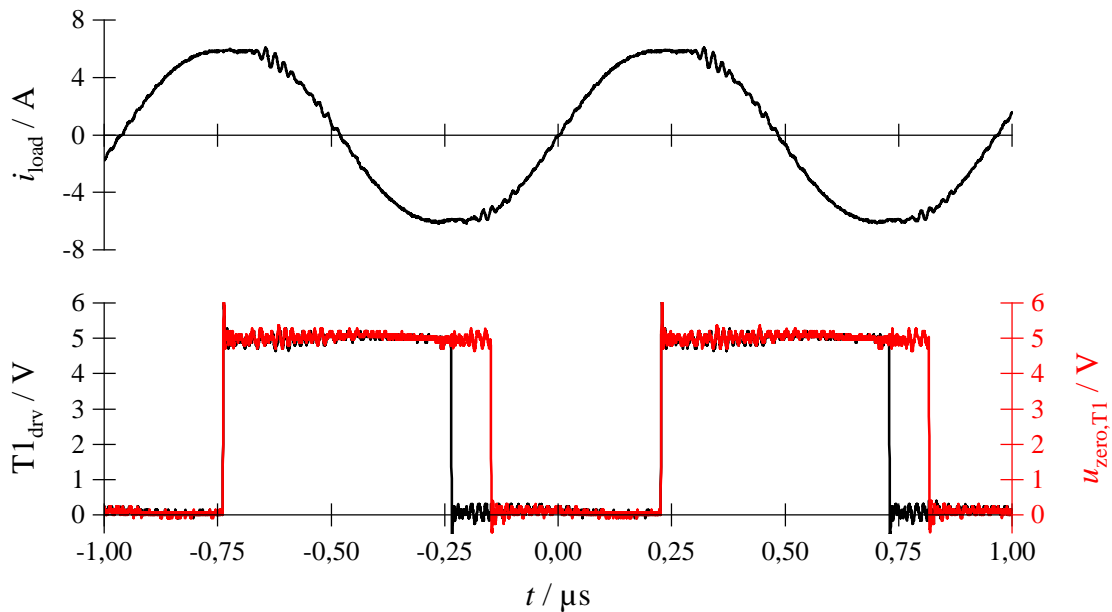
Aufgrund der Sollwertvorgabe von $n_{t,\text{soll}} = 0$ Takten werden die positive Flanke des Ansteuersignals von T1 und die positive Flanke von $u_{\text{zero},\text{T1}}$ auf Phasengleichheit geregelt. Dies kann den Zeitverläufen in Abbildung 6.2 entnommen werden. Die Verzögerung t_{delay} wird nicht kompensiert, weshalb die tatsächlichen Einschaltvorgänge nach dem Nulldurchgang der DS-Spannungen stattfinden. Weil die Inversdioden der Schalter die Einschaltspannungen auf wenige Volt begrenzen, ist ein verlustreduziertes Einschalten von T1 und T2 gewährleistet.

Anhand der Spannung u_{T1} in Abbildung 6.2 wird die erhöhte Anforderung an die maximal zulässige Blockierspannung der Halbleiterschalter beim P-RFG deutlich. Bereits bei einer Eingangsspannung von $U_{\text{dc}} = 40$ V treten an den Halbleiterschaltern Spannungen im Bereich von 150 V auf.

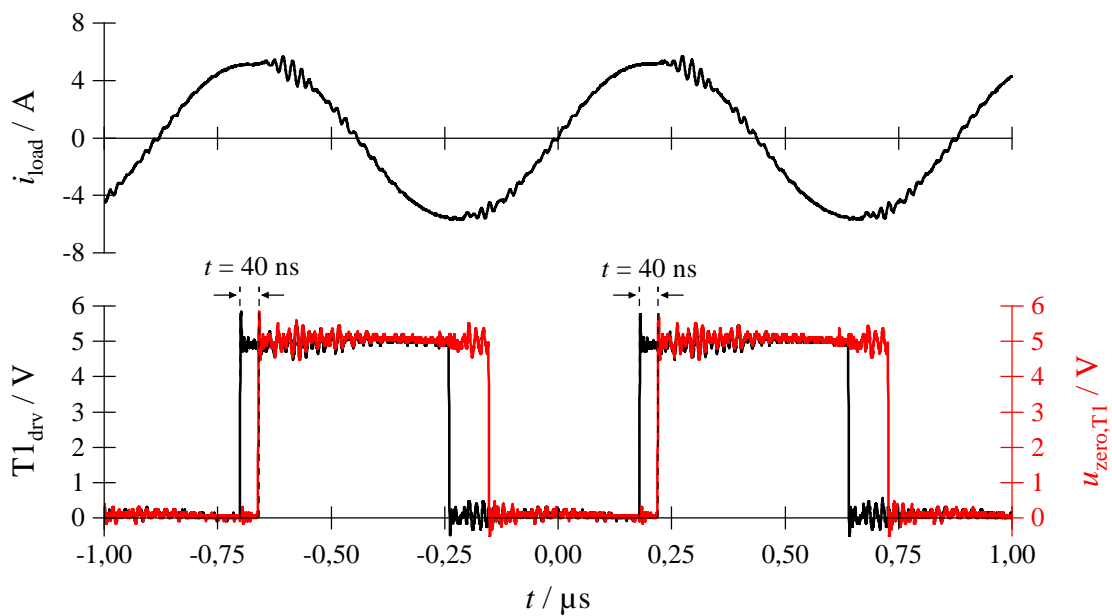
Zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise der Regelung im Detail dienen Abbildung 6.3 (a) und (b). Dort sind die Signale, die durch den Regler in eine vorgegebene zeitliche Verschiebung geregelt werden, für unterschiedliche Sollwertvorgaben $n_{t,\text{soll}}$ abgebildet. In Abbildung 6.3 (a) beträgt der Sollwert 0 Takte, sodass der Regler die positive Flanke des Ansteuersignals $T1_{\text{drv}}$ und die des Nulldurchgangssignals $u_{\text{zero},\text{T1}}$ phasengleich einstellt. Bei der Messung in Abbildung 6.3 (b) ist der Sollwert der Regelgröße auf $n_{t,\text{soll}} = 15$ Takte eingestellt. Die positive Flanke des Ansteuersignals von T1 eilt der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals um 40 ns vor. Die Regelabweichung liegt im Bereich von $-1 \leq u_k \leq 1$, weshalb sich der P-RFG im eingeregelter Zustand befindet.

Beide Sollwertvorgaben führen zu einer Schaltfrequenz, die in Bereich (I) des Amplitudengangs in Abbildung 3.7 liegt und sind somit für einen verlustarmen Betrieb des P-RFGs mit ZVS geeignet. Die Sollwertvorgabe aus den Untersuchungen in Abbildung 6.3 (b) mit $n_{t,\text{soll}} = 15$ Takten steuert der Verzögerung t_{delay} entgegen und führt dazu, dass f_s besser an f_{opt} angeglichen wird. Für die experimentellen Untersuchungen am Triebwerk wird $n_{t,\text{soll}}$ auf 20 Takte eingestellt. Dabei wird die Verzögerung t_{delay} bis auf wenige Takte vollständig kompensiert.

Zur experimentellen Bestimmung des optimalen Vorgabewertes können die Spannungen u_{T1} und u_{T2} bei einem Sollwert von 0 Takten ausgewertet werden. Die Zeitdauer zwischen dem negativen Nulldurchgang von u_{T1} und dem positiven Nulldurchgang von u_{T2} entspricht gemäß Abbildung 3.5 der Freilaufdauer. Der Sollwert wird so gewählt, dass die Freilaufdauer näherungsweise der Überschneidungszeit t_{ov} entspricht. Dies ist beim Betrieb mit f_{opt} gegeben. Alternativ kann der optimale Einstellwert mit Hilfe der Regelung ermittelt werden. Der Sollwert der Regelgröße wird solange erhöht, bis die Regelung instabil wird. Dies ist gemäß Kapitel 4.1 beim Übergang von $n_{t,\text{soll}} \cdot T_{\text{clk}} = t_{\text{delay}}$ zu $n_{t,\text{soll}} \cdot T_{\text{clk}} > t_{\text{delay}}$ der Fall. Anschließend wird der Sollwert um einige Takte reduziert, sodass die Bedingung $n_{t,\text{soll}} \cdot T_{\text{clk}} < t_{\text{delay}}$ gewährleistet ist.



(a)



(b)

Abbildung 6.3: (a) Zeitverläufe zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise der Regelung für einen Sollwert der Regelgröße von $n_{t,soll} = 0$ (b) Zeitverläufe zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise der Regelung für einen Sollwert der Regelgröße von $n_{t,soll} = 15$ Takten. Dargestellt sind jeweils der Ausgangsstrom des P-RFGs i_{load} , das Ansteuersignal $T1_{drv}$ sowie das Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$

6.2 Validierung des Regelkreis-Modells

Zur Validierung des Modells aus Kapitel 4.2 wird die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter im laufenden Betrieb aufgezeichnet, aus dem FPGA ausgelesen und anschließend mit den Ausgangsdaten des Modells verglichen. Dazu kommt erneut der Lastsimulator zum Einsatz. In zwei Testreihen sollen sowohl das Anlaufverhalten des P-RFGs als auch das Systemverhalten infolge einer Laständerung ausgewertet werden. Die am Lastsimulator eingestellten Lastparameter werden in Tabelle 6.1 für beide Testreihen zusammengefasst:

Tabelle 6.1: Zusammenfassung der eingestellten Lastparameter für die Testreihen und messtechnisch ermittelte Resonanzfrequenz aus u_{T1}

Testreihe	L_{c+pl}	R_{c+pl}	$f_{res,mess}$
Anlauf	3 μH	0,5 Ω	1,1655 MHz
Lastsprung	3 μH \rightarrow 4 μH	0,5 Ω	1,1655 MHz \rightarrow 1,0 MHz

Für den Vergleich des Modells mit den Messdaten ist die Kenntnis der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises vor und nach dem Lastsprung notwendig. Aus den eingestellten Lastparametern und der Resonanzkapazität kann f_{res} berechnet werden. Allerdings wird sie durch die parasitären DS-Kapazitäten und die Lastanbindung zwischen dem RFG und Lastsimulator beeinflusst. Diese Größen werden in Gleichung 2.18 nicht berücksichtigt. Um Ungenauigkeiten bei der Ermittlung von f_{res} zu minimieren, wird sie aus der Halbperiodendauer von u_{T1} messtechnisch ermittelt. Die messtechnisch ermittelten Resonanzfrequenzen sind ebenfalls in Tabelle 6.1 eingetragen.

Tabelle 6.2: Parametrierung des digitalen PI-Reglers und Einstellung des Sollwertes auf dem FPGA

f_{clk}	$f_{s,init}$	n_{ov}	$n_{t,soll}$	α	β
400 MHz	800 kHz	8	18	-242/1024	700/1024

Tabelle 6.2 fasst die Einstellungen der Regelung auf dem FPGA für die beiden Testreihen zusammen. Um das Modell mit den Messdaten des FPGAs validieren zu können, müssen die Reglerparameter des Modells den Einstellungen der FPGA-Implementierung entsprechen. Deshalb werden K_P , K_I und T_n des Reglers im Modell aus den Koeffizienten α und β berechnet. Die mathematische Verknüpfung der Größen findet sich in Anhang C.5. Bei der Berechnung von K_P und K_I wird das zeitdiskrete Verhalten des FPGA-Reglers durch die Abtastzeit T_s berücksichtigt. Die Abtastzeit wird auf den Arbeitspunkt angepasst, um den die Regelgröße und der Ansteuerautomat linearisiert werden: $1/T_s = f_{s,A} = f_{res,A} = f_{DCO,A} = 1,1655 \text{ MHz}$.

Für die Validierung des Modells wird das Blockschaltbild mit den linearisierten Beschreibungen aus Abbildung 4.6 mit $n_{t,soll} = 0$ genutzt. Als zusätzliche Referenz dient

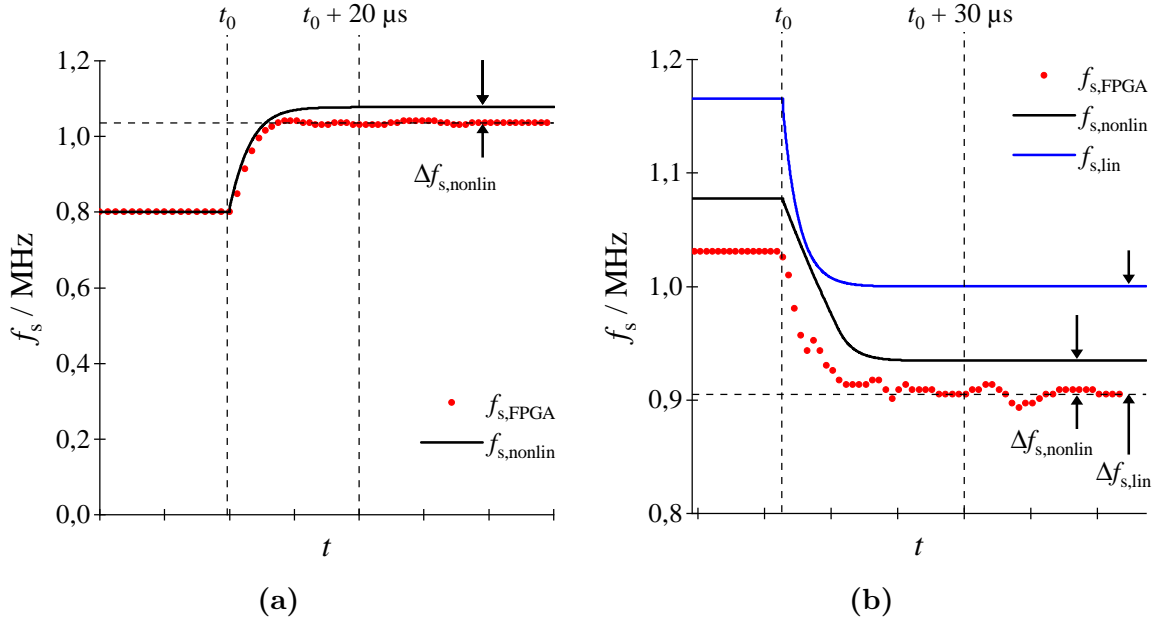


Abbildung 6.4: (a) Anlauf des P-RFGs (b) Lastwechsel von $L_{c+pl} = 3 \mu\text{H}$ zu $4 \mu\text{H}$. Die Messdaten der Schaltfrequenz aus dem FPGA ($f_{s,FPGA}$) werden den Daten des linearisierten Modells aus Abbildung 4.6 ($f_{s,lin}$) und den Daten eines nichtlinearen Modells ($f_{s,nonlin}$) gegenübergestellt

ein nichtlineares Modell, welches aus den exakten Gleichungen der Regelgröße und des Ansteuerautomaten aufgebaut und für dessen Parametrierung t_{delay} zu 60 ns angenommen und $n_{t,\text{soll}}$ auf 18 Takte eingestellt wird.

In Abbildung 6.4 sind die Messdaten den Ausgangsdaten der Modelle gegenübergestellt. Als Vergleichsgröße dient die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter. In Abbildung 6.4 (a) ist der Anlauf des P-RFGs und in Abbildung 6.4 (b) der Lastsprung dargestellt. Zu den markierten Zeitpunkten t_0 wechselt der RFG in (a) vom Anlauf in den geregelten Betrieb, während in (b) zum Zeitpunkt t_0 der Lastwechsel erfolgt.

In beiden Testreihen zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den Ausgangsdaten der Modelle und den experimentellen Daten bezüglich der Zeitkonstanten des Einregelvorgangs. Die Frequenzen $f_{s,nonlin}$ und $f_{s,lin}$ weichen im stationären Endzustand von den Messdaten $f_{s,FPGA}$ ab. Beim analytisch exakten und nichtlinearen Modell lässt sich die Abweichung $\Delta f_{s,nonlin}$ auf die vereinfachte Abschätzung der zeitlichen Verzögerung $t_{\text{delay}} = 60 \text{ ns}$ zurückführen. Gemäß Gleichung 4.2 wird der stationäre Endwert der Schaltfrequenz durch t_{delay} maßgeblich beeinflusst. Beim linearisierten Modell folgt die Frequenzabweichung $\Delta f_{s,lin}$ aus der Tatsache, dass das Blockschaltbild in Abbildung 4.6 die Verzögerung t_{delay} sowie t_{ov} aufgrund der Linearisierung nicht berücksichtigt. Zusätzlich beträgt der Sollwert der Regelung $n_{t,\text{soll}}$ dort null, weshalb die Schaltfrequenz $f_{s,lin}$ exakt auf die im Modell vorgegebene Resonanzfrequenz angepasst wird.

6.3 Betrieb mit RIT10

Die experimentellen Untersuchungen des P-RFGs am Triebwerk werden in der Triebwerks-Testanlage *Jumbo* der Justus-Liebig-Universität durchgeführt. In Abbildung 6.5 ist das verwendete Triebwerk dargestellt. Es handelt sich um ein RIT der Baugröße 10 mit einer Extraktionsöffnung von 10 cm.

Zur Charakterisierung des P-RFGs am Triebwerk werden **P**erformance-**M**appings (PM) aufgenommen. Dabei wird die zur Erzeugung eines Strahlstroms I_b benötigte Eingangsleistung des RFGs P_{RFG} als Funktion des Massenflusses \dot{m} aufgetragen. Der Strahlstrom wird durch den BCC geregelt. Stellgrößen sind die am Eingang des RFGs anliegende Spannung U_{dc} (Spannungssteuerung) oder der Strom I_{dc} (Stromsteuerung). Die Frequenz des RFG Ausgangsstromes $f_{\text{ic+pl}}$ und die Extraktionsspannungen U_{SCG} und U_{ACG} werden für die Aufnahme des PMs konstant gehalten. Weil lediglich die Eingangsleistung aufgezeichnet wird, kann durch ein PM die absolute Effizienz des RFGs nicht bestimmt werden. Vielmehr ist eine relative Aussage über die Effizienz verschiedener RFG-Konzepte möglich.

Die Testbedingungen der experimentellen Untersuchungen sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst. Die Aufzeichnung der Eingangsleistung P_{RFG} erfolgt jeweils im thermisch eingeschwungenen Zustand. Nach dem Verstellen des Massenflusses wird solange gewartet, bis die Änderungsrate der Leistung $dP/dt \leq 1 \text{ W/h}$ beträgt. Die PMs werden beginnend von niedrigen Massenwirkungsgraden (hohen Massenflüssen) zu hohen Massenwirkungsgraden (niedrigen Massenflüssen) aufgezeichnet.

Tabelle 6.3: Testbedingungen für die Untersuchungen am Triebwerk

Treibstoff	Xenon
Strahlstrom I_b	100 mA, 120 mA
Frequenz $f_{\text{ic+pl}}$	0,8 MHz, 1 MHz
Extraktionsspannung U_{SCG}	1200 V
Extraktionsspannung U_{ACG}	150 V
Leitungslänge RFG-Triebwerk l_{TL}	1, 10 m
Stabilitätskriterium dP/dt	1 W/h

Für einen Vergleich zwischen P-RFG und S-RFG werden zusätzlich PMs mit dem S-RFG Aufbau gemäß Referenz [21] in Halbbrückenschaltung aufgenommen. Die Verwendung der Vollbrückenschaltung des S-RFGs wird ausgeschlossen, weil eine Effizienzsteigerung gegenüber der Halbbrücke nicht zu erwarten ist.³ Deshalb wird im Folgenden

³Die Vollbrückenschaltung des S-RFGs besitzt bei gleicher Eingangsspannung die doppelte Ausgangsspannung wie ein Halbbrücken-RFG, erfordert allerdings 4 Leistungsschalter. Es ist zu erwarten, dass durch 2 weitere Schalter die Summe der Durchlassverluste stark ansteigt, sodass der Wirkungsgrad der Vollbrücke im Vergleich zur Halbbrücke kleiner ist. In [21] wird die erhöhte Ausgangsspannung der Vollbrücke vorteilhaft ausgenutzt, indem die Windungszahl der Triebwerksspule erhöht wird.

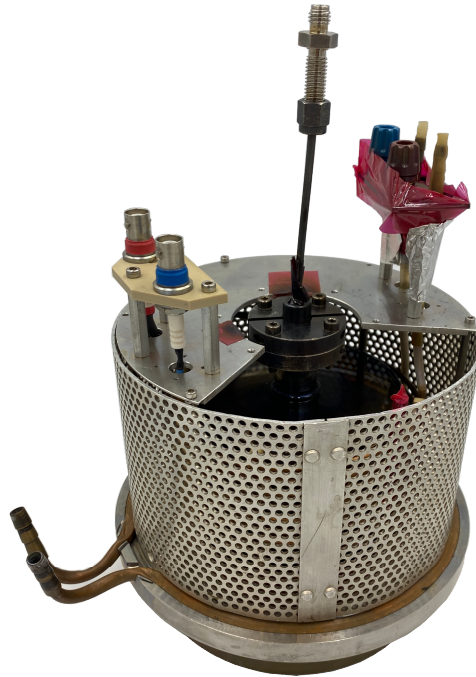


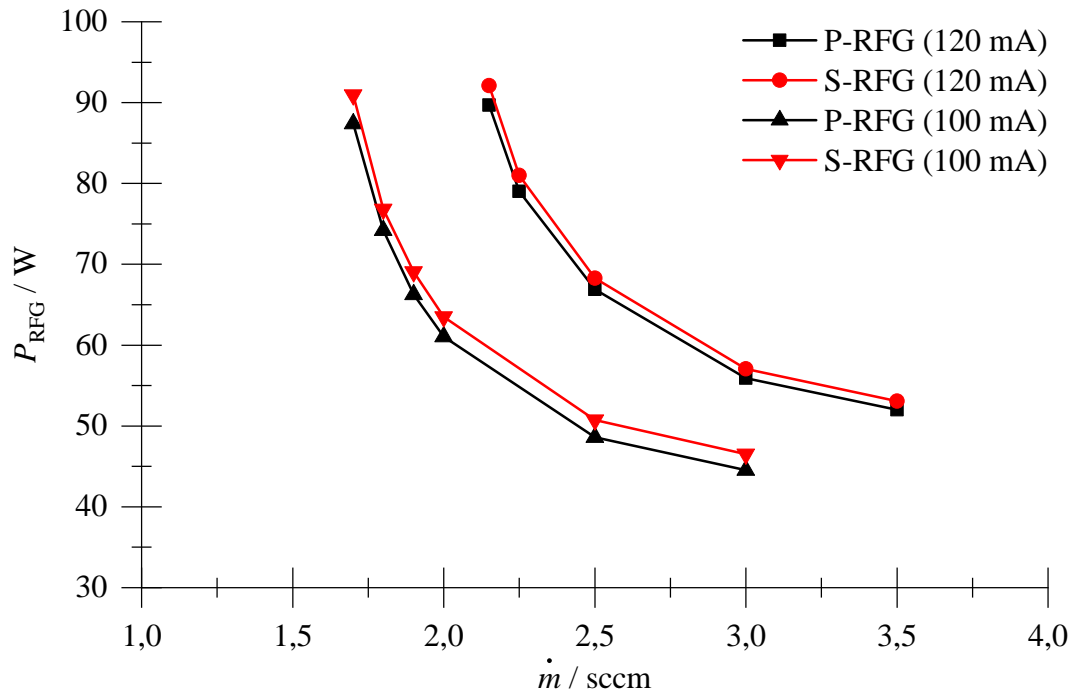
Abbildung 6.5: RIT der Baugröße 10 für die experimentellen Untersuchungen des P-RFGs am Triebwerk

die Abkürzung S-RFG synonym für den S-RFG in Halbbrückenschaltung verwendet.

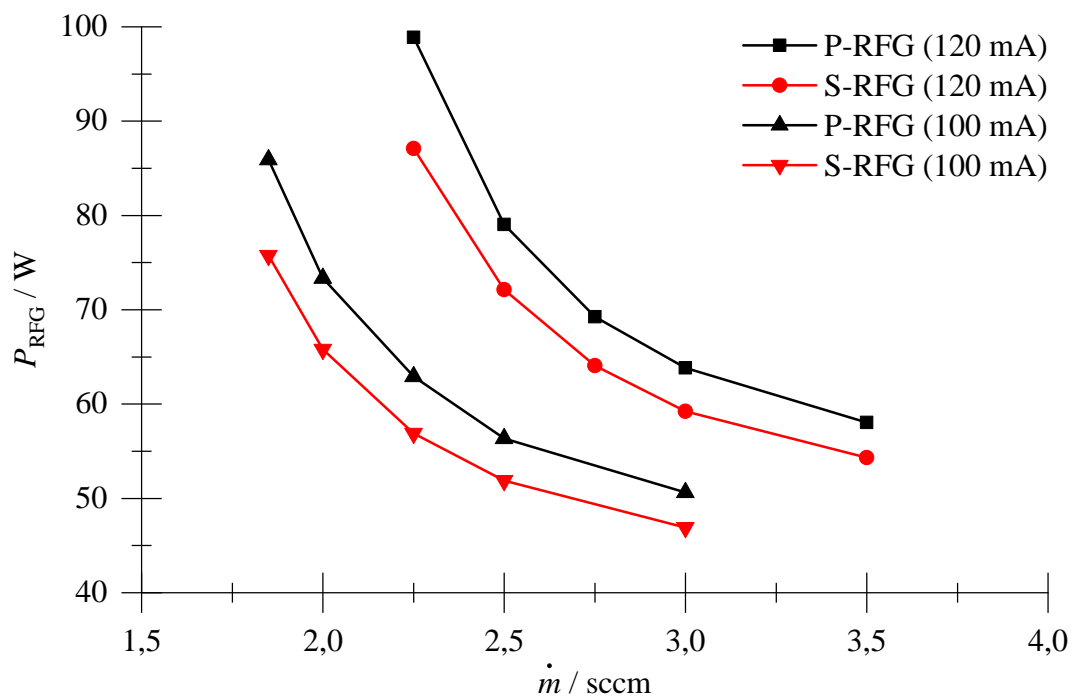
Der Verlauf des Performance-Mappings kann in zwei Bereiche unterteilt werden, die durch einen Arbeitspunkt minimaler elektrischer Leistung voneinander getrennt werden. Ausgehend von diesem Punkt steigt die benötigte Leistung am Eingang des RFGs sowohl für sinkende als auch für steigende Massenflüsse an. Im Rahmen der experimentellen Untersuchungen wird nur der linke Bereich des PMs aufgenommen. Dort ist der Massenwirkungsgrad entsprechend hoch und der zur Verfügung stehende Treibstoff wird effizient ausgenutzt.

Besonders typisch für den Verlauf des PMs ist die stark ansteigende Eingangsleistung des RFGs bei kleiner werdenden Massenflüssen. Im Wesentlichen sind dafür zwei Gründe verantwortlich. Die Leistung, die zur Erzeugung des Strahlstroms in das Plasma eingekoppelt werden muss, setzt sich aus den Wandverlusten und der benötigten Leistung für die Ionisations- und Anregungsprozesse zusammen und nimmt mit sinkendem Massenfluss zu. Gleichzeitig steigt der Strom in der Triebwerksspule, der zur Einkopplung der Leistung benötigt wird. Daher vergrößern sich auch die Verluste innerhalb des RFGs und auf der Leitung zwischen RFG und Triebwerk. [9, 48]

In Abbildung 6.6 sind die aufgenommenen PMs dargestellt. Die Messdaten zeigen den typischen Verlauf eines PMs.



(a)



(b)

Abbildung 6.6: (a) Performance-Mappings bei $f_{ic+pl} = 0,8$ MHz mit den Strahlströmen $I_b = 100$ mA und $I_b = 120$ mA
 (b) Performance-Mappings bei $f_{ic+pl} = 1$ MHz mit den Strahlströmen $I_b = 100$ mA und $I_b = 120$ mA

Diskussion der Messergebnisse

Bei der Aufnahme der PMs mit dem P-RFG konnten zunächst nicht alle geplanten Arbeitspunkte angefahren werden. Bei kleinen Massenflüssen ist das Plasma vor dem thermischen Gleichgewicht des Triebwerks reproduzierbar erloschen. Das Erlöschen des Plasmas wurde mit einer übermäßigen Temperaturerhöhung der Gleichtakt-drossel in Verbindung gebracht. Um die PMs des P-RFGs vollständig aufnehmen zu können, wurde die CMC durch einen 4 cm x 4 cm Lüfter aktiv gekühlt. Der Lüfter wurde unmittelbar über der CMC montiert, sodass der Einfluss auf andere Baugruppen minimiert wurde. Dadurch konnten alle Arbeitspunkte mit dem P-RFG aufgenommen werden.

Werden die Eingangsleistungen des P-RFGs mit denen des S-RFGs verglichen, sind unterschiedliche Trends für 0,8 MHz und 1 MHz festzustellen. Bei 0,8 MHz benötigt der P-RFG weniger Leistung für den Betrieb des Triebwerks als der konventionelle S-RFG. Im Gegensatz dazu ist der S-RFG bei 1 MHz effizienter. Abbildung 6.7 zeigt ergänzend zu den PMs die Massenwirkungsgrade nach Gleichung 2.10 und die elektrischen Wirkungsgrade des Triebwerks nach Gleichung 2.11 der untersuchten Arbeitspunkte. Bei der Betrachtung des elektrischen Wirkungsgrads des Triebwerks fallen die Unterschiede zwischen dem P-RFG und S-RFG geringer aus. Dies liegt an der vergleichsweise hohen Strahlleistung im Vergleich zu den Eingangsleistungen der RFGs.

Das Schaltungskonzept des P-RFGs nutzt ZVS, um die Einschaltverluste der Halbleiterschalter zu minimieren. Der Ausschaltvorgang erfolgt allerdings unter vollem Laststrom. Die konzeptbedingte Überschneidungszeit führt dazu, dass der Laststrom unmittelbar vor dem Ausschalten der Halbleiterschalter auf den Wert des Resonanzkreisstroms ansteigt. Dieser ist aufgrund der Stromverstärkung des Parallelschwingkreises deutlich größer als der gewöhnliche Betriebsstrom. Daher wird der Leistungsanstieg des P-RFGs bei 1 MHz in den steigenden Ausschaltverlusten vermutet.⁴

Im Allgemeinen ist der entwickelte P-RFG für den effizienten Betrieb eines RITs geeignet. Es werden vergleichbare Leistungen wie bei einem S-RFG benötigt. Im Testaufbau dieser Arbeit sind leichte Effizienzsteigerungen gegenüber des S-RFGs bei 0,8 MHz zu beobachten, während bei 1 MHz das Konzept des S-RFGs effizienter ist.

Die Leistungsplatine des P-RFGs umfasst zwei RFGs mit unterschiedlichen Anordnungen der Leistungsschalter. Die Größe der Platine führt dazu, dass zwei Halbleiterschalter parallel geschaltet sind und eine gemeinsame Nulldurchgangssensorik nutzen. Bei der Auswertung der Messergebnisse ist aufgefallen, dass die Schalter des zweiten RFGs für die Aufnahme der PMs nicht entfernt wurden. Als Konsequenz ist T2 ein weiterer Halbleiterschalter parallel geschaltet. Dadurch steigt die DS-Kapazität von T2 geringfügig an, wodurch die Resonanzfrequenz in LZ-I leicht absinkt. Weil die Regelung lediglich den Einschaltzeitpunkt von T1 auf den Nulldurchgang der DS-Spannung anpasst und bei der Generierung der Ansteuersignale von einer konstanten Periodendauer

⁴Der Fokus der Arbeit bestand nicht in der Entwicklung eines Verlustmodells, sodass die Leistungsunterschiede nur qualitativ bewertet und Einflussfaktoren aufgezeigt werden können.

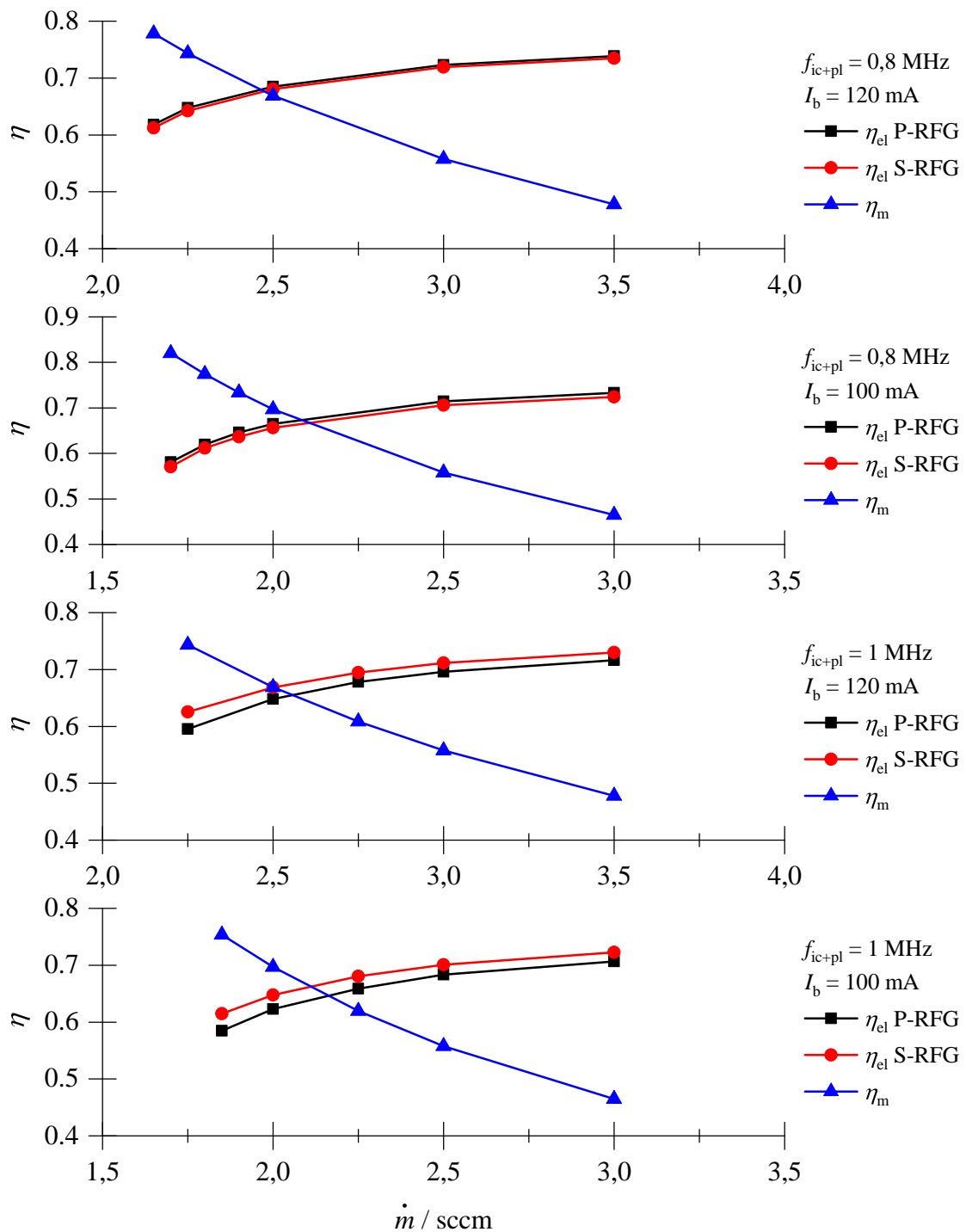


Abbildung 6.7: Massenwirkungsgrad η_m und elektrischer Wirkungsgrad des RITs η_{el} für die untersuchten Arbeitspunkte aus Abbildung 6.6

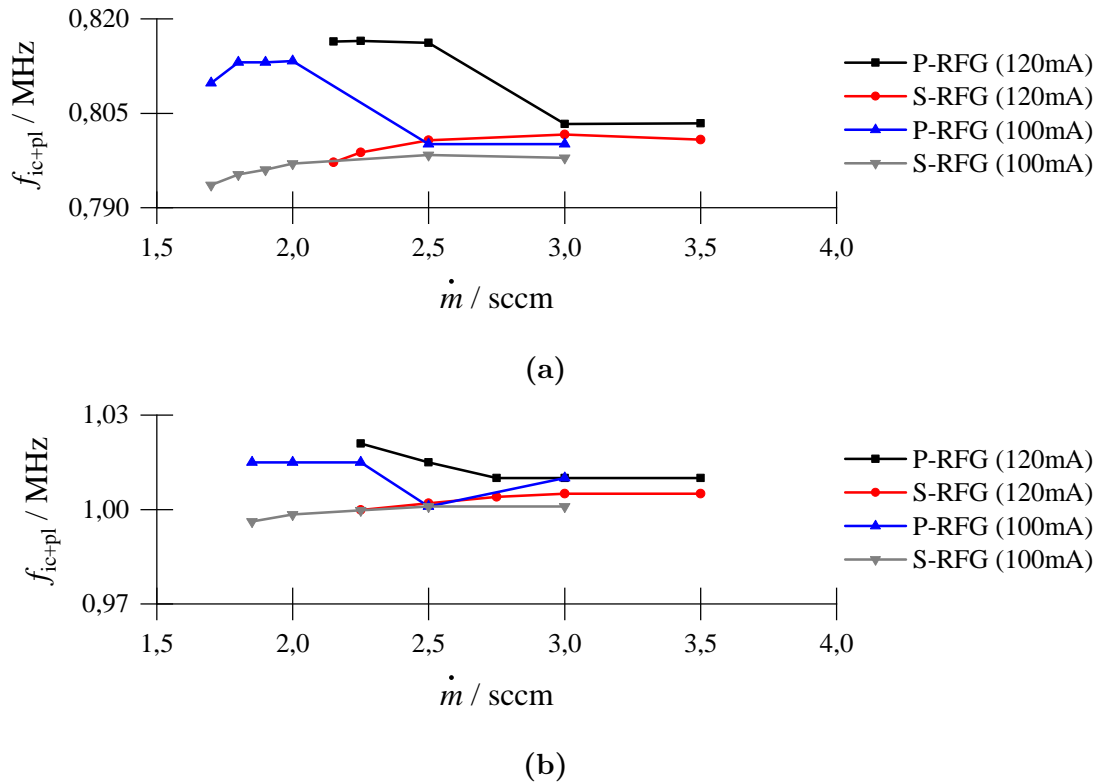


Abbildung 6.8: (a) Gemessene Frequenz des RFG Ausgangsstromes f_{ic+pl} für das PM mit dem Frequenzsollwert 0,8 MHz (b) Gemessene Frequenz des RFG Ausgangsstromes f_{ic+pl} für das PM mit dem Frequenzsollwert 1 MHz

ausgegangen wird, kann der Einschaltvorgang von T2 bei ungünstigen Betriebsparametern bereits kurz vor dem Nulldurchgang der DS-Spannung stattfinden. Dies hängt von der Höhe der Ausgangsspannung, der Größe der Resonanzkapazität im Vergleich zu den parasitären Kapazitäten und dem Sollwert der Regelung ab. Daher erfolgt die Leistungsbewertung des P-RFGs im Vergleich zum S-RFG leicht schlechter.⁵

Anhand von Abbildung 6.8 wird der Einfluss der parasitären DS-Kapazitäten auf die Resonanzfrequenz des P-RFGs deutlich. Dargestellt ist die Frequenz des RFG Ausgangsstromes für die untersuchten Arbeitspunkte aus Abbildung 6.6. Die gemessenen Frequenzen weichen von den Sollwerten 0,8 MHz und 1 MHz nur leicht ab. Zwischen

⁵Eine vereinfachte Abschätzung der zusätzlichen Einschaltverluste von T2, basierend auf den Einschaltenergien E_{oss} aus den Datenblattangaben des verwendeten Halbleiterschalters, liefert für den Arbeitspunkt $f_{ic+pl} = 1$ MHz, $I_b = 120$ mA und $\dot{m} = 2,25$ sccm eine Leistung von wenigen Watt. Daher ist mit einer fundamentalen Änderung des Trends beim Vergleich des P-RFGs und S-RFGs nicht zu rechnen. Der Einfluss des parallel geschalteten GaN-Halbleiterschalters auf die Messungen am Lastsimulator bei der Inbetriebnahme des P-RFGs und bei der Validierung des Regelkreis-Modells kann vernachlässigt werden.

den RFG-Konzepten ist ein geringer Frequenzunterschied festzustellen. Dieser ist durch die lediglich in diskreten Abstufungen verfügbaren Resonanzkapazitäten und die unterschiedlichen Einflüsse der parasitären Elementen zu erklären.

Beim P-RFGs steigt die Frequenz zu niedrigen Massenflüssen an. Dies ist insbesondere bei der Messung mit 0,8 MHz in Abbildung 6.8 (a) zu beobachten. Um den eingestellten Strahlstrom bei kleinen Massenflüssen aufrecht zu erhalten, erhöht der BCC die Eingangsspannung und den Eingangsstrom des P-RFGs. Dadurch steigt die Ausgangsspannung und der mittlere Einfluss der parasitären DS-Kapazitäten sinkt. Als Konsequenz steigt die Resonanzfrequenz.

Bei den Messdaten des S-RFGs ist ein leichtes Absinken der Frequenzen mit sinkendem \dot{m} zu erkennen. Dies wird in einem geringfügigen Anstieg der Induktivität L_{c+pl} vermutet.⁶ Der Anstieg von L_{c+pl} ist bei den Messungen des P-RFGs ebenfalls vorhanden, allerdings überwiegt der Einfluss der parasitären DS-Kapazitäten.

⁶Der qualitative Verlauf der Induktivität wurde für das untersuchte Triebwerk mit dem Modell aus Referenz [9] simuliert.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit präsentiert die Entwicklung eines RFGs mit Parallelschwingkreis, der zur effizienten Versorgung einer ohmsch-induktiven Last, wie sie bei RITs auftritt, geeignet ist. Um den effizienten Betrieb des P-RFGs auch unter sich ändernden Lasten gewährleisten zu können, wird eine Regelung zur Ansteuerung der Halbleiterschalter mit einer passenden, lastabhängigen Schaltfrequenz vorgesehen. Die korrekte Funktionsweise der Schaltung sowie der Regelung wurde an einem Lastsimulator und einem RIT der Baugröße 10 erfolgreich überprüft. Nachfolgend sind die wesentlichen Erkenntnisse der Schaltungsanalyse, des entwickelten Regelungskonzepts und der experimentellen Untersuchungen zusammengefasst.

Schaltungskonzept

Der entwickelte P-RFG nutzt das Konzept des resonanten Schaltens, um die Schaltverluste der Halbleiterschalter im Frequenzbereich von $500 \text{ kHz} \leq f_s \leq 3 \text{ MHz}$ mit Hilfe von ZVS zu minimieren. Aus der Schaltungsanalyse geht der optimale Betriebszustand des P-RFGs hervor. Die Einschaltzeitpunkte der Halbleiterschalter stimmen bei einer leicht unterresonanten Anregung mit $f_s = f_{\text{opt}}$ exakt mit den Nulldurchgängen der DS-Spannungen überein. Weil die DS-Spannungen der Halbleiterschalter zeitweise der Resonanzkreisspannung entsprechen, treten deutlich höhere Blockierspannungen an den Halbleiterschaltern des P-RFGs im Vergleich zu einem S-RFG auf. Dies muss bei der Auswahl geeigneter Halbleiterschalter Berücksichtigung finden. Die parasitären DS-Kapazitäten der Halbleiterschalter reduzieren die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises und führen dazu, dass der Strom in den Halbleiterschaltern und die Durchlassverluste ansteigen. Zusätzlich wird die maximal erreichbare Resonanzfrequenz durch die parasitären DS-Kapazitäten limitiert. Dies ist insbesondere bei Triebwerken mit hoher Windungszahl und entsprechend großen Induktivitäten problematisch. Deshalb ist bei der Wahl geeigneter Schalter neben der maximalen Blockierspannung auf eine geringe parasitäre DS-Kapazität zu achten. Im Vergleich zu einem S-RFG sind für die Ansteuerung der Halbleiterschalter weniger Bauteile nötig, weil das Schaltungskonzept lediglich zwei low-side Schalter vorsieht.

Regelungskonzept

Um den Betrieb des P-RFGs mit der optimalen Ansteuerfrequenz gewährleisten zu können, kommt ein Regelungskonzept zum Einsatz, das eine PLL-Struktur enthält. Die zeitliche Verschiebung zwischen dem Ansteuersignal von T1 und dem Nulldurchgang der DS-Spannungen von T1 wird im Betrieb kontinuierlich gemessen und auf einen eingestellten Sollwert geregelt. Bei korrekter Sollwertvorgabe finden die Einschaltvorgänge der Halbleiterschalter exakt zu den Nulldurchgängen der DS-Spannungen statt. Das Regelungskonzept wird auf einer digitalen Steuerplattform in Form eines FPGAs implementiert. Dadurch können hohe Taktfrequenzen und entsprechend hohe zeitliche Auflösungen erreicht werden. Dies ist notwendig, um die Nulldurchgänge der DS-Spannung mit hoher zeitlicher Genauigkeit erfassen zu können. Mit dem vorgestellten Modellierungsansatz kann die Dynamik des Einregelvorgangs abgeschätzt und der digitale PI-Regler parametrisiert werden.

Experimentelle Untersuchungen

Die korrekte Funktionsweise des entwickelten P-RFGs konnte am Lastsimulator erfolgreich überprüft werden. Dabei wurde das Modell der Regelung validiert. Die experimentell aufgenommenen Daten aus dem FPGA und die Ausgangsdaten der Modelle zeigen eine gute Übereinstimmung. Durch eine geeignete Parametrisierung des Reglers können Zeitkonstanten für den Einregelvorgang im Bereich weniger zehn Mikrosekunden erreicht werden. Der P-RFG ist zur Versorgung eines RITs der Baugröße 10 geeignet. Der direkte Vergleich mit einem S-RFG in Halbbrücken-Konfiguration zeigt, dass vergleichbare Eingangsleistungen für den Betrieb des RITs benötigt werden. Beim Testaufbau dieser Arbeit ist der P-RFGs bei niedrigen Frequenzen leicht effizienter, währenddessen der S-RFGs bei hohen Frequenzen weniger Leistung für den Betrieb des RITs benötigt.

Ausblick

Während der Untersuchungen am Triebwerk wurde eine übermäßige Erwärmung der CMC im Eingangfilter aufgrund von Gleichtaktstörungen festgestellt. In weiterführenden Untersuchungen kann die Ursache der Gleichtaktstörungen ermittelt werden. In diesem Zusammenhang können die Konzepte des S-RFGs und P-RFGs auch bezüglich ihrer elektromagnetischen Verträglichkeit miteinander verglichen werden. Eine Möglichkeit zur Untersuchung der EMV bietet die zum Zeitpunkt der Ausarbeitung im Aufbau befindliche Testkammer zur Vermessung eines Triebwerks-Gesamtsystems. [22]

Die Parallelschwingkreis-Konfiguration ermöglicht es, die Resonanzkapazität unmittelbar an der Induktionsspule des RITs anzubringen. Der hochfrequente Wechselstrom oszilliert dann lediglich zwischen den Bauelementen am Triebwerk und fließt nicht mehr über die Leitung zwischen RFG und RIT. Dadurch können die Verluste auf der Verbindungsleitung reduziert werden. Simulationsuntersuchungen mit dem gewählten

Schaltungskonzept zeigen technische Herausforderungen. Zwischen der Leitung und den parasitären Kapazitäten der Schalter entsteht ein Schwingkreis, der durch den Schaltbetrieb angeregt wird. Es entstehen hochfrequente Oszillationen, die den Strom- und Spannungsverläufen an den Bauelementen überlagert werden. In weiterführenden Untersuchungen kann experimentell überprüft werden, wie sich das System verhält, wenn die Resonanzkapazität aufgeteilt und teilweise im RFG und teilweise am Triebwerk positioniert wird.

Durch die Sollwertvorgabe der Regelgröße kann die Schaltfrequenz der Halbleiterschalter im stationären Endzustand beeinflusst werden. Bei stark unterresonanter Anregung des Parallelschwingkreises steigt die Freilaufdauer und infolgedessen auch die Ausgangsspannung des P-RFGs an. Dies kann genutzt werden, um den Strom in der Triebwerksspule und den Strahlstrom zu verändern. In weiterführenden Untersuchungen kann die Regelung auf dem FPGA um eine Leistungssteuerung ergänzt werden.

Zur Beurteilung welches RFG Konzept für eine gegebene Last am effizientesten ist, müssen die bestehenden Simulationsmodelle um ein Modell zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste erweitert werden. Nach einer Verifikation des Verlustmodells können Arbeitspunkte und Triebwerks-Konfigurationen identifiziert werden für die das Schaltungskonzept des S-RFGs bzw. P-RFGs am besten geeignet ist.

Anhang A

Herleitung der Stromverstärkung

Die Stromverstärkung der realen Parallelschwingkreis-Konfiguration bei RITs kann mit Hilfe der Ersatzschaltung in Abbildung A.1 hergeleitet werden.

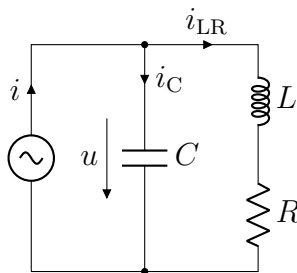


Abbildung A.1: Ersatzschaltbild der realen Parallelschwingkreis-Konfiguration bei RIT

Zunächst werden die Gleichungen der komplexen Wechselstromteiler für die Ströme i_{LR} und i_C aufgestellt:

$$\frac{i_{LR}(j\omega)}{i(j\omega)} = \frac{\frac{1}{LC}}{(j\omega)^2 + \frac{R}{L} \cdot j\omega + \frac{1}{LC}} \quad (\text{A.1})$$

$$\frac{i_C(j\omega)}{i(j\omega)} = \frac{(j\omega)^2 + \frac{R}{L} \cdot j\omega}{(j\omega)^2 + \frac{R}{L} \cdot j\omega + \frac{1}{LC}} \quad (\text{A.2})$$

Anschließend werden die Gleichungen nach dem Real- und Imaginärteil getrennt:

$$\frac{i_{\text{LR}}(j\omega)}{i(j\omega)} = \frac{\frac{1}{LC} \cdot \left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)}{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{R}{L\omega}\right)^2} + j \frac{-\frac{1}{LC} \cdot \frac{R}{L\omega}}{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{R}{L\omega}\right)^2} \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{i_{\text{C}}(j\omega)}{i(j\omega)} = \frac{-\frac{\omega^2}{LC} + \omega^4 + \left(\frac{R}{L\omega}\right)^2}{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{R}{L\omega}\right)^2} + j \frac{\frac{1}{LC} \cdot \frac{R}{L\omega}}{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{R}{L\omega}\right)^2}. \quad (\text{A.4})$$

Der Amplitudengang folgt aus dem Betrag $\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}$. Wird für ω die Resonanzfrequenz des realen Parallelschwingkreises mit $\omega_{\text{res}} = \sqrt{1/LC - (R/L)^2}$ eingesetzt, folgt die Stromverstärkung Q_{L} bzw. Q_{C} des realen Parallelschwingkreises.

$$Q_{\text{L}} = \left| \frac{i_{\text{LR}}(j\omega_{\text{res}})}{i(j\omega_{\text{res}})} \right| = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A.5})$$

$$Q_{\text{C}} = \left| \frac{i_{\text{C}}(j\omega_{\text{res}})}{i(j\omega_{\text{res}})} \right| = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C} - R^2}. \quad (\text{A.6})$$

Anhang B

Herleitungen zum Schaltungskonzept

B.1 Herleitung der Resonanzkreisspannung

Die Amplitude der Resonanzkreisspannung und daher auch die Amplituden der DS-Spannungen können aus dem Spannungsverlauf der Induktivität L_1 des P-RFGs aus Abbildung 3.1 hergeleitet werden. In Abbildung B.1 ist der Zeitverlauf der Spannung u_{L1} für den Betrieb mit $f_s = f_{opt}$ dargestellt. Solange T1 eingeschaltet ist, entspricht die Spannung an der Induktivität L_1 der Eingangsspannung U_{dc} . Ist T1 ausgeschaltet und T2 eingeschaltet, resultiert die Spannung an der Induktivität zu: $u_{L1} = U_{dc} - u_{res}$.

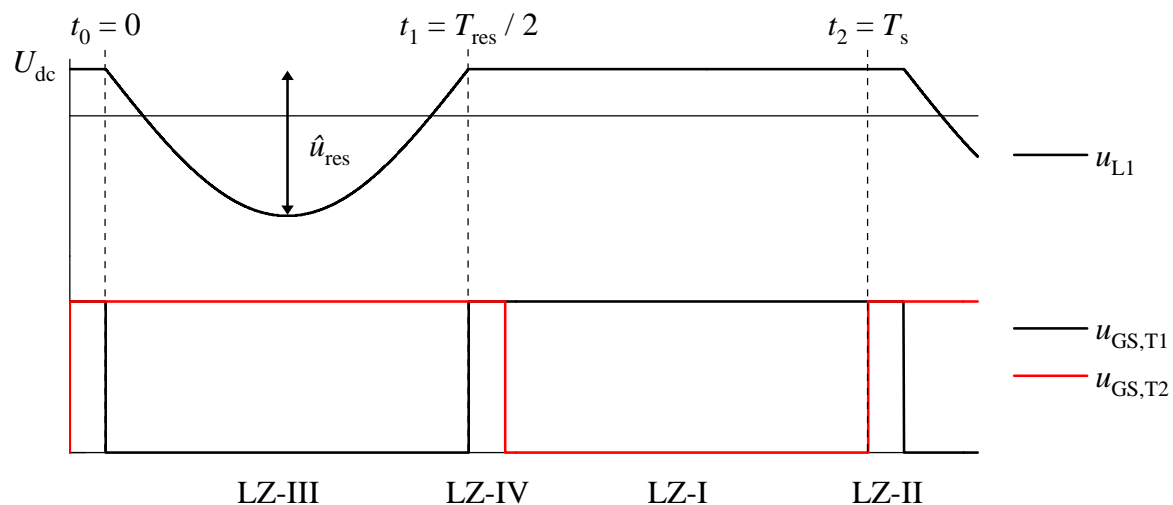


Abbildung B.1: Zeitverläufe zur Herleitung der Resonanzkreisspannung. Dargestellt sind die Spannung an der Induktivität L_1 u_{L1} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

Grundlage der Herleitung ist der stationäre Betriebszustand. Dort beträgt der Mittelwert der Spannung u_{L1} null Volt. [40]

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} u_{L1}(t) dt \quad (\text{B.1})$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{T_{\text{res}}/2} u_{L1}(t) dt + \int_{T_{\text{res}}/2}^{T_s} u_{L1}(t) dt \right] \quad (\text{B.2})$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{T_{\text{res}}/2} U_{\text{dc}} - \hat{u}_{\text{res}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{res}} \cdot t) dt + \int_{T_{\text{res}}/2}^{T_s} U_{\text{dc}} dt \right] \quad (\text{B.3})$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[U_{\text{dc}} \cdot t + \frac{\hat{u}_{\text{res}}}{2\pi f_{\text{res}}} \cdot \cos(2\pi f_{\text{res}} \cdot t) \right]_0^{T_{\text{res}}/2} + \left[U_{\text{dc}} \cdot t \right]_{T_{\text{res}}/2}^{T_s} \quad (\text{B.4})$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[U_{\text{dc}} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} + \frac{\hat{u}_{\text{res}}}{2\pi f_{\text{res}}} \cdot \left(\cos\left(2\pi f_{\text{res}} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2}\right) - 1 \right) + U_{\text{dc}} \cdot \left(T_s - \frac{T_{\text{res}}}{2} \right) \right] \quad (\text{B.5})$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[U_{\text{dc}} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} + \frac{\hat{u}_{\text{res}}}{2\pi f_{\text{res}}} \cdot (-1 - 1) + U_{\text{dc}} \cdot \left(T_s - \frac{T_{\text{res}}}{2} \right) \right] \quad (\text{B.6})$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[U_{\text{dc}} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} - \frac{\hat{u}_{\text{res}}}{\pi f_{\text{res}}} + U_{\text{dc}} \cdot \left(T_s - \frac{T_{\text{res}}}{2} \right) \right] \quad (\text{B.7})$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[-\frac{\hat{u}_{\text{res}}}{\pi f_{\text{res}}} + U_{\text{dc}} \cdot T_s \right] \quad (\text{B.8})$$

$$0 = -\frac{\hat{u}_{\text{res}}}{\pi} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{T_s} + U_{\text{dc}} \cdot \quad (\text{B.9})$$

Daraus folgt Gleichung B.10, mit der die Amplitude der Resonanzkreisspannung aus der Eingangsspannung, der Schaltfrequenz und der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises berechnet werden kann. Sie ist für Betriebsfrequenzen $f_s \leq f_{\text{opt}}$ gültig.

$$\hat{u}_{\text{res}} = \pi \cdot U_{\text{dc}} \cdot \frac{T_s}{T_{\text{res}}} = \pi \cdot U_{\text{dc}} \cdot \frac{f_{\text{res}}}{T_s} \quad (\text{B.10})$$

B.2 Herleitung der analytischen Beschreibung

Die analytischen Gleichungen zur Beschreibung der Ströme und Spannungen im Parallelschwingkreis werden am Beispiel des realen Betriebs aus Kapitel 3.2 mit $f_s = f_{\text{opt}}$ unter der Annahme einer entsprechend hohen Güte Q des Resonanzkreises hergeleitet. Im Anschluss an die Herleitung wird erläutert, für welche Betriebsfrequenzen die Gleichungen Gültigkeit besitzen.

Die Herleitung erfolgt in zwei Teilschritten. Zunächst wird der Strom in der Serienschaltung aus L_{c+pl} und R_{c+pl} ermittelt. Unmittelbar daraus folgt der Strom in der Resonanzkapazität C_{res} . Anschließend wird die Spannung im Resonanzkreis u_{res} bestimmt. Weil eine Schaltperiode in vier Leitzustände unterteilt ist, erfolgt die Herleitung abschnittsweise. Aufgrund der Symmetrie der Zeitverläufe genügt es, die Herleitung für zwei der vier Leitzustände durchzuführen. Im Folgenden wird der Strom $i_{c+pl}(t)$ für den Leitzustand LZ-IV bestimmt.

In Abbildung B.2 ist das Ersatzschaltbild des P-RFGs für den Leitzustand LZ-IV dargestellt. Die Anwendung der Kirchhoffschen Maschenregel auf Masche I liefert:

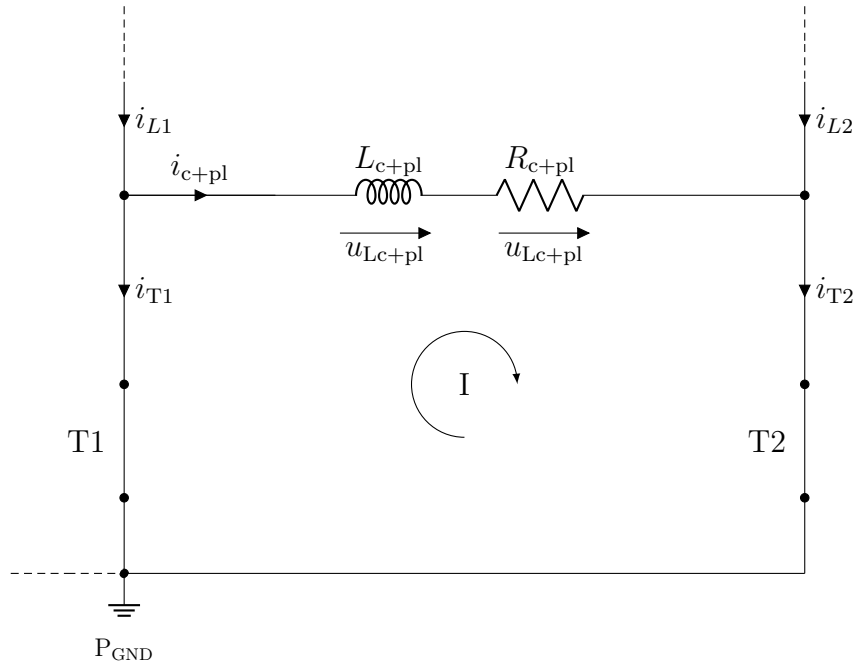


Abbildung B.2: Ersatzschaltung des P-RFGs für Leitzustand LZ-IV

$$0 = u_{L_{c+pl}}(t) + u_{R_{c+pl}}(t). \quad (\text{B.11})$$

Mit der differentiellen Beziehung zwischen Strom und Spannung an der Induktivität L_{c+pl} und dem ohmschen Gesetz folgt:

$$0 = L_{c+pl} \cdot \frac{di_{c+pl}(t)}{dt} + R_{c+pl} \cdot i_{c+pl}(t). \quad (\text{B.12})$$

Zur Bestimmung von $i_{c+pl}(t)$ wird Gleichung B.12 in den Laplace-Bereich transformiert:

$$0 = L_{c+pl} \cdot [s \cdot i_{c+pl}(s) - i_{c+pl}(0)] + R_{c+pl} \cdot i_{c+pl}(s) \quad (\text{B.13})$$

$$i_{c+pl}(s) = \frac{1}{s + \frac{R_{c+pl}}{L_{c+pl}}} \cdot i_{c+pl}(0). \quad (\text{B.14})$$

Die Rücktransformation liefert den Stromverlauf $i_{c+pl}(t)$ in LZ-IV:

$$i_{c+pl}(t) = i_{c+pl}(0) \cdot e^{-\frac{R_{c+pl}}{L_{c+pl}} t}. \quad (\text{B.15})$$

Zur Herleitung des Stromverlaufs in LZ-I dient das Ersatzschaltbild in Abbildung B.3. Die Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze liefert:

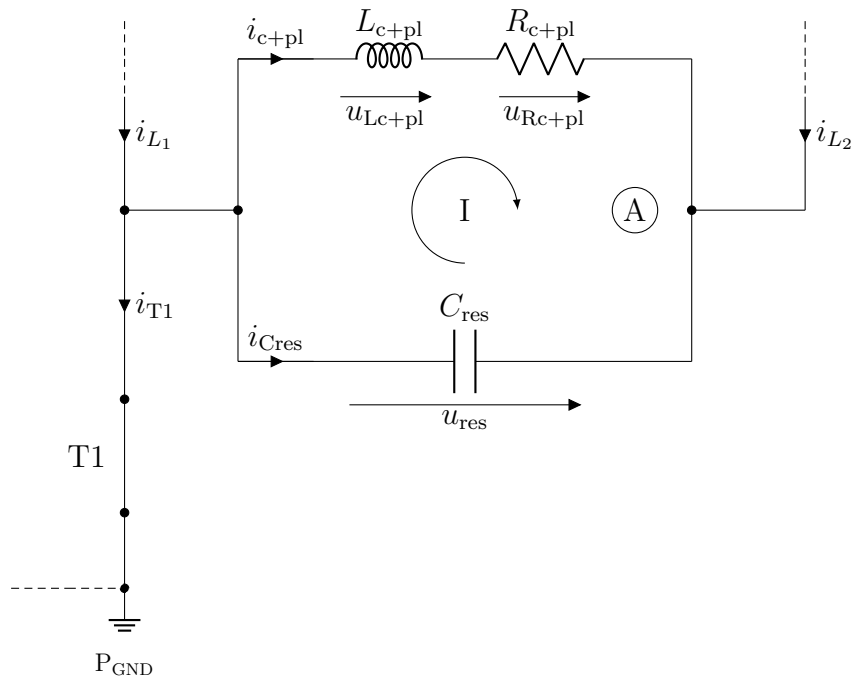


Abbildung B.3: Ersatzschaltung des P-RFGs für Leitzustand LZ-I

$$0 = u_{L_{c+pl}}(t) + u_{R_{c+pl}}(t) - u_{res}(t) \quad (B.16)$$

$$0 = i_{c+pl}(t) + i_{C_{res}}(t) + i_{L_2}(t). \quad (B.17)$$

In Gleichung B.16 werden die Beziehungen zwischen Strom und Spannung an den Bauelementen L_{c+pl} , R_{c+pl} und C_{res} eingesetzt. Mit:

$$u_{L_{c+pl}}(t) = L_{c+pl} \cdot \frac{di_{c+pl}(t)}{dt} \quad (B.18)$$

$$u_{res}(t) = \frac{1}{C_{res}} \int i_{C_{res}}(t) dt \quad (B.19)$$

$$u_{R_{c+pl}}(t) = R_{c+pl} \cdot i_{c+pl}(t) \quad (B.20)$$

folgt:

$$0 = L_{c+pl} \cdot \frac{di_{c+pl}(t)}{dt} + R_{c+pl} \cdot i_{c+pl}(t) - \frac{1}{C_{res}} \int i_{C_{res}}(t) dt. \quad (B.21)$$

Das Einsetzen von Gleichung B.17 in Gleichung B.21 und eine anschließende Differentiation liefert die gesuchte Differentialgleichung (DGL):

$$0 = L_{c+pl} \cdot \frac{di_{c+pl}(t)}{dt} + R_{c+pl} \cdot i_{c+pl}(t) - \frac{1}{C_{res}} \int -[i_{c+pl}(t) + i_{L_2}(t)] dt \quad (B.22)$$

$$0 = L_{c+pl} \cdot \frac{d^2 i_{c+pl}(t)}{dt^2} + R_{c+pl} \cdot \frac{di_{c+pl}(t)}{dt} + \frac{1}{C_{res}} [i_{c+pl}(t) + i_{L_2}(t)] \quad (B.23)$$

$$0 = \frac{d^2 i_{c+pl}(t)}{dt^2} + \frac{R_{c+pl}}{L_{c+pl}} \cdot \frac{di_{c+pl}(t)}{dt} + \frac{1}{L_{c+pl} C_{res}} \cdot i_{c+pl}(t) + \frac{1}{L_{c+pl} C_{res}} \cdot i_{L_2}(t). \quad (B.24)$$

Zur Übersichtlichkeit werden die Koeffizienten durch $\omega_0^2 = (L_{c+pl} C_{res})^{-1}$ und $2D\omega_0 = R_{c+pl}/L_{c+pl}$ mit $D = R_{c+pl}/2 \cdot \sqrt{C_{res}/L_{c+pl}}$ vereinfacht:

$$0 = \frac{d^2 i_{c+pl}(t)}{dt^2} + 2D\omega_0 \cdot \frac{di_{c+pl}(t)}{dt} + \omega_0^2 \cdot i_{c+pl}(t) + \omega_0^2 \cdot i_{L_2}(t). \quad (B.25)$$

Bei Gleichung B.25 handelt es sich um eine inhomogene, lineare DGL zweiter Ordnung mit konstanten Koeffizienten. Die Lösung kann mit Hilfe der Laplace-Transformation unter Berücksichtigung der Anfangsbedingungen ermittelt werden. Dazu wird Gleichung B.25 in den Laplace-Bereich transformiert und umgestellt:

$$i_{c+pl}(s) = \frac{s}{s^2 + 2D\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \cdot i_{c+pl}(0) + \frac{2D\omega_0}{s^2 + 2D\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \cdot i_{c+pl}(0) \quad (\text{B.26})$$

$$+ \frac{1}{s^2 + 2D\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \cdot i'_{c+pl}(0) - \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2D\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \cdot i_{L2}(s).$$

Mit Hilfe der Laplace-Korrespondenztabelle kann Gleichung B.26 in den Zeitbereich zurücktransformiert werden. Für die Rücktransformation ist entscheidend, welche Art von Polstellen in Gleichung B.26 auftreten:

$$s_{1,2} = -D\omega_0 \pm \omega_0 \sqrt{D^2 - 1}. \quad (\text{B.27})$$

Für $D < 1$ existieren komplexe Polstellen. Mit dem Zusammenhang zwischen D und der Güte Q mit $Q = 1/(2D)$ folgt, dass die Bedingung $Q > 0,5$ erfüllt ist. Dies ist für typische Bauteilparameter bei der Anwendung von RITs gewährleistet. Deshalb wird bei der Rücktransformation von komplexen Polstellen ausgegangen. Für die Rücktransformation wird eine sprungförmige Änderung des Stroms $i_{L2}(s)$ mit $i_{L2}(s) = 1/s \cdot i_{L2}$ angenommen. Dies entspricht einer sprungförmigen Anregung des Resonanzkreises mit dem Gleichstrom i_{L2} nach dem Wechsel von LZ-IV zu LV-I. Die Anwendung der Korrespondenztabelle aus Referenz [33, S.83ff.] liefert den Strom i_{c+pl} :

$$i_{c+pl}(t) = a(t) \cdot i_{c+pl}(0) + b(t) \cdot 2D\omega_0 \cdot i_{c+pl}(0) + b(t) \cdot i'_{c+pl}(0) - c(t) \cdot i_{L2}. \quad (\text{B.28})$$

Tabelle B.1: Vereinfachungen der analytischen Beschreibung des Stromes i_{c+pl} während LZ-I

$a(t)$	$\frac{e^{-D\omega_0 t}}{\sqrt{1-D^2}} \cdot \cos(\omega_e t + \varphi_1)$
$b(t)$	$\frac{e^{-D\omega_0 t}}{\omega_0 \sqrt{1-D^2}} \cdot \sin(\omega_e t)$
$c(t)$	$1 - \frac{e^{-D\omega_0 t}}{\sqrt{1-D^2}} \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_2)$

mit den Vereinfachungen in Tabelle B.1, $\varphi_1 = \arcsin(D)$, $\varphi_2 = \arccos(D)$ und $\omega_e = \omega_0 \cdot \sqrt{1-D^2}$.

Durch Gleichung B.15 und B.28 wird der Stromverlauf i_{c+pl} in den Leitzuständen LZ-IV und LZ-I vollständig beschrieben. In Abbildung B.4 sind der Zeitverlauf des Stromes i_{c+pl} und der der Resonanzkreisspannung dargestellt. Mit den markierten Zeitpunkten in Abbildung B.4 können die hergeleiteten Gleichungen umgeschrieben und weiter vereinfacht werden:

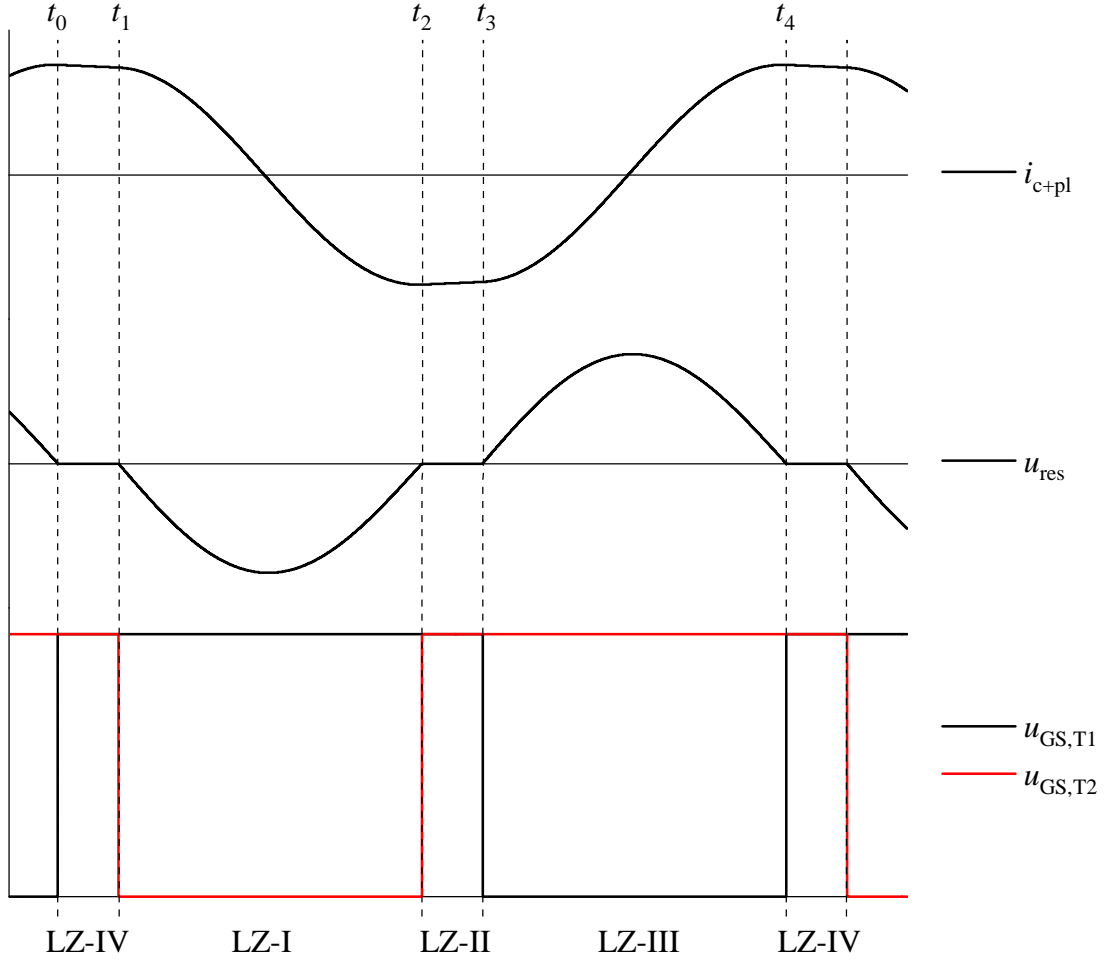


Abbildung B.4: Zeitverläufe der Ströme und Spannungen im Resonanzkreis für den realen Betrieb des P-RFGs mit $f_s = f_{\text{opt}}$. Dargestellt sind der Strom in der Triebwerksspule $i_{c+\text{pl}}$, die Spannung im Resonanzkreis u_{res} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{\text{GS},\text{T1}}$ und $u_{\text{GS},\text{T2}}$

$$i_{c+\text{pl}}(t) = \begin{cases} a(t) \cdot i_{c+\text{pl}}(t_1) + b(t) \cdot 2D\omega_0 \cdot i_{c+\text{pl}}(t_1) \\ +b(t) \cdot i'_{c+\text{pl}}(t_1) - c(t) \cdot i_{L2}, & \text{für LZ-I} \\ i_{c+\text{pl}}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t), & \text{für LZ-IV.} \end{cases} \quad (\text{B.29})$$

Die Anfangsbedingungen $i_{c+\text{pl}}(t_1)$ und $i'_{c+\text{pl}}(t_1)$ erhält man aus der analytischen Beschreibung des Stromes in LZ-IV. Mit Hilfe von Gleichung B.29 und Abbildung B.4 folgt:

$$i_{c+pl}(t_1) = i_{c+pl}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t_1) \quad (\text{B.30})$$

$$i'_{c+pl}(t_1) = -2D\omega_0 \cdot i_{c+pl}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t_1). \quad (\text{B.31})$$

Das Einsetzen von Gleichung B.30 und B.31 in Gleichung B.29 vereinfacht die analytische Beschreibung des Stromes in LZ-I und liefert die vollständige Beschreibung in Abhängigkeit von $i_{c+pl}(t_0)$. Aufgrund der Symmetrie des Zeitverlaufs können die Beschreibungsgleichungen auf LZ-II und LZ-III erweitert werden:

$$i_{c+pl}(t) = \begin{cases} a(t) \cdot i_{c+pl}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t_1) - c(t) \cdot i_{L2}, & \text{für LZ-I} \\ -i_{c+pl}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t), & \text{für LZ-II} \\ -a(t) \cdot i_{c+pl}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t_1) + c(t) \cdot i_{L2}, & \text{für LZ-III} \\ i_{c+pl}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t), & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad (\text{B.32})$$

Zur Bestimmung von $i_{c+pl}(t_0)$ wird die Symmetrie des Stromverlaufs in Abbildung B.4 ausgenutzt. Mit $i_{c+pl}(t_0) = -i_{c+pl}(t_2)$ folgt:

$$i_{c+pl}(t_0) = -[a(t_2) \cdot i_{c+pl}(t_0) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t_1) - c(t_2) \cdot i_{L2}] \quad (\text{B.33})$$

$$i_{c+pl}(t_0) \cdot [1 + a(t_2) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t_1)] = c(t_2) \cdot i_{L2} \quad (\text{B.34})$$

$$i_{c+pl}(t_0) = \frac{c(t_2) \cdot i_{L2}}{1 + a(t_2) \cdot \exp(-2D\omega_0 \cdot t_1)} \quad (\text{B.35})$$

Durch Gleichung B.32 und Gleichung B.35 wird der Stromverlauf i_{c+pl} vollständig beschrieben. Für die Berechnungen sind die äquivalenten Bauteilparameter L_{c+pl} , R_{c+pl} , C_{res} , der Eingangsstrom i_{L2} und die Vorgabe der Zeitpunkte t_1 bzw. t_2 notwendig. Die Vorgabe von t_1 und t_2 werden im Anschluss der Herleitung der Resonanzkreisspannung u_{res} diskutiert.

Die analytische Beschreibung der Resonanzkreisspannung kann aus dem Strom der Resonanzkapazität durch Integration ermittelt werden. Für den Strom i_{Cres} gilt:

$$i_{Cres}(t) = \begin{cases} -i_{c+pl}(t) - i_{L2}, & \text{für LZ-I} \\ 0, & \text{für LZ-II} \\ -i_{c+pl}(t) + i_{L1}, & \text{für LZ-III} \\ 0, & \text{für LZ-IV.} \end{cases} \quad (\text{B.36})$$

Weil der Strom in den Leitzuständen LZ-II und LZ-IV null ist, ist lediglich eine

Integration des Stromes für LZ-I und LZ-III notwendig. Wegen der Symmetrie genügt die Integration in Leitzustand LZ-I:

$$u_{\text{res}}(t) = \frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \int i_{\text{Cres}}(t) dt \quad (\text{B.37})$$

$$= \frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \int (-i_{\text{c+pl}}(t) - i_{L2}) dt \quad (\text{B.38})$$

$$= -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \int i_{\text{c+pl}}(t) + i_{L2} dt \quad (\text{B.39})$$

$$= -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[\int i_{\text{c+pl}}(t) dt + \int i_{L2} dt \right] \quad (\text{B.40})$$

$$= -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[\int (a(t) \cdot i_{\text{c+pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} - c(t) \cdot i_{L2}) dt + \int i_{L2} dt \right] \quad (\text{B.41})$$

$$= -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[\int a(t) \cdot i_{\text{c+pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} dt - \int c(t) \cdot i_{L2} dt + \int i_{L2} dt \right] \quad (\text{B.42})$$

$$= -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{\text{c+pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot \int a(t) dt - i_{L2} \cdot \int c(t) dt + \int i_{L2} dt \right]. \quad (\text{B.43})$$

Für die Integration werden insbesondere die Integrale der Funktionen $a(t)$ und $c(t)$ aus Tabelle B.1 benötigt. Mit zweifacher partieller Integration folgt:

$$\int a(t) dt = \frac{-e^{-D\omega_0 t}}{\omega_e^2 + (D\omega_0)^2} \cdot [D\omega_0 \cdot \cos(\omega_e t + \varphi_1) + \omega_e \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_1)] \quad (\text{B.44})$$

$$\int c(t) dt = t - \frac{-e^{-D\omega_0 t}}{\omega_e^2 + (D\omega_0)^2} \cdot [D\omega_0 \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_2) + \omega_e \cdot \cos(\omega_e t + \varphi_2)]. \quad (\text{B.45})$$

Das Einsetzen von Gleichung B.44 und B.45 in Gleichung B.43 liefert:

$$u_{\text{res}}(t) = -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{\text{c+pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot e(t) - i_{L2} \cdot f(t) - i_{L2} \cdot t + i_{L2} \cdot t \right] + U_c \quad (\text{B.46})$$

$$= -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{\text{c+pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot e(t) - i_{L2} \cdot f(t) \right] + U_c. \quad (\text{B.47})$$

Die Funktionen $e(t)$ und $f(t)$ sind in Tabelle B.2 aufgeführt:

Tabelle B.2: Vereinfachungen der analytischen Beschreibung der Spannung u_{res} während LZ-I

$$\begin{array}{l|l} e(t) & \frac{-e^{-D\omega_0 t}}{\omega_e^2 + (D\omega_0)^2} \cdot [D\omega_0 \cdot \cos(\omega_e t + \varphi_1) + \omega_e \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_1)] \\ \hline f(t) & \frac{-e^{-D\omega_0 t}}{\omega_e^2 + (D\omega_0)^2} \cdot [D\omega_0 \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_2) + \omega_e \cdot \cos(\omega_e t + \varphi_2)] \end{array}$$

Zur Bestimmung der Integrationskonstante U_c wird die Anfangsbedingung: $u_{\text{res}}(t = 0) = 0$ eingesetzt:

$$u_{\text{res}}(t = 0) = 0 = -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{c+\text{pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot e(0) - i_{L_2} \cdot f(0) \right] + U_c \quad (\text{B.48})$$

$$U_c = \frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{c+\text{pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot e(0) - i_{L_2} \cdot f(0) \right]. \quad (\text{B.49})$$

Durch Gleichung B.50 und B.51 wird der Zeitverlauf der Resonanzkreisspannung vollständig beschrieben:

$$u_{\text{res}}(t) = \begin{cases} -\frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{c+\text{pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot e(t) - i_{L_2} \cdot f(t) \right] + U_c, & \text{für LZ-I} \\ 0, & \text{für LZ-II} \\ \frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{c+\text{pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot e(t) - i_{L_2} \cdot f(t) \right] - U_c, & \text{für LZ-III} \\ 0, & \text{für LZ-IV} \end{cases} \quad (\text{B.50})$$

mit:

$$U_c = \frac{1}{C_{\text{res}}} \cdot \left[i_{c+\text{pl}}(t_0) \cdot e^{-2D\omega_0 t_1} \cdot e(0) - i_{L_2} \cdot f(0) \right] \quad (\text{B.51})$$

Für die Berechnung der Zeitverläufe werden neben den äquivalenten Bauteilparametern $L_{c+\text{pl}}$, $R_{c+\text{pl}}$, C_{res} die Zeitpunkte t_1 und t_2 benötigt. In Tabelle B.3 wird der Gültigkeitsbereich der Gleichungen diskutiert und mögliche Annahmen zur Parametrierung von t_1 und t_2 beschrieben. Für die Betrachtungen wird der Zeitpunkt t_0 als Referenz mit $t_0 = 0$ definiert.

Tabelle B.3: Gültigkeitsbereich der hergeleiteten Gleichungen für $i_{c+pl}(t)$ und $u_{res}(t)$

Betriebszustand	Parametrierung
realer Betrieb mit $f_s = f_{opt}$ und hoher Güte Q	Die Herleitung der Beschreibungsgleichungen erfolgte für diesen Betriebszustand. Aus Abbildung B.4 geht hervor, dass Zeitpunkt t_1 mit dem Ende von Leitzustand LZ-IV und t_2 mit dem Ende von Leitzustand LZ-I übereinstimmt. Die Summe aus t_1 und t_2 entspricht: $t_1 + t_2 = T_s/2$. Daher kann für die Berechnung der Zeitverläufe von i_{c+pl} und u_{res} bei einer entsprechend hohen Güte Q von $t_1 = t_{ov}$ und $t_2 = T_{res}/2$ ausgegangen werden.
realer Betrieb mit $f_s < f_{opt}$ und hoher Güte Q	Für Schaltfrequenzen $f_s < f_{opt}$, wechselt der Generator vor dem Ablauf der Leitzustände LZ-I bzw. LZ-III selbstgeführt in den Freilauf. Daher steigt die Zeit t_1 über den Wert der Überschneidungszeit an zu: $t_1 = (T_s - T_{res})/2$. Für die Parametrierung von t_2 kann bei entsprechend hoher Güte Q von $t_2 = T_{res}/2$ ausgegangen werden.
realer Betrieb mit $f_s > f_{opt}$ und hoher Güte Q	Die hergeleiteten Gleichungen sind auch für den überresonanten Betrieb des P-RFGs mit einer Frequenz $f_s > f_{opt}$ gültig. Für die Parametrierung der Zeit t_1 gilt: $t_1 = t_{ov}$. Weil die Summe aus t_1 und t_2 der halben Periodendauer $T_s/2$ entspricht, gilt: $t_2 = T_s/2 - t_{ov}$
idealer Betrieb mit $f_s = f_{res}$ und hoher Güte Q	Die hergeleiteten Gleichungen sind für den idealen Betrieb des P-RFGs gültig. Die Beschreibungsgleichungen für LZ-II und LZ-IV entfallen. Entsprechend ist $t_1 = 0$ und $t_2 = T_{res}/2$
geringe Güte Q bzw. hoher Dämpfungsgrad D	Für geringe Güten Q bzw. hohe Dämpfungsgrade D wird der Zeitverlauf des Stromes durch $\omega_e = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - D^2}$ immer stärker verzerrt. Zur Bestimmung von $i_{c+pl}(t_0)$ sind die Annahmen zur Parametrierung von t_2 nicht mehr gültig. Es entsteht ein Gleichungssystem, welches numerisch gelöst werden muss.

Anhang C

Herleitungen zum Regelungskonzept

C.1 Herleitung des Übertragungsverhaltens der Regelgröße

Die Herleitung der Regelgröße erfolgt anhand der Zeitverläufe der DS-Spannung von T1, des Nulldurchgangssignals $u_{\text{zero},T1}$ und der Ansteuersignale von T1 und T2. Der Regelkreis wird dafür als geöffnet betrachtet und der P-RFG mit einer konstanten Schaltfrequenz betrieben. Weil der Zeitverlauf der DS-Spannung von T1 maßgeblich von der Wahl der Ansteuerfrequenz und der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises abhängt, muss eine Fallunterscheidung durchgeführt werden.

Im Folgenden wird der in Abbildung C.1 (a) dargestellte Betriebszustand betrachtet. Der Resonanzkreis wird mit einer Frequenz $f_s \leq f_{\text{opt}}$ unterresonant angeregt. Zwischen den Ansteuersignalen der Schalter und den tatsächlichen Schaltzeitpunkten besteht die zeitliche Verzögerung t_{delay} . Die zeitliche Verschiebung t_{ist} zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals von T1 und der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals $u_{\text{zero},T1}$ kann mit den Verläufen in Abbildung C.1 (a) durch Gleichung C.1 beschrieben werden:

$$t_{\text{ist}} = t_{\text{delay}} + t_{\text{ov}} - t_1. \quad (\text{C.1})$$

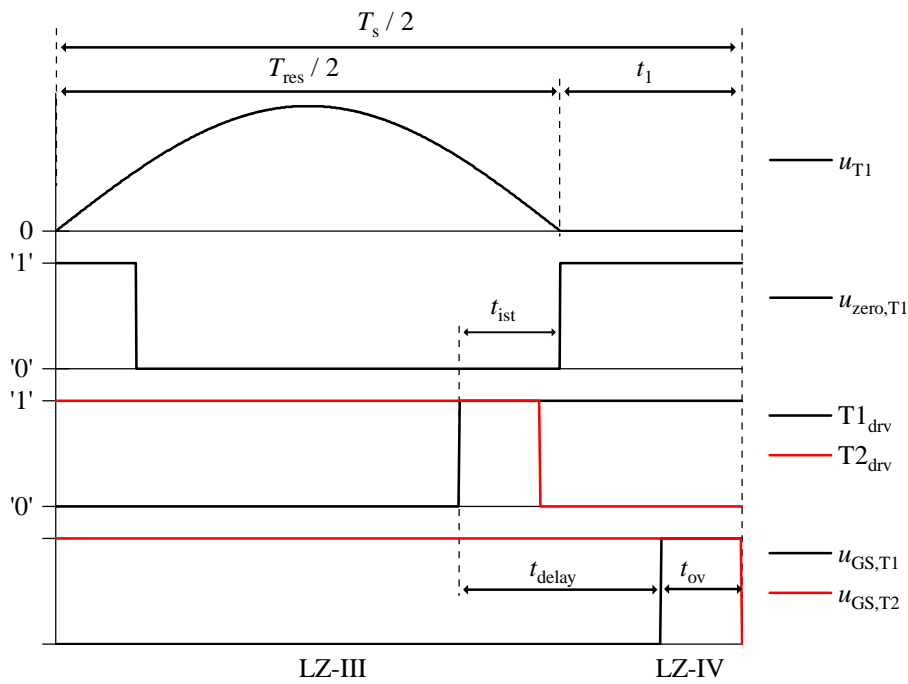
Wird t_1 durch einen äquivalenten Term ersetzt, kann t_{ist} aus der Ansteuerfrequenz und der Resonanzfrequenz berechnet werden:

$$t_1 = \frac{T_s}{2} - \frac{T_{\text{res}}}{2} \quad (\text{C.2})$$

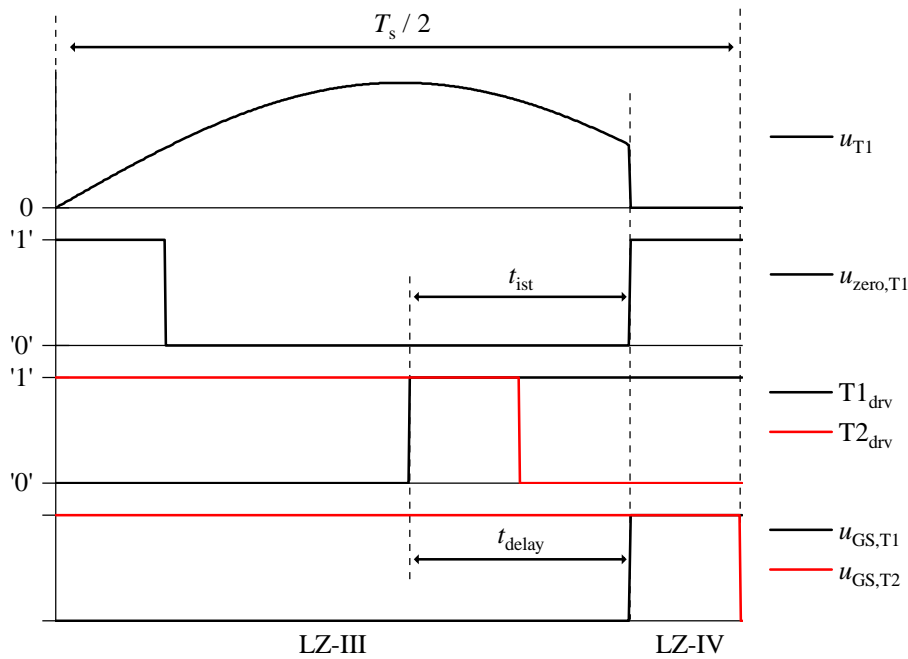
$$t_{\text{ist}}(T_s, T_{\text{res}}) = t_{\text{delay}} + t_{\text{ov}} - \left(\frac{T_s}{2} - \frac{T_{\text{res}}}{2} \right) \quad (\text{C.3})$$

$$t_{\text{ist}}(f_s, f_{\text{res}}) = \frac{1}{2} \cdot \left(-\frac{1}{f_s} + \frac{1}{f_{\text{res}}} \right) + t_{\text{delay}} + t_{\text{ov}}. \quad (\text{C.4})$$

In Abbildung C.1 (b) sind die Zeitverläufe für einen Betrieb mit $f_s > f_{\text{opt}}$ dargestellt. Die Einschaltvorgänge der Halbleiterschalter finden unter Spannung statt. Durch den



(a)



(b)

Abbildung C.1: (a) Zeitverläufe zur Herleitung der Regelgröße für $f_s \leq f_{opt}$ (b) Zeitverläufe zur Herleitung der Regelgröße für $f_s > f_{opt}$. Dargestellt sind jeweils die DS-Spannung von T1 u_{T1} , das Nulldurchgangssignals $u_{zero,T1}$, die Ansteuersignale am Ausgang des FPGA $T1_{drv}$ und $T2_{drv}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$

Einschaltvorgang wird die parasitäre DS-Kapazität über den Kanal des Halbleiterschalters kurzgeschlossen und entladen. Dies hat eine sofortige Generierung des Nulldurchgangssignals $u_{\text{zero},T1}$ zur Folge. Die Zeit t_{ist} zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals von T1 und der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals entspricht der zeitlichen Verzögerung t_{delay} :

$$t_{\text{ist}} = t_{\text{delay}}. \quad (\text{C.5})$$

Für die Beschreibung von t_{ist} folgt:

$$t_{\text{ist}}(f_s, f_{\text{res}}) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left(-\frac{1}{f_s} + \frac{1}{f_{\text{res}}}\right) + t_{\text{delay}} + t_{\text{ov}} & , \text{für } f_s \leq f_{\text{opt}} \\ t_{\text{delay}} & , \text{für } f_s > f_{\text{opt}} \end{cases} \quad (\text{C.6})$$

Anhand von Gleichung C.6 wird die Verkopplung des Systems deutlich. Die zeitliche Verschiebung ist eine Funktion der Ansteuerfrequenz f_s und der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises f_{res} . Für einen Betrieb des P-RFGs mit $f_s > f_{\text{opt}}$ ist sie konstant und beträgt t_{delay} .

Zur Herleitung des Übertragungsverhaltens ist die Beschreibung für $f_s \leq f_{\text{opt}}$ aufgrund der Nichtlinearität nicht geeignet. Deshalb wird sie durch eine Taylorreihenentwicklung um einem Arbeitspunkt A linearisiert. Für kleine Aussteuerungen um den gewählten Arbeitspunkt kann die linearisierte Beschreibung durch ein proportionales Übertragungsverhalten dargestellt werden. Für ein Übertragungssystem mehrerer Eingangsvariablen $x_a(t) = f(x_{e1}(t), x_{e2}(t), \dots, x_{em}(t))$ kann die Entwicklung gemäß Gleichung C.7 durchgeführt werden:

$$x_a(t) = x_{aA} + \Delta x_a(t) \approx f(x_{e1A}, x_{e2A}, \dots, x_{emA}) + \sum_{i=1}^m \left. \frac{\partial f}{\partial x_{ei}} \right|_A \cdot \Delta x_{ei}(t). \quad (\text{C.7})$$

Nach Subtraktion des Funktionswertes $f(x_{e1A}, x_{e2A}, \dots, x_{emA})$ ergibt sich das linearisierte Übertragungsverhalten für kleine Aussteuerungen um den Arbeitspunkt A zu:

$$\Delta x_a(t) = K_{P1} \cdot \Delta x_{e1}(t) + K_{P2} \cdot \Delta x_{e2}(t) + \dots + K_{Pm} \cdot \Delta x_{em}(t) \quad (\text{C.8})$$

mit den partiellen Ableitungen $K_{P1} = \partial f / \partial x_{e1}|_A$, $K_{P2} = \partial f / \partial x_{e2}|_A$ und $K_{Pm} = \partial f / \partial x_{em}|_A$. [33, S.50ff.] Wird die Reihenentwicklung auf die Beschreibung für $f_s \leq f_{\text{opt}}$ angewendet, folgt:

$$\Delta t_{\text{ist}}(f_s, f_{\text{res}}) = \begin{cases} K_{f_s} \cdot \Delta f_s + K_{f_{\text{res}}} \cdot \Delta f_{\text{res}} & , \text{für } f_s \leq f_{\text{opt}} \\ t_{\text{delay}} & , \text{für } f_s > f_{\text{opt}} \end{cases} \quad (\text{C.9})$$

mit $K_{f_s} = 1/(2 \cdot f_{s,A}^2)$, $K_{f_{\text{res}}} = -1/(2 \cdot f_{\text{res},A}^2)$, $\Delta f_s = f_s - f_{s,A}$ und $\Delta f_{\text{res}} = f_{\text{res}} - f_{\text{res},A}$.

Im FPGA wird die Regelgröße durch den PFD und einen nachgeschalteten Zähler ermittelt. Sie wird durch eine äquivalente Anzahl von Abtastschritten dargestellt. Die

Funktionsweise des PFDs und des Zählers werden für die Beschreibung der Regelgröße idealisiert betrachtet, sodass die Zeit t_{ist} durch einen konstanten Faktor $1/T_{\text{clk}}$ in die entsprechende Taktzahl $n_{t,\text{soll}}$ umgewandelt wird:

$$\Delta n_{t,\text{ist}}(f_s, f_{\text{res}}) = \begin{cases} \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot [K_{\text{fs}} \cdot \Delta f_s + K_{\text{fres}} \cdot \Delta f_{\text{res}}] & , \text{für } f_s \leq f_{\text{opt}} \\ \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot t_{\text{delay}}, & , \text{für } f_s > f_{\text{opt}} \end{cases} \quad (\text{C.10})$$

C.2 Herleitung der Übertragungsfunktion des Ansteuerautomaten

Der Ansteuerautomat dient zur Generierung der Ansteuersignale. Die Schaltfrequenz f_s der Halbleiterschalter kann aus der eingehenden Taktzahl n_{fs} wie folgt berechnet werden:

$$f_s(n_{fs}(t)) = \frac{f_{\text{clk}}}{n_{fs}(t)}. \quad (\text{C.11})$$

Anhand von Gleichung C.11, ist der nichtlineare Zusammenhang zwischen der Ansteuerfrequenz und der eingehenden Periodendauer in Takten zu erkennen. Um das Systemverhalten durch eine Übertragungsfunktion darstellen zu können, wird eine Linearisierung durch eine Taylorreihenentwicklung durchgeführt. Für ein Übertragungssystem mit der Eingangsgröße x_e und der Ausgangsgröße x_a gilt für die Reihenentwicklung:

$$x_a(t) = x_{aA} + \Delta x_a(t) \approx f(x_{eA}) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_e} \right|_A \cdot \Delta x_e(t). \quad (\text{C.12})$$

Wird der konstante Anteil $x_{aA} = f(x_{eA})$ von Gleichung C.12 subtrahiert, erhält man das Kleinsignalverhalten um den gewählten Arbeitspunkt A. [33, S.48ff.]

$$\Delta x_a(t) \approx \left. \frac{\partial f}{\partial x_e} \right|_A \cdot \Delta x_e(t) = K_P \cdot \Delta x_e(t). \quad (\text{C.13})$$

Durch Anwendung von Gleichung C.13 wird die mathematische Beschreibung des Ansteuerautomaten linearisiert:

$$\boxed{\Delta f_s(n_{fs}(t)) = K_{\text{DCO}} \cdot \Delta n_{fs}(t) = \frac{-f_{\text{clk}}}{n_{fs,A}^2} \cdot \Delta n_{fs}(t) = \frac{-f_{\text{DCO},A}^2}{f_{\text{clk}}} \cdot \Delta n_{fs}(t)} \quad (\text{C.14})$$

mit der Beziehung $n_{fs,A} = f_{\text{clk}}/f_{\text{DCO},A}$.

C.3 Herleitung der Vorzeichenumkehr

Im folgenden Abschnitt wird die Notwendigkeit einer Vorzeichenumkehr bei der Generierung der Regelabweichung erläutert. Zur Herleitung dient Abbildung C.2. Um die Erläuterungen wesentlich zu vereinfachen werden der Ist- und der Sollwert der Regelgröße, die bei der FPGA-Implementierung einer äquivalente Anzahl von Abtastschritten entsprechen, an dieser Stelle durch die Zeiten t_{ist} und t_{soll} dargestellt. Im Allgemeinen sind drei unterschiedliche Fälle möglich:

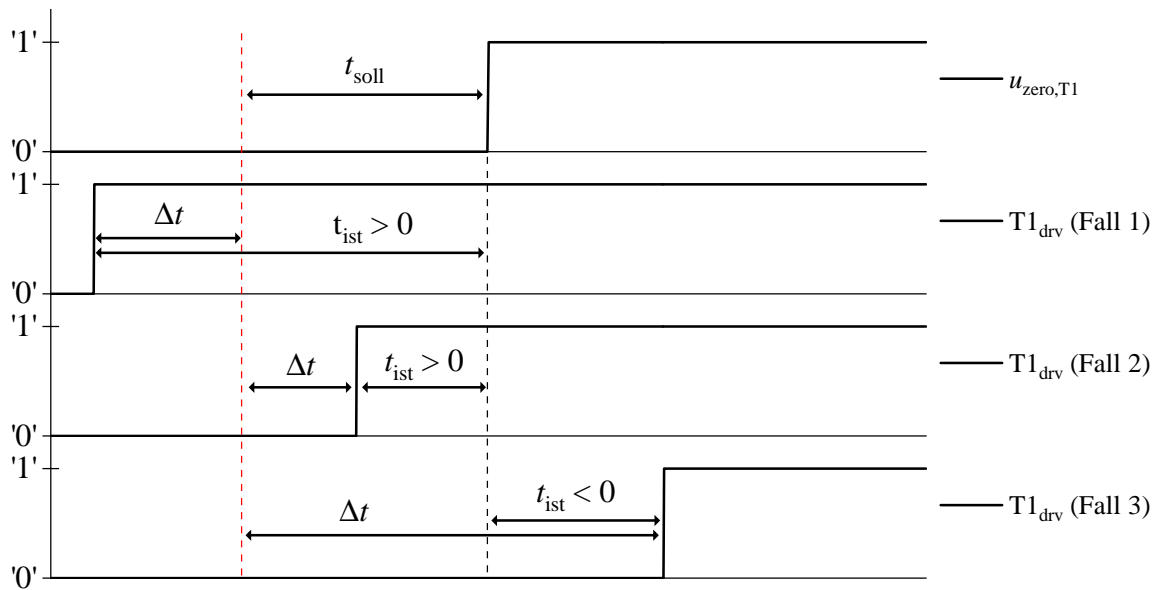


Abbildung C.2: Zeitverläufe zur Herleitung der Vorzeichenumkehr anhand der drei möglichen Fälle. Dargestellt sind das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$ und das Ansteuersignal $T1_{\text{drv}}$

Fall (1): Die Ansteuerfrequenz ist für den vorgegebenen Sollwert t_{soll} zu groß. Der Istwert der Regelgröße t_{ist} ist positiv und größer als der Sollwert t_{soll} . Um die positive Flanke des Ansteuersignals auf den durch den Sollwert vorgegebenen Zeitpunkt anzupassen, muss die Schaltfrequenz verkleinert werden.

Fall (2): Die Ansteuerfrequenz ist für den vorgegebenen Sollwert t_{soll} zu klein. Die positive Flanke des Ansteuersignals eilt der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals vor, weshalb der Istwert der Regelgröße t_{ist} positiv ist. Um die Regelabweichung auszuregulieren muss der Regler die Ansteuerfrequenz erhöhen. Der Istwert t_{ist} ist kleiner als der Sollwert t_{soll} .

Fall (3) Die Ansteuerfrequenz ist für den vorgegebenen Sollwert t_{soll} viel zu gering. Das System wird stark unterresonant angeregt und die positive Flanke

des Ansteuersignals eilt der positiven Flanke des Nulldurchgangssignals nach. Der Istwert t_{ist} ist negativ und dementsprechend kleiner als der Sollwert t_{soll} .

Die Regelabweichung folgt für die unterschiedlichen Fälle zu:

$$\text{Fall (1) : } t_{\text{ist}} > 0, t_{\text{ist}} > t_{\text{soll}} \quad \Rightarrow \Delta t = t_{\text{soll}} - t_{\text{ist}} < 0 \quad (\text{C.15})$$

$$\text{Fall (2) : } t_{\text{ist}} > 0, t_{\text{ist}} < t_{\text{soll}} \quad \Rightarrow \Delta t = t_{\text{soll}} - t_{\text{ist}} > 0 \quad (\text{C.16})$$

$$\text{Fall (3) : } t_{\text{ist}} < 0, t_{\text{ist}} < t_{\text{soll}} \quad \Rightarrow \Delta t = t_{\text{soll}} - t_{\text{ist}} > 0 \quad (\text{C.17})$$

Um in den Beispielen (2) und (3) die Regelabweichung auszuregeln, muss der Regler die Schaltfrequenz erhöhen. Bei einer positiven Regelabweichung, wie sie gemäß Gleichung C.16 und C.17 auftritt, wird die Ausgangsgröße des Reglers bei einer positiven Verstärkung K_P ebenfalls vergrößert. Ein Erhöhen der Ausgangsgröße n_{fs} resultiert in einer höheren Periodendauer und dementsprechend in einer kleiner werdenden Schaltfrequenz. Daher ist eine Vorzeichenumkehr der Regelabweichung notwendig.

C.4 Herleitung der Übertragungsfunktionen

Zur Herleitung der Übertragungsfunktionen $G_z(s)$ und $G_{fs}(s)$ dient das Blockschaltbild des geschlossenen Regelkreises in Abbildung 4.6 auf Seite 57. Für die Herleitungen wird ein PI-Regler mit der Verstärkung K_P und der Zeitkonstanten T_n angenommen:

$$G_R(s) = G_{PI}(s) = \frac{K_P \cdot (T_n \cdot s + 1)}{T_n \cdot s}. \quad (C.18)$$

Störübertragungsverhalten

Für $\Delta n_{t,ist}$ folgt aus dem Blockschaltbild in Abbildung 4.6:

$$\Delta n_{t,ist}(s) = \frac{1}{T_{clk}} \cdot [K_{fres} \cdot \Delta f_{res}(s) + K_{fs} \cdot K_{DCO} \cdot G_{PI}(s) \cdot (-1) \cdot (-1) \cdot n_{t,ist}(s)] \quad (C.19)$$

$$\Delta n_{t,ist}(s) \cdot \left[1 - \frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fs} \cdot K_{DCO} \cdot G_{PI}(s)\right] = \frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres} \cdot \Delta f_{res}(s). \quad (C.20)$$

Mit der Vereinfachung: $G_1(s) = (-1) \cdot \frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fs} \cdot K_{DCO}$ resultiert die Übertragungsfunktion $G_{fs}(s)$ zu:

$$G_z(s) = \frac{\Delta n_{t,ist}(s)}{\Delta f_{res}(s)} = \frac{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres}}{1 + G_1(s) \cdot G_{PI}(s)} \quad (C.21)$$

$$= \frac{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres}}{1 + G_1(s) \cdot \frac{K_P \cdot (T_n \cdot s + 1)}{T_n \cdot s}} \quad (C.22)$$

$$= \frac{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres} \cdot T_n \cdot s}{T_n \cdot s + G_1(s) \cdot K_P \cdot (T_n \cdot s + 1)} \quad (C.23)$$

$$= \frac{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres} \cdot T_n \cdot s}{(G_1(s) \cdot K_P + 1) \cdot T_n \cdot s + G_1(s) \cdot K_P} \quad (C.24)$$

$$= \frac{\frac{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres}}{G_1(s) \cdot K_P} \cdot T_n \cdot s}{\frac{G_1(s) \cdot K_P + 1}{G_1(s) \cdot K_P} \cdot T_n \cdot s + 1} \quad (C.25)$$

$$= \frac{\frac{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres}}{G_1(s) \cdot K_P} \cdot T_n \cdot s}{\left(1 + \frac{1}{G_1(s) \cdot K_P}\right) \cdot T_n \cdot s + 1} \quad (C.26)$$

$$= \frac{\frac{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fres}}{(-1) \cdot \frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fs} \cdot K_{DCO} \cdot K_P} \cdot T_n \cdot s}{\left(1 - \frac{1}{\frac{1}{T_{clk}} \cdot K_{fs} \cdot K_{DCO} \cdot K_P}\right) \cdot T_n \cdot s + 1} \quad (C.27)$$

$$= (-1) \cdot \frac{\frac{K_{\text{fres}}}{K_{\text{fs}} \cdot K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}}} \cdot T_{\text{n}} \cdot s}{\left(1 - \frac{1}{\frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fs}} \cdot K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}}}\right) \cdot T_{\text{n}} \cdot s + 1}. \quad (\text{C.28})$$

Durch Einsetzen von $K_{\text{fs}} = 1/(2 \cdot f_{\text{s,A}}^2)$, $K_{\text{fres}} = -1/(2 \cdot f_{\text{res,A}}^2)$, $K_{\text{DCO}} = -f_{\text{DCO,A}}^2/f_{\text{clk}}$, und $1/T_{\text{clk}} = f_{\text{clk}}$ erhält man die Störübertragungsfunktion:

$$G_{\text{z}}(s) = (-1) \cdot \frac{\frac{f_{\text{s,A}}^2 \cdot f_{\text{clk}}}{f_{\text{res,A}}^2 \cdot f_{\text{DCO,A}}^2 \cdot K_{\text{P}}} \cdot T_{\text{n}} \cdot s}{\left(1 + \frac{2 \cdot f_{\text{s,A}}^2}{f_{\text{DCO,A}}^2 \cdot K_{\text{P}}}\right) \cdot T_{\text{n}} \cdot s + 1} \quad (\text{C.29})$$

Änderung der Schaltfrequenz

Für Δf_{s} folgt aus dem Blockschaltbild in Abbildung 4.6:

$$\Delta f_{\text{s}}(s) = K_{\text{DCO}} \cdot G_{\text{PI}}(s) \cdot (-1) \cdot (-1) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot [K_{\text{fres}} \cdot \Delta f_{\text{res}}(s) + K_{\text{fs}} \cdot \Delta f_{\text{s}}(s)] \quad (\text{C.30})$$

$$\Delta f_{\text{s}}(s) \cdot \left[1 - K_{\text{DCO}} \cdot G_{\text{PI}}(s) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fs}}\right] = K_{\text{DCO}} \cdot G_{\text{PI}}(s) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}} \cdot \Delta f_{\text{res}}(s). \quad (\text{C.31})$$

Mit der Vereinfachung: $G_1(s) = (-1) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fs}} \cdot K_{\text{DCO}}$ resultiert die Übertragungsfunktion $G_{\text{fs}}(s)$ zu:

$$G_{\text{fs}}(s) = \frac{\Delta f_{\text{s}}(s)}{\Delta f_{\text{res}}(s)} = \frac{K_{\text{DCO}} \cdot G_{\text{PI}}(s) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}}}{1 + G_1(s) \cdot G_{\text{PI}}(s)} \quad (\text{C.32})$$

$$= \frac{K_{\text{DCO}} \cdot \frac{K_{\text{P}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)}{T_{\text{n}} \cdot s} \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}}}{1 + G_1(s) \cdot \frac{K_{\text{P}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)}{T_{\text{n}} \cdot s}} \quad (\text{C.33})$$

$$= \frac{K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}}}{T_{\text{n}} \cdot s + G_1(s) \cdot K_{\text{P}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)} \quad (\text{C.34})$$

$$= \frac{K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}}}{(1 + G_1(s) \cdot K_{\text{P}}) \cdot T_{\text{n}} \cdot s + G_1(s) \cdot K_{\text{P}}} \quad (\text{C.35})$$

$$= \frac{\frac{K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}} \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}}}{G_1(s) \cdot K_{\text{P}}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)}{\frac{(1 + G_1(s) \cdot K_{\text{P}})}{G_1(s) \cdot K_{\text{P}}} \cdot T_{\text{n}} \cdot s + 1} \quad (\text{C.36})$$

$$= \frac{\frac{K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}} \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}}}{G_1(s) \cdot K_{\text{P}}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)}{\left(1 + \frac{1}{G_1(s) \cdot K_{\text{P}}}\right) \cdot T_{\text{n}} \cdot s + 1} \quad (\text{C.37})$$

$$= \frac{K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}} \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fres}}}{(-1) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fs}} \cdot K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)$$

$$= \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{(-1) \cdot \frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fs}} \cdot K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}}}\right)} \cdot T_{\text{n}} \cdot s + 1 \quad (\text{C.38})$$

$$= (-1) \cdot \frac{\frac{K_{\text{fres}}}{K_{\text{fs}}} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)}{\left(1 - \frac{1}{\frac{1}{T_{\text{clk}}} \cdot K_{\text{fs}} \cdot K_{\text{DCO}} \cdot K_{\text{P}}}\right)} \cdot T_{\text{n}} \cdot s + 1. \quad (\text{C.39})$$

Mit $K_{\text{fs}} = 1/(2 \cdot f_{\text{s,A}}^2)$, $K_{\text{fres}} = -1/(2 \cdot f_{\text{res,A}}^2)$, $K_{\text{DCO}} = -f_{\text{DCO,A}}^2/f_{\text{clk}}$, und $1/T_{\text{clk}} = f_{\text{clk}}$ folgt $G_{\text{fs}}(s)$ zu:

$$G_{\text{fs}}(s) = \frac{\frac{f_{\text{s,A}}^2}{f_{\text{res,A}}^2} \cdot (T_{\text{n}} \cdot s + 1)}{\left(1 + \frac{2 \cdot f_{\text{s,A}}^2}{f_{\text{DCO,A}}^2 \cdot K_{\text{P}}}\right)} \cdot T_{\text{n}} \cdot s + 1 \quad (\text{C.40})$$

C.5 Herleitung der PI-Regler Differenzengleichung

Zur Implementierung des Regelalgorithmus auf der digitalen Steuerplattform wird die Differenzengleichung des PI-Reglers benötigt. Unter Verwendung der bilinearen Transformation kann aus der Übertragungsfunktion des Reglers die z-Übertragungsfunktion des PI-Reglers hergeleitet werden. Aus der zeitdiskreten Übertragungsfunktion folgt die Differenzengleichung. [24]

Übertragungsfunktion des PI-Reglers:

$$G_R(s) = G_{PI}(s) = \frac{K_P \cdot (T_n \cdot s + 1)}{T_n \cdot s}. \quad (C.41)$$

Bilineare Transformationsvorschrift:

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \quad (C.42)$$

Durch Einsetzen von Gleichung C.42 in Gleichung C.41 und mit $T_n = K_P/K_I$ folgt:

$$G_{PI}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K_P \cdot (T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + 1)}{T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \quad (C.43)$$

$$= \frac{K_P \cdot (T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + 1) \cdot (1 + z^{-1})}{(T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}) \cdot (1 + z^{-1})} \quad (C.44)$$

$$= \frac{K_P \cdot [T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot (1 - z^{-1}) + (1 + z^{-1})]}{T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot (1 - z^{-1})} \quad (C.45)$$

$$= \frac{K_P \cdot [(T_n \cdot \frac{2}{T_s} + 1) + (-T_n \cdot \frac{2}{T_s} + 1) \cdot z^{-1}]}{T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot (1 - z^{-1})} \quad (C.46)$$

$$= \frac{K_P \cdot [(T_n \cdot \frac{2}{T_s} + 1) + (-T_n \cdot \frac{2}{T_s} + 1) \cdot z^{-1}] \cdot \frac{1}{T_n \cdot \frac{2}{T_s}}}{T_n \cdot \frac{2}{T_s} \cdot (1 - z^{-1}) \cdot \frac{1}{T_n \cdot \frac{2}{T_s}}} \quad (C.47)$$

$$= \frac{K_P \cdot [(1 + \frac{T_s}{2T_n}) + (-1 + \frac{T_s}{2T_n}) \cdot z^{-1}]}{1 - z^{-1}} \quad (C.48)$$

$$= \frac{(K_P + K_P \cdot \frac{T_s}{2T_n}) + (-K_P + K_P \cdot \frac{T_s}{2T_n}) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (C.49)$$

$$= \frac{(K_P + \frac{T_s \cdot K_I}{2}) + (-K_P + \frac{T_s \cdot K_I}{2}) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (C.50)$$

$$= \frac{(K_P - \frac{T_s \cdot K_I}{2} + T_s \cdot K_I) - (K_P - \frac{T_s \cdot K_I}{2}) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (C.51)$$

$$= \frac{\underbrace{\left(K_P - \frac{T_s \cdot K_I}{2}\right)}_{\alpha} + \underbrace{T_s \cdot K_I}_{\beta} - \underbrace{\left(K_P - \frac{T_s \cdot K_I}{2}\right)}_{\alpha} \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{C.52})$$

$$= \frac{(\alpha + \beta) - \alpha \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (\text{C.53})$$

Die z-Übertragungsfunktion $G_{\text{PI}}(z)$ in Gleichung C.53 wird nach der Ein- und Ausgangsvariablen getrennt. Anschließend kann die Differenzgleichung zur Implementierung auf der digitalen Plattform aufgestellt werden:

$$G_{\text{PI}}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{(\alpha + \beta) - \alpha \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{C.54})$$

$$Y(z) \cdot (1 - z^{-1}) = ((\alpha + \beta) - \alpha \cdot z^{-1}) \cdot X(z) \quad (\text{C.55})$$

$$Y(z) - Y(z) \cdot z^{-1} = (\alpha + \beta) \cdot X(z) - \alpha \cdot X(z) \cdot z^{-1} \quad (\text{C.56})$$

$$Y(z) = Y(z) \cdot z^{-1} + (\alpha + \beta) \cdot X(z) - \alpha \cdot X(z) \cdot z^{-1}. \quad (\text{C.57})$$

Aus Gleichung C.57 folgt die Differenzgleichung des PI-Reglers zur Implementierung auf dem FPGA:

$$\boxed{y_k = y_{k-1} + (\alpha + \beta) \cdot x_k - \alpha \cdot x_{k-1}} \quad (\text{C.58})$$

mit $\alpha = K_P - T_s \cdot K_I/2$ und $\beta = T_s \cdot K_I$. Unter der Vorgabe von α und β können K_P und K_I durch die Vorgabe einer Abtastfrequenz T_s berechnet werden.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Schematische Darstellung eines RITs mit den für den Betrieb notwendigen Peripheriekomponenten	6
2.2	(a) Transformator-Ersatzschaltbild eines induktiv gekoppelten Plasmas (b) Ersatzschaltbild der Last am Ausgang des RFGs für die Anwendungen bei RITs	11
2.3	(a) Grundschtaltung des ZCS (b) Grundschtaltung des ZVS	13
2.4	Amplitudengang eines Parallelschwingkreises mit den Strömen i_{in} als Eingangsgröße und i_{c+pl} als Ausgangsgröße bei einer Güte von $Q = 50$.	14
2.5	(a) Grundkonfiguration Serienschwingkreis (b) Grundkonfiguration Parallelschwingkreis (c) Realer Parallelschwingkreis, wie er bei RITs auftritt	15
2.6	Blockschaltbild einer PLL mit den wesentlichen Elementen Phasendetektor, Schleifenfilter und spannungsgesteuerter Oszillator	17
2.7	Zustandsautomat des Phasen-Frequenz-Detektors nach Referenz [4] . .	18
2.8	(a) Zeitverläufe am Ein- und Ausgang des PFDs (b) Ausgangskennlinie des PFDs für verschiedene Phasendifferenzen $\Delta\varphi$	19
3.1	Schaltungskonzept des entwickelten P-RFGs zur effizienten Energieversorgung eines RITs	22
3.2	Vereinfachter Schaltungsteil des P-RFGs zur Aufstellung der Knoten- und Maschengleichungen für die Schaltungsanalyse	23
3.3	Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den idealen Betrieb mit $f_s = f_{res}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , der anregende Strom i_{in} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern i_{T1} und i_{T2} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	25
3.4	Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den realen Betrieb mit $f_s = (T_{res} + 2 \cdot t_{ov})^{-1}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern i_{T1} und i_{T2} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	28

3.5	Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den realen Betrieb mit $f_s < f_{opt}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern und den Inversdioden i_{T1} , $i_{T1,D}$ und i_{T2} , $i_{T2,D}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	31
3.6	Strom- und Spannungsverläufe an den wesentlichen Bauelementen des P-RFGs für den realen Betrieb mit $f_s > f_{opt}$. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen der Schalter u_{T1} und u_{T2} , die Ströme in den Schaltern i_{T1} und i_{T2} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	32
3.7	Amplitudengang des Parallelschwingkreises mit den Strömen i_{in} als Eingangsgröße und i_{c+pl} als Ausgangsgröße bei einer Güte von $Q = 50$. Ansteuerfrequenzen aus Bereich (I) gewährleisten die ZVS-Bedingung, während Ansteuerfrequenzen aus den Bereichen (II) und (III) zu Einschaltvorgängen unter Spannung führen.	34
3.8	Vereinfachter Schaltungsteil des P-RFGs mit parasitären DS-Kapazitäten der Schalter	35
3.9	Stromverläufe im Resonanzkreis und in den Schaltern unter Berücksichtigung der parasitären DS-Kapazitäten. Dargestellt sind die Ströme im Resonanzkreis i_{c+pl} und i_{Cres} , die Ströme in T1 i_{T1} und $i_{T1,CDS}$, die Ströme in T2 i_{T2} und $i_{T2,CDS}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	37
3.10	(a) π -Ersatzschaltbild einer elektrisch kurzen Leitung (b) Ersatzschaltbild des P-RFGs mit Leitung zwischen RFG und Triebwerk	40
3.11	Amplitudengang der in Abbildung 3.10 (b) dargestellten Ersatzschaltung. Die Leitungsbeläge entsprechen der in den experimentellen Untersuchungen verwendeten Triaxialleitung nach Referenz [20]	41
3.12	Draufsicht des entwickelten P-RFGs mit Zuordnung der wesentlichen Baugruppen	42
3.13	Messschaltung zur Detektion der Nulldurchgänge der DS-Spannungen von T1 mit Hilfe eines Komparators	44
3.14	Idealisierte Zeitverläufe der Nulldurchgangssensorik von T1. Dargestellt sind die Spannungen am Eingang des Komparators u_- und u_+ , das generierte Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	45
3.15	(a) Gehäuse des P-RFGs (b) Vorderansicht des P-RFGs mit Bedienplatine (1) und Anschluss der Leistungsversorgung (2) sowie der Steuerungsspannung (3)	47

4.1	Zusammensetzung der zeitlichen Verzögerung t_{delay} zwischen der positiven Flanke des Ansteuersignals $T1_{\text{drv}}$ am Ausgang des FPGAs und der idealisierten Gate-Source-Spannung $u_{\text{GS},T1}$. Die Zeit t_{delay} setzt sich aus der Verzögerung des Treibers $t_{\text{drv,del}}$ und der des Einschaltvorgangs t_r zusammen	50
4.2	Zeitverläufe zur Erläuterung des Funktionsprinzips der Regelung. Dargestellt sind die DS-Spannungen u_{T1} und u_{T2} , das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$, die Ansteuersignale am Ausgang des FPGA $T1_{\text{drv}}$ und $T2_{\text{drv}}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{\text{GS},T1}$ und $u_{\text{GS},T2}$	51
4.3	Blockschaltbild der Regelung und Darstellung der Verkopplung zwischen FPGA, Leistungsendstufe und Resonanzkreis	52
4.4	Auswirkung des Sollwertes auf den stationären Endwert der Schaltfrequenz. Dargestellt sind die DS-Spannungen u_{T1} und u_{T2} , das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$, die Ansteuersignale am Ausgang des FPGA $T1_{\text{drv}}$ und $T2_{\text{drv}}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{\text{GS},T1}$ und $u_{\text{GS},T2}$	53
4.5	Amplitudengang des Parallelschwingkreises mit den Strömen i_{in} als Eingangsgröße und $i_{\text{c+pl}}$ als Ausgangsgröße bei einer Güte von $Q = 50$. Eine Einstellung des Sollwerts nach $n_{t,\text{soll}} \cdot T_{\text{clk}} \leq t_{\text{delay}}$ führt zu den rot markierten Schaltfrequenzen und gewährleistet gemäß Abbildung 3.7 den ZVS Betrieb des P-RFGs	54
4.6	Blockschaltbild des geschlossenen Regelkreises mit den linearisierten Beschreibungen der wesentlichen Elemente	57
4.7	(a) Sprungantwort der Übertragungsfunktionen $G_z(s)$ (b) Sprungantwort der Übertragungsfunktionen $G_{\text{fs}}(s)$	58
4.8	Übersichtsdarstellung der implementierten Top-Entity zur Umsetzung der Regelung auf dem FPGA	60
4.9	Zeitverläufe der wesentlichen Signale der Regelung zur Veranschaulichung des Funktionsprinzips. Dargestellt sind das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$, das Ansteuersignal $T1_{\text{drv}}$, die Hilfssignale der positiven Flanken $PFL_{u_{\text{zero},T1}}$ und $PFL_{T1,\text{drv}}$, die Signale am Ausgang des PFDs UP und DOWN, der Zählerstand cnt und der Sollwert der Regelgröße $n_{t,\text{soll}}$, die Regelabweichung u_k sowie das Hilfssignal zur Verdeutlichung des Vorzeichens der Regelabweichung VZ	61
4.10	Zustandsautomat des implementierten PFDs	64
4.11	(a) Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero},T1}$ und Ansteuersignal $T1_{\text{drv}}$ für die drei unterschiedlichen Fälle (b) zugehöriger Zählerstand cnt und Sollwert der Regelgröße $n_{t,\text{soll}}$	65
4.12	Zustandsautomat des Moduls Steuereinheit	66
4.13	Zustandsautomat des implementierten Ansteuerautomaten zur Generierung der Ansteuersignale für T1 und T2 nach Referenz [52]	67

5.1	Vereinfachtes Simulationsmodell des P-RFGs mit Leistungsendstufe, Null-durchgangssensorik und FPGA-Modell in der Simulationssoftware PLECS	72
5.2	Zeitverläufe der wesentlichen Signale der Regelung während des Anlaufs des P-RFGs. Dargestellt sind das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero,T1}}$, das Ansteuersignal $T1_{\text{drv}}$, die Ausgangssignale des PFDs UP und DOWN, der Zählerstand cnt , die Regelabweichung u_k sowie die Schaltfrequenz f_s	74
5.3	Strom- und Spannungsverläufe im Resonanzkreis und an den Schaltern T1 und T2 im stationären Endzustand. Dargestellt sind der Strom in der Triebwerksspule $i_{\text{c+pl}}$, die Spannung im Resonanzkreis u_{res} , die DS-Spannungen u_{T1} und u_{T2} , das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero,T1}}$, die Ansteuersignale $T1_{\text{drv}}$ und $T2_{\text{drv}}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{\text{GS,T1}}$ und $u_{\text{GS,T2}}$	76
5.4	Lastsprung zur Überprüfung des dynamischen Verhaltens der Regelung. Dargestellt sind die induktive Lastkomponente $L_{\text{c+pl}}$, der ohmsche Anteil $R_{\text{c+pl}}$, die Regelabweichung u_k sowie die Schaltfrequenz f_s	77
6.1	(a) Vorderansicht des Lastsimulators zur Nachbildung einer ohmsch-induktiven Last (b) Rückansicht des Lastsimulators	80
6.2	Zeitverläufe zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise des P-RFGs. Darstellt sind der Ausgangsstrom des RFGs i_{load} , die DS-Spannung u_{T1} , das Nulldurchgangssignals $u_{\text{zero,T1}}$ sowie die Ansteuersignale $T1_{\text{drv}}$ und $T2_{\text{drv}}$ am Ausgang des FPGAs	81
6.3	(a) Zeitverläufe zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise der Regelung für einen Sollwert der Regelgröße von $n_{\text{t,soll}} = 0$ (b) Zeitverläufe zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise der Regelung für einen Sollwert der Regelgröße von $n_{\text{t,soll}} = 15$ Takten. Dargestellt sind jeweils der Ausgangsstrom des P-RFGs i_{load} , das Ansteuersignal $T1_{\text{drv}}$ sowie das Nulldurchgangssignal $u_{\text{zero,T1}}$	83
6.4	(a) Anlauf des P-RFGs (b) Lastwechsel von $L_{\text{c+pl}} = 3 \mu\text{H}$ zu $4 \mu\text{H}$. Die Messdaten der Schaltfrequenz aus dem FPGA ($f_{\text{s,FPGA}}$) werden den Daten des linearisierten Modells aus Abbildung 4.6 ($f_{\text{s,lin}}$) und den Daten eines nichtlinearen Modells ($f_{\text{s,nonlin}}$) gegenübergestellt	85
6.5	RIT der Baugröße 10 für die experimentellen Untersuchungen des P-RFGs am Triebwerk	87
6.6	(a) Performance-Mappings bei $f_{\text{ic+pl}} = 0,8 \text{ MHz}$ mit den Strahlströmen $I_b = 100 \text{ mA}$ und $I_b = 120 \text{ mA}$ (b) Performance-Mappings bei $f_{\text{ic+pl}} = 1 \text{ MHz}$ mit den Strahlströmen $I_b = 100 \text{ mA}$ und $I_b = 120 \text{ mA}$	88
6.7	Massenwirkungsgrad η_m und elektrischer Wirkungsgrad des RITs η_{el} für die untersuchten Arbeitspunkte aus Abbildung 6.6	90
6.8	(a) Gemessene Frequenz des RFG Ausgangsstromes $f_{\text{ic+pl}}$ für das PM mit dem Frequenzsollwert $0,8 \text{ MHz}$ (b) Gemessene Frequenz des RFG Ausgangsstromes $f_{\text{ic+pl}}$ für das PM mit dem Frequenzsollwert 1 MHz	91

A.1	Ersatzschaltbild der realen Parallelschwingkreis-Konfiguration bei RIT	I
B.1	Zeitverläufe zur Herleitung der Resonanzkreisspannung. Dargestellt sind die Spannung an der Induktivität L_1 u_{L1} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	III
B.2	Ersatzschaltung des P-RFGs für Leitzustand LZ-IV	V
B.3	Ersatzschaltung des P-RFGs für Leitzustand LZ-I	VI
B.4	Zeitverläufe der Ströme und Spannungen im Resonanzkreis für den realen Betrieb des P-RFGs mit $f_s = f_{opt}$. Dargestellt sind der Strom in der Triebwerksspule i_{c+pl} , die Spannung im Resonanzkreis u_{res} sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	IX
C.1	(a) Zeitverläufe zur Herleitung der Regelgröße für $f_s \leq f_{opt}$ (b) Zeitverläufe zur Herleitung der Regelgröße für $f_s > f_{opt}$. Dargestellt sind jeweils die DS-Spannung von T1 u_{T1} , das Nulldurchgangssignals $u_{zero,T1}$, die Ansteuersignale am Ausgang des FPGA $T1_{drv}$ und $T2_{drv}$ sowie die Gate-Source Spannungen $u_{GS,T1}$ und $u_{GS,T2}$	XVI
C.2	Zeitverläufe zur Herleitung der Vorzeichenumkehr anhand der drei möglichen Fälle. Dargestellt sind das Nulldurchgangssignal $u_{zero,T1}$ und das Ansteuersignal $T1_{drv}$	XX

Tabellenverzeichnis

2.1	Übersicht der Funktion und Notwendigkeit der Gitter eines RITs	8
2.2	Gegenüberstellung der Resonanzfrequenz f_{res} und Güte Q für die in Abbildung 2.5 dargestellten Schwingkreiskonfigurationen [57]	16
3.1	Zusammenfassung der wesentlichen Erkenntnisse der Schaltungsanalyse des P-RFGs	33
5.1	Zusammenfassung der Simulationseinstellungen	71
5.2	Zusammenstellung der eingestellten Bauteilparameter für die unterschiedlichen Testreihen	73
6.1	Zusammenfassung der eingestellten Lastparameter für die Testreihen und messtechnisch ermittelte Resonanzfrequenz aus u_{T1}	84
6.2	Parametrierung des digitalen PI-Reglers und Einstellung des Sollwertes auf dem FPGA	84
6.3	Testbedingungen für die Untersuchungen am Triebwerk	86
B.1	Vereinfachungen der analytischen Beschreibung des Stromes i_{c+pl} während LZ-I	VIII
B.2	Vereinfachungen der analytischen Beschreibung der Spannung u_{res} während LZ-I	XII
B.3	Gültigkeitsbereich der hergeleiteten Gleichungen für $i_{c+pl}(t)$ und $u_{\text{res}}(t)$	XIII

Literaturverzeichnis

- [1] BARRETT, C. : *Fractional/Integer-N PLL Basics*. – Online-Ressource: https://www.ti.com/lit/an/swra029/swra029.pdf?ts=1640081341872&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F - abgerufen am 18.01.2022
- [2] BÄCHTOLD, W. : *Leitungen und Filter*. 2010. – Unterlagen zur Vorlesung: D-ITET Fachnr. 227-0112-00
- [3] BECKER, M. ; GIES, M. ; S. CHATTERJEE, A. P. ; KLAR, P. J.: Material processing using radio-frequency ion-sources: Ion-beam sputter-deposition and surface treatment. In: *Review of Scientific Instruments* 90 (2019)
- [4] BEST, R. E.: *Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops*. AT-Verlag, 1993
- [5] CARDIFF, E. H. ; MARR, G. C.: Propulsion Options for the LISA Mission, 2004. – 40th AIAA/ASME/ASEE/SAE Joint Propulsion Conference
- [6] CHIMENTO, F. ; MUSUMECI, S. ; RACITI, A. ; TOMARCHIO, S. ; SCOLLO, R. : Optimized Design of Power Semiconductor Devices for DC-AC Royer Converter Topology in Case of CCFL Lightning Applications, 2006. – Proceedings of the 12th International Power Electronics and Motion Control Conference
- [7] CRASTAN, V. : *Elektrische Energieversorgung 1*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012. – ISBN 978-3-642-22346-4
- [8] DIETZ, P. ; GÄRTNER, W. ; KOCH, Q. ; KÖHLER, P. E. ; TENG, Y. ; SCHREINER, P. R. ; HOLSTE, K. ; KLAR, P. J.: Molecular propellants for ion thrusters. In: *Plasma Sources Science and Technology* 28 (2019)
- [9] DIETZ, P. ; REEH, A. ; KEIL, K. ; HOLSTE, K. ; PROBST, U. ; KLAR, P. J.: Global models for radio-frequency ion thruster. In: *EPJ Techniques and Instrumentation* (2021)
- [10] FRANZ, J. : *Elektromagnetische Schirmung*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008. – ISBN 978-3-540-76913-2
- [11] FRANZ, J. : *EMV*. Springer Vieweg, 2013. – ISBN 978-3-8348-2211-6
- [12] GARDNER, F. M.: *Phaselook Techniques*. 3rd Edition. John Wiley & Sons, 2005. – ISBN 978-0-471-43063-6

- [13] GESCHWINDE, H. : *Einführung in die PLL-Technik*. 3. Auflage. Friedr. Vieweg & Sohn, 1984
- [14] GOEBEL, D. M. ; KATZ, I. : *Fundamentals of Electric Propulsion: Ion and Hall Thrusters*. John Wiley & Sons, 2008. – ISBN 978–0–470–42927–3
- [15] GRÄBNER, F. : *EMV-gerechte Schirmung*. Springer Vieweg, 2016. – ISBN 978–3–658–10723–9
- [16] GUDMUNSSON, J. T. ; LIEBERMAN, M. A.: Magnetic induction and plasma impedance in a cylindrical inductive discharge. In: *Plasma Sources Science and Technology* 6 (1997), S. 540–550
- [17] HEINEMAN, B. ; FANTZ, U. ; KRAUS, W. ; SCHIESKO, L. ; WIMMER, C. ; WÜNDERLICH, D. ; BONOMO, F. ; FRÖSCHLE, M. ; NOCENTINI, R. ; RIEDL, R. : Towards large and powerful radio frequency driven negative ion sources for fusion. In: *New Journal of Physics* 19 (2017)
- [18] HOLSTE, K. ; DIETZ, P. ; SCHARMANN, S. ; KEIL, K. ; HENNING, T. ; ZSCHÄTZSCH, D. ; REITEMEYER, M. ; NAUSCHÜTT, B. ; KIEFER, F. ; KUNZE, F. ; ZORN, J. ; HEILLIGER, C. ; JOSHI, N. ; PROBST, U. ; THÜRINGER, R. ; VOLKMAR, C. ; PACKAN, D. ; PETERSCHMITT, S. ; BRINKMANN, K.-T. ; ZAUNICK, H.-G. ; THOMA, M. H. ; KRETSCHMER, M. ; LEITER, H. J. ; SCHIPPERS, S. ; HANNEMANN, K. ; KLAR, P. J.: Ion Thrusters for electric propulsion: Scientific issues developing a niche technology into a game changer. In: *Review of Scientific Instruments* 91 (2020)
- [19] HOLSTE, K. ; GÄRTNER, W. ; ZSCHÄTZSCH, D. ; SCHARMANN, S. ; KÖHLER, P. ; DIETZ, P. ; KLAR, P. J.: Performance of an iodine-fueled radio-frequency ion-thruster. In: *The European Physical Journal D* 72 (2018)
- [20] INC., B. : *Product: 9222*. – Online-Ressource: https://catalog.belden.com/techdata/EN/9222_techdata.pdf - abgerufen am 18.01.2022
- [21] JUNKER, J. E. ; PROBST, U. ; KLAR, P. J.: Development of a full bridge series resonant radio-frequency generator for optimized RIT operation, 2019. – 36th International Electric Propulsion Conference, IEPC-2019-474, Vienna, Austria
- [22] JUSTUS-LIEBIG-UNIVERSITÄT: *EFRE-Innovationslabore: Electro-Magnetic Universal Chamber*. – Online-Ressource: <https://www.uni-giessen.de/fbz/zentren/lama/extkoo/inlabszfm/inlabB/tf2/emuc-cpanel> - abgerufen am 18.01.2022
- [23] KAZIMIERCZUK, M. K. ; CZARKOWSKI, D. : *Resonant Power Converters*. Second Edition. John Wiley & Sons, 2011

- [24] KRATYUK, V. ; MOON, U.-K. : A Design Procedure for All-Digital Phase-Locked Loops Based on a Charge-Pump Phase-Locked-Loop Analogy, 2007. – IEEE Transactions on Circuit and Systems II: Express Briefs
- [25] KROUPA, V. F.: *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis*. John Wiley & Sons, 2003. – ISBN 0-470-84866-9
- [26] LÖB, H. : Ein elektrostatisches Raketentriebwerk mit Hochfrequenzionenquelle. In: *Astronautica Acta VIII* (1962), S. 49
- [27] LEITER, H. J.: *Elektrische Raumfahrtantriebe - Eine Einführung*. 2018. – Unterlagen zur Vorlesung: Elektrische Raumfahrtantriebe - Eine Einführung, I. Physikalisches Institut der Justus-Liebig-Universität
- [28] LEITER, H. J.: *Entwicklung und physikalische Untersuchung eines Hochfrequenz-Ionentriebwerks unter besonderer Berücksichtigung des Extraktionssystems und der Ionisatorform*, Justus-Liebig-Universität Gießen, Dissertation, 2000
- [29] LEY, W. ; WITTMANN, K. ; HALLMANN, W. : *Handbuch der Raumfahrttechnik*. Carl Hanser Verlag München, 2011. – ISBN 978-3-446-42406-7
- [30] LI, Y.-F. : Active zero voltage switching tracking controller design for class E inverter to counteract the resonant components shifting. In: *IET Power Electronics* 8 (2015)
- [31] LIENIG, J. ; BRÜMMER, H. : *Elektronische Gerätetechnik*. Springer Vieweg, 2014. – ISBN 978-3-642-40962-2
- [32] LONG, S. : *Phase Locked Loop Circuits*. 2008. – Unterlagen zur Vorlesung: Communication Electronics, University of California, Santa Barbara, Online erhältlich unter http://www.ece.ucsb.edu/~long/ece145b/PLL_intro_FMD_FS.pdf - abgerufen am 18.01.2022
- [33] LUTZ, H. ; WENDT, W. : *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Europa-Lehrmittel, 2014. – ISBN 978-3-8085-5679-5
- [34] MESSERSCHMID, E. ; FASOULAS, S. : *Raumfahrtsysteme*. Springer Vieweg, 2017. – ISBN 978-3-662-49637-4
- [35] MIETKE, D. : *Der Parallelschwingkreis*. – Online-Ressource: https://www.elektroniktutor.de/analogtechnik/par_swkr.html - abgerufen am 18.01.2022
- [36] MILLER, L. : *Einsynchronisieren von asynchronen Signalen*. – Online-Ressource: <http://www.lothar-miller.de/s9y/archives/41-Einsynchronisieren-von-asynchronen-Signalen.html> - abgerufen am 14.07.2021

- [37] MOHAN, N. ; UNDELAND, T. M. ; ROBBINS, W. P.: *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Third Edition. John Wiley & Sons, 2002. – ISBN 978–0–471–22693–2
- [38] NAMADMALAN, A. ; MOGHANI, J. S. ; MILIMONFARED, J. : A current-fed parallel resonant push-pull inverter with a new cascaded coil flux control for induction heating applications. In: *Journal of Power Electronics* 11 (2011)
- [39] NIKNEJAD, A. M.: *Phase Locked Loops (PLL) and Frequency Synthesis*. 2014. – Unterlagen zur Vorlesung: Advanced IC's for communications, U.C. Berkeley, Online erhältlich unter http://rfic.eecs.berkeley.edu/ee242/pdf/Module_7_3_PLL.pdf - abgerufen am 18.01.2022
- [40] PERETZ, M. M. ; BEN-YAAKOV, S. : The Self Adjusting Current-Fed Push-Pull Parallel Resonant Inverter As A High Frequency AC Bus Driver, 2004. – 23rd IEEE Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel
- [41] PETERMANN, K. : *Hochfrequenztechnik II*. 2012. – Unterlagen zur Vorlesung: Hochfrequenztechnik II, Technische Universität Berlin, Online erhältlich unter https://www.hft.tu-berlin.de/fileadmin/fg154/HFT/Skript/HFTIII/Skript_HFT_II_gesamt.pdf - abgerufen am 18.01.2022
- [42] PIEJAK, R. B. ; GODYAK, V. A. ; ALEXANDROVICH, B. M.: A simple analysis of an inductive RF discharge. In: *Plasma Sources Science and Technology* 1 (1992), S. 179–186
- [43] PLASSMANN, W. ; SCHULZ, D. : *Handbuch Elektrotechnik*. 6. Auflage. Springer Vieweg, 2013. – ISBN 978–3–8348–2071–6
- [44] PLEXIM: *Plecs: The Simulation Platform for Power Electronic Systems*. 2017. – User Manual, Version 4.0
- [45] PONCE-SILVA, M. ; BAUTISTA, J. L. ; TAPIA, A. ; NICOLAS, C. I. ; GRANDOS, T. R. ; ARAUJO, I. : Parallel-Resonant Inverter with Two Current Sources: Analysis and Design Methodology, 2010. – 12th IEEE International Power Electronics Congress
- [46] PROBST, U. : *Leistungselektronik für Bachelors: Grundlagen und praktische Anwendungen*. 3. Auflage. Carl Hanser Verlag, 2015. – ISBN 978–3–446–44428–7
- [47] REEH, A. : *Der Modellierungsprozess und die Anwendung eines Radiofrequenz-Ionentriebwerks*, Justus-Liebig-Universität Gießen, Dissertation, 2021
- [48] REEH, A. ; PROBST, U. ; KLAR, P. J.: Global model of a radio-frequency ion thruster based on a holistic treatment of electron and ion density profiles. In: *The European Physical Journal D* 73 (2019)

- [49] REICHARDT, J. ; SCHWARZ, B. : *VHDL-Synthese: Entwurf digitaler Schaltungen und Systeme*. 5. Auflage. Oldenbourg Verlag, 2009. – ISBN 978-3-486-58987-0
- [50] SARNAGO, H. ; LUCIA, O. ; MEDIANO, A. ; BURDIO, J. M.: High-efficiency parallel quasi-resonant current source inverter featuring SiC metal-oxide semiconductor field-effect transistors for induction heating systems with coupled inductors. In: *IET Power Electronics* 6 (2013), S. 183–191
- [51] SCHRÖDER, D. : *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. 3. Auflage. Springer Vieweg, 2012. – ISBN 978-3-642-30103-2
- [52] SIMON, J. : *Entwicklung und Aufbau eines Radiofrequenzgenerators zur Versorgung und elektrischen Charakterisierung induktiv-gekoppelter Plasmen in Radiofrequenz-Ionentriebwerken*, Justus-Liebig-Universität Gießen, Dissertation, 2016
- [53] SIMON, J. ; PROBST, U. ; KLAR, P. J.: Development of a Radio-Frequency Generator for RF Ion Thrusters. In: *Transactions of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences, Aerospace Technology Japan* 14 (2016), S. 33–39
- [54] SPECIOVIUS, J. : *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. Springer Vieweg, 2020. – ISBN 978-3-658-30399-0
- [55] SURMINSKII, A. ; AYUPOV, R. ; KHARLAN, Y. ; RAKHIMOV, R. : Development of a compact high efficiency RF generator for inductive coupled plasma sources, 2019. – 36th International Electric Propulsion Conference, IEPC-2019-464, Vienna, Austria
- [56] VOLKMAR, C. : *Selbstkonsistente numerische 1D/3D Hybridmodellierung von Radiofrequenz-Ionentriebwerken*, Justus-Liebig-Universität Gießen, Dissertation, 2015
- [57] WEISSGERBER, W. : *Elektrotechnik für Ingenieure 2*. Springer Vieweg, 2015. – ISBN 978-3-658-09100-2
- [58] WOLF, N. : *Entwicklung einer Strahlstromregelung für Radiofrequenz-Ionentriebwerke auf Basis eines experimentell ermittelten Streckenmodells*, Justus-Liebig-Universität Gießen, Dissertation, 2018
- [59] XILINX: *Intellectual Property*. – Online-Ressource: <https://www.xilinx.com/products/intellectual-property.html> - abgerufen am 28.07.2021

Eidesstattliche Erklärung

„Ich erkläre: Ich habe die vorgelegte Dissertation selbstständig und ohne unerlaubte fremde Hilfe und nur mit den Hilfen angefertigt, die ich in der Dissertation angegeben habe. Alle Textstellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten Schriften entnommen sind, und alle Angaben, die auf mündlichen Auskünften beruhen, sind als solche kenntlich gemacht. Ich stimme einer evtl. Überprüfung meiner Dissertation durch eine Antiplagiat-Software zu. Bei den von mir durchgeführten und in der Dissertation erwähnten Untersuchungen habe ich die Grundsätze guter wissenschaftlicher Praxis, wie sie in der entsprechenden Satzung der federführenden Hochschule niedergelegt sind und die mir ausgehändigt wurde, eingehalten.“¹

Gießen, den 19.09.2022

Jan Erik Junker

¹Diese Textpassage wurde aus der Promotionsordnung des Promotionszentrums für Ingenieurwissenschaften am Forschungscampus Mittelhessen vom 01.01.2018 der Justus-Liebig-Universität Gießen, der Philipps-Universität Marburg und der Technischen Hochschule Mittelhessen entnommen.

<https://www.fcmh.de/wissenschaftlicher-nachwuchs/promovieren-am-pzi/voraussetzungen>
- abgerufen am 13.01.2022