Diss. ETH Nr. 18252

## Integrierte lagerlose Pumpsysteme hoher Leistungsdichte

ABHANDLUNG Zur Erlangung des Titels

#### DOKTOR DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN der EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE ZÜRICH

vorgelegt von

#### KLAUS RAGGL

Dipl. Ing. JKU Linz geboren am 20. August 1980 von Schönwies – Österreich

Angenommen auf Antrag von

Prof. Dr. J. W. Kolar, Referent Prof. Dr. J. Wassermann, Korreferent

2009

Für meine Eltern Waltraud und Peter

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Assistent an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik (LEM) der ETH Zürich in enger Kooperation mit der  $Levitronix^{(\mathbb{B})}$  GmbH.

In erster Linie möchte ich meinem Doktorvater Prof. Dr. J.W. Kolar für das entgegengebrachte Vertrauen sowie die Schaffung eines optimalen Umfeldes zur Durchführung dieser Arbeit danken. Herrn Prof. Dr. J. Wassermann bin ich ebenfalls für die Übernahme des Korreferates zu Dank verpflichtet.

Bei allen Kollegen/–innen am Institut, der Fachgruppe LEM–AMT sowie der Firma Levitronix<sup>®</sup> GmbH bedanke ich mich für die kollegiale und stets hilfsbereite Zusammenarbeit. Allen voran geht ein Dankeschön an Herrn Dr. Nussbaumer für seine uneingeschränkte Unterstützung während dieser Arbeit. Weiters bedanke ich mich bei Herrn Dr. Burger und Herrn Dr. Weber für die kritische und genaue Durchsicht des Manuskripts sowie Hilfestellung bei der Entwicklung des hydraulischen Modells. Schliesslich sind alle Studenten mit Dank zu erwähnen, welche weit über die Anforderungen ihrer Semester– und Diplomarbeiten hinaus hervorragende Arbeit geleistet haben und somit tatkräftig zum Erfolg dieser Arbeit beitrugen.

Besonderer Dank gebührt meiner Familie und meiner Freundin Bettina, welche mich stets tatkräftig in jeder Situation unterstützt und somit die Basis für diese Dissertation gebildet haben.

Klaus Raggl

## Inhaltsverzeichnis

K	Kurzfassung				
A	bstra	ıct		ix	
N	omer	nklatuı	2	xi	
1	Ein	leitung	r 5	1	
	1.1	Anfor	derungen an Pumpsysteme in der Halbleiterindustrie	1	
	1.2	Stand	der Technik	2	
		1.2.1	Balgen– und Membranpumpen $\ . \ . \ . \ .$ .	2	
		1.2.2	Magnetisch gekuppelte Kreiselpumpen	3	
		1.2.3	Magnetisch gelagerte Kreiselpumpen $\hdots$	5	
		1.2.4	Vergleich der Pumpsysteme $\hdots$	7	
	1.3	Erhöh	ung der Leistungs–/ Druckdichte	9	
		1.3.1	Funktionsweise der lagerlosen Pumpe $\ \ . \ . \ .$ .	9	
		1.3.2	Vorgehensweise der Untersuchungen	12	
<b>2</b>	Inte	egratio	nsvarianten des lagerlosen Pumpsystems	15	
	2.1	Pumpsystem mit modular integr. Leistungselektronik — MIP			

		2.1.1	Bauformen mit radial montierter Leistungselektronik	16
		2.1.2	Bauformen mit axial montierter Leistungselektronik	17
		2.1.3	Bewertung	18
	2.2	Pumps	system mit vollintegrierter Leistungselektronik — VIP	21
		2.2.1	Integrationsvariante 1	21
		2.2.2	Integrationsvariante 2	22
		2.2.3	Integrationsvariante 3	24
		2.2.4	Integrationsvariante 4	26
		2.2.5	Bewertung	27
3	Ana	lytisch	ie Beschreibung des lagerlosen Pumpsystems	29
	3.1	Wachs	tumsgesetze eines lagerlosen Pumpsystems	29
		3.1.1	Allgemeine hydraulische Zusammenhänge $\ .\ .\ .$ .	29
		3.1.2	Axialkraft	32
		3.1.3	Radialkraft	33
		3.1.4	Zusammenhänge für konstanten Durchfluss und Aus- gangsdruck	34
		3.1.5	Skalierungsgesetze einer Drehfeldmaschine	36
		3.1.6	Diskussion	39
	3.2	Verlus	tmodelle $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$	41
		3.2.1	Hydraulische Verluste	41
		3.2.2	Eisenverluste	42
		3.2.3	Kupferverluste	43
		3.2.4	Elektronikverluste	44
	3.3	Therm	nische Modellierung des Gesamtsystems	46
		3.3.1	Thermodynamische Grundlagen	47
		3.3.2	Modular integriertes Pumpsystem — MIP	51
		3.3.3	Vollinte griertes Pumpsystem — VIP $\ .\ .\ .\ .$ .	60

4	Kor	ızeptic	on der Hydraulik	69
	4.1	Axiall	$\operatorname{kraft}$ auf die Laufradunterseite ohne Leckagestrom $% \operatorname{kraft}$ .	70
		4.1.1	Allgemeine Betrachtungen	70
		4.1.2	Abschätzung der benötigten Lagersteifigkeit	74
	4.2	Axiall	$\operatorname{kraft}$ auf die Laufradunterseite mit Leckagestrom $$ .	79
		4.2.1	Radseitenraum $I$	80
		4.2.2	Radseitenraum $II$	82
		4.2.3	Radseitenraum III	86
		4.2.4	Radseitenraum IV $\ldots$	91
		4.2.5	Impulsstrombeitrag	91
		4.2.6	Lösen des Gleichungssystems	92
	4.3	Exper	imentelle Verifikation	94
	4.4	Interp	retation der analytischen Axialkraftberechnung	96
		4.4.1	Einfluss der Entlastungsbohrungen	96
		4.4.2	Einfluss der Reibbeiwerte in den Radseitenräumen $II$ und $IV$	97
		4.4.3	Robustheit	100
		4.4.4	Resümee	103
5	Kor	nzeptio	on des Antriebs und magnetischen Lagers	107
	5.1	Kraft-	- und Momentenbildung	110
		5.1.1	Separierte Wicklungen	112
		5.1.2	Kombinierte Wicklungen	112
	5.2	Kupfe	rverluste	113
		5.2.1	Allgemeine Verlustreduktion	115
		5.2.2	Einfluss des Wicklungslängenfaktors $k_{lm}$	118
	5.3	Spule	nvolumen	121
	5.4	Anfor	derungen an die Leistungselektronik	124

		5.4.1	Separierte Wicklungen	126
		5.4.2	Kombinierte Wicklungen	130
	5.5	Maxin	nal erreichbare Drehzahl	133
		5.5.1	Separierte Wicklungen	134
		5.5.2	Kombinierte Wicklungen	134
	5.6	Exper	imentelle Verifikation	136
	5.7	Zusam	nmenfassung	139
6	Red	luktior	n des Konvertervolumens	143
	6.1	Desigr	n der Boost–Induktivität	149
		6.1.1	Wahl des Induktivitätswertes	151
		6.1.2	Induktivitätsverluste	153
		6.1.3	Volumenoptimierung der Boost–Induktivität durch thermische Anbindung	154
		6.1.4	Resultate der Volumenoptimierung	160
	6.2	Dimer	sionierung der Zwischenkreiskapazität	163
		6.2.1	Spannungsrippel der Zwischenkreiskapazität	163
		6.2.2	Strombelastung der Zwischenkreiskapazität	164
		6.2.3	Auswahl einer geeigneten Kapazität	182
	6.3	Wahl	der Leistungshalbleiter	184
	6.4	EMV-	Eingangsfilter Design	189
		6.4.1	DM EMV–Filter Dimensionierung $\ldots \ldots \ldots$	192
		6.4.2	CM EMV–Filter Dimensionierung $\ldots \ldots \ldots$	203
	6.5	Vergle	ich des gesamten PFC Systems	210
	6.6	Exper	imentelle Verifikation	216
	6.7	Zus. E	Crhöhung der Leistungsdichte durch Int. des Filters .	220
	6.8	Verein	fachte Abschätzung der benötigten Dämpfung $\ .$ .	224

#### INHALTSVERZEICHNIS

		6.8.1	DM Störspektrumsabschätzung für einen Boost– PFC Gleichrichter betrieben in CCM–1	229
		6.8.2	DM Störspektrumsabschätzung für einen Boost– PFC Pulsgleichrichter betrieben in DCM–2 $\ldots$ .	232
	6.9	Potent	tialgetrennter DC–DC–Konverter	234
		6.9.1	Dimensionierung des Transformators	235
		6.9.2	Eingangsinduktivität	239
		6.9.3	Eingangskapazität	240
		6.9.4	Ausgangsinduktivität	240
		6.9.5	Ausgangskapazität	241
		6.9.6	Realisierung	242
7	$\mathbf{Sen}$	sorlose	e Rotorwinkelbestimmung	245
	7.1	Aufsta	artvorgang	247
	7.2	Schätz	zung des Rotorwinkels	251
	7.3	Rotor	winkel–Synchronisierung	255
	7.4	Zusan	nmenfassung	263
8	Opt	imieru	ing des Gesamtsystems	267
	8.1	Ausga	ngssystem	267
	8.2	Optim	ierungsroutine	269
	8.3	Result	ate der Optimierung	274
	8.4	Labor	muster	278
		8.4.1	Labornuster mit modular integrierter Leistungs- elektronik — MIP $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	278
		8.4.2	$\begin{array}{llllllllllllllllllllllllllllllllllll$	281
		8.4.3	Experimentelle Verifikation	283
	8.5	Zusan	nmenfassung	285

INHALTSVERZEICHNIS

Zusammenfassung	286
Ausblick	287
Literaturverzeichnis	291
Betreute Diplom– und Semesterarbeiten	308
Publikationen	310
Curiculum Vitae	312

## Kurzfassung

Die Halbleiterindustrie stellt hohe Anforderungen an die Leistungsdichte und Reinheit aller eingesetzten Pumpsysteme. Die Forderung nach höchster Reinheit zwecks Produktivitätssteigerung führt vermehrt zum Einsatz von magnetisch gelagerten Pumpsystemen, welche aufgrund der Eliminierung von mechanischen Lagern sowie damit einhergehendem Wegfall von Dichtungen und Schmiermitteln eine Verunreinigung der Fördermedien verhindern. Der verstärkte Einsatz solcher Pumpsysteme innerhalb des kostenintensiven Reinraums, u.a. beim so genannten Wet-Processing, verschärft zusätzlich die hoch gesteckten Ansprüche bezüglich der Leistungsdichte. Darüber hinaus erhöhen immer feinere Strukturen der im hydraulischen Kreislauf angewandten Filter, welche einen hohen hydraulischen Druckabfall aufweisen, die Anforderungen an das Pumpsystem bezüglich geförderter Ausgangsleistung.

Vor diesem Hintergrund befasst sich diese Arbeit gezielt mit der Optimierung des gesamten Pumpsystems bestehend aus der Hydraulik, der magnetischen Lagerung, dem elektrischen Antrieb sowie der Leistungselektronik. Das erklärte Ziel ist die Realisierung eines Pumpsystems mit maximal erreichbarem hydraulischen Ausgangsdruck bei minimalem Volumen.

Die vorliegende Untersuchung ergab, dass die Integration der Leistungselektronik in das Motorgehäuse eine erste Steigerung der Leistungsdichte ermöglicht. Zur Erfüllung der hohen Anforderungen ist jedoch nachfolgend eine Optimierung, basierend auf dem Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik, hinsichtlich den Abmessungen des Systems unumgänglich. Eine Variation der Systemdimensionen resultiert in unterschiedlichen Skalierungsgesetzen der hydraulischen und elektromechanischen Teilkomponenten. Angesichts dessen ist eine stetige Überwachung unterschiedlicher Systemvariablen, wie zum Beispiel der auftretenden Temperaturen innerhalb des Pumpsystems mittels eines analytischen thermischen Modells, unumgänglich.

Ein besonderes Merkmal des vorgestellten Pumpsystems stellt die teils passive magnetische Lagerung dar. Die Problematik dieser passiven Stabilisierung in Zusammenhang mit den hydraulischen Kräften erzwingt eine analytische Abschätzung und gegebenenfalls notwendige Kompensation dieser hydraulischen Axialkräfte. Ein detailliertes analytisches Modell zur Bestimmung dieser Kräfte wird in dieser Arbeit vorgestellt.

Der Einsatz unterschiedlicher Wicklungskonzepte zur Aufbringung der geforderten Lagerkräfte und des Drehmomentes und deren Auswirkung auf die entstehenden Verluste sowie der maximal erreichbaren Drehzahl wird bei der durchgeführten Optimierung ebenfalls analysiert.

Zur Integration eines Netzteils zum Betrieb des Pumpsystems am Einphasennetz, muss ein solches mit dem Schwerpunkt einer maximalen Leistungsdichte optimiert werden. Eine Berücksichtigung der Anforderungen an alle notwendigen Komponenten einschliesslich dem EMV Eingangsfilter bezüglich deren Verhalten auf den Einsatz mehrerer paralleler Boost–Induktivitäten und unterschiedlichen Stromführungskonzepten des Induktivitätsstromes stellt hierbei den Fokus dar. Das realisierte System weist eine Ausgangsleistung von 300 W und eine Leistungsdichte von 5.5 kW/dm<sup>3</sup> auf.

Ein Regelungskonzept, welches den Betrieb des magnetisch gelagerten Pumpsystems ohne Winkelerkennung des magnetisierten Rotors ermöglicht und damit Temperatureinflüsse auf das Systemverhalten reduziert, rundet die Betrachtung der Einzelkomponenten des Pumpsystems ab. Dieses Prinzip basiert massgeblich auf der Messung des Freilaufstromes in einer Antriebsphase durch die inkludierte Strommessung.

Die durchgeführte Optimierung liefert ein Pumpsystems mit maximalem Ausgangsdruck und minimalem Volumen, welches gegenüber dem Ausgangssystem *Levitronix BPS 3* ein um 60% reduziertes Volumen bei gleichzeitiger Erhöhung des Ausgangsdruckes von 20% aufweist.

## Abstract

Due to the necessity of permanent productivity increase in the semiconductor industry, applied pump systems have to meet the growing demands for improved process quality and power density. The use of bearingless pumps has become popular since these pumps do not have any lubricants or seals and therefore do not contaminate the pumped fluid. For special processes as the *Wet–Processing* these pumps are applied directly in the cost intensive clean room area, which requires a higher power density of the pump system. More than that, as the hydraulic filter structures are getting smaller and smaller to ensure highest fluid purity these filters cause an increased drop of pressure. The output power of the pumps has therefore to be enhanced.

Against this backdrop, the present thesis deals with a comprehensive optimization of the whole pump system, taking into account the hydraulic aspects as well as the electrical drive system and the power electronics. Its goal is to realize a pump system with maximum output pressure and minimal volume.

The integration of the power electronics into the motor housing leads to a first significant volume reduction. However, to achieve maximum power density, an optimization of the dimensions of the system must follow. As different variations of the dimension relate to different scaling laws of the hydraulic and electro-mechanical parts, a continuous observation and assessment of various resulting system states (as for example the maximum appearing temperature) is necessary.

A particular characteristic of the pump system presented here is the passive axial magnetic stabilization. This requires a assessment of the maximum hydraulic force acting on the rotor. Therefore, an analytical model to calculate and, where necessary, compensate this force is given.

Different winding concepts for producing the forces and the torque needed are also taken into account. Here, either a significant loss reduction or a maximum rotation speed and therefore hydraulic output pressure can be achieved by applying one of the concepts considered.

A single phase power supply with power factor correction to drive the pump system connected directly to the mains has been optimized with a view to minimum volume. The focus is here an analysis of the influence of different current control methods and of interleaving several boost–inductances on the design of the system components including the EMI–filter. As a result, a power supply with a rated output power of 300 W and a power density of 5.5 kW/dm<sup>3</sup> is realized.

A new control strategy to drive the bearingless pump without any temperature critical angle sensors completes the examination of all parts of the system. This method is essentially based on measuring the freewheeling current in one drive phase with the included current sensors.

Eventually, the optimization routine results in a pump system with minimal volume and maximum output pressure. In comparison with the initial system *Levitronix BPS-3*, we come out at a volume reduction of 60 % with a simultaneous output pressure increase of 20 %.

# Nomenklatur

### Kapitel 1

#### Variablen

 Drehzahl	$[\min^{-1}]$
 Phasenstrom	[A]
 Ausgangsdruck	[Pa]
 Lage des Rotors in Richtung der $x$ -Achse	[m]
 Lage des Rotors in Richtung der $y$ -Achse	[m]
 Kraft	[N]
 Moment	[Nm]
 Durchfluss	[l/min]
 Temperatur	$[^{\circ}C]$
 Volumen	$[dm^3]$
 Pulsweite	
 Druckdichte	$[Pa/m^3]$
 Rotorwinkel	[°]
···· ··· ··· ··· ··· ··· ···	<ul> <li>Drehzahl</li> <li>Phasenstrom</li> <li>Ausgangsdruck</li> <li>Lage des Rotors in Richtung der x-Achse</li> <li>Lage des Rotors in Richtung der y-Achse</li> <li>Kraft</li> <li>Moment</li> <li>Durchfluss</li> <li>Temperatur</li> <li>Volumen</li> <li>Pulsweite</li> <li>Druckdichte</li> <li>Rotorwinkel</li> </ul>

#### Indizes

0	•••	Ausgangssystem
1		Zielsystem

$^{0,1}$	 Verhältnis zwischen Ausgangs- und Zielsystem
d	 in Richtung der rotorfesten $d$ -Achse
q	 in Richtung der rotorfesten $q$ -Achse
x	 in Richtung der statorfesten $x$ -Achse
y	 in Richtung der statorfesten $y$ -Achse

#### Abkürzungen

BPS	 Bearingless Pump System
VIP	 Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik

### Kapitel 2

#### Variablen

g	 Erdbeschleunigung	$[m/s^2]$
x	 Lage des Rotors in Richtung der $x$ -Achse	[m]
y	 Lage des Rotors in Richtung der $y$ -Achse	[m]
$\varphi$	 Rotorwinkel	[°]

## Kapitel 3

#### Variablen

b	 Breite	[m]
с	 Umfangsgeschwindigkeit	[m/s]
d	 Dicke	[m]
f	 Frequenz	[Hz]
g	 Erdbeschleunigung	$[m/s^2]$
h	 Wärmeübergangskoeffizient	$[W/m^2K]$
k	 Konstante	[variabel]
$k_i$	 Verhältnis zwischen Impellerhöhe und Laufraddurchmesser	
$k_{cm}$	 Drehmoment–Strom Konstante	[Nm/A]
$k_{ki}$	 Kraft–Strom Konstante	[N/A]
l	 Länge	[m]
m	 Strangzahl	
n	 Drehzahl	$[\min^{-1}]$
p	 Druck	$[Pa] = [N/m^2]$
q	 Flächen-/Wärmestromdichte	$[W/m^2]$
r	 Radius	[m]
s	 Spaltgrösse	[m]
t	 Zeit	[s]
$x_d$	 Längenskalierung	
$x_n$	 Drehzahlskalierung	
$x_{\eta}$	 Wirkungsgradänderung	
A	 Fläche	$[m^2]$
$A_b$	 Ankerstrombelag	[A/m]
B	 magnetische Flussdichte	[T]
F	 Kraft	[N]

 Grashof–Zahl	
 Förderhöhe	[m]
 elektrischer Strom	[A]
 elektrische Flächenstromdichte	$[A/m^2]$
 charakteristische Länge	[m]
 Moment	[Nm]
 Reibmoment	[Nm]
 Windungszahl	
 Nusselt–Zahl	
 Leistung	$[\mathrm{kg} \mathrm{m}^2/\mathrm{s}^3]$
 Prandtl–Zahl	
 Volumenstrom	$[m^3/s]$
 Leckagestrom auf der Laufradunterseite	
 Leckagestrom auf der Laufradoberseite	
 Ohm'scher Widerstand	$[\Omega]$
 Rayleigh–Zahl	
 Reynolds–Zahl	
 Einschaltwiderstand des Transistors	$[\Omega]$
 Diodenvorwärtswiderstand	$[\Omega]$
 Temperatur	[K]
 Diodenvorwärtsspannung	[V]
 Taylorzahl	
 Schaltzyklus	[s]
 Volumen	$[m^3]$
 Arbeit	$[\mathrm{kg} \mathrm{m}^2/\mathrm{s}^2]$
 spezifische Förderarbeit	$[m^2/s^2]$
 Linear–Temperaturkoeffizient	[1/K]
 Wirkungsgrad	-
 Emissionsgrad	
 Wärmeleitkoeffizient	[W/m K]
	<ul> <li>Grashof–Zahl</li> <li>Förderhöhe</li> <li>elektrischer Strom</li> <li>elektrische Flächenstromdichte</li> <li>charakteristische Länge</li> <li>Moment</li> <li>Reibmoment</li> <li>Windungszahl</li> <li>Nusselt–Zahl</li> <li>Leistung</li> <li>Prandtl–Zahl</li> <li>Volumenstrom</li> <li>Leckagestrom auf der Laufradunterseite</li> <li>Leckagestrom auf der Laufradoberseite</li> <li>Ohm'scher Widerstand</li> <li>Rayleigh–Zahl</li> <li>Einschaltwiderstand des Transistors</li> <li>Diodenvorwärtsspannung</li> <li>Taylorzahl</li> <li>Schaltzyklus</li> <li>Volumen</li> <li>Arbeit</li> <li>spezifische Förderarbeit</li> <li>Linear–Temperaturkoeffizient</li> <li>Wirkungsgrad</li> <li>Emissionsgrad</li> <li>Wärmeleitkoeffizient</li> </ul>

$\nu$	 kinematische Viskosität	$[\mathrm{m^2/s}]$
$\varphi$	 Durchflusszahl	
ho	 Dichte	$[kg/m^3]$
$ ho_{cu}$	 spezifischer Kupferleitwert	$[\Omega m]$
$\sigma$	 Stefan-Boltzmann-Konstante	$[W/m^2K^4]$
$ au_N$	 Polteilung	[m]
$\omega_r$	 Winkelgeschwindigkeit des Rotors	[rad/s]

#### Indizes

0	 Initialzustand
1	 Zielzustand
aux	 Zusatzsysteme (engl. <i>auxillary</i> )
avg	 zeitlicher Mittelwert (engl. $average)$
a	 aussen
b	 Lager (engl. <i>bearing</i> )
c	 Klaue (engl. <i>claw</i> )
cu	 Kupfer
d	 Antrieb (engl. drive)
el	 elektrisch
f	 forciert
fe	 Eisen
fl	 Fluid
hyd	 hydraulisch
hys	 Hysterese
i	 innen
k	 Konvektion
m	 Mittelwert

max		maximal auftretender Wert
mech	•••	mechanisch
n		natürlich
on		während einer Einschaltzeit
off		während einer Ausschaltzeit
r		in radialer Richtung
rms		quadratischer Mittelwert (engl. root mean
		square)
s	•••	Strahlung
sens		Sensorik
sw		Schaltvorgang (engl. <i>switch</i> )
th		theoretisches Maximum
tot		total/gesamt
v		Verlust
vb		Vollbrücke
ws		Wirbelstrom
z		in axialer Richtung
Ι		Radseitenraum ${\cal I}$ an der Laufradaussenseite
II		Radseitenraum $II$ an der Laufradunterseite
IV		Radseitenraum $IV$ an der Laufradoberseite
D		Diode
DSP		Signalprozessor
G		Gehäuse
K	•••	Körper
Р	•••	Pumpmedium
R	•••	Rad
Т		Transistor
U		Umgebung
W		Wand

#### Abkürzungen

MIP	 Pumpsystem mit modular integrierter Leis- tungselektronik
PCB	 Platine (engl. printed <u>circuit</u> <u>b</u> oard)
VIP	 Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungs-
	elektronik

### Kapitel 4

#### Variablen

c	 Reibbeiwert	
h	 Höhe	[m]
k	 Winkelgeschwindigkeitsverhältnis $k = \frac{\beta}{\omega_r}$	
$k_b$	 Steifigkeit des magnetischen Axiallagers	[N/m]
$k_{hyd}$	 hydraulische Steifigkeit	[N/m]
$k_s$	 hydraulische Rauhigkeit des Rohres	[m]
m	 Masse	[kg]
n	 Drehzahl	$[\min^{-1}]$
p	 statischer Druck	[Pa]
$p_a$	 statischer Ausgangsdruck der Pumpe	[Pa]
$p_{in}$	 statischer Eingangsdruck der Pumpe	[Pa]
r	 Radius	[m]
$r_s$	 Radius, an dem die Kernbohrströmung ihr	[m]
	Vorzeichen wechselt	
s	 Spaltgrösse	[m]
u	 Geschwindigkeit	[m/s]
$x_r$	 Radiusverhältnis $x_r = \frac{r}{r_a}$	
z	 Axialposition	[m]
A	 Fläche	$[m^2]$
F	 Kraft	[N]
$F_{pa}$	 fiktive maximale Kraft auf das Laufrad	[N]
$F_{z,b}$	 Kraft des magnetischen Axiallagers	[N]
L	 Impuls	[Ns]
M	 Moment	[Nm]
Re	 Reynolds–Zahl	
Q	 Volumenstrom	$[\mathrm{m}^3/\mathrm{s}]$

$\beta$		Winkelgeschwindigkeit des Fluids	[rad/s]
$\delta$		Grenzschichtdicke	[m]
$\eta$		dynamische Viskosität	$\label{eq:kg/ms} \begin{split} & [\mathrm{kg/ms}] \\ & = 10^3 \; [\mathrm{cP}] \end{split}$
$\lambda$		Reibwert	
ν		kinematische Viskosität $\nu=\eta/\rho_{fl}$	$[m^2/s]$
$ ho_{fl}$		Fluiddichte	$[kg/m^3]$
au		Wandschubspannung	$[N/m^2]$
$\varphi$		Durchflusskoeffizient	
$\Delta_{R,W}$	•••	Substitution konstanter Faktoren	

#### Indizes

0	 Initialwert
a	 aussen
b	 Laufradunterseite
c	 Zentrum der Einfachbohrung
i	 innen
imp	 Impeller
j	 Variationsgrösse
leak	 Leckagestrom
max	 Maximalwert
0	 oben
r	 Rotor
w	 Wand der Einfachbohrung
ref	 Referenzwert
t	 Laufradoberseite
tot	 Gesamtgrösse
z	 in axialer Richtung
Ι	 Radseitenraum $I$

II	 Radseitenraum II			
III	 Radseitenraum III			
IV	 Radseitenraum $IV$			
J	 Impulsgrösse			
R	 Wand des Laufrades			
U	 in Umfangsrichtung			
W	 Wand des Pumpengehäuses in axialer			
	Richtung			
Ζ	 Zylinderwand des Pumpengehäuses			
au	 Schubspannungsgrösse			
Θ	 in tangentialer Richtung			

#### Abkürzungen

CFD	 Computational	Fluid Dynamics

#### Konventionen

$\overline{u}$	 Mittelwert
$\vec{u}$	 vektorielle Grösse

## Kapitel 5

#### Variablen

b		Breite	[m]
$d_c$		Spulendicke	[m]
h		Spulenhöhe	[m]
i		Phasenstrom	[A]
$k_{el}$		Verlustkonstante einer Halbbrücke	$[W/A^2]$
$k_f$		Füllfaktor	
$k_{lm}$		Wicklungslängenfaktor	
$k_L$		Induktivitätskonstante	[H]
$k_u$		Konstante der induzierten Spannung	[Vs]
$k_P$		Pumpenkonstante	$[Ws^2]$
l		Länge	[m]
$l_m$		mittlere Wicklungslänge einer Spule	[m]
n		Rotordrehzahl	$[\min^{-1}]$
r		Radius	[m]
t		Zeit	[s]
u		Spannung	[V]
x	•••	Koordinatenachse des Statorkoordinatensystems	
y		Koordinatenachse des Statorkoordinatensystems	
A		Querschnittsfläche	$[m^2]$
J		Stromdichte	$[A/m^2]$
L		Induktivität	[H]
N		Windungszahl	
P		Verlust-/Leistung	[W]
$P_{mech}$		mechanische Leistung	[W]
R		elektrischer Widerstand	$[\Omega]$

 Zwischenkreisspannung	[V]
 spezifischer Leitwert von Kupfer	$[\Omega m]$
 Lastwinkel in Richtung des Pumpenauslasses	[°]
 Winkelgeschwindigkeit des Rotors entspricht	[rad/s]
der Frequenz des Antriebsstromes	
 Durchflutung, magn. Spannung $\Theta = N \cdot i$	[A]
 magnetischer Fluss	[Wb]
· · · · · · · · · ·	<ul> <li>Zwischenkreisspannung</li> <li>spezifischer Leitwert von Kupfer</li> <li>Lastwinkel in Richtung des Pumpenauslasses</li> <li>Winkelgeschwindigkeit des Rotors entspricht der Frequenz des Antriebsstromes</li> <li>Durchflutung, magn. Spannung Θ = N · i</li> <li>magnetischer Fluss</li> </ul>

#### Indizes

1	•••	Grösse der Phase 1
2		Grösse der Phase 2
b		Lagergrösse (engl. <i>bearing</i> )
d		Antriebsgrösse (engl. drive)
с		Grösse der kombinierten Wicklung (engl. <i>combined</i> )
cu		Kupfer
el		Grösse der Leistungselektronik
feas		maximal erreichbare Grösse (engl. <i>feasible</i> )
ind		induziert
max		Maximalwert
min		Minimalwert
opt		optimaler Wert
req		benötigt (engl. <i>required</i> )
rms		quadratischer Mittelwert
s		Grösse der separierten Wicklungen
tot		Gesamtgrösse

### Abkürzungen

DSP	• • •	digitaler Signalprozessor
PMSM		permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM		Pulsweitenmodulation

#### Konventionen

i, u	 Wechselgrösse
$\underline{i}, \underline{u}$	 Raumzeiger
I, U	 Gleichgrösse
$\hat{I}, \hat{U}$	 Spitzenwert

### Kapitel 6

#### Variablen

a	 Steinmetzkonstante	
$a_{on}$	 Einschaltverlustkonstante	[J]
$a_{off}$	 Ausschaltverlustkonstante	[J]
$a_{RR}$	 Reverse–Recovery–Verlustkonstante	[J]
b	 Steinmetzkonstante	
c	 Steinmetzkonstante	
d	 Dicke	[m]
$d_{CCM}$	 Einschaltdauer des Transistors für CCM	
$d_{DCM}$	 Einschaltdauer des Transistors für DCM	
$d_{DC}$	 Pulsweite der Transistoren der DC–DC Eingangsbrücke	
f	 Frequenz	[Hz]
$f_S$	 Schaltfrequenz	[Hz]
$f_D$	 Designfrequenz zur Filterdimensionierung	[Hz]
$f_{DC}$	 Schaltfrequenz des DC–DC Konverters	[Hz]
h	 Höhe	[m]
k	 Steinmetzkonstante	
$k_{C,i}$	 Kapazitätsvolumenskonstanten	
$k_f$	 Füllfaktor	
$k_i$	 erweiterte Steinmetzkonstante	
$k_{I,DC}$	 Rippelstromfaktor des DC–DC Ausgangsstromes	
$k_{L,i}$	 Induktivitätsvolumenskonstante	
$k_{on}$	 stromabhängige Einschaltverlustkonstante	[J/A]
$k_{off}$	 stromabhängige Ausschaltverlustkonstante	$[J/A^2]$
$k_{RR}$	 Reverse–Recovery–Verlustkonstante	[J/A]
$k_{rippel}$	 Rippelstromfaktor des CCM Induktivitätsstro- mes	-

$k_{U,DC}$	 Rippelspannungsfaktor der DC–DC Ausgangs- spannung	
l	 Länge	[m]
m	 Wert der Harmonischen welche sich innerhalb des Messbereiches von 150 kHz bis 30 MHz be- findet	
n	 Anzahl paralleler Boost–Zellen	
$n_f$	 Anzahl von Filterstufen	
$q^{r}$	 Flächen-/Wärmestromdichte	$[W/m^2]$
r	 Radius	[m]
t	 Zeit	s
A	 Fläche	$[m^2]$
$A_L$	 Induktivitätskonstante	$[H/Wdg^2]$
$Att_{req}$	 benötigte Dämpfung	[dB]
$Att_{LC}$	 Dämpfung durch ein LC–Filter	[dB]
В	 magnetische Flussdichte	[T]
C	 Kapazität	[F]
$C_g$	 parasitäre Kapazität gegen Masse (engl. ground)	[F]
D	 Diode	
I, i	 Strom	[A]
L	 Induktivität	[H]
N	 Windungszahl	
$N_{TR}$	 Übersetzungsverhältnis der Transformator- wicklungen $N_{TR} = \frac{N_p}{N}$	
P	 Leistung	[W]
U, u	 Spannung	[V]
$U_{meas}$	 an $R_{LISN}$ gemessene Störspannung	[V]
R	 elektrischer Widerstand	$[\Omega]$
$R_d$	 Dämpfungswiderstand	$[\Omega]$

S	 Leistungsschalter/Transistor	
Т	 Temperatur	[°C]
$T_S$	 Periodendauer	$[\mathbf{s}]$
V	 Volumen	$[m^3]$
$\alpha$	 Ein– Ausgangsspannungsübersetzungsverhält-	
	nis	
$\eta_{DC}$	 gemessener Wirkungsgrad des DC–DC–Kon-	
	verters	
$\eta_{th}$	 theoretischer Wirkungsgrad	
$\eta_{meas}$	 gemessener Wirkungsgrad	
$\lambda$	 Wärmeleitkoeffizient	[W/mK]
$\rho_{cu}$	 spezifischer Widerstand von Kupfer	$[\Omega m]$
ω	 elektrische Netzfrequenz	[Hz]
$\Psi$	 verketteter magnetischer Fluss	[Wb]
$\Phi$	 magnetischer Fluss	[Wb]

#### Indizes

0	•••	Zwischenkreisgrösse
a		aussen
al		Aluminium
avg		Mittelwert
calc		berechneter Wert
coil		Induktivität
con		Leitverluste
core		Magnetkern
cu		Kupfer
DC		Grösse des DC–DC–Konverters
epoy		Vergussmasse zur thermischen Anbindung
est		abgeschätzter Wert (engl. estimated)

f	•••	Vorwärtswert der Diode
fill		Füllmaterial
i		innen
in		Eingangsgrösse
ind		induziert
max		Maximalwert
meas		gemessener Wert
min		Minimalwert
noise		Störgrösse
off		Ausschaltgrösse
on		Einschaltgrösse
opt		optimaler Wert
out		Ausgangsgrösse
oss		Drain–Source Kapazität eines Leistungshalb-
		leiters
pin		Kühlzapfen
p		Primärgrösse des Transformators
rms		quadratischer Mittelwert
s		Sekundärgrösse des Transformators
sem		Halbleiter
sink		Kühlkörper
$_{sim}$		mittels numerischer Simulation bestimmter
		Wert
sum		Summengrösse
sweep		Messfrequenz
th		thermische Grösse
tot		Gesamtgrösse
tube		Kühlhülse
C		Kapazität
CM		Wert der Gleichtaktstörung (engl. common mode)

D	 Dioden
DC	 Wert des DC–DC–Konverters
DM	 Wert der Gegentaktstörung (engl. <i>differential mode</i> )
DS	 Drain–Source
L	 Induktivität
QP	 Quasi–Peak Wert
RB	 Diodengleichrichter (engl. rectifier Bridge)
RR	 Reverse–Recovery
T	 Transistor
U	 Umgebung

#### Abkürzungen

BCM	 Boundary Conduction Mode; der Induktivi-
	tätsstrom wird an der Grenze zwischen lückend
	und nichtlückend geregelt
CM	 Gleichtaktstörung (engl. common mode)
CCM	 Continuous Conduction Mode; der Induktivi-
	tätsstrom wird kontinuierlich geregelt
DC	 Gleichgrösse
DM	 Gegentaktstörung (engl. differential mode)
DCM	 Discontinuous Conduction Mode; der Induk-
	tivitätsstrom wird zwischen den Schaltzyklen
	Null
EMI	 Elektromagnetic Interference
EMV	 Elektromagnetische Verträglichkeit
LISN	 Line Impedance Stabilization Network
MM	 Mixed Mode Störungen
PD	 Leistungsdichte (engl. power density)

PF	 Leistungsfaktor
PFC	 Leistungsfaktorkorrektur
QP	 Quasi-Peak
RBW	 Bandbreite des QP Filterbandes (engl. refe-
	rence bandwidth)
THD	 Total Harmonic Distortion
Tr	 Transformator

#### Konventionen

i, u	 Wechselgrösse, lokaler rms-Wert
I, U	 Gleichgrösse, globaler $rms$ -Wert
$\hat{I}, \hat{U}$	 Spitzenwert
## Kapitel 7

### Variablen

a	 Achse des Statorkoordinatensystems in Richtung der Antriebsphase $A$	
b	 Achse des Rotorkoordinatensystems in Richtung der Antriebsphase $B$	
d	 Achse des Rotorkoordinatensystems in Ma- gnetisierungsrichtung	
i	 Strom	[A]
n	 Rotordrehzahl	$[\min^{-1}]$
q	 Achse des Rotorkoordinatensystems senkrecht zur Magnetisierungsrichtung	
r	 Radius	[m]
t	 Zeit	[s]
u	 Spannung	[V]
L	 Induktivität	[H]
R	 Widerstand	$[\Omega]$
$U_{DC}$	 Zwischenkreisspannung	[V]
α	 Winkel der Statorspannung	[°]
$\gamma$	 lastabhängiger Polradwinkel	[°]
au	 Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung	[°]
$\varphi$	 Rotorwinkel	[°]
$\varphi_{est}$	 berechneter/geschätzter Rotorwinkel	[°]
$\varphi_{hall}$	 gemessener Rotorwinkel	[°]
$\varphi_{i,s}$	 Winkel der Peakverschiebung Aufgrund von $i_s$	[°]
$\varphi_{off}$	 Ausschaltwinkel an welchem die Antriebsphase abgeschaltet wird	[°]
$\varphi_{on}$	 Einschaltwinkel an welchem die Antriebsphase eingeschaltet wird	[°]

$\varphi_{sync}$	 Synchronisierungswinkel	[°]
ω	 Winkelgeschwindigkeit des Rotors	[rad/s]
$\Psi_{PM}$	 magnetischer Fluss des Permanentmagneten	[Wb]

### Indizes

0	 Initialzustand
a	 Komponente in Richtung der $a$ -Achse
b	 Komponente in Richtung der $b$ -Achse
d	 Komponente in Richtung der $d$ -Achse
ind	 induziert
f	 fiktive Grösse
q	 Komponente in Richtung der $q$ -Achse
r	 Rotorgrösse
s	 Statorgrösse
shunt	 Grösse am Strommesswiderstand

### Abkürzungen

DSP .	 digitaler Signalprozessor
PMSM .	 permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM .	 Pulsweitenmodulation

### Konventionen

i, u	 Wechselgrösse
$\underline{i}, \underline{u}$	 Raumzeiger
I, U	 Gleichgrösse
$\hat{I}, \hat{U}$	 Spitzenwert

## Kapitel 8

### Variablen

n	 Drehzahl	$[\min^{-1}]$
p	 hydraulischer Druck	[Pa]
r	 Radius	[m]
$x_d$	 Längenskalierung	
$x_n$	 Drehzahlskalierung	
$x_{\eta}$	 Wirkungsgradänderung	
Γ́.	 Kraft	[N]
J	 elektrische Flächenstromdichte	$[A/m^2]$
M	 Moment	[Nm]
P	 Leistung	[W]
Q	 hydraulischer Durchfluss	$[m^3/s]$
Т	 Temperatur	[K]
$U_{DC}$	 Zwischenkreisspannung	[V]
V	 Volumen	$[m^3]$
η	 Wirkungsgrad	
$\lambda_p$	 Druckdichte	$[Pa/m^3]$
$\varphi$	 Durchflusszahl	
ρ	 Dichte	$[kg/m^3]$
$\omega_r$	 Winkelgeschwindigkeit des Rotors	[rad/s]

### Indizes

0	 Ausgangssystem
1	 Zielsystem
0,1	 Verhältnis zwischen Ausgangs- und Zielsys-
	tem

cu	 Kupfer
el	 elektrisch
fe	 Eisen
fl	 Fluid
hyd	 hydraulisch
hys	 Hysterese
i	 Variationsgrösse
mech	 mechanisch
max	 maximal auftretender Wert
old	 Wert der vorherigen Berechnung
r	 in radialer Richtung
soll	 geforderter Sollwert
tot	 total/gesamt
v	 Verlust
ws	 Wirbelstrom
PS	 Wert des Pumpsystems

### Abkürzungen

BPS	 Bearingless Pump System
DSP	 digitaler Signalprozessor
MIP	 Pumpsystem mit modular integrierter Leis- tungselektronik
VIP	 Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungs- elektronik

# Kapitel 1

# Einleitung

### 1.1 Anforderungen an Pumpsysteme in der Halbleiterindustrie

Parallel zu stetigen Produktivitätssteigerungen in industriellen Prozessen wächst auch die Anforderung an dort eingesetzte Pumpsysteme. Speziell in der Halbleiterindustrie, wo Pumpen zur Beförderung hochreiner Chemikalien bei so genannten *Wet-Processing* Anwendungen, wie z.B. Reinigen, Polieren und Ätzen von Halbleiterwafern [1–3], eingesetzt werden, sind Parameter wie das Volumen oder die Prozessqualität der Systeme massgebliche Produktivitätsfaktoren. So zeigen interne Zielvorgaben der Halbleiterindustrie, dass der Reinraumbedarf in den nächsten drei bis fünf Jahren um 50 % reduziert werden muss. Zusätzlich führen immer feinere Filterstrukturen, benötigt zur Sicherung der Prozessqualität, zu erhöhten Druckabfällen in den hydraulischen Kreisläufen. Deshalb muss der von einem Pumpsystem zur Verfügung gestellte Ausgangdruck innerhalb derselben Zeitspanne auf mindestens 3 bar erhöht werden. Die erwähnten Anwendungen erfordern diesen hohen Ausgangsdruck bei relativ geringen Durchflussraten von wenigen ml/min bis zu 5 l/min [1].

Zusammenfassend kann die Forderung nach einem Pumpsystem für hochreine Flüssigkeiten mit minimalem Bauvolumen und hohem Ausgangsdruck bei niedrigen Durchflussraten definiert werden.

### 1.2 Stand der Technik

Die auf dem Markt befindlichen Pumpsysteme, welche den aktuellen Anforderungen der Halbleiterindustrie gerecht werden, können aufgrund ihrer Funktionsweise in

- Balgen– und Membranpumpen
- magnetisch gekuppelte Kreiselpumpen
- und magnetisch gelagerte Kreiselpumpen

unterteilt werden.

Die nachfolgenden Abschnitte dienen einer Einführung und einem kritischen Vergleich der oben genannten Pumpentypen. Detaillierte Beschreibungen können in der jeweiligen Fachliteratur gefunden werden [4–9].

### 1.2.1 Balgen– und Membranpumpen

Balgen– oder auch Membranpumpen, welche nach dem Verdrängungsprinzip arbeiten, stellen die häufigste Variante zur Beförderung hochreiner Flüssigkeiten in der Halbleiterindustrie dar. Abbildung 1.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer handelsüblichen Balgenpumpe. Die Pumpe besteht zumeist aus zwei Balgen, welche durch ein Gestänge fest miteinander verbunden sind. Werden nun abwechselnd zum Beispiel pneumatische Kräfte auf die Aussenwände der Balgen ausgeübt, so bewegen sich diese gegengleich hin und her. Durch diese Bewegung wird stets ein Balg mit Flüssigkeit über die Saugventile gefüllt, während der andere Balg über die Druckventile entleert wird. Resultierend führt diese translatorische pneumatisch angetriebene Bewegung zu einem Flüssigkeitsstrom vom Einlass in Richtung des Auslasses.

Die Vor- und Nachteile dieser Pumpen lassen sich kurz zusammenfassen:

### Vorteile

- sicherheitstechnisch bedenkenlos bezüglich Brandgefahr
- hoher Ausgangsdruck



Abbildung 1.1: Schematischer Aufbau einer Balgenpumpe.

### Nachteile

- hohe Lärm– und Vibrationsemissionen
- pulsierender Ausgangsdruck
- Verunreinigung des Fluids durch Partikel welche durch die mechanische Bewegung abgelöst werden können

### 1.2.2 Magnetisch gekuppelte Kreiselpumpen

Magnetisch gekuppelte Kreiselpumpen, wie in Abb. 1.2 schematisch dargestellt, gehören der Familie der Strömungspumpen an. Bei diesen Pumpen wird dem Fluid Energie durch Rotation desselben zugeführt. Die Übertragung der Rotationsenergie auf das Laufrad (Impeller) findet bei dieser Bauweise berührungsfrei durch Magnete statt. Auf diese Weise kann der Pumpraum vom Antrieb hermetisch entkoppelt werden. Einzig die Lagerung befindet sich noch innerhalb des Pumpraumes und bedarf eines hohen Schmier– bzw. Dichtaufwandes, um die Verunreinigung des Pumpmediums zu unterbinden. Die Vor– und Nachteile dieser Pumpenklasse können zusammengefasst werden zu:



Abbildung 1.2: Prinzipaufbau einer Kreiselpumpe mit magnetischer Koppelung.

#### Vorteile

- hermetische Entkoppelung zwischen Antrieb und Pumpmedium
- stetige und pulsationsfreie Flüssigkeitsbeförderung
- kein Abrieb des eigentlichen Leitapparates

### Nachteile

- grosse Baugrösse wegen der magnetischen Koppelung
- Verunreinigung des Pumpmediums durch Schmiermittel der Lagerung, Abrieb der Dichtungen oder generellen Abrieb des Lagers im Falle von Mediumschmierung
- Wirbelstromverluste im metallischen Pumpengehäuse

### 1.2.3 Magnetisch gelagerte Kreiselpumpen

Eine Weiterentwicklung der in Abschnitt 1.2.2 angeführten magnetisch gekuppelten Kreiselpumpe stellt eine magnetisch gelagerte Kreiselpumpe dar. Abbildung 1.3 zeigt einen lagerlosen<sup>1</sup> Scheibenläufer als Pumpe, ebenfalls der Familie der Strömungsmaschinen zuzuordnen, für hochreine Flüssigkeiten in der Bauform eines *Tempelmotors*. Die Reduktion des Rotors in seiner axialen Ausdehnung zu einer Scheibe (Def. Scheibenläufer [10]) bewirkt eine Vereinfachung der magnetischen Lagerung. So können mit Hilfe von nur zwei aktiven Elektromagneten Kräfte zur Stabilisierung des Rotors in Richtung der x- und y-Achse aufgebracht werden. Die Verkippungen um die x- und y-Achse sowie die Verschiebung in Richtung der z-Achse werden durch passive Reluktanzkräfte (vgl. Abb. 1.3, Detail A) stabilisiert<sup>2</sup>. Ein Drehfeld, welches den magnetischen Kräften überlagert wird, führt zu einem Drehmoment auf den magnetisierten Ro-

 $<sup>^2\</sup>rm{Eine}$  detaillierte Beschreibung dieses Pumpsystems kann in [10] und in Abschnitt 1.3.1 gefunden werden.



**Abbildung 1.3**: Prinzipieller Aufbau eines lagerlosen *Scheibenläufers* [10] in der Ausführungsvariante als Pumpe für hochreine Flüssigkeiten.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Als lagerloser Motor wird ein elektrischer Antrieb mit magnetischer Lagerung bezeichnet, wobei sich sowohl die Antriebs– als auch die Lagerwicklungen auf demselben Eisenkreis befinden [10]. Aus technischer Sicht sind nach wie vor Lager, wenn auch magnetischer Art, zur Stabilisierung eines Systems notwendig. Dennoch wird der Begriff "lagerlos" zur Verdeutlichung der Absenz von mechanischen Lagern angewandt.

tor und folglich zu einer Drehbewegung des Laufrades (Impeller), welches auf dem magnetisierten Rotor aufgebracht werden kann.

Durch optionale Ausrichtung des Eisenkreises in axialer anstatt radialer Richtung entsteht eine Anordnung, welche einem Tempel ähnelt, weshalb der in Abb. 1.3 gezeigte Aufbau auch *Tempelmotor* genannt wird [10]. Durch die Realisierung der lagerlosen Pumpe als *Tempelmotor* wird die radiale Ausdehnung des Systems deutlich reduziert und der Aufbau hochkompakter Pumpsysteme ermöglicht. Der entstehende Leerraum in der Mitte des Motors kann weiter z.B. zur Unterbringung der Leistungselektronik genutzt werden.

Aufgrund der berührungsfreien Lagerung ist eine vollumfängliche hermetische Entkoppelung des Rotors und somit des Pumpmediums von der Aussenwelt möglich. Daraus ergeben sich folgende Vor- und Nachteile dieses Pumpsystems:

### Vorteile

- Vollständige hermetische Entkoppelung des Antriebs und der Lagerung vom Pumpmedium
- stetige und pulsationsfreie Flüssigkeitsförderung
- keine Verunreinigung des Pumpmediums durch Abrieb oder Schmiermittel
- geringere Baugrösse im Vergleich zu den anderen Pumpsystemen
- einfacher Aufbau und daraus resultierend schneller Austausch der hydraulischen Komponenten

#### Nachteile

- erhöhter technischer Aufwand
- beschränkte Axialkraft
- reduzierter Wirkungsgrad verursacht durch grosse Spaltabmessungen

### 1.2.4 Vergleich der Pumpsysteme

Dieser Abschnitt dient dem Vergleich der vorhin behandelten Pumpentypen. Als Vergleichsgrösse hinsichtlich der in Abschnitt 1.1 angeführten Kriterien muss vorerst ein geeignetes Mass definiert werden. Wie bereits erwähnt, bildet der erreichbare Ausgangsdruck — massgeblich vorgegeben durch den Druckabfall über den eingesetzten Filtern — bei einem bestimmten Durchfluss ein charakteristisches Mass für eine Pumpe mit dem Einsatzgebiet Halbleiterindustrie. Die erreichbare hydraulische Leistung ist im Gegensatz dazu als Vergleichsgrösse für die angestrebten Anwendungen ungeeignet, da dieselbe Leistung sowohl durch hohen Druck bei niedrigem Durchfluss als auch durch niedrigen Druck bei grossem Durchfluss erreicht werden kann. Zur zusätzlichen Berücksichtigung der Baugrösse wird der erreichbare Ausgangsdruck eines Pumpsystems auf dessen Gesamtvolumen normiert. Die verfügbaren Pumpen können folglich hinsichtlich dem für diesen Vergleich eingeführten Mass der "Druckdichte"  $\lambda_p$  (Ausgangsdruck pro Volumen des Pumpsystems inklusive Leistungselektronik) verglichen werden. Die Druckdichte unterschiedlicher Pumpsysteme hängt weiters vom hydraulischen Durchfluss ab, welcher somit beim Vergleich zu berücksichtigen ist.

An dieser Stelle sei jedoch eine Einschränkung der Druckdichte  $\lambda_p$  als Vergleichsmass angeführt: Die Druckdichte erlaubt lediglich einen Vergleich von Pumpsystemen innerhalb eines beschränkten Druckbereiches. Der Grund hierfür liegt in der Tatsache, dass das Volumen einer Pumpe bei einer Grössenänderung nicht mit derselben Abhängigkeit wie der erzielbare Ausgangsdruck skaliert<sup>3</sup>.

Abbildung 1.4 zeigt den Vergleich verschiedener in der Halbleiterindustrie eingesetzter Pumpsysteme bezüglich ihrer maximal erreichbaren Druckdichte  $\lambda_p$  in Abhängigkeit des Durchflusses für den in der Halbleiterindustrie interessanten Druckbereich von 2 bis 4 bar. Die Linien im unteren Bereich des Diagramms stellt die erreichbare Druckdichte der marktführenden, handelsüblichen Balgen- und magnetisch gekuppelten Pumpen dar. Durch Verwendung eines magnetisch gelagerten Pumpsystems [9] können bereits deutlich höhere Druckdichten erreicht werden (vgl. unterbrochene Linie in Abb. 1.4). Die signifikant höhere Druckdichte von magnetisch gelagerten Pumpsystemen rührt daher, dass die handelsüb-

 $<sup>^{3}\</sup>mathrm{Details}$ zu den Skalierungsgesetzen können in Kapitel 3 gefunden werden.



**Abbildung 1.4**: Vergleich von kommerziell verfügbaren Pumpsystemen für hochreine Flüssigkeiten bezüglich der maximal erreichbaren Druckdichte für einen Druckbereich von 2 bis 4 bar [4–9].

Hersteller	Тур	$p_{max}$	$Q_{max}$
		[bar]	[l/min]
Lowitzoniz	BPS-3	2.5	75
Levitionix	$\mathrm{VIP}^{a}$	3.3	25
	YMD-25-100-132	2.4	233
	YMD - 32 - 160 - 165	3.7	366
Iwaki Pumps	FF10	2.5	12
	FF20	2.5	22
	FW20	3.7	25
March Pumps	TE-8C	2.0	400
Schmitt Kreiselpumpen	MPN-170	2.6	330

 Tabelle 1.1: Maximale Druck- und Durchflusswerte der in Abb. 1.4 verglichenen

 Pumpsysteme.

 $^a {\rm Optimiertes}$  magnetisch gelagertes Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik. Details können in Kapitel 8 gefunden werden.

lichen magnetisch gekuppelten Kreiselpumpen prinzipbedingt deutlich grössere Durchflussbereiche zulassen und daher ein um ein Vielfaches grösseres Volumen aufweisen (vgl. Tab. 1.1). Für die speziellen Anwendungen, welche hohe Ausgangsdrücke bei niedrigem Durchfluss fordern, existieren keine geeignet dimensionierten Pumpsysteme dieser Technologien, weshalb häufig auf überdimensionierte Systeme zurückgegriffen werden muss. Zudem wird beim magnetisch gelagerten Pumpsystem das Volumen alleine durch den Wegfall der magnetischen Kupplung und der mechanischen Lagerung reduziert.

Werden die zukünftigen Forderungen der Halbleiterindustrie nach Halbierung des Volumens bei gleichzeitiger Erreichung des maximalen Ausgangsdruckes von mind. 3 bar bei 5 l/min — und zusätzlich einem Ausgangsdruck von 2 bar bei 25 l/min zur Abdeckung eines erweiterten Einsatzbereiches — für das bestehende lagerlose Pumpsystem (vgl. unterbrochene Linie in Abb. 1.4) berücksichtigt, so erhält man die Forderung nach einem Pumpsystem, welches durch die durchgezogene Linie in Abb. 1.4 charakterisiert ist.

Zur Realisierung eines Pumpsystems das die hohe geforderte Druckdichte erreicht, ist eine vollumfängliche Optimierung des Gesamtsystems erforderlich. Vor diesem Hintergrund werden die grundlegenden Überlegungen zur Erhöhung der Leistungs–/ Druckdichte in den folgenden Abschnitten vorgestellt.

### 1.3 Erhöhung der Leistungs-/ Druckdichte

### 1.3.1 Funktionsweise der lagerlosen Pumpe

Die prinzipielle Funktionsweise einer lagerlosen Pumpe wurde bereits in Abschnitt 1.2.3 vorgestellt. Ausgehend von den für den Betrieb der Pumpe notwendigen Teilsystemen kann ein Überblicksdiagramm wie in Abb. 1.5 zusammengestellt werden. Das gesamte Pumpsystem besteht im Wesentlichen aus fünf Kernkomponenten, nämlich der **Pumpe** mit dem Laufrad (Impeller) und dem Pumpengehäuse, dem **Elektromotor**, welcher zudem die magnetische Lagerung und die dafür notwendigen Sensoren beinhaltet, der **Elektronik** mit Signalverarbeitung und den Leistungsbrücken, einer **Kommunikation** mit der Aussenwelt sowie einer **Energieversorgung**.

Beginnend bei den hydraulischen Anforderungen bedarf die Pumpe eines Drehmomentes bei einer Drehzahl (zur Verfügung gestellt vom elektri-



Abbildung 1.5: Blockdiagramm eines lagerlosen Pumpsystems.

schen Antrieb) wirkend auf das Laufrad, um den geforderten Ausgangsdruck p bei einem entstehenden Durchfluss Q zu ermöglichen. Zur magnetischen Lagerung des Laufrades sind zudem Kräfte in x- und y-Richtung notwendig, welche von den Elektromagneten aufgebracht werden.

Die Sensorik ermittelt ständig den Wert der Systemzustände, welche die Winkelposition des Rotors  $\varphi$  sowie die radialen Positionen x und y umfassen. Die gemessenen Werte werden der Regelung zur Verfügung gestellt. Zur zusätzlichen Überwachung des Systems wird noch die Temperatur T an einem signifikanten Punkt gemessen.

Der Signalprozessor erhält über die Kommunikationsschnittstelle den Sollwert für die Drehzahl und regelt folglich die Antriebsströme, welche über die Leistungsbrücken in den Antriebswicklungen eingeprägt werden bis das resultierende Moment (proportional zum Strom in den Antriebswicklungen) zur gewünschten Drehzahl führt. Die Sollposition des Rotors wird im Normalfall in der Mitte des Stators definiert und kann im Bedarfsfall (Unwucht, räumlich statische Kräfte) davon abweichend vorgegeben werden. Erneut wird bei einer Abweichung des Rotors aus der Sollposition ein Strom in den Lagerwicklungen geregelt, welcher zu Kräften auf den Rotor führt.

Zur Versorgung der Leistungsbrücken mit einer Gleichspannung aus dem Einphasennetz dient ein Netzgerät.

All diese Komponenten werden entweder intern (Lagerung und dazugehörige Sensorik) oder extern (Leistungsbrücken und Antrieb oder Lagerung) mit Leitungen zur Signal- und Leistungsübertragung verbunden (vgl. Abb. 1.5).

Aufgrund der Komplexität des Gesamtsystems und des daraus entstehenden hohen Grades an Verkabelungsaufwand ist unmittelbar ersichtlich, dass ein Pumpsystem mit optimaler Druckdichte nur durch Integration aller Komponenten auf Systemebene und dem damit einhergehenden Wegfall der externen Verkabelung in einem Gesamtsystem realisierbar ist.

Abbildung 1.6 dient zur Veranschaulichung des Grades dieser Integration als Funktion der Zeit. Ausgehend von einem System mit modularer Leistungselektronik und Motor/Pumpe kann durch modulare Integration der Leistungselektronik in das Gehäuse des Motors — durch Wegfall der Verkabelung — bereits eine deutliche Volumenreduktion erreicht werden (*Pumpsystem mit modular integrierter Leistungselektronik* in Abb. 1.6). Die Leistungselektronik stellt nach wie vor einen eigenständigen Bestandteil des Gesamtsystems dar. Durch die reduzierte, für die Kühlung zur Verfügung stehende, Gesamtoberfläche bedarf diese Variante jedoch detaillierte thermische Betrachtungen und Optimierungen (vgl. Kap. 2.1).



Abbildung 1.6: Zeitlicher Verlauf der Integration der Leistungselektronik in ein Pumpsystem.

Ein Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik stellt die höchste Entwicklungsstufe dar (vgl. Abb. 1.6). In diesem Fall wird die Leistungselektronik aufgeteilt und vollständig in das Motorgehäuse integriert. Durch die weitere Reduktion des Bauvolumens im Vergleich zur modular integrierten Variante wird die Wärmeabfuhr über die Gehäuseoberfläche erneut verringert, was wiederum im Erfordernis detaillierter thermischer Untersuchungen resultiert. Die vollständige Integration der Leistungselektronik in das Pumpsystem führt zu einer Reduktion des Gesamtvolumens, erkauft durch einen erhöhten Entwicklungsaufwand. Zur Erreichung eines optimierten Pumpsystems mit maximaler Druckdichte ist diese jedoch unumgänglich. Aus diesem Grund bildet dieses System die Grundlage für eine vollumfängliche Optimierung des Gesamtsystems, wie sie in Kapitel 8 beschrieben wird.

### 1.3.2 Vorgehensweise der Untersuchungen

Nach einer Konzeptstudie von unterschiedlichen Integrationskonzepten zur modularen und vollen Integration der Leistungselektronik in das Motorgehäuse (Kapitel 2) werden in Kapitel 3 die mathematischen Werkzeuge, welche die theoretische Grundlage der Optimierung darstellen, der einzelnen Komponenten des Pumpsystems vorgestellt.

Ausgehend von den geforderten Spezifikationen des Pumpsystems wird in einem weiteren Schritt in Kapitel 4 eine Modellbildung für die hydraulischen Komponenten des Gesamtsystems entwickelt und speziell die Problematik der passiven Axiallagerung bei Erhöhung des Ausgangsdruckes behandelt.

Parallel dazu werden die Kernkomponenten des lagerlosen Motors (magnetische Lagerung und Antrieb) in Kapitel 5 untersucht und hinsichtlich minimaler Verluste und maximaler Leistungsdichte optimiert.

Als letzte eigenständige Komponente des Pumpsystems wird in Kapitel 6 die Leistungselektronik zur Speisung aus dem Einphasennetz betrachtet und ebenfalls hinsichtlich maximaler Leistungsdichte optimiert.

Kapitel 7 dient zur weiteren Optimierung des Pumpsystems, indem die Robustheit des Systems gegenüber Temperaturschwankungen durch spezielle sensorlose Regelungskonzepte erhöht wird. Abschliessend findet in Kapitel 8 eine Zusammenführung und Optimierung aller vorgestellten Komponenten des Pumpsystems statt.

Zur Verifikation der getätigten Untersuchungen werden in jedem Abschnitt separat Labormuster realisiert (vgl. Abb. 1.7).



Abbildung 1.7: Aufbau der vorliegenden Dissertation.

# Kapitel 2

# Integrationsvarianten des lagerlosen Pumpsystems

### 2.1 Pumpsystem mit modular integrierter Leistungselektronik — MIP

Im vorherigen Kapitel wurde die Notwendigkeit der Integration der Leistungselektronik in das Motorgehäuse erläutert. Die erste Stufe der Integration stellt dabei ein System mit modular an das Motorgehäuse angebauter Leistungselektronik (Modular Integriertes Pumpsystem) dar. Aufgrund der reduzierten Komplexität und damit erhöhten Robustheit ist dies die wirtschaftlich interessanteste Variante. Diese Integrationsvariante führt zu einer deutlichen Volumenreduktion durch beinahe vollständige Elimination der Verkabelung. Resultierend aus der Reduktion der Gesamtoberfläche des Systems treten erhöhte Systemtemperaturen auf, weshalb ein grösserer Kühlaufwand notwendig wird.

Zur Anbringung der Leistungselektronik am Motorgehäuse bestehen prinzipiell zwei Möglichkeiten: Zum Einen kann die Elektronik radial — bzw. tangential zur Drehachse des Rotors — und zum Anderen axial — bzw. senkrecht auf die Drehachse des Rotors — angebracht werden. Im Folgenden werden unterschiedliche Gehäusevarianten beider Anbindungsmöglichkeiten vorgestellt und hinsichtlich ihrer Kühlleistung mittels Luft– und Wasserkühlung evaluiert.

### 2.1.1 Bauformen mit radial montierter Leistungselektronik

Fünf beispielhafte Gehäusevarianten mit radial angebrachter Leistungselektronik sind in Abb. 2.1 dargestellt. Diese unterscheiden sich im Wesentlichen in Form und Anordnung der für die passive und aktive Luftkühlung benötigten Kühlfinnen. Bei Variante 1 bis 3 kommen Finnen mit axialer Ausdehnung zum Einsatz, welche entweder durchgängig (vgl. Abb. 2.1(a)), abgesetzt (vgl. Abb. 2.1(b)) oder abgesetzt mit einem Versatz zwischen zwei Finnen (vgl. Abb. 2.1(c)) ausgeführt werden. Bei Letzteren führt dieser Versatz zu einer Luftzirkulation quer zu den Finnen



Abbildung 2.1: Gehäusevarianten des modular integrierten Pumpsystems mit radial eingebetteter Leistungselektronik für die Untersuchung zur konvektiven Luftkühlung.

und somit zu einer erhöhten Kühlleistung für jede beliebige Einbaulage.

Zusätzlich wird noch eine Variante untersucht, die radial angeordnete Finnen (vgl. Abb. 2.1(d)) aufweist, und eine weitere mit quaderförmigem Gehäuse zur optimalen Raumausnutzung und schrägen Finnen. Daraus resultiert eine konstante konvektive Kühlung unabhängig von der Einbaulage.

### 2.1.2 Bauformen mit axial montierter Leistungselektronik

Den vorhin gezeigten Varianten mit radial montierter Leistungselektronik stehen Bauformen mit axial angebrachter Leistungselektronik gegenüber. Exemplarische Beispiele hierfür sind in Abb. 2.2 gezeigt. Die geforderte minimale Fläche der Leistungselektronik, welche jener der Varianten mit radial montierter Elektronik entspricht, führt hier dazu, dass die Abmessungen des Aufsatzes in radialer Richtung über den Rand des Pumpengehäuses hinaus ragen.

Erneut werden Varianten mit axial ausgedehnten Kühlfinnen ohne (Variante 6, Abb. 2.2(a)) und mit (Variante 7, 2.2(b)) Aussparungen, welche eine Luftzirkulation quer zu den Finnen ermöglichen, betrachtet. Variante 8 (Abb. 2.2(c)) stellt eine hinsichtlich Konvektion optimierte Finnenanordnung dar, welche unabhängig von der Einbaulage der Pumpe zu denselben konvektiven Eigenschaften führt.



Abbildung 2.2: Gehäusevarianten des modular integrierten Pumpsystems mit axial eingebetteter Leistungselektronik für die Untersuchung zur konvektiven Luftkühlung.

### 2.1.3 Bewertung

In diesem Abschnitt werden die vorhin vorgestellten Bauvarianten mit eingebetteter Leistungselektronik hinsichtlich ihrer Kühlleistung bei natürlicher und forcierter konvektiver Luftkühlung, sowie erweiterbarer Wasserkühlung evaluiert.

Thermische Simulationen für ein Pumpsystem mit analogen Abmessungen zum optimierten System aus Kapitel 8 und Verlusten, welche typisch für einen Lastfall von 1.6 bar bei 10000 rpm und 17 l/min Durchfluss auftreten (Gesamtverlustleistung 30 Watt; Umgebungstemperatur 24°C), wurden für alle Gehäusevarianten bei natürlich konvektiver Luftkühlung durchgeführt. Im Vorfeld erfolgte die Analyse der optimalen Anzahl und Dimensionierung der Finnen für alle Varianten analog zu [2]. Hinsichtlich der Einbaulage kann zwischen einem stehenden (Rotationsachse senkrecht zur Schwerkraft) und einem liegenden (Rotationsachse parallel zur Schwerkraft) Einbau des Pumpsystems unterschieden werden. Die resultierenden maximalen Gehäusetemperaturen für die zwei Einbau- und jeweiligen Konstruktionsvarianten sind in Abb. 2.3 zusammengefasst.



Abbildung 2.3: Resultierende, maximale Gehäusetemperaturen bei natürlich konvektiver Luftkühlung für die vorgestellten Gehäusevarianten in Abhängigkeit der Einbaulage.

Die radialen Bauvarianten (Var. 1 bis 4) zeigen geringfügig höhere Temperaturen als die axialen Bauformen (Var. 6 und 7), mit Ausnahme von Variante 5. Zudem tritt prinzipiell eine geringfügige Absenkung der maximal auftretenden Temperatur (ausser bei Var. 4, 6 und 7) bei einem liegenden Einbau des Pumpsystems auf. Der Grund hierfür liegt in der Ausrichtung der Kühlfinnen parallel zur Schwerkraft und einen dadurch für die Varianten 1 bis 3 resultierenden erhöhten Wärmestrom entlang den Finnen. Bei den Bauformen mit axial eingebetteter Leistungselektronik vermindert eben die Leistungselektronik den entstehenden Luftstrom entlang den Finnen.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass die diversen Gehäusevarianten bei natürlich konvektiver Luftkühlung nur einen geringen Einfluss auf die abgeführte Leistung haben und lediglich Variante 5 eine deutliche Temperaturreduktion aufweist.

Eine optionale, forcierte Luftkühlung kann für die radialen Gehäusevarianten einfach durch Anbringung eines Luftleitmoduls (vgl. Abb. 2.4) erreicht werden. Diese Erweiterung ist für Bauformen mit axial eingebetteter Elektronik nicht möglich. Dieser führt Umstand zu einer negativen Bewertung für den Punkt der forcierten Luftkühlung für die axiale Bauvarianten (vgl. Tab. 2.1).

Ein weiterer Vorteil der radialen gegenüber der axialen Bauweise kann bei der Konstruktion einer Gehäusevariante mit Wasserkühlung gefunden werden. Abbildung 2.5 zeigt eine mögliche Aufbauvariante mit integrierter Wasserkühlung für die Bauform mit radial montierter Leistungselek-



Abbildung 2.4: Variante 1 mit modularer Integration der Leistungselektronik und Luftleitmodul zur forcierten Luftkühlung.



Abbildung 2.5: Radiale Gehäusevariante mit modularer Integration der Leistungselektronik und erweiterter Wasserkühlung zur Erhöhung der Kühlleistung.

tronik. Bei der konstruktiven Ausführung der Wasserkühlung kann für die radiale Gehäusevarianten eine einfach und kostengünstig herzustellende Wicklung bestehend aus einem Kupferrohr mit axialer Anschlussmöglichkeit (vgl. Abb. 2.5) realisiert werden. Für Gehäusevarianten mit axial montierter Leistungselektronik sind Konstruktionen mit integrierter Wasserkühlung ebenfalls möglich. Jedoch ist hier eine axiale Anschlussmöglichkeit aufgrund der dort befindlichen Elektronik mit einem erhöhten Konstruktions- und Dichtaufwand verbunden. Eine Anschlussmöglichkeit in radialer Richtung hingegen birgt Probleme hinsichtlich des konstruktiven Zusammenbaus im Falle einer Kühlspirale bzw. generell erhöhten Aufwand bei der Realisierung einer alternativen Konstruktionsmöglichkeit in sich. Deshalb wird dieser Punkt in der Zusammenfassung in Tab. 2.1 ebenfalls für axiale Gehäusevarianten als negativ gewertet.

Zusammenfassend kann ein Aufbau mit radial montierter Leistungselektronik, vor allem aufgrund der optionalen forcierten Luft– und Wasserkühlungen, favorisiert werden. Aufgrund des geringeren Konstruktionsaufwandes und gleichzeitig akzeptabler Kühlleistung sowohl durch natürliche als auch forcierte Luftkühlung wird Variante 1 mit Blick auf die Realisierung favorisiert.

	radiale Variante	axiale Variante
natürliche Konvektion	+	+
forcierte Luftkühlung	+	—
Wasserkühlung	+	—

### 2.2 Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik — VIP

Ein Pumpsystem mit vergleichsweise hoher Druckdichte wird nur durch vollständige Integration aller Komponenten in ein System ermöglicht. Aus diesem Grund werden vier beispielhafte Konzeptstudien eines Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik (**V**oll Integriertes **P**umpsystem) in diesem Abschnitt vorgestellt und hinsichtlich der Kriterien

- nutzbare PCB–Fläche,
- thermische Anbindung der Leistungshalbleiter,
- Baugrösse und
- auftretende Maximaltemperatur

bewertet. Alle untersuchten Varianten basieren auf denselben Motorkomponenten wie Eisenkreis, Antriebs- und Lagerwicklungen sowie dem Rotor. Die Aussenabmessungen des Gehäuses sind ebenfalls fix vorgegeben. Lediglich der Gehäuseboden kann in seiner axialen Ausdehnung erweitert werden.

### 2.2.1 Integrationsvariante 1

Abbildung 2.6 zeigt die erste untersuchte Konzeptstudie zur vollen Integration der Leistungselektronik in das Pumpsystem. Zur sicheren Bestimmung der Systemzustände x, y und  $\varphi$  (vgl. Abschnitt 1.3.1) wird die Platine, welche die dafür notwendige Sensorik trägt, direkt um den



Abbildung 2.6: Schnittbild eines lagerlosen Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik — Variante 1.

Pumpenkopf herum angebracht. Unterhalb der Sensorik befindet sich die Leistungsplatine, welche die Leistungshalbleiter am Umfang verteilt trägt. Eine zuverlässige thermische Anbindung der Leistungshalbleiter an das Pumpengehäuse kann über einen Steg im Gehäuse, auf welchem die Platine mit den Halbleitern aufliegt, gewährleistet werden. Unterhalb der Leistungsplatine werden die notwendigen Lager- und Antriebswicklungen eingebaut, wobei sich in deren Mitte Platz für eine zusätzliche Platine für die Signalelektronik findet.

Für ein Pumpsystem mit den Abmessungen, welche sich aus der Optimierung in Kapitel 8 ergeben, kann die gesamte nutzbare PCB–Fläche zu 77.6 cm<sup>2</sup> bestimmt werden. Numerische thermische Simulationen für einen exemplarischen Lastfall und eine Gesamtverlustleistung von 30 W, analog zum vorherigen Abschnitt mit der in Tabelle 2.2 angeführten Aufteilung, liefern eine Temperaturverteilung entsprechend Abb. 2.7 mit einer maximal auftretenden Temperatur von 96°C.

### 2.2.2 Integrationsvariante 2

Konzeptstudie 2 zeichnet sich durch einen in axialer Richtung erweiterten Gehäuseboden aus. Dadurch wird zusätzlicher Platz für eine Platine gewonnen, welche in diesem Fall die Leistungshalbleiter trägt. Die thermische Anbindung derselben geschieht über den Gehäuseboden.



**Abbildung 2.7**: Numerische thermische Simulation von Variante 1 des VIP für eine Gesamtverlustleistung von 30 W und natürlich konvektive Luftkühlung.

Aufgrund einer zusätzlichen Platine ergibt sich eine gesamte nutzbare PCB Fläche von 115.6 cm<sup>2</sup>, was gleichzeitig den grössten Wert aller verglichenen Varianten darstellt. Der relativ hohe thermische Widerstand zwischen Gehäuseboden und –mantel führt jedoch zu einer erhöhten Temperatur der Leistungshalbleiter und weiters zu einer Erhöhung der maximal auftretenden Temperatur (vgl. Abb. 2.9). Diese kann durch numerische Simulationen für den Lastfall mit 30 W Verlustleistung zu 97°C gefunden werden (vgl. Tab. 2.2).

Verlustart	Ort der Einprägung	Verluste [W]
Kupforvorlusto	Lagerspulen	2
Kupierverfuste	Antriebsspulen	14
Fisopyorlusto	Rückschluss	2
Lisenveriuste	Klauen	2
Loistungsoloktronik	Transistoren	7
Leistungseiektionik	übrige Leistungselektronik	3
Summe		30

**Tabelle 2.2**: Aufteilung der eingeprägten Verluste für die Simulationen des VIP; Integrationsvariante 1 bis 4.



Abbildung 2.8: Schnittbild eines lagerlosen Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik — Variante 2.



**Abbildung 2.9**: Numerische thermische Simulation von Variante 2 des VIP für eine Gesamtverlustleistung von 30 W und natürlich konvektive Luftkühlung.

### 2.2.3 Integrationsvariante 3

Eine weitere Konzeptstudie ohne Gehäuseerweiterung ist in Abb. 2.10 dargestellt. Bei dieser Variante wird die Leistungsplatine mit den Leistungshalbleitern zwischen den Lager- und Antriebsspulen platziert. Da-



**Abbildung 2.10**: Schnittbild eines lagerlosen Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik — Variante 3.

durch kann die Sensorplatine unter den Pumpenkopf anstatt — wie in Variante 1 dargestellt — rundherum gesetzt werden, wodurch weitere nutzbare PCB–Fläche entsteht. Diese kann für Variante 3 zu 69.6 cm<sup>2</sup> bestimmt werden. Die Kühlung der Halbleiter wird — ähnlich zu Variante 1 — mit Hilfe eines Stegs des Gehäusemantels gewährleistet.



**Abbildung 2.11**: Numerische thermische Simulation von Variante 3 des VIP für eine Gesamtverlustleistung von 30 W und natürlich konvektive Luftkühlung.

Aufgrund der optimalen Anbindung der Leistungshalbleiter an das Gehäuse und ebenfalls gleichmässiger Aufteilung der Platinen innerhalb des Pumpsystems erreicht die maximal auftretende Temperatur den niedrigsten Wert aller verglichenen Varianten. Für den vorhin erwähnten Lastfall von 30 W Verlustleistung (vgl. Tab. 2.2) kann simulativ eine maximal auftretende Temperatur von 90°C gefunden werden (vgl. Abb. 2.11).

#### 2.2.4 Integrationsvariante 4

Die vierte und letzte untersuchte Integrationsvariante ist in Abb. 2.12 dargestellt. Bei dieser Variante wird die Leistungsplatine stehend in axialer Richtung eingebaut und über zusätzliche Aluminiumstege mit dem Gehäuseboden verbunden. Analog zu Variante 2 führt der erhöhte thermische Widerstand zwischen Gehäuseboden und Mantel in Zusammenhang mit der reduzierten Wärmeabfuhrmöglichkeit der Aluminiumstege zu einer hohen Systemtemperatur (vgl. Abb. 2.13). Die maximal auftretende Temperatur kann für den bereits erwähnten Lastfall von 30 W (vgl. Tab. 2.2) simulativ zu 105°C bestimmt werden. Zur besseren Vergleichbarkeit aller Varianten wurde die Temperaturskalierung in Abb. 2.13 identisch zu jener in Abb. 2.7, 2.9 und 2.11 gewählt, weshalb das Maximum der Skalierung unter dem maximal auftretenden Temperaturwert liegt.



Abbildung 2.12: Schnittbild eines lagerlosen Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik — Variante 4.

Die stehende Einbaulage der Leistungsplatine führt zusätzlich zu einer geringeren Raumausnutzung im Vergleich zu den vorhin behandelten Varianten. Dieser Umstand lässt sich aus der gesamten nutzbaren PCB-Fläche von lediglich 50.2 cm<sup>2</sup> ableiten.



**Abbildung 2.13**: Numerische thermische Simulation von Variante 4 des VIP für eine Gesamtverlustleistung von 30 W und natürlich konvektive Luftkühlung.

### 2.2.5 Bewertung

In Tabelle 2.3 ist eine Zusammenfassung der behandelten Integrationsvarianten mit Blick auf die gewählten Vergleichskriterien dargestellt.

 Tabelle 2.3: Bewertung der Konzeptstudien zur vollen Integration der Leistungselektronik.

	Var. 1	Var. 2	Var. 3	Var. 4
Nutzbare PCB–Fläche $[cm^2]$	77.6	115.6	69.6	50.2
Thermische Anbindung	_L_	Ο	_L	_
der Leistungshalbleiter	I	0	I	
Baugrösse	+	_	+	+
Maximaltemperatur [°C]	96	97	90	105

Variante 1 zeichnet sich durch die zweitgrösste nutzbare PCB–Fläche, aber auch durch eine relativ hohe Maximaltemperatur aus.

Variante 2 ist aufgrund der höchsten verfügbaren PCB–Fläche vorteilhaft, ist aber aufgrund der schlechten thermischen Anbindung der Leistungshalbleiter und resultierenden hohen Systemtemperatur sowie des grossen Bauvolumens für eine praktische Realisierung nicht geeignet.

Variante 3 ermöglicht eine optimale Kühlung aller Komponenten, was sich direkt in der maximal auftretenden Temperatur widerspiegelt. Dies führt zwar zu einer verringerten nutzbaren PCB–Fläche, welche jedoch für eine Realisierung ausreichend gross ausfällt.

Variante 4 kann bezüglich keinem der vier Vergleichskriterien überzeugen und wird daher nicht weiter verfolgt.

Zusammenfassend stellt Variante 3 die beste der vorgestellten Integrationsvarianten dar, weshalb diese Variante die Grundlage der nachfolgenden Untersuchungen bildet.

Zur Senkung der Systemtemperatur ist in Abb. 2.14 eine Erweiterung von Variante 3 um eine zusätzliche Wasserkühlung dargestellt. Mit Hilfe dieses Aufbaus kann eine grössere Verlustleistung abtransportiert und folglich die Systemtemperatur gesenkt werden.



Abbildung 2.14: Schnittbild eines lagerlosen Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik und Wasserkühlung basierend auf Variante 3.

## Kapitel 3

# Analytische Beschreibung des lagerlosen Pumpsystems

### 3.1 Wachstumsgesetze eines lagerlosen Pumpsystems

### 3.1.1 Allgemeine hydraulische Zusammenhänge

Ausgehend vom allgemeinen Kräftegleichgewicht an einem Massepunkt, welcher auf einer gekrümmten Bahn bewegt wird, kann unter Vernachlässigung der Schwerkraft das Kräftegleichgewicht senkrecht zur Stromline zu

$$\frac{dp}{dr} = \rho_{fl} \cdot \frac{c^2}{r} \tag{3.1}$$

gefunden werden [11]. Gleichung (3.1) besagt somit, dass "eine Strömung auf einer gekrümmten Bahn stets mit Druckgradienten senkrecht zur Strömungsrichtung gekoppelt ist" [11]. Folglich steigt der Druck eines Fluids, welches sich als Starrkörper verhält, quadratisch mit grösser werdendem Radius. Wird Gl. (3.1) in Abhängigkeit der Drehfrequenz mit  $c = \omega_r r$  umgeformt und über den Radius integriert, so erhält man für den statischen Druck eines Fluids, ohne Berücksichtigung der Verluste, beim Aussenradius  $r_a$  eines Laufrades

$$\Delta p = \frac{\rho_{fl}}{2} \cdot \omega_r^2 \cdot r_a^2. \tag{3.2}$$

Ab dem Zeitpunkt an dem das Fluid das Laufrad verlässt und somit kein Energieaustausch zwischen Fluid und Laufrad mehr stattfindet, folgt das Fluid dem Gesetz von Bernoulli (Ableitung des 1. Hauptsatzes der Thermodynamik [11]), welches unter Vernachlässigung der Schwerkraft und von Verlusten über die Energieerhaltung zu

$$p_0 + \frac{\rho_{fl}}{2} c_0^2 = p_1 + \frac{\rho_{fl}}{2} c_1^2 \tag{3.3}$$

führt. Durch eine ringförmige Konstruktion des Pumpengehäuses kann die Bewegung des Fluids nach Verlassen des Laufrades auf einer Kreisbahn ermöglicht werden. Nach dem Bernoulli'schen Gesetz führt ein gezielt verlustarmes Abbremsen des Fluids im Ringspalt (Beibehalten der kreisförmigen Strömungsrichtung) zu einer Umwandlung von kinetischer  $\left(\frac{\rho_{fl}}{2}c^2\right)$  in potentielle Energie (Druck p). Folglich kann der erzeugte Druck einer Pumpe am Ablauf des Ringspaltes (Auslass) über jenem am äusseren Umfang der Laufrades (aus Gl. 3.2) liegen und im theoretischen Idealfall sogar zu

$$\Delta p = \rho_{fl} \cdot (\omega_r \cdot r_a)^2 \tag{3.4}$$

führen. Im praktischen Fall verringern Verluste, generiert durch Reibung, Leckageströme innerhalb der Pumpe, etc. den erreichbaren Ausgangsdruck, weshalb dieser, durch den hydraulischen Wirkungsgrad  $\eta_{hyd}$  gewichtet, schlussendlich zu

$$p_a = \rho_{fl} \cdot \left(\omega_r \cdot r_a\right)^2 \cdot \eta_{hyd} \tag{3.5}$$

gefunden werden kann.

Aus Gl. (3.5) lässt sich folglich das Wachstumsgesetz für den Ausgangsdruck unter der Annahme, dass alle Abmessungen der Pumpe um den Faktor

$$x_d = \frac{r_1}{r_0} \tag{3.6}$$

geändert werden und die Drehzahl um den Faktor

$$x_n = \frac{n_1}{n_0} \tag{3.7}$$

skaliert, ableiten zu:

$$p_a \propto x_n^2 \cdot x_d^2 \cdot x_\eta \tag{3.8}$$

mit der eventuellen Änderung des hydraulischen Wirkungsgrades

$$x_{\eta} = \frac{\eta_{hyd,1}}{\eta_{hyd,0}}.$$
(3.9)

In der Fachliteratur wird häufig anstatt des Ausgangsdrucks die Förderhöhe

$$H = \frac{p_a}{\rho_{fl} \cdot g} \tag{3.10}$$

als dichteunabhängige Grösse herangezogen. Eine ebenfalls häufig gebräuchliche Grösse stellt die spezifische "Stutzenarbeit" (Arbeit der Pumpe bezogen auf die beförderte Fluidmasse) [11] dar, welche sich in Abhängigkeit der Förderhöhe zu

$$Y = g \cdot H = (\omega_r \cdot r_a)^2 \cdot \eta_{hyd} \tag{3.11}$$

ergibt und somit eine vom Fluid unabhängige Kenngrösse der Pumpe darstellt. Aus der spezifischen Arbeit Y kann mit Hilfe des Durchflusses (Volumen pro Zeiteinheit) in weiterer Folge die Leistung (Arbeit pro Zeit) bestimmt werden:

$$P = \frac{W}{t}.\tag{3.12}$$

Unter Anwendung von

$$W = Y \cdot \rho_{fl} \cdot V \tag{3.13}$$

und der Zeit

$$t = \frac{V}{Q} \tag{3.14}$$

folgt schlussendlich die hydraulische Leistung

$$P_{hyd} = Y \cdot \rho_{fl} \cdot V \cdot \frac{Q}{V} = \rho_{fl} \cdot Y \cdot Q = p_a \cdot Q.$$
(3.15)

Nach [11, 12] ändert sich der Volumenstrom allgemein in Abhängigkeit einer Drehzahl– bzw. Dimensionsänderung mit

$$Q \propto x_n \cdot x_d^3 \cdot x_\eta, \tag{3.16}$$

was folglich im Wachstumsgesetz der hydraulischen Leistung

$$P_{hyd} = x_n^3 \cdot x_d^5 \cdot x_\eta^2, \qquad (3.17)$$

erneut unter der Annahme konstanter Fluiddichte, resultiert.

Ausgehend von der hydraulischen Leistung kann abschliessend das an der Welle zur Verfügung zu stellende mechanische Moment

$$M_{mech} = P_{hyd} \cdot \frac{60}{2\pi \cdot n} \cdot \frac{1}{\eta_{hyd}}$$
(3.18)

und dessen Wachstumsgesetz unter Berücksichtigung von Gl.  $(3.8),\,(3.16)$ und (3.17)zu

$$M_{mech} \propto x_n^2 \cdot x_d^5 \cdot x_\eta \tag{3.19}$$

berechnet werden.

#### 3.1.2 Axialkraft

Eine analytische Bestimmung der vom Lager aufbringbaren Axialkraft ist mit hinreichender Genauigkeit nicht möglich [10, 13, 14]. Nach [13] kann jedoch bei Änderung aller Motorgeometrien um den Faktor  $x_d$  das Skalierungsgesetz für die maximal aufbringbare, passive axiale Lagerkraft zu

$$F_{z,b} \propto x_d^2 \tag{3.20}$$

gefunden werden. Die hydraulische Kraft, wirkend auf die Unter- und Oberseite des Laufrades, wächst ausgehend vom vorhin in Gl. (3.8) angeführten Skalierungsgesetz für den Druck am Umfang des Laufrades und der quadratischen Skalierung der wirksamen Fläche des Laufrades mit

$$F_{z,hyd} \propto x_n^2 \cdot x_d^4. \tag{3.21}$$

Abb. 3.1(a) veranschaulicht das Verhältnis der maximalen Lagerkraft zur hydraulischen Kraft für eine Änderung der Pumpengeometrie um


**Abbildung 3.1**: Änderung der hydraulischen Kraft  $F_{hyd}$  wirkend auf den Rotor und der entgegenwirkenden Lagerkräfte  $F_b$  ((a) Axialkraft und (b) Radialkraft) bei einer Dimensionsänderung um  $x_d$  und konstanter Drehzahl  $x_n = 1$ .

den Faktor  $x_d$ . Eine Verkleinerung der Pumpe führt prinzipiell zu einer erhöhten Stabilität der Axiallage, jedoch auch zu einer reduzierten Ausgangsleistung. Folglich stehen lagerlose Pumpen mit hoher Ausgangsleistung vor dem Problem zu grosser auf den Rotor wirkender hydraulischer Axialkräfte. Eine detaillierte Berechnung dieser hydraulischen Kräfte findet in Kapitel 4 statt.

## 3.1.3 Radialkraft

Die Radialkraft wirkend auf das Laufrad, welche von der aktiven magnetischen Lagerung kompensiert werden muss, stellt im Allgemeinen eine stochastische Funktion dar. Für den Fall einer lagerlosen Kreiselpumpe treten jedoch zwei vorhersehbare Lastfälle auf:

- Eine Unwucht des Rotors führt zu einer räumlich rotierenden Kraft, welche durch das magnetische Lager kompensiert werden muss.
- Bedingt durch den Aufbau der Kreiselpumpe resultiert das abfliessende Medium in einem Druckabfall und folglich in einer Kraft, die auf das Laufrad in Richtung des Pumpenauslasses wirkt. Diese Kraft hängt prinzipiell vom Durchfluss und dem aufgebauten Druck ab [15]:

$$F_{r,hyd} \approx \rho_{fl} \cdot Y \cdot Q \tag{3.22}$$

Die magnetische Zugkraft eines Elektromagneten folgt generell der Beziehung [10]

$$F_{r,b} \approx \frac{I^2}{x^2} \tag{3.23}$$

mit dem eingeprägten Strom I und dem Luftspalt x. Für den Fall konstanter Stromdichte kann folglich das Wachstumsgesetz der magnetischen Lagerkraft bei konstantem Luftspalt<sup>1</sup> zu

$$F_{r,b} \approx x_d^4 \tag{3.24}$$

gefunden werden. Hinsichtlich der Anforderungen an das Radiallager im Falle einer räumlich konstanten Kraft treten somit bei einer Dimensionsänderung um  $x_d$  die Verläufe wie in Abb. 3.1(b) gezeigt auf. In Abb. 3.1(b) ist zudem der allgemeine Fall mit skalierendem Luftspalt dargestellt. Ein konstant gehaltener Luftspalt führt zu einer Kraftänderung ähnlich der hydraulischen Kraft. Sowohl für konstanten als auch veränderlichen Luftspalt resultiert eine Pumpenvergrösserung in einem instabilen System, d.h. die notwendige Radialkraft kann von dem magnetischen Lager unter Berücksichtigung der maximalen Stromdichte nicht aufgebracht werden. Für eine Verkleinerung des Systems ist die erreichbare Lagerkraft im Falle eines konstanten Luftspaltes im Vergleich zu einem veränderlichem Luftspalt geringer, jedoch stets hinreichend gross zur Stabilisierung des Systems.

## 3.1.4 Zusammenhänge für konstanten Durchfluss und Ausgangsdruck

In Kapitel 1 wurde die Notwendigkeit eines Pumpsystems mit hohem Ausgangsdruck bei geringen Durchflussraten erläutert. Wird nun jedoch ein Pumpsystem in all seinen Abmessungen skaliert, so verändern sich sowohl der maximal erreichbare Ausgangsdruck als auch der Durchfluss. Im folgenden Abschnitt sollen nun die vorhin erläuterten Wachstumsgesetze für die Forderung nach konstantem Durchfluss und konstantem Ausgangsdruck unabhängig von der Pumpengeometrie erläutert werden.

 $<sup>^1\</sup>mathrm{Die}$  Annahme eines konstanten Luftspaltes ist aus technischer Sicht aufgrund von minimal benötigten Wanddicken oder chemisch resistenten Kapselungen durchaus gerechtfertigt.

In einem ersten Schritt kann aus der Forderung nach konstantem Druck aus Gl. (3.8) die notwendige Drehzahl bestimmt werden:

$$x_n = \frac{1}{x_d \cdot \sqrt{x_\eta}}.\tag{3.25}$$

Als wesentlicher Unsicherheitsfaktor kristallisiert sich aus Gl. (3.25) der hydraulische Wirkungsgrad bzw. die Skalierung  $x_{\eta}$  desselben heraus. In der Fachliteratur (z.B. [16]) ist meist üblich, den hydraulischen Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Durchflusszahl

$$\varphi = \frac{15\,Q}{\pi^2 \,r_a^3 \,k_i \,n} \tag{3.26}$$

anstatt des Durchflusses selbst aufzutragen (vgl. Abb. 3.2). Der Faktor  $k_i$  bezeichnet hierbei das Verhältnis von Impellerhöhe zu Laufraddurchmesser. Diese Art der Darstellung führt dazu, dass alle Kombinationen aus Drehzahl und Durchfluss für eine gegebene Pumpengeometrie auf denselben Verlauf des Wirkungsgrades führen (vgl. Abb. 3.2). Wird folglich



**Abbildung 3.2**: Messtechnisch bestimmter hydraulischer Wirkungsgrad  $\eta_{hyd}$  des lagerlosen Pumpsystems *Levitronix BPS-3* in Abhängigkeit der Flusszahl  $\varphi$  und der Drehzahl n.

der Verlauf von  $\eta_{hyd}$  in Abhängigkeit von  $\varphi$  für eine bestimmte Pumpengeometrie gefunden, so kann über die vorhin berechnete Drehzahl und den geforderten Durchfluss auf den zu erwartenden Wirkungsgrad rückgeschlossen werden. Eine mögliche Abschätzung des Wirkungsgrades in Abhängigkeit von  $\varphi$  und somit vom geforderten Durchfluss Q wird in Kapitel 8 vorgestellt. An dieser Stelle wird nachfolgend vereinfachend angenommen, dass der Zusammenhang  $x_{\eta} = f(Q)$  bekannt sei.

Aufgrund der Forderung nach konstanten Ausgangsgrössen des Pumpsystems bleibt die hydraulische Leistung unabhängig einer Dimensionsänderung nach Gl. (3.15) konstant:

$$P_{hyd} \propto p_a \cdot Q = const. \tag{3.27}$$

#### 3.1.5 Skalierungsgesetze einer Drehfeldmaschine

Für die Skalierung des Drehmomentes einer Drehfeldmaschine muss zwischen zwei Ansätzen unterschieden werden: Zum Einen wird der Ankerstrombelag bei einer Skalierung aller Abmessungen um den Faktor  $x_d$ , und zum Anderen die Stromdichte in den Wicklungen als konstant angenommen [13, 17]. Die Herleitung der Momentenskalierung für diese zwei Ansätze ist in Tab. 3.1 zusammengefasst.

Zumal die zur Kühlung notwendige Oberfläche nur mit  $x_d^2$  wächst, kann auch nur eine Verlustleistung proportional zu  $x_d^2$  abgeführt werden, da der Wärmeübergangsleitwert  $(h \cdot A)$  direkt proportional zur Oberfläche ist und somit auch mit  $x_d^2$  skaliert. Wird nun die einschränkende Kühlung über die Oberfläche berücksichtigt, so müssen die auftretenden Gesamtverluste der Gesetzmässigkeit

$$P_v \propto x_d^2 \tag{3.28}$$

genügen. Die Verluste innerhalb des Motors sind massgeblich durch die Kupferverluste bestimmt und ergeben sich zu

$$P_v = R \cdot I^2 \tag{3.29}$$

bzw. mit dem Ankerstrombelag  $A_b \propto \frac{I}{x_d}$  (vgl. Tab. 3.1) und der bekann-

Tabelle 3.1: Herleitung der Skalierungsgesetze einer Drehfeldmaschine für konstante	n
Ankerstrombelag und konstante Stromdichte.	

Ansatz 1	Ansatz 2
konstanter Ankerstrombelag	konstante Stromdichte
Ankerstrombelag:	Stromdichte:
$A_b = \frac{N \cdot I}{\tau_N} \propto \frac{I}{x_d}$	$J = \frac{I}{A_{cu}} \propto \frac{I}{x_d^2}$
<b>Lorentzkraft:</b>	Lorentzkraft:
$F = A_b \cdot \tau_N \cdot l \cdot B$	$F = A_{cu} \cdot J \cdot l \cdot B$
Annahmen: $A_b = const$ B = const	Annahmen: $J = const$ $B = const$
<b>Drehmoment:</b>	Drehmoment:
$M = r \cdot F \propto x_d \cdot x_d \cdot x_d \propto x_d^3$	$M = r \cdot F \propto x_d \cdot x_d^2 \cdot x_d \propto x_d^4$

ten Gesetzmässigkeit des Wicklungswiderstandes

$$R = \rho_{cu} \cdot \frac{l}{A_{cu}} \propto \frac{1}{x_d} \tag{3.30}$$

zu

$$P_v \propto A_b^2 \cdot x_d^2 \cdot \frac{1}{x_d}.$$
(3.31)

Um nun Gl. 3.28 zu genügen, muss folglich der Ankerstrombelag gleich

$$A_b = \sqrt{x_d} \tag{3.32}$$

sein. Setzt man nun diese Bedingung für den Ankerstrombelag in die Lorentzkraft aus Tab. 3.1 ein, so ergibt sich die Ähnlichkeitsbeziehung des Dauerdrehmomentes zu

$$M_{mech} \propto x_d^3 \cdot \sqrt{x_d} \propto x_d^{3.5}. \tag{3.33}$$

Ausgehend vom mechanischen Moment kann die dauerhaft aufbringbare mechanische Leistung zu

$$P_{mech} \propto x_d^{3.5} \cdot x_n \tag{3.34}$$

und mit der Vorschrift für die Drehzahländerung bei gefordertem konstanten Durchfluss und Ausgangsdruck aus Gl. (3.25) zu

$$P_{mech} \propto x_d^{2.5} \cdot \frac{1}{\sqrt{x_\eta}} \tag{3.35}$$

gefunden werden.

Die Auswirkung der unterschiedlichen Skalierungsvorschriften der mechanischen Leistung des elektrischen Antriebs im Gegensatz zu jener der Hydraulik aus Gl. (3.27) wird im folgenden Abschnitt behandelt.



**Abbildung 3.3**: Skalierung der geforderten hydraulischen und zur Verfügung stehenden mechanischen Leistung bei Skalierung aller Geometrien des Pumpsystems um den Faktor  $x_d$  für die Forderung nach konstantem hydraulischen Durchfluss und Ausgangsdruck unter der Annahme eines konstanten Wirkungsgrades ( $x_\eta = 1$ ).

## 3.1.6 Diskussion

Vergleicht man die notwendige hydraulische Leistung für den geforderten konstanten Durchfluss aus Gl. (3.27) mit der dauerhaft aufbringbaren mechanischen Leistung des Elektromotors aus Gl. (3.34), so ist eine deutliche Divergenz zu erkennen. Zur Veranschaulichung dieser dient Abb. 3.3. Dabei ist gut zu erkennen, dass bei Verkleinerung des Pumpsystems die geforderte hydraulische Leistung konstant bleibt, jedoch die zur Verfügung gestellte mechanische Leistung des Elektromotors annähernd kubisch absinkt. In Kapitel 8 wird gezeigt, dass eine Erhöhung der Druckdichte, wie in Kapitel 1 gefordert, nur durch Verringerung des Volumens bei gleichzeitiger Erhöhung der Drehzahl und folglich des Ausgangsdruckes erreichbar ist. Diese Forderung führt stets zu einer unterdimensionierten Drehfeldmaschine, welche durch geeignete Massnahmen wie z.B. hinreichende Kühlung oder Reduktion der Verluste korrigiert werden muss.

Tabelle 3.2 zeigt ein Rechenbeispiel, welches die Divergenz der geforderten und erbringbaren Leistung bei einer Grössenänderung des Pumpsystems untermauert. So führt eine Reduktion aller Abmessungen des Ausgangssystems mit einer Leistung von 50 W um 40 % ( $x_d = 0.6$ ) zu einer geforderten Leistung des Pumpsystems von nach wie vor 50 W. Der Elektromotor kann bei gleicher Skalierung jedoch nur noch 20 % der Ausgangsleistung zur Verfügung stellen. Zur Gewährleistung der geforderten mechanischen Last ist somit, wie bereits erwähnt, entweder eine bessere Kühlung des Elektromotors oder eine Vergrösserung desselben notwendig<sup>2</sup>.

Betrachtet man die Änderung der Axial– und Radialkraft wirkend auf das Laufrad, so stellt die Forderung nach konstantem Durchfluss und

**Tabelle 3.2**: Geforderte hydraulische  $(P_{hyd})$  und zur Verfügung stehende mechanische  $(P_{mech})$  Leistung für drei beispielhafte Längenskalierungen unter Annahme eines konstanten hydraulischen Wirkungsgrades  $x_{\eta} = 1$ .

	$x_d = 1$	$x_d = 0.6$	$x_d = 1.4$
$\overline{P_{hyd}}$	50W	50W	50W
$P_{mech}$	50W	11W	137W

 $<sup>^2\</sup>mathrm{F\ddot{u}r}$ eine detaillierte Betrachtung sei erneut auf Kapitel 8 vorwiesen.



**Abbildung 3.4**: Änderung der hydraulischen Kraft wirkend auf den Rotor und der entgegenwirkenden Lagerkräfte ((a) Axialkraft und (b) Radialkraft) bei einer Dimensionsänderung um  $x_d$  für den Spezialfall konstanten Durchflusses und konstanten Ausgangsdruckes unter der Annahme konstanten Wirkungsgrades ( $x_{\eta} = 1$ ).

Ausgangsdruck eine interessante Konstellation dar. Abb. 3.4(a) zeigt, dass sowohl die axiale hydraulische Kraft als auch die passive Reluktanzkraft wirkend auf den Rotor in Abhängigkeit der Längenskalierung  $x_d$ dieselben Änderung aufweisen. Wird somit die Drehzahl bei einer Geometrieänderung stets so angepasst, dass ein konstanter Ausgangsdruck entsteht ( $x_n \propto 1/x_d$ ), dann skaliert die hydraulische Axialkraft gleichermassen wie die axiale Lagerkraft. Da jedoch die absoluten Werte der betrachteten Kräfte deutlich divergieren, ist eine detaillierte Betrachtung dieser zur Gewährleistung eines stabilen Betriebes unumgänglich (vgl. Kapitel 4).

Die Abhängigkeit der radialen Kräfte von einer Längenskalierung zeigt Abb. 3.4(b). Aufgrund der Forderung nach einem konstanten Ausgangsdruck und Durchfluss bleibt die hydraulische, radiale Kraft stets konstant (vgl. Gl. (3.22)). Die aufbringbare radiale Lagerkraft sinkt jedoch mit kleiner werdenden Abmessungen des Pumpsystems. Folglich muss zur gewährleisteten Aufbringung der notwendigen Kräfte entweder die Forderung nach konstanter Stromdichte in den Lagerwicklungen verletzt werden oder eine Dimensionierung der Lagerwicklungen mit einem angepassten Skalierungsfaktor erfolgen<sup>3</sup>.

 $<sup>^3 \</sup>rm Wiederum$ sei für eine detaillierte Betrachtung auf Kapitel8verwiesen.

# 3.2 Verlustmodelle

## 3.2.1 Hydraulische Verluste

#### Verluste zufolge des Hauptflusses und der Leckageströmungen

Nach [11] führt der gesamte Volumenstrom<sup>4</sup> (Summe aller Leckageströme und des Nennförderstromes  $Q_{leak,tot} = Q_{leak,b} + Q_{leak,t} + Q_{tot}$ ) einer Pumpe in Zusammenhang mit der theoretisch maximalen Förderhöhe  $Y_{th} = (\omega_r \cdot r_a)^2/g$  zu einer Verlustleistung, welche durch

$$P_{v,leak} = \rho_{fl} \cdot g \cdot Q_{leak,tot} \cdot H_{th} \tag{3.36}$$

beschrieben werden kann.

#### Reibungsverluste im Radseitenraum I

Als Radseitenraum werden die mit Flüssigkeit gefüllten Zonen zwischen Laufrad und Pumpengehäuse bezeichnet. Der Radseitenraum I stellt hierbei den Spalt in radialer Richtung dar. Nach [18] verursacht die Reibung des Fluids in eben diesem Radseitenraum eine Verlustleistung analog zu

$$P_{v,I} = c_{M,I} \cdot \frac{\rho_{fl}}{2} \cdot \pi \cdot h_r \cdot \omega_r^3 \cdot r_a^4 \tag{3.37}$$

proportional zur mittleren Umfangsgeschwindigkeit

$$c_{m,I} = 4 \cdot \sqrt{\frac{s_I}{r_a}} \cdot \frac{1}{Ta_I} \tag{3.38}$$

in Abhängigkeit der Taylorzahl

$$Ta_I = \frac{\omega_r \cdot r_a \cdot s_I}{\nu} \cdot \sqrt{\frac{s_I}{r_a}}.$$
(3.39)

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup>Eine detaillierte Betrachtung der hydraulischen Komponente mitsamt Erläuterung der Leckageströmungen kann in Kapitel 4 gefunden werden.

#### Reibungsverluste im Spalt II und IV

In den Spalten axial ober- und unterhalb des Laufrades (Radseitenraum II und IV) entstehen ebenfalls Reibungsverluste, deren detaillierte Herleitung auch in Kapitel 4 behandelt wird. Der Vollständigkeit halber seien hier lediglich die resultierenden Verlustleistungen angeführt:

$$P_{v,II} = \omega_r \cdot (M_{R,W,u} + M_{R,R,u})$$
(3.40)

$$P_{v,IV} = \omega_r \cdot \left( M_{R,W,o} + M_{R,R,o} \right) \tag{3.41}$$

## 3.2.2 Eisenverluste

Detaillierte Untersuchungen bezüglich der Eisenverluste in einem lagerlosen Tempelmotor wurden bereits in [14] durchgeführt. Da die dort entwickelten Verlustmodelle in Abschnitt 3.3 zur Erstellung eines thermischen Modells des lagerlosen Tempelmotors benötigt werden, seien sie an dieser Stelle der Vollständigkeit halber kurz zusammengefasst.

Eisenverluste  $P_{fe}$  sind ausschliesslich von der Drehzahl bzw. der Grundschwingungsfrequenz  $f_{fe} = \omega_r/2\pi$  (Spezialfall der Polpaarzahl gleich Eins) und nicht von der Last abhängig. Sie können prinzipiell in Wirbelstromverluste [14, 19, 20]

$$P_{ws} = k_{ws} \cdot f_{fe}^2 \cdot d_{fe}^2 \cdot \sum_i \hat{B}_i^2 \cdot V_{fe,i} \cdot \rho_{fe,i}$$
(3.42)

und Hystereseverluste [19] [20]

$$P_{hys} = k_{hys} \cdot f_{fe} \cdot \sum_{i} \hat{B}_{i}^{1.6} \cdot V_{fe,i} \cdot \rho_{fe,i}$$
(3.43)

unterteilt werden  $(P_{fe} = P_{ws} + P_{hys})$ . Letztere entstehen durch die Ummagnetisierung des Eisens, wohingegen Wirbelstromverluste durch induzierte Ströme im elektrisch leitfähigen Eisenkreis zu Ohm'schen Verlusten führen. Die Faktoren  $k_{ws}$  und  $k_{hys}$  wurden in [14] messtechnisch bestimmt und sind in Tabelle 3.3 für zwei gebräuchliche Materialien in Abhängigkeit der Blechdicke  $d_{fe}$  angeführt.

Blechsorte	$d_{fe}$ [mm]	$ \begin{bmatrix} k_{ws} \\ \frac{\mathrm{mW}}{\mathrm{T}^{1.6} \cdot \mathrm{Hz} \cdot \mathrm{kg}} \end{bmatrix} $	$ \begin{bmatrix} k_{hy} \\ \frac{\mathrm{m}^2}{\Omega \cdot \mathrm{kg}} \end{bmatrix} $
M333–35A	0.35	21.1	7870
NO20	0.20	40.4	13120

**Tabelle 3.3**: Gemessene Materialkonstanten zur Berechnung der Eisenverluste für zwei gebräuchliche Blechvarianten [14].

## 3.2.3 Kupferverluste

#### Antrieb

Kupferverluste des Antriebs berechnen sich durch Multiplikation des Ohm'schen Widerstandes der Wicklungen mit dem Effektivwert des Phasenstroms im Quadrat. Der Phasenstromeffektivwert kann analog zu Abschnitt 1.3.1 als lineare Funktion des Drehmomentes angenommen werden. Somit ergeben sich die Kupferverluste des Antriebs in Abhängigkeit des mechanischen Momentes zu [14]:

$$P_{cu,d} = 2 \cdot \left(\frac{M_{mech} + M_{fe}}{k_{cm}}\right)^2 \cdot m_d \cdot R_d \tag{3.44}$$

mit dem Phasenwiderstand

$$R_d = N_d \cdot \frac{\rho_{cu} \cdot l_{m,d}}{A_{cu,d}} \tag{3.45}$$

und dem Drehmoment-Stromfaktor

$$k_{cm} = B \cdot m_d \cdot l_r \cdot r_a. \tag{3.46}$$

Die mittlere Wicklungslänge der Antriebswicklung wird in Kapitel 5 hergeleitet und ist gegeben durch (vgl. Abb. 5.10):

$$l_{m,d} = \frac{b_c \pi}{\sqrt{2}} + \frac{1}{2}(4+\pi)\sqrt{\left(2-\sqrt{2}\right)r_c^2}.$$
(3.47)

43

Bekanntermassen weist der elektrische Widerstand eine Temperaturabhängigkeit auf, welche durch

$$R(T) = R(T_0) \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0))$$
(3.48)

mit dem Linear–Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  berücksichtigt werden kann. Die Eisenverluste führen zu einer Reduktion des Antriebsmomentes, weshalb ein äquivalentes Lastmoment  $M_{fe} = (P_{ws} + P_{hys})/\omega_r$  in Gl. (3.44) berücksichtigt werden muss.

#### Lager

Die Kupferverluste der Lagerwicklungen ergeben sich aus der radialen Kraft  $F_r$  nach Gleichung 3.23 und der Kraft–Stromkonstante [14]

$$k_{ki} = \frac{1}{2} \cdot l_r \cdot B \cdot m_b, \qquad (3.49)$$

dem ebenfalls temperaturabhängigen Phasenwiderstand

$$R_b = N_b \cdot \frac{\rho_{cu} \cdot l_{m,b}}{A_{cu,b}} \tag{3.50}$$

und der mittleren Wicklungslänge (Herleitung siehe Kapitel 5)

$$l_{m,b} = \frac{1}{2}\pi \left(\sqrt{2}\,b_c + \sqrt{\left(2 - \sqrt{2}\right)\,r_c^2}\right).$$
 (3.51)

zu

$$P_{cu,b} = 4 \cdot \left(\frac{F_r}{k_{ki}}\right)^2 \cdot m_b \cdot R_b \tag{3.52}$$

## 3.2.4 Elektronikverluste

Für die jeweils bidirektionale Ansteuerung der zwei Lager– und Antriebsphasen werden vier Vollbrücken eingesetzt. Aufgrund der Ansteuerung

mit einer Drei–Level–PWM $^5$ treten pro Transistor grundsätzlich drei Arten von Verlusten auf:

• Leitverluste des Transistors bei positivem Drain–Source Strom während der Transistor eingeschaltet ist

$$P_T = R_{DS,on} \cdot I_{rms}^2 \tag{3.53}$$

• Leitverluste der Freilaufdiode bei negativem Drain–Source Strom und ausgeschaltetem Transistor

$$P_D = U_f \cdot I_{avg} + R_f \cdot I_{rms}^2 \tag{3.54}$$

• Schaltverluste während der Ein- und Ausschaltvorgänge

$$P_{sw} = \frac{W_{on} + W_{off}}{T_S} \tag{3.55}$$

Die gesamten Verluste pro Vollbrücke können durch detaillierte Betrachtung der Schaltzustände für die auftretenden Stromrichtungen in Abhängigkeit der arithmetisch  $(I_{avg})$  und quadratisch mittleren Phasenströme  $(I_{rms})$  zu

$$P_{vb}(I_{avg}, I_{rms}) = 2 \cdot \frac{W_{on} + W_{off}}{T_S} + U_f \cdot I_{avg} + R_f \cdot I_{rms}^2 + R_{DS,on} \cdot I_{rms}^2$$
(3.56)

hergeleitet werden. Die Verlustparameter  $U_d$ ,  $R_f$  und  $R_{DS,on}$  sind in den Datenblättern der Leistungstransistoren gegeben. Aufgrund der meist ungenauen Angaben der Ein- und Ausschaltverlustenergien  $W_{on}$  und  $W_{off}$  in den Datenblättern erfolgt deren Bestimmung messtechnisch analog zu [21,22]. In Tabelle 3.4 sind die messtechnisch bestimmten Verlustparameter für drei untersuchte Transistoren angeführt.

<sup>&</sup>lt;sup>5</sup>Durch diese Ansteuerungsvariante können mit Hilfe der Vollbrücken drei Spannungsniveaus (daher die Bezeichnung Drei–Level), nämlich eine Ausgangsspannung gleich der positiven und negativen Zwischenkreisspannung und Spannung Null an der Motorwicklung, erzeugt werden. Weitere Details zur Ansteuerung siehe Kapitel 7.

**Tabelle 3.4**: Verlustparameter der untersuchten Halbleiter für einen Phasenstrom  $I_{rms} = 6.3$  A unter Verwendung des Treibers *LM5106* und einem Gatewiderstand von  $R_G = 1.8 \ \Omega$ .

Hersteller	Тур	$W_{on}$	$W_{off}$	$R_{DS,on}$	$U_f$	$R_f$
		$[\mu J]$	$[\mu J]$	$[\Omega]$	[V]	[Ω]
Vishay	SI7452	1.12	1.39	0.10	0.69	0.01
Vishay	SI7460	0.62	1.67	0.10	0.68	0.01
Fairchild	FDS4770	0.70	2.24	0.12	0.64	0.01

Die gesamte Verlustleistung der Leistungselektronik kann abschliessend für den Fall von vier Vollbrücken (je zwei für die Bestromung der Lagerund Antriebsphasen) hergeleitet werden zu:

$$P_{v,el} = P_{aux} + 2 \cdot P_{vb}(I_{d,avg}, I_{d,rms}) + 2 \cdot P_{vb}(I_{b,avg}, I_{b,rms}).$$
(3.57)

Alle auftretenden Verluste in den benötigten Hilfsspannungsversorgungen, der Signalelektronik sowie Sensorik werden hier zusammenfassend in  $P_{aux}$  berücksichtigt.

# 3.3 Thermische Modellierung des Gesamtsystems

Die eingangs geforderte Integration der Leistungslektronik in das Motorgehäuse erfordert eine detaillierte thermische Betrachtung des Gesamtsystems. Eine solche Betrachtung kann mittels numerischer Finite– Element Simulationen erfolgen, welche jedoch einen hohen Aufwand in Rechenzeit bedingen. Daher können stets nur ausgewählte Konfigurationen mit vorgegebenen Dimensionen und Verlustleistungen betrachtet werden. Eine detaillierte thermische Modellierung eines lagerlosen Pumpsystems mit variablen Dimensionen und Eingangsparametern zur schnellen und einfachen Abschätzung der auftretenden Temperaturen innerhalb des Systems wurde bereits in [2] besprochen. Der vorliegende Abschnitt dient der Erläuterung der grundlegenden mathematischen Gleichungen zur Bildung eines linearisierten thermischen Modells und der Anpassung des bereits in [2] vorgestellten Modells an die Pumpsysteme mit modular– und vollintegrierter Leistungselektronik.

## 3.3.1 Thermodynamische Grundlagen

In der Fachliteratur [23] werden folgende Grundformen der Wärmeübertragung beschrieben:

• Wärmeleitung in festen Körpern oder ruhenden Fluiden. Der zweite Hauptsatz der Thermodynamik besagt, dass sich ein Wärmefluss ausgehend von Gebieten mit hoher Temperatur hin zu Gebieten mit niedriger Temperatur ausbildet. Dieser Wärmestrom kann durch das Fourier'sche Gesetz in skalarer Form beschrieben werden [23]:

$$q = -\lambda \cdot \frac{\Delta T}{l}.$$
(3.58)

• Als Konvektion wird der Wärmetransport durch Bewegung (Strömung) eines Mediums bezeichnet. An der Kontaktstelle zwischen dem Transportmedium und einem Festkörper bildet sich eine Grenzschicht, in welcher eine Energieübertragung durch Wärmeleitung stattfindet. Das erwärmte Medium wird jedoch durch die Strömung sogleich abtransportiert. Der resultierende Wärmeübergang kann durch

$$q = h \cdot \Delta T \tag{3.59}$$

beschrieben werden. Die Berechnung des Wärmeübergangskoeffizienten h geschieht meist über die Nusselt–Zahl, welche von der Strömungsgeschwindigkeit und den Stoffparametern des Mediums abhängt. Für detaillierte Betrachtungen sei an dieser Stelle auf [2] verwiesen. Die für die Wärmeübertragung notwendige Bewegung des Fluids kann auf zwei unterschiedliche Weisen hervorgerufen werden: Zum Einen durch temperaturabhängige Dichteunterschiede und resultierende Auftriebskräfte — auch natürliche Konvektion genannt — und zum Anderen durch eine erzwungene Strömung zum Beispiel durch einen Lüfter — auch forcierte Konvektion genannt.

• Die Wärmestrahlung stellt den Wärmetransport über emittierte elektromagnetische Wellen dar und kann allgemein durch das Stefan–Bolzmann'sche Gesetz

$$q = \epsilon \cdot \sigma \left( T_K^4 - T_U^4 \right) \tag{3.60}$$

beschrieben werden. Der Emissionsgrad  $\epsilon$  bezeichnet hierbei das Verhältnis der abgegebenen Strahlung eines Körpers zu jener eines idealen "schwarzen" — oder auch planck'scher Strahler genannten — Körpers. Dieser absorbiert alles elektromagnetische Strahlung jeder Wellenlänge vollständig.  $\epsilon$  ist abhängig von der jeweiligen Oberfläche eines Stoffes und kann in der Fachliteratur [23] gefunden werden.

Ausgehend von den thermodynamischen Grundgleichungen kann basierend auf der Analogie zwischen der Thermodynamik mit dem Fourier'schen Gesetz

$$q = -\lambda \cdot \Delta T \tag{3.61}$$

und der Elektrotechnik mit dem Ohm'schen Gesetz

$$J = -\gamma \cdot \Delta V \tag{3.62}$$

ein linearisiertes thermisch/elektrisches Netzwerkmodell entwickelt werden [2], welches mit Hilfe der aus der Elektrotechnik bekannten mathematischen Methoden gelöst werden kann. Die für das thermisch/ elektrische Modell notwendigen Ersatzwiderstände für

- Wärmeleitung
  - durch einen quaderförmigen Körper
  - durch eine Zylinderwand, welche radial von Wärme durchströmt wird
  - durch eine axial durchströmte Scheibe
- Konvektion
  - mit natürlicher durch die Gravitation bedingter und
  - forcierter Luftströmung
- Strahlung

sind gemeinsam mit den Abhängigkeiten der Widerstände von Stoffparametern, Dimensionen u.a. analog zur Fachliteratur [23] in Tabelle 3.5 zusammengefasst. Auf die detaillierte Herleitung der thermischen Widerstände im Falle der konvektiven Kühlung wird auf [2,23] verwiesen.

Wärme<br/>übergangswiderstände, welche durch die Oberflächenrauhigkeit an den Kontaktstellen zweier Medien entstehen, werden vereinfacht ebenfalls als Wärmeleitwiderstände definiert. Hierbei wird ein dünner Spalt definierter Dicke und Länge <br/>lgefüllt mit einem Spaltmedium mit dem Wärme<br/>übergangskoeffizienten  $h=l/\lambda$ angenommen.

In den folgenden Abschnitten werden die entwickelten thermischen Modelle für ein Pumpsystem mit modular integrierter (MIP) und ein Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik (VIP) vorgestellt.

	Widerstand	Abhängigkeiten
Wärmeleitung Quader	$R = \frac{l}{\lambda A}$	
Wärmeleitung Wand	$R = \frac{ln \frac{r_a}{r_i}}{2 \pi  \lambda  A}$	
Wärmeleitung Scheibe	$R = \frac{l}{\pi  \lambda  (r_a^2 - r_i^2)}$	
Natürliche Konvektion	$R = \frac{1}{h_{k,n} A}$	$h_{k,n} = f(Nu, \lambda, L_{char})$ $Nu = f(Ra, Pr, Geometrie)$ $Ra = f(Pr, Gr)$ $Gr = f(T, L_{char}, \nu)$ $Pr = f(T)$
Forcierte Konvektion	$R = \frac{1}{h_{k,f} A}$	$h_{k,f} = f(Nu, \lambda, L_{char})$ $Nu = f(Re, Pr)$ $Re = f(T, Geometrie)$ $Pr = f(T)$
Strahlung	$R = \frac{1}{h_s A}$	$h_s = \epsilon  \sigma  \frac{T_s^4 - T_U^4}{T_s - T_U}$

**Tabelle 3.5**: Linearisierte thermische Widerstände für Wärmeleitung, Konvektion und Strahlung und die jeweiligen Abhängigkeiten analog zu [2,23].

# 3.3.2 Modular integriertes Pumpsystem — MIP Thermisches Modell



**Abbildung 3.5**: Linearisiertes thermisches Modell des modular integrierten Pumpsystems MIP.

Abbildung 3.5 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines MIP mit dem elektrischen Ersatzschaltbild des thermischen Modells. Die Widerstände entsprechen hierbei den in Tab. 3.5 und Tab. 3.6 definierten thermischen Übergangswiderständen mit den verwendeten Stoffparametern aus Tab. 3.8. Jede Stromquelle repräsentiert eine Verlustquelle im thermischen Sinn (vgl. Tab. 3.7) und Spannungsquellen entsprechen Knoten bzw.

Widerstand	Widerstandsart	Material
$R_1, R_2, R_3, R_4$	Wärmeleitung – Quader	Platine (FR4)
$R_5, R_8, R_{11}, R_{14}$	Wärmeleitung – Quader	Aluminium
$egin{array}{ll} R_6,  R_9,  R_{12} \ R_{15},  R_{17} \end{array}$	Strahlung	Luft
$R_{21}, R_{22}, R_{31}, R_{32}$	Wärmeleitung – Wand	Schrumpfschlauch
$R_{18}, R_{23}, R_{25}, R_{28}$ $R_{34}, R_{40}, R_{56}$	Wärmeleitung – Wand	Vergussmasse
$R_{19}, R_{29}$	Wärmeleitung – Quader	Kupfer
$R_{26}$	Konvektion	Luft
$R_{27}$	Strahlung	Luft
$R_{36}, R_{37}$	$W\ddot{a}rmeleitung-Scheibe$	Vergussmasse
$R_{38}$	Übergangswiderstand	Fe–Fe
$R_{39}$	Übergangswiderstand	Al–Al
$R_{41}$	Wärmeleitung – Wand	PTFE
$R_{43}, R_{47}$	Wärmeleitung – Scheibe	Vergussmasse
$R_{42}, R_{46}$	Wärmeleitung – Scheibe	PTFE
$R_{44}$	Wärmeleitung – Wand	Vergussmasse
$R_{45}$	Wärmeleitung – Wand	PTFE

Tabelle 3.6: Bestimmung der Widerstände des thermischen Modells.

Punkten konstanter Temperatur, wie zum Beispiel die Umgebung oder die Wasserkühlung. Die Bereiche der Verlusteinprägung (Wicklungen, Klauen, etc.) werden hier als jeweils ein Körper konstanter Temperatur modelliert. Das Modell wird aufgrund der Rotationssymmetrie des oberen Abschnittes deutlich vereinfacht, da alle Wärmeübergangswiderstände auf Zylinder oder Kreisscheiben (vgl. Tab. 3.5) reduziert werden können. Lediglich der Aufsatz der Leistungselektronik verfügt über keine Rotationssymmetrie. Die hier entstehenden Übergangswiderstände können durch Widerstände quaderförmiger Körper analog zu Tab. 3.5 bestimmt werden. Die Verknüpfung des rotationssymmetrischen Oberteils und des Aufsatzes geschieht über die zwei Knoten Gehäuse und Wasserkühlung. Dabei wird vereinfacht angenommen, dass das gesamte Gehäuse dieselbe Temperatur aufweist.

Quelle	Verlustart	Ort der Einprägung
$P_1, P_9$	$P_{vb}$	Aufgeteilt auf die Leistungsbrücken
$P_8$	$P_{aux}$	Signalelektronik
$P_2$	$P_{cu,d}$	1/3 der Verluste eingeprägt auf der Innenseite der Antriebswicklung
$P_3$	$P_{cu,d}$	2/3 der Verluste eingeprägt auf der Aussenseite der Antriebswicklung
$P_4$	$P_{cu,b}$	1/3 der Verluste eingeprägt auf der Innenseite der Lagerwicklung
$P_5$	$P_{cu,b}$	2/3 der Verluste eingeprägt auf der Aussenseite der Lagerwicklung
$P_6$	$P_{fe}$	1/2 der Verluste eingeprägt bei den Klauen
$P_7$	$P_{fe}$	1/2 der Verluste eingeprägt beim Eisenrückschluss

 Tabelle 3.7: Definition der Verlustquellen des thermischen Modells.

Wärmeleitung					
Material	Körper	$\lambda \; \mathrm{[W/mK]}$			
Kupfer	Spulen	398			
PTFE (Polytetrafluorethylen)	Kunststoffteile	0.25			
EIP 4683	Vergussmasse	0.3			
PCB (10 % Cu, 90 % FR4)	Platinen	30			
Schrumpfschlauch	Isolierung der Klauen	0.2			
Wärn	nestrahlung				
Material	Körper	$\epsilon$			
Aluminium	Gehäuse	0.5			
Aluminium schwarz eloxiert	Gehäuse	0.92			
FR4	Platine	0.8			
Übergan	gswiderstände				
Materialübergang	Körper	$h \; [W/m^2 K]$			
Al–Al	zw. Gehäusemantel auf Gehäuseboden	10000			
Fe-Fe	zw. Klauen und Rückschluss	2000			

Tabelle 3.8: Verwendete Stoffparameter [23, 24].

Das in Abb. 3.5 gezeigte thermische Modell des MIP kann folglich mit Hilfe der Netzwerkanalyse (Knotenpotentialverfahren) numerisch gelöst werden und dient zur Abschätzung auftretender thermischer Hotspots sowie Temperaturverteilungen abhängig von den Dimensionen und eingeprägten Verlusten des Systems (vgl. [2]). Mit Hilfe des realisierten Modells können Temperaturverteilungen für verschiedene Dimensionen und Verlustleistungen des Systems innerhalb weniger Sekunden berechnet werden. Numerische Finite-Element Simulationen würden hier mehrere Stunden benötigen.

Alle drei in Kapitel 2 behandelten Kühlvarianten (natürlich konvektive Luftkühlung, forcierte Luftkühlung und Wasserkühlung) können mit Hil-



**Abbildung 3.6**: Exemplarische Ausgaben des thermischen Modells des MIP für (a) natürlich konvektive Luftkühlung, (b) forcierte Luftkühlung und (c) Wasserkühlung für den exemplarischen Lastfall von  $P_{tot} = 30$  W ( $T_U = 24^{\circ}$ C,  $T_{fl} = 26^{\circ}$ C) für ein System mit den Abmessungen jenes aus Kapitel 8. Aus Gründen der besseren Darstellung werden hierbei die Temperaturverläufe zwischen den diskreten Knoten interpoliert dargestellt.

fe entsprechender theoretischer Modelle [2] im Ersatzsystem implementiert werden. Ausgaben des thermischen Modells für die drei Kühlvarianten für den exemplarischen Lastfall von 30 W Gesamtverlustleistung (Aufteilung siehe Tab. 3.9) sind in Abb. 3.6 dargestellt. Dabei ist gut zu erkennen, dass für alle drei Kühlvarianten eine ähnliche Temperaturverteilung innerhalb der Pumpe resultiert, die absoluten Temperaturwerte jedoch eine starke Differenz aufweisen. Im Falle von Wasserkühlung ist zudem die Kühlspirale<sup>6</sup> als Wärmesenke konstanter Temperatur gut ersichtlich.

#### Verifikation

Zur Verifikation des vorhin vorgestellten thermischen Modells des MIP wurden Temperaturen, resultierend aus drei exemplarischen Lastfällen, an dem in Kapitel 8 realisierten wassergekühlten Labormuster mittels integrierten NTC-Temperatursensoren gemessen und mit Temperaturen, berechnet mit Hilfe des Modells, verglichen. Auftretende Unsicherheiten in der Modellierung (z.B. Wärmeübergangswiderstände oder Leitfähig-

 $<sup>^6\</sup>mathrm{Die}$ zur Wasserkühlung benötigten Wasserleitungen in Abb. 2.5 und 3.5 können zu eines Spirale (Kühlspirale) geformt sein.

keit der Vergussmasse) wurden hierbei durch eine erste Messreihe abgeglichen. Die eingeprägten Verlustleistungen der drei exemplarischen Lastfälle sind in Tabelle 3.10 dargestellt. Lastfall A repräsentiert den schon mehrmals verwendeten Standardlastfall mit einer Gesamtverlustleistung von 27.1 W. Die Lastfälle B und C zeichnen sich durch eine ausschliessliche Bestromung der Lager– bzw. Antriebswicklungen aus. Mit Hilfe der letzten zwei Lastfälle ist eine detaillierte Betrachtung der jeweiligen Teilabschnitte des Modells möglich.

Die technisch relevantesten gemessenen und berechneten Temperaturen für die drei Lastfälle sind in Tabelle 3.11 dargestellt. Hierbei bezeichnet

- $T_{fl}$  die Fluidtemperatur der Wasserkühlung,
- $T_d$  die Temperatur der Antriebswicklungen,
- $T_b$  die Temperatur der Lagerwicklungen,
- $T_{fe}$  die Temperatur des Eisenkreises und
- $T_T$  die Temperatur der Leistungshalbleiter.

Die in Tabelle 3.11 zusammengefassten Messungen zeigen eine gute Übereinstimmung der vorhergesagten (berechneten) mit den tatsächlich auftretenden Temperaturen. Die grösste Abweichung zeigt die Temperatur des Eisenrückschlusses  $T_{fe}$  von  $-5.1^{\circ}$ C, was auf die Unsicherheiten in

Verlustart	Ort der Einprägung	Verluste [W]
Kupforvorlusto	Lagerspulen	1.7
Rupierveriuste	Antriebsspulen	12.7
Fisopyorlusto	Rückschluss	1.45
Ensenvertuste	Klauen	1.45
Loistungsoloktronik	Transistoren	6.8
Leistungselektronik	übrige Leistungselektronik	3
Summe		30

Tabelle 3.9: Aufteilung der eingeprägten Verluste für das thermische Modell des MIP.

der Modellierung der Übergangswiderstände, im Speziellen im Bereich zwischen Eisenrückschluss und Gehäuse, zurückzuführen ist.

**Tabelle 3.10**: Zuweisung der Verluste als Wärmequellen: A: zur Verifikation, aus Messungen am Labormodell aus Kapitel 8 (n = 6000 rpm); B: nur die Antriebsphasen mit 4 Arms bestromt; C: nur die Lagerphasen mit 2 Arms bestromt.

Eingeprägte Verlusti	A	В	C	
Kupferverluste	1.8 13.2	0 11.2	$\begin{array}{c} 14.5 \\ 0 \end{array}$	
Eisenverluste	Rückschluss Klauen	$\begin{array}{c} 1.45 \\ 1.45 \end{array}$	0 0	0 0
Leistungselektronik	Transistoren übrige Leistungsel.	$6.2 \\ 3.0$	$4.4 \\ 3.0$	$1.8 \\ 3.0$
	$\Sigma P_{tot}$	27.1	18.6	36

**Tabelle 3.11**: Gemessene und berechnete Temperaturen für das Labormodell ausKapitel 8 mit den auftretenden Verlusten aus Tab. 3.10.

		A			B			C	
	gem.	sim.	$\Delta T$	gem.	sim.	$\Delta T$	gem.	sim.	$\Delta T$
$T_{fl}$	26.0	26.0	0.0	32.9	32.9	0.0	31.4	31.4	0.2
$T_d$	40.6	40.9	0.3	45.6	46.6	1.0	38.1	39.0	0.9
$T_b$	40.5	37.6	-2.9	40.1	39.6	-0.5	53.8	56.0	2.2
$T_{fe}$	38.0	32.9	-5.1	41.3	37.5	-3.8	37.9	37.8	-0.1
$T_T$	37.0	37.7	0.7	42.0	42.0	0.0	38.0	38.8	0.8

#### Erkenntnisse

Im vorherigen Abschnitt wurde ein vereinfachtes thermisches Modell des MIP vorgestellt, mit dessen Hilfe die auftretenden Temperaturen innerhalb des Systems schnell und einfach mit hinreichender Genauigkeit abgeschätzt werden können. Durch den vollständig parametrisierten Aufbau des Modells lassen sich alle Abmessungen beliebig skalieren und somit können Aussagen über geometrisch abgeänderte Pumpsysteme schnell getroffen werden.

Die Veränderung der maximal auftretenden Temperatur innerhalb des Pumpsystems in Abhängigkeit der Kühlvariante bei einer Veränderung aller Abmessungen um  $\pm 50$  % ist in Abb. 3.7 vereinfachend für eine konstante Verlustleistung normiert dargestellt. Als Bezugstemperatur wurde die Maximaltemperatur mit natürlich konvektiver Luftkühlung für das Ausgangssystem gewählt. Es ist gut zu erkennen, dass bei einer Reduktion der Baugrösse die Maximaltemperatur im Falle von Luftkühlung einen signifikanten Anstieg aufweist, wohingegen die Systemtemperatur bei Wasserkühlung annähernd konstant bleibt.

Ein weiteres Merkmal des entwickelten Modells stellt die frei definierbaren Verlustleistung dar. So können zum Beispiel die Gehäuse- und Maximaltemperatur in Abhängigkeit der Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$  und der Kühlvariante für ein System mit den Abmessungen des in Kapitel 8 realisierten Labormodells berechnet werden (vgl. Abb. 3.8). Die horizontalen Linien in Abb. 3.8 stellen dabei festgesetzte Grenzwerte dar.



**Abbildung 3.7**: Normierte maximal auftretende Temperatur des MIP bei einer Skalierung des Gesamtsystems um den Faktor  $x_d$  und in Abhängigkeit der Kühlung. Die Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$  wird als konstant angenommen.

Für die Maximaltemperatur wurde dieser Grenzwert auf 105°C festgelegt, da diverse Bauteile (z.B. Kondensatoren) diese maximal zulässige Temperatur bestimmen. Diese Maximaltemperatur tritt im Bereich der Leistungshalbleiter auf (vgl. Abb. 3.6). Die Wahl der maximal zulässigen Gehäusetemperatur fiel aufgrund der Berührungsmöglichkeit durch Personen auf 65°C. Bezüglich der technisch maximal erlaubten Temperatur von 105°C ist für ein System mit rein natürlicher konvektiver Luftkühlung eine maximale Verlustleistung von ca. 50 W möglich. Dieser Wert kann durch forcierte Luftkühlung (ca. 90 W) und Wasserkühlung (ca. 130 W) signifikant erhöht werden. Das vorgestellte thermische Modell bietet somit die Möglichkeit, abhängig von vorgegebenen Maximaltemperaturen, die notwendige Kühlvariante zu bestimmen.



**Abbildung 3.8**: Gehäusetemperatur  $(T_G)$  und maximal auftretende Temperatur  $T_{max}$  des MIP in Abhängigkeit der Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$  und der Kühlvarianten für ein System mit den Abmessungen aus Kapitel 8. Die horizontalen Linien indizieren die technischen Grenzen für die maximale Gehäuse- (65°C) und Transistortemperatur (105°C) ( $T_U = 24$ °C,  $T_{fl} = 26$ °C).

# 3.3.3 Vollintegriertes Pumpsystem — VIP

**Thermisches Modell** 



Abbildung 3.9: Linearisiertes thermisches Modell des vollintegrierten Pumpsystems VIP.

Widerstand	Widerstandsart	Material		
$R_1$	Wärmeleitung – Wand	PTFE		
$egin{array}{llllllllllllllllllllllllllllllllllll$	Wärmeleitung – Wand	Vergussmasse		
$R_6, R_7, R_{20}$	Wärmeleitung – Wand	Platine (PCB)		
$R_{10}, R_{11}, R_{27}, R_{28}$	Wärmeleitung – Wand	Schrumpfschlauch		
$\begin{array}{c} R_9,R_{12},R_{17},R_{18}\\ R_{14},R_{15},R_{22},R_{23}\\ R_{24},R_{30},R_{31},R_{33}\\ R_{34},R_{36},R_{37} \end{array}$	Wärmeleitung – Scheibe	Vergussmasse		
$R_{19}$	Wärmeleitung – Scheibe	Aluminium		
$R_{16}, R_{26}$	Wärmeleitung – Wand	Kupfer		
$R_{32}$	Übergangswiderstand	Fe–Fe		
$R_{35}$	Übergangswiderstand	Al–Al		
$R_{40}, R_{42}$	Konvektion	Luft		
$R_{41}, R_{43}$	Strahlung	Luft		
$R_{46}, R_{48}$	Wärmeleitung – Scheibe	Vergussmasse		
$R_{47}, R_{49}$	Wärmeleitung – Scheibe	PTFE		
$R_{44}$	Wärmeleitung – Wand	Vergussmasse		
R <sub>45</sub>	Wärmeleitung – Wand	PTFE		

Tabelle 3.12: Bestimmung der Widerstände des thermischen Modells.

Quelle	Verlustart	Ort der Einprägung
$P_1$	$P_{vb}$	Aufgeteilt auf die Leistungsbrücken
$P_8, P_9$	$P_{aux}$	Sensorik und Signalverarbeitung
$P_2$	$P_{cu,d}$	1/3 der Verluste eingeprägt auf der Innenseite der Antriebswicklung
$P_3$	$P_{cu,d}$	2/3 der Verluste eingeprägt auf der Aussenseite der Antriebswicklung
$P_4$	$P_{cu,b}$	1/3 der Verluste eingeprägt auf der Innenseite der Lagerwicklung
$P_5$	$P_{cu,b}$	2/3 der Verluste eingeprägt auf der Aussenseite der Lagerwicklung
$P_6$	$P_{fe}$	1/2 der Verluste eingeprägt bei den Klauen
$P_7$	$P_{fe}$	1/2 der Verluste eingeprägt beim Eisenrückschluss

Tabelle 3.13: Definition der Verlustquellen des thermischen Modells.

Abbildung 3.9 zeigt ein thermisches Modell des VIP, welches analog zum vorhin beschriebenen Modell des MIP aufgebaut wurde. Aufgrund der vollständigen Rotationssymmetrie treten in diesem Fall nur Übergangswiderstände von Zylindern und Scheiben auf, wodurch die Systemkomplexität reduziert wird. Die entsprechenden Ersatzwiderstände und Verlustquellen sind in Tab. 3.12 und Tab. 3.13 zusammengetragen. Analog zum thermischen Modell des MIP werden auch hier die Stoffparameter aus Tab. 3.8 angewendet.

Erneut kann die Temperaturverteilung im Innenraum des Pumpsystems in Abhängigkeit der Kühlvariante für einen exemplarischen Lastfall geplottet werden (vgl. Abb. 3.10). Für die in Abb. 3.10 gezeigten Fälle ist gut zu erkennen, dass die Temperaturverteilung innerhalb des Pumpsystems annähernd unabhängig von der Kühlvariante ist. Lediglich die absoluten Temperaturen variieren entscheidend. Im Falle von Wasserkühlung wird die Temperatur der Antriebswicklungen durch die direkte Nähe zu den Wasserleitungen zusätzlich reduziert. Im Allgemeinen ist festzuhalten, dass sich, analog zu den in Kapitel 2.2.3 durchgeführten thermischen Finite–Element Simulationen, im Bereich der Sensorik– und der Mitte der Leistungsplatine thermische Hotspots ausbilden.

### Verifikation

Zur Verifikation des vorliegenden Modells wurden, ähnlich zum vorherigen Abschnitt, drei exemplarische Lastfälle gewählt, welche in Tab. 3.14 zusammengefasst sind. Die gemessenen und berechneten Temperaturen



**Abbildung 3.10**: Exemplarische Ausgaben des thermischen Modells des VIP für (a) natürlich konvektive Luftkühlung, (b) forcierte Luftkühlung und (c) Wasserkühlung für den exemplarischen Lastfall von  $P_{tot} = 27.1$  W ( $T_U = 24^{\circ}$ C,  $T_{fl} = 26^{\circ}$ C). Aus Gründen der besseren Darstellung werden hierbei die Temperaturverläufe zwischen den diskreten Knoten interpoliert dargestellt.

für die drei Lastfälle sind in Tabelle 3.15 angeführt. Erneut wird ersichtlich, dass eine Vorhersage der auftretenden Temperaturen mit hinreichender Genauigkeit möglich ist. Im Unterschied zum thermischen Modell des MIP wurde zusätzlich die Temperatur der Sensorik  $T_{sens}$  und des Signalprozessors  $T_{DSP}$  in Betracht gezogen, da sich beim VIP auf der Sensorplatine im Unterschied zum MIP, die komplette Auswerteelektronik der Sensorik befindet, welche strenge Temperaturlimitierungen aufweist (z.B. 95°C diverser Signalverarbeitungs–IC's oder 105°C von Stützkondensatoren).

#### Erkenntnisse

Auch für dieses thermische Modell kann die Veränderung der Maximaltemperatur in Abhängigkeit einer Dimensionsänderung (konstante Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$ ) für die drei unterschiedlichen Kühlvarianten gezeigt werden (vgl. Abb. 3.11). Im Unterschied zum MIP zeigt sich hier jedoch eine stärkere Abhängigkeit der Maximaltemperatur von einer Dimensionsänderung für den Fall der Wasserkühlung (vgl. Abb. 3.7). Dies ist vor allem auf den Umstand zurückzuführen, dass beim MIP die Lagerund Antriebswicklungen von den Kühlspiralen umgeben sind. Beim VIP hingegen reichen die Leitungen der Wasserkühlung nur über die Antriebs-

Eingeprägte Verlustleistung in $W$			В	С
Kupferverluste	Lagerwicklungen Antriebswicklungen	$1.8 \\ 13.2$	$0 \\ 25.2$	14.5 0
Eisenverluste	Rückschluss Klauen	$\begin{array}{c} 1.45 \\ 1.45 \end{array}$	0 0	0 0
Leistungselektronik	Transistoren übrige Leistungsel.	6.2 3.0	7.8 3.0	1.8 3.0
	$\Sigma P_{tot}$	27.1	36.0	19.3

**Tabelle 3.14**: Zuweisung der Verluste als Wärmequellen: A: zur Verifikation, aus Messungen am Labormodell (n = 6000 rpm); B: nur die Antriebsphasen mit 6 Arms bestromt; C: nur die Lagerphasen mit 2 Arms bestromt.

		A			В			С	
	gem.	ber.	$\Delta T$	gem.	ber.	$\Delta T$	gem.	ber.	$\Delta T$
$T_{fl}$	26	26	0	17.9	17.8	-0.1	17.8	17.9	0.1
$T_d$	38.5	37.9	-0.6	36.3	37	0.7	29.5	26.2	-3.3
$T_b$	40.5	40.8	0.3	32.3	34.4	2.1	43.6	45.4	1.9
$T_{fe}$	36.5	35.4	-1.1	31.9	31.6	-0.3	25.8	28	2.2
$T_T$	38	40	2.0	36	36.8	0.8	38	34.2	-3.8
$T_{DSP}$	42	43.8	1.8	44	41.7	2.3	40	39.7	-0.3
$T_{sens}$	45	44.7	-0.3	38	38.5	0.5	45	47.4	2.4

**Tabelle 3.15**: Gemessene und Berechnete Temperaturen (in  $^{\circ}$ C) zur Verifikation des thermischen Modells des vollintegrierten Pumpsystems.

wicklungen, weshalb eine Abfuhr der Verlustleistung, entstehend in den Lagerwicklungen, nicht hinreichend gewährleistet wird. Da sich die Lagerwicklungen in unmittelbarer Nähe zu den auftretenden thermischen Hotspots (vgl. Abb. 3.10) befinden, wird die Maximaltemperatur folglich deutlich beeinflusst.



**Abbildung 3.11**: Normierte maximal auftretende Temperatur des VIP bei einer Skalierung des Gesamtsystems um den Faktor  $x_d$  und in Abhängigkeit der Kühlung. Die Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$  wird als konstant angenommen.



**Abbildung 3.12**: Gehäusetemperatur  $(T_G)$  und maximal auftretende Temperatur  $T_{max}$  des VIP in Abhängigkeit der Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$  und der Kühlvarianten für ein System mit den Abmessungen aus Kapitel 8. Die horizontalen Linien indizieren die technischen Grenzen für die maximale Gehäuse– (65°C) und Transistortemperatur (105°C)  $(T_U = 24^{\circ}\text{C}, T_{fl} = 26^{\circ}\text{C}).$ 

Ebenfalls die Darstellung der Maximal– und Gehäusetemperatur in Abhängigkeit der Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$  kann für das VIP mit Hilfe des thermischen Modells generiert werden und ist in Abb. 3.12 für ein Pumpsystem mit den Abmessungen des in Kapitel 8 realisierten Systems gezeigt. Hierbei ergibt sich ein zum MIP ähnliches Bild (vgl. Abb. 3.8).

Der Grund für die ähnlichen Temperaturverläufe von MIP und VIP (vgl. Abb. 3.8 und 3.12) liegt in der vergleichbaren abführbaren Leistung über das Gehäuse. Erneut gelten dieselben Grenzwerte bezüglich der maximal erlaubten Gehäusetemperatur von 65°C aus sicherheitstechnischen Gründen (Berührungsmöglichkeit durch Menschen) und 105°C der Maximaltemperatur aus Gründen der reduzierten Lebensdauer von diversen Bauelementen bei Überschreitung derselben. Wie bereits in den vorherigen Abschnitten gezeigt, tritt beim VIP die Maximaltemperatur meist bei der Sensorplatine auf, welche die gesamte Sensor–Auswerteelektronik und Hilfspannungsversorgung des Systems trägt. Eine Limitierung dieser Temperatur macht somit aus technischer Sicht aufgrund der an dieser Stelle vorhandenen Kapazitäten und integrierten Schaltungen durchaus Sinn. Es zeigt sich allgemein, dass die Limitierung der Gehäusetemperatur zu geringeren zulässigen Verlustleistungen führt (vgl. Abb. 3.12). Mit den in Kapitel 8 vorgestellten Systemen sind somit aus technischer Sicht (Limitierung auf 105°C) Betriebspunkte mit einer maximalen Verlustleistung von 40 W im Falle von natürlich konvektiver Luftkühlung, ca. 65 W im Falle von forcierter Luftkühlung und ca. 120 W im Falle von Wasserkühlung möglich. Die Leistung des Systems kann somit durch Applikation der Wasserkühlung um einen Faktor drei erhöht werden. Konvektive Luftkühlung resultiert jedoch in einer vergleichsweise geringen Leistungserhöhung, zumal eine "offene" Luftkühlung aufgrund der unkontrolliert abströmenden Luft in Reinraumanlagen und damit einhergehender Verunreinigung des Reinraums unerwünscht ist.

Für die praktische Realisierung empfiehlt sich eine Reduktion der maximal zulässigen Temperatur auf ca. 90°C. Einerseits wird dadurch eine genügend grosse Reserve gegenüber der technisch erlaubten Grenze von 105°C eingehalten und somit eine gewisse Unsicherheit in der Berechnung und Toleranzen der Bauteile berücksichtigt. Andererseits sinkt die Lebensdauer von Elektrolyt–Kondensatoren bei einer Erhöhung der Temperatur um lediglich 10°C um 50 % [25,26]. Der Lebensdauer des Pumpsystems kommt vor allem in der Halbleiterindustrie ein hoher Stellenwert zu, da Störfälle bei Pumpsystemen und damit verbundene Produktionsausfälle keineswegs akzeptiert werden.
# Kapitel 4

# Konzeption der Hydraulik

Die passive axiale Stabilisierung des Rotors stellt ein besonderes Merkmal des vorgestellten Pumpsystems dar. Obwohl durch diese konstruktive Eigenschaft die Systemkomplexität und folglich die Grösse, die Kosten und der Regelungsaufwand der magnetischen Lagerung deutlich reduziert werden, führt sie dennoch zu Problemen und Beschränkungen des Pumpbetriebes. So resultieren hydraulische Kräfte welche auf das Laufrad wirken im Gegensatz zu üblichen Kreiselpumpen, bei denen die Kräfte in starren Lagern kompensiert werden, in einer Verschiebung des Rotors aus der Nulllage, bis sich ein Gleichgewichtszustand aus hydraulischen und passiven Reluktanzkräften einstellt. Im schlimmsten Fall berührt das Laufrad das Pumpengehäuse. Solche Berührungen führen zu Reibung sowie Verunreinigung des Pumpmediums und widersprechen folglich dem Ziel des magnetisch gelagerten Betriebes.

In diesem Kapitel wird gezeigt, dass die auf das Laufrad wirkenden Kräfte massgeblich vom erzeugten Ausgangsdruck abhängen und um Grössenordnungen über der vom passiven Reluktanzlager aufbringbaren Kraft liegen. Einzig die Tatsache, dass sowohl auf die Laufradober– als auch –unterseite Kräfte ähnlicher Grösse einwirken und somit nur die resultierende geringere Gesamtkraft von der Lagerung kompensiert werden muss, führt zu einem stabilen Betrieb.

In der Fachliteratur [11,12] wurde die Thematik der Axialkraft bei Kreiselpumpen zwar behandelt, jedoch aufgrund leistungsfähiger Axiallager

nicht mit der für magnetisch gelagerte Pumpen notwendigen Genauigkeit. In [13] wurde selbst für den magnetisch gelagerten Scheibenläufer eine vereinfachte lineare Abschätzung der hydraulischen Kräfte vorgestellt. Dieses Modell berücksichtigt jedoch keinerlei nichtlineare Druckverläufe und ist somit für eine zuverlässige Aussage nicht geeignet.

Das erklärte Ziel ist es nun, eine detaillierte Abschätzung und Wege zur Beeinflussung der hydraulischen Kräfte für die Stabilisierung des Laufrades in axialer Richtung zu entwickeln. Das im Nachfolgenden vorgestellte analytische und somit skalierbare Modell stellt eine Kombination aus in der Fachliteratur [11, 18, 27] bekannten Ansätzen dar und wird zusätzlich durch numerische CFD–Simulationen und Messungen an realisierten Pumpsystem unterschiedlicher Grösse bestätigt und abgeglichen.

Anfangs werden die entstehenden Kräfte auf ein zylinderförmiges Laufrad ohne konstruktive Massnahmen zur Axialkraftkompensation untersucht. Anschliessend erfolgt eine detaillierte Beschreibung des Systems mit einem Laufrad, welches Leckageströme und somit Einflüsse auf die resultierende Axialkraft ermöglicht. Zum Abschluss werden unterschiedliche konstruktive Merkmale zur Axialkraftkompensation bezüglich ihrer Robustheit gegenüber einer Variation der Prozessgrössen untersucht.

# 4.1 Hydraulische Axialkraft auf die Laufradunterseite ohne Leckagestrom $Q_{leak,b}$

# 4.1.1 Allgemeine Betrachtungen

Ein Fluid mit dem statischen Druck p übt auf ein Flächenelement dA allgemein eine Kraft  $dF = p \cdot dA$  aus. Der radiale Druckgradient kann für Zentrifugalpumpen über den allgemeinen Zusammenhang mit der Umfangsgeschwindigkeit hergeleitet werden [11, 28]

$$\frac{\partial p}{\partial r} = \rho_{fl} \cdot \frac{u_{\theta}^2}{r} = \rho_{fl} \cdot \beta^2 \cdot r \tag{4.1}$$

mit der Umfangsgeschwindigkeit  $u_{\theta} = \beta \cdot r$ . Wird weiter der Faktor  $k = \frac{\beta}{\omega_r}$ zwischen Fluid– und Festkörper–Rotationsgeschwindigkeit eingeführt,

so kann Gl. (4.1) zu

$$\frac{\partial p}{\partial r} = \rho_{fl} \cdot (k\,\omega_r)^2 \cdot r \tag{4.2}$$

umgeformt werden. Gleichung (4.2) entspricht Gl. (3.4) aus Kapitel 3 in differentieller Form für die Annahme, dass das Fluid mit der Umfangsgeschwindigkeit des Festkörpers rotiert<sup>1</sup> ( $\beta = \omega_r$ ). Der Druckverlauf über dem Radius und folglich die ausgeübte Kraft auf eine Kreisfläche kann abschliessend durch Integration von Gl. (4.2) berechnet werden:

$$F = \int_{r_1}^{r_2} 2\pi r \, p(r) \, dr. \tag{4.3}$$

Abbildung 4.1 zeigt den Querschnitt einer magnetisch gelagerten Pumpe mit einem Laufrad, welches keinen Leckagestrom auf der Unterseite ermöglicht. Die entstehenden Radseitenräume<sup>2</sup> zwischen dem Laufrad und dem Pumpengehäuse können in drei Bereiche unterteilt werden:

 $<sup>^2 {\</sup>rm Als}$ Radseitenraum wird der von der Innenfläche des Pumpengehäuses und der Aussenfläche des Rotors eingeschlossene Hohlraum bezeichnet.



Abbildung 4.1: Definition der Radseitenräume einer magnetisch gelagerten Pumpe ohne Leckagestrom auf der Unterseite des Impellers.

 $<sup>^1{\</sup>rm Im}$ Inneren des Laufrades wird das Fluid durch die Schaufeln mitbewegt und weist somit dieselbe Umfangsgeschwindigkeit wie das Laufrad selbst auf.

- Radseitenraum *I*: Dieser Bereich bezeichnet den Spalt in radialer Richtung zwischen Laufrad und Pumpengehäuse. Der hydraulische Druck setzt sich durch diesen Bereich in axialer Richtung (negative *z*-Richtung) hin zum Radseitenraum *II* fort.
- Radseitenraum II: In diesem Bereich entsteht ein Druckabfall vom Aussenradius hin zur Laufradmitte. Der hier auftretende Fluiddruck führt zu einer positiven Kraft  $F_{II}$  auf das Laufrad in z-Richtung.
- Radseitenraum IV: Dieser Bereich befindet sich zwischen der oberen Deckplatte des Laufrades und dem Pumpengehäuse. Hier wird ein Leckagestrom vom Pumpenauslass in Richtung des Pumpeneinlasses ermöglicht, welcher in einem Druckabfall hin zur Laufradmitte resultiert. Der hier entstehende Fluiddruck führt zu einer resultierenden Kraft  $F_{IV}$  in negativer z-Richtung wirkend auf das Laufrad. Aufgrund des hohen Druckabfalls vom Aussenradius des Laufrades hin zur Laufradmitte, welcher durch den Leckagestrom entsteht, ist  $F_{IV}$  im Allgemeinen kleiner als  $F_{II}$  und es resultiert eine Gesamtkraft in positiver z-Richtung wirkend auf das Laufrad. Diese Gesamtkraft führt tendenziell zu einem "steigenden" Verhalten des Laufrades, d.h. Auslenkung des Laufrades in positive z-Richtung.

Die Strömung innerhalb des Laufrades weist vereinfacht nur eine Bewegung in radialer Richtung auf und führt somit zu keiner resultierenden Kraft in axialer Richtung.

Für den Fall ohne Leckagestrom kann angenommen werden, dass sich das Fluid im unteren Spalt (Radseitenraum II in Abb. 4.1) wie ein Festkörper verhält und mit konstanter Drehzahl über dem Radius ( $\beta = const.$ ) bewegt [27]. Folglich kann eine Momentenbilanz für den Fluidzylinder in Radseitenraum II gebildet werden:

$$M_R + M_W + M_Z = 0 (4.4)$$

mit  $M_R$ , welches das Reibmoment zwischen Fluid und Laufrad beschreibt und Leistung an das Fluid überträgt, sowie den Leistung absorbierenden Reibmomenten an der äusseren Zylinderwand  $(M_Z)$  und unteren scheibenförmigen Wand des Pumpenkopfes  $(M_W)$ . Nach [29] sind diese Momente durch die Integration der Schubspannungen über den Radius allgemein definiert:

$$\begin{bmatrix} M_R \\ M_W \\ M_Z \end{bmatrix} = 2\pi \begin{bmatrix} \int_0^{r_a} r^2 \tau_R dr \\ -\int_0^{r_Z} r^2 \tau_W dr \\ -s_{II} \tau_Z r_W^2 \end{bmatrix}.$$
 (4.5)

Die benötigten Wandschubspannungen zur Berechnung der Momente sind nach [30] durch den dimensionslosen Reibwert  $\lambda_i$  gegeben:

$$\tau_j = \frac{\lambda_j}{8} \rho_{fl} (\omega' r)^2 \quad \text{für} \quad j = [R, W, Z].$$
(4.6)

 $\omega'$ beschreibt dabei den Unterschied der Winkelgeschwindigkeiten der zwei betrachteten Körper. Die Berechnung der Reibwerte ergibt sich nach [27] zu

$$\begin{bmatrix} \lambda_R \\ \lambda_W \\ \lambda_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.18 \cdot \left[ \frac{\nu}{\delta_R r (\omega_r - \beta)} \right]^{1/4} \\ 0.18 \cdot \left[ \frac{\nu}{\delta_W r \beta} \right]^{1/4} \\ \lambda_W (r = r_Z) \end{bmatrix}$$
(4.7)

mit den Grenzschichtdicken  $\delta_j$  (vgl. [30])

$$\delta_j \propto r^{3/5} \cdot \left(\frac{\nu}{\omega_r}\right)^{1/5}$$
 (4.8)

beziehungsweise unter Verwendung der Reynolds–Zahl in Umfangsrichtung  $Re_{U,II}=\frac{\omega_r\,r_a^2}{\nu}$ [27]

$$\begin{bmatrix} \delta_R \\ \delta_W \end{bmatrix} = r_a \ r^{3/5} \ Re_{U,II}^{-1/5} \begin{bmatrix} \Delta_R \\ \Delta_W \end{bmatrix}$$
(4.9)

73

und den zusammengefassten konstanten Faktoren  $\Delta_R$  und  $\Delta_W$ . Für den Fall, dass kein Leckagestrom im unteren Spalt auftritt und folglich das Fluid sich wie ein rotierender Festkörper verhält ( $\beta_0 = k_0 \cdot \omega_r$ ), kann Gl. (4.5) umgeformt werden zu

$$\begin{bmatrix} M_R \\ M_W \\ M_Z \end{bmatrix} = \frac{\pi}{4} \rho_{fl} \omega_r^2 r_a^5 \begin{bmatrix} (1-k_0)^2 \int_0^1 \lambda_R x_r^4 dx \\ -k_0^2 \int_0^{\frac{r_Z}{r_a}} \lambda_W x_r^4 dx \\ -k_0^2 \lambda_Z \frac{s_{II}}{r_a} \left(\frac{r_Z}{r_a}\right)^4 \end{bmatrix}$$
(4.10)

mit dem Radienverhältnis  $x_r = \frac{r}{r_a}$ . Wird nun Gl. (4.10) in (4.4) eingesetzt und nach  $k_0$  aufgelöst, so erhält man das Verhältnis zwischen Fluid– und Laufradwinkelgeschwindigkeit am Aussenradius, über welches mit Gl. (4.2) der Druckgradient und folglich die Kraft auf das Laufrad bestimmt werden können:

$$k_{0} = \frac{1}{1 + \left[ \left( \frac{r_{W}}{r_{a}} \right)^{18/5} \cdot \left( \frac{r_{W}}{r_{a}} + \frac{23}{5} \cdot \frac{s_{II}}{r_{a}} \right) \right]^{4/7}}.$$
 (4.11)

Wird der Spalt  $s_{II}$  im Verhältnis zum Aussenradius  $r_a$  als sehr klein angenommen, so kann  $k_0$  aus Gl. (4.11) weiter vereinfacht werden zu [27]

$$k_0 = \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{23}{5} \cdot \frac{s_{II}}{r_a}\right)^{4/7}}.$$
(4.12)

# 4.1.2 Abschätzung der minimal benötigten Lagersteifigkeit ohne Leckagestrom auf der Laufradunterseite $Q_{leak,b}$

Für die Berechnung der benötigten axialen Lagersteifigkeit, welche zur dynamischen Stabilisierung des Laufrades zwingend erforderlich ist, wird nachfolgend, aufbauend auf den vorhin getätigten Untersuchungen, eine Abschätzung angeführt. Durch Integration von Gl. (4.2) erhält man weiter den Druckverlauf über dem Radius mit  $k = k_0(s_{II})$ :

$$p(r) = p_0 + \frac{1}{2} \rho_{fl} k_0^2(s_{II}) \omega_r^2 r^2.$$
(4.13)

Die durch die Integration entstehende Konstante  $p_0$  kann durch Einsetzen der Anfangsbedingung  $p(r = r_a) = p_a$  in Gl. (4.13) zu

$$p_0 = p_a - \frac{1}{2} \rho_{fl} k_0^2(s_{II}) \omega_r^2 r_a^2$$
(4.14)

gefunden werden. Somit ergibt sich der Druckverlauf über dem Radius zu

$$p(r) = p_a - \frac{1}{2} \rho_{fl} k_0^2(s_{II}) \omega_r^2 (r_a^2 - r^2). \qquad (4.15)$$

Wird dieser Druckverlauf analog zu Gl. (4.3) über den Radius integriert, so folgt schlussendlich die Kraft, welche das Fluid auf die Laufradunterseite ausübt

$$F_{II} = \pi r_a^2 \cdot \left[ p_a - \frac{1}{4} \rho_{fl} k_0^2(s_{II}) \omega_r^2 r_a^2 \right] = F_{pa} - \Delta F_{II}$$
(4.16)

mit den Substitutionen für den Kraftanteil, welcher nur zufolge des Ausgangsdruckes entsteht

$$F_{pa} = \pi r_a^2 p_a \tag{4.17}$$

und dem "Kraftsenkungsbeitrag"

$$\Delta F_{II}(s_{II}) = \frac{1}{2} \pi r_a^2 k_0^2(s_{II}) \frac{\rho_{fl}}{2} \omega_r^2 r_a^2 = \frac{1}{2} k_0^2(s_{II}) A_{imp} \Delta p_{ref}.$$
(4.18)

Hierbei bezeichnet  $A_{imp} = \pi r_a^2$  die Angriffsfläche der Kraft am Laufrad, und  $\Delta p_{ref} = \frac{1}{2} \rho_{fl} \omega_r^2 r_a^2$ , die von der Pumpe erzeugte Druckdifferenz.

Nach Gl. (4.18) hat die Spaltweite  $s_{II}$  nur einen Einfluss auf  $k_0$ . Der "Kraftsenkungsbeitrag"  $\Delta F_{II}$  ist als zusätzliche Reduktion der alleine aufgrund des erzeugten Ausgangsdrucks entstehenden Kraft  $F_{pa}$  zu sehen. Die axial auf die Laufradunterseite wirkende Kraft beträgt somit stets  $F_{pa}$  und wird durch den variablen Wert  $\Delta F_{II}$  abgesenkt. Betrachtet wird nun eine Situation, in der alle axial am Laufrad angreifenden Kräfte miteinander im Gleichgewicht stehen, womit ein stabiler Betriebspunkt vorliegt. Im Allgemeinen ist dabei das Laufrad aus seiner Nulllage in z-Richtung ausgelenkt. Die Spaltweite  $s_{II}$  ergibt sich aus der Geometrie der Laufrad- und Gehäusekonstruktion und eben dieser Auslenkung in axialer Richtung, und es gilt  $s_{II} - s_{II,0} = z - z_0$ .

Bei einer infinitesimalen Lageänderung des Laufrades in axialer Richtung kann man vereinfachend annehmen, dass sich dabei von allen angreifenden Kräften lediglich der Kraftsenkungsbeitrag im axialen Spalt  $\Delta F_{II}(s)$  und die Reaktionskraft des (passiven) Magnetlagers  $F_{z,b}$  ändern.

Die passive Lagerkraft kann nach dem Hook'schen Gesetz als lineare Funktion der Auslenkung mit der Lagersteifigkeit  $k_b$  beschrieben werden:

$$k_b = -\frac{dF_{z,b}}{dz} \tag{4.19}$$

und ist nach Definition bei einer Auslenkung in die negative z-Richtung eine Kraft in Richtung der positiven z-Achse.

Andererseits ergibt sich die hydraulische Steifigkeit aus dem Senkungsbeitrag  $\Delta\,F_{II}$ zu

$$k_{hyd} = \frac{d\Delta F_{II}}{dz} = \frac{d\Delta F_{II}}{ds_{II}} \cdot \frac{ds_{II}}{dz} = \frac{d\Delta F_{II}}{ds_{II}}$$
(4.20)

mit  $\frac{ds_{II}}{dz} = 1$ . Durch Einsetzen von Gl. (4.18) in (4.20) folgt weiters

$$\frac{d\Delta F_{II}}{dz} = A_{imp} \Delta p_{ref} \left[\frac{1}{2} k_0^2(s_{II})\right] \frac{d}{ds_{II}}$$
$$= A_{imp} \Delta p_{ref} k_0(s_{II}) \frac{dk_0(s_{II})}{ds_{II}}. \quad (4.21)$$

Setzt man nun  $k_0(s_{II})$  aus Gl. (4.12) in obige Gleichung ein und wendet

den Zwischenschritt

$$\frac{d}{ds_{II}} \left[ k_0^{-1}(s_{II}) \right] = -\frac{1}{k_0^2(s_{II})} \frac{dk_0(s_{II})}{ds_{II}} \\ \longleftrightarrow \\ \frac{dk_0(s_{II})}{ds_{II}} = -k_0^2(s_{II}) \frac{d}{ds_{II}} \left[ k_o^{-1}(s_{II}) \right] \quad (4.22)$$

an, so folgt für die Ableitung des Kraftsenkungsbeitrages  $\Delta F_{II}$  nach z und folglich für die gesuchte hydraulische Steifigkeit

$$k_{hyd} = A_{imp} \Delta p_{ref} \left( -k_0^3(s_{II}) \right) \frac{d}{ds_{II}} \left[ 1 + \left( 1 + \frac{23}{5} \cdot \frac{s_{II}}{r_a} \right)^{4/7} \right]$$
$$= \frac{-92 k_0^3(s_{II})}{35 \cdot \left( 1 + \frac{23}{5} \cdot \frac{s_{II}}{r_a} \right)^{3/7}} \cdot \frac{A_{imp} \Delta p_{ref}}{r_a}. \quad (4.23)$$

Ein Absinken des Laufrades (kleinerer Wert von z und  $s_{II}$ , vgl. Abb. 4.2) führt somit zu einer Erhöhung der nach oben wirkenden Lagerkraft  $F_{z,b}$ (vgl. Gl.(4.19)) und einer nach unten wirkenden hydrodynamischen Kraft  $\Delta F_{II}$  aus Gl. (4.23). Zusätzlich wird die gesamte auf den Rotor wirkende



Abbildung 4.2: Auswirkung einer Lageänderung in z-Richtung auf die resultierenden Kräfte.

hydraulische Kraft  $F_{II}$  verringert (vgl. Gl. (4.16) und Abb. 4.2). Zusammenfassend entsteht eine Instabilität erster Art, falls die Lagersteifigkeit  $k_b$  kleiner als die hydraulische Steifigkeit  $k_{hyd}$  ist, da in diesem Fall das Lager nicht in der Lage ist eine kleine Auslenkung zu stabilisieren ( $\Delta F_{II}$ wächst stärker als  $F_b$  für eine Veränderung von z).

Die Federkonstante des axialen Passivlagers muss demnach ein Mindestmass erreichen, damit diese Instabilität erster Art ausgeschlossen werden kann. Als Bedingung für die notwendige Federkonstante folgt

$$k_b \ge \frac{92 k_0^3}{35 \cdot \left(1 + \frac{23}{5} \cdot \frac{s_{II}}{r_a}\right)^{3/7}} \cdot \frac{A_{imp} \Delta p_{ref}}{r_a}$$
(4.24)

beziehungsweise mit  $A_{imp} = \pi r_a^2$ 

$$k_b \ge \frac{92 k_0^3}{35 \cdot \left(1 + \frac{23}{5} \cdot \frac{s_{II}}{r_a}\right)^{3/7}} \cdot \pi \ r_a \ \Delta p_{ref}. \tag{4.25}$$

Dieses Stabilitätskriterium ist besonders leicht für kleine Werte von  $k_0(s_{II})$ und daher für einen grossen Spalt  $s_{II}$  einzuhalten.

Für die durchgeführten Untersuchungen wurde angenommen, dass stets ein stabiler Betrieb vorliegt. Eine Aussage ob die absolute hydraulische Kraft auf das Laufrad vom passiven Magnetlager aufgenommen werden kann, wurde jedoch noch nicht getätigt. Hierin liegt auch tatsächlich die Hauptproblematik, weshalb in den folgenden Abschnitten die tatsächliche Krafteinwirkung untersucht wird.

Als weiterer Punkt sei erwähnt, dass aufgrund der direkt proportionalen Abhängigkeit zum Ausgangsdruck für einen hohen gewünschten Ausgangsdruck der Pumpe die hydraulische Steifigkeit aus Gl. (4.25) ebenfalls ansteigt. Dies führt für ein Pumpsystem mit hohem Ausgangsdruck zur Forderung nach einer ebenfalls erhöhten Lagersteifigkeit, welche jedoch unabhängig von der Drehzahl und vom Ausgangsdruck ist. Somit verschlechtert sich die Stabilität im Allgemeinen für erhöhte Drehzahlen und höheren Ausgangsdruck.

Aus diesen Gründen sind hydraulische Massnahmen für ein Absenken der hydraulischen Steifigkeit und Kräfte zu treffen. Die Verringerung der Kraft auf die Laufradunterseite kann durch eine Druckminderung im Radseitenraum *II* erreicht werden. Diese bedarf zwingend eines Leckagestromes auf der Laufradunterseite. Die Kraftberechnung mit auftretendem Leckagestrom ist deshalb Fokus der nachfolgenden Untersuchungen.

# 4.2 Hydraulische Axialkraft auf die Laufradunterseite mit Leckagestrom $Q_{leak,b}$

Wird im Zentrum des Laufrades ein zusätzlicher Radseitenraum über eine oder mehrere Entlastungsbohrungen eingeführt (vgl. Radseitenraum III in Abb. 4.3), so resultiert ein Leckagestrom  $Q_{leak,b}$  auf der Unterseite des Laufrades. Dieser führt im Radseitenraum II hin zur Laufradmitte, ähnlich zu  $Q_{leak,t}$  im Radseitenraum IV, zu einem stärkeren Druckabfall. Folglich können die Kraft  $F_{II}$  auf die Laufradunterseite und somit die axiale Lage des Laufrades gezielt beeinflusst werden.

Eine detaillierte Betrachtung der Druckverhältnisse in den Radseitenräumen I, II, III und IV in Abhängigkeit der entstehenden Leckageströme  $Q_{leak,b}$  auf der Laufradunter– sowie  $Q_{leak,t}$  auf der Laufradoberseite wird im Folgenden vorgestellt.



**Abbildung 4.3**: Definition der Radseitenräume einer magnetisch gelagerten Pumpe mit Leckagestrom auf der Unterseite des Impellers  $Q_{leak,b}$ .

# 4.2.1 Radseitenraum I

Obwohl der Druckverlauf in diesem Abschnitt zu keiner auf das Laufrad wirkenden Axialkraft führt, ist die Bestimmung desselben zwecks Berechnung des entstehenden Drucks am Eingang vom Radseitenraum II (vgl. Abb. 4.3) von grosser Bedeutung.

Die Ähnlichkeit des magnetisch gelagerten Laufrades mit einer Spaltrohrpumpe legt die Vorgehensweise analog zur Theorie dieser Pumpe nahe. In [18] wird der Druckabfall in einem Spalt zwischen einer drehenden und einer stehenden Zylinderwand (vgl. Abb. 4.4) zu

$$\Delta p_I = \lambda_I \cdot \frac{h_r}{2 \, s_I} \cdot \frac{\rho_{fl}}{2} \cdot \overline{u}_{z,I}^2. \tag{4.26}$$

definiert. Die entstehende mittlere Strömungsgeschwindigkeit in axialer Richtung  $\overline{u}_{z,I}$  kann in Abhängigkeit des Leckagestromes zu

$$\overline{u}_{z,I} = \frac{Q_{leak,b}}{A_I} = \frac{Q_{leak,b}}{\pi \left(r_Z^2 - r_a^2\right)} \tag{4.27}$$

mit der Querschnittsfläche des Spalts  $A_I = (r_Z^2 - r_a^2) \pi$  gefunden werden. Die Berechnung des Reibwertes  $\lambda_I$  geschieht abhängig von den Reynolds–



Abbildung 4.4: Verlauf der Strömung im Radseitenraum I.

Zahlen in Umfangs- [18]

$$Re_{U,I} = \frac{2\,s_I \cdot \omega_r \,r_a}{\nu} \tag{4.28}$$

und z-Richtung

$$Re_{z,I} = \frac{2 s_I \cdot \overline{u}_{z,I}}{\nu}.$$
(4.29)

Erstere dient der zusätzlichen Berücksichtigung des drehenden Impellers und der damit einhergehenden Wirbelbildung im Spalt [18].

Für Werte von  $Re_{U,I}$  kleiner als  $3 \cdot 10^3$  kann der Einfluss dieser Reynolds– Zahl auf die Berechnung von  $\lambda_I$  vernachlässigt werden und es folgt (vgl. Abb. 4.5)

$$\lambda_{I} = \begin{cases} \frac{96}{Re_{z,I}} & \text{für } Re_{z,I} \le 2000\\ 0.316 \cdot Re_{z,I}^{-1/4} & \text{für } Re_{z,I} \ge 2000. \end{cases}$$
(4.30)



**Abbildung 4.5**: Zusammenhang zwischen  $\lambda_I$  und  $Re_{z,I}$  und  $Re_{U,I}$  für Spaltrohrpumpen nach [18].

Liegt  $Re_{U,I}$  jedoch über 10<sup>4</sup> so muss  $\lambda_I$  über

$$\lambda_I = 0.26 \cdot Re_{z,I}^{-0.24} \left[ 1 + \left(\frac{7}{16}\right)^2 \cdot \left(\frac{\omega_r r_a}{\overline{u}_{z,I}}\right)^2 \right]^{0.38}$$
(4.31)

gebildet werden.

#### 4.2.2 Radseitenraum II

Für den Fall ohne Leckagestrom wurde die Annahme getroffen, dass sich das Fluid im Spalt als Festkörper verhält und mit der über den Radius konstanten Winkelgeschwindigkeit  $\beta$  rotiert. Diese Vereinfachung verliert bei auftretendem radial gerichteten Leckagestrom ihre Gültigkeit und eine detaillierte Berechnung von  $\beta$  in Abhängigkeit des Radius ist für eine hinreichend genaue Bestimmung des Druckgradienten und der Axialkraft zwingend notwendig. In der Fachliteratur [11–13, 28, 31] wurde  $\beta$  meist vereinfachend als konstant angenommen. Diese Vereinfachung führt zu einem quadratischen Druckverlauf über den Radius und folglich einer zu gross abgeschätzten Axialkraft im Sinne einer Worst-case Betrachtung. Da die Kraftberechnung in der klassischen Pumpenauslegung nur zur Dimensionierung der benötigten Axiallager, welche üblicherweise grosse Kräfte aufnehmen können, dient, ist eine Worst-case Abschätzung ausreichend. Für den Fall der magnetisch gelagerten Pumpe ist jedoch eine genauere Bestimmung der auftretenden Kräfte notwendig, da die Lagerkraft, bedingt durch das passive Axiallager, einen eingeschränkten Kraftbereich aufweist. Im Folgenden wird deshalb eine Berechnung von  $\beta$  in Abhängigkeit des Radius vorgestellt.

Ähnlich zu Abschnitt 4.1 kann die Momentenbilanz des Fluidzylinders in Radseitenraum II gebildet werden. Jedoch muss an dieser Stelle, aufgrund der Variation von  $\beta$  über den Radius, erst ein infinitesimal kleiner Fluidring betrachtet werden. Dieser ist zusammen mit den relevanten einwirkenden Momentenbeiträgen in Abb. 4.6 dargestellt. Die Bilanz der Momente in z-Richtung kann folglich zu [27]

$$dM_J + dM_{JR} + dM_{JW} + dM_R + dM_W + dM_\tau = 0 ag{4.32}$$



Abbildung 4.6: Infinitesimal kleines Massenringelement im Radseitenraum II und IV und die einwirkenden Momente.

gefunden werden. Die Beiträge zufolge des übertragenen Impulses durch den Leckagestrom  $M_J$  und der Reibung zwischen Laufrad und Fluidzylinder  $M_R$  führen dem Fluidzylinder einen Drehimpuls zu. Alle anderen Momentenbeiträge bezeichnen Verluste zufolge der Reibung an der Wand  $(M_W)$ , Schubspannungen  $(M_{\tau})$  und Sekundarströmungen  $(M_{JR})$ und  $M_{JW}$ ). Nach [27,32] kann der Einfluss der Wandschubspannungen jedoch vernachlässigt werden. Alle übrigen Momentenbeiträge werden im weiteren Verlauf hergeleitet.

#### Impulsmoment $dM_J$

Strömt ein rotierendes Fluid in das Kontrollvolumen (Fluidring) ein, so wird Impulsenergie an das im Kontrollvolumen befindliche Fluid übertragen. Dieser Momentenbeitrag kann durch Ableiten des Impulses  $M = \frac{dL}{dt}$ gewonnen werden. Der Impuls einer bewegten Masse ist allgemein durch  $\vec{L} = m (\vec{r} \times \vec{u})$  definiert und folglich führt dies für  $dM_J$  zu

$$dM_J = \rho_{fl} Q_{leak,b} \cdot (2 r \beta dr + r^2 d\beta), \qquad (4.33)$$

beziehungsweise mit Normierung durch die bereits bekannten Faktoren k und  $x_r$  für das Winkelgeschwindigkeits- und Radienverhältnis:

$$dM_J = \rho_{fl} \ Q_{leak,b} \cdot r_a^2 \cdot \omega_r \ x_r \cdot (2 \ k \ dx_r + x_r \ dk). \tag{4.34}$$

#### **Reibmomente** $dM_R$ und $dM_W$

Diese Momentenbeiträge entsprechen den in Gl. (4.10) bereits erläuterten Reibmomenten an der Wand sowie am Laufrad und können in differentieller Form nach [27] zu

$$\begin{bmatrix} dM_R \\ dM_W \end{bmatrix} = \frac{\pi}{4} \rho_{fl} \omega_r^2 r_a^5 x_r^4 dx_r \begin{bmatrix} \lambda_R (1-k)^2 \\ \lambda_W k^2 \end{bmatrix}$$
(4.35)

mit den Reibwerten

$$\begin{bmatrix} \lambda_R \\ \lambda_W \end{bmatrix} = x_r^{-2/5} R e_{U,II}^{-1/5} \begin{bmatrix} c_R (1-k)^{-1/4} \\ c_W k^{-1/4} \end{bmatrix}$$
(4.36)

durch Kombination von Gl. (4.7) und (4.9) sowie Ersetzen der konstanten Faktoren  $\Delta_R^{(-1/4)}$  und  $\Delta_W^{(-1/4)}$  durch die konstanten Reibbeiwerte  $c_R$  und  $c_W$  geschrieben werden [27].

#### Impulsmomente $dM_{JR}$ und $dM_{JW}$

Die Impulsmomente zufolge der Sekundarströmungen  $M_{JR}$  und  $M_{FW}$  weisen dieselbe Richtung wie die Reibmomente am Laufrad und an der Wand auf und können folglich in den konstanten Reibbeiwerten  $c_R$  und  $c_W$  berücksichtigt werden. Grosse Sekundarströmungen können bei einem grossen Spalt  $s_{IV}$  vor allem im Radseitenraum IV an der Gehäusewand auftreten und sind in diesem Bereich durch eine  $c_W$ -Erhöhung zu berücksichtigen.

Aus der Momentenbilanz in Gl. (4.32) kann nun mit den bestimmten Momentenbeiträgen die Differentialgleichung, welche den Verlauf von k(bzw.  $\beta$ ) in Abhängigkeit des Radius beschreibt, gefunden werden [27]:

$$\frac{dk}{dx_r} = \frac{\pi}{4} \frac{x_r^{8/5}}{\varphi_{ax}} \cdot \left[ c_W \ k^{7/4} - c_R \ (1-k)^{7/4} \right] - 2 \ \frac{k}{x_r}$$
(4.37)

mit dem Durchflusskoeffizienten

$$\varphi_{ax} = \frac{Q_{leak,b}}{\omega_r \cdot r_a^3} \cdot Re_{U,II}^{1/5}.$$
(4.38)

Der Durchflusskoeffizient  $\varphi_{ax}$  ist definitionsgemäss positiv für einen positiven, radial einwärts gerichteten Leckagestrom  $Q_{leak,b}$  (von Radseitenraum  $I \to III \to III$ ).

Die zur Lösung der Differentialgleichung (4.37) notwendige Randbedingung kann zu  $k_0$  aus Gl. (4.12) gefunden werden [27]. Der gesuchte Druckverlauf über dem Radius  $p_{II}(r)$  folgt schliesslich durch Lösen von Gl. (4.37),(4.2) und (4.3).

In Abb. 4.7 ist der berechnete Verlauf von  $k_{II,Modell}$  und  $p_{II,Modell}$  dargestellt. Dem gegenübergestellt sind die entsprechenden Verläufe  $k_{II,CFD}$ und  $p_{II,CFD}$ , welche durch numerische CFD–Simulationen (z.B. Ansys CFX) bestimmt wurden. Hierbei ist eine ausgezeichnete Übereinstimmung des Verlaufes von  $k_{II}$  und  $p_{II}$  zu erkennen, womit die korrekte Modellierung bestätigt wird.

Vergleicht man zudem den Verlauf von  $p_{II,0.5}$  welcher aus der Annahme, dass  $\beta$  über den gesamten Radius konstant und  $\beta = \omega_r/2$  ist, so erkennt man deutlich, dass diese Annahme zu einem deutlich unterschiedlichen Resultat führt. Die vorhin erläuterte Berechnung von  $\beta$  in Abhängigkeit von r ist somit für eine hinreichend genaue Modellierung und Bestimmung des Druckgradienten unumgänglich.



**Abbildung 4.7**: Berechnete und mit CFD simulierte Verläufe von  $k_{II}$  und  $p_{II}$  über den Radius für Radseitenraum II mit auftretendem Leckagestrom.

# 4.2.3 Radseitenraum III

Für diesen Bereich muss prinzipiell eine Unterscheidung zwischen einer Bohrung im Zentrum des Laufrades und mehreren Bohrungen, deren Zentren auf einem Lochkreis rotationssymmetrisch angeordnet sind, getroffen werden. Die Bohrungen können prinzipiell als Rohre mit einer entstehenden, der Fachliteratur [33] entsprechenden, Rohrströmung modelliert werden. Der Grund für die Unterscheidung zwischen Einfach- und Mehrfachbohrungen liegt in der Tatsache, dass wegen dem rotierenden Fluidzylinder, als Folge des starken radialen Druckabfalls in Zentrumsnähe, eine zusätzliche Wirbelbildung entsteht. Verursacht durch diesen Drehimpuls um die Drehachse resultiert ein von der Fachliteratur abweichendes Strömungsprofil innerhalb der Einfachbohrung in axialer Richtung  $u_{z,III}$ , welches mittels numerischen CFD-Simulationen bestimmt wurde und in Abb. 4.8(a) in der Mitte des Laufrades ( $z = -h_r/2$ ) gezeigt ist. Der sich ausbildende Druckverlauf  $p_{III}$  über der Entlastungsbohrung, wiederum über CFD-Simulationen ermittelt, ist in Abb. 4.8(b) gezeigt.



**Abbildung 4.8**: (a) Geschwindigkeits- und Druckprofile in der Mitte der Entlastungsbohrung; (b) simulierter Druckverlauf über der gesamten Rotorhöhe in der Entlastungsbohrung.

Für den Fall von mehreren Entlastungsbohrungen, welche kreisförmig um die Drehachse angeordnet sind, kann diese Wirbelbildung jedoch mit guter Näherung vernachlässigt werden, und es ergeben sich Strömungsverhältnisse wie in der Fachliteratur für eine Rohrströmung bekannt.

Analytische Approximationen zur Berechnung des Druckabfalls in der/ den Entlastungsbohrung/en für eine und mehrere Bohrung/en werden in den folgenden Unterabschnitten vorgestellt.

#### Einfachbohrung

Abbildung 4.9 zeigt die schematische Darstellung des entstehenden Geschwindigkeitsprofils in der Einfachbohrung in axialer Richtung. Hierbei ist sehr gut eine Strömung in die negative z-Richtung im Kern der Bohrung zu erkennen (vgl. ebenfalls Abb. 4.8(b)), wobei nach wie vor ein Nettodurchfluss in positiver z-Richtung stattfindet. Diese Rückströmung im Zentrum der Bohrung führt zu einer Erhöhung der Fliessgeschwindigkeit im Randbereich der Bohrung ( $r \approx r_i$ ). Bei gegebener Durchflussmenge ( $Q_{leak,b}$ ) steigt so der radiale Geschwindigkeitsgradient (vgl.  $u_{z,III}$  in Abb. 4.8). Folglich entsteht ein vergrösserter Fliesswiderstand und somit auch Druckabfall im Verhältnis zu einer üblichen unbeeinflussten Rohrströmung (vgl. strichlierte Linie in Abb. 4.9) mit gleichen Abmessungen



Abbildung 4.9: Approximiertes Geschwindigkeitsprofil der Strömung in axialer Richtung innerhalb der Entlastungsbohrung. Zusätzlich ist ein Profil der Rohrströmung entsprechend der Fachliteratur (strichlierte Linie) mit demselben Nettodurchfluss gezeigt.

und demselben Nettodurchfluss. Das entstehende Strömungsprofil

$$\rho_{fl} \, u_z \frac{\partial u_z}{\partial z} = -\frac{\partial p}{\partial z} = const \tag{4.39}$$

kann nach Abb. 4.9 in zwei Teilbereiche unterteilt werden:

- für den Kern mit  $u_{z,III,c}, \frac{\partial p_c}{\partial z} \in [0,r_s]$
- und den Rand mit  $u_{z,III,w}, \frac{\partial p_w}{\partial z} \in [r_s, r_i]$

mit den geforderten Randbedingungen

$$\frac{\partial u_{z,III,c}}{\partial z} = 0 \qquad \text{für } r = 0 
\frac{\partial u_{z,III,c}}{\partial z} = \frac{\partial u_{z,III,w}}{\partial z} \qquad \text{für } r = r_s 
u_{z,III,c} = u_{z,III,w} \qquad \text{für } r = r_s 
u_{z,III,w} = 0 \qquad \text{für } r = r_i.$$
(4.40)

Der gesamte Leckagestrom  $Q_{leak,b}$  kann über die Kontinuitätsbedingung

$$2\pi \left( \int_0^{r_s} u_{z,III,c} r \, dr + \int_{r_s}^{r_i} u_{z,III,w} r \, dr \right) = Q_{leak,b} \tag{4.41}$$

berücksichtigt werden. Der Druck am Eingang zum Radseitenraum III wird analog zu Gl. (4.1) bestimmt:

$$p_{0,III} = \frac{\rho_{fl}}{2} \left( \omega_r \cdot k_{II} (r = r_i) \cdot r_i \right)^2.$$
(4.42)

Für die Abschätzung des entstehenden Leckagestromes muss angenommen werden, dass am Ende vom Radseitenraum *III* der Druck an der Wand und im Zentrum der Bohrung dem Eingangsdruck der Pumpe entsprechen. Aus dieser Forderung folgt weiters, dass die Druckdifferenzen an der Bohrungswand und im –zentrum über der gesamten Bohrungslänge ( $\Delta p_{z,c} + \Delta p_{z,w}$ ) zusammen der Differenz zwischen Eingangsdruck der Bohrung und jenem der Pumpe ( $p_{0,III} - p_{in}$ ) entsprechen müssen:

$$\Delta p_{z,c} + \Delta p_{z,w} = \left(\frac{\partial p_c}{\partial z} + \frac{\partial p_w}{\partial z}\right) \cdot h_r = p_{0,III} - p_{in}.$$
(4.43)

Werden nun die oben angeführten Gleichungen gelöst, so kann der gesuchte Druckgradient an der Wand der Bohrung gefunden werden:

$$\frac{\partial p_w}{\partial z} = -8 \frac{\nu \,\bar{u}_{z,III}}{r_i^2} + \frac{p_{0,III}}{h_r} \left[ \left(\frac{r_s}{r_i}\right)^4 - 2 \left(\frac{r_s}{r_i}\right)^2 \right] \tag{4.44}$$

mit der mittleren Fliessgeschwindigkeit in axialer Richtung

$$\overline{u}_{z,III} = \frac{16 \cdot Q_{leak,b}}{n \pi r_i^2} \tag{4.45}$$

und n = 1 für eine Bohrung. Das Radienverhältnis  $r_s/r_i$  kann mittels numerische CFD–Simulationen zu 0.55 gefunden werden.

#### Mehrfachbohrung

Für Mehrfachbohrungen (n > 1) kann aufgrund der vernachlässigbaren Wirbelbildung und damit einhergehenden Widerstandserhöhung die klassische Theorie der Rohrströmung, wie sie zum Beispiel in [33] erläutert ist, angewendet werden. Der Druckabfall über der Rohrleitung folgt somit zu

$$\Delta p_{III} = \lambda_{III} \ \frac{h_r}{2 r_i} \ \frac{\rho_{fl}}{2} \cdot \overline{u}_{z,III}^2 \tag{4.46}$$

mit der Rohrreibungszahl in axialer Richtung  $\lambda_{III}$ , welche von der Reynolds–Zahl in axialer Richtung

$$Re_{z,III} = \frac{2 r_i \cdot \overline{u}_{z,III}}{\nu}.$$
(4.47)

und der hydraulischen Rohrrauhigkeit  $k_s$  [33] abhängt (vgl. Abb. 4.10).

Für die Berechnung ergeben sich abhängig von der Rohrreibung und der Reynolds–Zahl fünf unterschiedliche Berechnungsvorschriften (vgl. Abb. 4.10), in welchen  $\lambda_{III}$  definiert ist [33]:

#### 1. Hagen–Poisseuille:

$$\lambda_{III} = \frac{64}{Re_{z,III}} \tag{4.48}$$



**Abbildung 4.10**: Abhängigkeit der Rohrreibungszahl  $\lambda_{III}$  von der Reynolds–Zahl in axialer Richtung (Moody–Diagramm) und der hydraulischen Rauhigkeit des Rohres nach [33].

für eine laminare Strömung  $(Re_{z,III} < 2320)$  und eine hydraulisch glatte Rohrwand

2. Blasius:

$$\lambda_{III} = \frac{0.3164}{\sqrt[4]{Re_{z,III}}} \tag{4.49}$$

turbulent; hydraulisch glatt; 2320 <  $Re_{z,III} < 10^5$ 

#### 3. Prandtl:

$$\lambda_{III} = \frac{1}{\left(2 \cdot \log\left(Re_{z,III}\sqrt{\lambda_{III}}\right) - 0.9\right)^2} \tag{4.50}$$

turbulent; hydraulisch glatt;  $10^5 < Re_{z,III} < 10^7$ 

#### 4. Colebrook:

$$\lambda_{III} = \frac{1}{\left(1.74 - 2 \cdot \log\left(\frac{k_s}{r_i} + \frac{18.7}{Re_{z,III}\sqrt{\lambda_{III}}}\right)\right)^2}$$
(4.51)

turbulent; mit der Rauhigkeit  $k_s$ 

#### 5. Karman–Nikuradse:

$$\lambda_{III} = \frac{1}{\left(1.74 - 2 \cdot \log \frac{k_s}{r_i}\right)^2} \tag{4.52}$$

turbulent; mit der Rauhigkeit  $k_s$ 

#### 4.2.4 Radseitenraum IV

Die Bestimmung des Druckverlaufes  $p_{IV}(r)$  im Radseitenraum IV geschieht analog zu jener von  $p_{II}(r)$  im Radseitenraum II jedoch mit unterschiedlichen Randbedingungen. Der Leckagestrom  $Q_{leak,t}$  muss einen genügend grossen Wert aufweisen, damit die Bedingungen  $p_{IV}(r_a) = p_a$  am Eingang und  $p_{IV}(r_o) = p_{in}$  am Ausgang vom Radseitenraum IV erfüllt sind.

Wie bereits erwähnt führen grosse Sekundarströmungen, verursacht durch einen grossen Spalt  $s_{IV}$ , in diesem Bereich zu einer Erhöhung des Reibbeiwertes  $c_W$ .

## 4.2.5 Impulsstrombeitrag

Das einströmende, in negativer z-Richtung fliessende, Fluid trifft auf das Laufrad und wird dort in radialer Richtung abgelenkt. Durch diese Ablenkung tritt eine Impulsänderung und somit eine resultierende Kraft in negativer z-Richtung auf. Der Impuls des strömenden Fluids in z-Richtung kann allgemein durch  $L = m \cdot u_{z,tot}$  beschrieben werden. Wird der Impuls nach der Zeit abgeleitet, so erhält man die resultierende Kraft

$$F_{imp} = \frac{d(m \cdot u_{z,tot})}{dt} = \frac{dm}{dt} \cdot u_{z,tot} + m \cdot \frac{du_{z,tot}}{dt}.$$
(4.53)

Der erste Teil in Gl. (4.53) beschreibt die Abhängigkeit der Kraft vom Massenstrom, der zweite Teil die Abhängigkeit der Kraft von einer Fliessgeschwindigkeitsänderung bei konstantem Massenstrom, welche für eine stationäre Strömung stets zu Null angenommen werden kann. Folglich kann die resultierende Kraft auf das Laufrad zu

$$F_{imp} = \dot{m} \cdot u_{z,tot} = \rho_{fl} Q_{tot} \cdot \frac{Q_{tot}}{A_{in}}$$
(4.54)

reduziert werden, wobe<br/>i ${\cal A}_{in}$  die Querschnittsfläche des Einlasses bezeichnet.

Der Einfluss dieser Kraft ist sehr stark vom gesamten Durchfluss durch die Pumpe abhängig. Wird die Pumpe z.B. in einem Betriebspunkt betrieben, in welchem die Kennlinie annähernd horizontal verläuft — der Ausgangsdruck ist in diesem Fall konstant und unabhängig vom Durchfluss — so ist der Einfluss der Impulsverluste vernachlässigbar. Wird die Pumpe allerdings im absinkenden Teil der Kennlinie betrieben, so nimmt der Ausgangsdruck bei zunehmendem Durchfluss ab und die Kraft zufolge der Impulsverluste gewinnt hinsichtlich der Kraft auf die Laufradflächen, hervorgerufen durch den Druck des Fluids auf die Laufradunterbzw. –oberseite, immer mehr an Bedeutung und kann keinesfalls vernachlässigt werden.

## 4.2.6 Lösen des Gleichungssystems

In Abb. 4.11 ist der prinzipielle Ablauf der Bestimmung, der auf das Laufrad wirkenden hydraulischen Kräfte dargestellt. Ausgehend von einer gegebenen Drehzahl (respektive Drehfrequenz  $\omega_r$ ) werden in iterativen Schleifen die Leckageströme auf der Laufradunter- sowie –oberseite angepasst, bis die vorhin erwähnten Randbedingungen (am Ende vom Radseitenraum *III* und *IV* muss jeweils der Eingangsdruck  $p_{in}$  und am Eingang vom Radseitenraum *I* und *IV* der Ausgangsdruck der Pumpe  $p_a$  herrschen) erfüllt sind.

Sind die Leckageströme zur Erfüllung der Randbedingungen gefunden, können über die Druckverläufe  $p_{II}(r)$  und  $p_{IV}(r)$  in den Radseitenräumen II und IV die hydraulischen Kräfte  $F_{II}$  und  $F_{IV}$  in axialer Richtung wirkend auf das Laufrad durch Integration über den Radius gefunden werden. Hierzu muss aus Gl. (4.37) durch Einsetzen in Gl. (4.2) und Integration derselben der jeweilige Druckverlauf berechnet werden. Die wirkenden Kräfte folgen schlussendlich durch Integration des Druckverlaufs über der Fläche nach Gl. (4.3) (vgl. Abb. 4.11).



Abbildung 4.11: Ablaufdiagramm der Axialkraftberechnung.

Als zusätzliche Kraftkomponente muss weiters der im vorherigen Abschnitt erläuterte Impulsstrombeitrag  $F_{imp}$  zufolge des Nettovolumenstromes der Pumpe berücksichtigt werden.

Über die Summe der auf das Laufrad wirkenden hydraulischen Kräfte  $F_z$  und der Federkonstante des passiven Reluktanzlagers  $k_b$  kann abschliessend die resultierende z-Position des Laufrades berechnet werden. In einer letzten übergeordneten Schleife werden alle vorherigen Schritte wiederholt bis sich eine stabile axiale z-Position einstellt.

Als Ergebnis der vorgestellten Kraftberechnung werden die resultierende axiale z-Position, alle auftretenden Kräfte sowie die Leckageströme, welche zur Berechnung der Verluste herangezogen werden können (vgl. Abschnitt 3.2.1), zur Verfügung gestellt.

# 4.3 Experimentelle Verifikation

Zur Verifikation des eingeführten analytischen Modells zur Axialkraftberechnung wurden Messungen an Pumpsystemen unterschiedlicher Grösse und Leistung durchgeführt und mit Ergebnissen aus dem Modell — angepasst an die Dimensionen des jeweiligen Systems — verglichen.

Aufgrund zahlreicher Unsicherheiten beziehungsweise Freiheitsgrade des Modells wurde für eine Messreihe stets ein Messpunkt zur Kalibrierung des Systems herangezogen und anschliessend durch Variation der Eingangsgrössen (siehe Abb. 4.11) die Korrektheit der Vorhersagen des Modells mit Messungen überprüft.

Die Ergebnisse der Variationen von Drehzahl und Nettodurchfluss der Pumpe sind in Abb. 4.12 dargestellt. Hierbei wurde das grösste zur Verfügung stehende magnetisch gelagerte Pumpsystem herangezogen, da dieses System die weitesten Spälte und somit die grössten Unsicherheitsfaktoren aufweist. Für Systeme mit kleineren Abmessungen und Spalten ist eine genaue Vorhersage im Allgemeinen einfacher möglich. Der Grund hierfür kann unter anderem in dem geringen Einfluss von Sekundarströmungen oder Unsicherheiten in der Bestimmung der Grenzschichtdicken



**Abbildung 4.12**: Berechnete und gemessene axiale z-Position bei einer Drehzahlund Durchflussänderung für ein Setup mit Mehrfachbohrungen und erhöhter Reibung an der Laufradunterseite  $c_R$  (auch Rückenschaufeln genannt).



**Abbildung 4.13**: Berechnete und gemessene axiale z–Position bei einer Drehzahlund Durchflussänderung für ein Setup mit Mehrfachbohrungen ohne erhöhter Reibung an der Laufradunterseite  $c_R$  (auch Rückenschaufeln genannt).

gefunden werden. Wie in Abb. 4.12 gut zu sehen, stimmen die Tendenz und meist auch die absoluten Werte der berechneten und gemessenen Axialpositionen für alle drei Durchflüsse überein. Selbst die konträre Tendenz ohne Durchfluss (steigende statt sinkende Rotorposition) wird vom Modell korrekt abgebildet.

Werden bei der vorherigen Konfiguration die Rückenschaufeln (Reibung auf der Laufradunterseite) eliminiert, so kann mit Hilfe einer erneuten Messreihe die Gültigkeit des Modells bezüglich dieser Konstruktionsvariante untersucht werden. Abbildung 4.13 zeigt wiederum die vorhergesagten und gemessenen Werte der Axialposition für drei verschiedene Durchflussraten für diese konstruktive Variante. Aufgrund der fehlenden Rückenschaufeln können in diesem Fall nicht so viele Messpunkte aufgenommen werden, da das Laufrad für hohe Drehzahlen den stabilen Bereich verlässt. Dennoch ist wiederum eine sehr gute Vorhersage des Modells bezüglich der Tendenz und des absoluten Wertes der Axialposition zu erkennen.

# 4.4 Interpretation der analytischen Axialkraftberechnung

Im Folgenden werden die Einflüsse verschiedener konstruktiver Massnahmen auf die Stabilisierung des Laufrades für einen bestimmten Betriebspunkt diskutiert. Durch Kombinationen diverser konstruktiver Änderungen kann meist die hydraulische Axialkraft für einen beliebigen Betriebspunkt kompensiert und folglich ein stabiler Betrieb gewährleistet werden. Die Frage, ob und inwiefern diese gefundene Stabilität bei Änderung von Systemparametern wie der Drehzahl, des Nettodurchflusses oder der Fluidviskosität weiterhin gewährleistet ist, wird nachfolgend behandelt. Solche Schwankungen der Systemparameter haben eine hohe praktische Bedeutung. So muss zum Beispiel die Pumpe erst auf ihre Nenndrehzahl beschleunigt werden und darf während dem Beschleunigungsvorgang keinesfalls einen instabilen Bereich durchfahren. Ebenfalls sind Anwendungen mit unterschiedlichen Drehzahlen und resultierenden Ausgangsdrücken üblich. Alternativ ist meist eine Beschleunigung der Pumpe auf Nenndrehzahl ohne Last mit anschliessendem schlagartigen Öffnen der hydraulischen Ventile und damit einhergehender Änderung des Nettodurchflusses üblich. Eine Änderung der Viskosität tritt in der Halbleiterindustrie z.B. zwischen zwei Bearbeitungsschritten auf, wenn statt dem hochviskosen Prozessmedium reines Wasser zur Spülung des hydraulischen Kreislaufes eingesetzt wird.

## 4.4.1 Einfluss der Entlastungsbohrungen

Die konstruktive Einführung von Entlastungsbohrungen ist für das Ermöglichen eines Leckagestromes in den Radseitenräumen *I*, *II* und *III*, welcher wie oben angeführt eine gezielte Beeinflussung der hydraulischen Axialkraft ermöglicht, zwingend erforderlich. Im Allgemeinen gilt, dass grosse Bohrungen zu mehr Leckagestrom und somit zu einer kleineren Kraft auf die Laufradunterseite führen. Kleinere Bohrungen hingegen unterbinden einen Leckagestrom und die Kraft auf die Laufradunterseite wird folglich vergrössert.

# 4.4.2 Einfluss der Reibbeiwerte in den Radseitenräumen *II* und *IV*

Die Massnahme der Reibungserhöhung ist im Allgemeinen auch als "Realisierung von Schaufeln" und im Speziellen, im Falle einer Erhöhung von  $c_R$  auf der Laufradunterseite, als "Rückenschaufeln" bekannt. Durch die erhöhte Reibung wird entweder dem drehenden Fluidzylinder Leistung zugeführt (Reibung am Laufrad  $c_{R}$  erhöht) oder entnommen (Reibung an der Wand  $c_W$  erhöht). Erstere führt zu einer grösseren Winkelgeschwindigkeit  $\beta$  des Fluidzylinders und folglich zu einem stärkeren Abfall des Drucks mit abnehmendem Radius (vgl. Abb. 4.7 und 4.14). Resultierend sinkt die auf das Laufrad wirkende Kraft. Eine Erhöhung der Reibung an der Wand  $(c_W)$  des Pumpenkopfes hingegen führt zu einer Verlangsamung des rotierenden Fluidzylinders, womit der Druck hin zur Laufradmitte weniger stark absinkt und die Kraft auf das Laufrad vergrössert wird. Diese Zusammenhänge sind zusätzlich in Abb. 4.14 illustriert. Eine Veränderung des Reibbeiwertverhältnisses  $c_R/c_W$  führt zu einem veränderten Druckverlauf und die Differenzfläche zwischen zwei Druckverläufen entspricht der sich ausbildenden Differenzkraft. Diese Differenzkraft wird je nach Änderung Senkungs- bzw. Erhöhungsbeitrag genannt (vgl. Abb. 4.14). Wird der Reibbeiwert am Laufrad  $c_R$  weiter erhöht, so entsteht ein Zustand ähnlich jenem im Strömungskanal des Laufrades und der Fluidzylinder rotiert mit  $\omega_r$  (k = 1). Die vorgestellte Differentialgleichung aus Gl. (4.37) geht für diesen Grenzbereich in die bereits bekannte Gleichung (3.2) mit quadratischem Druckverlauf über dem Radius über (vgl. Abb. 4.14).

Für die Kompensation der resultierenden hydraulischen Kraft durch Variation der Reibung bestehen somit prinzipiell vier Einflussmöglichkeiten, welche Abb. 4.15 zur besseren Veranschaulichung illustriert:

- Eine Erhöhung der Reibung auf der Laufradunterseite  $(c_{R,b})$  führt tendenziell zu einer Reduktion der Gesamtkraft  $F_z$  und somit zu einem Absinken des Laufrades (vgl. Abb. 4.15(a)).
- Eine Erhöhung der Reibung an der Wand des Pumpenkopfes im Radseitenraum  $IV(c_{W,t})$  führt zu einer Erhöhung der Kraft in negativer z-Richtung und somit ebenfalls zu einem Absinken des Laufrades (Reduktion von  $F_z$ , vgl. Abb. 4.15(b)).



**Abbildung 4.14**: Druckverlauf in Radseitenraum II und IV in Abhängigkeit des Reibbeiwertverhältnisses  $c_R/c_W$ .

- Wird die Reibung an der Laufradoberseite im Radseitenraum IV $(c_{R,t})$  erhöht, so wächst die Gesamtkraft  $F_z$  und das Laufrad steigt an (vgl. Abb. 4.15(c)).
- Eine Erhöhung der Reibung an der Pumpenkopfwand in Radseitenraum II ( $c_{W,b}$ ) resultiert in einer grösseren Gesamtkraft  $F_z$ , und auch hier führt dies zu einem steigenden Laufrad (vgl. Abb. 4.15(d)).

Wird nun zum Beispiel ein Absenken des Laufrades gewünscht (kleines  $F_z$ ), so bestehen zwei Freiheitsgrade, nämlich eine Reibungserhöhung an der Laufradunterseite oder an der Gehäusewand im Radseitenraum IV. Tendenziell führt jedoch eine Veränderung der Reibung am Laufrad zu grösseren Kraftänderungen und folglich auch zu weniger Verlusten. Betrachtet man Abb. 4.14, so resultiert eine Vergrösserung der Reibung am Rad um einen Faktor 10 in einem deutlich gestiegenen Druck-/ Kraftsenkungs(erhöhungs)beitrag als eine Reibungserhöhung an der Wand um denselben Faktor. Folglich lässt sich dieselbe gewünschte Kraftänderung durch eine geringere Reibungsänderung am Laufrad erreichen. In weiterer Folge wird gezeigt, dass dies somit zu geringeren Verlusten führt.



**Abbildung 4.15**: Einfluss einer Vergrösserung der Reibung an (a) der Laufradunterseite  $(c_{R,b})$ ; (b) der oberen Gehäusewand  $(c_{W,t})$ ; (c) der Laufradoberseite  $(c_{R,t})$ ; (d) der unteren Gehäusewand  $(c_{W,b})$  auf die axiale Gesamtkraft  $F_z$  und die axiale z-Position.

Nach [27] kann über die messtechnische Bestimmung der hydraulischen Verluste auf die Reibbeiwerte  $c_R$  und  $c_W$  rückgeschlossen werden. Im vorliegenden Fall der magnetisch gelagerten Pumpe interessieren jedoch die entstehenden Verluste und damit einhergehend der hydraulische Wirkungsgrad. Die zur Bestimmung der Verluste notwendigen Reibbeiwerte können über den zusätzlichen Freiheitsgrad der magnetisch gelagerten Pumpe — nämlich dem resultierenden Axialschub beziehungsweise aus der Axialposition — aus dem vorhin entwickelten analytischen Modell gewonnen werden. Mit Hilfe des analytischen Modells zur Bestimmung der Axialkraft kann ein Reibbeiwertverhältnis  $c_R/c_W$  entweder für Radseitenraum II oder IV gefunden werden, welches zu einem ausbalancierten Laufrad führt. Nach [27] folgt daraus das zusätzliche Reibmoment (vgl. Abschnitt 3.2.1) in Abhängigkeit des jeweiligen Reibbeiwertes  $c_i$  zu

$$M_j = \frac{5\pi}{4\cdot 23} c_j \, Re_{U,j}^{-1/5} \, (1-k_0)^{7/4} \, \rho_{fl} \, \omega_r^2 \, r_a^5. \tag{4.55}$$

Aus Sicht der hydraulischen Verluste ist somit, wie bereits erwähnt, eine Stabilisierung des Laufrades durch Veränderung der Reibung am Laufrad zu bevorzugen, da dies bereits bei geringen Änderungen des Reibbeiwertes zu grossen Kraftänderungen führt.

# 4.4.3 Robustheit

Für die Untersuchungen in diesem Abschnitt wird angenommen, dass für jeden Betriebspunkt eine stabile Lage des Laufrades durch geometrische Beeinflussung gefunden werden kann. Es sei sogar möglich, diese Stabilität nur durch Veränderung einer einzigen Grösse (Reibung am Laufrad, Durchmesser der Bohrungen) zu erreichen. So stellt sich nun die Frage, welche dieser konstruktiven Einzelmassnahmen zu einem System führt, das bei Variation der Systemparameter Drehzahl, Viskosität und Nettodurchfluss noch stabil ist.

Ein bedeutendes Kriterium für eine Pumpe stellt die Stabilität bezüglich einer Veränderung der Viskosität des Pumpmediums dar. Ein häufig zu beförderndes Pumpmedium in der Halbleiterindustrie ist zum Beispiel die wässrige Lösung von Schwefelsäure, welche mit einer 70 %igen Konzentration eine dynamische Viskosität von  $\eta = 8 \text{ cP}$  [34] beziehungsweise mit einer 96 %igen Konzentration die Viskosität  $\eta = 22 \text{ cP}$  [35] aufweist. Da zwischen verschiedenen Produktionsvorgängen die Produktionsanlage mitsamt der Pumpe mit deionisiertem Wasser ( $\eta = 1 \text{ cP}$ ) gespült beziehungsweise gereinigt wird, muss für diesen konkreten Fall eine Stabilität des Pumpsystems für beide Medien gewährleistet sein.

Abbildung 4.16 zeigt den Einfluss einer Viskositätsänderung des Pumpmediums auf die resultierende Axialkraft. Es sei für eine bestimmte Viskosität mittels nur **einer** konstruktiven Massnahme ein stabiler Zustand erreichbar. Wird nun die Viskosität verändert, so führt eine Stabilisierung nur durch Entlastungsbohrungen, welche auf einen grossen Leckagestrom setzen, zu einem erhöhten Fliesswiderstand im Radseitenraum I und in weiterer Folge zu einer verringerten Anfangsbedingung für Radseitenraum II und somit zu einer reduzierten Axialkraft. Dieser Zusammenhang wird zusätzlich in Abb. 4.17(a) erläutert.

Folglich definiert nicht alleine die Bohrung sondern stets die Kombination aus Bohrung und Seitenkanal (Radseitenraum I) die Stabilität. Generell kann somit ausgesagt werden, dass für eine gewünschte Stabilität hin-



Abbildung 4.16: Auswirkung einer Viskositätsänderung des Pumpmediums auf die resultierende Axialkraft in Abhängigkeit des zur Stabilisierung verwendeten konstruktiven Merkmales für ein Pumpsystem mit den Dimensionen von jenem aus Kap. 8 und konstantem Durchfluss.



**Abbildung 4.17**: Druckverlauf in Radseitenraum *II* in Abhängigkeit der Viskosität des Pumpmediums für eine Stabilisierung des Laufrades **nur** mit einer Einfachbohrung (a) und **nur** mit Rückenschaufeln (b).

sichtlich einer Viskositätsänderung der Fliesswiderstand sowohl im Radseitenraum I als auch III gering sein muss. Für Radseitenraum I führt dies zur Forderung nach einem grossen Luftspalt zwischen Rotor und Stator, welcher einerseits aus Sicht des Magnetlagers und des elektrischen Antriebs nach oben und andererseits durch die Forderung nach einer ausreichenden chemikalienresistenten Ummantelung des Rotors nach unten beschränkt ist [2].

Wird die Stabilität jedoch nicht durch einen grossen Leckagestrom, sondern durch gezieltes Beschleunigen des Fluids bzw. "Zwangsreduktion" des Drucks durch Rückenschaufeln erreicht, so bleiben der Druckverlauf (vgl. Abb. 4.17(b)) und folglich die Axialkraft beinahe unabhängig von der Viskositätsänderung (vgl. Abb. 4.16). Die noch vorhandene Abhängigkeit resultiert aus einem stets vorhandenen und geforderten Leckagestrom, ermöglicht durch eine Entlastungsbohrung. Die normierte Darstellung der Kraft in Abb. 4.16 deutet an, dass Werte kleiner eins, wie sie für Mehrfachbohrungen und grosse Viskositätsänderungen auftreten, zu einem instabilen Betrieb führen, da diese Kräfte die Maximalkraft des Lagers übersteigen.

Die vorhin besprochene Stabilität bezüglich einer Drehzahländerung ist exemplarisch für ein Pumpsystem mit den Abmessungen des optimierten Systems aus Kapitel 8 und einem konstanten Durchfluss in Abb. 4.18 dargestellt. Erneut wurde der stabile Designpunkt lediglich durch Veränderung **einer** geometrischen Grösse gefunden. Wird nun, ausgehend von diesem stabilen Designpunkt, die Drehzahl verändert, so zeigt sich, dass eine niedrige Drehzahl unabhängig von der Konstruktionsvariante zu keinen Problemen führt. Ein Beschleunigen der Pumpe auf die Nenndrehzahl ist somit stets möglich. Wird die Drehzahl jedoch über den Designpunkt hinaus erhöht, so zeigt sich eine sehr starke Abhängigkeit der Axialkraft von der gewählten konstruktiven Ausbalanzierungsmassnahme. Analog zur Betrachtung einer Viskositätsänderung kristallisiert sich für den vorliegenden Fall auch die Variante der Rückenschaufeln als robusteste Variante heraus jedoch zeigen beide Bohrungsvarianten an dieser Stelle sehr ähnliche Verläufe.

Als weitere, für die Stabilität eines Pumpsystems wichtige, Variationsgrösse stellt der Nettodurchfluss dar. Wie bereits in Abschnitt 4.2.5 erwähnt, führt die Umlenkung des Durchflusses zu einer Axialkraft auf das Laufrad. Da, für das in dieser Arbeit gesuchte Pumpsystem, jedoch nur geringe Durchflüsse gefordert werden, kann dieser Einfluss gegenüber den grossen hydraulischen Druckkräften vernachlässigt werden. Somit wird an dieser Stelle auf eine Betrachtung der Durchflussänderung verzichtet. Die Gültigkeit des Modells bezüglich einer Durchflussänderung wurde jedoch durch die Messungen in Abschnitt 4.3 bestätigt.



Drehzahländerung n/n<sub>0</sub>

Abbildung 4.18: Auswirkung einer Drehzahländerung auf die Axialkraft in Abhängigkeit des zur Stabilisierung verwendeten konstruktiven Merkmales für ein Pumpsystem mit den Dimensionen aus Kap. 8 und konstantem Durchfluss. Die resultierende Axialkraft kann im laufenden Betrieb aus der gemessenen Axialposition mit Hilfe der bekannten Lagersteifigkeit berechnet werden.

## 4.4.4 Resümee

In den vorherigen Abschnitten wurde ein analytisches Modell zur Abschätzung der hydraulischen Axialkräfte wirkend auf das Laufrad vorgestellt. Dieses Modell basiert auf der Unterteilung des Raumes innerhalb des Pumpengehäuses in vier geometrische Bereiche, für welche die entstehenden Druckabfälle abhängig von den auftretenden Leckageströmen bestimmt werden. Die in zwei dieser Bereiche auftretenden Druckverläufe führen in Zusammenhang mit der Laufradoberfläche zu Axialkräften, welche es gilt, in geeignetem Masse zu beeinflussen. Das erklärte Ziel hierbei ist die Erreichung eines stabilen Betriebs, in welchem die Differenz der hydraulischen Kräfte kleiner als die maximal zur Verfügung stehende Lagerkraft des passiven Magnetlagers ist. Zur Beeinflussung der entstehenden Druckgradienten und somit der auftretenden Kräfte wurden prinzipiell zwei konstruktive Möglichkeiten vorgestellt.

Zum Einen kann der Leckagestrom auf der Laufradunterseite, welcher indirekt auf den Druckgradienten unterhalb des Laufrades einwirkt, durch **Entlastungsbohrungen** im Zentrum des Laufrades gesteuert werden.



Abbildung 4.19: Möglichkeiten und Einschränkungen des vorgestellten analytischen Modells zur Bestimmung der hydraulischen Axialkraft.

Ein Einwirken auf den interessierenden Druckgradienten in den Radseitenräumen II und IV, zum Anderen, kann mittels **Reibungsvariation** der Wände in den entsprechenden Spalten durch Rippen oder Schaufeln geschehen.

Beide Massnahmen können zu einem stabilen Betrieb des Laufrades führen, unterscheiden sich jedoch wesentlich bezüglich der Stabilität bei einer Variation von Prozessgrössen wie zum Beispiel der Fluidviskosität oder der Drehzahl.

Weitere konstruktive Möglichkeiten zur Axialkraftkompensation stellen zum Beispiel so genannte Ventillösungen oder Staudruckplatten dar (vgl. Abb. 4.19). Erstere ermöglichen ein Unterbinden des oberen Leckagestromes, wenn das Laufrad sich dem Pumpengehäuse nähert, und führen somit zu einer Selbstregulierung der Axialposition. Die Zweiten resultieren in einem weiteren Druckabfall des aus Radseitenraum *III* ausströmenden Fluids. Beide Beispiele führen jedoch zu einer deutlichen Komplexitätserhöhung beziehungsweise sogar unmöglichen analytischen Beschreibung der entstehenden Strömungsverhältnisse. Zur Veranschaulichung der Möglichkeiten und Grenzen des analytischen Modells dient Abb. 4.20. Abhängig von der Konstruktionsvariante resultiert die Komplexität zur Beschreibung der entstehenden Strömungsverhältnisse und Kräfte. Einige Massnahmen sind bereits hinlänglich analytisch bekannt


Abbildung 4.20: Möglichkeiten und Einschränkungen des vorgestellten analytischen Modells zur Bestimmung der hydraulischen Axialkraft.

und können dadurch mit geringem Aufwand und ausreichender Genauigkeit beschrieben werden. Massnahmen wie Entlastungsbohrungen können zwar analytisch beschrieben werden, benötigten aber einen Abgleich beziehungsweise Erkenntnisse aus numerischen Simulationen. Die zuletzt erwähnte Variante des Einsatzes von Ventilen ist allerdings nur noch mit Hilfe von numerischen Simulationen im Detail zu untersuchen.

Das in diesem Kapitel vorgestellte analytische Modell zur Bestimmung der hydraulischen Axialkräfte stellt einen einfachen und kostengünstigen Ersatz zu aufwendigen numerischen CFD–Simulationen für simple geometrische Konstruktionen dar. Werden die im Modell stets vorhandenen Unsicherheiten durch Messungen für eine neue Geometrie durch einen Messpunkt abgeglichen, so ist eine Vorhersage des Verhaltens des Laufrades bei Veränderung der Prozessgrössen mit hinreichender Genauigkeit möglich. Ohne Abgleich durch Messungen dient das vorgestellte Modell dem besseren Verständnis der hydraulischen Vorgänge und Zusammenhänge innerhalb des Pumpenraumes für die Dimensionierung eines Laufrades mit spezifischen Anforderungen. Das analytische Modell kann somit als Begleitinstrument bei der vorwiegend experimentellen Entwicklung geeigneter Kompensationsmassnahmen dienen.

Trotz alledem sind dem entwickelten Modell enge Grenzen gesetzt. Eine rein analytische Evaluation oder gar Konstruktion eines Laufrades kann

mit hinreichender Genauigkeit bis auf Weiteres nicht realisiert werden. Die bereits festgestellten Zusammenhänge stellen jedoch eine wichtige Hilfestellung für eine erfolgreiche Laufraddimensionierung dar.

## Kapitel 5

# Konzeption des elektrischen Antriebs und magnetischen Lagers

In Kapitel 1.2.3 wurde der lagerlose Scheibenläufer als Pumpe für hochreine Flüssigkeiten vorgestellt. Der zu einer Scheibe reduzierte magnetisierte Rotor wird über magnetische Kräfte in radialer Richtung gelagert. Ein überlagertes magnetisches Drehfeld bewirkt ein Moment auf den Rotor. Beide für die Lagerung und den Antrieb notwendigen Magnetfelder können prinzipiell mit Hilfe von getrennten (separierten) Wicklungen, befindlich auf demselben Eisenkreis, erzeugt werden. Alternative Wicklungskonzepte zur Erzeugung der benötigten Lager– und Antriebskräfte ermöglichen dabei einen grossen Einfluss auf die entstehenden Verluste und die Pumpenperformance. Das vorliegende Kapitel dient dem Vergleich zweier in Frage kommender Wicklungskonzepte für den lagerlosen Scheibenläufer.

Der durchgeführte Vergleich basiert auf einer Zentrifugalpumpe mit einem diametral magnetisierten zweipoligen Rotor (Polpaarzahl gleich Eins) wie in Abb. 5.1 dargestellt. Der Stator besteht aus acht Klauen, welche die Lager- und Antriebswicklungen tragen. In der Vergangenheit stellte sich für ein Pumpsystem der angestrebten Grösse eine optimale Pol-



**Abbildung 5.1**: Prinzipieller Aufbau des Eisenkreises eines lagerlosen Scheibenläufers in Tempelbauform [10] mit diametral magnetisiertem Rotor.

paarzahl für den Antrieb von  $p_d = 1$  und für das Lager von  $p_b = 2$  heraus [10, 36–38], was zu einem Eisenkreis mit acht Statorklauen, wie in Abb. 5.1, führt. Auf diesen beziehen sich alle nachfolgenden Untersuchungen.

Abbildung 5.2 zeigt die zwei nachfolgend untersuchten Wicklungskonfigurationen. Zwecks einer übersichtlicheren Darstellung sind lediglich zwei der insgesamt acht Statorklauen gezeigt. Für den konventionellen



**Abbildung 5.2**: Wicklungskonzepte für eine lagerlose Pumpe — separierte (a) und kombinierte Wicklungen (b) (Exemplarische Darstellung von zwei der insgesamt acht vorhandenen Statorklauen).

Aufbau (siehe Abb. 5.2(a)) werden die Lager- und Antriebskräfte durch getrennte (separierte) Wicklungen eingeprägt. Ähnliche Konzepte kamen bereits häufig für lagerlose Permanentmagnet- [39–42], Reluktanz- [43] und Asynchronmotoren [44,45] zum Einsatz. Aufgrund der unterschiedlichen Polpaarzahlen werden die Lagerwicklungen über jeweils eine Klaue, die Antriebswicklungen jedoch optional über zwei Klauen, gewickelt. Eine mögliche Serienschaltung mehrerer Wicklungen stellt eine zusätzliche Besonderheit dieses Konzeptes dar. Dadurch kann eine deutliche Verringerung der Systemkomplexität erreicht werden.

Ein alternatives Wicklungskonzept bilden so genannte kombinierte Wicklungen (vgl. Abb. 5.2(b)). Hierbei wird auf jede Statorklaue nur eine Wicklung aufgebracht und die benötigten Lager– und Antriebsströme werden superpositioniert eingeprägt. Ähnliche Wicklungskonzepte kommen zum Beispiel bei mehrphasigen lagerlosen Motoren zum Einsatz [46–52].

Die anschliessenden Untersuchungen basieren auf folgenden Annahmen:

- Gleiche Motorkonfiguration für beide Konzepte (Eisenkreis, Grösse und Magnetisierung des Rotors)
- Es werden dieselben magnetischen Kräfte und das gleiche Moment für beide Konzepte benötigt
- Die maximale Stromdichte wird für beide Fälle als konstant angenommen
- Beide Wicklungskonzepte weisen denselben Wicklungsfaktor auf

Nach einer grundlegenden Einführung zur Kraft– und Momentengenerierung in Abschnitt 5.1 folgt ein detaillierter Vergleich der Wicklungskonzepte bezüglich

- Abschnitt 5.2: Kupferverluste
- Abschnitt 5.3: Spulenvolumen
- Abschnitt 5.4: Anforderungen an die Leistungselektronik
- Abschnitt 5.5: Maximal erreichbare Drehzahl

Eine abschliessende Verifikation und Bewertung der durchgeführten Untersuchungen findet in den Abschnitten 5.6 und 5.7 statt.

## 5.1 Kraft– und Momentenbildung

Dieser Abschnitt dient der Erklärung der Kraft– und Momentenbildung für die verwendete Motorkonfiguration. Die Grundlagen der Kraftgenerierung sind von essentieller Bedeutung für alle nachfolgenden Untersuchungen.

Aufgrund der Magnetisierung des Rotors muss bei der Kraftgenerierung durch die Statorwicklungen die Winkelposition und somit die Magnetisierungsrichtung des Rotors bekannt sein. Die prinzipielle Kraftgenerierung in Magnetisierungsrichtung des Rotors ist in Abb. 5.3(a) dargestellt; wohingegen Abb. 5.3(b) die Kraftbildung für einen exemplarischen Kraftaufbau senkrecht zur Magnetisierungsrichtung zeigt. Zur besseren Veranschaulichung ist ein zweidimensionaler Aufbau des Motors anstatt des in Abb. 5.1 gezeigten dreidimensionalen Aufbaus dargestellt. Zudem sind lediglich die auftretenden radialen Maxwellkräfte illustriert. In [53] wurde gezeigt, dass für die verwendete Konfiguration mit Statornuten auch tangentiale Maxwellkräfte in Erscheinung treten, deren Summe jedoch in dieselbe Richtung weist wie die Summe der radialen Maxwellkräfte [10].

Der magnetisierte Rotor prägt ein magnetisches Feld im Stator ein, welches ausgehend vom Magnetnordpol durch den Stator hin zum Magnetsüdpol gerichtet ist (durchgezogene Linien in Abb. 5.3). Wird nun ein Strom



**Abbildung 5.3**: Krafterzeugung aufgrund von Maxwellkräften: (a) in und (b) senkrecht zur Magnetisierungsrichtung.

 $i_{b,1}$  bzw.  $i_{b,2}$  in den Lagerwicklungen mit der gezeigten Stromrichtung eingeprägt, so entsteht ein überlagerter magnetischer Fluss im Stator (unterbrochene Linien in Abb. 5.3). Dieses von den Lagerwicklungen eingeprägte Statorfeld führt zu einer Abschwächung auf der einen Seite, beziehungsweise Verstärkung des Luftspaltfeldes, eingeprägt durch den Permanentmagneten, auf der anderen Seite. Das Gesetz von Maxwell besagt nun, dass ein magnetisches Feld an der Grenzfläche zweier Körper eine Kraft bewirkt, welche hin zum Medium mit der geringeren Permeabilität gerichtet ist. Die entstehenden Kräfte sind proportional zum Luftspaltfeld mit  $\vec{F} \propto \vec{B}^2$  und greifen am Rotor in radialer Richtung an. Die bewusste Abschwächung auf der einen und Verstärkung des Permanentmagnetfeldes auf der anderen Seite führt somit zu einer auf den Rotor wirkenden Gesamtkraft. Für den exemplarischen Fall in Abb. 5.3(a) mit der dort eingezeichneten Bestromung von  $i_{b,i}$  resultiert eine Kraft in x-Richtung.

Eine globale Kraft senkrecht zur Magnetisierungsrichtung des Rotors kann für die exemplarische Rotorlage in Abb. 5.3 mit Hilfe der vier übrigen Spulen durch Einprägen von  $i_{b,2}$  erzeugt werden. Die gezeigte Anordnung des Magnetkreises in Kombination mit den zwei Lagerphasen ermöglicht somit eine Krafterzeugung unabhängig von der Winkellage des Rotors.

Abbildung 5.4 (Detail A) illustriert schematisch die Generierung des Drehmomentes durch eine Antriebsphase. Der eingeprägte Strom  $i_{d,1}$ 



**Abbildung 5.4**: Momentenbildung mit einer Antriebsphase — die zweite Antriebsphase ist um 90° gedreht.

führt zu einem Statormagnetfeld, welches senkrecht zum Feld des Permanentmagneten entsteht. Folglich wird zu diesem Zeitpunkt ein maximales Drehmoment auf den Rotor erzeugt. Durch eine weitere Antriebsphase, welche um 90° zu Antriebsphase 1 verdreht und mit  $i_{d,2}$  — welcher ebenfalls eine Phasendrehung von 90° bezüglich  $i_{d,1}$  aufweist — bestromt wird, kann ein vom Rotorwinkel unabhängiges Drehmoment erzeugt werden.

## 5.1.1 Separierte Wicklungen

Die Tatsache, dass durch alle vier Wicklungen von Lagerphase 1 beziehungsweise Lagerphase 2 derselbe Strom  $(i_{b,1}$  bzw.  $i_{b,2})$  fliesst, ermöglicht die Vereinfachung des Systems durch eine Serienschaltung der jeweiligen Wicklungen zu einer Phase. Folglich sind nur zwei Lagerphasen notwendig, um Kräfte in x- und y-Richtung zu erzeugen und die vollständige magnetische Lagerung zu ermöglichen. Eine weitere Besonderheit dieser Anordnung ist die Eliminierung der induzierten Spannung in den Lagerphasen durch die symmetrische Anordnung der Wicklungen. Dies führt zu einer vergrösserten Dynamik des Magnetlagers.

Die Antriebswicklungen aus Abb. 5.4 werden ebenfalls vom gleichen Strom durchflossen. Somit liegt auch für diesen Fall eine Serienschaltung der Wicklungen nahe. Folglich sind für das Gesamtsystem lediglich vier Phasen zur Erzeugung der notwendigen Kräfte und des Momentes erforderlich. Da stets zwei benachbarte Antriebswicklungen vom gleichen Strom durchflossen werden, können diese zwei Wicklungen auch zusammengefasst und über beide Klauen gewickelt werden (vgl. Abb. 5.2(a)). Wie später gezeigt wird, führt dies zu einer Reduktion der Wicklungslänge und folglich der Kupferverluste.

#### 5.1.2 Kombinierte Wicklungen

Ausgehend von den Abbildungen 5.3 und 5.4 können die benötigten Ströme pro Klaue für die Applikation mit kombinierten Wicklungen bestimmt werden. Die entstehende Situation ist in Abb. 5.5 zusammengefasst. Hierbei zeigt sich, dass alle acht Wicklungen mit unterschiedlichen Strömen bestromt werden müssen und somit keine Vereinfachung durch Serienschaltung einer oder mehrerer Wicklungen für diesen Fall möglich ist.



Abbildung 5.5: Einzuprägende überlagerte Phasenströme im Falle der kombinierten Wicklungen.

## 5.2 Kupferverluste

Für die Bestimmung der entstehenden Kupferverluste werden im Folgenden zwei benachbarte — der insgesamt acht — Statorklauen näher betrachtet (Klaue 4 und 5 in Abb. 5.5). Die Verhältnisse an den anderen Klauen können aus Symmetriegründen analog gefunden werden. Abbildung 5.6 zeigt eine exemplarische Generierung der magnetischen Flüsse in den zwei Klauen, welche durch die Lager- und Antriebsdurchflutungen für separierte ( $\Theta_{b,1}, \Theta_{b,2}$  und  $\Theta_{d,1}$  in Abb. 5.6(a)) und kombinierte Wicklungen ( $\Theta_{c,1}$  und  $\Theta_{c,2}$  in Abb. 5.6(b)) hervorgerufen werden. Die eingeprägten Durchflutungen sind hierbei durch  $\Theta_i = i_i N_i$  mit den Phasenströmen  $i_i$  und der jeweiligen Windungszahl  $N_i$  gegeben.

Die im vorherigen Abschnitt vorgestellte Wicklungskonfiguration führt zu einem elektrischen Versatz von 90° zwischen zwei Lagerwicklungen. Für den Fall einer räumlich konstanten Kraft wirkend auf den Rotor weisen die entstehenden Lagerdurchflutungen  $\Theta_{b,1}$  und  $\Theta_{b,2}$  dieselbe Frequenz wie die Antriebsdurchflutung  $\Theta_{d,1}$  auf. Diese räumlich konstante Kraft ist ein Resultat des Druckabfalls hin zum Pumpenauslass bei Zentrifugalpumpen. Die geometrische Lage des Pumpenauslasses  $\varphi$  (vgl. Abb. 5.3) verursacht eine Phasendifferenz zwischen den Lager- und Antriebsdurchflutungen, welche in Abb. 5.7 illustriert wird.



Abbildung 5.6: Separierte (a) und kombinierte (b) Wicklungskonzepte für eine lagerlose Pumpe mit acht Statorklauen und die jeweiligen eingeprägten Durchflutungen bzw. magnetischen Flüssen. Aufgrund einer besseren Darstellung sind nur zwei der acht Klauen gezeigt.

Die für den Betrieb benötigten Durchflutungen sind somit allgemein gegeben durch

$$\begin{bmatrix} \Theta_{b,1} \\ \Theta_{b,2} \\ \Theta_{d,1} \\ \Theta_{d,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Theta}_b \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ \dot{\Theta}_b \cdot \cos(\omega t - \varphi) \\ \dot{\Theta}_d \cdot \sin(\omega t) \\ \dot{\Theta}_d \cdot \cos(\omega t) \end{bmatrix}.$$
(5.1)

Exemplarisch wird nachfolgend der Zeitpunkt  $\omega t = \omega t_1$  in Abb. 5.7 näher betrachtet. Zu diesem Zeitpunkt weisen die eingeprägten Durchflutungen von Lagerwicklung 2 sowie der Antriebswicklung unterschiedliche Vorzeichen auf und folglich wirken die eingeprägten Flüsse in Klaue 4 in Abb. 5.6(a) einander entgegen. Daraus resultiert ein verringerter Gesamtfluss  $\Phi_{tot,2}$ . Es ist nun leicht zu sehen, dass im Falle von kombinierten Wicklungen nur eine reduzierte Durchflutung  $\Theta_{c,2}$  benötigt wird, um denselben Fluss  $\Phi_{tot,2}$  zu erzeugen. Somit entstehen geringere Kupferverluste. Die Quantifizierung dieser Verlustreduktion ist das Ziel der folgenden Untersuchungen.



Abbildung 5.7: Allgemeine Verläufe der eingeprägten Durchflutungen in den Lagerund Antriebswicklungen für den Fall, dass eine räumlich konstante Kraft auf den Rotor wirkt.

#### 5.2.1 Allgemeine Verlustreduktion

Die Kupferverluste pro Wicklung können allgemein zu

$$P_{cu}(\Theta) = R \cdot \left(\frac{\Theta_{rms}}{N}\right)^2 \tag{5.2}$$

in Abhängigkeit des Phasenwiderstandes  $R = N^2 \cdot \frac{\rho_{cu} l_m}{A_{tot} k_f}$  gefunden werden. Die Abhängigkeit von R von  $N^2$  entsteht durch die Forderung nach einer konstanten gesamten Kupferfläche  $A_{tot}$  für alle Wicklungen, was in weiterer Folge in einem sinkenden Windungsquerschnitt für eine steigende Anzahl von Windungen N resultiert. Die Kupferverluste können somit durch Einsetzen des Widerstandes zu

$$P_{cu}(\Theta) = \frac{\rho_{cu} \, l_m}{A_{tot} \, k_f} \cdot \Theta_{rms}^2.$$
(5.3)

erweitert werden.

Die Basis zur Berechnung der Kupferverluste für jede Klaue ist nun durch Einsetzen der Durchflutungen aus Gl. (5.1) in (5.3) gegeben. Die gesamten Verluste aller Lager- und Antriebswicklungen können schlussendlich für separierte Wicklungen durch Aufsummieren bestimmt werden:

$$P_{cu,s} = 4 \cdot P_{cu}(\Theta_{b,1}) + 4 \cdot P_{cu}(\Theta_{b,2}) + 4 \cdot P_{cu}(\Theta_{d,1}) + 4 \cdot P_{cu}(\Theta_{d,2}).$$
(5.4)

Für Gl. (5.4) wurde vereinfachend dieselbe mittlere Wicklungslänge  $l_m$  für die Lager- und Antriebswicklungen angenommen. Dies bedeutet konkret, dass die Antriebswicklungen nicht über zwei, wie in Abb. 5.2 gezeigt, sondern nur über je eine Klaue gewickelt werden. Durch die vorhin besprochene Zusammenfassung zweier Antriebswicklungen und Anbringung über zwei Klauen kann die gesamte mittlere Wicklungslänge pro Antriebswicklung um einen Faktor  $k_{lm}$  verringert wird. Der Einfluss von  $k_{lm}$  auf die resultierenden Kupferverluste wird in Abschnitt 5.2.2 detailliert betrachtet.

Im Falle von kombinierten Wicklungen sind die benötigten Durchflutungen pro Wicklung  $\Theta_{c,i}$  durch Kombinationen aus den in Gl. (5.1) angeführten Durchflutungen für Lager ( $\Theta_{b,i}$ ) und Antrieb ( $\Theta_{d,i}$ ) gegeben und können analog zu Abb. 5.5 zu

$$\begin{bmatrix} \Theta_{c,1} \\ \Theta_{c,2} \\ \Theta_{c,3} \\ \Theta_{c,4} \\ \Theta_{c,5} \\ \Theta_{c,6} \\ \Theta_{c,7} \\ \Theta_{c,8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Theta_{b,1} - \Theta_{d,1} \\ \Theta_{b,2} - \Theta_{d,1} \\ -\Theta_{b,1} + \Theta_{d,2} \\ -\Theta_{b,2} + \Theta_{d,2} \\ \Theta_{b,1} + \Theta_{d,1} \\ \Theta_{b,2} + \Theta_{d,1} \\ -\Theta_{b,1} - \Theta_{d,2} \\ -\Theta_{b,2} - \Theta_{d,2} \end{bmatrix}$$
(5.5)

gebildet werden. Die entstehenden Kupferverluste des Gesamtsystems führen schlussendlich zur Aufsummierung der einzelnen Verluste aller acht Klauen:

$$P_{cu,c} = \sum_{i=1}^{8} P_{cu}(\Theta_{c,i}).$$
(5.6)

Ausgehend von Gl. (5.4) und (5.6) kann die gesuchte Reduktion der Kupferverluste durch die Verwendung von kombinierten Wicklungen gefunden werden:

$$\frac{P_{cu,c}}{P_{cu,s}} = \frac{\hat{\Theta}_b^2 + \hat{\Theta}_d^2}{\left(\hat{\Theta}_b + \hat{\Theta}_d\right)^2}.$$
(5.7)

Diese Verlustreduktion hängt lediglich von den Durchflutungen für das Lager und den Antrieb ab. Gleichung (5.7) besitzt nur unter der Annahme Gültigkeit, dass die gleiche Stromdichte für separierte Lager– und Antriebswicklungen vorliegt:

$$J_{s,rms} = \frac{\Theta_{b,rms}}{A_{tot,b}} = \frac{\Theta_{d,rms}}{A_{tot,d}}$$
(5.8)

und die gesamte Wicklungsfläche

$$A_{tot,c} = A_{tot,d} + A_{tot,b} \tag{5.9}$$

konstant bleibt. Die Forderung aus Gl. (5.9) führt zu der Erkenntnis, dass die Verlustreduktion bei kombinierten Wicklungen hauptsächlich durch eine geringere Stromdichte ( $J_{c,rms} < J_{s,rms}$ ) erreicht wird. Wird die Forderung nach einer konstanten gesamten Wicklungsfläche aus Gl. (5.9) aufgebrochen, so kann eine Volumenreduktion trotz Einhaltung der maximal erlaubten Stromdichte durch den Einsatz von kombinierten Wicklungen erreicht werden. Dieser Umstand wird nachfolgend in Abschnitt 5.3 näher diskutiert. Für die nachfolgenden Betrachtungen im vorliegenden Abschnitt sei jedoch weiterhin die Annahme einer konstanten Kupferfläche nach Gl. (5.9) erfüllt.

Die entstehende Kupferverlustreduktion durch Einsatz von kombinierten Wicklungen in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses  $\hat{\Theta}_d / \hat{\Theta}_b$  wird



**Abbildung 5.8**: Reduktion der Kupferverluste  $P_{cu,c}/P_{cu,s}$  in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b$  und dem Wicklungslängenfaktor  $k_{lm}$ .

in Abbildung 5.8 illustriert (durchgezogene Linie für  $k_{lm} = 1$ ). Für den Fall gleicher benötigter Durchflutungen im Lager und im Antrieb ( $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b$ = 1) ist somit eine maximale Verlustreduktion von 50 % möglich. Das Durchflutungsverhältnis hängt sehr stark vom Betriebspunkt (benötigtes Drehmoment oder Lagerkraft) ab und befindet sich für übliche Betriebspunkte im Bereich von 2–3. Für ein Durchflutungsverhältnis in dieser Grössenordnung ist effektiv eine Reduktion der Kupferverluste von ca. 40 % durch den Einsatz von kombinierten Wicklungen zu erreichen. Das zusätzliche Auftreten von nicht vorhersehbaren und an dieser Stelle nicht berücksichtigten stochastischen Lagerkräften, welche zum Beispiel durch verrauschte Sensorsignale verursacht werden, reduziert die realistisch erreichbare Verlustreduktion auf ca. 30 %.

Ein interessantes Resultat stellt die Unabhängigkeit der Kupferverlustreduktion aus Gl. (5.7) vom Lastwinkel  $\varphi$  dar. Abbildung 5.9 zeigt das entstehende Kupferverlustverhältnis pro Klaue für drei exemplarische Kombinationen aus  $\varphi$  und dem Durchflutungsverhältnis  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b$ . Hierbei ist eine sehr deutliche Abhängigkeit der einzelnen Verluste pro Klaue von  $\varphi$  zu erkennen, obwohl diese Abhängigkeit bei der Betrachtung des Gesamtsystems eliminiert wird.

### 5.2.2 Einfluss des Wicklungslängenfaktors k<sub>lm</sub>

Bedingt durch die Tatsache, dass zwei separierte Antriebswicklungen zusammengefasst und über zwei Klauen montiert werden können (vgl. Abb. 5.6), werden die mittlere Wicklungslänge und folglich die Kupferverluste der gesamten Antriebsphase reduziert. Ziel der nachfolgenden Untersuchungen ist nun das Mass der Kupferverlustveränderung durch die Zusammenfassung der Antriebswicklungen zu quantifizieren. Ausgehend von den geometrischen Abhängigkeiten in Abb. 5.10 können die Längen

$$l_1 = \frac{1}{4}\pi \left(\sqrt{2}\,b_c + \sqrt{\left(2 - \sqrt{2}\right)\,r_c^2}\right) \tag{5.10}$$

und

$$l_2 = \sqrt{\left(2 - \sqrt{2}\right)r_c^2}.$$
 (5.11)

berechnet werden. Hierfür wird vereinfachend angenommen, dass der ge-

samte Zwischenraum zwischen zwei Klauen mit Wicklungen ausgefüllt wird (vgl. Abb. 5.10). Die mittlere Wicklungslänge  $l_{m,2}$  einer zusammengefassten Antriebswicklung ist somit gegeben durch

$$l_{m,2} = 2 l_1 + 2 l_2 = \frac{b_c \pi}{\sqrt{2}} + \frac{1}{2} (4 + \pi) \sqrt{\left(2 - \sqrt{2}\right) r_c^2}.$$
 (5.12)

Würden alle Antriebswicklungen auf einzelne Klauen montiert werden, so ergäbe sich die mittlere Wicklungslänge pro Spule zu



**Abbildung 5.9**: Kupferverlustreduktion  $P_{cu,c}/P_{cu,s}$  pro Klaue mit  $k_{lm} = 1$  in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses und des Lastwinkels  $\varphi$ : (a)  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b = 1$ ,  $\varphi = 0^\circ$ ; (b)  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b = 1$ ,  $\varphi = 22.5^\circ$ ; (a)  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b = 4$ ,  $\varphi = 0^\circ$ ;

$$l_{m,1} = 2 \cdot l_1 = \frac{\pi}{2} \left( \sqrt{2} \, b_c + \sqrt{\left(2 - \sqrt{2}\right) r_c^2} \right). \tag{5.13}$$

Folglich lässt sich das bereits früher erwähnte Verhältnis der Wicklungslänge für zusammengefasste und getrennte Antriebswicklungen  $k_{lm}$  bestimmen zu

$$\frac{l_{m,2}}{2 \cdot l_{m,1}} = k_{lm} = \frac{\sqrt{2} \pi b_c / r_c + (4+\pi) \sqrt{(2-\sqrt{2})}}{2 \pi \left(\sqrt{2} b_c / r_c + \sqrt{(2-\sqrt{2})}\right)}.$$
(5.14)

Der Faktor  $b_c/r_c$  befindet sich für übliche Pumpendimensionierungen im Bereich von 0.3–0.45, was weiter zu einem typischen Wert von  $k_{lm} = 0.9$ führt. Der um 10 % reduzierte Wert von  $k_{lm}$  resultiert deshalb in einer Reduktion der Kupferverluste für separierte Wicklungen. Wird dieser Umstand bei der Bestimmung der Kupferverlustreduktion aus dem vorherigen Abschnitt berücksichtigt, so ergibt sich die erweiterte Verlustreduktion zu



Abbildung 5.10: Geometrische Zusammenhänge zur Berechnung der mittleren Wicklungslänge für den Fall zusammengefasster Antriebswicklungen.

$$\frac{P_{cu,c}}{P_{cu,s}} = \frac{\hat{\Theta}_b^2 + \hat{\Theta}_d^2}{\left(\hat{\Theta}_b + \hat{\Theta}_d\right) \left(\hat{\Theta}_b + k_{lm} \,\hat{\Theta}_d\right)}.$$
(5.15)

Der entstehende Verlauf der Kupferverlustreduktion in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses für  $k_{lm} = 0.9$  wurde bereits in Abb. 5.8 dargestellt. Die Kupferverlustreduktion durch Verwendung von kombinierten Wicklungen wird folglich um ca. 5 % verringert.

## 5.3 Spulenvolumen

Die Berechnung der Kupferverluste im vorherigen Abschnitt basiert auf der Annahme desselben Eisenkreises und damit einhergehend konstanten Spulenvolumens — beziehungsweise Querschnittsfläche  $A_c = A_d + A_b$ , vgl. Abb. 5.11 — für separierte und kombinierte Wicklungen. Folglich sinkt die Stromdichte in einigen Spulen im Falle von kombinierten Wicklungen aufgrund der reduzierten benötigten Durchflutungen. Wird nun die Forderung derselben Abmessungen des Eisenkreises und der Wicklungen aufgebrochen, so ist für kombinierte Wicklungen eine Volumenreduktion zu Lasten der Verlustreduktion möglich. Die theoretischen Grundlagen für dieses entstehende trade-off Problem werden nachfolgend behandelt.



Abbildung 5.11: Dimensionen der separierten und kombinierten Wicklungen.

Die resultierenden Stromdichten aller acht kombinierten Spulen sind allgemein durch

$$J_{c,i,rms} = \frac{\Theta_{c,i,rms}}{h_c \, d_c} \tag{5.16}$$

gegeben. Setzt man nun die Durchflutungen aus Gl. (5.5) und (5.1) in Gl. (5.16) ein, so erhält man die Stromdichten der einzelnen Spulen in Abhängigkeit des Lastwinkels  $\varphi$ .

Nachfolgend wird die Stromdichte in Spule 1  $J_{c,1,rms}$  gleich der maximal erlaubten Stromdichte  $J_{max}$  definiert. Durch Variation des Lastwinkels  $\varphi$ kann nun die benötigte Durchflutung in Spule 1 und damit einhergehend das Volumen — da die Stromdichte konstant gehalten wird — dieser Spule variiert werden. Das Volumen aller übrigen Spulen verändere sich im selben Masse. Dieser Umstand wird in Abb. 5.12 (unterer Teil) illustriert  $(V_s$  bleibt nach wie vor unverändert). Die Variation von  $\varphi$  hat weiter eine Veränderung der Durchflutungen (vgl. Abb. 5.9) und somit auch der entstehenden Stromdichten in den anderen Spulen zur Folge, da für alle Spulen das Volumen von Spule 1 angenommen wird. Der Zusammenhang zwischen Volumenreduktion von Spule 1 durch Veränderung von  $\varphi$  und der Stromdichteänderung in den übrigen Spulen ist in Abb. 5.12 (oberer Teil) veranschaulicht. Nach Abb. 5.12 führt somit eine Volumenreduktion (Wechsel von Bereich 1 hin zu Bereich 2) zu einem starken Anstieg der übrigen Stromdichten. Überschreiten die Stromdichten einiger Wicklungen  $J_{c,i,rms}$  die maximal erlaubte Stromdichte  $J_{max}$ , so entsteht eine "lokale Stromdichteüberschreitung" (Bereich 2 in Abb. 5.12) und damit einhergehend lokale Überhitzungen, welche allgemein zu vermeiden sind.

Die Forderung nach einer maximalen Stromdichte aller Wicklungen unterhalb von  $J_{max}$  (Bereich 1 in Abb. 5.12) führt zum minimalen Spulenvolumen  $V_{min}$  bei  $\varphi = 3\pi/4$ . Für die Erfüllung dieses Kriteriums ist eine entsprechende Positionierung des Pumpenauslasses in Richtung von  $\varphi = 3\pi/4$  unumgänglich. Der in Abb. 5.12 gezeigte exemplarische Fall von  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b = 2$  resultiert folglich in ein Volumenreduktion von 7 %.

Abbildung 5.13 zeigt den bereits bekannten Verlauf der Verlustreduktion über dem Durchflutungsverhältnis in Abhängigkeit der Volumenreduktion in Zusammenhang mit dem Lastwinkel  $\varphi$ . Demnach führt eine Volumenreduktion um 7 % durch Vorgabe von  $\varphi = 3\pi/4$  zu einem geringfügigen Anstieg der Kupferverluste für ein Setup mit kombinierten Wicklungen.



**Abbildung 5.12**: Lokale Stromdichten der kombinierten Wicklungen für die Bedingung  $J_{c,1,rms} = J_{max}$  (oberer Teil); Resultierende Volumenreduktion für ein definiertes Durchflutungsverhältnis  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b = 2$  in Abhängigkeit von  $\varphi$ .

Werden die vorhin erwähnten Spulen mit erhöhter Stromdichte (Bereich 2 in Abb. 5.12) thermisch gut mit Spulen geringer Stromdichte gekoppelt, so kann eine weitere Volumenreduktion vorgenommen werden. Diese Volumenreduktion ist jedoch nur zulässig so lange die mittlere Stromdichte aller acht Spulen unterhalb des maximal erlaubten Wertes zu liegen kommt (1/8  $\sum_{i=1}^{8} J_{c,i,rms} < J_{max}$ ). Der erforderliche Lastwinkel  $\varphi$  zur Erreichung des reduzierten Volumens liegt im Bereich  $\pi/2 - \pi/3$ 



**Abbildung 5.13**: Kupferverlustverhältnis für unterschiedliche Lastwinkel  $\varphi$  (und damit einhergehend unterschiedlichen Spulenvolumina, vgl. Abb. 5.12) und  $k_{lm} = 0.9$  in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses.

und hängt vom Durchflutungsverhältnis  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b$  ab (vgl. Abb. 5.12). Aus Abb. 5.13 wird ersichtlich, dass für einen beispielhaften Lastwinkel  $\varphi = 3\pi/8$  die gesamten Kupferverluste im Falle von kombinierten Wicklungen ungefähr den Verlusten mit separierten Wicklungen entsprechen, jedoch das Gesamtvolumen um 30 % reduziert werden kann (Übergang zwischen Bereich "lokaler Stromdichteerhöhung 2" in Abb. 5.12).

Wird das Spulenvolumen noch weiter verkleinert, so steigt selbst die mittlere Stromdichte  $1/8 \sum_{i=1}^{8} J_{c,i,rms}$  über den maximal erlaubten Wert und es tritt der "Bereich globaler Stromdichteüberschreitung" (Bereich 3 in Abb. 5.16) auf. Eine Volumenreduktion hin zu diesem Bereich ist aufgrund der erhöhten Verluste und Spulenerwärmungen nicht zulässig.

## 5.4 Anforderungen an die Leistungselektronik

Die Verluste in der Leistungselektronik stellen einen weiteren wichtigen Punkt für den Vergleich der zwei Wicklungskonzepte dar. In einem ersten Schritt werden zwei Topologien gefunden welche den Vergleich basierend auf der Forderung gleicher Ausgangsleistung ermöglichen. Anschliessend wird der benötigte Strom pro Phase, welcher zur selben Leistung führt, für beide Wicklungskonzepte bestimmt. Dieser verlustbestimmende Strom hängt sehr stark von der Windungszahl N ab, weshalb für beide Konzepte diese hinsichtlich eines fairen Vergleichs optimiert werden muss. Um die erhaltenen Ergebnisse möglichst übersichtlich und den mathematischen Aufwand in vernünftigen Grenzen zu halten, werden ggf. geeignete Vereinfachungen getroffen.

Im Falle separierter Wicklungen müssen je zwei Lager– und Antriebsphasen von der Leistungselektronik bestromt werden, jede bestehend aus vier in Serie geschalteten Wicklungen<sup>1</sup>. Im Gegensatz dazu müssen für ein Setup mit kombinierten Wicklungen acht Spulen unterschiedlich und unab-

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Eine Antriebswicklung, welche zusammengefasst über zwei Klauen gewickelt wird, entspricht einer Serienschaltung von zwei Wicklungen mit derselben Windungszahl.



(a)

Äquivalente Antriebsphase 1 (beinhaltet auch das Lager)



**Abbildung 5.14**: Vergleichbare Umrichtertopologien mit derselben nominalen Ausgangsleistung für (a) separierte und (b) kombinierte Wicklungen.

hängig voneinander bestromt werden. Aus diesen Gründen wird ein Konzept bestehend aus acht Halbbrücken für den Betrieb beider Wicklungskonzepte eingesetzt (vgl. Abb. 5.14). Im Falle von separierten Wicklungen erfolgt eine Verschaltung der Phasen zwischen zwei Halbbrückenzweige, beziehungsweise als Vollbückenschaltung, wie in Abb. 5.14(a) illustriert. Für den Betrieb der kombinierten Wicklungen werden diese in Stern verbunden und jede Spule einzeln über eine Halbbrücke bestromt (vgl. Abb. 5.14(b)). Folglich bestehen beide Setups aus derselben Anzahl Leistungshalbleiter, welche die gleichen Stromanforderungen erfüllen müssen und mit der identischen Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  versorgt werden.

#### 5.4.1 Separierte Wicklungen

Betrachtet man beispielhaft lediglich eine Antriebsphase des Setups mit separierten Wicklungen (vgl. Abb. 5.14(a)), so kann ein Ersatzschaltbild nach Abb. 5.15(a), bestehend aus vier in Serie geschalteten Wicklungen, gebildet werden. Jede Spule wird durch eine Induktivität  $L_s$  und die auftretende induzierte Spannung  $\hat{U}_{ind,s} = k_u \cdot N_s \cdot n$  berücksichtigt. Der Index *s* kennzeichnet hierbei das Setup mit separierten Wicklungen. Aufgrund der Serienschaltung von vier gleichen Spulen ergibt sich die gesamte Induktivität pro Phase zu  $4 \cdot L_s$  mit der total auftretenden induzierten Spannung  $4 \cdot \hat{U}_{ind,s}$ .

Für typische Pumpenanwendungen mit einem geforderten Konstantdurchfluss (vgl. Kapitel 3) folgt das Skalierungsgesetz für die benötigte mecha-



**Abbildung 5.15**: Ersatzschaltbilder einer Antriebsphase für (a) separierte und (b) kombinierte Wicklungen zur Berechnung des benötigten Phasenstromes  $\hat{I}_{req}$ .

nische Leistung zu

$$P_{req} = k_P \cdot n^2, \tag{5.17}$$

mit einer allgemeinen Pumpenkonstante  $k_P$  und der Drehzahl n in rpm. Ausgehend von der mechanischen Leistung, welche pro Antriebsphase erzeugt wird

$$P_{mech,s} = \frac{1}{2} \left( 4 \cdot \hat{U}_{ind,s} \cdot \hat{I}_{req,s} \right), \qquad (5.18)$$

kann der benötigte Strom pro Phase  $\hat{I}_{req,s}$ , zur Erreichung der geforderten Leistung, durch Gleichsetzen von  $P_{req}$  und  $P_{mech,s}$  berechnet werden:

$$\hat{I}_{req,s} = \frac{k_P n}{2 k_u N_s}.$$
(5.19)

Der maximal einprägbare Strom durch die Leistungselektronik ist jedoch durch die Induktivität und die auftretende induzierte Spannung beschränkt und ergibt sich allgemein zu

$$\hat{I}_{feas} = \frac{60 \cdot \sqrt{U_{DC}^2 - \hat{U}_{ind}^2}}{2 \,\pi \,n \,L}.$$
(5.20)

Für den Spezialfall von separierten Wicklungen folgt aus Gl. (5.20) weiters

$$\hat{I}_{feas,s} = \frac{60 \cdot \sqrt{U_{DC}^2 - 16 \cdot k_u^2 \cdot n^2 \cdot N_s^2}}{2\pi \cdot n \cdot k_L N_s^2 \cdot 4}$$
(5.21)

mit dem allgemeinen Zusammenhang zwischen der Induktivität und der Windungszahl  $L_s = k_L N_s^2$  über den konstanten Faktor  $k_L$ .

Bei näherer Betrachtung von Gl. (5.19) und Abb. 5.16 fällt auf, dass der benötigte Phasenstrom  $\hat{I}_{req,s}$  mit einer steigenden Windungszahl  $N_s$  absinkt. Folglich würde eine unendliche Anzahl von Windungen zu einem minimalen benötigten Strom und minimalen Verlusten führen. Da jedoch der maximal einprägbare Strom  $\hat{I}_{feas,s}$  quadratisch mit steigender Windungszahl  $N_s$  abfällt (vgl. Gl. (5.21) und Abb. 5.16), existiert eine optimale Windungszahl  $N_{opt}$  welche bei dem Schnittpunkt von  $\hat{I}_{req}$  und



**Abbildung 5.16**: Allgemeine Skalierungsgesetzmässigkeiten des benötigten Phasenstromes  $\hat{I}_{req}$  und maximal einprägbaren Strom durch die Leistungselektronik  $\hat{I}_{feas}$  in Abhängigkeit der Windungszahl N.

 $\hat{I}_{feas}$  auftritt und durch Gleichsetzen der zwei Ströme aus Gl. (5.19) und (5.21) für separierte Wicklungen gefunden werden kann:

$$N_{opt,s} = \frac{15 \, k_u \, U_{DC}}{n \cdot \sqrt{3600 \, k_u^4 + \pi^2 \, k_L^2 \, k_P^2 \, n^2}}.$$
(5.22)

Windungszahlen grösser als  $N_{opt,s}$  resultieren in einem maximal einprägbaren Strom welcher unterhalb des benötigten Stroms liegt, weshalb die geforderte Leistung nicht aufgebracht werden kann ( $\hat{I}_{feas} < \hat{I}_{req}$ ). Für Windungszahlen unterhalb von  $N_{opt,s}$  kann die geforderte Leistung zwar aufgebracht werden, der höhere benötigte Strom führt jedoch zu grösseren Verlusten in der Leistungselektronik. Folglich stellt  $N_{opt}$  jene Windungszahl dar, mit deren Hilfe die geforderte Leistung  $P_{req,s}$  mit den geringsten Verlusten in der Leistungselektronik aufgebracht werden kann.

Eine Pumpendimensionierung für einen mittleren Drehzahlbereich führt zu einer gleichwertigen Betrachtung der zwei Terme unterhalb der Wurzel in Gl. (5.22). Bei Pumpsystemen hoher Drehzahl dominiert der zweite Term unterhalb der Wurzel, weshalb der erste vernachlässigt und die Approximation für die optimale Windungszahl

$$N_{opt,s} = \frac{15 \, k_u \, U_{DC}}{\pi \, k_L \, k_P \, n^2} \quad \text{für hohe Drehzahlen} \tag{5.23}$$

gefunden werden kann. Soll jedoch ein Pumpsystem für niedrige Drehzahlen (meist als Mixer verwendet) dimensioniert werden, so kann die Approximation der optimalen Windungszahl unter Vernachlässigung des zweiten Terms unter der Wurzel in Gl. (5.22) abgeleitet werden:

$$N_{opt,s} = \frac{U_{DC}}{4 k_u n} \qquad \text{für niedrige Drehzahlen.}$$
(5.24)

Diese Approximationen bilden die Basis für die nachfolgenden vereinfachten Untersuchungen.

Um die Verlustberechnung der Leistungselektronik weiter zu vereinfachen und übersichtlich zu gestalten, wird lediglich eine quadratische Abhängigkeit der Verluste in den Leistungshalbleitern vom Phasenstrom angenommen. Die gesamten Leistungselektronikverluste für ein Setup mit separierten Wicklungen folgen schlussendlich für alle vier Vollbrücken (bzw. acht Halbbrücken) zu

$$P_{el,s} = \underbrace{4 \cdot k_{el} \cdot \left(\frac{\hat{I}_{req,s}}{\sqrt{2}}\right)^2}_{Drive} + \underbrace{4 \cdot k_{el} \cdot \left(\frac{\hat{\Theta}_b}{\sqrt{2} \cdot N_{s,b}}\right)^2}_{Bearing}.$$
(5.25)

Der Faktor  $k_{el}$  repräsentiert hier die Verlustkonstante pro Halbbrücke. Der Strom durch die Lagerphasen ist weiter durch  $\hat{\Theta}_b/N_{s,b}$  mit der Windungszahl  $N_{s,b}$  der Lagerwicklungen gegeben. Da die auftretenden induzierten Spannungen in den einzelnen Lagerspulen durch die Serienschaltung eliminiert werden (vgl. Abschnitt 5.1.1), kann die Windungszahl  $N_{s,b}$  theoretisch sehr hoch gewählt werden, weshalb in weiterer Folge die Leistungselektronikverluste zufolge des Lagerstromes vernachlässigt werden können. Gleichung (5.25) lässt sich somit weiter vereinfachen:

$$P_{el,s} = 2 \cdot k_{el} \cdot \hat{I}^2_{req,s} \quad \text{für} \quad N_{s,b} \to \infty \tag{5.26}$$

Der benötigte Strom  $\hat{I}_{req,s}$  ist durch Einsetzen der optimalen Windungszahl aus Gl. (5.23) beziehungsweise (5.24) in Gl. (5.19) gegeben.

In praktisch relevanten Anwendungen, wie zum Beispiel als Zentrifugalpumpe, treten global konstante Kräfte wirkend auf den Rotor auf, welche zu einer geforderten Lagerdurchflutung mit der Frequenz des Antriebsstromes führen. Da die Induktivität der Lagerphase mit  $N_{s,b}^2$  wächst und diese Induktivität den maximal erreichbaren Strom für eine gegebene Frequenz beschränkt, muss die Windungszahl der Lagerwicklungen zur Erreichung der geforderten Dynamik reduziert werden. Für den exemplarischen Fall, dass die Windungszahl des Lagers jener des Antriebs entspricht (dieser Umstand stellt einen Worst-case Fall dar), können die Leistungselektronikverluste angepasst werden zu:

$$P_{el,s} = 2 \cdot k_{el} \cdot \hat{I}_{req,s}^2 \cdot \left(1 + \frac{\hat{\Theta}_b^2}{\hat{\Theta}_d^2}\right) \quad \text{für} \quad N_{s,b} = N_{opt,s}.$$
 (5.27)

#### 5.4.2 Kombinierte Wicklungen

Bei einem Setup mit kombinierten Wicklungen liegen alle acht Spulen parallel wobei jede die Induktivität  $L_c = k_L \cdot N_c^2$  und die induzierte Spannung  $\hat{U}_{ind,c} = k_u \cdot n \cdot N_c$  aufweist (vgl. Abb. 5.15(b)). Aufgrund derselben Motorkonfiguration für beide Wicklungskonzepte sind die Motorkonstanten  $k_L$  und  $k_u$  für beide Setups identisch<sup>2</sup>. Um dieselbe mechanische Leistung auch mit kombinierten Wicklungen<sup>3</sup> zur Verfügung stellen zu können, folgt der benötigte Strom pro Spule zu

$$\hat{I}_{req,c} = \frac{k_P n}{2 \, k_u \, N_c}.$$
(5.28)

Gleichung (5.28) beschreibt nur den benötigten Strom pro Spule, um das geforderte Drehmoment zu erzeugen. Da jedoch im Falle von kombinierten Wicklungen auch die notwendigen Lagerdurchflutungen  $\hat{\Theta}_b$  über dieselben Wicklungen eingeprägt werden müssen, führt dies zu einer Erhöhung des benötigten Stromes und damit einhergehend zu einer Anpassung der optimalen Windungszahl  $N_{opt,c}$ . Diese lässt sich abhängig von einem Worst-case Lagerstrom berechnen. Betrachtet man z.B.  $\Theta_{c,5}$  in Gl. (5.5), so erkennt man, dass für  $\varphi = 0^{\circ}$  der Lagerstrom phasengleich

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup>Die im vorherigen Abschnitt erwähnte Möglichkeit der Volumenreduktion bei kombinierten Wicklungen wird aus Gründen der besseren Übersichtlichkeit an dieser Stelle nicht berücksichtigt.

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup>Jeweils vier Spulen entsprechen hier einer Antriebsphase und werden deshalb mit demselben Antriebsstrom bestromt (vgl. Abb. 5.15(b)).

zum notwendigen Antriebsstrom ist und folglich der maximal in allen Spulen auftretende Worst–case Strom gegeben ist durch

$$\hat{I}_{req,c,worst-case} = \hat{I}_{req,c} \cdot \left(1 + \frac{\hat{\Theta}_b}{\hat{\Theta}_d}\right).$$
(5.29)

Aus Abb. 5.14 geht hervor, dass für ein Setup mit kombinierten Wicklungen aufgrund der Sternschaltung nur die halbe Zwischenkreisspannung  $U_{DC}/2$  an jeder Spule zur Verfügung steht.

Darauf aufbauend resultiert für den maximal von der Leistungselektronik einprägbaren Strom

$$\hat{I}_{feas,c} = \frac{60 \cdot \sqrt{(U_{DC}/2)^2 - k_u^2 \cdot n^2 \cdot N_c^2}}{2 \pi \cdot n \cdot k_L N_c^2}.$$
(5.30)

Die optimale Windungszahl kann nun analog zu jener für separierte Wicklungen durch Gleichsetzen von Gl. (5.29) und (5.30) unter Berücksichtigung der vorhin eingeführten Vereinfachungen für hohe Drehzahlen zu

$$N_{opt,c} = \frac{15 \, k_u \, U_{DC}}{\pi \, k_L \, k_P \, n^2} \cdot \frac{2 \, \hat{\Theta}_d}{\hat{\Theta}_d + \hat{\Theta}_b} \tag{5.31}$$

und für niedrige Drehzahlen zu

$$N_{opt,c} = \frac{U_{DC}}{2k_u n} \tag{5.32}$$

bestimmt werden. Als Resultat lassen sich nun die entstehenden Verluste der Leistungselektronik durch Aufsummieren der Verluste aller acht Halbbrücken berechnen:

$$P_{el,c} = k_{el} \cdot \sum_{i=1}^{8} \left(\frac{\Theta_{c,i,rms}}{N_{opt,c}}\right)^2.$$
(5.33)

Die endgültigen Verluste der Leistungselektronik für ein Setup mit kombinierten Wicklungen können schlussendlich durch Einsetzen von Gl. (5.1) und (5.5) in Gl. (5.33) in Abhängigkeit des benötigten Antriebsstromes



**Abbildung 5.17**: Leistungselektronikverlustverhältnis in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses  $\hat{\Theta}_d / \hat{\Theta}_b$ .

 $\hat{I}_{req,c}$  pro Spule und dem Durchflutungsverhältnis gefunden werden zu:

$$P_{el,c} = 4 \cdot k_{el} \cdot \hat{I}_{req,c}^2 \cdot \left(1 + \frac{\hat{\Theta}_b^2}{\hat{\Theta}_d^2}\right)$$
(5.34)

Werden nun die geforderten Antriebsströme aus Gl. (5.19) und (5.28) in die jeweiligen Verlustleistungen in Gl. (5.26) und (5.34) eingesetzt, so kann das Verlustleistungsverhältnis der Leistungselektronik für hohe<sup>4</sup>

$$\frac{P_{el,c}}{P_{el,s}} = \frac{\left(\hat{\Theta}_d + \hat{\Theta}_b\right)^2 \cdot \left(\hat{\Theta}_d^2 + \hat{\Theta}_b^2\right)}{2\,\hat{\Theta}_d^4} \tag{5.35}$$

und niedrige Drehzahlen

$$\frac{P_{el,c}}{P_{el,s}} = \frac{\hat{\Theta}_d^2 + \hat{\Theta}_b^2}{2\,\hat{\Theta}_d^2} \tag{5.36}$$

in Abhängigkeit der benötigten Durchflutungen berechnet werden. Diese

 $<sup>^{4}{\</sup>rm Zur}$ Vereinfachung wurde bloss der Fall einer unendlich hohen Windungsanzahl der separierten Lagerwicklung berücksichtigt.

entstehenden Verlustleistungsverhältnisse sind in Abb. 5.17 dargestellt. Für ein Durchflutungsverhältnis von 1 ergeben sich für niedrige Drehzahlen exakt dieselben Verluste für separierte und kombinierte Wicklungen. Für hohe Drehzahlen und gleiches Durchflutungsverhältnis treten im Falle von kombinierten Wicklungen um einen Faktor 4 vergrösserte Verluste in der Leistungselektronik auf. Konkret bedeutet dies, dass für Anwendungen mit einer niedrigen geforderten Antriebsleistung (Niederdruckpumpen) und/oder hohen Lagerkräften die Leistungselektronikverluste für kombinierte Spulen deutlich vergrössert werden. Für typische Durchflutungsverhältnisse  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_d$  in einem Bereich von 2–3 und hohen geforderten Drehzahlen resultieren für beide Konzepte ähnliche Leistungselektronikverluste. Abbildung 5.17 zeigt zudem ein berechnetes Verlustleistungsverhältnis nach Gl. (5.22) mit experimentell bestimmten Werten von  $k_L$ ,  $k_P$  und  $k_u^5$  des Labornusters — welches in Abschnitt 5.6 vorgestellt wird — für eine Drehzahl von 8000 rpm. Diese zusätzliche Kurve bestätigt die Gültigkeit der Approximation für hohe Drehzahlen, welche in Gl. (5.23) und (5.31) Anwendung fand.

Erneut lässt sich eine Unabhängigkeit des Verlustverhältnisses vom Lastwinkel  $\varphi$  feststellen, obwohl die Verluste der einzelnen Halbbrücken, analog zu den Kupferverlusten, sehr wohl von  $\varphi$  abhängen. Das Verlustleistungsverhältnis zeigt zudem eine Unabhängigkeit gegenüber den Motorkonstanten  $k_L$ ,  $k_P$  und  $k_u$  und bleibt somit konstant für eine Skalierung der Motorgeometrie, sofern beide Setups im gleichen Masse skaliert werden.

## 5.5 Maximal erreichbare Drehzahl

Wie bereits in Kapitel 1 erwähnt, wird ein Pumpsystem mit maximalem Ausgangsdruck gesucht. Resultierend führt dies zu einer grösstmöglich geforderten Drehzahl, da der Ausgangsdruck mit  $n^2$  skaliert. Dieser Abschnitt dient der Berechnung der maximal erreichbaren Drehzahl basierend auf den benötigten Strömen zur Aufbringung der geforderten mechanischen Leistung.

 $<sup>5</sup>k_L = 1.2 \cdot 10^{-7}$  [H];  $k_P = 1.3 \cdot 10^{-6}$  [Ws<sup>2</sup>];  $k_u = 5.5 \cdot 10^{-6}$  [Vs]

## 5.5.1 Separierte Wicklungen

Wird die optimale Windungszahl für separierte Wicklungen aus Gl. (5.23)in Gl. (5.19) für den benötigten Strom eingesetzt<sup>6</sup>, so erhält man

$$\hat{I}_{req,s} = \frac{\pi \, k_L \, k_P^2 \, n^3}{30 \, k_u^2 \, U_{DC}}.\tag{5.37}$$

Das Gleichsetzen des Phasenstromes aus Gl. (5.37) mit dem maximal erlaubten Strom pro Halbbrücke  $I_{max}$  und anschliessende Auflösen nach n führt zur gesuchten maximal erreichbaren Drehzahl für die gegebenen Limitierungen der Leistungselektronik durch  $I_{max}$ :

$$n_{max,s} = \sqrt[3]{\frac{30 I_{max} k_u^2 U_{DC}}{k_L k_P^2}}.$$
(5.38)

#### 5.5.2 Kombinierte Wicklungen

Im Falle von kombinierten Wicklungen lässt sich die maximal erreichbare Drehzahl auf ähnliche Art wie für separierte Wicklungen bestimmen. An dieser Stelle muss jedoch der Worst-case Strom aus Gl. (5.29) mit zusätzlicher Berücksichtigung der Lageranforderungen für die Berechnung in Betracht gezogen werden. Wird wiederum die optimale Windungszahl aus Gl. (5.31) in Gl. (5.29) eingesetzt, so erhält man den geforderten Strom in Abhängigkeit der Drehzahl

$$\hat{I}_{req,c,worts-case} = \frac{\pi \, k_L \, k_P^2 \, n^3}{60 \, k_u^2 \, U_{DC}} \cdot \frac{\left(\hat{\Theta}_d + \hat{\Theta}_b\right)^2}{\hat{\Theta}_d^2}.$$
(5.39)

Durch Gleichsetzen dieses Stromes mit dem maximal erlaubten Strom pro Halbbrücke  $I_{max}$  und anschliessendem Auflösen nach n, resultiert

 $<sup>^6\</sup>mathrm{Da}$  an dieser Stelle ein System mit maximaler Drehzahl gesucht wird, wird nur die Approximation für hohe Drehzahlen angewandt.



Abbildung 5.18: Maximal erreichbares Drehzahlverhältnis in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses.

die maximal erreichbare Drehzahl für den Fall kombinierter Wicklungen:

$$n_{max,c} = \sqrt[3]{\frac{60 I_{max} k_u^2 U_{DC} \hat{\Theta}_d^2}{\pi k_L k_P^2 \left(\hat{\Theta}_d + \hat{\Theta}_b\right)^2}}.$$
 (5.40)

Abschliessend kann das Drehzahlverhältnis für separierte und kombinierte Wicklungen in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses gebildet werden (vgl. Abb. 5.18)

$$\frac{n_{max,c}}{n_{max,s}} = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot \hat{\Theta}_d^2}{\left(\hat{\Theta}_d + \hat{\Theta}_b\right)^2}}.$$
(5.41)

Hier lässt sich gut erkennen, dass für Systeme mit einer niedrigen geforderten Antriebsleistung (Niederdruckpumpen) beziehungsweise hohen Lagerkräften signifikant grössere Drehzahlen mit separierten Wicklungen erreicht werden können. Wird jedoch eine Hochdruckpumpe mit einem Durchflutungsverhältnis im Bereich von 2 bis 3 angestrebt, so führen beide Wicklungskonzepte zu ähnlichen maximalen Drehzahlen.

## 5.6 Experimentelle Verifikation

Für die Verifikation der vorhin durchgeführten Berechnungen wurden zwei Labormuster nach den Dimensionen des optimierten Systems aus Kapitel 8 aufgebaut, welche in Abb. 5.19(a) mit separierten und in Abb. 5.19(b) mit kombinierten Wicklungen gezeigt sind. Beide Setups werden mit Hilfe derselben Leistungselektronik betrieben, mit dem einzigen Unterschied, dass für kombinierte Wicklungen acht anstatt nur vier Stromsensoren notwendig sind. Die im Folgenden gezeigten Messergebnisse basieren auf einer Zwischenkreisspannung der Leistungselektronik von 48 V und einem maximal erlaubten Strom pro Halbbrücke von  $I_{max}$ = 10 A.

In einem ersten Schritt wurden Strommessungen zur Verifikation der Annahmen aus Abschnitt 5.2 durchgeführt. Diese sind in Abb. 5.20(a) für separierte und in Abb. 5.20(b) für kombinierte Wicklungen dargestellt. Im Falle von separierten Wicklungen ist sehr gut der Lastwinkel  $\varphi$  zu erkennen, welcher als Phasendifferenz zwischen dem Antriebs- $(i_{d,1})$  und Lagerstrom  $(i_{b,1})$  auftritt und von der Einbaulage des Pumpenauslasses abhängt. Zudem kann bei direktem Vergleich der Lager- und Antriebsströme die grössere Amplitude letzterer erkannt werden. Diese resultiert aus der geringeren Windungszahl der Antriebswicklungen  $(N_{s,d} < N_{s,b})$ .



**Abbildung 5.19**: Labormuster einer lagerlosen Pumpe mit (a) separierten Wicklungen mit den zusammengefassten Antriebswicklungen, welche über zwei Klauen montiert sind ( $k_{lm} = 0.9$ ); (b) kombinierten Wicklungen.



Abbildung 5.20: Strommessungen durchgeführt an den Labormustern mit (a) separierten und (b) kombinierten Wicklungen mit derselben hydraulische Last von 14 l/min bei einem Ausgangsdruck von 1.1 bar. Abbildung (a) zeigt die Ströme einer Antriebs- und beider Lagerphasen für separierte Wicklungen mit dem Lastwinkel  $\varphi$ . Abbildung (b) zeigt die Ströme in den Wicklungen 1, 2 und 3 für kombinierte Wicklungen (Stromskalierung aller Kanäle 5 A/div, Zeitskalierung 4 ms/div).



**Abbildung 5.21**: Kupferverlustverhältnis  $P_{cu,c}/P_{cu,s}$  und Leistungselektronikverlustverhältnis  $P_{el,c}/P_{el,s}$  in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses für den Wicklungslängenfaktor  $k_{lm} = 0.9$  (vgl. Abb. 5.8) mit Messungen durchgeführt an den Labormustern bei verschiedenen Lastpunkten und Drehzahlen (für paarweise gleiche hydraulische Bedingungen): 1: 7000 rpm,  $P_{mech} = 130$  W; 2: 7000 rpm,  $P_{mech} = 50$  W; 3: 6000 rpm,  $P_{mech} = 55$  W; 4: 8000 rpm,  $P_{mech} = 155$  W; 5: 7000 rpm,  $P_{mech} = 115$  W.

Für ein Setup mit kombinierten Wicklungen stellen die Phasenströme eine Superposition der benötigten Lager– und Antriebsströme dar. Resultierend treten unterschiedliche Amplituden und Phasendifferenzen der Ströme auf (vgl. Abb. 5.20(b)) und der Lastwinkel  $\varphi$  kann nicht eindeutig identifiziert werden.

#	$\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b$	$P_{mech}$	$P_{cu,s}$	$P_{cu,c}$	$P_{el,s}$	$P_{el,c}$
		[W]	[W]	[W]	[W]	[W]
1	1.2	130	18.6	8.4	2.4	4.6
2	1.7	50	7.6	3.8	1.5	2.3
3	1.8	55	8.2	4.4	1.8	2.6
4	2.3	155	40.0	30.0	4.5	6.5
5	3.0	115	18.5	13.9	2.8	3.4

**Tabelle 5.1**: Messungen analog zu Abb. 5.21 durchgeführt mit den Labormusternaus Abb. 5.19.

Zur Verifikation der in Abschnitt 5.2 berechneten Kupferverlustreduktion, wurden in einem zweiten Schritt mehrere Messungen mit unterschiedlichen Lastpunkten und Drehzahlen durchgeführt. Die entstehenden Verlustverhältnisse sind zusammen mit der in Abschnitt 5.2 ermittelten Kurve für  $k_{lm} = 0.9$  in Abb. 5.21 zusammengefasst. Zusätzlich sind in Abb. 5.21 die gemessenen Verlustverhältnisse der Leistungselektronik zusammen mit der bereits in Abb. 5.17 gezeigten Berechnung für n =8000 rpm geplottet. Jeder Messpunkt entspricht hierbei dem experimentell bestimmten Verhältnis der Verluste der Setups mit separierten und kombinierten Wicklung beim selben Lastpunkt. Die gemessenen Werte sind zusätzlich in Tabelle 5.1 zusammengestellt. Aus Abb. 5.21 wird die deutliche Reduktion der Kupferverluste durch Anwendung von kombinierten Wicklungen ersichtlich. Die gemessenen Punkte entsprechen dem prinzipiellen Verlauf der Berechnungen aus Kapitel 5.2. Auch die gemessenen Verhältnisse der Leistungselektronikverluste folgen dem berechneten Verlauf. Mit den in Abb. 5.19 gezeigten Labormustern wurden für die untersuchten Lastpunkte maximale Drehzahlen von 9500 rpm mit separierten und 8000 rpm mit kombinierten Wicklungen bei einer maximalen mechanischen Ausgangsleistung von 160 W erreicht.

## 5.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zwei Wicklungskonzepte für lagerlose Pumpen unter Zugrundelegung

- gleicher Anforderungen an beide Systeme bezüglich Moment und Lagerkraft
- gleiche Abmessungen
- gleicher magnetischer Rotoren
- sowie gleiche Wicklungsfaktoren

verglichen. Der Vergleich bezog sich auf die entstehenden Kupfer– sowie Leistungselektronikverluste, das benötigte Volumen der Wicklungen und abschliessend die maximal erreichbare Drehzahl, welche mit dem erreichbaren Ausgangsdruck der Pumpe korrespondiert. Den grössten Unterschied weisen die betrachteten Wicklungskonzepten hinsichtlich der Kupferverluste auf, welche mit Hilfe von kombinierten Wicklungen um ca. 30–40 % verringert werden können. Messungen verifizieren diese theoretisch bestimmte Verlustreduktion. Optional kann auf Kosten der Verlustreduktion jedoch auch eine Volumenreduktion mittels kombinierten Wicklungen stattfinden. Unter Voraussetzung einer gleichbleibenden Verlustleistung wird eine theoretisch maximale Volumenreduktion von ca. 30 % erreicht.

Bezüglich der Leistungselektronikverluste stellte sich eine starke Abhängigkeit der Verluste von den benötigten Lager- und Antriebskräften und ein Anstieg der Verluste für ein Setup mit kombinierten Wicklungen vor allem für hohe Drehzahlen heraus. Aufgrund der Forderung nach einer konstanten Ausgangsleistung für beide Systeme kann dieselbe Leistungselektronik mit denselben Spannungs- und Strombeanspruchbarkeiten für separierte und kombinierte Wicklungen Anwendung finden. Für typische Pumpen mit einem hohen Ausgangsdruck resultieren die entstehenden Leistungselektronikverluste beider Konzepte in vergleichbaren Werten.

Die Berechnungen der Kupfer– und Leistungselektronikverluste sowie der Volumenreduktion basieren auf der Annahme eines sinusförmig geforderten Lagerstromes, welcher eine Phasendifferenz  $\varphi$  bezüglich dem Antriebsstrom aufweist. Eine solche Stromform tritt vor allem bei Kreiselpumpen mit einer räumlich konstanten Kraft in Richtung des Pumpenauslasses zu Tage. Für die praktische Realisierung sei jedoch angemerkt, dass zusätzliche stochastische Störgrössen sowie höherfrequente Stromanforderungen aufgrund von Unwuchterscheinungen auftreten, welche zu veränderten Ergebnissen führen. Durchgeführte Messungen zeigen jedoch einen dominierenden Einfluss der angenommenen konstanten Lagerkraft und bestätigen die Zulässigkeit der getroffenen Vereinfachung.

Betrachtet man die maximal erreichbare Drehzahl, so erweist sich abermals ein System mit separierten Wicklungen speziell für hohe Lageranforderungen ( $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b \approx 1$ ) als vorteilhaft. Für ein System mit einem Durchflutungsverhältnis im Bereich zwischen 2 und 3 führen jedoch beide Wicklungskonzepte zu einer vergleichbaren Maximaldrehzahl. Hinsichtlich der Messungen in Abb. 5.21 treten allerdings auch Betriebspunkte mit hohen relativen Lageranforderungen und dementsprechenden Durchflutungsverhältnissen im Bereich von 1 auf. Zur Gewährleistung eines stabilen Betriebs muss somit dieses Durchflutungsverhältnis als Worst-
case für die Dimensionierung der Wicklungen (bzw.  $N_{opt,c}$ ) herangezogen werden (vgl. Design Punkt in Abb. 5.22). Für den in Abb. 5.22 gezeigten Verlauf für  $N_c = N_{opt,c}$  wird das Drehzahlverhältnis stets abhängig vom Durchflutungsverhältnis und der jeweiligen optimalen Windungszahl  $N_{opt,c}(\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_d)$  bestimmt. In praktischen Realisierungen bleibt die einmalig gewählte Windungszahl jedoch für alle Betriebspunkte konstant. Wird nun für ein solches praktisches Design die Windungszahl  $N_c$  der kombinierten Wicklungen entsprechend dem Worst-case Design Punkt in Abb. 5.22 gewählt, so führt dies im Folgenden zu einer Reduktion der maximal erreichbaren Drehzahl von ca. 10 % selbst bei geringeren Lageranforderungen. Dies bedeutet konkret, dass ein System mit kombinierten Wicklungen, welches auf  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_d = 1$  dimensioniert wurde, auch für  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_d = 3$  eine reduzierte maximale Drehzahl im Vergleich zu einem System mit separierten Wicklungen aufweist. Daraus resultiert der Entschluss das Konzept mit kombinierten Wicklungen für die in der vorliegenden Arbeit gesuchte Pumpe maximaler Druckdichte aufgrund der geforderten hohen Drehzahl nicht weiter zu verfolgen. Für etwaige Anwendungen mit abgeänderten Anforderungen, wie zum Beispiel Mixer (geringe Drehzahl, hohes Moment) oder Ähnliches, kann der Einsatz von kombinierten Wicklungen jedoch aufgrund der potentiellen Verlustreduktion erfolgsversprechend sein.



**Abbildung 5.22**: Maximal erreichbares Drehzahlverhältnis in Abhängigkeit des Durchflutungsverhältnisses für die jeweils optimale Windungszahl und eine konstante Windungszahl dimensioniert für ein Durchflutungsverhältnis von  $\hat{\Theta}_d/\hat{\Theta}_b = 1$ .

## Kapitel 6

# Reduktion des Konvertervolumens

Für den Betrieb des vorhin vorgestellten Pumpsystems wird üblicherweise eine Gleichspannung von 48 V benötigt. Zur Erhöhung der Flexibilität und Mobilität des Pumpsystems dient das vorliegende Kapitel der Vorstellung eines Netzteiles, welches den direkten Betrieb des Pumpsystems am Einphasennetz ermöglicht. Das Hauptaugenmerk liegt hierbei auf einer maximalen Leistungdichte. Diese bildet die Basis für eine erfolgreiche Integration des Netzteils in das Pumpsystem. Eine weitere ebenso bedeutungsvolle Bedingung an das Netzteil definiert die Erfüllung gegebener Normen für nieder– und hochfrequente Störsignal–Aussendungen.

In einem ersten Schritt dient ein AC–DC Boost–Konverter mit Leistungsfaktorkorrektur (vgl. Abb. 6.1) der Erzeugung einer gleichgerichteten, hochgesetzten und konstanten Spannung. In weiterer Folge wird diese Spannung mit Hilfe eines potentialgetrennten DC–DC–Konverters auf die gewünschte Versorgungsspannung des Pumpsystems transformiert.

Ziel dieses Kapitels ist die detaillierte Untersuchung und Optimierung der eingangsseitigen Boost-Gleichrichterschaltung mit Leistungsfaktorkorrektur (engl. *Power Factor Correction*, im weiteren kurz PFC). Abschliessend wird eine volumenreduzierte Realisierung des nachgeschalteten DC-DC-Konverters vorgestellt. Optimierungen dieser Topologie be-



**Abbildung 6.1**: Topologie eines Boost–PFC Pulsgleichrichters mit n parallelen (*interleaved*) Boost–Stufen und EMV–Filterung zur Unterdrückung hochfrequenter leitungsgebundener Störungen.



Abbildung 6.2: Unidirektionale DC–DC–Konvertertopologie mit Potentialtrennung.

züglich maximaler Effizienz und Leistungsdichte wurden in der Literatur ausführlich behandelt [54–56, 56], weshalb an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen wird.

Die Thematik der Einhaltung der Normen bezüglich maximal erlaubter nieder- und hochfrequenter Stromoberschwingungen (Störungen) muss bei der Dimensionierung von netzgebundenen Konvertern stets berücksichtigt werden. Diese Einhaltung der Normen führte in der Vergangenheit zur Entwicklung von Schaltungen mit Leistungsfaktorkorrektur — Eingangsspannung und –strom sind in Phase, es wird keine Blindleistung vom System aufgenommen und die niederfrequenten Störungen werden entsprechend der Norm IEC 61000–2–3 [57] eliminiert — in Zusammenhang mit EMV (Elektro Magnetische Verträglichkeit) Eingangsfiltern, welche zur Unterdrückung leitungsgebundener hochfrequenter Störsignale dienen.

Üblicherweise zielt die Dimensionierung eines PFC–Pulsgleichrichters gleichermassen auf einen hohen Wirkungsgrad, als auch auf eine hohe Leistungsdichte, wobei sich im Allgemeinen diese Ziele widersprechen. Folglich muss abhängig von der Anwendung ein Kompromiss zwischen den beiden konträren Forderungen gefunden werden. Für spezifische integrierte Anwendungen wie Pumpen, Lüfter, Handheld-Geräte u.a. liegt der Fokus der Entwicklung hauptsächlich auf der Erhöhung der Leistungsdichte. Der Grund hierfür kann in der Tatsache gefunden werden, dass für diese speziellen Anwendungen erstens das verfügbare Bauvolumen absolut limitiert ist und zweitens der Wirkungsgrad eine untergeordnete Rolle im Vergleich zum versorgten System (z.B. Pumpsystem) spielt, da dieses selbst einen vergleichsweise geringen Wirkungsgrad aufweist. Zusätzlich verfügen integrierte Systeme häufig über ein leistungsfähiges Kühlsystem, wie etwa eine Wasserkühlung oder so genannte Cold Plates, welches zusätzliche Verluste der Leistungselektronik abtransportieren kann. Daraus resultierend entsteht für integrierte Systeme, wie zum Beispiel das behandelte Pumpsystem, die Forderung nach einem PFC Pulsgleichrichter mit höchster Leistungsdichte und akzeptablem Wirkungsgrad.

In der Vergangenheit wurden verschiedene Varianten der Dimensionierung von PFC-Konvertern wie zum Beispiel unterschiedliche Topologien, Regelungsmethoden, Parallelisierungsstrategien (engl. *interleaving*) und die Anwendung neuer Halbleiterelemente untersucht. Vor allem bezüglich unterschiedlicher Topologien wurden Alternativen zu einer konventionellen Boost-Topologie, wie in Abb. 6.1 gezeigt, entwickelt. Eine wichtige Variante stellt hier die so genannte "*Bridgeless PFC Rectifier*" [58–60] Struktur dar, durch welche der Wirkungsgrad aufgrund einer reduzierten Anzahl von Halbleitern — es werden nur zwei Dioden und zwei Transistoren anstatt, wie üblich, fünf Dioden und ein Transistor benötigt deutlich erhöht wird [59, 61]. Das schaltfrequent oszillierende Potential des Ausgangs führt allerdings zu einem stetigen Auf- und Entladen der parasitären Kapazitäten gegen Erde, was in weiterer Folge in erhöhten *Common Mode* (CM) Störaussendungen<sup>1</sup> bzw. reduzierter EMV resultiert [61]. Obwohl in der Literatur zahlreiche Konzepte zur Reduktion dieser Störungen, z.B. in Form erweiterter Topologien [58, 61, 62] und Snubber Netzwerken [63–65] vorgeschlagen wurden, resultiert letztlich ein höheres EMV Filtervolumen und in weiterer Folge eine Reduktion der Leistungsdichte. Unter Berücksichtigung dieses Nachteils und der Tatsache, dass für die vorliegende Aufgabenstellung die potentielle Wirkungsgraderhöhung von untergeordneter Bedeutung ist, wird die "*Bridgeless PFC Rectifier*" Topologie nachfolgend nicht weiter behandelt.

Bei der Dimensionierung eines PFC Pulsgleichrichters ist die Regelungsstrategie, welche die Stromform durch die Induktivität definiert, von besonderer Bedeutung. Prinzipiell bestehen drei Möglichkeiten der Führung des Induktivitätsstromes:

• CCM (Continuous Conduction Mode): In Abb. 6.3(a) ist der Stromverlauf für diese Regelungsstrategie dargestellt. Dabei werden die Schaltfrequenz und die Grösse der Boost-Induktivität so gewählt, dass der Induktivitätsstrom  $I_{L,CCM}$  während einer halben Netzperiode **nie** zu Null wird. Der resultierende Induktivitätsstromrippel  $\Delta I_{L,CCM}$  wird üblicherweise klein im Vergleich zum mittleren Induktivitätsstrom  $I_{L,avg}$  bei einer minimalen Ausgangsleistung gewählt. In der Vergangenheit wurden zahlreiche Arbeiten zur Auslegung der Boost-Induktivität(en) [66-68], der Zwischenkreiskapazität [69] sowie der Messung und Regelung des Induktivitätsstromes (Average Current Mode Control [70,71] und Hystereseregelung [70,72,73]) und zur Sicherstellung der PFC Funktionalität publiziert.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Prinzipiell treten zwei Arten von leitungsgebundenen hochfrequenten Störungen auf: Zum Einen Gleichtaktstörungen (*Common Mode*), bei denen der Störstrom ausgehend von einer parasitären Kapazität des Konverters zu Ground parallel auf beiden Anschlussleitungen des Konverters und den Schutzleiteranschlüssen des Netzes fliesst. Zum Anderen Gegentaktstörungen (*Differential Mode*) bei denen die Störungen über eine Anschlussleitung in den Konverter hinein und über die zweite Anschlussleitung wieder hinaus fliessen.



**Abbildung 6.3**: Zeitlicher Verlauf des Induktivitätsstromes für die unterschiedlichen Regelungsstrategien: (a) kontinuierlicher Eingangsstrom (CCM); (b) Eingangsstrom an der Grenze zwischen kontinuierlichem und diskontinuierlichem Betrieb (BCM); (c) diskontinuierlicher (lückender) Eingangsstrom (DCM).

BCM (Boundary Conduction Mode)<sup>2</sup>: Ziel dieser Regelungsstrategie ist es, den Induktivitätsstrom nach jedem Schaltzyklus auf Null abklingen zu lassen und anschliessend sofort den nächsten Schaltzyklus zu starten (vgl. Abb. 6.3(b)). Diese Stromform wird über eine konstante Einschaltzeit, abhängig von der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung [70, 74], erreicht, was in weiterer Folge in einer variierenden Schaltfrequenz über eine Netzperiode resultiert. Zudem führt die Notwendigkeit nur den Stromnulldurchgang zu detektieren [70] dazu, dass es sich hierbei um eine sehr robuste und einfache Regelungsstrategie handelt. Die Boost–Induktivität kann aufgrund des grossen Stromrippels sehr klein dimensioniert werden [70]. Diese grossen Stromrippel führen jedoch

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup>In der Fachliteratur wird dieser Modus der Stromführung auch häufig "*Critical Conduction Mode*" genannt. Aufgrund der Verwechslungsgefahr zum "*Continuous Conduction Mode*" wird nachfolgend die Bezeichnung BCM verwendet.

zu einer erhöhten Bauteilbeanspruchung und einem zunehmenden Filteraufwand aufgrund der grösseren Störaussendungen [75]. Der bedeutendste Nachteil dieser Regelungsstrategie liegt jedoch in der Tatsache, dass im Bereich des Nulldurchganges der Eingangsspannung eine sehr hohe Schaltfrequenz resultiert, welche wiederum zu erhöhten Verlusten in den Leistungshalbleitern führt [70]. Zur Reduktion dieser Verluste muss die Schaltfrequenz limitiert werden, was in weiterer Folge in Verzerrungen des Eingangsstromes im Bereich des Nulldurchganges resultiert [75].

• DCM (*Discontinuous Conduction Mode*): Im Gegensatz zur vorhin behandelten BCM Regelungsstrategie wird im DCM die Schaltfrequenz konstant und somit der Induktivitätsstrom nach dem Abklingen auf Null gehalten (vgl. Abb. 6.3(c)). Zur Sicherstellung, dass der Eingangsstrom stets einen sinusförmigen Verlauf aufweist, sind deutlich aufwendigere Berechnungen der Ein- und Ausschaltzeiten des Transistors notwendig [76]. Für diese Variante werden keinerlei Stromsensoren benötigt [77] und es wurde in [78] gezeigt, dass für die geforderte Leistung von beispielsweise 300 W die Verluste (in der Induktivität und den Halbleitern) im Falle von DCM unterhalb jener von BCM liegen. Die verringerten Verluste in der Induktivität führen für den DCM im direkten Vergleich zum BCM zu einem reduzierten Induktivitätsvolumen und folglich zu erhöhter Leistungsdichte, weshalb in weiterer Folge der BCM nicht mehr behandelt wird.

Basierend auf den vorhin erwähnten Fakten würde eine erste Wahl auf den DCM fallen. Für eine sorgfältige Wahl des Betriebsmodus müssen jedoch noch zusätzliche Gesichtspunkte berücksichtigt werden:

• Neue Halbleitertechnologien, im speziellen SiC Schottky Dioden, führen zu einer Aufwertung des CCM Modus. Diese Dioden zeigen nahezu ideales Reverse Recovery Verhalten, was wiederum zu stark reduzierten Einschaltverlusten führt [79]. Für die Regelungskonzepte DCM und BCM hat dieser Umstand jedoch, da der Einschaltvorgang stets zu einem Zeitpunkt ohne Stromfluss durch die Induktivität stattfindet, keine Reduktion der Verluste zur Folge. Ganz im Gegenteil, durch die erhöhte Vorwärtsspannung einer SiC Diode entstehen für DCM und BCM sogar höhere Leitverluste. • Parallelisieren von mehreren Boost–Zellen (vgl. Abb. 6.1), auch Interleaving genannt, führt zu einer Steigerung der Leistungsdichte für alle behandelten Operationsmodi [80–84]. In späteren Abschnitten wird gezeigt, dass das Volumen der Boost–Induktivität für CCM annähernd konstant mit steigender Anzahl n von Boost– Zellen bleibt. Bezüglich des Eingangsfilters kann jedoch sowohl für CCM als auch für DCM durch Interleaving eine Verschiebung der hochfrequenten Störungen hin zu höheren Frequenzen und damit einhergehend eine Reduktion der Anforderungen an das EMV Filter konstatiert werden. Eine weitere Reduktion der Filteranforderungen findet durch die Überlagerung der Induktivitätströme und resultierende Reduktion des Eingangsstromrippels statt.

Unter Berücksichtigung aller erwähnten Punkte stellt sich die Frage nach der optimalen Kombination aus Regelungsmethode, Halbleitertechnologie, Anzahl paralleler Stufen n und der Schaltfrequenz. Für das Design eines optimalen Gesamtsystems müssen diese Punkte bei der Dimensionierung der Einzelkomponenten des Konverters (Boost–Induktivität, Zwischenkreiskapazität, Leistungshalbleiter und EMV–Filter) berücksichtigt werden. Eine vollumfängliche Optimierung wird in den nachfolgenden Abschnitten für CCM und DCM und n = 1, 2 und 3 parallele Boost–Zellen vorgestellt.

## 6.1 Design der Boost-Induktivität

Die Dimensionierung der Boost–Induktivität stellt eine Kernaufgabe der Entwicklung eines Boost–PFC Pulsgleichrichters dar. Dementsprechend intensiv wurde diese Thematik bereits in der Fachliteratur behandelt [66,69,72,76,77,84–86]. Typischerweise startet die Dimensionierung mit einem geforderten Induktivitätswert, welcher zur Sicherstellung der PFC Funktionalität benötigt wird und über den gesamten auftretenden Strombereich unter Berücksichtigung von Sättigungserscheinungen gewährleistet werden muss. Anschliessend wird ein passender Kern für den Aufbau der Induktivität nach speziellen Kriterien ausgewählt:

• Die geforderte Anzahl von Windungen muss auf dem Kern aufbringbar sein. Im Falle von Toroidkernen stellt die Innenfläche das beschränkende Mass dar. • Der Temperaturanstieg aufgrund der auftretenden Kern- und Kupferverluste, welche in den Windungen entstehen, muss unterhalb eines maximal erlaubten Wertes liegen.

Diese Punkte führen zu einer Optimierung, welche elektrische, magnetische und thermische Gesichtspunkte umfasst. Abb. 6.4 zeigt das Ablaufdiagramm dieser Optimierung. Ausgehend von einer beliebig gewählten Schaltfrequenz und einem daraus resultierenden Induktivitätswert (abhängig vom jeweiligen Operationsmodus) wird mit Hilfe einer Datenbank — diese enthält kernspezifische Verlust- und Induktivitätskonstanten die benötigte Anzahl von Windungen berechnet. Anschliessend werden,



Abbildung 6.4: Ablaufdiagramm zur Optimierung der Boost-Induktivität.

abhängig von den in der Datenbank abgespeicherten Verlustparametern, die auftretenden Kupfer–  $(P_{cu})$  und Kernverluste  $(P_{core})$  bestimmt, deren Summe einen vorgegeben Wert  $P_{L,max}$  nicht überschreiten darf. In weiterer Folge wird mit Hilfe eines thermischen Modells, welches in Abschnitt 6.1.2 näher erläutert wird, die resultierende Kerntemperatur  $T_{core}$  berechnet, welche wiederum unterhalb einer geforderten Schwelle  $T_{max}$  zu liegen kommen muss. Abschliessend wird das Gesamtvolumen der Induktivität für einen spezifischen Kern bestimmt und es kann das minimale Volumen für alle abgespeicherten Kerne  $V_{L,min}(f_S)$  abhängig von der Schaltfrequenz  $f_S$  und dem Betriebsmodus gefunden werden.

In den nachfolgenden Unterabschnitten werden die notwendigen Gleichungen zur Berechnung des Induktivitätswertes und der –verluste für CCM und DCM vorgestellt und anschliessend ein thermisches Modell zur Berechnung der Kerntemperatur entwickelt. Es wird gezeigt, dass durch eine thermische Anbindung der Induktivität an einen Kühlkörper/eine *Cold Plate* eine signifikante Volumenreduktion erreicht werden kann.

### 6.1.1 Wahl des Induktivitätswertes

In der Fachliteratur wurde die Wahl des Induktivitätswertes für CCM [66, 69, 72, 86] und DCM [76, 77] bereits ausführlich behandelt, weshalb im Folgenden nur die wichtigsten Resultate angeführt werden.

#### **CCM** Operation

Für CCM ist die notwendige Induktivität allgemein durch

$$L_{CCM} = \frac{U_0}{4 \cdot f_S \cdot \Delta I_{L,CCM,pk-pk,max}},\tag{6.1}$$

gegeben und hängt in erster Linie von dem maximal zulässigen peakpeak Rippelstrom  $\Delta I_{L,CCM,pk-pk,max}$  ab. Dieser wird über die Konstante  $k_{rippel}$  und den Scheitelwert des mittleren Induktivitätsstromes  $\hat{I}_{L,CCM,avg}$  definiert:

$$\Delta I_{L,CCM,pk-pk,max} = k_{rippel} \cdot \hat{I}_{L,CCM,avg}, \tag{6.2}$$

wobei der mittlere Induktivitätsstrom durch

$$\hat{I}_{L,CCM,avg} = \frac{\hat{I}_{in}}{n} \tag{6.3}$$

gegeben ist, mit der Anzahl von parallelen Boost–Zellen n und dem Spitzenwert des gesamten Eingangsstromes  $\hat{I}_{in}$ . Der maximale Stromrippel tritt auf, wenn die Eingangsspannung  $\hat{U}_{in}$  gerade gleich der halben Ausgangsspannung  $U_0/2$  ist. Dieser Umstand stellt den Grund für den Faktor 4 im Nenner von Gl. (6.1) dar. Die Wahl des konstanten Wertes  $k_{rippel}$ ist im Allgemeinen frei, typische Werte zur Erreichung eines minimalen Gesamtvolumens unter Berücksichtigung des EMV-Eingangsfilters (Details siehe Abschnitt 6.4) liegen jedoch im Bereich von 0.3 bis 0.4. Mit wachsender Anzahl von Boost–Zellen n sinkt der Induktivitätsstrom mit  $\hat{I}_{L,CCM,avg} \propto 1/n$  (vgl. Gl. (6.3)) wohingegen der Faktor  $k_{rippel}$  für einen konstant bleibenden Induktivitätswert mit n grösser wird. Daraus resultiert ein lückender Induktivitätsstrom vor allem im Bereich des Spannungsnulldurchganges und bei kleinen Ausgangsleistungen. Zur Gewährleistung eines sicheren CCM Betriebes  $(k_{rippel} \text{ wird konstant gehal-}$ ten) muss deshalb der Induktivitätswert linear mit n vergrössert werden und das resultierende Induktivitätsvolumen, welches dem Gesetz  $V_L \propto n \cdot L \cdot I_L^2 \propto const$  folgt, bleibt theoretisch konstant. Diese Gesetzmässigkeit wird in Abschnitt 6.1.4 näher erläutert, wobei sich zeigt, dass aufgrund einer limitierten Anzahl von verfügbaren Kernen das Volumen nicht konstant bleibt.

#### DCM Operation

Für die Dimensionierung der DCM Boost–Induktivität  $L_{DCM}$  muss das Kriterium erfüllt sein, dass unter Volllast der Induktivitätsstrom bei  $\omega t = \pi/2$  nach der Pulsperiode  $T_S = 1/f_S$  genau Null wird (vgl. Abb. 6.3(c)). Der Induktivitätstrom ist somit an dieser Stelle an der Grenze zwischen lückendem und nicht–lückendem Betrieb, bzw. weist BCM Verhalten auf. Mathematisch lässt sich die Rechenvorschrift für die Boost–Induktivität folgendermassen vorgeben:

$$L_{DCM} = \frac{U_{in} \cdot (1 - \alpha)}{f_S \cdot \Delta I_{L,DCM}(\omega t = \pi/2)}$$
(6.4)

mit dem Ein<br/>– Ausgangsspannungsverhältnis  $\alpha=\hat{U}_{in}/U_0$  und dem maximal auftret<br/>enden peak–peak Stromrippel

$$\Delta I_{L,DCM}(\omega t = \pi/2) = \frac{2}{n} \cdot \hat{I}_{in}.$$
(6.5)

Aus Gleichung (6.5) folgt, dass der Rippelstrom in der Induktivität mit wachsender Stufenanzahl n sinkt und in weiterer Folge der Wert der einzelnen Boost–Induktivitäten mit n wächst  $(L_{DCM} \propto n)$ . Das resultierende Gesamtvolumen aller Boost–Induktivitäten folgt somit dem Gesetz  $V_{L,DCM} \propto n \cdot L_{DCM} \cdot I_L^2 \propto const$  und bleibt idealerweise konstant, da der Eingangsstrom auf alle Boost–Zellen gleichmässig aufgeteilt wird und der Induktivitätsstrom mit steigendem n sinkt  $(I_{L,DCM} \propto 1/n)$ . Auch die Gültigkeit dieser Zusammenhänge wird in Abschnitt 6.1.4 diskutiert.

#### 6.1.2 Induktivitätsverluste

Ausgehend von einem kernspezifischen  $A_L$ -Wert, welcher in Datenblättern [87,88] gegeben ist, kann allgemein die benötigte Windungszahl Nzur Erreichung einer geforderten Induktivität L berechnet werden:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L(I_L = I_{L,max})}}.$$
(6.6)

Hierbei muss zwingend die Stromabhängigkeit des kernspezifischen  $A_L$ -Wertes berücksichtigt werden, um den geforderten Induktivitätswert über den gesamten benötigten Strombereich gewährleisten zu können.

In einem nächsten Schritt werden die Induktivitätsverluste bestimmt (vgl. Abb. 6.4). Die auftretenden Verluste können allgemein in Kupfer-

$$P_{cu} = I_{L,rms}^2 \cdot R_{cu} \tag{6.7}$$

mit dem Wicklungswiderstand

$$R_{cu} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_{cu}}{A_{cu}},\tag{6.8}$$

153

und in Kernverluste, welche durch die Steinmetzgleichung [89]

$$P_{core} = k \cdot f^a \cdot \hat{B}^b \tag{6.9}$$

definiert sind, unterteilt werden. Die Faktoren k, a und b aus Gleichung (6.9) sind in den jeweiligen Datenblättern der Kerne angeführt. Da Gleichung (6.9) nur für sinusförmige Ströme Gültigkeit besitzt und speziell für DCM kein sinusförmiger Stromverlauf in der Induktivität vorliegt, muss eine erweiterte Variante der Steinmetzgleichung für stückweise lineare Stromverläufe angewendet werden [90]:

$$P_{core} = k_i \cdot f_S \cdot \Delta B^{b-a} \sum_j \left(\frac{U_j}{N \cdot A_{core}}\right)^a \cdot \Delta t_j.$$
(6.10)

Hier werden dieselben Faktoren a und b wie in Gl. (6.9) verwendet.  $U_j$  bezeichnet zudem die Spannung, welche während dem Zeitintervall  $\Delta t_j$  an der Induktivität anliegt und zu dem geforderten (linearen) Stromverlauf führt. Nach [90] ist der Parameter  $k_i$  definiert durch

$$k_i = \frac{k}{2^{b+1} \cdot \pi^{a-1} \cdot \left(0.2761 + \frac{1.7061}{a+1.354}\right)}.$$
(6.11)

## 6.1.3 Volumenoptimierung der Boost–Induktivität durch thermische Anbindung

Die vorhin berechneten Induktivitätsverluste führen zu einer Temperaturerhöhung der Induktivität und in weiterer Folge, in Zusammenhang mit einer limitierten Maximaltemperatur (respektive Temperaturdifferenz  $\Delta T$  gegenüber der Umgebung), zu einem grossen resultierenden Induktivitätsvolumen. Das Volumen kann, bei gleichzeitiger Einhaltung des maximal zulässigen Temperaturanstieges  $\Delta T$ , nur durch eine thermische Anbindung der Induktivität an einen Kühlkörper reduziert werden. Im Folgenden werden exemplarisch zwei passive thermische Anbindungsmöglichkeiten für Toroidkerne vorgestellt:

• Passive Kühlung über einen Zapfen in der Mitte der Induktivität (vgl. Abb. 6.5(a))



Abbildung 6.5: Varianten zur passiven thermischen Anbindung einer Induktivität mit Toroidkern an einen Kühlkörper.

• Passive Kühlung über eine Hülse, welche aussen an der Induktivität anliegt (vgl. Abb. 6.5(b)).

Thermische Modelle zur Berechnung der Kerntemperatur für beide Kühlvarianten und das daraus resultierende Potential der Volumenreduktion werden im weiteren Verlauf hergeleitet.

## Kühlzapfen

Ein linearisiertes thermisches Modell (analog zu Abschnitt 3.3) für die Anbindungsvariante mit einem Zapfen kann in Abb. 6.6 gefunden werden. Im Folgenden werden die thermischen Widerstände für jene der nInduktivitäten, welche den grössten Abstand zum Kühlkörper aufweist, hergeleitet. Aufgrund der Entfernung zum Kühlkörper zeigt diese Induktivität den höchsten Temperaturanstieg und ist somit für die Dimensionierung massgeblich. Das entwickelte thermische Modell basiert auf folgenden zusätzlichen Annahmen:

- Aufgrund der guten thermischen Anbindung der Induktivität an den Kühlkörper findet kein zusätzlicher Wärmeaustausch mit der Umgebung statt.
- Die Temperatur im gesamten Kern wird als konstant angenommen.
- Die Wicklungen werden als ein einheitlicher Kupferkörper konstanter Temperatur definiert.



**Abbildung 6.6**: Thermische Anbindung der Boost-Induktivität an den Kühlkörper über einen Zapfen. (a) Vereinfachtes thermisches Modell für eine der n parallelen Boost-Induktivitäten (exemplarisch sind zwei Induktivitäten gezeigt); (b) Definition der geometrischen Abmessungen der Induktivität.

- Die Wärme fliesst gleichmässig in radialer Richtung durch die Induktivität.
- Es werden keine Wirbelstromverluste im Kühlzapfen berücksichtigt. Die Gültigkeit dieser Annahme beruht auf der Tatsache relativ niedriger Schaltfrequenzen in Kombination mit einem elektrisch leitfähigen Material des Kühlzapfens [91, 92]. Des Weiteren besteht die Möglichkeit für hohe Schaltfrequenzen elektrisch isolierende aber thermisch gut leitfähige Materialien [93] für die Anbindung zu verwenden.

Die thermischen Widerstände, dargestellt in Abb. 6.6(a), sind wie folgt definiert:

- $R_{th,1}$  Übergangswiderstand zwischen dem Kern und den Wicklungen in radialer Richtung. Es wird vereinfachend angenommen, dass dieser Übergang aus einer Vergussmasse der Dicke  $d_{fill}$  (vgl. Abb. 6.6(b)) besteht. Da durch die Vergussmasse Lufteinschlüsse eliminiert werden, ist eine gute thermische Anbindung der Wicklungen an den Kern gewährleistet.
- $R_{th,2}$  Übergangswiderstand zwischen den Wicklungen und dem Kühlzapfen. Auch dieser Spalt sei analog zu  $R_{th,1}$  mit einer thermisch gut leitfähigen Vergussmasse der Dicke  $d_{fill}$  ausgefüllt.

 $R_{th,3}$  Wärmeleitwiderstand des Kühlzapfens in axialer Richtung.

Die drei thermischen Widerstände können analog zu Kapitel 3.3 mit Hilfe von

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda \cdot A} \tag{6.12}$$

berechnet werden.

Im Falle von  $R_{th,1}$  fliesst die Wärme gleichmässig in radialer Richtung nach aussen durch die vorhin erwähnte Vergussmasse mit der Dicke  $d_{fill}$ (vgl. Abb. 6.6(a)). Die entsprechende Querschnittsfläche zur Berechnung von Gl. (6.12) ergibt sich in diesem Falle zur mittleren Fläche eines Rohres, welches auf den Toroidkern aufgebracht ist und kann zu

$$A = \pi \cdot (r_{a,core} + r_{i,core}) \cdot \left[2(h_{core} + d_{fill}) + 2(r_{a,core} - r_{i,core} + d_{fill})\right]$$
(6.13)

berechnet werden. Der resultierende Übergangswiderstand folgt somit zu

$$R_{th,1} = \frac{d_{fill}}{\lambda_{fill} \cdot 2\pi \cdot (r_{a,core} + r_{i,core}) \cdot (r_{a,core} - r_{i,core} + h_{core} + 2d_{fill})}.$$
(6.14)

Die Berechnung von  $R_{th,2}$  erfolgt ähnlich, wobei in diesem Fall die Wärme radial nach innen durch die Vergussmasse hin zum Kühlzapfen fliesst. Die Querschnittsfläche lässt sich in diesem Fall einfacher zu

$$A = \pi \cdot (2r_{pin} + d_{fill}) \cdot h_{coil} \tag{6.15}$$

mit der Spulenhöhe

$$h_{coil} = h_{core} + 2\,d_{fill} + 2\,h_{cu} \tag{6.16}$$

mit den entsprechenden Abmessungen, definiert in Abb. 6.6(b), bestimmen. Die Dimension  $h_{cu}$  bezeichnet hierbei die gesamte Ausdehnung der Wicklungen, welche auch aus mehreren Lagen bestehen kann. Der resultierende Übergangswiderstand kann in weiterer Folge zu

$$R_{th,2} = \frac{d_{fill}}{\lambda_{fill} \cdot \pi \cdot (2r_{pin} + d_{fill}) \cdot h_{coil}}$$
(6.17)

gefunden werden.

Für die Berechnung von  $R_{th,3}$  wird angenommen, dass die Wärme in axialer Richtung durch den Kühlzapfen hin zum Kühlkörper fliesst. Wie bereits erwähnt, weist die äusserst vom Kühlkörper entfernte Induktivität unter der Annahme gleichmässiger Verlustaufteilung den grössten Temperaturanstieg auf, weshalb diese Induktivität im Sinne einer Worstcase Betrachtung für die Dimensionierung von  $R_{th,3}$  in Betracht gezogen werden muss. Somit folgt für den letzten Widerstand

$$R_{th,3} = \frac{1}{2} \cdot n^2 \cdot \frac{h_{coil}}{\lambda_{pin} \cdot \pi \cdot r_{pin}^2}.$$
(6.18)

Die werkstoffabhängigen Parameter  $\lambda_i$  können analog zu Datenblättern bestimmt werden und sind für eine praktische Realisierung in Kap. 6.6 näher angeführt.

Der Term  $n^2$ rührt daher, dass nach jeder Induktivität die abzuführende Verlustleistung um die Verlustleistung einer weiteren Induktivität und somit die entstehende Temperaturdifferenz erhöht wird. Nach Bestimmung der auftretenden Kern-  $(P_{core})$  und Kupferverluste  $(P_{cu})$  kann über

$$T_{core} = T_{sink} + P_{core} \cdot R_{th,1} + (P_{core} + P_{cu}) \cdot (R_{th,2} + R_{th,3})$$
(6.19)

mit Hilfe der Absoluttemperatur des Kühlkörpers  $T_{sink}$  die resultierende Temperatur des Induktivitätskerns  $T_{core}$  berechnet werden. Analog zu dem in Abb. 6.4 gezeigten Ablaufdiagramm ist die Wahl eines Kernes unzulässig wenn die resultierende Kerntemperatur die Bedingung  $T_{core} \leq T_{max}$  nicht erfüllt.

Zusätzlich kann für jeden Kern das optimale Verhältnis zwischen Kupfervolumen und Dicke des Kühlzapfens gefunden werden. So führt zum Beispiel ein grösseres Kupfervolumen zu reduzierten Verlusten, wohingegen eine gleichzeitige Verringerung des Kühlzapfendurchmessers in einem erhöhten Temperaturabfall resultiert.

Für praktische Realisierungen ist der minimale Durchmesser des Kühlzapfens meist durch die Forderung nach einer ausreichenden Befestigung des Zapfens am Kühlkörper limitiert. Eine Schraubverbindung als Befestigung erfordert zum Beispiel ein Gewinde im Zapfen und folglich einen minimalen Durchmesser.

#### Kühlhülse

Analog zum vorherigen Abschnitt kann auch für die Kühlung über eine Kühlhülse ein thermisches Modell erstellt werden, welches in Abb. 6.7(a) dargestellt ist. Die Berechnung der thermischen Widerstände geschieht analog zu jener eines Kühlzapfens. Aus Gründen der Kompaktheit werden hier nur noch die Resultate der Berechnung angeführt. Der Übergangswiderstand  $R_{th,1}$  entspricht jenem aus Gl. (6.14), wohingegen die Widerstände  $R_{th,2}$  und  $R_{th,3}$  sich gegenüber den, im vorherigen Abschnitt berechneten, unterscheiden und bestimmt sind durch

$$R_{th,2} = \frac{d_{fill}}{\lambda_{fill} \cdot \pi \cdot (2 r_{a,core} + 2 h_{cu,r} + 3 d_{fill}) \cdot h_{coil}}$$
(6.20)

sowie

$$R_{th,3} = \frac{1}{2} \cdot n^2 \cdot \frac{h_{coil}}{\lambda_{tube} \cdot \pi \cdot (r_{a,tube}^2 - r_{i,tube}^2)}.$$
 (6.21)

Die jeweiligen Abmessungen sind in Abb. 6.7(b) definiert. Es wird zudem angenommen, dass die gesamte innere Fläche des Toroidkerns vollständig mit Wicklungen gefüllt ist, woraus sich die Kupferhöhe am äusseren



**Abbildung 6.7**: Thermische Anbindung der Boost–Induktivität an den Kühlkörper über eine Hülse: (a) Vereinfachtes thermisches Modell für eine der *n* parallelen Boost–Induktivitäten (exemplarisch sind zwei Induktivitäten gezeigt); (b) Definition der geometrischen Abmessungen der Induktivität.

Umfang des Kerns zu

$$h_{cu,r} = -r_{a,core} + \sqrt{r_{a,core}^2 + r_{i,core}^2}$$
(6.22)

ergibt. Die resultierende Kerntemperatur für ein Induktivitätsdesign kann wiederum mit Hilfe von Gl. (6.19) bestimmt werden. Aufgrund einer hohen thermischen Leitfähigkeit des Materials der Kühlhülse (zum Beispiel Aluminium) kann die Dicke der Hülse  $d_{tube}$  sehr dünn gewählt werden. Für kleine Kerne und resultierend kleine Abmessungen der Hülse muss jedoch die aufwendigere Fertigung im Vergleich zu jener eines Kühlzapfens bei der Auswahl der Anbindung berücksichtigt werden.

#### 6.1.4 Resultate der Volumenoptimierung

Abbildung 6.8 zeigt die resultierenden Induktivitätsvolumina (a) und Verluste (b) für den exemplarischen Fall eines 300 W Netzteils betrieben im DCM mit zwei Boost–Zellen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz. Zur Veranschaulichung des Potentials der Volumenreduktion durch eine thermische Anbindung der Induktivität an den Kühlkörper sind zusätzlich das Volumen und die Verluste für eine Boost–Induktivität dargestellt, welche konventionell nach Design Kriterien aus [87] dimensioniert wurde. Zur Berechnung der Kerntemperatur für die konventionell dimensionierte Induktivität wurde die in [87] angegebene Formel

$$T_{core} = T_U + \left(\frac{\left(P_{core} + P_{cu}\right)\left[\mathrm{mW}\right]}{A_{inductor}[\mathrm{cm}^2]}\right)^{0.833}$$
(6.23)

herangezogen, worin  $A_{inductor}$  die Gesamtoberfläche der Induktivität repräsentiert. Die diskreten Schritte in den Volumenkurven sind das Resultat einer limitierten Anzahl von verfügbaren Kernen [87]. Für den beispielhaften Fall wurde eine maximale Temperaturdifferenz zwischen Kern und Umgebung bzw. Kühlkörper von 30°C zugelassen.

In Abb. 6.8(a) ist eine deutliche Volumenreduktion mit Hilfe der thermischen Anbindung der Induktivität (für beide Varianten) an den Kühlkörper zu erkennen. Ohne thermische Anbindung wächst das Induktivitätsvolumen mit steigender Schaltfrequenz, da mehr Kernverluste auftreten und deshalb grössere Kerne zur Wärmeabfuhr an die Umgebung verwendet werden müssen. Für den in Abb. 6.8(a) dargestellten Fall führt eine Anbindung über eine Kühlhülse zu einer minimal kleineren Induktivität als eine Anbindung über den Kühlzapfen. Aus technischer Hinsicht ist jedoch der Kühlzapfen für den gezeigten Fall, aufgrund der einfacheren Fertigung, zu bevorzugen.

Die gesamten Induktivitätsverluste aller n Boost–Induktivitäten wurden für diesen exemplarischen Fall auf 1 % der Nominalleistung von 300 W beschränkt, was, wie in Abb. 6.8(b) ersichtlich, zu einer Verlustleistung von ca. 1.5 W pro Induktivität führt. Ohne dieser Beschränkung würde die Optimierung zu noch kleineren, jedoch praktisch nicht fertigbaren, Induktivitäten mit deutlich erhöhten Verlusten und folglich reduziertem Gesamtwirkungsgrad führen.

In Abschnitt 6.1.1 wurde die Skalierung der Boost-Induktivität in Abhängigkeit der Anzahl von Boost-Stufen n beschrieben. Demnach sollte das Induktivitätsvolumen mit steigender Anzahl von Stufen — im Falle von CCM — konstant bleiben, da der Induktivitätswert zur Gewährleistung eines kontinuierlichen Induktivitätsstromes mit n absinken muss. Aufgrund einer limitierten Anzahl von verfügbaren Kernen ist das resultierende Volumen jedoch nicht für alle Schaltfrequenzen konstant. Dies gilt sowohl für den Fall einer thermischen Anbindung mittels Kühlzapfen



**Abbildung 6.8**: Einfluss der thermischen Anbindung über Kühlzapfen und Kühlhülse im Vergleich zu einer konventionell dimensionierten Induktivität ohne Kühlung bezüglich des gesamten Induktivitätsvolumens (a) und der Induktivitätsverluste (b). Für den Vergleich wurde exemplarisch eine Ausgangsleistung von 300 W und ein PFC mit n = 2 parallelen Stufen betrieben im DCM angenommen. Die maximal erlaubte Temperaturerhöhung zwischen Induktivitätskern und Kühlkörper bzw. Umgebung wurde auf 30°C festgelegt.



**Abbildung 6.9**: Resultierendes Induktivitätsvolumen für (a) Kühlzapfen und (b) Kühlhülse für CCM Operation in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und der Anzahl *n* paralleler Stufen.



**Abbildung 6.10**: Resultierendes Induktivitätsvolumen für (a) Kühlzapfen und (b) Kühlhülse für DCM Operation in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und der Anzahl *n* paralleler Stufen.

(vgl. Abb. 6.9(a)) als auch mittels Kühlhülse (vgl. Abb. 6.9(b)). Abbildung 6.9 zeigt bereits die Summe aller n Boost–Induktivitäten.

Im Falle von DCM skaliert das theoretische Induktivitätsvolumen nach  $V_{L,DCM} \propto n \cdot L_{DCM} \cdot i_L^2 \propto const$  und bleibt folglich ebenfalls unabhängig von der Anzahl der Boost–Stufen (vgl. Abschnitt 6.1.1). Betrachtet man jedoch Abb. 6.10 so erkennt man erneut, dass diese Gesetzmässigkeit, aufgrund der limitierten Anzahl von Kernen, nicht zutreffend ist.

Beim Vergleich von Abb. 6.9 für CCM und Abb. 6.10 für DCM ist gut zu erkennen, dass im Falle von DCM speziell für niedrige Schaltfrequenzen geringere Induktivitätsvolumina möglich sind. Der Grund hierfür liegt in der Tatsache dass für CCM allgemein grössere Induktivitätswerte zur kontinuierlichen Stromführung benötigt werden.

Für die Wahl der thermischen Anbindung zeigt sich, dass für CCM der Kühlzapfen zu geringeren Volumina führt (vgl. Abb. 6.9), wohingegen für DCM die Kühlhülse für die betrachtete exemplarische Ausgangsleistung von 300 W zu bevorzugen ist (vgl. Abb. 6.10). Im Falle von DCM bestimmt der Kühlzapfen, dessen minimaler Durchmesser auf 5 mm zur Anbringung eines M3 Gewindes beschränkt wurde, die minimale Grösse des Kernes, obwohl aus Sicht der Induktivität kleinere Kerne möglich wären. Dennoch ist der Volumenunterschied, speziell für den Fall von zwei parallelen Stufen, minimal, weshalb die Wahl, nicht zuletzt auch wegen der einfacheren Fertigung, auf den Kühlzapfen fällt.

## 6.2 Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität

Der vorliegende Abschnitt behandelt die Wahl einer geeigneten Zwischenkreiskapazität, welche die resultierende Leistungsdichte des Gesamtsystems massgeblich beeinflusst.

Zur Dimensionierung der benötigten Zwischenkreiskapazität sind prinzipiell zwei Punkte zu berücksichtigen: Zum Einen muss der Kapazitätswert hinreichend gross sein, um den Spannungsrippel zu minimieren und zum Anderen darf der resultierende Rippelstrom nicht zu einer Zerstörung des Bauteils durch unzulässige Erwärmung führen. Beide Kriterien werden nun in den nachfolgenden Abschnitten behandelt.

## 6.2.1 Spannungsrippel der Zwischenkreiskapazität

Die Zwischenkreisspannung  $u_0 = U_0 \pm \Delta u_0$  zeigt einen Spannungsrippel, welcher die doppelte Netzfrequenz aufweist und von der Ausgangsleistung

 $P_0$  sowie vom Kapazitätswert  $C_0$  abhängt:

$$\Delta u_0 = \frac{P_0}{2\,\omega \cdot C_0 \cdot U_0}.\tag{6.24}$$

Der Kapazitätswert muss nun so gross gewählt werden, dass die folgenden Bedingungen erfüllt sind:

- $u_0 > \hat{U}_{in,max}$  als untere Grenze zur Sicherstellung einer einwandfreien PFC Funktionalität
- $u_0 < U_{C,max}$ ,  $u_0 < U_{T,max}$  und  $u_0 < U_{D,max}$  als obere Grenze, um Bauteilzerstörungen zu vermeiden.

Diese Limitierungen bestimmen den geforderten Wert der Ausgangskapazität. Für eine gewünschte Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W, eine Zwischenkreisspannung von  $U_0 = 400$  V und die Eingangsspannung des europäischen Versorgungsnetzes von  $\hat{U}_{in,max} = \sqrt{2} \cdot 230 + 10\% = 358$  V ergibt sich damit die minimal geforderte Zwischenkreiskapazität zu  $C_0 = 56 \ \mu\text{F}.$ 

## 6.2.2 Strombelastung der Zwischenkreiskapazität

Eine weitere Limitierung bei der Wahl der Zwischenkreiskapazität stellt der maximal erlaubte Rippelstrom dar. Dieser Rippelstrom führt in Zusammenhang mit dem äquivalenten Serienwiderstand der Kapazität zu Verlusten im Kondensator, welche diesen thermisch zerstören können [25].

Für Schaltfrequenzen viel grösser als die Netzfrequenz kann der globale Kondensatorstromeffektivwert, welcher zu den erwähnten Verlusten an dem äquivalenten Serienwiderstand führt, über die Integration des lokalen Stromeffektivwertes  $i_{C,rms}^2(\omega t)$  bestimmt werden [25]. Der lokale Stromeffektivwert über eine Pulsperiode ist wiederum durch

$$i_{C,rms}^{2}(\omega t) = \frac{1}{T_{S}} \int_{0}^{T_{s}} i_{C}^{2}(t) dt, \qquad (6.25)$$

definiert; der globale Effektivwert folgt dann durch Integration über eine

Netzperiode:

$$I_{C,rms}^{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} i_{C,rms}^{2}(\omega t) \, d\omega t.$$
 (6.26)

Die Berechnung des Kondensatorstromeffektivwertes kann nach [25], für den Fall eines konstanten Ausgangsstromes  $I_0$ , auf die Bestimmung des Diodenstromeffektivwertes reduziert werden. Der lokale Diodenstrom ist allgemein durch  $i_D = I_0 - i_C$  gegeben und folgt durch quadrieren (notwendig zum Lösen von Gl. (6.25)) zu

$$i_D^2 = I_0^2 - 2 \cdot I_0 \cdot i_C + i_C^2. \tag{6.27}$$

Wird nun in weiterer Folge der globale Effektivwert des Diodenstromes gebildet, führt dies auf

$$I_{D,rms}^{2} = I_{0}^{2} - \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \underbrace{\left[ 2 \cdot I_{0} \cdot \int_{T_{S}} i_{C} \right]}_{0} + I_{C,rms}^{2}$$
(6.28)

wobei der Kapazitätsstrom  $i_C$  über eine Schaltperiode aufintegriert (Mittelwert des Stromes) definitionsgemäss Null ergeben muss. Somit ergibt sich weiter für den globalen Kondensatorstromeffektivwert abhängig vom Diodenstrom [25]

$$I_{C,rms}^2 = I_{D,rms}^2 - I_0^2. ag{6.29}$$

Somit ist gezeigt, dass für CCM und DCM zur Berechnung von  $I_{C,rms}$  lediglich der globale Effektivwert des Diodenstromes für n parallele Boost– Zellen bestimmt werden muss. Dieser Stromkennwert wird nachfolgend für n = 1, 2 und 3 parallele Boost–Zellen für beide Betriebsmodi analytisch hergeleitet.

#### Rippelstromberechnung für eine Boost-Stufe

Einführend werden vorerst die zur Berechnung des Rippelstromes notwendigen Grundgleichungen angeführt. Die Tastverhältnisse für CCM und DCM Betrieb sind allgemein durch

$$d_{CCM}(\omega t) = 1 - \alpha \cdot \sin(\omega t) \tag{6.30}$$

für CCM und

$$d_{DCM}(\omega t) = \sqrt{(1-\alpha) \cdot (1-\alpha \cdot \sin(\omega t))}$$
(6.31)

für DCM mit dem Spannungsübersetzungsverhältnis

$$\alpha = \frac{\hat{U}_{in}}{U_0} \tag{6.32}$$

gegeben.

Der Diodenstrom über eine halbe Netzperiode ist in Abb. 6.11 für (a) CCM Betrieb und (b) DCM Betrieb dargestellt. Dieser zeigt die gleiche Einhüllende wie der Induktivitätsstrom, tritt jedoch nur bei offenem (ausgeschaltetem) Transistor (während  $t_{off}(\omega t)$ ) auf. Resultierend ist der Diodenstrom für beide Regelungsvarianten über die gesamte Periode lückend und wird somit während jedem Schaltzyklus zu Null. Die resultierenden Stromverläufe während einzelner exemplarischer Schaltzyklen sind detailliert in Abb. 6.12 (a) für CCM–1 und (b) für DCM–1 abgebildet<sup>3</sup>. Im Falle des CCM Betriebes entsteht ein annähernd rechteckförmiger Stromverlauf<sup>4</sup> (siehe Abb. 6.12(a)) mit  $I_{in}(\omega t)$  als Spitzenwert und der Breite

$$t_{off}(\omega t) = T_S \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t). \tag{6.33}$$

Für DCM Betrieb resultiert hingegen ein sägezahnförmiger Stromverlauf (vgl. Abb. 6.12(b)) mit dem Spitzenwert

$$\Delta I_{L,DCM}(\omega t) = \frac{2 \cdot \hat{I}_{in}^2}{n} \cdot \sin(\omega t) \cdot \frac{\sqrt{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)}}{\sqrt{1 - \alpha}}, \quad (6.34)$$

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup>CCM–1 bzw. DCM–1 bezeichnen hier PFC Pulsgleichrichter mit jeweils einer Boost Induktivität und einem kontinuierlich (CCM) bzw. diskontinuierlich (DCM) geführten Induktivitätsstrom.

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup>Der Eingangsstromrippel  $\Delta I_{L,CCM}$  wird als klein im Verhältnis zu  $I_L(\omega t)$  angenommen und deshalb durch die gezeigte Approximation vernachlässigt.



**Abbildung 6.11**: Verlauf des Diodenstromes über eine halbe Netzperiode für (a) CCM-1 und (b) DCM-1 mit  $P_0 = 300$  W und  $f_S = 200$  kHz.



Abbildung 6.12: Lokaler Diodenstrom für (a) CCM-1 und (b) DCM-1.

welcher während der Zeit

$$t_{off}(\omega t) = \Delta I_{L,DCM}(\omega t) \cdot \frac{L_{DCM}}{U_{DC} - I_{in}(\omega t)} = T_S \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t) \cdot \frac{\sqrt{1 - \alpha}}{\sqrt{1 - \alpha} \cdot \sin(\omega t)}$$
(6.35)

abklingt.

Die Grundlagen zur Berechnung der Diodenstromeffektivwerte sind nun bekannt und es ergibt sich für CCM

• der allgemeine lokale Diodenstromeffektivwert

$$i_{D,rms,CCM-1}^{2} = \frac{1}{T_{S}} \int_{0}^{t_{off}(\omega t)} I_{in}^{2}(\omega t) dt$$
(6.36)

167

und resultierend nach Lösen des Integrals

$$i_{D,rms,CCM-1}^2 = \frac{1}{n} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^3(\omega t)$$
(6.37)

• der globale Diodenstromeffektivwert

$$I_{D,rms,CCM-1}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{n} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^3(\omega t) \, d\omega t.$$
(6.38)

und für DCM

• der lokale allgemeine Diodenstromeffektivwert

$$i_{D,DCM-1}(\omega t) = \Delta I_{L,DCM}(\omega t) - \frac{\Delta I_{L,DCM}(\omega t)}{t_{off}(\omega t)} \cdot t$$
(6.39)

und als Resultat durch Integration

$$i_{D,rms,DCM-1}^2 = \frac{4}{3n^2} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \sin^3(\omega t) \cdot \frac{\sqrt{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)}}{\sqrt{1 - \alpha}}.$$
 (6.40)

• der globale Diodenstromeffektivwert

$$I_{D,rms,DCM-1}^{2} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0}^{\pi} i_{D,rms,DCM-1}^{2} d\omega t, \qquad (6.41)$$

wobei die Lösung des Integrals numerisch zu erfolgen hat.

#### Rippelstromberechnung für zwei Boost–Stufen

Abb. 6.13 zeigt die charakteristischen Stromverläufe für einen PFC Pulsgleichrichter mit zwei parallelen Boost–Zellen betrieben in CCM mit einer zur Veranschaulichung reduzierten Schaltfrequenz von  $f_S = 24 \cdot \omega/2\pi$ . Dabei ist gut zu erkennen, dass sowohl der Eingangsstrom (bzw. der gesamte Induktivitätsstrom  $i_{L,sum}$ ) als auch die einzelnen Induktivitätsströme  $(i_{L,1}$  und  $i_{L,2}$ ) über die gesamte halbe Netzperiode nicht–lückendes



**Abbildung 6.13**: Charakteristischer zeitlicher Stromverlauf für einen zweistufigen PFC betrieben in CCM. Die Schaltfrequenz wurde exemplarisch auf  $f_S = 24 \cdot \omega/2\pi$  zur besseren Veranschaulichung festgelegt.

Verhalten aufweisen. Daraus resultierend zeigen die einzelnen Diodenströme  $(i_{D,1} \text{ und } i_{D,2})$  ein Verhalten, welches bereits vorhin für einen einstufigen PFC festgestellt wurde: Beide Ströme lücken über die gesamte Netzperiode. Für den Fall eines mehrstufigen PFC addieren sich allerdings am Ausgang die einzelnen Diodenströme womit sich resultierend ein Gesamtdiodenstrom ergibt, welcher über gewisse Zeitbereiche ein nichtlückendes Verhalten aufweist (vgl. Abb. 6.13). Dieser Umstand ist auch gut in Abb. 6.14(a), welche den simulierten gesamten Diodenstrom für eine Schaltfrequenz von  $f_S = 200$  kHz bei einer Ausgangsleistung von 300 W darstellt, ab dem Zeitpunkt  $\omega t_1$  zu erkennen.



**Abbildung 6.14**: Globaler Diodenstrom über eine halbe Netzperiode für (a) CCM-2 und (b) DCM-2 mit  $P_0 = 300$  W und  $f_S = 200$  kHz.



Abbildung 6.15: Lokaler Diodenstrom für CCM-2.

Zur Berechnung des resultierenden Diodenstromeffektivwertes für CCM müssen folglich zwei Abschnitte separiert betrachtet werden. Zuerst jener in dem der Summendiodenstrom diskontinuierliches (lückendes) Verhalten aufweist und anschliessend der Bereich in welchem der Summendiodenstrom kontinuierlich (nicht-lückend) wird.

Eine detaillierte Betrachtung der resultierenden Diodenströme über drei exemplarische Schaltzyklen ist in Abb. 6.15 für den nicht kontinuierli-



**Abbildung 6.16**: Charakteristischer zeitlicher Stromverlauf für einen zweistufigen PFC betrieben in DCM. Die Schaltfrequenz wurde exemplarisch auf  $f_S = 24 \cdot \omega/2\pi$  zur besseren Veranschaulichung festgelegt.

chen (a) und diskontinuierlichen Zeitbereich (b) dargestellt. Solange die Ausschaltzeit  $t_{off}(\omega t)$  kürzer als die halbe Schaltperiode  $T_S/2$  ist, überschneiden sich die entstehenden Diodenströme  $i_{D,1}$  und  $i_{D,2}$  nicht und folglich klingt der gesamte Diodenström  $i_D$  nach jedem Schaltzyklus wieder auf Null ab (vgl. Abb. 6.15(a)). Überschreitet jedoch die Ausschaltzeit  $t_{off}(\omega t)$  die Zeitspanne  $T_S/2$ , so überschneiden sich  $i_{D,1}$ ,  $i_{D,2}$  sowie  $i_D$ und es resultiert der in Abb. 6.15(b) gezeigte Stromverlauf.

Für den Betrieb des PFC in DCM ergeben sich ähnliche Stromverläufe, visualisiert in Abb. 6.16. Nach Definition sind für diesen Betriebsmodus die Induktivitätsströme  $i_{L,1}$  und  $i_{L,2}$  über die gesamte Netzperi-



Abbildung 6.17: Lokaler Diodenstrom für DCM-2.

ode lückend. Resultierend lücken auch die einzelnen Diodenströme  $i_{D,1}$ und  $i_{D,2}$ . Der Eingangs– sowie der gesamte Diodenström können jedoch über bestimmte Zeitspannen hinweg nicht–lückendes Verhalten aufweisen. Dieser Umstand ist im simulierten Stromverlauf für eine Ausgangsleistung von 300 W bei einer Schaltfrequenz von  $f_S = 200$  kHz in Abb. 6.14(b) ebenfalls gut zu erkennen.

Abbildung 6.17 zeigt wiederum eine detaillierte Darstellung der Stromverläufe über drei exemplarische Schaltzyklen. Wird die Ausschaltzeit  $t_{off}(\omega t)$  grösser als die halbe Periodendauer  $T_S/2$ , so beginnen sich die einzelnen Diodenströme zu überlappen und ein kontinuierlicher gesamter Diodenstrom  $i_D$  resultiert.

Die Grenze zwischen lückendem und nicht–lückendem Betrieb ist folglich für CCM und DCM über die Bedingung

$$t_{off}(\omega t_1) \equiv \frac{T_S}{n} \tag{6.42}$$

definiert. Für CCM führt dies auf einen Zeitpunkt ab welchem der Summendiodenstrom nicht-lückendes Verhalten aufweist

$$\omega t_1 = \arcsin\left(\frac{1}{2\,\alpha}\right),\tag{6.43}$$

wohingegen im Falle von DCM die Grenze über

$$\omega t_1 = \arcsin\left[\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 \cdot (17 - 16\,\alpha)}}{8\,(\alpha - 1)\,\alpha^2}\right] \tag{6.44}$$

gegeben ist.

In weiterer Folge lassen sich die lokalen Dioden Stromeffektivwerte für die zwei Zeitabschnitte zuerst im Falle von CCM berechnen:

- Zeitabschnitt 1:  $t_{off} \leq \frac{T_S}{n}$ :  $i_{D,rms,1}^2 = \frac{1}{n} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^3(\omega t)$  (6.45)
- Zeitabschnitt 2:  $\frac{T_S}{n} < t_{off}(\omega t)$  $i_{D,rms,2}^2 = \frac{3}{n} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^3(\omega t) + \frac{4-3n}{n^2} \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^2(\omega t).$  (6.46)

Für DCM folgen die lokalen Diodenstromeffektivwerte analog zu:

- Zeitabschnitt 1:  $t_{off} \leq \frac{T_S}{n}$ :  $i_{D,rms,1}^2 = \frac{4}{3n^2} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^3(\omega t) \cdot \frac{\sqrt{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)}}{\sqrt{1 - \alpha}}$  (6.47)
- Zeitabschnitt 2:  $\frac{T_S}{n} < t_{off}$ :

$$i_{D,rms,2}^{2} = \frac{n}{T_{S}} \cdot \int_{0}^{T_{S}/n} [2 \cdot \Delta I_{L,DCM}(\omega t) - \frac{\Delta I_{L,DCM}(\omega t)}{n} \cdot \frac{T_{S}}{t_{off}(\omega t)} - \frac{n \cdot \Delta I_{L,DCM}(\omega t)}{T_{S}} \cdot t]^{2} dt \quad (6.48)$$

und nach Auflösen des Integrales

$$i_{D,rms,2}^{2} = \frac{7}{3} \cdot \frac{4 \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin^{2}(\omega t) \cdot (1 - \alpha \cdot \sin(\omega t))}{n^{2} \cdot (1 - \alpha)} - \frac{3 \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sqrt{(1 - \alpha \cdot \sin(\omega t))^{3}}}{n^{2} \cdot \alpha \cdot \sqrt{(1 - \alpha)^{3}}} + \frac{\hat{I}_{in}^{2} \cdot (1 - \alpha \cdot \sin(\omega t))^{2}}{n^{2} \cdot \alpha^{2} \cdot (1 - \alpha)^{2}}.$$
 (6.49)

Die globalen Diodenstromeffektivwerte folgen schliesslich für CCM und DCM Betrieb durch Integration über eine viertel Netzperiode:

$$I_{D,rms,i}^{2} = \frac{2}{\pi} \left[ \int_{0}^{\omega t_{1}} i_{D,rms,1}^{2} d\omega t + \int_{\omega t_{1}}^{\pi/2} i_{D,rms,2}^{2} d\omega t \right].$$
(6.50)

#### Rippelstromberechnung für drei Boost-Stufen

Aufgrund der Parallelschaltung von drei Boost–Zellen entstehen für den gesamten Diodenstrom drei Zeitbereiche mit unterschiedlicher resultie-



**Abbildung 6.18**: Globaler Diodenstrom über eine halbe Netzperiode für (a) CCM-3 und (b) DCM-3 mit  $P_0 = 300$  W und  $f_S = 200$  kHz.

render Form des Summendiodenstromes, abhängig von der Überlappung der jeweiligen Einzeldiodenströme (vgl. Abb. 6.18 (a) für CCM und (b) für DCM). Bis zu der Zeit  $\omega t_1$ , welche bestimmt ist durch

$$t_{off}(\omega t_1) \equiv \frac{T_S}{n},\tag{6.51}$$

überschneiden sich die drei einzelnen Diodenströme  $i_{D,1}$ ,  $i_{D,2}$  und  $i_{D,3}$ nicht. Ab dem Zeitpunkt  $\omega t_1$  bis  $\omega t_2$ , wobei letzterer über die Forderung

$$t_{off}(\omega t_2) \equiv 2 \cdot \frac{T_S}{n} \tag{6.52}$$

definiert ist, überschneiden sich jeweils nur zwei der drei Diodenströme. Ab dem Zeitpunkt  $\omega t_2$  überschneiden sich alle drei Diodenströme. Eine detaillierte Darstellung dieser erwähnten Zeitbereiche ist in Abb. 6.19 für CCM bzw. in Abb. 6.20 für DCM für drei exemplarische Schaltzyklen gezeigt. Angesichts der schon aufwendigen Gleichungen für zwei parallele PFC Stufen, wie sie im vorherigen Abschnitt hergeleitet wurden, ist offensichtlich, dass der Rechenaufwand für den Fall des dreistufigen PFC signifikant wird. Da eine detaillierte Herleitung der resultierenden Diodenstromeffektivwerte den Rahmen des vorliegenden Kapitels sprengen würden und zudem nicht Fokus der Arbeit sind, werden an dieser Stelle nur die notwendigen Resultate angeführt.



Abbildung 6.19: Lokaler Diodenstrom für CCM-3



Abbildung 6.20: Lokaler Diodenstrom für DCM-3

Die Grenzen zwischen den drei Zeitbereichen lassen sich für CCM nach den in Gl. (6.51) und (6.52) gegebenen Forderungen zu

$$\omega t_1 = \arcsin\left(\frac{1}{3\,\alpha}\right) \tag{6.53}$$

und

$$\omega t_2 = \arcsin\left(\frac{2}{3\,\alpha}\right) \tag{6.54}$$

herleiten. Für DCM ergeben sich analog folgende Grenzen:

$$\omega t_1 = \arcsin\left[\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 \cdot (37 - 36\,\alpha)}}{18 \cdot (\alpha - 1)\,\alpha^2}\right] \tag{6.55}$$

und

$$\omega t_2 = \arcsin\left[\frac{2\cdot\left(\alpha + \sqrt{\alpha^2\cdot(10 - 9\alpha)}\right)}{9\cdot(\alpha - 1)\alpha^2}\right].$$
 (6.56)

Wiederum können, analog zu den vorherigen Abschnitten, die jeweiligen lokalen Effektivwerte des gesamten Diodenstromes für die drei Zeitabschnitte berechnet werden. Diese folgen schlussendlich für CCM zu
• Zeitabschnitt 1:  $t_{off}(\omega t) \leq \frac{T_S}{n}$ 

$$i_{D,rms,1}^2 = \frac{1}{n} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^3(\omega t) \tag{6.57}$$

• Zeitabschnitt 2:  $\frac{T_S}{n} < t_{off}(\omega t) \le (n-1) \cdot \frac{T_S}{n}$ 

$$i_{D,rms,2}^{2} = \frac{3}{n} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin^{3}(\omega t) - \frac{2}{n^{2}} \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin^{2}(\omega t)$$
(6.58)

• Zeitabschnitt 3:  $(n-1) \cdot \frac{T_S}{n} < t_{off}(\omega t)$ 

$$i_{D,rms,3}^{2} = \frac{5}{n} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin^{3}(\omega t) - \frac{9 - 5n}{n^{2}} \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin^{2}(\omega t) \quad (6.59)$$

Für DCM gestaltet sich die Bestimmung der drei lokalen Diodenstromeffektivwerte aufgrund des komplizierten resultierenden Stromverlaufes (vgl. Abb. 6.20) ungleich aufwendiger. Die Diodenströme ergeben sich im Endeffekt zu:

• Zeitabschnitt 1:  $t_{off}(\omega t) \leq \frac{T_S}{n}$ 

$$i_{D,rms,1}^2 = \frac{4}{3n^2} \cdot \alpha \cdot \hat{I}_{in}^2 \cdot \sin^3(\omega t) \cdot \frac{\sqrt{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)}}{\sqrt{1 - \alpha}}.$$
 (6.60)

• Zeitabschnitt 2:  $\frac{T_S}{n} < t_{off}(\omega t) \le (n-1) \cdot \frac{T_S}{n}$ 

$$i_{D,rms,2}^{2} = \frac{n}{T_{S}} \cdot \int_{0}^{T_{S}/n} [2 \cdot \Delta I_{L,DCM}(\omega t) - \frac{\Delta I_{L,DCM}(\omega t)}{n} \cdot \frac{T_{S}}{t_{off}(\omega t)} - \frac{n \cdot \Delta I_{L,DCM}(\omega t)}{T_{S}} \cdot t]^{2} dt \quad (6.61)$$

und nach Lösen des Integrales

$$i_{D,rms,2}^{2} = \frac{3 \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin^{2}(\omega t) \cdot (1 - \alpha \cdot \sin(\omega t))}{n^{2} \cdot (1 - \alpha)} - \frac{4 \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sqrt{(1 - \alpha \cdot \sin(\omega t))^{3}}}{n^{2} \cdot \alpha \cdot \sqrt{(1 - \alpha)^{3}}} + \frac{1}{9} \cdot \frac{\hat{I}_{in}^{2} \cdot (1 - \alpha \cdot \sin(\omega t))^{2}}{n^{2} \cdot \alpha^{2} \cdot (1 - \alpha)^{2}} \quad (6.62)$$

• Zeitabschnitt 3:  $(n-1) \cdot \frac{T_S}{n} < t_{off}(\omega t)$ 

$$i_{D,rms,3}^{2} = \frac{n}{T_{S}} \cdot \int_{0}^{T_{S}/n} [3 \cdot \Delta I_{L,DCM}(\omega t) - \frac{\Delta I_{L,DCM}(\omega t)}{n} \cdot \frac{T_{S} \cdot (n-1)}{t_{off}(\omega t)} - \frac{n \cdot \Delta I_{L,DCM}(\omega t)}{T_{S}} \cdot t]^{2} dt \quad (6.63)$$

beziehungsweise nach Lösen des Integrales

$$i_{D,rms,3}^{2} = \frac{4 \cdot \hat{I}_{in}^{2} \cdot (\alpha \cdot \sin(\omega t) - 1)}{81 \cdot (\alpha - 1)^{2} \cdot \alpha^{2}} \cdot \left[ -16 + \alpha \cdot \sin(\omega t) \cdot \left( 16 + 57 \cdot (\alpha - 1) \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t) + + 60 \cdot \sqrt{1 - \alpha} \cdot \sqrt{1 - \alpha} \cdot \sin(\omega t) \right) \right]. \quad (6.64)$$

Der globale Diodenstromeffektivwert folgt abschliessend wiederum für CCM und DCM durch Integration über ein Viertel einer Netzperiode zu:

$$I_{D,rms,i}^{2} = \frac{2}{\pi} \left[ \int_{0}^{\omega t_{1}} i_{D,rms,1}^{2} d\omega t + \int_{\omega t_{1}}^{\omega t_{2}} i_{D,rms,2}^{2} d\omega t + \int_{\omega t_{2}}^{\pi/2} i_{D,rms,3}^{2} d\omega t \right].$$
(6.65)

#### **Resultate und Vereinfachung**

Der schlussendlich berechnete Kondensatorrippelstromeffektivwert  $I_{C,rms}$  normiert auf den DC Ausgangsstrom  $I_0$ , welcher die Ausgangsleistung repräsentiert, ist in Abb. 6.21 in Abhängigkeit von  $\alpha$  für n = 1, 2 und 3 parallele Boost–Zellen betrieben in CCM dargestellt. Abb. 6.22 zeigt dieselben Verläufe für DCM Betrieb. Im Allgemeinen kann die Aussage getroffen werden, dass die Rippelstrombelastung für DCM im Vergleich zu CCM ansteigt. Durch *Interleaving* mehrerer Boost–Zellen kann die Belastung der Kapazität durch den Rippelstrom für beide Betriebsmodi jedoch deutlich reduziert werden. Für n = 2 und 3 Boost–Zellen im Falle von DCM ist die Rippelstrombelastung der Ausgangskapazität in derselben Grössenordnung wie für CCM mit einer Boost–Zelle.

Tabelle 6.1 fasst die berechneten und mittels numerischer Simulation über erheblich grösseren Rechenaufwand erhaltenen Kondensatorrippelstromeeffektivwerte für den exemplarischen Fall einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W bei  $U_0 = 400$  V und  $U_{in,rms} = 230$ V ( $\alpha = 0.81$ ) zusammen. Für CCM ist hier eine sehr gute Genauigkeit der Rippelstromberechnung gegeben. Im Falle von DCM führen die vorhin angeführten Berechnungen und Vereinfachungen zwar zu einem maximalen Fehler von 8 % für eine Boost–Zelle, doch selbst diese Genauigkeit reicht für die Dimensionierung einer geeigneten Kapazität aus.

**Tabelle 6.1**: Berechnete  $(I_{C,rms,calc})$  und simulierte  $(I_{C,rms,sim})$  Kondensatorrippelstromeffektivwerte für einen PFC Pulsgleichrichter mit einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W bei  $U_0 = 400$  V und  $U_{in,rms} = 230$ V ( $\alpha = 0.81$ ) in Abhängigkeit des Betriebsmodus und der Anzahl paralleler Boost–Zellen *n*. Die Induktivitätswerte wurden hierbei nach Gl. (6.1) für CCM mit einem Stromrippel von  $k_{rippel} = 0.4$  und nach Gl. (6.4) für DCM berechnet.

Betriebsmodus	n	$\begin{bmatrix} I_{C,rms,calc} \\ [A] \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_{C,rms,sim} \\ [A] \end{bmatrix}$	Abweichung [%]
	1	0.78	0.78	0.00
$\operatorname{CCM}$	2	0.61	0.62	1.00
	3	0.56	0.57	1.75
	1	1.15	1.25	8.00
DCM	2	0.83	0.78	6.41
	3	0.69	0.65	6.15

Die Spannungsübersetzung  $\alpha$  wird häufig zu 0.8 gewählt, was abseits verschiedener Auswahlkriterien auch aus Sicht der Rippelstrombelastung Vorteile mit sich bringt. Bei genauer Betrachtung von Abb. 6.21 und 6.22 zeigt sich, dass abgesehen vom Betriebsmodus CCM–1 die Wahl von  $\alpha = 0.8$  ein Optimum bezüglich der Kondensatorbelastung darstellt. Bei der endgültigen Wahl einer geeigneten Zwischenkreiskapazität ist nach Abb. 6.21 und 6.22 eine mögliche Variation von  $\alpha$  zu berücksichtigen. Wird zum Beispiel ein Konverter mit einer Zwischenkreisspannung von  $U_0 = 400$  V für das europäische Netz dimensioniert, so ergibt sich genau eine Spannungsübersetzung von  $\alpha = 0.8$ . Erfolgt jedoch nun ein Betrieb dieses Konverters, ohne Änderung der Zwischenkreisspannung  $U_0$  in einem amerikanischen Netz mit  $\hat{U}_{in} = 155$  V, so entsteht eine Spannungsübersetzung von  $\alpha = 0.39$ . Diese führt analog zu Abb. 6.21 und 6.22 zu einer erhöhten Rippelstrombelastung des Kondensators.

Zusammenfassend kann für DCM für mehr als n = 2 Boost–Zellen kein Nachteil gegenüber CCM bezüglich der Strombelastung der Ausgangskapazität konstatiert werden.

Die Unabhängigkeit der effektiven Strombelastung von der gewählten Schaltfrequenz stellt ein zusätzliches interessantes Resultat dar. Dieser



**Abbildung 6.21**: Abhängigkeit des normierten Kondensatorrippeleffektivstromes  $I_{C,rms}/I_0$  vom Spannungsübersetzungsverhältnisses  $\alpha$  und der Anzahl von Boost–Zellen für CCM.



**Abbildung 6.22**: Abhängigkeit des normierten Kondensatorrippeleffektiv<br/>stromes  $I_{C,rms}/I_0$  vom Spannungsübersetzungsverhältnisse<br/>s $\alpha$  und der Anzahl von Boost–Zellen für DCM.

Umstand besitzt allerdings nur unter Vernachlässigung des Stromrippels im Falle von CCM Gültigkeit. Für technisch sinnvolle Werte von  $k_{rippel}$ im Bereich unter 0.4 ist diese Annahme jedoch zulässig. Die Gültigkeit dieser Approximation wird zusätzlich durch die geringen Abweichungen der berechneten von den simulierten Strombelastungen unterstrichen (vgl. Tabelle 6.1).

Wie in den vorherigen Abschnitten gezeigt, führt die Berechnung des globalen Diodenstromeffektivwertes, speziell für DCM und mehrere Boost–Zellen, zu teils unübersichtlichen und numerisch aufwendig lösbaren Funktionen. Nachfolgend wird deshalb eine vereinfachte Approximation zur Berechnung von  $I_{C,rms}$  für die zwei Regelungsvarianten CCM und DCM und n = 1 bis 3 parallele Boost–Zellen vorgestellt.

Der resultierende Kondensatorrippeleffektivstrom zeigt eine Abhängigkeit analog zu (vgl. Abb. 6.21 und 6.22)

$$I_{C,rms} = I_0 \cdot f(\alpha) \tag{6.66}$$

mit dem konstanten Ausgangs<br/>strom $I_0$ welcher die Ausgangsleistung repräsentiert. Für die in Abb. 6.21 und 6.22 gezeigten Verläufe kann nun

eine Approximation mittels Least-square Approximation analog zu

$$f(\alpha) \approx k_0 + k_1 \cdot \alpha + k_2 \cdot \alpha^2 + k_3 \cdot \alpha^3 + k_4 \cdot \alpha^4 \tag{6.67}$$

gefunden werden. Die zur Approximation benötigten Parameter sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

**Tabelle 6.2**: Parameter der Funktion  $f(\alpha)$  entsprechend Gl. (6.67) zur vereinfachten Berechnung des globalen Kondensatorrippeleffektivstromes für die unterschiedlichen Betriebssmodi und n = 1, 2 und 3 Boost–Zellen.

Operations-	Gültigkeits-	$k_0$	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$
modus	modus bereich					
CCM-1	$0 \leq \alpha \leq 1$	4.3	-9.7	10.7	-4.4	0
CCM 2	$0.0 \leq \alpha \leq 0.5$	3.5	-12.1	20.7	-14.3	0
00111 2	$0.5 \leq \alpha \leq 1.0$	0.67	0.55	-0.47	0	0
CCM-3	$0.00 \leq \alpha \leq 0.33$	2.7	-8.6	9.0	0	0
	$0.33 \leq \alpha \leq 0.66$	0.68	0.8	-1.0	0	0
	$0.66 \leq \alpha \leq 1.00$	0.49	0.67	-0.43	0	0
DCM-1	$0 \leq \alpha \leq 1$	6.1	-21.5	46.1	-49.3	20.6
DCM-2	$0.0 \leq \alpha \leq 0.5$	3.5	-8.1	6.8	0	0
	$0.5 \leq \alpha \leq 1.0$	-0.63	8.8	-13.9	7.0	0
DCM-3	$0.00 \leq \alpha \leq 0.33$	2.9	-7.5	6.5	0	0
	$0.33 \leq \alpha \leq 0.66$	1.06	0.72	-1.35	0	0
	$0.66 \leq \alpha \leq 1.00$	2.3	-3.56	2.29	0	0

### 6.2.3 Auswahl einer geeigneten Kapazität

Eine Auswahl von in Frage kommenden Zwischenkreiskapazitäten ist hinsichtlich ihres Gesamtvolumens  $V_C$  in Abb. 6.23 zum Vergleich zusammengestellt. Die Spezifikationen einiger ausgewählter Kapazitäten mit geringem Volumen unterschiedlicher Hersteller sind zusätzlich in Tabelle 6.3 zusammengefasst. Vier dieser ausgewählten Kondensatoren (nämlich Nr. 2, 3, 4 und 5) führen zu einem resultierenden minimalen Volumen. Für das in Abschnitt 6.6 realisierte Labormuster wurde aufgrund des grössten Kapazitäts/Volumen–Verhältnisses und der höchsten erlaubten



**Abbildung 6.23**: Gesamtes Kondensatorvolumen  $V_C$  für Kondensatoren welche für die Realisierung eines PFC Pulsgleichrichters mit einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W und einer Zwischenkreisspannung von  $U_{DC} = 400$  V in Frage kommen.

# Hersteller		Tun	С	$U_{max}$	$I_{C,rms}$	$V_{C,tot}$
# Heisteller	тур	$[\mu F]$	[V]	[A]	$[\mathrm{cm}^3]$	
1 muRata	GRM55DR	255 · 620			1454	
	72J224KW	0.22	030	_	14.04	
2	Panasonic	ECOS2WP560BA	56	450	0.98	12.1
3	Panasonic	ECOS2WP560AA	56	450	0.98	12.0
4	Panasonic	ECOS2HP680CA	68	500	1.09	12.1
5	Panasonic	EETUQ2W101BA	100	450	1.30	12.1
6	Epcos	B43501	100	450	1.35	16.9
7 Evox–Rifa	Error Dife	PEH536Y	60	450	1 40	10 75
	BC2680M2	00	430	1.40	10.70	

Tabelle 6.3: Spezifikationen der ausgewählten Kondensatoren.

Strombelastbarkeit von 1.3 A Kondensator Nr. (5) gewählt. Der Kondensator weist einen zulässigen Stromeffektivwert auf, welcher über dem maximal auftretenden Effektivwert für alle Betriebsmodi und Stufenzahlen liegt (vgl. Tab. 6.3). Einzig im Falle von DCM mit nur einer Boost–Stufe liegt der resultierende Stromeffektivwert mit 1.25 A (simuliert, vgl. Tabelle 6.1) in der Nähe des maximal zulässigen Stromwertes (1.3 A). Zum Erreichen einer möglichst langen Lebensdauer wäre für diesen Fall die Wahl eines alternativen Bauelementes empfehlenswert. Um die Resultate der nachfolgenden Untersuchungen vergleichbar zu halten und den Vergleich nicht unnötig zu verkomplizieren, wird jedoch für alle Betriebsmodi und Stufenanzahlen derselbe Kondensator gewählt.

## 6.3 Wahl der Leistungshalbleiter

In der Einleitung zu diesem Kapitel wurde zwar die auftretende Verlustleistung und damit einhergehend der resultierende Wirkungsgrad des Konverters als nachrangig eingestuft, dennoch spielen die entstehenden Verluste in den Halbleitern bezüglich notwendiger Anbindung an den Kühlkörper und der Baugrösse der Halbleiter eine entscheidende Rolle. Halbleiter, welche zu grosse Verluste aufweisen, führen zu einem erhöhten Gesamtvolumen und resultieren folglich in einer verringerten Leistungsdichte.

Die gesamten Verluste in den Leistungshalbleitern können allgemein zu

$$P_{sem} = n \cdot P_{con} + n \cdot f_S \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (W_{on}(\omega t) + W_{off}(\omega t) + W_{RR}(\omega t)) \, d\omega t$$
(6.68)

als Summe der Leitverluste und schaltfrequenzabhängigen Schaltverlusten definiert werden. Letztere sind durch die Energiewerte für die Ein- $(W_{on})$  und Ausschaltvorgänge  $(W_{off})$  sowie der *Reverse-Recovery* Verlustenergie  $(W_{RR})$  gegeben. Die Leitverluste lassen sich abhängig der messtechnisch bestimmten oder den Datenblättern entnommenen Verlustparameter (zusammengefasst in Tabelle 6.4) berechnen:

$$P_{con} = I_{T,rms}^2 \cdot R_{DS,on} + I_{D,avg} \cdot U_f + I_{D,rms}^2 \cdot R_f.$$

$$(6.69)$$

Diode	Transistor	$U_f$	$R_f$	$R_{DS,on}$
		[V]	$[\Omega]$	$[\Omega]$
	FCP7N60	0.90	0.15	0.53
:06(	FCP11N60F	0.90	0.15	0.32
90 (	ICTP4N60	0.90	0.15	2.00
ζSD	IXTP7N60	0.90	0.15	1.10
e C	IXFP10N60	0.90	0.15	0.74
Cre	STP7NK60Z	0.90	0.15	1.00
	STP10NK60Z	0.90	0.15	0.65
3 1 8	FCP7N60	0.98	0.05	0.53
IXYS DSEi	FCP11N60F	0.98	0.05	0.32
	IXFP10N60	0.98	0.05	0.74
STM HTT2 806TTI	FCP7N60	2.45	0.15	0.53

**Tabelle 6.4**: Messtechnisch bestimmte Leitverlustparameter für kommerziell erhältliche Diode–Transistorkombinationen mit einer Spannungsfestigkeit von 600 V für eine Ausgangsspannung von  $U_0 = 400$  V und einer Gehäusetemperatur von 125°C.

Der benötigte globale Transistorstromeffektivwert für CCM und DCM kann entweder mittels numerische Simulationen oder analytisch durch Integration des Transistorstromes über eine Netzperiode gewonnen werden. Der resultierende Stromeffektivwert ist schlussendlich abhängig vom Induktivitätsstrom  $\hat{I}_{L,CCM,avg}$  aus Gl. (6.3) bzw. der Einschaltzeit  $t_{on,DCM}$ =  $T_S \cdot d_{DCM}(\omega t)$  mit  $d_{DCM}(\omega t)$  aus Gl. (6.31) und dem Stromrippel  $\Delta I_{DCM}(\omega t)$  aus Gl. (6.34) und lässt sich wie folgt berechnen:

• CCM:

$$I_{T,rms}^2 = \hat{I}_{L,CCM,avg}^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi} \cdot \alpha\right) \tag{6.70}$$

• DCM:

$$I_{T,rms}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{3} \cdot f_S \cdot t_{on,DCM}(\omega t) \cdot \Delta I_{DCM}(\omega t)^2 \, d\omega t, \quad (6.71)$$

wobei speziell für DCM die Berechnung zu einem erheblichen Rechenaufwand führt. Analog zur Berechnung des Transistorstromes folgt für den Diodenstromeffektivwert unter zusätzlicher Verwendung der Ausschaltzeit  $t_{off,DCM}(\omega t)$  aus Gl. (6.35):

• CCM:

$$I_{D,rms}^2 = \hat{I}_{L,CCM,avg}^2 \cdot \left(\frac{4}{3\pi} \cdot \alpha\right) \tag{6.72}$$

• DCM:

$$I_{D,rms}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{3} \cdot f_S \cdot t_{off,DCM}(\omega t) \cdot \Delta I_{DCM}(\omega t)^2 \, d\omega t. \quad (6.73)$$

Die Verlustenergien zur Berechnung der Schaltverluste  $(W_{on}, W_{off}$  und  $W_{RR}$ ) sind ausgehend von Werten aus den jeweiligen Transistor- und Diodendatenblättern nur ungenau zu berechnen. Für eine zuverlässige Bestimmung dieser Werte ist daher eine Messung analog zu [21, 22] unumgänglich. Das in [21] vorgestellte Messverfahren wurde verwendet, um die Schaltverlustenergien für mehrere kommerziell erhältliche Diode-/Transistorkombinationen zu bestimmen, wobei folgende Abhängigkeiten festgestellt wurden:

$$W_{on}(\omega t) = a_{on} + k_{on} \cdot I_{L,on}(\omega t), \qquad (6.74)$$

$$W_{off}(\omega t) = a_{off} + k_{off} \cdot I_{L,off}^2(\omega t), \qquad (6.75)$$

$$W_{RR}(\omega t) = a_{RR} + k_{RR} \cdot I_{L,on}(\omega t).$$
(6.76)

Die Konstanten sind in Tabelle 6.5 für Halbleiter mit einer Spannungsfestigkeit von 600 V zusammengefasst. Bei den Messungen wurde auch eine SiC Diode (*Cree CSD 06060*) berücksichtigt, welche speziell für CCM zu reduzierten Schaltverlusten führt (vgl. Einleitung des vorliegenden Kapitels).

Wie bereits eingangs erwähnt, gilt für CCM, dass bei vernachlässigbarem Stromrippel, der Einschalt- und Ausschaltstrom gleich dem mittleren Induktivitätsstrom sind:  $I_{L,on}(\omega t) \approx I_{L,off}(\omega t) \approx I_{L,CCM,avg}(\omega t)$ . Für DCM kann hingegen angenommen werden, dass sich  $I_{L,on} = 0$  und  $I_{L,off} = \Delta I_{L,DCM}(\omega t)$  ergeben.

Diode	Transistor	$a_{on}$	$k_{on}$	$a_{off}$	$k_{off}$	$a_{RR}$	$k_{RR}$
		$[\mu J]$	$\left[\frac{\mu J}{A}\right]$	$[\mu J]$	$\left[\frac{\mu J}{A^2}\right]$	$[\mu J]$	$\left[\frac{\mu J}{A}\right]$
6	FCP7N60	7.04	2.32	4.50	0.04	4.20	0.00
:06(	FCP11N60F	7.24	2.21	6.00	0.03	4.20	0.00
90	ICTP4N60	7.81	2.63	4.00	0.08	4.20	0.00
(SD	IXTP7N60	7.23	2.66	5.00	0.20	4.20	0.00
e C	IXFP10N60	7.55	1.85	7.00	0.07	4.20	0.00
Cre	STP7NK60Z	7.47	2.72	4.48	0.87	4.20	0.00
	STP10NK60Z	7.17	2.97	6.50	0.18	4.20	0.00
3 I 8	FCP7N60	1.22	17.86	4.50	0.03	1.18	13.84
IXYS DSEI	FCP11N60F	1.42	16.19	6.00	0.01	1.03	12.06
	IXFP10N60	2.56	17.97	7.00	0.18	1.03	13.52
$STM \\ STTH \\ S06TTI$	FCP7N60	4.45	1.93	4.00	0.0024	3.08	0.40

**Tabelle 6.5**: Messtechnisch bestimmte Schaltverlustparameter für kommerziell erhältliche Diode-/ Transistorkombinationen mit einer Spannungsfestigkeit von 600 V für eine Ausgangsspannung von  $U_0 = 400$  V und einer Gehäusetemperatur von 125°C.

Aus Tabelle 6.5 wird ersichtlich, dass Diode-Transistorkombinationen, bestehend aus SiC Dioden, keine *Reverse-Recovery* Verluste ( $k_{RR} = 0$ ) aufweisen und ebenso die Einschaltverluste ( $k_{on}$  und  $a_{on}$ ) im Vergleich zu Si Dioden signifikant reduziert sind. Der Grund hierfür liegt in der sehr kleinen *Reverse-Recovery* Ladung einer SiC Diode [79]. Resultierend kann gesagt werden, dass SiC Dioden für Anwendungen betrieben in CCM zu geringeren Verlusten führen (vgl. Abb. 6.24(a)). Im Falle von DCM jedoch, wo der Einschaltstrom und somit die Einschaltverluste stets gering ausfallen, führen SiC Dioden zu keiner Verlustreduktion und SiDioden sind aufgrund der geringeren Kosten zu bevorzugen. Wie schon eingangs erwähnt, zeigen SiC Dioden einen erhöhten Vorwärtswiderstand  $R_f$  (vgl. Tab. 6.4), weshalb die gesamten Verluste mit Sic Dioden in den Leistungshalbleitern  $P_{sem}$  im Falle von DCM sogar über jenen von SiDioden liegen (vgl. Abb. 6.24(b)).



**Abbildung 6.24**: Gesamte Verluste in den Leistungshalbleitern  $P_{sem}$  für eine Boost–Zelle betrieben in CCM (a) und zwei parallele Boost–Zellen betrieben in DCM (b) in Abhängigkeit der Schaltfrequenz  $f_S$  und der verwendeten Boost–Diode(n) für die exemplarische Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W (gewählter Transistor: *FCP7N60*).

Eine weitere interessante Alternative zu den kostenintensiven SiC Dioden stellen so genannte Tandem–Dioden dar (z.B. die Diode STTH806 TTIvon STM). Diese Dioden bestehen aus zwei in Serie geschalteten Dioden mit niedriger Spannungsfestigkeit. Durch die Serienschaltung resultiert in Summe eine ausreichende Spannungsfestigkeit für die gewünschte Anwendung. Da Dioden mit reduzierter Sperrspannungsfestigkeit im Allgemeinen eine reduzierte Reverse–Recovery Ladung aufweisen [79], führen diese Tandem–Dioden zu geringeren Einschaltverlusten und sind somit vergleichbar zu SiC Dioden (vgl. Abb. 6.24). Durch die Serienschaltung zweier Dioden und resultierender Addition der Durchflussspannungen  $U_f$  werden die Leitverluste im Vergleich zu Si Dioden deutlich erhöht. Tandem–Dioden stellen somit speziell für Schaltfrequenzen über 350 kHz einen kostengünstigen Ersatz zu SiC Dioden für CCM Anwendungen dar (vgl. Abb. 6.24(a)).

Für die weiteren Untersuchungen werden die Dioden–Transistorkombinationen

- Cree CSD 06060 und FCP7N60 für CCM
- sowie IXYS DSEI8 und FCP7N60 für DCM

verwendet.

# 6.4 EMV–Eingangsfilter Design

Durch die sinusförmige Eingangsstromregelung werden die Normen bezüglich niederfrequenter Störaussendungen (IEC 61000–3–2 [57]) erfüllt. Zur Reduktion hochfrequenter emittierter Störungen im Frequenzbereich von 150 kHz – 30 MHz ist jedoch zur Einhaltung von EMV (engl. *Electro Magnetic Compatibility*) Normen [94] ein zusätzliches EMV–Eingangsfilter erforderlich. Die zu limitierenden leitungsgebundenen Störungen<sup>5</sup> (engl. *conducted emissions* CE) treten bei ganzzahligen Vielfachen der Schaltfrequenz auf.

Betrachtet man das Gesamtvolumen des Konverters, so stellt das EMV– Filter einen bedeutenden Anteil dar. Dementsprechend wichtig ist die Dimensionierung und Optimierung des EMV–Filters unter Berücksichtigung aller Komponenten des Konverters. So führt zum Beispiel, wie vorhin erwähnt, eine kleinere CCM Boost–Induktivität zu einem vergrösserten Rippel des Eingangsstromes und folglich zu einer erhöhten DM Störaussendung des Konverters [95]. Zur Verringerung dieser gestiegenen Störaussendungen ist im Gegenzug ein vergrössertes EMV–Filter notwendig. Ein optimiertes Gesamtsystem erfordert somit die Betrachtung beider Komponenten in Abhängigkeit der Schaltfrequenz<sup>6</sup>.

Interleaving stellt in diesem Zusammenhang ein zielführendes Konzept dar. Während das gesamte Induktivitätsvolumen mit steigender Stufenanzahl n annähernd konstant bleibt (vgl. Abschnitt 6.1.1) sinken die Anforderungen an das EMV–Filter und somit das Filtervolumen, da einerseits die emittierten Störungen hin zu höheren Frequenzen verschoben werden [67, 73, 80, 82, 96] und andererseits der resultierende Stromrippel des Eingangsstromes mit steigender Stufenanzahl n sinkt. Dies wird bei Vergleich der Ströme  $i_{L,sum}$  und  $i_{L,1}$  in Abb. 6.13 und 6.16 unmittelbar deutlich. Im Folgenden wird deshalb eine detaillierte Betrachtung dieser Zusammenhänge durchgeführt.

Bei der Dimensionierung des notwendigen EMV-Filters müssen prinzipiell zwei auftretende Störungen, nämlich Gegentakt- (engl. *differential mode* DM) und Gleichtaktstörungen (engl. *common mode* CM), unter-

 $<sup>^5\</sup>mathrm{Da}$  nur leitungsgebundene Störaussendungen die Grösse des EMV–Filters bestimmen und somit Einfluss auf die resultierende Leistungsdichte nehmen, werden auch nur diese Störungen betrachtet.

 $<sup>^6 \</sup>rm Wie$ bereits vorhin erwähnt, weisen die übrigen Komponenten des Pulsgleichrichters ein von der Schaltfrequenz nicht aber von n unabhängiges Volumen auf.



GND TIMINIA AND TI

Abbildung 6.25: Topologie eines Gegentakt– (DM) und Gleichtaktfilters (CM) zur Begrenzung leitungsgebundener Störaussendungen. Zur reproduzierbaren Messung der Störungen wird ein vereinfacht dargestelltes Stabilisierungsnetzwerkes (LISN) eingesetzt.

schieden werden [94,97,98]. DM Störungen bezeichnen Störströme welche auf einer Netzphase zum Konverter und auf der anderen Phase wieder Richtung Netz zurück fliessen. Im Falle von CM Störungen jedoch, fliessen die Störströme gleichzeitig parallel auf beiden Phasen entweder zum Konverter oder in Richtung des Netzes und der Stromkreis wird über die parasitäre Kapazität  $C_q$  (vgl. Abb. 6.25) geschlossen. Beide Störungen erfordern unterschiedliche Filtertopologien (vgl. Abb. 6.25) und folglich auch getrennte Optimierungen. Wird am Eingang des Konverters eine Diodengleichrichterbrücke eingesetzt, so treten zusätzlich noch so genannte "Mixed Mode" (MM) Störungen auf [99, 100]. Bei diesen Störungen fliesst der CM Strom aufgrund des unidirektionalen Verhaltens der Diodenbrücke nur durch eine Verbindungsleitung zum Netz. Somit erscheint dieser CM Strom als DM Strom und muss folglich auch vom DM-Filter eliminiert werden. Dies geschieht durch eine symmetrische Aufteilung der DM Induktivitäten auf beide Leitungen [101, 102], wie in Abb. 6.25 gezeigt.

Für die Dimensionierung der benötigten EMV-Filter muss das in den Normen definierte Testequipment mit berücksichtigt werden. Zur Messung der Störaussendungen wird ein so genanntes LISN (*Line Impedance Stabilization Network*) eingesetzt, welches eine genormte Netzimpedanz darstellt und zur Reproduzierbarkeit der Messungen unabhängig vom Standort und der jeweils gegebenen Netzimpedanz dient. Ein vereinfachter Aufbau des LISN ist in Abb. 6.25 dargestellt. Analog zu den Normen wird die Spannung  $U_{meas}(f)$ , welche über  $R_{LISN}$  abfällt, gemessen, um eine variable Frequenz  $f_{sweep}$  bandpassgefiltert (vgl. Abb. 6.26(b)) und schliesslich mit einem Quasi-Peak (QP) Detektionsnetzwerk im EMV Testreceiver gewichtet. Details zur Modellierung der LISN und des Testprozederes können in den Normen [103] gefunden werden. Eine gute Worst-case Abschätzung des Messresultates zur Verkürzung des rechenintensiven QP Berechnungsprozesses wurde bereits in [104] vorgestellt. Hierbei wird eine maximale QP–Störspannung in [dB $\mu$ V] analog zu

$$U_{QP,max}(f_{sweep})[dB\mu V] = 20 \cdot \log \left[ \frac{1}{1\,\mu V} \cdot \sum_{f=f_{sweep}-\frac{RBW}{2}}^{f=f_{sweep}+\frac{RBW}{2}} U_{meas}(f) \right]$$
(6.77)

berechnet und mit den Normen aus [103] verglichen (vgl. Abb. 6.26(a)). Bei der Berechnung der Worst-case Abschätzung für eine gewählte Frequenz  $f_{sweep}$  werden alle auftretenden Störspannungen, welche innerhalb eines Messbandes mit der Breite RBW (definiert zu RBW = 9 kHz



**Abbildung 6.26**: (a) Normen für maximale leitungsgebundene Störaussendungen definiert in CISPR 22 [94] für die *Quasi-Peak* Detektion; (b) Veranschaulichung des *Quasi-Peak* (QP) Messprozederes.

in [94]) liegen, ähnlich zur *Quasi–Peak* Gewichtung, aufsummiert. Die Seitenbänder einer Störung werden somit für die Filterdimensionierung mitberücksichtigt. Die lineare Aufsummierung aller Störspannungen innerhalb von RBW in Gl. (6.77) führt zu einem vergrösserten Resultat im Vergleich zur tatsächlichen QP Gewichtung, was wiederum in einem leicht überdimensionierten Filter resultiert. Eine detaillierte Berechnung der QP Störungen über einen weiten Frequenzbereich würde jedoch zu einem deutlich erhöhten Rechenaufwand führen [104], weshalb die vorgestellte Abschätzung für eine Filterdimensionierung über einen weiten Frequenzbereich zu bevorzugen ist.

Die berechnete maximale QP–Spannung und somit die ausgesendeten Störungen hängen im Wesentlichen von der Konvertertopologie, dem Betriebsmodus und der Schaltfrequenz ab. Die zur Berechnung von Gl. (6.77) notwendige Spannung  $U_{meas}(f)$  kann entweder über Netzwerksimulationen und anschliessender Transformation in den Frequenzbereich oder durch die in Abschnitt 6.8 vorgestellte vereinfachte Methode zur Berechnung des auftretenden Störspektrums bestimmt werden. Eine alternative Methode stellt die Messung der tatsächlichen QP–Spannung an einem vorhandenen Prototypen dar. In allen Fällen muss die erhaltene QP–Spannung mit den Limits  $Limit(f_{sweep})$ , welche in den Normen für den Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz definiert sind (vgl. Abb. 6.26(a)), verglichen und die notwendige Dämpfung  $Att_{req}$  zur Erfüllung der Normen bestimmt werden:

$$Att_{req}(f_{sweep})[dB] = U_{QP,max}(f_{sweep})[dB\mu V] - Limit(f_{sweep})[dB\mu V] + Margin[dB]. \quad (6.78)$$

Diese Dämpfung, welche die zusätzliche Toleran<br/>zMarginzur Berücksichtigung von Unsicherheiten und Variationen der Bauteile enthält, ist durch das EMV–Filter zur Erfüllung der Normen zu realisieren. Aufbauend auf die erforderliche Dämpfung $Att_{req}$ werden im Folgenden Richtlinien zur Dimensionierung der notwendigen Filterkomponenten für das DM und CM–Filter hergeleitet.

### 6.4.1 DM EMV–Filter Dimensionierung

Im Allgemeinen wird die benötigte Dämpfung mit Hilfe eines mehrstufigen LC–Filters — dessen Dämpfung mit  $Att_{LC}$  bezeichnet wird — mit



**Abbildung 6.27**: Benötigte Filterdämpfung  $Att_{req,DM}$  exemplarisch für einen PFC Pulsgleichrichter betrieben in DCM mit einer Ausgangsleistung von 300 W und zwei parallelen Boost–Zellen im Vergleich zur Dämpfung  $Att_{LC}$ , welche mit einem ein– bzw. zweistufigen LC–Filter realisiert wird.

der Stufenanzahl  $n_f$  erreicht, wobei stets die Bedingung

$$Att_{LC}(f_{sweep}) = \left(2\pi \cdot f_{sweep}\right)^{2n_f} \cdot L_{DM}^{n_f} \cdot C_{DM}^{n_f} \ge Att_{req,DM}(f_{sweep})$$

$$(6.79)$$

erfüllt sein muss.

Für Konverter mit konstanter Schaltfrequenz muss zur Filterdimensionierung nur das erste Vielfache der Schaltfrequenz (oder das n-te Vielfache für n parallele Boost-Zellen) innerhalb des Messbereiches von 150 kHz bis 30 MHz als Design Punkt ( $f_D$ ) betrachtet werden, da eine hinreichende Dämpfung aller höherfrequenten Vielfachen aufgrund der mit der Frequenz steigenden Dämpfung des Filters gewährleistet ist (vgl. Abb. 6.27). Eine variable Schaltfrequenz, wie sie zum Beispiel im Falle von BCM auftritt, bedarf jedoch zur Erfüllung von Gl. (6.79) der Betrachtung des gesamten Frequenzbereiches. Eine bewusste Variation der Schaltfrequenz führt zu geringeren Amplituden der ausgesandten Störungen und in weiterer Folge zu einer reduzierten benötigten Dämpfung von ca. 10 dB und resultierend zu einem kleineren EMV-Filter [105–107]. Die im Folgenden vorgestellte Filterdimensionierung besitzt auch für diesen Fall Gültigkeit. Es muss kritisch angemerkt werden, dass für hohe Schaltfrequenzen ( $f_S > 500 \text{ kHz}$ ) zusätzliche parasitäre Effekte der Filterkomponenten zu berücksichtigen sind [108]. Im Folgenden findet jedoch eine Vernachlässigung dieser Effekte zu Gunsten einer möglichst übersichtlichen Herleitung statt.

Für beide Betriebsarten (CCM und DCM) führt Gl. (6.79) zu einem definierten Design Punkt  $f_{sweep} = f_D$  und in weiterer Folge zur Dimensionierungsvorschrift des LC-Filters:

$$(2\pi \cdot f_D)^{2n_f} \cdot L_{DM}^{n_f} \cdot C_{DM}^{n_f} = Att_{req,DM}(f_D).$$
(6.80)

Die Werte für  $L_{DM}$  und  $C_{DM}$  und die Stufenanzahl  $n_f$  können zur Dimensionierung des DM-Filters frei gewählt werden, so lange Gl. (6.80) erfüllt ist. Es liegt somit nahe für eine gegebene Dämpfung die frei wählbaren Werte so zu wählen, dass ein minimales Filtervolumen resultiert. Die Bestimmung dieser optimalen Kombination aus  $L_{DM}$ ,  $C_{DM}$  und  $n_f$ ist Gegenstand des nachfolgenden Abschnittes.

Das Volumen einer Induktivität ist im Allgemeinen durch

$$V_{L,DM} \propto k_L \cdot L_{DM} \cdot \hat{I}_{in}^2 \tag{6.81}$$

gegeben. Betrachtet man jedoch die resultierenden Induktivitätsvolumina in Abhängigkeit des Induktivitätswertes (vgl. Abb. 6.28) und des Stromes (vgl. Abb. 6.29), so lässt sich eine erweiterte Rechenvorschrift unter weiterer Berücksichtigung linearer Abhängigkeiten vom Strom und Induktivitätswert

$$V_{L,DM} = k_{L1} \cdot L_{DM} \cdot \hat{I}_{in}^2 + k_{L2} \cdot L_{DM} + k_{L3} \cdot \hat{I}_{in}$$
(6.82)

herleiten. In Abb. 6.28 und 6.29 sind resultierende Volumenkurven für Toroid Kerne von *Magnetics* [87] zusammen mit den kennzeichnenden Faktoren  $k_{L1}$ ,  $k_{L2}$  und  $k_{L3}$  dargestellt. Theoretisch resultiert nach Gl. (6.81) eine unendliche Filterstufenanzahl  $n_f \to \infty$  aufgrund der unendlich kleinen geforderten Induktivität aus Gl. (6.80) in einem minimalen Filtervolumen. Die konstanten Offsets in Gl. (6.82) ( $k_{L2}$  und  $k_{L3}$ ) führen jedoch zu einer Vergösserung des Filtervolumens für eine steigende Stufenanzahl.



Abbildung 6.28: Berechnetes (Punkte) und approximiertes (Linien) Induktivitätsvolumen in Abhängigkeit des Induktivitätswertes für Toroid Kerne von *Magnetics* [87].



**Abbildung 6.29**: Berechnetes (Punkte) und approximiertes (Linien) Induktivitätsvolumen in Abhängigkeit des Stromes für Toroid Kerne von *Magnetics* [87].

Das Volumen der Kapazität skaliert linear mit dem geforderten Kapazitätswert und quadratisch mit der Spannung. Zusätzlich tritt analog zu Gl. 6.82 ein konstanter Offset  $(k_{C2})$  auf

$$V_{C,DM} = k_{C1} \cdot C_{DM} \cdot \hat{U}_{in}^2 + k_{C2}, \qquad (6.83)$$

der wiederum abhängig von der Spannung ist. Exemplarische Kapazitätsvolumina für eine Eingangsspannung von  $\hat{U}_{in} = \sqrt{2} \cdot 230$  V sind zusammen mit den für die Approximation notwendigen Werten  $k_{C1}$  und  $k_{C2}$  in Abb. 6.30 dargestellt.

Das resultierende Gesamtvolumen des DM–Filters, welches es gilt zu minimieren, kann schlussendlich zu

$$V_{DM} = (n_f + 1) \cdot V_{L,DM} + n_f \cdot V_{C,DM} \to \min$$
(6.84)

gefunden werden. Der Term  $(n_f + 1)$  folgt aus der ersten Filterstufe in der zusätzlich ein Dämpfungsglied, bestehend aus einem Dämpfungswiderstand und der DM Induktivität [104], zur Dämpfung der Resonanz des Filters eingefügt wird (vgl. Abb. 6.25). Alle weiteren Filterstufen bestehen jedoch nur noch aus einer Induktivität  $L_{DM}$  und einer Kapazi-



**Abbildung 6.30**: Berechnetes (Punkte) und approximiertes (Linien) Volumen von X2 Folienkondensatoren in Abhängigkeit des Kapazitätswertes für eine Eingangsspannung von  $\hat{U}_{in} = \sqrt{2} \cdot 230$  V.

tät  $C_{DM}.$  Der Dämpfungswiderstand  $R_d$  wird in der Volumenberechnung nicht berücksichtigt.

Für die nun gewünschte Optimierung des Filtervolumens wird vorerst aus Gl. (6.80) der Zusammenhang zwischen  $L_{DM}$  und  $C_{DM}$  bestimmt:

$$L_{DM} = a \cdot \frac{1}{C_{DM}}.\tag{6.85}$$

Gleichung (6.84) lässt sich weiter mit den Volumenapproximationen aus Gl. (6.82) und (6.83) vereinfachen zu

$$V_{DM} = b \cdot L_{DM} + c + d \cdot C_{DM} + e \tag{6.86}$$

mit den zusätzlich eingeführten Substitutionen

$$a = \frac{{}^{n} \sqrt{Att_{req,DM}}}{2 \cdot (2\pi \cdot f_D)^2} \tag{6.87}$$

$$b = 2 \cdot (n_f + 1) \cdot \left(k_{L1} \cdot \hat{I}_{in}^2 + k_{L2}\right)$$
(6.88)

$$c = 2 \cdot (n_f + 1) \cdot k_{L3} \cdot \hat{I}_{in} \tag{6.89}$$

$$d = n_f \cdot \left( k_{C1} \cdot \hat{U}_{in}^2 \right) \tag{6.90}$$

$$e = n_f \cdot k_{C2}.\tag{6.91}$$

Wird nun Gl. (6.86) nach  $C_{DM}$  abgeleitet und zu Null gesetzt:

$$\frac{\partial V_{DM}}{\partial C_{DM}} = 0 \tag{6.92}$$

so erhält man den Kapazitätswert

$$C_{DM} = \sqrt{\frac{a \cdot b}{d}} \tag{6.93}$$

und in weiterer Folge den Induktivitätswert

$$L_{DM} = \sqrt{\frac{a \cdot d}{b}}.$$
(6.94)

197

Diese Werte führen auf ein Filter mit minimalem Volumen. Durch Einsetzen der vorhin eingeführten Substitutionen a, b und d resultiert

$$C_{DM} = \sqrt{\frac{(n_f + 1) \cdot \left(k_{L1} \cdot \hat{I}_{in}^2 + k_{L2}\right) \cdot \sqrt[n_f]{Att_{req,DM}}}{2 \cdot n_f \cdot \left(k_{C1} \cdot \hat{U}_{in}^2\right) \cdot \left(2\pi \cdot f_D\right)^2}}$$
(6.95)

und

$$L_{DM} = \sqrt{\frac{n_f \cdot \left(k_{C1} \cdot \hat{U}_{in}^2\right) \cdot {}^{n_f} \sqrt{Att_{req,DM}}}{2 \cdot \left(n_f + 1\right) \cdot \left(k_{L1} \cdot \hat{I}_{in}^2 + k_{L2}\right) \cdot \left(2 \pi \cdot f_D\right)^2}}.$$
 (6.96)

Abschliessend kann noch das resultierende minimale DM–Filter Volumen mit

$$V_{DM} = n_f \cdot k_{C2} + \cdot (n_f + 1) \cdot k_{L3} \cdot \hat{I}_{in} + + 3 \cdot \sqrt{\frac{(n_f + 1) \cdot (k_{L1} \cdot \hat{I}_{in}^2 + k_{L2}) \cdot n_f \cdot (k_{C1} \cdot \hat{U}_{in}^2) \cdot \sqrt[n_f]{Att_{req,DM}}}{2 \cdot (2\pi \cdot f_D)^2}}$$
(6.97)

berechnet werden, welches von den Induktivitäts<br/>– und Kapazitätskonstanten, der benötigten Dämpfung  $Att_{req}$  und der Filterstufen<br/>anzahl $n_f$ abhängt.

Für die Bestimmung der optimalen Filterstufenanzahl müsste Gl. (6.97) nach  $n_f$  abgeleitet und erneut zu Null gesetzt werden. Dieser Schritt gestaltet sich algebraisch jedoch sehr aufwendig, da die  $n_f$ -te Wurzel der Dämpfung in Gl. (6.97) enthalten ist. Wesentlich einfacher bietet sich eine numerische beziehungsweise grafische Lösung des Optimierungsproblems an. Abb. 6.31 zeigt resultierende Volumenkurven des DM-Filters in Abhängigkeit der benötigten Dämpfung  $Att_{req,DM}$ , Filterstufenanzahl  $n_f$ , Ausgangsleistung  $P_0$  und der Design Frequenz  $f_D$ . Hierbei wurden die in Abb. 6.28 und 6.30 angeführten Parameter  $k_{L1}$ ,  $k_{L2}$ ,  $k_{L3}$ ,  $k_{C1}$  und  $k_{C2}$ , für  $\hat{U}_{in} = \sqrt{2} \cdot 230$  V, berücksichtigt.

Aus Abb. 6.31 geht deutlich hervor, dass die optimale Stufenanzahl nur geringfügig, das resultierende DM–Filtervolumen jedoch sehr stark von



**Abbildung 6.31**: DM–Filtervolumina in Abhängigkeit der benötigten Dämpfung  $Att_{req,DM}$  für verschiedene Leistungs– und Schaltfrequenzkombinationen.

der Ausgangsleistung abhängt. In Bezug auf die Design Frequenz lässt sich aussagen, dass diese sowohl auf die optimale Stufenanzahl als auch auf das resultierende DM-Filtervolumen einen bedeutenden Einfluss hat. Für höhere Ausgangsleistungen können ähnliche Aussagen getroffen werden. Üblicherweise werden Systeme mit einer Ausgangsleistung über 1 kW dreiphasig realisiert. Auch für derartige dreiphasige Konverter können die vorgestellten Optimierungen in entsprechend angepasster Form angewendet werden.

Typische geforderte Dämpfungen befinden sind im Bereich um 50 dB was meist zu einer optimalen Filterstufenanzahl von  $n_f = 2$  für alle Leistungs– und Design Frequenzkombinationen führt.

Wie bereits oben erwähnt, ist die Design Frequenz  $f_D$  das erste Vielfache der Schaltfrequenz (beziehungsweise das n-te Vielfache im Falle von n parallelen Boost-Zellen) innerhalb des EMV Messbereiches 150 kHz – 30 MHz. Dies bedeutet konkret, dass für einen Konverter mit einer Schaltfrequenz von 30 kHz dieselbe Design Frequenz resultiert wie für ein Konverter mit einer Schaltfrequenz von 150 kHz. Für Letzteren weist die benötigte Dämpfung  $Att_{req}$  jedoch höhere Werte auf, da die Amplituden der Harmonischen mit steigender Frequenz abfallen (vgl. Abb. 6.26(b) und Abschnitt 6.8). Für den Fall mehrerer paralleler Boost-Zellen führt ein Konverter mit nur einer Zelle und einer Schaltfrequenz von  $f_S = 200$  kHz ebenfalls zu derselben Design Frequenz  $f_D$ . Erneut resultiert für Letzteren eine höhere geforderte Dämpfungen, da Interleaving zu einem geringeren Rippel des Eingangsstromes und folglich zu einer reduzierten Störaussendung führt (vgl. Abb. 6.13 und 6.16).

Abbildung 6.32 zeigt das resultierende DM–Filtervolumen für den Fall eines Konverters mit einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W realisiert durch zwei parallele Boost–Zellen in DCM in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und der Filterstufenanzahl. Hierbei wurde für jede Schaltfrequenz die benötigte Dämpfung bestimmt und anschliessend das resultierende Filtervolumen berechnet. Auch hier ist gut zu erkennen, dass ein zweistufiges Filter ( $n_f = 2$ ) ab einer Schaltfrequenz von ca. 175 kHz (Design Frequenz  $f_D = 350$  kHz) zu einem minimalen Volumen führt.

In Abb. 6.33 sind die resultierenden DM–Filtervolumina für eine optimale Anzahl von Filterstufen  $n_f$  für CCM (a) und DCM (b) in Abhängigkeit der Schaltfrequenz  $f_S$  und der Anzahl n paralleler Boost–Zellen dargestellt. Generell kann festgestellt werden, dass für eine steigende Schaltfrequenz die Design Frequenz  $f_D$  des Filters ebenfalls erhöht wird und resultierend das Filtervolumen abnimmt. Ebenso führt, wie schon vorhin erwähnt, *Interleaving* von mehreren Boost–Zellen zu einer Reduktion des Filtervolumens. Vor allem für DCM zeigt sich eine signifikante Volumenreduktion zwischen n = 1 und n = 2. Mit steigender Stufenanzahl n



**Abbildung 6.32**: DM EMV–Filtervolumen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und der Filterstufenanzahl  $n_f$  für einen 300 W PFC Pulsgleichrichter betrieben in DCM mit zwei parallelen Boost–Zellen.



**Abbildung 6.33**: DM–Filter Volumina für (a) CCM und (b) DCM in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und der Anzahl n paralleler Boost–Zellen.

wird die Volumenreduktion des DM–Filters stets kleiner und ab zwei parallelen Boost–Zellen und Schaltfrequenzen über 200 kHz liegen die resultierenden Volumina der DM–Filter für CCM und DCM in einem ähnlichen Bereich.

Im Falle von CCM kann der Eingangsstromrippel und somit das Mass der ausgesandten Störungen zusätzlich durch die Wahl von  $k_{rippel}$  beeinflusst werden. Ein kleinerer Wert von  $k_{rippel}$  führt somit einerseits zu einem reduzierten Stromrippel und zu reduzierten DM-Filteranforderungen, andererseits jedoch zu einer vergrösserten Boost-Induktivität. In Abb. 6.34 sind das Volumen der CCM Boost-Induktivität, des benötigten DM-Filters und das resultierende Gesamtvolumen in Abhängigkeit von  $k_{rippel}$ für eine Boost-Zelle und eine Schaltfrequenz von  $f_S = 145$  kHz zusammengefasst. Das Volumen der Boost-Induktivität, welches analog zu Abschnitt 6.1.3 für die thermische Anbindung über einen Kühlzapfen berechnet und anschliessend interpoliert wurde, hängt deutlich stärker von  $k_{rippel}$  ab als das resultierende Volumen des DM-Filters. Ein optimales  $k_{rippel}$  bezüglich des Gesamtvolumens kann jedoch nicht gefunden werden, da sich sowohl das Boost-Induktivitätsvolumen, als auch das DM-Filtervolumen mit zunehmenden  $k_{rippel}$  verringert und somit ein maximales  $k_{rippel}$  zu einem minimalen Gesamtvolumen führt.

Ein Mass, welches den erlaubten Stromrippel und somit  $k_{rippel}$  beschränkt, ist jedoch durch die Tatsache, dass der Induktivitätsstrom für grosse Werte von  $k_{rippel}$  im Bereich des Nulldurchganges zu lücken beginnt, gegeben. Wird gefordert, dass der Induktivitätsstrom niemals lücken darf, kann eine Berechnungsvorschrift für den maximal erlaubten Wert von  $k_{rippel}$  gefunden werden.



**Abbildung 6.34**: Volumen der CCM Boost–Induktivität und des DM–Filters in Abhängigkeit des Eingangsstromrippels für CCM mit einer Boost–Zelle und einer Schaltfrequenz von  $f_S = 145$  kHz. Die Kurve der Boost–Induktivität stellt eine Approximation der diskret berechneten Volumina für eine thermische Anbindung mittels Kühlzapfen dar.

Für den Spezialfall des Average Current Control ist der entstehende Stromrippel in Abhängigkeit der Zeit allgemein durch das Induktionsgesetz gegeben

$$\Delta I_{L,CCM}(\omega t) = 4 \,\alpha \cdot k_{rippel} \cdot I_{L,CCM}(\omega t) \cdot d_{CCM}(\omega t). \tag{6.98}$$

Wird nun die Forderung gestellt, dass der Rippelstrom aus Gl. (6.98) stets kleiner als der Soll-Induktivitätsstrom sein muss ( $\Delta I_{L,CCM}(\omega t) \leq I_{L,CCM}(\omega t)$ ), so ergibt sich

$$4\alpha \cdot k_{rippel} \cdot d_{CCM}(\omega t) \le 1. \tag{6.99}$$

Die Lösung dieser Ungleichung nach  $\omega t$  führt zu dem Zeitpunkt, ab welchem der tatsächliche Induktivitätsstrom nicht mehr zu Null wird und nicht-lückendes Verhalten aufweist:

$$\omega t = \arcsin\left(\frac{4\,\alpha\,k_{rippel} - 1}{4\,\alpha^2\,k_{rippel}}\right).\tag{6.100}$$

Für die Forderung, dass der Strom niemals lücken darf, muss  $\omega t$  gleich Null gesetzt werden. Dies führt schlussendlich zu einem Wert von  $k_{rippel}$ , bei welchem der Strom gerade zu lücken beginnt:

$$k_{rippel,opt} = \frac{1}{4\alpha}.$$
(6.101)

Vernünftige Werte für  $k_{rippel}$  liegen somit für  $\alpha \approx 0.8$  in dem, bereits vorhin erwähnten, Bereich von 0.3 bis 0.4.

### 6.4.2 CM EMV–Filter Dimensionierung

Bei der Dimensionierung des CM–Filters treten im Vergleich zu DM zwei grundsätzliche Unterschiede in Erscheinung:

• Erstens ist eine Linearisierung beziehungsweise Parametrierung des Induktivitätsvolumens aufgrund einer stark limitierten Anzahl kommerziell verfügbarer CM Kerne nicht zielführend. Für die anschliessend durchgeführten Untersuchungen werden ausschliesslich nanokristalline Kerne [109] verwendet, da diese Kerne das beste Verhalten für hohe Frequenzen und das Verhältnis von Induktivität und Volumen aufweisen [110]. In Abb. 6.35 und 6.36 sind resultierende Volumenkurven in Abhängigkeit des Induktivitätswertes und des Stromes dargestellt. Hierbei ist leicht einzusehen, dass eine Linearisierung zu grossen Abweichungen von den realen Volumina führt und deshalb an dieser Stelle nicht zweckmässig ist.

• Zweitens ist der maximale Wert der CM Kapazität, aufgrund des in der Norm [111] beschränkten maximalen Leckagestromes bezüglich Ground von  $I_{GND,max,rms} = 3.5$  mA bei 110 % des nominalen Eingangsspannungeffektivwertes, limitiert. Üblicherweise führt die Festlegung des CM Kapazitätswertes auf den maximal erlaubten Wert zu einem minimalen Filtervolumen. Wird nun diese Kapazität auf alle  $n_f$  CM-Filterstufen gleichmässig aufgeteilt, ergibt sich die Kapazität zu

$$C_{CM} \le \frac{1}{2n_f} \cdot \frac{I_{GND,max,rms}}{1.1 \cdot U_{in,rms} \cdot \omega}.$$
(6.102)

Weiters resultiert eine gesamte maximal erlaubte CM Kapazität von  $C_{CM,max} = 44$  nF für eine Eingangsspannung von  $U_{in,rms} =$ 230 V. Durch parasitäre Streukapazitäten, Bauteiltoleranzen und die beschränkte Anzahl verfügbarer Kapazitäten [110] wird die maximal erlaubte CM Kapazität weiter reduziert. Die nachfolgenden Untersuchungen basieren deshalb auf einer gewählten Kapazität von 20 nF.

Der Induktivitätswert des CM–Filters ist folglich analog zu Gl. (6.80) über

$$L_{CM} = \frac{\sqrt[n_f]{Att_{req,CM}}}{(2\pi \cdot f_D)^2 \cdot C_{CM}}$$
(6.103)

gegeben und erneut von der Filterstufenanzahl  $n_f$ , der Design Frequenz  $f_D$  und der benötigten Dämpfung — hier  $Att_{req,CM}$  — abhängig. Letztere hängt grossteils von der Grösse der parasitären Kapazität  $C_g$  ab. Diese Kapazität tritt zwischen den Halbleitern und der Schutzerde auf (vgl. Abb. 6.25) und wird massgeblich von verschiedenen Faktoren wie der mechanischen Anordnung der Halbleiter, deren Anbindung an den Kühlkörper oder der Bauleistung bestimmt. Der Einfluss der Kapazität  $C_q$  auf die benötigte Dämpfung ist in Abb. 6.37 illustriert.



**Abbildung 6.35**: Berechnetes Induktivitätsvolumen in Abhängigkeit des Induktivitätswertes für Toroid Kerne von *Vaccumschmelze* [109].



**Abbildung 6.36**: Berechnetes Induktivitätsvolumen in Abhängigkeit des Stromes für Toroid Kerne von *Vaccumschmelze* [109].

Eine hinreichend genaue analytische Bestimmung der parasitären Kapazität  $C_g$  ist praktisch kaum möglich und selbst Finite–Element Simulationen gestalten sich äusserst aufwendig und führen aufgrund von Vereinfachungen nur zu einer unzureichenden Genauigkeit. Daher wird üblicherweise die entstehende Kapazität an einem Labormuster messtechnisch bestimmt und dementsprechend ein CM–Filter dimensioniert. Die



**Abbildung 6.37**: Benötigte CM–Filterdämpfung  $Att_{req,CM}$  in Abhängigkeit der parasitären Kapazität  $C_g$  für den exemplarischen Fall eines PFC Pulsgleichrichters mit  $P_0 = 300$  W und zwei phasenversetzt betriebenen DCM Boost Zellen sowie einer Schaltfrequenz von  $f_S = 50$  kHz.

nachfolgenden Untersuchen werden exemplarisch für verschiedene Werte von  $C_q$ , nämlich 10 pF, 100 pF, 1nF, 10 nF und 50 nF, durchgeführt.

Zur Verbesserung der Dämpfung bei hohen Frequenzen wird die CM Induktivität als einlagige Induktivität realisiert [97, 112]. Dadurch wird eine Reduktion der parasitären Kapazitäten zwischen den einzelnen Windungen erreicht. Diese parasitären Kapazitäten stellen für hochfrequente Störungen einen Parallelpfad geringer Impedanz dar und reduzieren somit den effektiven Induktivitätswert.

In Kombination mit einer CM Spannungsquelle (Ersatzschaltbild des schaltenden Transistors) welche an der parasitären Kapazität  $C_g$  anliegt, resultiert ein CM Strom, der wiederum zu einem Spannungsabfall an  $R_{LISN}$  führt und analog zu [113] die geforderte Dämpfung  $Att_{req,CM}$  ergibt.

Das gesamte Volumen des CM-Filters ergibt sich abschliessend zu

$$V_{CM} = V_{L,CM}(n_f, Att_{req,CM}, \hat{I}_{in}, f_D) + V_{C,CM}(\hat{U}_{in})$$
(6.104)

und kann analog zu Abschnitt 6.4.1 ausgewertet werden. Abbildung 6.38 zeigt resultierende Verläufe für die CM–Filtervolumina in Abhängigkeit



**Abbildung 6.38**: CM–Filtervolumina in Abhängigkeit der benötigten Dämpfung  $Att_{req,CM}$  für verschiedene Leistungs– und Schaltfrequenzkombinationen.

der geforderten Dämpfung und der Filterstufenanzahl für verschiedene Leistungs– und Design Frequenzkombinationen.

Nach Abbildung 6.38 führt für eine übliche benötigte Dämpfung im Bereich von 30 bis 40 dB eine Filterstufe  $n_f = 1$  zu einem minimalen CM– Filtervolumen. Dieser Umstand ist auch in Abb. 6.39(a), welche das CM– Filtervolumen abhängig von der Schaltfrequenz für eine Ausgangsleistung



**Abbildung 6.39**: Exemplarische CM-Filter Volumenkurven für einen PFC Pulsgleichrichter mit  $P_0 = 300$  W mit zwei phasenversetzt angesteuerten DCM Boost-Zellen; (a) Volumenkurven des CM-Filters in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und Filterstufenanzahl  $n_f$  für eine festgesetzte Kapazität  $C_g = 100$  pF.; (b) Volumenkurven in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und der parasitären Kapazität  $C_g$  mit  $n_f = 1$ .

von  $P_0 = 300$  W zeigt, ersichtlich. Das resultierende CM-Filtervolumen bleibt für den gezeigten Fall über den gesamten betrachteten Schaltfrequenzbereich konstant. Der Grund hierfür kann in der Tatsache gefunden werden, dass bereits der kleinste verfügbare Kern [109], welcher die geforderte Induktivität ermöglicht, gewählt wurde. Für grössere CM Störungen oder Werte von  $C_g$  führen jedoch unter Umständen auch mehrere Filterstufen zu einem minimalen Volumen (vgl. Abb. 6.38).

Abbildung 6.39(b) zeigt den Einfluss der parasitären Kapazität  $C_g$  auf das CM-Filtervolumen mit der zusätzlichen Abhängigkeit von der Schaltfrequenz  $f_S$ . Kapazitätswerte von  $C_g$  unterhalb von 100 pF resultieren demnach stets in einem Filter mit demselben Volumen für den Fall des Pulsgleichrichters mit zwei phasenversetzt betriebenen DCM Boost-Zellen. Für eine andere Zahl von Boost-Zellen können ähnliche Ergebnisse gefunden werden, da die parasitäre Kapazität für alle untersuchten Fälle ähnliche Werte aufweist<sup>7</sup>. Für das Labormuster, welches in Abschnitt 6.6 realisiert wird, konnte die parasitäre Kapazität messtechnisch zu  $C_g = 23.4$  pF (vgl. Abb. 6.40) bestimmt werden und befindet sich somit unterhalb von 100 pF.

<sup>&</sup>lt;sup>7</sup>Interleaving von mehreren Boost–Zellen führt prinzipiell zu einer Erhöhung von  $C_g$  wobei dieser Einfluss von Interleaving auf  $C_g$  schwer vorherzusehen ist. Für kleine Werte von  $C_g$  resultiert jedoch stets ein konstantes Filtervolumen.



Abbildung 6.40: Gemessene Impedanz zwischen Konverter und Ground und die identifizierten Werte des äquivalenten Ersatzmodells für das realisierte Labormuster.



**Abbildung 6.41**: Realisierte Filtertopologie für den 300 W PFC Pulsgleichrichter betrieben in dual DCM mit einer Schaltfrequenz von  $f_S = 200$  kHz mit 2 DM-Filterstufen und einer CM-Filterstufe.

Das endgültig für das Labornuster realisierte EMV-Filter ist in Abb. 6.41 zusammen mit den jeweiligen Bauteilwerten dargestellt. Für DM stellt ein zweistufiges Filter mit  $C_{DM,1} = C_{DM,2} = 150$  nF und  $L_{DM,1} = L_{DM,d} = L_{DM,2} = 44.6 \ \mu\text{H}$  die optimale Wahl dar. Der Dämpfungswiderstand wurde analog zu [104] zu  $R_d = 33 \ \Omega$  bestimmt. Für das CM-Filter genügt ein einstufiges Filter mit den Bauteilwerten  $C_{CM} = 10$  nF und  $L_{CM} = 1.68$  mH (bei 400 kHz). Messungen zur Verifikation der Berechnungen werden in Abschnitt 6.6 gezeigt.

## 6.5 Vergleich des gesamten PFC Systems

Werden nun alle vorhin gefundenen Ergebnisse zusammenfassend betrachtet, so kann die optimale Kombination aus Betriebsmodus (CCM oder DCM), Schaltfrequenz und Anzahl paralleler Boost–Zellen gefunden werden.

In Abb. 6.42 sind die resultierenden Volumina aller Komponenten des Konverters für den exemplarischen Fall eines Pulsgleichrichters zusammengestellt, welcher durch zwei parallel geschaltete, phasenversetzt getaktete und im DCM arbeitende Konverterzellen (nachfolgend kurz mit DCM–2 PFC bezeichnet) realisiert ist. Das EMV–Filter ( $V_{CM}$  und  $V_{DM}$ ) nimmt ca. die Hälfte des Gesamtvolumens  $V_{tot}^8$  ein und weist somit, wie vorhin erwähnt, einen signifikanten Einfluss auf die resultierende Leistungsdichte auf. Die Boost–Induktivität hat, nicht zuletzt wegen der vorhin behandelten thermischen Anbindung an den Kühlkörper und der damit einhergehenden markanten Volumenreduktion, nur eine geringe Auswirkung auf das Gesamtvolumen. Ohne thermische Anbindung würde sich das Induktivitätsvolumen auf ca. 10 bis 15 cm<sup>3</sup> belaufen (vgl. Abb. 6.8) und damit einen beträchtlichen Teil des Gesamtvolumens darstellen.

Abbildung 6.43 zeigt zusätzlich die resultierenden Verluste für denselben exemplarischen Fall des DCM–2 PFC mit einer Ausgangsleistung von 300 W in Abhängigkeit der Schaltfrequenz. Die Zunahme der Gesamtverluste mit steigender Schaltfrequenz liegt einzig in den wachsenden Schaltverlusten der Transistoren. Alle übrigen Verluste bleiben über den gesamten Frequenzbereich annähernd konstant. Die Verluste des CM–Filters wurden in der Zusammenstellung in Abb. 6.43 nicht berücksichtigt, da diese erstens sehr gering ausfallen und zweitens für alle verglichenen Varianten denselben Wert aufweisen. Ebenfalls nicht berücksichtigt wurden Verlus-

 $<sup>^{8}</sup>V_{tot}$  bezeichnet hierbei die Summe aller quaderförmig approximierten Volumina und entspricht somit nur einem theoretischen Wert, da diverse Lufträume, welche durch die Bauteilplatzierung entstehen, nicht berücksichtigt wurden.



Abbildung 6.42: Berechnete Volumina von den Hauptkomponenten eines 300 W DCM–2 PFC in Abhängigkeit der Schaltfrequenz ( $C_g = 23.4 \text{ pF}$ ).

te von zusätzlichen Komponenten wie den Gatetreibern, Spannungsversorgungen oder der Regelung.

Analog zu den vorstehend in Abb. 6.42 und 6.43 gezeigten Volumenund Verlustkurven können nun für beide betrachteten Regelungsmetho-



Abbildung 6.43: Berechnete Verlustleistungen für einen 300 W DCM–2 PFC in Abhängigkeit der Schaltfrequenz ( $C_g = 23.4$  pF).

den (CCM und DCM) für n = 1, 2 und 3 parallele Boost–Zellen die Gesamtvolumen– und Verlustkurven in Abhängigkeit der Schaltfrequenz generiert werden; die Ergebnisse sind in den Abbildungen 6.44 bis 6.47 zusammengefasst.

Im Falle von CCM Betrieb zeigt sich deutlich, dass das gesamte resultierende Volumen annähernd unabhängig von der Anzahl paralleler Boost– Zellen ist. Für Schaltfrequenzen unter 150 kHz führt eine einzelne Boost– Zelle zu einem minimalen Volumen (vgl. Abb. 6.44) und den geringsten auftretenden Verlusten (vgl. Abb. 6.45). Für Schaltfrequenzen über 150 kHz kann eine geringe Volumenreduktion durch *Interleaving* erreicht werden. Jedoch werden die Verluste bei *Interleaving* in CCM deutlich erhöht (vgl. Abb. 6.45), weshalb die Kombination *Interleaving* und CCM nicht zu empfehlen ist<sup>9</sup>. Folglich wird ein einstufiger PFC betrieben in CCM mit einer Schaltfrequenz von 140 kHz als möglicher Betriebspunkt gewählt und als "Design Punkt 1" definiert (vgl. Abb. 6.44 und Tabelle 6.6).

Für DCM Betrieb ergibt sich jedoch ein im Vergleich zu CCM deutlich verändertes Bild. Betrachtet man Abb. 6.46, so erkennt man, dass Interleaving zu einer deutlichen Volumenreduktion für Schaltfrequenzen oberhalb von 150 kHz oder unterhalb von 75 kHz führt. Der Grund für die Volumenreduktion bei niedrigen Schaltfrequenzen kann in der Tatsache gefunden werden, dass hier erst Vielfache der Schaltfrequenz oberhalb von 150 kHz zu liegen kommen und deshalb für die Dimensionierung des EMV-Filters heranzuziehen sind. In Abb. 6.47 sind zudem die resultierenden, berechneten Gesamtverluste für DCM zusammengefasst. Die Gesamtverluste wachsen zwar mit einer grösser werdenden Stufenanzahl, im Gegensatz zu CCM jedoch mit einer deutlich reduzierten Steigung. Deshalb kommen auch zwei Betriebspunkte für DCM-2 in die engere Auswahl ("Design Punkt 2" und "Design Punkt 4" in Abb. 6.46 und Tabelle 6.6). Zusätzlich zu diesen zwei Punkten führt DCM-1 bei 140 kHz zu einem vergleichbaren minimalen Volumen, weshalb dieser Betriebspunkt als "Design Punkt 3" ebenfalls in die engere Auswahl aufgenommen wird (vgl. Abb. 6.46 und Tabelle 6.6). Wie in Abb. 6.46 gut zu erkennen, führt DCM-3 für die gewählte Ausgangsleistung zu keinem minimalen Volumen und ist zudem durch die höchsten auftretenden Verluste gekennzeichnet.

 $<sup>^9 \</sup>rm Vergleicht$ man z.B. CCM–1 bei 140 kHz mit CCM–2 bei 350 kHz, so wird das Volumen um lediglich 10 % reduziert, die Verluste steigen jedoch um 200 % an.


**Abbildung 6.44**: Berechnete Volumina von den Hauptkomponenten eines 300 W PFC Pulsgleichrichters betrieben in CCM für n = 1, 2 und 3 Boost–Zellen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz ( $C_g = 23.4$  pF).



**Abbildung 6.45**: Berechnete Verlustleistungen für einen 300 W PFC Pulsgleichrichter betrieben in CCM für n = 1, 2 und 3 Boost–Zellen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz ( $C_g = 23.4$  pF).

Die vorgehend ausgewählten Design Punkte sind in Tabelle 6.6 zusammengefasst und bewertet. Interessanterweise ergeben sich für alle vier Punkte ähnliche Leistungsdichten und theoretische Wirkungsgrade.



**Abbildung 6.46**: Berechnete Volumina der Hauptkomponenten eines 300 W PFC Pulsgleichrichters betrieben in DCM für n = 1, 2 und 3 Boost–Zellen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz ( $C_g = 23.4$  pF).



**Abbildung 6.47**: Berechnete Verlustleistungen für einen 300 W PFC Pulsgleichrichter betrieben in DCM für n = 1, 2 und 3 Boost–Zellen in Abhängigkeit der Schaltfrequenz ( $C_g = 23.4 \text{ pF}$ ).

Bezüglich des erreichbaren Wirkungsgrades stellt Design Punkt 2 aufgrund der niedrigen Schaltfrequenz von lediglich 70 kHz ein Maximum dar ( $\eta_{th} = 97.3$  %). Da jedoch die erzielbare Leistungsdichte gegenüber dem Wirkungsgrad für die gewünschte Anwendung im Vordergrund steht, wird dieser Design Punkt nicht weiter behandelt. Eine Kombination aus hoher Leistungsdichte und hohem Wirkungsgrad zeichnet Design Punkt 3 aus. Dieser ist durch einen einstufigen PFC betrieben in DCM mit einer Schaltfrequenz von 140 kHz gekennzeichnet. Aus Gründen der verkürzten Kondensatorlebensdauer durch die erhöhte Strombelastung (vgl. Abschnitt 6.2 und [25, 114]) kommt auch dieser Design Punkt für eine Realisierung nicht in Frage.

Design Punkt 1 stellt die klassische Realisierung eines Boost–PFC mit einer Boost–Zelle betrieben in CCM mit einer Schaltfrequenz von 140 kHz dar. Dieser Punkt führt zur höchsten Leistungsdichte gepaart mit einem akzeptablen Wirkungsgrad. Da jedoch zum Erreichen dieser Werte kostenintensive SiC Dioden und zusätzliche Stromsensoren, welche in der Volumenberechnung nicht berücksichtigt wurden, notwendig sind, wird auch dieser Punkt nicht für die Realisierung gewählt.

Schliesslich wird Design Punkt 4, welcher sich durch eine theoretische Leistungsdichte von 7.5 kW/dm<sup>3</sup> und einen berechneten Wirkungsgrad von 96.6 % auszeichnet, ausgewählt. Dieser Punkt stellt die optimale Kombination aus maximaler Leistungsdichte und Wirkungsgrad dar und ermöglicht zudem eine Kostenreduktion durch die Anwendung von Si Dioden und durch die Eliminierung der Stromsensoren. Zusätzlich führt die Parallelisierung zu einer Reduktion der Kondensatorbelastung und somit

$Design\ Punkt$	Operations- modus	Stufenanzahl	Schalt- frequenz	Gesamt-volumen	theoretische Leistungs- dichte	theoretischer Wirkungsgrad	Lebensdauer	Stromsensor	Halbleiter- kosten
		n	$f_S$	$V_{tot}$	PD	$\eta_{th}$			
			[kHz]	$[\mathrm{cm}^3]$	[kW/dm <sup>3</sup> ]	[%]			
1	CCM	1	140	39.3	7.6	96.7	+	_	_
2	DCM	2	70	41.8	7.2	97.3	+	+	+
3	DCM	1	140	40.1	7.5	97.1	_	+	+
4	DCM	2	200	39.9	7.5	96.6	+	+	+

**Tabelle 6.6**: Vergleich unterschiedlicher Design Punkte für einen PFC Pulsgleichrichter mit einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W.

zu einer erhöhten Lebensdauer. Im nachfolgenden Abschnitt werden die berechneten Kenndaten für diesen Design Punkt an einem Labormuster bestätigt.

## 6.6 Experimentelle Verifikation

Zur Verifikation der vorhin getätigten Annahmen und Berechnungen wurde ein Labormuster realisiert, gezeigt in Abb. 6.48. Die Spezifikationen und notwendigen Annahmen zur Realisierung des Labormusters sind in Tabelle 6.7 zusammengefasst.

Messungen, durchgeführt an dem Labormuster bei einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 315$  W, sind in Abb. 6.49 dargestellt. Es wird deutlich, dass sich der Eingangsstrom  $i_{in}$  in Phase mit der Eingangsspannung  $u_{in}$ befindet und somit die Forderung nach einer Leistungsfaktorkorrektur erfüllt ist. Der Leistungsfaktor kann messtechnisch zu 99.7 % bestimmt werden. Ebenfalls messtechnisch bestimmt wurde die Summe der harmo-



**Abbildung 6.48**: Labormuster des Boost-PFC Pulsgleichrichters mit zwei parallelen Boost-Zellen inklusive EMV-Filter und einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 300$  W. Die Boost-Induktivitäten werden mittels eines Kühlzapfens an die Wasserkühlung angebunden.

nischen Störungen (THD), welche zu 6.4 % bei Volllast resultiert. Die gemessenen Spannungen, Ströme und berechneten Verlustleistungen für den Lastfall von  $P_0 = 315$  W sind zusätzlich in Tabelle 6.8 zusammengetragen. Der resultierende Wirkungsgrad des Labormusters beläuft sich somit auf 96.4 % und weicht lediglich um 0.2 % vom berechneten Wert ab (vgl. Abschnitt 6.5).

Die berechneten und messtechnisch bestimmten Volumina der Einzelkomponenten, zur Verifikation der Berechnungen, Annahmen und Linearisierungen, sind zusätzlich in Tabelle 6.9 zusammengefasst. Auch hier ist eine gute Übereinstimmung der berechneten und gemessenen Werte zu erkennen. Das resultierende Gesamtvolumen des Konverters (berechnet mit Hilfe der äusseren Abmessungen aus Abb. 6.48) ergibt sich zu 54.5 cm<sup>3</sup>, was in weiterer Folge zu einer tatsächlichen Leistungsdichte von 5.5 kW/dm<sup>3</sup> führt. Der Grund für die grosse Abweichung zwischen berechnetem (43.6 cm<sup>3</sup>) und gemessenem Volumen (54.5 cm<sup>3</sup>) liegt in der Tatsache, dass bei einer praktischen Realisierung zusätzliche Lufträume, bedingt durch unterschiedliche Bauteilhöhen und minimale Sicherheitsabstände, zwischen den Komponenten entstehen sowie die Signal- und Sensorelektronik. So wurde zum Beispiel für das berechnete Volumen nur



**Abbildung 6.49**: Spannungs– und Strommessungen durchgeführt am Labormuster bei Volllast  $P_0 = 315$  W (DCM–2 mit  $f_S = 200$  kHz). Spannungsskalierung CH1 200 V/div, Spannungsskalierung CH2 500 V/div, Stromskalierung CH3 5 A/div, Stromskalierung CH4 2 A/div, Zeitskalierung 10 ms/div.

Variable	Wert	Einh.	Beschreibung
Allgemeine	Spezifik	ationen	
$P_0$	300	W	max. Ausgangsleistung
$U_0$	400	V	Zwischenkreisspannung
$U_{in,rms}$	230	V	Eingangsspannung; Toleranzen: $^{+10\%}_{-15\%}$
$\omega$	$2\pi50$	$\rm rad/s$	Netzfrequenz
$f_S$	200	kHz	Schaltfrequenz
$U_{C,max}$	450	V	max. Kondensatorspannung
$U_{T,max}$	600	V	max. Transistorspannung
$U_{D,max}$	600	V	max. Diodenspannung
Dim. der E	Boost-Ind	luktivität	t für einen DCM–2 PFC Pulsgleichrichter
Ingu	115	<i>и</i> Н	Boost–Induktivität
LDCM	115	$\mu$ 11	Kern: Magnetics MPP 55132, $N = 103$
$r_{pin,min}$	5	$\mathbf{m}\mathbf{m}$	min. Radius des Kühlzapfens
$d_{tube}$	1	$\mathbf{m}\mathbf{m}$	Dicke der Kühlhülse
$d_{fill}$	0.5	$\mathbf{m}\mathbf{m}$	angenommene Dicke der Vergussmasse
$\lambda_{epoxy}$	0.3	$\frac{W}{m^2K}$	thermische Leitfähigkeit von Epoxy
$\lambda_{al}$	237	$\frac{W}{m^2K}$	thermische Leitfähigkeit von Aluminium
$k_{f}$	0.5		Füllfaktor
$T_{max}$	30	$^{\circ}\mathrm{C}$	max. erlaubter Temperaturanstieg
$P_{L,max}$	3	W	max. erlaubte Induktivitätsverluste
			$(1\% \text{ von } P_0)$
EMV-Filte	er Dimen	sionierun	g für DM $(n_f = 2)$ und CM $(n_f = 1)$
$L_{DMi}$	44.6	$\mu H$	Differential Mode Induktivität @ $2 \cdot f_S$
DM, i	-	T.	Kern: Magnetics MPP 55291, $N = 38$
$C_{DM,i}$	150	$\mathrm{nF}$	Differential Mode Kapazität
_			Common Mode Induktivität @ $2 \cdot f_S$
$L_{CM}$	1.68	mH	Kern: Vacuumschmelze W620, $N = 2 \cdot 11$
$C_{CM}$	10	nF	Common Mode Kapazität
$C_g$	23.4	$\mathrm{pF}$	parasitäre Kapazität gegen Erde
$R_s$	33	Ω	Dämpfungswiderstand

**Tabelle 6.7**: Spezifikationen und Annahmen für das Labormuster eines 300 W PFC Pulsgleichrichters betrieben in DCM–2 mit  $f_S = 200$ kHz Schaltfrequenz.

$U_{in}$	$I_{in}$	$\mathbf{PF}$	THD	$P_{in}$	$U_0$
[Vrms]	[Arms]	[%]	[%]	[W]	[Vrms]
235	1.396	99.7	6.4	327	408
$I_0$	$P_0$	$P_{tot}$	$V_{tot}$	PD	$\eta_{meas}$
[Arms]	[W]	[W]	$[\mathrm{cm}^3]$	$[kW/dm^3]$	%
0.773	315	11.8	54.5	5.5	96.4

**Tabelle 6.8**: Gemessene Werte für einen DCM–2 PFC Pulsgleichrichter mit  $f_S=200~{\rm kHz}$ Schaltfrequenz.

Tabelle 6.9: Vergleich der berechneten und gemessenen Volumina in cm<sup>3</sup>.

	$V_L$	$V_T + V_D$	$V_C$	$V_{PFC}$	$V_{L,DM}$	$V_{C,DM}$	$V_{DM}$
$V_{calc}$	1.3	7.8	12.1	21.2	$6 \times 1.9$	$2 \times 2.7$	13.9
$V_{meas}$	1.4	7.7	12.6	21.7	$6 \times 1.9$	$2 \times 2.6$	13.8
				$V_{L,CM}$	$V_{C,CM}$	$V_{CM}$	$V_{tot}$
$V_{calc}$				2.8	$2 \times 4.7$	7.5	42.6
$V_{meas}$				3.2	$2 \times 4.0$	7.3	<b>42.8</b>

das quaderförmig approximierte Volumen<sup>10</sup> der Induktivität herangezogen, in der Realität ist allerdings der Raum oberhalb der Induktivität (vgl. Abb. 6.48) ungenutzt und erhöht somit das resultierende Volumen. Wären für alle vorstehend durchgeführten Berechnungen die der jeweiligen geometrischen Form entsprechenden anstatt der quaderförmig approximierten Volumina herangezogen worden, würde das berechnete Volumen deutlich stärker von der Realität abweichen.

Die korrekte Dimensionierung des EMV-Filters wurde mittels standardisierter *Quasi-Peak* Messungen am bestehenden System unter Volllast verifiziert. Das resultierende Störspektrum zeigt Abb. 6.50 zusammen mit den zulässigen Maximalwerten. Die Messungen belegen, dass die in Abschnitt 6.4 vorgestellte EMV-Filterdimensionierung zu ausgezeichneten Ergebnissen für den Frequenzbereich bis 10 MHz führt. Die höchste auftretende Störung tritt bei einer Frequenz von 400 kHz (entspricht der

 $<sup>^{10}{\</sup>rm Zur}$ Bestimmung des approximierten Volumens wird je<br/>de Komponente als Quader mit den äusseren Abmessungen der Komponente angenommen.



**Abbildung 6.50**: QP Messung der leitungsgebundenen elektromagnetischen Störaussendungen des Labormusters bei einer Ausgangsleistung von  $P_0 = 315$  W (DCM-2 mit  $f_S = 200$  kHz).

doppelten Schaltfrequenz aufgrund der Parallelisierung von zwei Boost– Zellen) auf und der resultierende Sicherheitsabstand zu den Normen aus [94] kann zu 6 dB gefunden werden. Dieser Sicherheitsabstand entspricht genau dem bei der Dimensionierung in Gl. (6.78) als *Margin* eingesetzten Wert. Die nicht vorhergesagten Spitzen bei Frequenzen über 10 MHz, welche sich jedoch noch immer unterhalb der in den Normen definierten Grenzwerten befinden, resultieren z.B. von parasitären Kapazitäten der Filterinduktivitäten. Diese mindern die Dämpfung des Filters in diesem Frequenzbereich.

# 6.7 Zusätzliche Erhöhung der Leistungsdichte durch Integration des EMV–Filters

In diesem Abschnitt wird die, durch Integration des EMV–Filters in ein PCB, mögliche Erhöhung der Leistungsdichte des Konverters untersucht. Durch die Integration kann eine Volumenreduktion aufgrund eines besseren Formfaktors — die Induktivität nimmt rechteckförmige Gestalt an — und der eliminierten Lufträume zwischen den Komponenten erreicht werden. Abbildung 6.51 zeigt das diskrete EMV-filter (a), welches bereits bei dem Labormuster in Abb. 6.48 eingesetzt wurde, und des integrierten EMV-Filters (b). Für das integrierte EMV-Filter wird die DM Induktivität über Leiterbahnen des PCB, welche unterhalb einer magne-



Abbildung 6.51: Diskretes (a) und integriertes (b) EMV-Filters.

tisch leitfähigen Ferritmatte liegen (TDK–IRJ08AB), aufgebaut. Für die CM Induktivität kommt, aufgrund der relativ kleinen Permeabilität der Ferritmatte ( $\mu_r \propto 100$ ), ein planarer Kern (ELP22) zur Erreichung der hohen geforderten Induktivität von  $L_{CM} = 1.68$  mH zum Einsatz. Die Wicklungen der CM Induktivität werden ebenfalls als Leiterbahnen auf dem PCB realisiert.

Der schematische Aufbau einer Stufe des integrierten Filters ist in Abb. 6.52 dargestellt. Die Filterstufe besteht aus zwei PCBs mit je einer DM Induktivität — eine in der positiven die andere in der negativen Zuleitung (vgl. Aufbau des Filters in Abb. 6.41) — welche als gekoppelte Induktivitäten realisiert werden. Der gesamte Aufbau setzt sich zusammen aus einer Ferritmatte — einem 2-Layer PCB — einer µ-Metallschicht — einem weiteren 2-Layer PCB — und einer weiteren Ferritmatte. Die in der Mitte befindliche  $\mu$ -Metallschicht dient zur Koppelung der zwei Induktivitäten. Nähere Details zur Dimensionierung des integrierten Filters können in [115] gefunden werden. Die benötigten DM und CM Kapazitäten, sowie die Dämpfungswiderstände wurden für den in Abb. 6.51 gezeigten Aufbau als SMD Komponenten implementiert und auf der Ferritmatte zusammen mit einem PCB, welches die Verbindungen ermöglicht, aufgebracht. In einem weiteren Schritt wäre eine Integration der Kapazitäten in den PCB Leiterebenen möglich. Aufgrund der sehr kleinen resultierenden Kapazität pro cm<sup>2</sup> der verwendeten Materialien wurde diese Möglichkeit an dieser Stelle jedoch nicht weiter verfolgt.



Abbildung 6.52: Schematische Explosionsdarstellung des integrierten EMV-Filters.



Abbildung 6.53: Gemessene Dämpfungscharakteristik des diskreten und des integrierten DM EMV-Filters.



Abbildung 6.54: Gemessene Dämpfungscharakteristik des diskreten und des integrierten CM EMV–Filters.

Messungen der erzielten Dämpfungen des diskreten und integrierten Filters sind in Abb. 6.53 für das DM-Filter und in Abb. 6.54 für das CM-Filter dargestellt. Das integrierte Filter stellt ähnliche Dämpfungen wie das diskrete Filter zur Verfügung. Einzig für niedrige Frequenzen, im Falle des CM-Filters, führen die verwendeten CM Kapazitäten zu unterschiedlichen Kurvenverläufen. Eine zusätzliche Erhöhung der DM Kapazität von 150 nF auf 220 nF im Falle des integrierten Filters (diese Erweiterung liegt im zur Verfügung stehenden Platzrahmen), kann die Dämpfung des integrierten Filters verbessert werden und beide Filter zeigen bis zu einer Frequenz von ca. 700 kHz (vgl. Abb. 6.53) denselben Dämpfungsverlauf.

Mit den in Abb. 6.51 gegebenen Abmessungen lässt sich das Volumen des diskreten Filters zu 18.75 cm<sup>3</sup> und jenes des integrierten Filters zu 16 cm<sup>3</sup> bestimmten. Das integrierte Filter ermöglicht somit eine Volumenreduktion von 15 % und die Leistungsdichte des gesamten Konverters kann auf 6.2 kW/dm<sup>3</sup> erhöht werden.

# 6.8 Vereinfachte Abschätzung der benötigten Dämpfung $Att_{req,DM}$

Für eine optimierte Dimensionierung des EMV-Eingangsfilters ist die benötigte Dämpfung  $Att_{req,DM}$ , welche das EMV-Filter zur Erfüllung der Normen zur Verfügung stellen muss, nach Gl. (6.78) zu bestimmen. Das allgemeine Prozedere zur Bestimmung der benötigten Dämpfung  $Att_{req}$ kann zusammenfassend geschrieben werden [104]:

- 1. Simulation oder Berechnung des Konvertereingangsstromes.
- 2. Berechnung der Spannung  $U_{meas}(t)$  über  $R_{LISN}$  im Zeitbereich.
- 3. Transformieren von  $U_{meas}(t)$  in den Frequenzbereich durch Fourier-Transformation.
- 4. Bandpassfilterung von  $U_{meas}(f)$  mit 9 kHz [94] um eine variable Frequenz  $f_{sweep}$ .
- 5. Transformation der Bandpass gefilterten Spannung in den Zeitbereich durch inverse Fourier–Transformation.
- 6. Berechnung der Quasi-Peak Spannung  $U_{QP}(f_{sweep})$  an der variablen Frequenz  $f_{sweep}$  mit Hilfe eines Quasi-Peak Netzwerkes, welches in [103] definiert ist.

- 7. Tiefpassfilterung (mit einer Zeitkonstante von 160 ms [103]) der Spannung im Zeitbereich.
- 8. Schritt 4 to 7 mit variierender Frequen<br/>z $f_{sweep}$ im Bereich von 150 kHz bis 30 MHz wiederholen.
- 9. Vergleich der Störspannung  $U_{QP}(f)$  in dem Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz mit den Limits aus den Normen [103]. Die Höhe der ersten auftretenden Störspitze oberhalb von 150 kHz führt zu der benötigten Dämpfung  $Att_{req}$  bei der Designfrequenz  $f_D$  aus Gl. (6.78).

Es ist nun unmittelbar ersichtlich, dass dieses allgemeine Prozedere zu zeitintensiven und komplexen Berechnungen, insbesondere der Quasi-Peak Berechnung, führt. In diesem Abschnitt wird eine vereinfachte Vorgehensweise zur Abschätzung des resultierenden DM Störspektrums und folglich der benötigten Filter Dämpfung  $Att_{req,DM}$  ausgehend vom allgemeinen Eingangsstromverlauf des Konverters vorgestellt. Diese Abschätzung kann für Konverter mit einfachen Eingangsstromverläufen — wie z.B. CCM–1 — rein algebraisch, oder im Falle eines Konverters mit einem komplizierten Eingangsstromverlauf — z.B. DCM–2 — mittels numerischer Simulation des Eingangsstromes geschehen.

Das Grundprinzip der in diesem Abschnitt vorgestellten vereinfachten Methode zur Abschätzung der benötigten Dämpfung ist in Abb. 6.55 illustriert. In einem ersten Schritt wird davon ausgegangen, dass alle höherfrequenten auftretenden Störspitzen (Harmonische) des Eingangsstromes zu einer Störspitze bei der Schaltfrequenz zusammengefasst werden können (vgl. Abb. 6.55(a) und (b)). Diese Störspitze führt in weiterer Folge zu einer Spannungsspitze über dem LISN Widerstand, welche einfach berechnet werden kann (vgl. Abb. 6.55(c)). Einzig für Schaltfrequenzen unterhalb von 150 kHz bzw. für den Fall mehrerer paralleler Boost Stufen muss berücksichtigt werden, dass die Höhe der Spannungsspitzen entsprechend angepasst werden muss. Dieser Umstand wird ebenso wie das vorhin beschriebene Prozedere im Folgenden näher erläutert.

Abbildung 6.56 zeigt ein beispielhaftes Störspektrum für einen Boost– PFC Pulsgleichrichter betrieben in CCM mit einer Schaltfrequenz von 200 kHz. Gut zu erkennen sind die Störspitzen, welche beginnend bei der Schaltfrequenz und ganzzahligen Vielfachen davon auftreten. Der



**Abbildung 6.55**: Grundidee der vereinfachten Störabschätzung durch Summation aller hochfrequenten Stromkomponenten in (a) zu einer Komponente bei der Schaltfrequenz  $f_S$  (b) und Berechnung der abgeschätzten Störspannung am LISN Widerstand bei der Designfrequenz  $f_D$  (c).



**Abbildung 6.56**: Störspektrum eines PFC Pulsgleichrichter betrieben in CCM Betrieb mit einer Schaltfrequenz von 200 kHz.

Energieinhalt jeder einzelnen Störung wird durch die Höhe der jeweiligen Störspitze definiert und nimmt mit zunehmender Frequenz mit 40 dB/dec ab. Der Grund hierfür kann in der Fouriertransformierten eines Dreiecksignals<sup>11</sup> gefunden werden. Wird ein dreieckförmiges Signal vom Zeit- in den Frequenzbereich transformiert, so erhält man ein Spektrum mit einem Knick bei der Schaltfrequenz und einem Abfall von eben 40 dB/dec. Aufgrund dieses starken Abfalls des Störspektrums für steigende Frequenzen wird nachfolgend vereinfacht angenommen, dass sich die gesamte Störenergie in der ersten auftretenden Störspitze befindet und alle nachfolgenden Störspitzen keinen nennenswerten Anteil an der gesamten Störleistung aufweisen. Diese Vereinfachung führt zum Einen zu einer erhöhten Störabschätzung im Vergleich zum Quasi-Peak Messprozedere, welches nur den ersten auftretenden Peak im Messbereich und dessen Seitenband (aufgrund der in den Normen vorgeschriebenen 9 kHz Bandpassfilterung [94]) berücksichtigt. Zum Anderen wurde in [104] gezeigt, dass die Quasi-Peak Detektion zu einer Erhöhung der Filteranforderungen im Vergleich zur linearen Summation der harmonischen Effektivwertamplituden führt, was auf die in der Quasi-Peak Detektion berücksichtigte Phasenlage der harmonischen Schwingungen zurückzuführen ist. Interessanterweise kompensieren sich diese zwei Effekte, welche beide im Bereich von 6–10 dB sind, und die vorgestellte Abschätzung stimmt sehr gut mit der Quasi-Peak Berechnung überein.

 $<sup>^{11}{\</sup>rm Der}$ Eingangsstrom wird durch den Induktivitätsstrom bestimmt und zeigt bei einer Boost–Topologie stets dreieckförmigen Verlauf.

Die gesamte auftretende, bzw. in der ersten auftretenden Störspitze enthaltene, Störenergie kann ausgehend vom gesamten Eingangsstromeffektivwert bestimmt werden. Dieser wird analog zu Abschnitt 6.2 über die Integration des lokalen Eingangsstromeffektivwertes

$$i_{in,rms}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_{in}(t)^2 dt, \qquad (6.105)$$

über die Netzperiode

$$I_{in,rms}^{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{in,rms}^{2}(\omega t) \, d\omega t.$$
 (6.106)

gewonnen. In  $I_{in,rms}^2$  ist die Summe aller Störungen  $I_{noise,rms}^2$  und der Anteil zufolge der Grundschwingung bei 50 Hz  $I_{50,rms}^2$  enthalten. Der gesamte auftretende Störstrom kann folglich über

$$I_{noise,rms}^2 = I_{in,rms}^2 - I_{50,rms}^2$$
(6.107)

berechnet werden. Dieser hochfrequente Störstrom wird vereinfachend von der Induktivität  $L_{LISN}$  (vgl. Abb. 6.25) vollständig abgeblockt und fliesst somit ausschliesslich über  $C_{LISN}$  und  $R_{LISN}$ . Folglich führt eben dieser hochfrequente Störstrom  $I_{noise,rms}$  zu einem Spannungsabfall über  $R_{LISN}$ , welcher für die Bestimmung des Störspektrums und in weiterer Folge der benötigten Dämpfung erforderlich ist:

$$U_{meas} = R_{LISN} \cdot I_{noise,rms} \tag{6.108}$$

Hinsichtlich der Designfrequenz kann festgestellt werden, dass die erste auftretende Störspitze der Störspannung bei  $f_D = n \cdot f_S$  für Schaltfrequenzen grösser 150 kHz und n parallelen Konverter Stufen auftritt. Für den Fall einer Schaltfrequenz kleiner als 150 kHz ist jedoch erst die m-te auftretende Störspitze oberhalb von 150 kHz für die Dimensionierung des Filters von Interesse. Folglich lässt sich die Designfrequenz allgemein zu

$$f_D = m \cdot n \cdot f_S \tag{6.109}$$

mit dem Faktor m

$$m = ceil\left(\frac{150kHz}{n \cdot f_S}\right) \tag{6.110}$$

 $angeben^{12}$ .

Die gesuchte Spannungsspitze an der Stelle  $f_D$  kann nun weiter über den Abfall der Störspitzen mit steigender Frequenz (vgl. Abb. 6.56) zu

$$U_{est}(f_D)[\mathrm{dB}\mu\mathrm{V}] = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{meas}}{1\,\mu\mathrm{V}} \cdot \frac{1}{m^a}\right). \tag{6.111}$$

gefunden werden. Hierbei entspricht a = 1 für den Fall eines rechteckförmigen bzw. a = 2 für den Fall eines dreieckförmigen Eingangsstromes.

Die gesuchte benötigte Dämpfung  $Att_{req,DM}$  ergibt sich nun analog zu Gl. (6.78) aus der Differenz von  $U_{est}(f_D)$  und den gegeben Normen bei der Schaltfrequenz beziehungsweise der Designfrequenz  $f_D$ .

Zusammenfassend kann das vorgestellte Prozedere zur Abschätzung der benötigten Dämpfung  $Att_{reg}$  geschrieben werden:

- 1. Simulieren oder berechnen des gesamten Konverter Eingangsstromeffektivwertes  $I_{in,rms}$ .
- 2. Definition der Designfrequenz  $f_D$  entsprechend Gl. (6.109).
- 3. Berechnen von  $U_{est}(f_D)$  nach Gl. (6.111).
- 4. Berechnen der benötigten Dämpfung durch Einsetzen von  $U_{est}(f_D)$  anstatt  $U_{QP}(f_D)$  in Gl. (6.78).

#### 6.8.1 DM Störspektrumsabschätzung für einen Boost– PFC Gleichrichter betrieben in CCM–1

Abbildung 6.57 illustriert einen exemplarischen Eingangsstromverlauf über drei Schaltperioden für den Betrieb in CCM–1. Die Ein– und Ausschaltzeiten für CCM sind bekannt und ergeben sich zu:

$$t_{on}(\omega t) = T_s \cdot (1 - \alpha \sin(\omega t)) \tag{6.112}$$

<sup>&</sup>lt;sup>12</sup>Die Funktion *ceil* beschreibt hierbei den Aufrundungsvorgang.

beziehungsweise

$$t_{off}(\omega t) = T_s \cdot \alpha \,\sin(\omega t) \tag{6.113}$$

in Abhängigkeit der Schaltfrequenz, der Netzfrequenz und des Spannungsverhältnisses  $\alpha.$  Der Stromrippel

$$\Delta I_{L,CCM}(\omega t) = \hat{U}_{in}(\omega t) \cdot \frac{t_{on}(\omega t)}{L_{CCM}}$$
(6.114)

kann folglich in Abhängigkeit der Netzfrequenz und der Einschaltzeit  $t_{on}(\omega t)$  geschrieben werden. Der Eingangsstromverlauf während der Einund Ausschaltzeit wird weiter zu einer linearen Funktion (vgl. Abb. 6.57)

$$i_{on}(t) = \frac{\Delta I_{L,CCM}(\omega t)}{t_{on}(\omega t)} \cdot t + I_{in}(\omega t) - \frac{\Delta I_{L,CCM}(\omega t)}{2}$$
(6.115)

$$i_{off}(t) = -\frac{\Delta I_{L,CCM}(\omega t)}{t_{off}(\omega t)} \cdot t + I_{in}(\omega t) + \frac{\Delta I_{L,CCM}(\omega t)}{2}$$
(6.116)

definiert. Analog zu Gl. (6.105) folgt der lokale Stromeffektivwert zu

$$i_{in,rms}^{2}(\omega t) = \frac{1}{T_{s}} \cdot \left( \int_{0}^{t_{off}} i_{off}^{2}(t) dt + \int_{0}^{t_{on}} i_{on}^{2}(t) dt \right)$$
(6.117)

und weiter

$$\hat{i}_{in,rms}^{2}(\omega t) = \hat{I}_{in}^{2} + \frac{\Delta I_{L,CCM}^{2}(\omega t)}{12}.$$
(6.118)



Abbildung 6.57: Verlauf der lokalen Eingangsstromes im CCM-1 Betrieb.



Abbildung 6.58: Abgeschätztes und berechnetes Störspektrum in Abhängigkeit der Schaltfrequenz  $f_S$  für einen CCM–1 Boost–PFC Pulsgleichrichter.

Betrachtet man Gl. (6.118), so wird der Effektivwert analog zu Gl. (6.107) durch einen Anteil zufolge des Eingangsstromes und einen Anteil zufolge des Stromrippels gebildet. Resultierend muss zur Berechnung des gesuchten globalen Störstromeffektivwertes lediglich der zweite Teil in Gl. (6.118) betrachtet werden und es folgt mit Hilfe von Gl. (6.106):

$$I_{noise,rms}^{2} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \frac{\Delta I_{L,CCM}^{2}(\omega t)}{12} d\,\omega t$$
(6.119)

beziehungsweise durch Lösen des Integrals

$$I_{noise,rms}^{2} = \frac{(-64 \cdot \alpha + 12 \pi + 9 \alpha^{2} \pi) \cdot T_{s}^{2} \cdot \ddot{U}_{in}^{2}}{288 \cdot L_{CCM}^{2} \cdot \pi}.$$
 (6.120)

Abbildung 6.58 zeigt das resultierende maximale Störspektrum  $U_{est}(f)$ in Abhängigkeit der Schaltfrequenz, welches durch den Störstrom aus Gl. (6.120) hervorgerufen wird. Vergleicht man Abb. 6.56 mit dem resultierenden Störspektrum in Abb. 6.58, so führt die Störspitze bei 200 kHz in Abb. 6.56 zu dem Punkt in Abb. 6.58 bei der zugehörigen Schaltfrequenz von  $f_S = 200$  kHz. Jeder Punkt in Abb. 6.58 entspricht somit dem maximalen Wert eines zugehörigen Störspektrums. Die abgeschätzte Störung weicht um ca. 1 dB gegenüber der tatsächlich für die jeweils erste Stör-

$f_S$	$f_D$	$U_{QP}$ berechnet	$U_{est}$ abgeschätzt	Fehler
[kHz]	[kHz]	$dB\mu V$	$dB\mu V$	dB
75	150	135.0	137.5	2.5
100	200	133.8	135.0	1.2
200	200	139.0	141.0	2.0
400	400	135.0	135.0	0.0
600	600	131.7	131.5	0.2
800	800	129.2	129.0	0.3

**Tabelle 6.10**: Abgeschätzte und berechnete Störspannungen an  $R_{LISN}$  in Abhängigkeit der Schaltfrequenz für einen CCM–1 Boost–PFC Pulsgleichrichter.

spitze berechnete Quasi-Peak Störung  $(U_{QP})$  ab (vgl. Tab. 6.10). Für die endgültige Filterdimensionierung mittels der vorgestellten Abschätzung kann somit die abgeschätzte Störung  $U_{est}(f)$  anstatt der Quasi-PeakSpannung  $U_{QP}$  mit hinreichender Genauigkeit herangezogen werden.

#### 6.8.2 DM Störspektrumsabschätzung für einen Boost– PFC Pulsgleichrichter betrieben in DCM–2

Für Topologien mit komplexeren Eingangsstromverläufen (z.B. für DCM oder mehrere Boost–Zellen) wird die Berechnung des globalen Eingangsstromeffektivwertes zunehmend aufwendiger. In solchen Fällen empfiehlt es sich, den Eingangsstromeffektivwert mittels numerischer Simulationen zu bestimmen. Der so gewonnene gesamte Eingangsstromeffektivwert führt über die Gleichungen (6.107), (6.108) und (6.111) zum gewünschten Störspektrum  $U_{est}(f)$  in Abhängigkeit der Schaltfrequenz welches Abb. 6.59 beispielhaft für einen zweistufigen Boost–PFC Pulsgleichrichter betrieben in DCM darstellt. Erneut kann eine Übereinstimmung der Abschätzung mit den simulierten Quasi–Peak Störwerten  $U_{QP}(f)$  erkannt werden (vgl. Tab. 6.11).

Abbildung 6.60 zeigt abschliessend einen Vergleich zwischen CCM Betrieb mit einer Boost–Zelle und DCM Betrieb mit zwei Boost–Zellen bezüglich des gesamten Störstromes normiert auf den Ausgangsstrom  $I_0$ in Abhängigkeit des Spannungsübersetzungsverhältnisses  $\alpha$ . In beiden Fällen sind die Störaussendungen linear von der Gesamtleistung (reprä-



Abbildung 6.59: Abgeschätztes und berechnetes Störspektrum in Abhängigkeit der Schaltfrequenz für einen DCM-2 Boost-PFC Pulsgleichrichter.

	$f_S$	$f_D$	$U_{QP}$ berechnet	$U_{est}$ abgeschätzt	Fehler
[k	Hz]	[kHz]	$dB\mu V$	$dB\mu V$	$dB\mu V$
	50	200	132.6	137.0	4.4
1	100	200	145.7	149.0	3.3
4 4	200	400	147.0	149.9	2.9
4	100	800	147.5	151.3	3.8
(	600	1200	147.5	152.6	5.1
8	800	1600	147.3	153.4	6.1

**Tabelle 6.11**: Abgeschätzte und berechnete Störspannungen an  $R_{LISN}$  in Abhängigkeit der Schaltfrequenz für einen CCM–2 Boost–PFC Pulsgleichrichter.

sentiert durch den Ausgangsstrom  $I_0$ ) abhängig. Für den DCM–2 PFC Pulsgleichrichter tritt eine deutliche quadratische Abhängigkeit bezüglich  $\alpha$  auf. Für den technisch interessanten Fall eines weiten Eingangsspannungsbereiches führt dies bei konstant geregelter Ausgangsspannung zu unterschiedlichen Störaussendungen, welche beim Design des EMV– Filters berücksichtigt werden müssen.



**Abbildung 6.60**: Gesamter Störstrom bezogen auf den Ausgangsstrom für CCM–1 und DCM–2 in Abhängigkeit der Spannungsübersetzung  $\alpha$  für eine Zwischenkreisspannung von  $U_{DC} = 400$  V.

#### 6.9 Potentialgetrennter DC–DC–Konverter

Das in den vorherigen Kapiteln vorgestellte Pumpsystem wird mit einer DC–Spannung von 48 V betrieben. Ziel dieses Kapitels ist nun, einen DC–DC–Konverter zur Erzeugung dieser Spannung, ausgehend von den vorhin durch den PFC Pulsgleichrichter generierten 400 V, mit galvanischer Trennung zu realisieren. Der Fokus liegt auch hier auf einem Design mit kleinstmöglichen Volumen, jedoch ohne detaillierte Optimierung des Gesamtsystems.

Die verwendete Topologie wurde bereits in Abb. 6.2 vorgestellt und besteht aus einem Transformator als Kernkomponente, welcher mittels einer Vollbrückenschaltung angesteuert wird. Ausgangsseitig findet eine Vollbrückengleichrichtung und anschliessende Glättung der Spannung durch ein LC-Glied statt. Die primärseite Ansteuerung mittels einer Vollbrücke zeichnet sich durch eine bidirektionale magnetische Aussteuerung (der Magnetisierungsstrom zeigt einen trapezförmigen Verlauf) und folglich einer optimaler Ausnutzung des Transformators aus. Deshalb kommt eine solche Schaltung auch für Konverter mit einer Ausgangsleistung von mehr als 200 W mit dem Ziel einer geringen Baugrösse vermehrt zum Einsatz [116]. Ein weiterer Vorteil der Ansteuerung und Gleichrichtung durch Vollbrücken liegt darin, dass der Ausgangsstrom die doppelte Schaltfrequenz aufweist und deshalb das LC-Glied am Ausgang für einen geforderten Spannungs– und Stromrippel kleiner dimensioniert werden kann. In den folgenden Abschnitten wird die Dimensionierung der in Abb. 6.2 gezeigten Komponenten, d.h.

- des Transformators,
- der Eingangsinduktivität,
- der Eingangskapazität,
- der Ausgangsinduktivität
- und der Ausgangskapazität

vorgestellt.

Zur Regelung des DC–DC–Konverters kommt ein handelsüblicher Baustein [117], welcher auf dem *Phase–Shift* Prinzip basiert (vgl. Abb. 6.61), zum Einsatz. Dieses Ansteuerprinzip der Vollbrücke basiert auf zwei PWM Signalen mit einem konstanten Tastverhältnis von 50 % ( $T_{DC3}$  und  $T_{DC4}$  in Abb. 6.61). Die Brückenspannung  $u_p$  wird lediglich durch eine Phasendifferenz ( $d_{DC} \cdot T_{S,DC}$  mit  $T_{S,DC} = 1/f_{DC}$ ) zwischen den Signalen  $T_{DC3}$  und  $T_{DC4}$  erzeugt.

#### 6.9.1 Dimensionierung des Transformators

Ausgehend vom Induktionsgesetz

$$U_{ind} = \frac{d\Psi}{dt} = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \tag{6.121}$$

mit  $d\Phi = dB \cdot A$  kann die allgemeine Gleichung [17]

$$N_p = \frac{U_p \cdot t_{on}}{2 \cdot B_{max} \cdot A_{core}} = \frac{U_0 \cdot d_{DC}}{2 \cdot B_{max} \cdot A_{core} \cdot f_{DC}}$$
(6.122)

zur Dimensionierung eines Transformators abgeleitet werden. Das Tastverhältnis  $d_{DC}$  der Brücken– bzw. Transformatorprimärspannung  $u_p$  ist zu  $0 \leq d_{DC} \leq 0.5$  definiert (vgl. Abb. 6.61). Wie eingangs erwähnt, führt die bidirektionale Ansteuerung dazu, dass sowohl ein negativer als



**Abbildung 6.61**: Ansteuerungssignale der primärseitigen Leistungstransistoren in Abb. 6.2 mittels *Phase–Shift* Verfahren und entstehende Transformatorprimärspannung  $u_p$ .

auch positiver magnetischer Fluss im Transformator entsteht. Folglich kann der maximal erlaubte Flussdichtehub  $B_{max}$  gegenüber einer unidirektionalen Magnetisierung verdoppelt werden (Faktor 2 in Gl. (6.122)). Gleichung (6.122) stellt eine Berechnungsvorschrift der Primärwindungszahl abhängig von der Schaltfrequenz und dem erwähnten Flussdichtehub dar. Die notwendige Sekundärwindungszahl lässt sich einfach über das Spannungsübersetzungsverhältnis

$$\frac{U_p}{U_s} = \frac{N_p}{N_s} = N_{TR} \tag{6.123}$$

berechnen, wobei die Transformatorsenkundärspannung  $U_s$  die Bedingung

$$U_s = \frac{U_{out}}{2 \cdot d_{DC}} + 2 \cdot U_f \tag{6.124}$$

mit der Vorwärtsspannung der im Ausgangsgleichrichter eingesetzten Di-

oden  $U_f$ , der gewünschten Ausgangsspannung  $U_{out}$  und dem Tastverhältnis  $d_{DC}$  (meist wird für den nominalen Lastfall  $d_{DC} = 0.45$  gewählt) erfüllen muss.

Ähnlich zur Boost–Induktivität wird das minimale Transformatorvolumen massgeblich durch die entstehenden Verluste und die damit einhergehende Temperaturerhöhung vorgegeben. Auf eine ähnlich detaillierte Modellierung einer thermischen Anbindung des Transformators an die vorhandene Wasserkühlung wird an dieser Stelle jedoch verzichtet und eine hinreichende Kühlung als stets realisierbar angenommen. Verschiedene Varianten zur Kühlung von Transformatoren wurden bereits in [118] vorgestellt.

Nachfolgend wird eine stark vereinfachte Verlustabschätzung des Transformators und der Leistungsschalter in Abhängigkeit der Schaltfrequenz angeführt, welche lediglich dem Vergleich mehrerer zur Wahl stehender Transformatoren dient.

Innerhalb des Transformators treten prinzipiell Kupferverluste in den Primär– und Sekundärwicklungen sowie Eisenverluste auf. Die Bestimmung dieser Verluste kann analog zu jenen der Induktivität aus Abschnitt 6.1 erfolgen.

Allgemein ergibt sich die Abhängigkeit der Kupferverluste vom Flussdichtehub und der Schaltfrequenz zu [119]

$$P_{cu,p} \propto P_{cu,s} \propto \frac{1}{B_{max}^2} \cdot \frac{1}{f_{DC}^2}.$$
(6.125)

Die Eisenverluste sind durch die allgemeine Steinmetzgleichung [89] (vgl. Gl. (6.9))zu

$$P_{core} \propto f_{DC}^a \cdot B_{max}^b, \tag{6.126}$$

mit den Steinmetzkonstanten a und b aus dem jeweiligen Datenblatt des Kernes, definiert. Für eine optimale Verlustverteilung innerhalb des Transformators wird üblicherweise die Forderung nach einer gleichmässigen Aufteilung zwischen Kupfer– und Eisenverlusten

$$P_{cu,p} + P_{cu,s} = P_{core} \tag{6.127}$$

gestellt. Somit kann aus Gl. (6.125) der Verluste direkt die Gesetzmäs-



**Abbildung 6.62**: Exemplarische Kupfer– und Eisenverluste des Transformators in Abhängigkeit des Flussdichtehubes. Der optimale Flussdichtehub  $B_{opt}$ , welcher zu den minimalen Gesamtverlusten führt, tritt bei einer gleichmässigen Aufteilung der Verluste, d.h. bei gleichen Kupfer– und Eisenverlusten, auf.

sigkeit für den optimalen Flussdichtehub und folglich die optimale Windungszahl in Kombination mit Gl. (6.122) in Abhängigkeit der Schaltfrequenz gefunden werden:

$$B_{opt} \propto f_{DC}^{-\frac{2+a}{2+b}}.$$
(6.128)

Dieser optimale Flussdichtehub führt wie in Abb. 6.62 gezeigt zu minimalen Verlusten im Transformator. Mit  $B_{opt}$  aus Gl. (6.128) können unter anderem abhängig von den kernspezifischen Werten aus [119] die auftretenden Verluste innerhalb des Transformators in Abhängigkeit der Schaltfrequenz bestimmt werden.

Die Leistungstransistorverluste  $P_{T,DC}$  weisen nach Abschnitt 6.3 eine lineare Abhängigkeit von der Schaltfrequenz auf und hängen massgeblich von Eingangsstrom und –spannung, jedoch nicht von Parametern des Transformators ab. Folglich liegt für alle untersuchten Transformatorkerne dieselbe Charakteristik über der Schaltfrequenz vor.

Abbildung 6.63 zeigt eine normierte Darstellung des Produktes der auftretenden Transformator– und Leistungshalbleiterverluste in Abhängigkeit der Schaltfrequenz  $f_{DC}$  gewichtet mit dem jeweiligen Volumen des



**Abbildung 6.63**: Verluste des Transformators ( $P_{cu,p}$ ,  $P_{cu,s}$  und  $P_{core}$ ) und der Leistungsschalter ( $P_{T,DC}$ ) gewichtet mit dem jeweiligen Volumen des Transformators bezogen auf das maximale Volumen-Verlustleistungsprodukt in Abhängigkeit der Schaltfrequenz  $f_{DC}$  für vier exemplarisch untersuchte Kerne von EPCOS [119].

Transformators. Diese Darstellung dient lediglich dem Vergleich unterschiedlicher Transformatorkerne und der Wahl einer geeigneten Schaltfrequenz. Ein Transformator mit einem minimalen Produkt aus Verlustleistung und Volumen führt somit zu einem System mit maximaler Leistungsdichte und akzeptablem Wirkungsgrad. Diese Anforderung trifft nach Abb. 6.63 auf einen Transformator, realisiert mittels eines E25 Kernes [119], zu. Die Wahl der Schaltfrequenz fällt schliesslich aufgrund der geringsten Verluste zu  $f_{DC} = 100$  kHz.

#### 6.9.2 Eingangsinduktivität

Zur Gewährleistung des Betriebs des DC–DC–Konverters mit geringen Schaltverlusten (Zero Voltage Switching, ZVS [56]) muss die Streuinduktivität des Transformators einen hinreichend grossen Wert aufweisen [116], um die parasitären Drain–Source Kapazitäten der Leistungsschalter gezielt zu entladen. Ist dies nicht der Fall, so kann primärseitig, wie in Abb. 6.2 gezeigt, eine zusätzliche Serieninduktivität eingefügt werden. Der Wert dieser Induktivität wird durch den primären Spitzenstrom zum Ausschaltzeitpunkt des Transistors, sowie durch den Wert der Drain–Source Kapazität eines Leistungsschalters  $C_{oss}$  bestimmt:

$$L_{in} \ge \frac{U_0^2}{I_p^2} \cdot 2 C_{oss}.$$
 (6.129)

Für die verwendeten Leistungshalbleiter *FCP7N60* mit einer Drain–Source Kapazität von  $C_{oss} = 200$  pF [120] folgt weiters der konkrete Wert  $L_{in} \geq 56 \ \mu$ H.

#### 6.9.3 Eingangskapazität

Einen Nachteil der verwendeten Topologie und Ansteuerung mittels Vollbrücken stellt die Tatsache dar, dass der Fluss im Transformator nach einem Schaltzyklus nicht auf einen definierten Wert geführt wird. Bereits kleine Unsymmetrien in der Ansteuerung der Leistungshalbleiter führen zu einem resultierenden Gleichstrom durch die primärseitige Induktivität und folglich zu einer permanenten Aufmagnetisierung des Transformators. Dieser Umstand kann durch Serienschaltung einer Kapazität  $C_{in}$ auf der Primärseite unterbunden werden (vgl. Abb. 6.2).

Bei der Dimensionierung der Kapazität  $C_{in}$  ist darauf zu achten, dass die Resonanzfrequenz des entstehenden Serienschwingkreises, bestehend aus  $L_{in}$  und  $C_{in}$ , unter der Schaltfrequenz zu liegen kommt. Daraus folgt direkt die Rechenvorschrift für die Serienkapazität zu

$$C_{in} >> \frac{1}{L_{in} \cdot (f_{DC} \cdot 2\pi)^2}.$$
 (6.130)

Für die gegebene Anwendung und die vorhin bestimmten Werte für  $L_{in}$ und  $f_{DC}$  wurde  $C_{in}$  gleich 2.8  $\mu$ F gewählt, was in einer Grenzfrequenz von ca. 15 kHz resultiert.

#### 6.9.4 Ausgangsinduktivität

Zur Limitierung des Ausgangsstromrippels bzw. des durch diesen unmittelbar bestimmten Effektivwert des Ausgangskondensatorstromes und somit zur Erhöhung der Lebensdauer des Ausgangskondensators muss am Ausgang eine Induktivität eingefügt werden (vgl. Abb. 6.2). Der Wert dieser Induktivität wird massgeblich durch den zugelassenen Stromrippel, welcher über  $\Delta I = k_{I,DC} \cdot I_{out}$  definiert ist, bestimmt und kann über das Induktionsgesetz zu

$$L_{out} = \frac{d_{DC}}{f_{DC} \cdot k_{I,DC} \cdot I_{out}} \cdot (U_s - 2U_f - U_{out})$$
(6.131)

bestimmt werden.

Für die vorliegende Realisierung ergibt sich für die nominale Ausgangsleistung ( $P_0 = 300$  W,  $d_{DC} = 0.45$ ) ein Induktivitätswert von  $L_{out} = 26.8 \ \mu\text{H}$  für einen maximal erlaubten Stromrippel von 15 % des Ausgangsstromes  $I_{out}$  ( $k_{I,DC} = 15$  %).

#### 6.9.5 Ausgangskapazität

Analog zu Kapitel 6.2 wird die Wahl einer geeigneten Ausgangskapazität massgeblich durch zwei Faktoren bestimmt: zum Einen muss der Kapazitätswert hinreichend gross sein, um die entstehende Rippelspannung auf einen tolerierbaren Wert zu begrenzen und zum Anderen darf der entstehende Stromeffektivwert nicht über dem maximal zulässigen Wert liegen.

Die erste Vorgabe führt zur Rechenvorschrift für den Kapazitätswert:

$$C_{out} = \frac{k_{I,DC} \cdot I_{out} \cdot d_{DC}}{k_{U,DC} \cdot U_{out} \cdot f_{DC}}$$
(6.132)

mit dem Faktor  $k_{U,DC}$  für den maximal zulässigen Spannungsrippel. Wird für die gegebene Anwendung die Kapazität beispielsweise mit 100  $\mu$ F gewählt, führt dies zu einem Spannungsrippel von 42.2 mV ( $k_{U,DC} \approx 0.1\%$ ).

Eine gewählte Kapazität ist dann zulässig, wenn der maximal zulässige Stromeffektivwert unter dem maximal auftretenden Wert liegt. Letzterer lässt sich unabhängig von der Pulsweite  $d_{DC}$  zu

$$I_{C,rms} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot k_{I,DC} \cdot I_{out} \tag{6.133}$$

bestimmen und führt für die geforderte Anwendung zu  $I_{C,rms} = 270$  mA.

#### 6.9.6 Realisierung

Abbildung 6.64 zeigt das realisierte Labormuster für eine Ausgangsleistung von 300 W und einer Schaltfrequenz von  $f_{DC} = 100$  kHz. Das resultierende Volumen lässt sich zu  $V_{DC} = 64.5$  dm<sup>3</sup> berechnen und liegt somit in einem vergleichbaren Rahmen zum Volumen  $V_{tot} = 54.5$  dm<sup>3</sup> des vorgeschalteten PFC Pulsgleichrichters.

Am Labormuster durchgeführte Messungen zeigen die erwarteten Stromund Spannungsverläufe bei Volllast (vgl. Abb. 6.65). So sind zum Beispiel sehr gut der trapezförmige Eingangsstromverlauf und die konstante Ausgangsspannung zu erkennen.

Die gemessenen Werte sind zusätzlich in Tabelle 6.12 zusammengestellt. Für den nominalen Lastfall ergibt sich ein gemessener Wirkungsgrad  $\eta_{DC}$  von knapp über 91 % was hinsichtlich des kleinen Volumens einen akzeptablen Wert darstellt. Mit den in Abb. 6.64 gezeigten Abmessungen, resultiert somit eine Leistungsdichte des DC–DC–Konverters von 4.84 kW/dm<sup>3</sup>.



**Abbildung 6.64**: Labormuster des ausgangsseitigen DC–DC–Konverters mit einer Eingangsspannung von 400 V, einer Ausgangsspannung von 48 V und einer nominalen Leistung von 300 W.



**Abbildung 6.65**: Spannungs– und Strommessungen durchgeführt am Labormuster des DC–DC–Konverters bei Volllast  $P_{out} = 312.1$  W. Spannungsskalierung CH1 400 V/div, Stromskalierung CH2 1 A/div, Spannungsskalierung CH3 25 V/div, Spannungsskalierung CH4 5 A/div, Zeitskalierung 2  $\mu$ s/div.

Mittels mehreren Messungen mit unterschiedlichen Lasten kann der Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung  $P_{out}$  bestimmt werden. Das Ergebnis zeigt Abb. 6.66. Hierbei wird ersichtlich, dass der maximale Wirkungsgrad bei der nominalen Ausgangsleistung von ca.  $P_{out} = 300$  W auftritt.



**Abbildung 6.66**: Messungen und Approximation des Wirkungsgrades  $\eta_{DC}$  des DC–DC–Konverters in Abhängigkeit der Ausgangsleistung.

In Tabelle 6.13 sind abschliessend die Spezifikationen und Dimensionierungsparameter des Labormusters zusammengefasst.

$U_0$ [V]	$\begin{matrix} I_0 \\ [A] \end{matrix}$	$P_{in}$ [W]	$U_{out}$ [V]	$\begin{bmatrix} I_{out} \\ [A] \end{bmatrix}$	$P_{out}$ [W]	$\eta_{DC}$ [%]	$V_{DC}$ [dm <sup>3</sup> ]	$ m PD \ [kW/dm^3]$
400	0.856	342.4	49	6.37	312.1	91.2	64.5	4.84

Tabelle 6.12: Gemessene Werte für das DC-DC Labormuster.

Tabelle 6.13: Spezifikationen und Annahmen für einen 300 W DC-DC-Konverters.

Variable	Wert	Einh.	Beschreibung				
Allgemeine Spezifikationen							
$P_{out}$	300	W	nominale Ausgangsleistung				
$U_0$	400	V	Zwischenkreisspannung				
$f_{DC}$	100	kHz	Schaltfrequenz				
$U_{out}$	48	V	Ausgangsspannung				
Dimensioni	ierung de	er Kompo	onenten				
$T_T$			Transformator: EPCOS E25–N87, $N_p = 49; N_s = 7$				
$T_{DC,i}$			Leistungstransistor: Fairchild FCP7N60				
$L_{in}$	56	$\mu H$	Eingangsinduktivität Kern: Magnetics MPP 55281, $N = 44$				
$C_{in}$	2.8	$\mu F$	Eingangskapazität				
$L_{out}$	26.8	$\mu H$	Ausgangsinduktivität Kern: Magnetics MPP 55381, $N = 26$				
$C_{out}$	100	$\mu F$	Ausgangskapazität				
$D_{DC,i}$			Gleichrichterdiode: Vishay $MBR20H200T$				

# Kapitel 7

# Sensorlose Rotorwinkelbestimmung

Die Halbleiterindustrie stellt häufig die Forderung nach einem Pumpsystem zur Beförderung von Flüssigkeiten mit hohen Temperaturen (bis zu 200°C). Diese hohen Flüssigkeitstemperaturen führen zu einer Beschleunigung der chemischen Prozesse beim Wet-Processing und damit einhergehend zu einer Produktivitätssteigerung. Im Falle des vorliegenden Pumpsystems resultieren allerdings genau diese hochtemperierten Flüssigkeiten in zwei konkreten Problemen: Zum Einen wird aufgrund der kompakten Bauweise die Gesamttemperatur des Systems erhöht. Um dem entgegenzuwirken müssen geeignete Kühlkonzepte zur Reduktion der Gesamttemperatur eingesetzt werden [2]. Zum Anderen wird die maximal zulässige Temperatur in Teilbereichen des Pumpsystems — welche beispielsweise aufgrund von temperaturkritischen Bauteilen beschränkt ist — überschritten. Eben solche thermische Hotspots wurden in Kapitel 3 im Bereich des Pumpenkopfes auf der Sensorplatine lokalisiert. Dort befinden sich temperaturkritische Bauteile, wie zum Beispiel die zur Winkelbestimmung notwendigen Hallsensoren und deren Auswerteelektronik. Die Lage der Hallsensoren nahe dem Pumpenkopf und dem Rotor ist dabei bewusst gewählt, um die Winkelposition des Rotors hinreichend genau bestimmen zu können.

Vor diesem Hintergrund liegt es nun nahe, eine Lösung zu finden, welche die eben genannten temperaturkritischen Bauteile kühlt oder die Winkelpositionsbestimmung des Rotors ohne temperaturkritische Bauteile bewerkstelligt. Im folgenden Kapitel soll nun eine Lösung zur Eliminierung der temperaturkritischen Bauteile entwickelt werden. Diese basiert auf dem bereits in [2] angeführten sensorlosen Regelungskonzept und erweitert dieses um eine sensorlose Winkelbestimmung zur Erhöhung der Robustheit des Lagers und des Antriebs über weite Drehzahl– und Temperaturbereiche. Die ebenfalls nahe am Rotor platzierte radiale Positionssensorik kann im Gegensatz zur vorhin erwähnten Winkelsensorik mit Hilfe von temperaturunempfindlichen Komponenten aufgebaut werden; eine Eliminierung ist somit nicht erforderlich.

In der Vergangenheit wurden bereits zahlreiche Lösungen zur Eliminierung der Winkelsensorik entwickelt [121–131]. Diese zielten jedoch meist auf die Reduktion der Kosten, des Gewichtes, der Grösse oder die Erhöhung der Zuverlässigkeit der Maschine. Für die in diesem Kapitel angestrebte Lösung sind diese Punkte jedoch hinter die technologische Herausforderung der Entwicklung einer lagerlosen Hochtemperaturpumpe zu stellen.

Die meisten in der wissenschaftlichen Literatur behandelten Antriebe basieren, um die Kosten zu reduzieren, auf mit Halb–Brücken angesteuerten dreiphasigen Systemen. Bei der bereits vorgestellten lagerlosen Pumpe kommt hingegen ein zweiphasiges Antriebssystem zum Einsatz, welches mit Vollbrücken betrieben wird. Die Gründe hierfür wurden bereits in Kapitel 5 und in der Literatur ausreichend behandelt [3,10,39]. Die in der Fachliteratur vorgestellten Methoden zur Eliminierung der Winkelsensorik können prinzipiell in zwei Teilbereiche unterteilt werden: Im ersten Fall wird für höhere Drehzahlen über die Messung der induzierten Spannung  $u_{ind}$  auf die aktuelle Rotorposition zurückgeschlossen [122–128]. Im zweiten Fall wird für niedrige Drehzahlen und im Stillstand die aktuelle Rotorposition über die Änderung der Induktivität einer Antriebsphase bestimmt [129–131]. Beide Varianten sind einzeln für den Fall der lagerlosen Pumpe nicht anwendbar, da bei dieser eine zuverlässige Bestimmung des Rotorwinkels sowohl im Stillstand — notwendig für die magnetische Lagerung — als auch über einen weiten Drehzahlbereich bis über 10000 rpm benötigt wird. Im vorliegenden Kapitel werden deshalb Methoden zur Bestimmung der Winkelposition im Stillstand (0 rpm) und exemplarisch für einen Drehzahlbereich bis zu 8000 rpm hergeleitet.

### 7.1 Aufstartvorgang

Zur Aufbringung der benötigten Lagerkräfte ist, wie bereits in Kapitel 5 beschrieben, der Winkel bzw. die Magnetisierungsrichtung des Rotors zwingend erforderlich. Aus diesem Grund kann die magnetische Lagerung ohne Wissen des Winkels nicht in Betrieb genommen werden. Methoden zur Berechnung des Initialrotorwinkels im Stillstand wurden z.B. schon in [132] vorgestellt. Gesucht wird allerdings eine aufwandsreduzierte Variante welche zudem ohne Abrollen des Rotors am Stator und resultierende Partikelgenerierung funktioniert. An dieser Stelle sei erneut der grösste Vorteil der lagerlosen Pumpe, die berührungsfreie Lagerung und daraus resultierend eine Beförderung des Fluids ohne Verschmutzung desselben durch Abrieb hervorzuheben, welcher durch diverse Abrollverfahren hinfällig werden würde. Der initiale Rotorwinkel  $\varphi_0$  wird folgend aufgrund einer inhärenten Eigenschaft des magnetischen Rotors berechnet: Im Stillstand "klebt" der Rotor (vgl. Abb. 7.1) stets mit einem Magnetpol an der Statorwand, wobei die Magnetisierung der Kontaktstelle



**Abbildung 7.1**: Exemplarische Rotorposition im Stillstand und Bestimmung des Initialwinkels  $\varphi_0$ .

jedoch nicht definiert ist. Zudem kann die tatsächliche Kontaktstelle vom eigentlichen Magnetpol aufgrund von Reluktanzkräften, welche durch eine beschränkte Anzahl von Statorklauen nicht kontinuierlich auftreten, abweichen. Unter Vernachlässigung des Einflusses der Reluktanzkräfte und erstmaliger Annahme, dass der Nordpol des Rotors am Stator haftet, kann der initiale Rotorwinkel mit Hilfe der radialen Positionssensorik zu

$$\varphi_0 = \arctan\left(\frac{b_0}{a_0}\right) \tag{7.1}$$

abgeschätzt werden. Anschliessend wird gemäss dem Ablaufdiagramm in Abb. 7.2 vorgegangen. Als Erstes muss die Annahme, dass der Nordpol des Rotors am Stator haftet, überprüft werden. Zu diesem Zweck wird die d-Achse des Rotorkoordinatensystems in Richtung von  $\varphi_0$  definiert,



Abbildung 7.2: Ablaufdiagramm des Aufstartvorganges.
die magnetische Lagerung aktiviert und das Verhalten des Rotors beobachtet. Wurde der initiale Rotorwinkel korrekt vorhergesagt, so bewegt sich der Rotor in Richtung des Zentrums des Stators. Im Gegensatz dazu — falls der Südpol an der Statorwand haftet — wird der Rotor in Richtung der Statorwand gezogen, bewegt sich also nicht. In diesem Fall muss der initiale Rotorwinkel  $\varphi_0$  um 180° korrigiert werden.

Die Detektion der Rotorbewegung könnte prinzipiell mit Hilfe der relativen Radiusänderung  $r = r_0 \pm \Delta r \text{ (mit } \Delta r = \sqrt{\Delta a^2 + \Delta b^2} \text{) erfolgen.}$ Diese Methode führt aber zu einer unzureichend genauen Bewegungsdetektion, da bereits ein leichtes Verdrehen des Rotors zu einer Radiusänderung führt. Der Grund dafür kann in der nichtlinearen Charakteristik der Positionssensorik in Kombination mit der gekrümmten Statorwand gefunden werden. In diesem Fall würde der Algorithmus trotz haftendem Südpol immer noch einen haftenden Nordpol erwarten und die Regelung nicht stoppen, was im Weiteren zu einem Überstrom in den Lagerwicklungen führen würde. Zur Vermeidung dessen wird anstatt der relativen Radiusänderung die absolute Änderung  $r = |\Delta r|$  als Mass für die Rotorbewegung herangezogen. In Abb. 7.3 sind Messungen basierend auf dieser Methode für einen definierten Rotorwinkel von  $\varphi_0 = 90^\circ$  dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass nach einer kurzen Wartezeit von ca. 50 Programmzyklen (dies entspricht einer Zeit von 11.4 ms) über die Änderung von  $|\Delta r|$  Rückschlüsse über den haftenden Pol getroffen werden können.



**Abbildung 7.3**: Bewegung des Rotors in Abhängigkeit der Zeit und des Pols welcher am Stator haftet bei  $\varphi_0 = 90^{\circ}$ .

Basierend auf Messungen für verschiedene initiale Rotorwinkel und einer fixierten Wartezeit von 11.4 ms (vgl. Abb. 7.4) kann ein Detektionslimit, zur sicheren Entscheidung welcher Pol am Stator haftet, eingeführt werden. Obwohl die meisten der 200 in Abb. 7.4 eingetragenen Messpunkte eine hinreichende Distanz zum Detektionslimit aufweisen, entstehen Bereiche in welchen keine definierte Aussage über die Rotororientierung getroffen werden kann. Dies wird im Algorithmus aus Abb. 7.2 insofern berücksichtigt, dass die Lagerung erneut gestartet wird, sollte sich nach einer definierten Zeit der Rotor nicht in Schwebe befinden.

Wurde der initiale Rotorwinkel erfolgreich bestimmt und der Rotor in die Schwebe gebracht, muss durch das überlagerte Antriebssystem ein Längsstrom  $i_d$  in *d*-Richtung eingeprägt werden, um eine Verdrehung des Rotors zu verhindern. Abschliessend kann der Rotor, durch Rotation von  $i_d$ , auf eine minimal notwendige Drehzahl zum Einschalten der sensorlosen Winkeldetektion beschleunigt werden. Die Umschaltung zwischen gesteuertem Beschleunigen und sensorloser Winkeldetektion muss bei einer Drehzahl erfolgen, bei welcher einerseits die induzierte Spannung hinreichend gross zur Berechnung des Rotorwinkels ist und andererseits keine hydraulische Last auftritt. Eine hydraulische Last führt zu einem Winkeloffset, welcher von der Winkelberechnung nicht erkannt werden kann. Beim vorliegenden Pumpsystem treten nennenswerte Lasten erst



**Abbildung 7.4**: Bewegung des Rotors in Abhängigkeit des Initialwinkels  $\varphi_0$  und des Pols welcher am Stator haftet nach einer Wartezeit von 50 Programmzyklen (11.4 ms).

ab 4000 rpm auf. In den folgenden Kapiteln wird gezeigt, dass die minimal notwendige Drehzahl für einen stabilen Betrieb im Bereich von 1000 rpm liegt. Deshalb kann bei 1000 rpm die Umschaltung zwischen gesteuertem Beschleunigen und sensorloser Winkelberechnung ohne Verlust der notwendigen Initialwinkel–Information erfolgen.

## 7.2 Schätzung des Rotorwinkels

In diesem Abschnitt wird basierend auf [2] eine einfache aber sehr effektive Methode zur Berechnung des aktuellen Rotorwinkels  $\varphi$  vorgestellt. Diese Methode basiert auf dem Prinzip der Abschätzung des Winkels der induzierten Spannung  $\underline{u}_{ind}$  unter Verwendung der bekannten Statorspannung  $\underline{u}_s$  und Berechnung des lastabhängigen Polradwinkels  $\gamma$  zwischen der Statorspannung  $\underline{u}_s$  und  $\underline{u}_{ind}$  (vgl. Abb. 7.6).

Aus dem in Abb. 7.5 gezeigten Ersatzschaltbild für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine kann das Zeigerdiagramm für den Fall von feldorientierter Regelung (Abb. 7.6(a)) und ohne feldorientierter Regelung (Abb. 7.6(b)) abgeleitet werden. Zur Sicherstellung des feldorientierten Betriebes, und folglich eines maximalen Drehmomentes, muss der aktuelle Rotorwinkel  $\varphi$  bekannt sein. Dieser Winkel tritt zwischen dem statororientierten a-b und dem rotororientierten d-q-System auf (vgl. Abb. 7.6).

Das Ziel des folgenden Abschnittes ist es nun, ausgehend von bekannten Grössen (z.B. Statorspannungen und –strömen), die Lage des rotororientierten Koordinatensystems, bzw. den Winkel  $\varphi$ , zu bestimmen. So kann



Abbildung 7.5: Ersatzschaltbild einer permanentmagneterregten Synchronmaschine.



**Abbildung 7.6**: Zeigerdiagramm einer permanentmagneterregten Synchronmaschine im Falle feldorientierter Regelung (a) und ohne feldorientierter Regelung (b).

in einem ersten Schritt die Statorspannung

$$\underline{u}_s = \begin{bmatrix} U_{s,a} \\ U_{s,b} \end{bmatrix}$$
(7.2)

genutzt werden, um den Winkel  $\alpha$  des Raumzeigers der Statorspannung ausgehend vom Statorkoordinatensystem zu bestimmen [133]:

$$\alpha = \arctan \frac{U_{s,b}}{U_{s,a}}.\tag{7.3}$$

Ohne mechanische Last, und resultierend ohne drehmomentbildenden Strom  $i_q$ , ist die Ständerspannung  $\underline{u}_s$  in Phase mit der induzierten Spannung  $\underline{u}_{ind}$  und somit entspricht  $\alpha$  dem Rotorwinkel  $\varphi + 90^{\circ}$ . Wird allerdings eine mechanische Last am Rotor aufgebracht, so tritt der lastabhängige Winkel  $\gamma$  zwischen den beiden genannten Spannungen auf. Dieser lastabhängige Winkel kann für eine spezifische Drehfrequenz  $\omega$ in Abhängigkeit der Maschinenparameter  $L_s$ ,  $R_s$  und  $\Psi_{PM}$  berechnet werden. Für den Sonderfall feldorientierter Regelung führt dies zu

$$\gamma = \arctan \frac{\omega \, i_q \, L_s}{i_q \, R_s + \omega \, \Psi_{PM}}.\tag{7.4}$$

Im Falle eines kleinen Phasenwiderstandes  ${\cal R}_s$  lässt sich Gl. 7.4 weiter vereinfachen:

$$\gamma = \arctan \frac{i_q L_s}{\Psi_{PM}} \tag{7.5}$$

Alle benötigten Grössen zur Berechnung von  $\alpha$  und  $\gamma$  sind entweder bekannt ( $\underline{u}_s$ ,  $L_s$  und  $\Psi_{PM}$ ) oder werden gemessen ( $i_q$ ). Folglich kann der geschätzte Rotorwinkel  $\varphi_{est}$  zu

$$\varphi_{est} = \alpha - \gamma - 90^{\circ} \tag{7.6}$$

berechnet werden.



**Abbildung 7.7**: Rotorwinkelberechnung bei 7000 rpm im Vergleich zum gemessenen Rotorwinkel bei einer hydraulischen Last von 6.5 l/min Durchfluss und 1.3 bar Ausgangsdruck. Winkelskalierung 120°/div, Stromskalierung 5 A/div, Zeitskalierung 2 ms/div.

Abbildung 7.7 zeigt Messungen des tatsächlichen Rotorwinkels  $\varphi_{hall}$  gemessen mit Hallsensoren — und des geschätzten Rotorwinkels  $\varphi_{est}$ . Die Messungen zeigen deutlich, dass der geschätzte Rotorwinkel perfekt mit dem gemessenen Winkel  $\varphi_{hall}$  übereinstimmt. Folglich wurde der Lastwinkel  $\gamma$  zuverlässig bestimmt. Beide gezeigten Winkelsignale werden in einem DSP verarbeitet und über ein PWM–Signal mit, welches anschliessend tiefpassgefiltert wird, ausgegeben. Diese anschliessende Tiefpassfilterung führt zu den in Abb. 7.7 ersichtlichen abgerundeten Flanken.

Die minimal mögliche Drehzahl — erreichbar mit dieser Methode — hängt hauptsächlich von der minimal benötigten Statorspannung, welche zur Berechnung von  $\alpha$  herangezogen wird, ab. Durch Messungen kann die minimal mögliche Drehzahl für das vorliegende Pumpsystem zu 1000 rpm identifiziert werden. Diese Drehzahl ist hinreichend gering, um den Umschaltvorgang vom gesteuerten auf sensorlos geregelten Betrieb ohne Verlust der Winkelinformation, wie im vorherigen Abschnitt erwähnt, durchzuführen.

Die vorgestellte Methode zur Abschätzung des Rotorwinkels funktioniert zufriedenstellend sofern die Maschinenparameter  $L_s$  und  $\Psi_{PM}$  hinreichend genau bekannt sind. Bereits kleine Unsicherheiten in diesen Parametern führen zu einem Rechenfehler in Gl. (7.5) und folglich einem falsch berechneten Rotorwinkel  $\varphi_{est}$ . Dieser Winkelfehler kann vom Algorithmus nicht erkannt werden und es entsteht ein Betriebszustand ohne (exakte) feldorientierte Regelung (vgl. Abb. 7.6(b)) gekennzeichnet durch eine zusätzliche Stromkomponente  $i_d$  in Richtung der *d*-Achse. Folglich werden sowohl die maximale Leistung als auch der Wirkungsgrad des Motors reduziert.

Ein ähnlicher Zustand tritt auf, wenn der initiale Rotorwinkel  $\varphi_0$  fehlerbehaftet ist. Ein Fehler in  $\varphi_0$  führt direkt zu einem konstanten Offset in Gl. (7.6) welcher wiederum nicht erkannt werden kann; eine feldorientierte Regelung ist somit nicht weiter gewährleistet.

Der Umstand dass es sich bei der vorgestellten Methode lediglich um ein feed–forward Verfahren handelt, führt zum zusätzlichen Problem, dass ein Absturz des Systems nicht detektiert wird. Für praktische Realisierungen ist dieser Fakt untolerierbar.

Zur Eliminierung der vorhin beschriebenen Nachteile muss der abgeschätzte Rotorwinkel von Zeit zu Zeit mit einem physikalischen Rotorwinkel abgeglichen bzw. synchronisiert werden. Im folgenden Abschnitt wird nun eine Lösung vorgestellt, welche mit Hilfe des Freilaufstromes auf die aktuelle Lage der induzierten Spannung und weiter den Rotorwinkel schliessen lässt.

## 7.3 Rotorwinkel–Synchronisierung

Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, kann im Betrieb mit Schätzung des Rotorwinkels ein Fehler in der Berechnung des aktuellen Rotorwinkels auftreten. Resultierend führt dies zu einem verringerten Wirkungsgrad oder, im schlimmsten Fall, zu einem Absturz des Systems. Um dies zu vermeiden, wird in diesem Abschnitt eine Methode zur Synchronisierung des geschätzten Winkels mit einem physikalischen Winkelsignal vorgestellt.

In Abb. 7.8 sind die vier Schaltzustände, welche während einer Pulsperiode im Falle einer Drei–Level PWM Ansteuerung auftreten, dargestellt. Aufgrund der Forderung nach Soft–Switching der Leistungshalbleiter und zur Reduktion des Rippelstromes in den Antriebs– und Lagerwicklungen,



Abbildung 7.8: Schaltzustände während einer Pulsperiode für eine Vollbrücke unter Verwendung einer Drei-Level PWM Ansteuerung. — Zustand 1: Positive Statorspannung — Zustand 2: Freilauf, der Statorstrom nimmt ab — Zustand 3: negative Statorspannung — Zustand 4: Freilauf, der Statorstrom nimmt ab.

werden zwei Freilaufpfade (Zustand 2 und 4) erzeugt. Während Zustand 2 fliesst nun der aktuell eingeprägte Strom im Freilaufpfad durch die implementierte Strommessung (in diesem Fall ein Shunt–Widerstand) und kann somit vom System erfasst werden.

Wird nun Zustand 2 zeitlich ausgedehnt (z.B. für mehrere Millisekunden), so treten Stromverläufe wie in Abb. 7.9 gezeigt auf. Zustand 2 ist während des ganzen Ausschaltfensters zwischen  $\varphi_{off}$  und  $\varphi_{on}$  aktiv. Im Allgemeinen stellt der Statorstrom  $i_s(t)$ , welcher mit Hilfe der Strom-



Abbildung 7.9: Superposition der fiktiven Phasenströme und Detektion des Peaks während einem Ausschaltfenster.

messung gemessen werden kann, eine Superposition (vgl. Abb. 7.10) von zwei fiktiven Strömen dar

$$i_s(t) = i_{s,f}(t) + i_{ind,f}(t),$$
(7.7)

welche durch die Überlagerung der Wirkung von zwei Spannungen, nämlich der Statorspannung

$$u_s(t) = U_s \cdot \sin\left(\omega t + \gamma\right) \tag{7.8}$$

für den Sonderfall der feldorientierten Regelung  $(\underline{i}_s=i_q)$  mit der Amplitude (vgl. Abb. 7.10(a))

$$U_s = \sqrt{(\omega \Psi_{PM} + i_q R_s)^2 + (i_q \omega L_s)^2}$$
(7.9)

und der induzierten Spannung

$$u_{ind}(t) = \omega \Psi_{PM} \cdot \sin(\omega t), \qquad (7.10)$$

entsteht. Im Falle feldorientierter Regelung entspricht der Phasenunterschied zwischen der Statorspannung  $u_s(t)$  und der induzierten Spannung  $u_{ind}(t)$  dem Lastwinkel aus Gl. (7.4).

In Abbildung 7.10 sind die Ersatzschaltbilder der vorhin erläuterten Su-



Abbildung 7.10: Superposition der Wirkungen der in einer PMSM auftretenden Spannungen.

perposition dargestellt. Abbildung 7.10(a) zeigt jenes des gesamten Motors, Abb. 7.10(b) jenes mit nur der Statorspannung  $u_s(t)$  und Abb. 7.10(c) schlussendlich jenes mit der induzierten Spannung  $u_{ind}(t)$ . Aufgrund der indizierten Spannung wird nun ein fiktiver Teilstrom  $i_{ind,f}(t)$ eingeprägt [134]:

$$i_{ind,f}(t) = -\frac{\omega \Psi_{PM}}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}} \cdot \sin(\omega t - \tau_{ind})$$
(7.11)

Dieser fiktive Strom ist Bestandteil des während Zustand 2 gemessenen Statorstromes  $i_s(t)$  und beinhaltet Informationen über die Phasenlage der induzierten Spannung, welche mit dem aktuellen Rotorwinkel korrespondiert.

Im allgemeinen Betriebszustand (bevor der Freilaufzustand eingeschaltet wird) ist der fiktive Strom  $i_{s,f}$ , welcher nur durch die Statorspannung hervorgerufen wird, gegeben durch

$$i_{s,f}(t) = \frac{U_s}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}} \cdot \sin(\omega t + \gamma - \tau_s) \ \forall \ t < t_{off}.$$
(7.12)

Der Phasenwinkel  $\tau_s$ , welcher zwischen der Statorspannung  $u_s(t)$  und dem Statorstrom  $i_s(t)$  auftritt, entspricht dem Winkel  $\tau_{ind}$  aus Gl. (7.11). Der Winkel  $\tau_{ind}$  tritt zudem zwischen der negierten induzierten Spannung  $-u_{ind}(t)$  und dem daraus resultierenden fiktiven Strom  $i_{ind,f}(t)$  auf und kann, wiederum unter der Annahme feldorientierter Regelung, zu

$$\tau_s = \tau_{ind} = \arctan\left(\frac{\omega L_s}{R_s}\right)$$
(7.13)

angegeben werden. Ab dem Einschalten des Freilaufzustandes  $(t_{off} \text{ mit} t_{off} = \varphi_{off}/\omega)$  wird die Spannungsquelle  $u_s(t)$  von der Induktivität getrennt und der fiktive Strom  $i_{s,f}$  klingt nach der Exponentialfunktion (vgl. Abb. 7.9)

$$i_{s,f}(t) = i_{s,f}(t_{off}) \cdot e^{-(t-t_{off})\frac{R_s}{L_s}} \forall t > t_{off}$$

$$(7.14)$$

ab. Misst man nun den Strom  $i_s(t)$  während der Abschaltzeit mit Hilfe der inkludierten Strommessung, so zeigt der gemessene Strom in der Nähe des Nulldurchganges der induzierten Spannung einen Maximalwert (vgl.



**Abbildung 7.11**: Blockdiagramm der Synchronisierung des geschätzten Rotorwinkels  $\varphi_{est}$  durch den berechneten Synchronisationswinkel  $\varphi_{sync}$ .

Abb. 7.9). Dieser kann nun detektiert und der aktuelle Rotorwinkel zum Zeitpunkt des Maximalwertes (bzw. der Winkel welcher seit dem Nulldurchgang von  $u_{ind}(t)$  verstrichen ist) berechnet werden zu (vgl. *Schritt* 1, 2 und 3 in Abb. 7.9)

$$\varphi_{sync} = \underbrace{\varphi_{i,s}}_{Schritt\,1} - \underbrace{90^{\circ}}_{Schritt\,2} + \underbrace{\tau_{ind}}_{Schritt\,3}; \qquad (7.15)$$

hier ist die Verschiebung  $\varphi_{i,s}$  des Maximalwertes zu berücksichtigen, welche durch das Abklingen von  $i_{s,f}(t)$  aus Gl. 7.14 hervorgerufen wird.

Die Synchronisierung des geschätzten Winkels  $\varphi_{est}$  aus Abschnitt 7.2 durch den eben gewonnenen Synchronisationswinkel  $\varphi_{sync}$  ist in Abb. 7.11 dargestellt. Ein Sample and Hold Glied wird bei jeder Detektion eines Maximums in  $i_s(t)$  aktiviert und die tiefpassgefilterte Differenz aus geschätztem und berechnetem Winkel zum aktuellen Winkel addiert. Die Tiefpassfilterung ist zur Sicherstellung eines kontinuierlichen Winkelsignals zwingend notwendig, da sonst ein sicherer Betrieb der PMSM nicht gewährleistet wäre.

Abbildung 7.12 zeigt den berechneten Verlauf von  $\varphi_{sync}$  in Abhängigkeit der Drehzahl. Die dargestellten Werte können im laufenden Betrieb entweder durch die Gleichungen (7.11), (7.13) und (7.14) bestimmt, oder in einer Look-up Tabelle im DSP abgespeichert werden. Letzteres empfiehlt sich zur Reduktion der benötigten Rechen- und Speicherkapazitäten. Auch der Einfluss der Last auf den Abklingvorgang von  $i_{s,f}(t)$  (vgl. Gl. (7.9) und Gl. (7.12)) kann in der Look-up Tabelle berücksichtigt werden. Es empfiehlt sich zudem den Ausschaltwinkel  $\varphi_{off}$  als konstant anzunehmen bzw. zu definieren, um die Berechnung von  $i_{s,f}(t_{off})$  und weiter die Bestimmung des Verlaufes von  $i_{s,f}$  nach dem Ausschaltvorgang zu vereinfachen.



**Abbildung 7.12**: Berechnung von  $\varphi_{sync}$  zum Zeitpunkt wenn das Maximum in  $i_s(t)$  detektiert wird für einen definierten Ausschaltwinkel  $\varphi_{off}$ .

Abbildung 7.13 illustriert Messungen für einen Abschaltvorgang. Es ist wieder das Signal des Hallsensors und der berechnete Winkels dargestellt; beide Signale stimmen wiederum sehr gut überein. Zudem wurde die Spannung über dem Strommessshunt  $R_{shunt}$ , welche den Phasenstrom  $i_s(t)$  repräsentiert, und ein Detektionssignal, erzeugt durch den DSP bei erkanntem Maximalwert, aufgenommen. Es ist gut zu erkennen, dass der entstehende Maximalwert im Phasenstrom, welcher näherungsweise mit dem Nulldurchgang der induzierten Spannung zusammenfällt, innerhalb des Ausschaltfensters vom Algorithmus zuverlässig erkannt wird.

Aufgrund der immer noch vorhandenen Abhängigkeit der Winkel–Synchronisierung von den Maschinenparametern  $R_s$  und  $L_s$  (vgl. Gl. (7.9) und Gl. (7.12)) kann die Performance der Winkelberechnung durch die zusätzliche Synchronisierung bezüglich einer Änderung dieser Parameter nicht entscheidend verbessert werden. Eine Bestimmung der Maschinenparameter  $R_s$  und  $L_s$  ist jedoch mit hinreichender Genauigkeit möglich [135] und die Änderung während des Betriebes befindet sich in einem tolerierbaren Bereich.

Den Hauptvorteil des vorgestellten Konzeptes zur Synchronisierung stellt die Robustheit gegenüber einer Veränderung der magnetischen Flussdichte des Rotors dar. Wie in Abb. 7.14 dargestellt, ist die Qualität der



**Abbildung 7.13**: Messung der Winkelberechnung und des Abschaltvorganges bei 7000 rpm und einem hydraulischen Lastpunkt von 1.3 bar bei 6.5 l/min. Winkelskalierung  $240^{\circ}$ /div für Kanal 1 und 2, Spannungsskalierung 500 mV/div für Kanal 3 und 2 V/div für Kanal 4, Zeitskalierung 2 ms/div.

Rotorwinkelschätzung stark vom eingeprägten magnetischen Fluss  $\Psi_{PM}$ des Permanentmagneten abhängig (vgl. Gl. (7.5)). Im Gegensatz dazu zeigt die in diesem Abschnitt vorgestellte Winkel-Synchronisierung eine relativ geringe Abhängigkeit von der Stärke des Permanentmagneten. Aufgrund der Abhängigkeit des durch den Permanentmagneten eingeprägten magnetischen Flusses von dessen Temperatur (vgl. Abb. 7.15) und der hohen Flüssigkeitstemperaturen welche auf den Magneten einwirken, kann der Einfluss des Magneten auf die Positionsbestimmung jedoch nicht vernachlässigt werden. Wie in Abb. 7.15 gezeigt, variiert die Flussdichte des NdFeB Permanentmagneten bei einer Temperaturänderung von 150°C um 20% bis 30%. Aus Abbildung 7.14 wird somit ersichtlich, dass eine entsprechende Flussänderung im Falle der Winkelschätzung zu einem Winkelfehler von bis zu  $\Delta \varphi_{est} = 10^{\circ}$  und im Falle der Winkel–Synchronisierung auf  $\Delta \varphi_{sunc} = 2^{\circ}$  führt. Beim Einsatz der Winkelschätzung resultiert ein Fehler in dieser Höhe bereits in einem Absturz der magnetischen Lagerung. Ein solcher Absturz kann durch die in diesem Abschnitt vorgestellte Methode nicht nur vermieden sondern zudem erkannt werden, da dann kein weiterer Maximalwert in  $i_s(t)$  auftritt.



**Abbildung 7.14**: Genauigkeit des berechneten Rotorwinkels in Abhängigkeit von der Variation der Flussdichte des Permanentmagneten.



**Abbildung 7.15**: Temperaturabhängigkeiten von NdFeB (VACODYM 633HR) und SmCo (VACOMAX 225HR) Permanentmagneten [2].

Da die vorgestellte Methode eine Antriebsphase näherungsweise im Zeitraum einer 1/4 Periode der Drehfrequenz abschaltet, wird eine Drehmomentverringerung verursacht. Der Einfluss von wiederkehrenden nicht sinusförmigen Strömen auf die Drehmomentgenerierung für lagerlose Motoren wird in Gl. (18) von [136] beschrieben. Wird diese Gleichung auf das vorliegende Pumpsystem angewendet, so resultiert daraus, dass für Drehzahlen grösser  $n_{min} = 1258$  rpm bei Betrieb in Luft keine signifikanten Drehmomentrippel entstehen. Der Betrieb der Pumpe in Wasser führt zu einer weiteren Senkung der minimalen Drehzahl unter 1000 rpm. Zusätzlich geschieht eine Abschaltung der Antriebsphase nur einmal pro 10–50 Umdrehungen, weshalb eine solche Abschaltung zur Winkelbestimmung keinen Einfluss auf den Betrieb der Pumpe hat.

## 7.4 Zusammenfassung

In Abb. 7.16 kann die Verbesserung des geschätzten Winkels  $\varphi_{sync}$  durch die Synchronisierung aus dem vorherigen Abschnitt unmittelbar erkannt werden. Bedingt durch einen Lastsprung entsteht ein bleibender Winkelfehler, welcher durch das Zuschalten der Synchronisierung eliminiert wird.



**Abbildung 7.16**: Einfluss der Winkel–Synchronisierung auf einen falsch abgeschätzten Rotorwinkel  $\varphi_{est}$  entstanden durch einen vorherigen Lastwechsel. Winkelskalierung 120°/div, Stromskalierung 10 A/div, Spannungsskalierung 5 V/div und Zeitskalierung 10 ms/div.

In Abb. 7.17 wird der Einfluss eines Drehzahlsprunges auf die jeweiligen Berechnungsmethoden verglichen. Erneut zeigt sich im Falle der Winkelschätzung aus Abschnitt 7.2 ein bleibender Fehler in der Winkelberechnung nach dem durchgeführten Drehzahlsprung (Abb. 7.17(a)). Wie schon erwähnt, kann dieser Fehler nicht erkannt werden, da es sich bei der vorgestellten Methode lediglich um ein feed-forward Konzept handelt. Wird jedoch vor dem Drehzahlsprung die Winkel-Synchronisierung aus Abschnitt 7.3 aktiviert, so kann der Winkelfehler stets detektiert und eliminiert werden (vgl. Abb. 7.17(b)). Während der Abschaltung einer Antriebsphase tritt ein Winkelfehler im berechneten Signal auf, welcher jedoch bereits nach einer Umdrehung abgeklungen ist. Der Grund für diesen kurzzeitigen Fehler kann in der spezifischen Implementierung gefunden werden.

Ein ähnliches Bild zeigen Messungen (dargestellt in Abb. 7.18) durch welche die Reaktion auf einen Lastsprung untersucht wird. Eine sprunghafte Veränderung der hydraulischen Last der Pumpe — z.B. durch schlagartiges Öffnen eines Ventils — zu einem bestimmten Zeitpunkt führt resultierend zu einer ebenfalls sprunghaften Änderung des Antriebsstromes und erneut zu einer fehlerhaften Berechnung des geschätzten Winkels  $\varphi_{est}$  (vgl. Abb. 7.18(a)). Wird jedoch derselbe Lastsprung mit aktivierter Winkel–Synchronisierung durchgeführt, so kann der Winkelfehler erkannt und korrigiert werden (vgl. Abb. 7.18(b)).

Zusammenfassend wurden in diesem Kapitel Lösungen vorgestellt, um den Rotor einer lagerlosen Pumpe ohne Winkelsensorik in Schwebe zu bringen, zu beschleunigen und sensorlos in einem Drehzahlbereich von 1000 bis 8000 rpm zu betreiben. Die in Abschnitt 7.3 vorgestellte Lösung dient der Steigerung der Performance und der Betriebssicherheit der in Abschnitt 7.2 zusammengefassten Berechnungsmethode zur Abschätzung des aktuellen Rotorwinkels. So wird z.B. die Robustheit gegenüber einer Parametervariation des Permanentmagneten durch Synchronisierung des geschätzten Rotorwinkels zu diskreten Zeitpunkten erhöht. Diese Methode kann ohne zusätzliche Sensoren einfach und kostengünstig implementiert werden, da sie auf dem Prinzip der Messung des Freilaufstromes durch die bereits vorhandenen Stromsensoren basiert. Einzig der erhöhte Rechenaufwand bzw. Entwicklungsaufwand in der Erstellung der notwendigen Look-up Tabellen ist als Nachteil anzuführen. Mit Hilfe der vorgestellten Methoden ist ein wichtiger Schritt hin zu einem lagerlosen Pumpsystem für hochtemperierte Flüssigkeiten gelungen.



Abbildung 7.17: Rotorwinkel nach einem Drehzahlsprung von 1000 rpm auf 6000 rpm bei Volllast (hydraulischer Fluss: 14 l/min, hydraulischer Druck: 0.7 bar). Ein Drehzahlsprung führt zu einem bleibenden Winkelfehler im Falle der Winkelschätzung (a). Der entstehende Winkeloffset kann mit Hilfe der Winkel–Synchronisierung eliminiert werden (b). Winkelskalierung 120°/div, Stromskalierung 10 A/div, Spannungsskalierung 5 V/div und Zeitskalierung 4 ms/div.



Abbildung 7.18: Rotorwinkel nach einem Lastsprung bei 6000 rpm von Nulllast (hydraulischer Fluss: 0 l/min, hydraulischer Druck: 0.8 bar) auf Volllast (hydraulischer Fluss: 14 l/min, hydraulischer Druck: 0.7 bar). Ein Lastsprung führt zu einem bleibenden Winkelfehler im Falle der Winkelschätzung (a). Der entstehende Winkelfehler kann mit Hilfe der Winkel-Synchronisierung eliminiert werden (b). Winkelskalierung 120°/div, Stromskalierung 10 A/div, Spannungsskalierung 5 V/div und Zeitskalierung 4 ms/div.

## Kapitel 8

# Optimierung des Gesamtsystems

Das vorliegende Kapitel dient der Zusammenführung und gesamtheitlichen Optimierung der Teilsysteme des lagerlosen Pumpsystems welche in den vorherigen Kapiteln behandelt wurden. Einzig eine solche vollumfängliche Optimierung unter Berücksichtigung aller Teilkomponenten des Pumpsystems führt zu einem Pumpsystem mit maximaler Leistungs-/Druckdichte welches eingangs gefordert wurde.

Nach einer einführenden Beschreibung des Pumpsystems, welches die Basis der Optimierungen bildet, wird die realisierte Optimierungsroutine im Detail erläutert. Anschliessend werden Ergebnisse dieser Optimierung vorgestellt, diskutiert und die Dimensionen eines optimalen Pumpsystems definiert. Labormuster der modular- und vollintegrierten Varianten aus Kapitel 2 mit den vorhin definierten optimalen Dimensionen bilden die Basis zum abschliessenden Vergleich von Theorie und Praxis.

## 8.1 Ausgangssystem

Abbildung 8.1 zeigt die Komponenten des kommerziell erhältlichen lagerlosen Pumpsystems BPS-3 von Levitronix. Die Komponenten sowie



**Abbildung 8.1**: Lagerloses Pumpsystem *BPS-3* von *Levitronix* [9] welches die Basis der Optimierung bildet.

die Druckdichte dieses Systems wurden bereits in Kapitel 1 behandelt. Dieses System kommt vermehrt in der Halbleiterindustrie für Anwendungen im Bereich des *Wet-Processing* mit den in Kapitel 1 angeführten Anforderungen zum Einsatz. Die geforderten niedrigen Durchflüsse im Bereich von 5 l/min stellen hierbei den unteren Betriebsbereich dieses Systems dar (vgl. Tab. 8.1), weshalb eine deutliche Überdimensionierung des eingesetzten Pumpsystems für diese Anwendungen vorliegt. Das erklärte Ziel ist nun, ausgehend vom Pumpsystem in Abb. 8.1, ein neues Pumpsystem zu entwickeln, welches für den geforderten Betriebspunkt von Q = 5 l/min bei einem Ausgangsdruck von p = 3 bar minimales Volumen aufweist.

Aus Abb. 8.1 wird ersichtlich, dass ein Grossteil des vom Pumpsystem eingenommen Volumens durch die Leistungselektronik und die notwendi-

$n_{max}$ [rpm]	$Q_{max} \ [l/min]$	$p_{max}$ [bar]	$V_{PS}$ [dm <sup>3</sup> ]	$V_{tot}$ [dm <sup>3</sup> ]	$\lambda_{p,0} @ 5  m l/min \ [bar/dm^3]$
8000	75	2.5	1.8	3.1	0.76

Tabelle 8.1: Daten des Ausgangssystems Levitronix BPS-3.

ge Verkabelung beansprucht wird. Eine Integration der Leistungselektronik in das Pumpsystem analog zu Kapitel 2 ist somit für das Erreichen einer maximalen Druckdichte unumgänglich. Nachfolgend wird angenommen, dass eine derartige Integration stets möglich ist. Die alleinige Integration der Leistungselektronik reicht jedoch nicht aus die in Kapitel 1 geforderten Druckdichte zu erreichen. Deshalb wird im anschliessenden Abschnitt, ausgehend von einem Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik (VIP) und den Abmessungen des in Abb. 8.1 gezeigten Systems, durch eine Reduktion aller Abmessungen um den Skalierungsfaktor  $x_d$  ein optimales Pumpsystem gefunden.

## 8.2 Optimierungsroutine

Der vorliegende Abschnitt dient der Optimierung des vorhin vorgestellten Pumpsystems mit dem Ziel einer maximalen Druckdichte für einen geforderten Ausgangsdruck von 3 bar bei einem Durchfluss von 5 l/min. Die nachfolgend vorgestellte Optimierung ist in Abb. 8.2 veranschaulicht und basiert auf den folgenden Annahmen:

- Als Basis für die Optimierung dient das Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik nach Variante 3 aus Kapiteln 2 und es wird angenommen, dass die Integration der Leistungselektronik stets möglich ist.
- Als Kühlvariante kommt, aufgrund der damit erreichbaren höchsten Leistungsdichte, nur eine Wasserkühlung in Frage.
- Hinsichtlich des Wicklungskonzeptes (vgl. Kap. 5) werden nur separierte Wicklungen eingesetzt, da diese eine höhere Maximaldrehzahl und somit einen maximalen Ausgangsdruck ermöglichen.
- Das in Kapitel 6 vorgestellte Netzteil zum Betrieb des Pumpsystems aus dem Einphasennetz wird in der Gesamtoptimierung nicht berücksichtigt. Dieses Netzteil weist für sich selbst bereits ein optimales Volumen auf und führt somit innerhalb des Gesamtsystems zu keinem weiteren Freiheitsgrad.

Ausgehend von einer beliebig vorgegebenen Längenskalierung  $x_d$  wird in einem ersten Schritt die notwendige Drehzahl zum Erreichen des ge-



Abbildung 8.2: Ablaufdiagramm zur Optimierung des lagerlosen Pumpsystems.

forderten Ausgangsdruckes berechnet (vgl. Abb. 8.2). Hierbei wird vereinfachend angenommen, dass der Ausgangsdruck der Pumpe jenem am äusseren Umfang des Laufrades entspricht und somit keine Druckrückgewinnung stattfindet. Diese Annahme besitzt speziell für den niedrigen geforderten Durchfluss Gültigkeit. Analog zu Kapitel 3 folgt aus

$$p = \frac{\rho_{fl}}{2} \cdot (\omega_r r)^2 \tag{8.1}$$

somit für die Drehzahl

$$n_{1} = \sqrt{\frac{2 \cdot 60^{2} \cdot p_{1,soll}}{4 \pi^{2} \cdot \rho_{fl} \cdot (x_{d} \cdot r_{0})^{2}}}$$
(8.2)

mit dem Soll–Ausgangsdruck  $p_{1,soll}$  in [Pa] (hier  $p_{1,soll} = 3 \cdot 10^5$  Pa).

Anschliessend müssen analog zu Kapitel 3 die Kenngrössen der Pumpe wie die hydraulische Leistung  $P_{hyd}$ , das geforderte Moment an der Welle  $M_{mech}$ , die zu erwartende Radialkraft  $F_r$  sowie der hydraulische Wirkungsgrad  $\eta_{hyd,1}$  bestimmt werden. Vor allem  $\eta_{hyd,1}$  stellt einen grossen Unsicherheitsfaktor dar, da der Wirkungsgrad von zahlreichen Faktoren, wie zum Beispiel den Leckageströmen, der Reibung am Laufrad und am Pumpenkopf sowie der Geometrie des Laufrades und Leitapparates im Pumpenkopf abhängt. Eine Abschätzung des zu erwarteten hydraulischen Wirkungsgrades  $\eta_{hud,1}$  kann analog zu Kapitel 3 in Abhängigkeit der Durchflusszahl  $\varphi$  erfolgen. Wird demnach der Verlauf von  $\eta_{hud}$  in Abhängigkeit von  $\varphi$  für eine bestimmte Pumpengeometrie gefunden, so kann abhängig von der vorhin berechneten Drehzahl und dem geforderten Durchfluss der zu erwartenden Wirkungsgrad abgeschätzt werden. Die in der vorgestellten Optimierung eingesetzte Approximation des Wirkungsgrades basiert auf einem parabolischen Verlauf von  $\eta_{hyd}$  in Abhängigkeit von  $\varphi$  (vgl. Abb. 8.3). Für eine kleiner werdende Pumpe sinkt der maximal erreichbare Wirkungsgrad, jedoch verschiebt sich das Maximum hin zu geringen Durchflusszahlen, womit für eine kleinere Pumpe bei gegebenem Durchfluss ein höherer Wirkungsgrad zu erwarten ist. Diese Approximation wird in Kapitel 8.4.3 messtechnisch fundiert.

Aus der vorgestellten Approximation des hydraulischen Wirkungsgrades wird klar, dass für geforderte Nenndurchflüsse, welche in einer Durflusszahl  $\varphi$  rechts des Optimums der Wirkungsgradkurve (vgl. Abb. 8.3) resultieren, eine Optimierung nicht aussichtsreich erscheint, da eine Verkleinerung des Pumpsystems automatisch zu einer Reduktion des zu erwartenden hydraulischen Wirkungsgrades führt. Für geforderte Nenndurchflüsse mit resultierender Durchflusszahl  $\varphi$  links des Wirkungsgradoptimums führt eine Dimensionsreduktion der Pumpe meist zu einer effektiven Er-



**Abbildung 8.3**: Approximation des hydraulischen Wirkungsgrades  $\eta_{hyd}$  in Abhängigkeit von der Durchflusszahl  $\varphi$  und dem Skalierungsverhältnis  $x_d$  ausgehend vom Ausgangssystem *Levitronix BPS-3* mit  $x_d = 1$  für die Annahme konstanten Ausgangsdruckes.

höhung des hydraulischen Wirkungsgrades für den gewählten Betriebspunkt und die Optimierung erscheint zielführend. Anforderung für die Gültigkeit dieser Umstände ist das Verlangen nach einem konstanten Ausgangsdruck bei Veränderung der Pumpenabmessungen. Ausgehend von den vorhin bestimmten Parametern des hydraulischen Teils können in einem nächsten Schritt die Verluste des Motors und mit Hilfe des in Kapitel 3 vorgestellten thermischen Modells die auftretenden Temperaturen im System bestimmt werden. Da die Kupferverluste der Lagerund Antriebswicklungen allgemein ein temperaturabhängiges Verhalten aufweisen, müssen in einer unterlagerten Schleife diese Verluste abhängig von der Temperatur der Wicklungen berechnet werden (vgl. Abb. 8.2).

Als Ausgabe dieser unterlagerten Schleife liegen alle Temperaturen des Systems vor. Befindet sich eine dieser Temperaturen über einem zulässigen Limit  $(T_{max})$ , so muss eine Massnahme zur Reduktion dieser Temperatur getroffen werden. Die Gründe für eine Temperaturerhöhung bei einer Verkleinerung des Pumpsystems wurden bereits in Kapitel 3 erläutert. Dort zeigten sich die Unterschiede zwischen gefordertem Moment

der Hydraulik und lieferbaren Moment des elektrischen Antriebs und die daraus resultierenden Probleme bei einer Verkleinerung des Systems. Das geforderte Moment kann folglich bei einer Verkleinerung des Motors unter Beibehaltung der maximal erlaubten Stromdichte oder maximalen Temperatur nicht erzeugt werden und es muss eine konstruktive Massnahme zur Erhöhung des aufbringbaren Momentes getroffen werden. Eine mögliche konstruktive Massnahme stellt die Vergrösserung der Antriebswicklungen dar. Eine Vergrösserung in radialer Richtung kommt aufgrund einer damit einhergehenden Veränderung der Pumpe und somit aller übrigen Abmessungen nicht in Frage. Eine Verlängerung der Antriebswicklungen in axialer Richtung hat jedoch keinen Einfluss auf die Abmessungen des Pumpenkopfes selbst und stellt folglich einen möglichen Freiheitsgrad dar. Bedingt durch die damit einhergehende Verlängerung des Eisenkreises wachsen jedoch die Eisenverluste  $P_{fe}$  linear mit steigender Spulenhöhe  $h_{coil,d}$  (vgl. Abb. 8.4). Analog zu Abb. 8.4 existiert ein Minimum der Gesamtverluste in Abhängigkeit der Spulenhöhe  $h_{coil,d}$ bei Punkt (1). Eine Vergrösserung der Antriebswicklungen über diesen Punkt hinaus führt zu einem Ansteigen der Gesamtverluste und der Systemtemperatur, und ist demnach hinsichtlich des eigentlichen Zieles der Temperaturreduktion kontraproduktiv.



**Abbildung 8.4**: Allgemeine Zusammenhänge der Kupfer–  $(P_{cu,d})$  und Eisenverluste  $(P_{fe})$  bei einer Vergrösserung der Spulenhöhe  $h_{coil,d}$ .

Eine weitere Verlustreduktion kann jedoch durch eine Vergrösserung der Lagerwicklungen erreicht werden. Auch in diesem Fall steigen mit wachsender Spulenhöhe die Eisenverluste und es kann abermals analog zu den Antriebswicklungen eine optimale Höhe der Lagerwicklungen gefunden werden, welche zu einer minimalen Maximaltemperatur führt.

Befindet sich die Maximaltemperatur trotz optimaler Höhe der Lagerund Antriebswicklungen nach wie vor über dem erlaubten Limit, so muss eine weitere Möglichkeit zur Reduktion der Verlustleistung gefunden werden. Hier bietet sich nur eine Leistungsdrosselung über eine Drehzahlreduktion an (vgl. Abb. 8.2).

Am Ende der Optimierungsroutine liegt ein System für die beliebig geforderte Längenskalierung  $x_d$  vor und es können abschliessend das resultierende Volumen  $V_{tot,1}$  des neuen Systems und das Druckdichteverhältnis  $\lambda_{p,1,0}(x_d)$  zwischen Ausgangs– und Zielsystem berechnet werden. Exemplarische Resultate dieser Optimierung werden im nächsten Abschnitt vorgestellt.

## 8.3 Resultate der Optimierung

In diesem Abschnitt werden exemplarische Ergebnisse der vorhin erläuterten Optimierungsroutine eines lagerlosen Pumpsystems vorgestellt. Folgende Annahmen und Beschränkungen für die Durchführung der Optimierung kommen zur Anwendung:

- Der geforderte Nenndurchfluss beträgt 5 l/min.
- Der geforderte Druck bei Nenndurchfluss wird auf 3 bar festgelegt.
- Die maximal auftretende Temperatur im Pumpsystem darf 90°C nicht überschreiten, um genügend grosse Reserven gegenüber Parameterschwankungen und Bauteilgrenzwerten einhalten zu können.
- Sowohl die Umgebung als auch das Kühlmittel weisen eine Temperatur von 26°C auf.
- Die Wand des Pumpenkopfes verfüge über adiabates Verhalten und es findet somit kein Wärmeaustausch zwischen Pumpmedium und Pumpsystem statt.

Wird die vorhin vorgestellte Optimierungsroutine mit dem ebenfalls vorgestellten Ausgangssystem und den oben genannten Annahmen ausgeführt, so stellt die Optimierung folgende Resultate zur Verfügung:

Als Erstes sei an dieser Stelle die resultierende Druckdichte des Zielsystems erwähnt. Diese ist in Abb. 8.5 dargestellt und zeigt einen quadratischen Anstieg mit sinkender Skalierung  $x_d$ . Ab  $x_d = 0.7$  übersteigt eine Systemtemperatur die maximal erlaubte Temperatur  $T_{max}$  (vgl. Abb. 8.6)<sup>1</sup> und es muss die Höhe der Antriebsspulen zur Senkung der Kupferverluste vergrössert werden. Durch diese Vergrösserung der Antriebsspulenhöhe ist eine weitere Verkleinerung von  $x_d$  möglich. Für eine Grössenänderung von  $x_d$  kleiner als ca. 0.65 ist jedoch die optimale Spulenhöhe bezüglich den auftretenden Verlusten erreicht und es führt nur noch eine Leistungsdrosselung durch Drehzahlreduktion zu einer Temperaturverringerung. Dieser Umstand resultiert direkt in einer Reduktion der erreichbaren Druckdichte (vgl. Abb. 8.5).

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>An dieser Stelle ist lediglich eine Betrachtung der Temperatur der Sensorplatine  $T_{sens}$  erforderlich, da diese stets den höchsten Wert aufweist und die meisten temperaturkritischen Bauteile trägt. Zudem weist diese Platine den grössten Abstand zur Wasserkühlung auf (vgl. die Simulationsergebnisse in Kap. 2).



**Abbildung 8.5**: Druckdichteverhältnis  $\lambda_{p,1,0} = \lambda_{p,1}/\lambda_{p,0}$  in Abhängigkeit der Dimensionsänderung  $x_d$  für die Randbedingung einer maximal erlaubten Temperatur von  $T_{max} = 90^{\circ}$ C.



**Abbildung 8.6**: Temperatur  $T_{sens}$  an der Sensorplatine,  $T_b$  der Lagerwicklungen und  $T_d$  der Antriebswicklungen des Zielsystems in Abhängigkeit der Dimensionsänderung  $x_d$  für  $T_{max} = 90^{\circ}$ C.

Berechnet man den erzielbaren Ausgangsdruck und die dafür notwendige Drehzahl so entstehen die in Abb. 8.7 dargestellten Verläufe. Auch hier ist die Drehzahlreduktion und damit einhergehend die Verringerung des Ausgangsdruckes für Skalierungen von  $x_d$  kleiner 0.65 gut zu erkennen. Bis zu diesem Punkt zeigt sich deutlich der reziproke Anstieg der Drehzahl aufgrund der Forderung nach konstantem Druck welcher mit  $Y \propto x_n^2 \cdot x_d^2$  skaliert.

Abschliessend können die Kupferverluste der Antriebswicklungen  $P_{cu,d,1}$ , die Verluste im Eisenkreis  $P_{fe,1}$  sowie die Summe dieser Verluste  $P_{d,1}$ über der Längenänderung  $x_d$  aufgetragen werden (vgl. Abb. 8.8). Erwartungsgemäss zeigt sich ein Anstieg der Kupferverluste bei einer Reduktion des Bauvolumens und damit einhergehender Volumenreduktion der Antriebsspulen beziehungsweise Erhöhung der resultierenden Stromdichte. Interessanterweise sinken, trotz steigender Drehzahl, die Verluste im Eisenkreis. Nach den Skalierungsgesetzen in Kapitel 3 setzen sich die Eisenverluste aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen, wobei sich letztere proportional zur Drehzahl im Quadrat und zum Volumen des Eisenkreises verhalten. Folglich skalieren diese Verluste nach  $x_d^3 \cdot x_n^2$ und aufgrund der vorhin behandelten Abhängigkeit zwischen der Dreh-



**Abbildung 8.7**: Ausgangsdruck  $Y_1$  und Drehzahl  $n_1$  des Zielsystems in Abhängigkeit der Dimensionsänderung  $x_d$  für  $T_{max} = 90^{\circ}$ C.



**Abbildung 8.8**: Eisenverluste  $P_{fe,1}$ , Kupferverluste der Antriebswicklungen  $P_{cu,d,1}$ und Gesamtverluste des Antriebs  $P_{d,1}$  des Zielsystems in Abhängigkeit der Dimensionsänderung  $x_d$  für  $T_{max} = 90$ °C.

zahl und  $x_d$  für konstanten Ausgangsdruck ( $x_n = 1/x_d$ ) in Summe zu  $P_{ws} \propto x_d$ . Aufgrund der lediglich linearen Abhängigkeit der Hystereseverluste  $P_{hys}$  von der Drehzahl verstärken diese Verluste das in Abb.

8.8 ersichtliche sinkende Verhalten der Eisenverluste für kleiner werdende Abmessungen zusätzlich  $(P_{hys} \propto x_d^2)$ .

Sobald die Drehzahlreduktion zur Temperaturreduktion eingesetzt werden muss (Werte für  $x_d$  kleiner 0.65), steigen die Kupferverluste in der Antriebswicklung wieder drastisch an. Der Grund hierfür liegt im nach wie vor als konstant geforderten Durchfluss. Die am später vorgestellten Labormuster messtechnisch bestimmten Verluste zeigen eine gute Übereinstimmung der berechneten und tatsächlich auftretenden Eisen- und Kupferverluste (vgl. Abb. 8.8).

Allgemein kann konstatiert werden, dass Pumpsysteme mit einer Längenskalierung kleiner als  $x_d = 0.65$  für die eingangs getroffenen Annahmen nicht geeignet sind, da der geforderte Ausgangsdruck nicht erreicht werden kann. Dieser geforderte Ausgangsdruck ist jedoch bei gefordertem Durchfluss zwingend zur Überwindung des auftretenden Druckabfalls über den eingesetzten Filtern im hydraulischen Kreislauf notwendig.

## 8.4 Labormuster

Ausgehend von den im vorgehenden Abschnitt angeführten Annahmen und Ergebnissen der Optimierung kristallisiert sich ein Pumpsystem mit einem Skalierungsfaktor von 0.65 bis 0.7 bezüglich des Ausgangssystems als optimal heraus. Zur Verifikation der getroffenen Annahmen wurden folglich Labormuster sowohl des modular integrierten (MIP) als auch des vollintegrierten Pumpsystems (VIP) mit dem Skalierungsfaktor  $x_d = 0.65$ realisiert. In den anschliessenden Abschnitten werden diese Labormuster vorgestellt sowie Messungen zur Verifikation der getroffenen Annahmen präsentiert.

### 8.4.1 Labormuster mit modular integrierter Leistungselektronik — MIP

Für die Realisierung des Pumpsystems mit modular integrierter Leistungselektronik wurde Variante 1 aus Kap. 2.1 (mit Luftkühlung siehe Abb. 2.1(a) und mit Wasserkühlung siehe Abb. 2.5) gewählt. Die Kenndaten des realisierten Systems sind in Tab. 8.2 zusammengestellt und Abb. 8.9 zeigt das realisierte Labormuster als luft– und wassergekühlte Variante zusammen mit den Teilkomponenten des Pumpsystems.

Der radial am Gehäuse angebrachte Aufsatz für die Leistungselektronik beinhaltet die in Abb. 8.9 gezeigte, für den Betrieb des Pumpsystems notwendige, Elektronik und kann optional für eine zusätzliche Implementierung des in Kapitel 6 vorgestellten Netzteils erweitert werden. Auf der in Abb. 8.9 dargestellten Leistungselektronik finden je vier Vollbrücken für die Ansteuerung der zwei Lager- und Antriebsphasen (vgl. Abb. 5.14(b) in Kap. 5.4) mit einer Zwischenkreisspannung von  $U_{DC} = 48$  V sowie die zur Regelung notwendige radiale Positionssensorik und ein digitaler Signalprozessor Platz.

Als Wicklungstopologie kommt die separierte Variante aus Kapitel 5 zum Einsatz (vgl. Abb. 8.9), da diese trotz erhöhten Kupferverlusten eine höhere Maximaldrehzahl und somit einen grösseren erreichbaren Maximaldruck ermöglicht. Ein System mit kombinierten Wicklungen kann jedoch analog zu Kapitel 5 mit derselben Leistungselektronik betrieben werden.

Nach Tab. 8.2 beträgt die maximal erreichbare Drehzahl mit diesem Labornuster 14000 rpm, was in einem maximalen Ausgangsdruck von 3.1 bar resultiert. Der maximal erreichbare Durchfluss wird massgeblich über die von der Leistungselektronik zur Verfügung gestellte Leistung in Kombination mit der Drehzahl und der Windungszahl der Antriebswicklungen bestimmt (vgl. Kap. 5) und folgt durch Messungen zu 25 l/min bei 12000 rpm und einem Ausgangsdruck von p = 2 bar. Das gesamte quaderförmige Volumen  $V_{tot}$  des Pumpsystems inklusive Leistungselektronik jedoch ohne Volumen des Netzteils zur Versorgung aus dem Einphasennetz resultiert schlussendlich in 1.52 dm<sup>3</sup> was einer Volumenreduktion in Bezug auf das Ausgangssystem von 50% entspricht (vgl. Tab. 8.1).

$n_{max}$	$Q_{max}$	$p_{max}$	$V_{PS} = V_{tot}$	$\lambda_{p,1} @ 5 l/min$	$U_{DC}$	$P_{el}$
[rpm]	[l/min]	[bar]	$[dm^3]$	$[bar/dm^3]$	[V]	[W]
14000	25	3.1	1.52	2.03	48	300

 Tabelle 8.2: Daten des Labormusters MIP.



Abbildung 8.9: Luft– und wassergekühltes Labormuster des modular integrierten Pumpsystems (MIP).

Da zudem der Ausgangsdruck auf 3 bar erhöht wurde, resultiert eine Druckdichte von  $\lambda_{p,1} = 2.03 \text{ bar/dm}^3$  bei einem Durchfluss von 5 l/min (vgl. Tab. 8.2). Somit erfüllt dieses Pumpsystem die Anforderungen aus Kapitel 1 nach einer Halbierung des Volumens und einem geforderten Ausgangsdruck von 3 bar bei einem Durchfluss von Q = 5 l/min.

### 8.4.2 Labornuster mit vollintegrierter Leistungselektronik — VIP

Für die Realisierung des Labormusters eines Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik wurde Integrationsvariante 3 aus Kapitel 2.2 gewählt. Die Labormuster für Luft– und Wasserkühlung (analog zu Abb. 2.10 und 2.14) sind zusammen mit den Teilkomponenten in Abb. 8.10 dargestellt. Die für die Ansteuerung der Lager– und Antriebswicklungen notwendigen Leistungstransistoren der Vollbrücken (vgl. Kapitel 5.4) sind am Umfang der Leistungsplatine angeordnet und über eine thermische Anbindung an das Motorgehäuse gekühlt (vgl. Abb. 2.10). Die Leistungsplatine ist bei dieser Variante zwischen den Lager– und Antriebswicklungen im Motorgehäuse angebracht. Direkt unterhalb des Pumpenkopfes befindet sich die Sensorikplatine, welche zudem die Auswertungselektronik der radialen Positionssensorik sowie die gesamte Hilfsspannungsversorgung beinhaltet. Die Regelung mittels DSP sowie die Kommunikation befinden sich auf der Leistungsplatine.

Die Kenndaten des Pumpsystems sind in Tab. 8.3 ersichtlich und sind aufgrund gleicher Spezifikation und hydraulischer Komponenten ident mit den in Tab. 8.2 für das MIP gezeigten. Einzig das Gesamtvolumen  $V_{tot}$  wird durch die vollständige Integration der Leistungselektronik auf 1.17 dm<sup>3</sup> reduziert und beträgt somit ca. 40 % des Volumens des Ausgangssystems. Daraus resultiert folglich eine Druckdichte von  $\lambda_{p,1} = 2.56$  bar/dm<sup>3</sup> bei einem Durchfluss von 5 l/min der wassergekühlten Variante, was einer deutlichen Steigerung bezüglich des Ausgangssystems BPS-3 entspricht. Detaillierte Messungen dieses Systems sind im nachfolgenden Abschnitt zu finden.



Abbildung 8.10: Luft– und wassergekühltes Labormuster des vollintegrierten Pumpsystems (VIP).

$n_{max}$ [rpm]	$Q_{max} \ [ m l/min]$	$p_{max}$ [bar]	$V_{PS} = V_{tot}$ $[\mathrm{dm^3}]$	$\lambda_{p,1} @ 5  m l/min \ [bar/dm^3]$	$U_{DC}$ [V]	$P_{el}$ [W]
14000	25	3.1	1.17	2.56	48	300

Tabelle 8.3: Daten des Labormusters VIP.

#### 8.4.3 Experimentelle Verifikation

Abbildung 8.11 zeigt charakteristische Pumpenkennlinien aufgenommen mit dem Ausgangssystem ( $x_d = 1$ ) und dem Zielsystem ( $x_d = 0.65$ ). Hierbei wird der Ausgangsdruck des Pumpsystems in Abhängigkeit des Durchflusses und der Drehzahl aufgetragen. Es zeigt sich, dass das Zielsystem über einen deutlich reduzierten Durchflussbereich verfügt, was aufgrund der Wachstumsgesetze einer Kreiselpumpe<sup>2</sup> einleuchtend erscheint. Ebenso zeigt sich für das realisierte Zielsystem eine starke Ab-

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup>Der optimale bzw. auch maximale Durchfluss einer Kreiselpumpe skaliert gemäss  $Q \propto x_n \cdot x_d^3$  [11] und nimmt somit für ein System, welches nach der vorgestellten Optimierung dimensioniert wird, mit  $Q \propto x_d^2$  für reduzierte Dimensionen ab.



**Abbildung 8.11**: Charakteristische Pumpenkennlinien (Ausgangsdruck über Durchfluss) in Abhängigkeit der Drehzahl des Ausgangssystems (Index 0,  $x_d = 1$ ) und des optimierten Systems (Index 1,  $x_d = 0.65$ ).



**Abbildung 8.12**: Approximierter und gemessener Verlauf des hydraulischen Wirkungsgrades in Abhängigkeit der Durchflusszahl  $\varphi$  des Ausgangssystems (Index 0,  $x_d = 1$ ) und des optimierten Systems (Index 1,  $x_d = 0.65$ ).

hängigkeit des Ausgangsdruckes vom Durchfluss, wohingegen für das Ausgangssystem der Ausgangsdruck über weite Durchflussbereiche annähernd konstant bleibt. Dieser Umstand resultiert aus dem hydraulischen Wirkungsgrad beider Systeme. So steigt beim Ausgangssystem der hydraulische Wirkungsgrad bis zu einem Durchfluss von ca. 30 l/min an, wohingegen der Wirkungsgrad des optimierten Systems mit vollintegrierter Leistungselektronik bereits bei geringen Durchflüssen abfällt (vgl. Abb. 8.12).

Aus den gezeigten Messreihen lässt sich auch der hydraulische Wirkungsgrad bestimmen, welcher in Abb. 8.12 sowohl für das Ausgangs– als auch für das Zielsystem dargestellt ist. Zudem wurden zur Verifikation der eingangs getätigten Annahmen die Approximationen des Wirkungsgrades für die zwei Pumpenskalierungen aufgetragen. Hierbei ist für beide Systeme eine gute Übereinstimmung der Approximation mit dem tatsächlich gemessenen Wirkungsgrad zu erkennen. Die anfangs getroffene Approximation der Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Durchflusszahl  $\varphi$  und der Längenskalierung  $x_d$  besitzt somit Gültigkeit.
### 8.5 Zusammenfassung

Die vollumfängliche Optimierung des lagerlosen Pumpsystems, welche in diesem Kapitel vorgestellt wurde, führt zu einem Pumpsystem mit vollintegrierter Leistungselektronik und maximaler Druckdichte. Im Vergleich zum Ausgangssystem kann der Ausgangsdruck um 20% ( $p_0 = 2.5$  bar,  $p_1 = 3$  bar) bei gleichzeitiger Reduktion des Gesamtvolumens um 60% gesteigert werden.

Messungen, durchgeführt an den Labormustern des modular- (MIP) und vollintegrierten Pumpsystems (VIP), rechtfertigen im Laufe der vorliegenden Arbeit angenommene Vereinfachungen. Das eingangs gewünschte System mit halbiertem Volumen und erhöhtem Ausgangsdruck auf 3 bar wird mit dem vollintegrierten System sogar übertroffen. Diesen Umstand verdeutlicht Abb. 8.13, welche den bereits in Abb. 1.4 gezeigten Vergleich kommerziell erhältlicher Pumpsysteme bezüglich erreichbarer Druckdichte um die Druckdichte des realisierten Labormusters mit vollintegrierter Leistungselektronik erweitert. Die Druckdichte des realisierten VIP liegt folglich für den gesamten betrachteten Durchflussbereich über der geforderten Druckdichte. Somit erfüllt dieses Pumpsystem die gestellten Anforderungen der Halbleiterindustrie vollumfänglich.



**Abbildung 8.13**: Erweiterung von Abb. 1.4 um die Druckdichte der realisierten Pumpsysteme mit modular integrierter (MIP) sowie vollintegrierter Leistungselektronik (VIP).

# Zusammenfassung

Durch Integration der Leistungselektronik in das Motorgehäuse einer lagerlosen Pumpe kann eine signifikante Volumensreduktion und damit eine Erhöhung der Leistungsdichte erreicht werden. Eine zusätzliche Optimierung des Gesamtsystems hinsichtlich der gewählten Abmessungen führt schlussendlich zu einem optimalen Pumpsystem. Eine solche Optimierung wurde in dieser Arbeit für die speziellen Anforderungen der Halbleiterindustrie an ein Pumpsystem mit einem Ausgangsdruck von 3 bar bei einem Durchfluss von 5 l/min durchgeführt.

Als Basis für die vorgestellte Optimierung wurden die Teilsysteme des Pumpsystems, nämlich die Hydraulik, die magnetische Lagerung mitsamt dem elektrischen Antrieb, die Leistungselektronik sowie die Regelung hinsichtlich spezieller Herausforderungen im Detail betrachtet. So entstanden im Rahmen dieser Arbeit analytische Modelle zur Abschätzung der Temperaturen innerhalb des Pumpsystems mit integrierter Leistungselektronik und der auftretenden hydraulischen Kräfte wirkend auf das in axialer Richtung passiv stabilisierte Laufrad. Bezüglich der magnetischen Lagerung und des elektrischen Antriebs wurden zwei Wicklungskonzepte untersucht, welche sich für unterschiedliche Anwendungsbereiche durch eine signifikante Verlustreduktion oder hohe maximale Drehzahl auszeichnen. Für den Betrieb des Pumpsystems am Einphasennetz wurde ein Pulsgleichrichter mit Leistungsfaktorkorrektur mit, durch die Anwendung mehrerer paralleler Boost-Zellen, maximaler Leistungsdichte vorgestellt. Eine Regelungsvariante zur Eliminierung temperaturkritischer Komponenten rundet die Untersuchung der Teilelemente des lagerlosen Pumpsystems ab.

# Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurde ein lagerloses Pumpsystem hinsichtlich einer maximalen Druckdichte für die spezifischen Forderung eines Ausgangsdruckes von 3 bar bei einem Durchfluss von 5 l/min optimiert. Als Basis dienten allgemeine Betrachtungen der Zusammenhänge innerhalb des Pumpsystems bei Veränderung aller Dimensionen. Detaillierte Untersuchungen wurden zudem bezüglich der hydraulischen Kräfte wirkend auf das Laufrad, der einsetzbaren Wicklungskonzepte für eine gegebene Statorkonfiguration, der Realisierung eines Netzteils maximaler Leistungsdichte zur Versorgung des Systems aus dem Einphasennetz sowie der Anwendung von sensorlosen Konzepten zur Eliminierung diverser thermischer Beschränkungen der Sensorik durchgeführt. Trotz der umfangreichen Betrachtung des Gesamtsystems lassen sich interessante Anknüpfungspunkte für zukünftige Forschungsarbeiten identifizieren:

- Die Optimierung des Pumpsystems fand für einen sehr eingeschränkten Betriebsbereich statt. Offen bleibt die Erweiterung der Optimierung für Pumpsysteme mit hohem Durchfluss.
- Die zur Optimierung angewandte Approximation des hydraulischen Wirkungsgrades besitzt hauptsächlich für niedrigen Durchfluss Gültigkeit. Eine genaue Abschätzung des zu erwartenden Wirkungsgrades basierend auf der Berechnung der entstehenden Verluste innerhalb des Pumpenraumes stellt einen anspruchsvollen Folgeschritt dar.
- Zur Kompensation der Axialkräfte wäre auch der Einsatz von symmetrischen Pumpsystemen möglich. Die konstruktive Eigenheit des

Pumpsystems mit modular integrierter Leistungselektronik, nämlich der Zugang durch das Motorgehäuse zur Pumpenkopfunterseite, eröffnet hierbei neue Möglichkeiten zum Aufbau zweier Pumpen mit mechanisch durch den erwähnten Zugang verbundenen Laufrädern. Aufgrund der Symmetrie solcher Systeme würden auftretende Axialkräfte stets über die Verbindung der Laufräder kompensiert, und somit ein stabiler Betriebspunkt garantiert.

- Das vorgestellte analytische Modell zur Bestimmung der Axialkräfte bietet viel Raum für weitere Forschungsarbeiten. So können zum Beispiel mit Unterstützung von CFD–Simulationen Modelle weiterer konstruktiver Kraftkompensationsmöglichkeiten gefunden werden. Eine noch nicht beschriebene jedoch vielversprechende Möglichkeit stellen so genannte Staudruckplatten dar, welche bereits messtechnisch, aber noch nicht theoretisch im Detail untersucht wurden. Weiters bilden Ventile erfolgversprechende Lösungen.
- Hinsichtlich der untersuchten Wicklungskonzepte zur Aufbringung der Lagerkräfte und des Drehmomentes wurde der Eisenkreis des Stators als gegeben angenommen. Untersuchungen hinsichtlich anderer Klauenanzahl oder Anordnung aufbauend auf den bereits getätigten Untersuchungen können zukünftig zu einer weiteren Verlustreduktion oder Performancesteigerung führen.
- Bezüglich des vorgestellten Pulsgleichrichters mit Leistungsfaktorkorrektur stellt sich die Frage nach einer Integration in das Gehäuse des Pumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik. Hier stellt z.B. die Verwendung des vorhandenen Eisenkreises der Pumpe zur Realisierung der Boost- und Filterinduktivitäten eine interessante Fragestellung dar.
- Die Verifikation der getätigten Untersuchungen für höhere Ausgangsleistungen des Pulsgleichrichters oder gar dreiphasige Systeme bietet einen weiteren zukünftigen Forschungsschwerpunkt mit hohem wirtschaftlichen Interesse.
- Wie in Kapitel 6 erwähnt, wurde bei der Dimensionierung des DC– DC–Konverters das Ziel eines minimalen Volumens verfolgt, dieses aber nicht durch eine vollumfängliche Optimierung erreicht. Eine solche Optimierung für verschiedene Leistungsklassen erscheint daher als zukünftig notwendig.

• Die vorgestellte Methode zum sensorlosen Betrieb der Pumpe dient lediglich der Eliminierung der Winkelsensorik. Untersuchungen zeigten darüber hinaus die Möglichkeit einer sensorlosen radialen Positionserkennung über eine Änderung der Induktivität der Lagerund Antriebswicklungen. Die Realisierung einer Regelungsmethode zur umfassenden Eliminierung sowohl der Winkel- als auch der radialen Positionssensorik würde ein Pumpsystem mit deutlich höherer erlaubter Maximaltemperatur und damit einhergehender Steigerung der Leistungsdichte ermöglichen.

## Literaturverzeichnis

- T. Nussbaumer, K. Raggl, P. N. Bösch, und J. W. Kolar, "Trends in Integration for Magnetically Levitated Pump Systems," in *Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC)*, Vol. 53, Nr. 1, Feb. 2007, S. 1551–1558.
- [2] S. Burger, "Magnetgelagertes Pumpsystem für hohe Betriebstemperaturen," Dissertation, Power Electronic Systems Laboratory, ETH Zürich, 2006.
- [3] M. Neff, "Bearingless Pump System for the Semiconductor Industry," in 6th International Symposium on Magnetic Suspension Technology (ISMST), 2001, S. 169–173.
- [4] Pneumatic Driven Bellows Pumps FW, FW-H Series, Iwaki Pumps, www.iwakipumps.jp, 2006.
- [5] Pneumatic Driven Bellows Pumps FF, FF-H Series, Iwaki Pumps, www.iwakipumps.jp, 2006.
- [6] Magnetgekuppelte Kreiselpumpen aus PP oder PVDF Baureihe MPN, Schmitt Kreiselpumpen, www.schmitt-pumpen.de, 2006.
- [7] Series 8–MD Pumps TE–8C–MD, March Pumps, www.marchpump.com, 2006.
- [8] Process Magnetic Drive Pumps YMD Series, Iwaki Pumps, www.iwakipumps.jp, 2006.
- [9] "Levitronix website," 2007. Online verfügbar unter: www.levitronix.com

- [10] N. Barletta, "Der lagerlose Scheibenläufer," Dissertation, Electrical Engineering and Design Laboratory, ETH Zürich, 1998.
- [11] J. F. Gülich, Kreiselpumpen, Handbuch für Entwicklung, Anlageplanung und Betrieb. Springer Verlag Berlin, 1999, 1. Auflage.
- [12] C. Pfleiderer, Strömungsmaschinen. Springer, 2005, 7. Auflage.
- [13] P. N. Bösch, "Lagerlose Scheibenläufermotoren höherer Leistung," Dissertation, Electrical Engineering and Design Laboratory, ETH Zürich, 2004.
- [14] M. Neff, "Magnetgelagertes Pumpsystem für die Halbleiterfertigung," Dissertation, Electrical Engineering and Design Laboratory, ETH Zürich, 2003.
- [15] J. Hahn, "Sensorlose Bestimmung der Prozessgrössen magnetisch gelagerter Blutpumpen," Dissertation, Electrical Engineering and Design Laboratory, ETH Zürich, 2002.
- [16] K. Menny, Strömungsmaschinen Hydraulische und thermische Kraft- und Arbeitsmaschinen. Teubner, 5. Auflage.
- [17] R. Fischer, Elektrische Maschinen. München: Hanser, 2006, 13. Auflage.
- [18] R. Neumaier, *Hermetische Pumpen*. Denzlingen, Germany: Verlag und Bildarchiv W. H. Faragallah, Verlag und Bildarchiv W. H. Faragallah, 1996.
- [19] C. Heck, Magnetische Werkstoffe und ihre technische Anwendung. Heidelberg: Hüthig, 1975, 2. Auflage.
- [20] D. Lin, "A Dynamic Core Loss Model for Soft Ferromagnetic and Power Ferrite Materials in Transient Finite Element Analysis," *IE-EE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, S. 1318 – 1321, 2004.
- [21] P. Karutz, S. D. Round, M. L. Heldwein, und J. W. Kolar, "Ultra Compact Three-phase PWM Rectifier," in *Conference Proceedings* of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Feb. 25 – Mär. 1 2007, S. 816–822.

- [22] X. Zhou, M. Elmore, und F. C. Lee, "Comparison of High– Frequency Application of Silicon Rectifiers, GaAs Rectifier, and ZVT Technology in a PFC Boost Converter," in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1997, S. 8–13.
- [23] J. H. Lienhard.IV und J. H. Lienhard.V, A Heat Transfer Textbook. Cambridge, 2003, 3. Auflage.
- [24] V. V. D. Ingeneure, Wärmeatlas, Berechnungsblätter für den Wärmeübergang. Düsseldorf, Deutschland: Verlag des Vereins Deutscher Ingeneure, 1977, 3. Auflage.
- [25] J. Kolar, T. Wolbank, und M. Schrödl, "Analytical Calculation of the RMS Current Stress on the DC link Capacitor of Voltage DC Link PWM Converter Systems," in 9th International Conference on Electrical Machines and Drives, 1–3 Sept. 1999, S. 81–89.
- [26] M. Gasperi, "Life Prediction Model for Aluminum Electrolytic Capacitors," in *Conference Record of the 1996 IEEE Industry Appli*cations Conference, Vol. 3, 6–10 Okt. 1996, S. 1347–1351.
- [27] U. K. Möhring, "Untersuchung des radialen Druckverlaufes und des übertragenen Drehmomentes im Radseitenraum von Kreiselpumpen bei glatter, ebener Radseitenwand und bei Anwendung von Rückenschaufeln," Dissertation, Technische Universität Carolo– Wilhelmina zu Braunschweig, 1976.
- [28] Sulzer, Sulzer Centrifugal Pump Handbook. Oxford, UK: Elsevier Advanced Technology, 1998.
- [29] H. Zilling, "Untersuchung des Axialschubes und der Strömungsvorgänge einer einstufigen, radialen Kreiselpumpe mit Leitrad," Sonderdruck aus Strömungsmechanik und Strömungsmaschinen, Universität (TH) Karlsruhe, Heft 15, 1973.
- [30] H. Schlichting, *Grenzschichttheorie*. Karlsruhe, Germany: Verlag Karl Braun, 1965.
- [31] J. F. Gülich, "Disk Friction Losses of Closed Turbomachine Impellers," Forschung im Ingenieurwesen, Vol. 68, Nr. 2, S. 87–95, Dez. 2003.

- [32] F. Schubert, "Untersuchungen der Druck- und Geschwindigkeitsverteilung in Radseitenräumen radialer Strömungsmaschinen," Dissertation, Technische Universität Carolo–Wilhelmina zu Braunschweig, 1987.
- [33] G. P. Merker und C. Baumgarten, Fluid- und Wärmetransport Strömungslehre. B. G. Teubner Stuttgart, Leipzig, Wiesbaden, 2000.
- [34] BASF, Produktspezifikation: Schwefelsäure techn. 75% PRD-Nr.: 30126723, August 2004.
- [35] —, Produktspezifikation: Schwefelsäure techn. 96% PRD-Nr.: 3006456, Juli 2004.
- [36] R. Schöb, "Principle and Application of a Bearingless Slice Motor," JSME International Journal, Vol. 40, Nr. 4, S. 593–598, 1997.
- [37] G. Schweitzer, "Active Magnetic Bearings Chances and Limitations," in 6th International Conference on Rotor Dynamics (ICRD), Oct. 2002, S. 1–14.
- [38] J. Bichsel, "The bearingless Electrical Machine," in International Symposium on Magnetic Suspension Technology (ISMST), Vol. 2, Aug. 19–23 1991, S. 1–14.
- [39] M. Neff, "Bearingless Centrifugal Pump for Highly Pure Chemicals," in Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB), Aug. 2002, S. 283–287.
- [40] H. Zhu, Q. Cheng, Q. Wu, und W. Pan, "Radial Suspension Force Control of Bearingless Motor with Flux Equivalent Air–Gap Virtual Winding Current," in 11th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB), 2008.
- [41] M. Oshima, S. Miyazawa, T. Deido, A. Chiba, F. Nakamura, und T. Fukao, "Characteristics of a Permanent Magnet Type Bearingless Motor," in *Conference Record of the 1994 IEEE Indus*try Applications Society Annual Meeting, Vol. 1, 2–6 Okt. 1994, S. 196–202.

- [42] M. Oshima, A. Chiba, T. Fukao, und M. Rahman, "Design and Analysis of Permanent Magnet–Type Bearingless Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, Nr. 2, S. 292–299, Apr. 1996.
- [43] H. Wang, D.-H. Lee, und J.-W. Ahn, "Calculation of Suspending Force for New Bearingless Switched Reluctance Motor," in 11th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB), 2008.
- [44] A. Chiba, R. Furuichi, Y. Aikawa, K. Shimada, Y. Takamoto, und T. Fukao, "Stable Operation of Induction–Type Bearingless Motors under Loaded Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, Nr. 4, S. 919–924, Jul./Aug. 1997.
- [45] A. Chiba, D. Akamatsu, T. Fukao, und M. Azizur Rahman, "An Improved Rotor Resistance Identification Method for Magnetic Field Regulation in Bearingless Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, Nr. 2, S. 852–860, Feb. 2008.
- [46] S. Silber, W. Amrhein, P. N. Bösch, R. Schöb, und N. Barletta, "Design Aspects of Bearingless Slice Motors," *IEEE/ASME Tran*sactions on Mechatronics, Vol. 10, Nr. 6, S. 611–617, 2005.
- [47] W. Amrhein, S. Silber, und K. Nenninger, "Levitation Forces in Bearingless Permanent Magnet Motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 35, Nr. 5, S. 4052–4054, 1999.
- [48] Y. Okada, K. Dejima, und T. Ohishi, "Analysis and Comparison of PM Synchronous Motor and Induction Motor Type Magnetic Bearings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, Nr. 5, S. 1047–1053, Sept./Okt. 1995.
- [49] Y. Okada, S. Miyamoto, und T. Ohishi, "Levitation and Torque Control of Internal Permanent Magnet Type Bearingless Motor," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 4, Nr. 5, S. 565–571, Sept. 1996.
- [50] W. K. S. Khoo, R. L. Fittro, und S. D. Garvey, "AC Polyphase Self-Bearing Motors with a Bridge Configured Winding," in *Proceedings* of the 8th Internationa Symposium on Magnetic Bearings (ISMB), Aug. 2002, S. 47–52.

- [51] W. K. S. Khoo, "Bridge Configured Winding for Polyphase Self-Bearing Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, Nr. 4, S. 1289–1295, Apr. 2005.
- [52] J. A. D. Paiva, A. O. S. A. L. Maitelli, und R. M. Stephan, "Performance Improvement of a Split Winding Bearingless Induction Machine Based on A Neural Network Flux Observer," in 11th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB), 2008.
- [53] K. Küpfmüller, Einführung in die theoretische Elektrotechnik. Springer Verlag Berlin, 1984, 11. Auflage.
- [54] J. Biela, U. Badstübner, und J. Kolar, "Design of a 5kW, 1U, 10kW/ltr. Resonant DC–DC Converter for Telecom Applications," in 29th International Telecommunications Energy Conference (IN-TELEC), Sept. 30 – Okt. 4 2007, S. 824–831.
- [55] J. W. Kolar, J. Biela, und U. Badstübner, "Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC–DC Converter Systems," in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics* (ICPE), 2007.
- [56] F. Krismer, J. Biela, und J. Kolar, "A Comparative Evaluation of Isolated Bi–Directional DC/DC Converters with Wide Input and Output Voltage Range," in *Conference Record of the 40th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, Vol. 1, 2005, S. 599–606.
- [57] I. E. Commission, *IEC 61000–3–2*, Geneve, Switzerland, 1998.
- [58] P. Kong, S. Wang, und F. C. Lee, "Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, S. 291–297, 2008.
- [59] B. Lu, R. Brown, und M. Soldano, "Bridgeless PFC Implementation Using One Cycle Control Technique," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Vol. 2, 6–10 Mär. 2005, S. 812–817.
- [60] W.-Y. Choi, J.-M. Kwon, E.-H. Kim, J.-J. Lee, und B.-H. Kwon, "Bridgeless Boost Rectifier with Low Conduction Losses and Reduced Diode Reverse–Recovery Problems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, Nr. 2, S. 769–780, Apr. 2007.

- [61] L. Huber, Y. Jang, und M. Jovanovic, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," in *Conference Proceedings of* the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2007, S. 165–171.
- [62] H. Ye, Z. Yang, J. Dai, C. Yan, X. Xin, und J. Ying, "Common Mode Noise Modeling and Analysis of Dual Boost PFC Circuit," in 26th Annual International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 19–23 Sept. 2004, S. 575–582.
- [63] A. Pietkiewicz und D. Tollik, "New High Power Single Phase Power Factor Corrector with Soft-Switching," in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1996, S. 669–676.
- [64] F. K. A. Lima, C. M. T. Cruz, und F. L. M. Antunes, "A Family of Turn–On and Turn–Off Non–Dissipative Passive Snubbers for Soft–Switching Single–Phase Rectifier with Reduced Conduction Losses," in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists* Conference (PESC), 2004, S. 3745–3750.
- [65] W.-Y. Choi, J.-M. Kwon, und B.-H. Kwon, "Bridgeless Dual-Boost Rectifier with Reduced Diode Reverse–Recovery Problems for Power–Factor Correction," *IET Electric Power Applications*, Vol. 1, S. 194–202, 2008.
- [66] S. Busquets-Monge, G. Soremekun, E. Hertz, C. Crebier, S. Ragon, J. Zhang, D. Boroyevich, Z. Gurdal, D. Lindner, und M. Arpilliere, "Design Optimization of a Boost Power Factor Correction Converter using Genetic Algorithms," in *Conference Proceedings* of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol. 2, 10–14 Mär. 2002, S. 1177–1182.
- [67] S. Yip, H. Chung, und S. Hui, "A Unified Control Scheme for a Bi– Directional AC–DC Converter with High Power Quality," in Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol. 1, 4–8 Mär. 2001, S. 74–80.
- [68] C. Zhou und M. M. Jovanovic, "Design Trade–Offs in Continuous Current–Mode Controlled Boost Power–Factor Correction Circuits," in *Proceedings of the High–Frequency Power Conversion Converence (HFPC)*, 1992, S. 209–219.

- [69] M. Kazerani, P. D. Ziogas, und G. Joos, "A Novel Active Current Wave Shaping Technique for Solid–State Input Power Factor Conditioners," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, S. 72–78, 1991.
- [70] L. Rossetto, G. Spiazzi, und P. Tenti, "Control Techniques for Power Factor Correction Converters," in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Motion Control* (*PEMC*), 1994, S. 1310–1318.
- [71] E. Figueres, J. M. Benavent, G. Garcera, und M. Pascual, "A Control Circuit with Load–Current Injection for Single–Phase Power– Factor–Correction Rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, S. 1272–1281, 2007.
- [72] C. Zhou, R. Ridley, und F. Lee, "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit," in *Proceedings of* the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 11–14 Juni 1990, S. 800–807.
- [73] J. Kolar, G. Kamath, N. Mohan, und F. Zach, "Self-Adjusting Input Current Ripple Cancellation of Coupled Parallel Connected Hysteresis-Controlled Boost Power Factor Correctors," in *Procee*dings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PE-SC), Vol. 1, 18–22 Juni 1995, S. 164–173.
- [74] J.-S. Lai und D. Chen, "Design Consideration for Power Factor Correction Boost Converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode," in Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Mär. 1993, S. 267–273.
- [75] J. Zhang, J. Shao, P. Xu, F. Lee, und M. Jovanovic, "Evaluation of Input Current in the Critical Mode Boost PFC Converter for Distributed Power Systems," in *Conference Proceedings of the IE-EE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Vol. 1, 4–8 Mär. 2001, S. 130–136.
- [76] L. Ping und K. Yong, "Design and Performance of an AC/DC Voltage Source Converter," in *Proceedings of the IEEE International Telecommunication Energy Conference (INTELEC)*, 2000, S. 419–423.

- [77] D. S. L. Simonetti, J. L. F. Vieira, und G. C. D. Sousa, "Modeling of the High–Power–Factor Discontinuous Boost Rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, S. 788–795, 1999.
- [78] A. Kyritsis, E. Tatakis, und N. Papanikolaou, "Optimum Design of the Current–Source Flyback Inverter for Decentralized Grid– Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 23, Nr. 1, S. 281–293, 2008.
- [79] S. Hodge, "SiC Schottky Diodes in Power Factor Correction," *Power Electronics Technology*, S. 14–18, Aug. 2004.
- [80] L. Balogh und R. Redl, "Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode," in Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 1993, S. 168–174.
- [81] H. A. C. Braga und I. Barbi, "A Unity Power Factor Rectifier based on Two-Cell Boost Converter using a new Parallel-Connection Technique," in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1996, S. 1620–1626.
- [82] B. A. Miwa, D. Otten, und M. E. Schlecht, "High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques," in *Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 23–27 Feb. 1992, S. 557–568.
- [83] R. Teodorescu, S. Kjaer, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg, und J. Pedersen, "Comparative Analysis of Three Interleaved Boost Power Factor Corrected Topologies in DCM," in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Vol. 1, 17–21 Juni 2001, S. 3–7.
- [84] W. Wen und Y.-S. Lee, "A Two-Channel Interleaved Boost Converter with Reduced Core Loss and Copper Loss," in *Proceedings of* the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Vol. 2, 20–25 Juni 2004, S. 1003–1009.
- [85] M. Veerachary, "Analysis of Interleaved Dual Boost Converter with Integrated Magnetics: Signal Flow Graph Approach," in *IEE Pro*ceedings – Electric Power Applications, 2003, S. 407–416.

- [86] J. Noon und D. Dalal, "Practical Design Issues for PFC Circuits," in Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol. 1, 23–27 Feb. 1997, S. 51–58.
- [87] Powder Cores Catalog, Magnetics, 2005/2006.
- [88] Microlite 100u Gapped Toroid Cores, Metglas, 2003–2004.
- [89] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," Proceedings of the IEEE American Institute of Electrical Engineers Transaction, Vol. 9, S. 3–64, 1892.
- [90] K. Venkatachalam, C. Sullivan, T. Abdallah, und H. Tacca, "Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms using only Steinmetz Parameters," in *IEEE Workshop on Compu*ters in Power Electronics, 3–4 June 2002, S. 36–41.
- [91] D. Jiles, "Modelling the Effects of Eddy Current Losses on Frequency Dependent Hysteresis in Electrically Conducting Media," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 30, Nr. 6, S. 4326–4328, 1994.
- [92] G. Bertotti, "Physical Interpretation of Eddy Current Losses in Ferromagnetic Materials. I. Theoretical Considerations," *Journal* of Applied Physics, Vol. 57, Nr. 6, S. 2110–2117, 1985. Online verfügbar unter: http://link.aip.org/link/?JAP/57/2110/1
- [93] CoolPoly D5506 Thermally Conductive Liquid Crystalline Polymer (LCP), Cool Polymers, Inc., 9 Juli 2007, Preliminary Product Data.
- [94] IEC International Special Committee on Radio Interference C.I.S.P.R., Information Technology Equipment — Radio Disturbance Characteristics — Limits and Methods of Measurement — Publication 22. Geneve, Switzerland: C.I.S.P.R., 1997.
- [95] K. D. Gusseme, D. M. V. de Sype, A. P. M. V. den Bossche, und J. A. Melkebeek, "Input-Current Distortion of CCM Boost PFC Converters Operated in DCM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, Nr. 2, S. 858–865, 2007.
- [96] H. van der Broeck und I. Tezcan, "1 KW Dual Interleaved Boost Converter for Low Voltage Applications," in CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), Vol. 3, Aug. 2006, S. 1–5.

- [97] L. Rosetto, S. Buso, und G. Spiazzi, "Conducted EMI Issues in a 600–W Single–Phase Boost PFC Design," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 36, Nr. 2, S. 578–585, Mär./Apr. 2000.
- [98] W. Zhang, M. T. Zhang, F. Lee, J. Roudet, und E. Clavel, "Conducted EMI Analysis of a Boost PFC Circuit," in *Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 23–27 Feb. 1997, S. 223–229.
- [99] S. Qu und D. Chen, "Mixed-Mode EMI Noise and its Implications to Filter Design in Offline Switching Power Supplies," in *Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Vol. 2, 6–10 Feb. 2000, S. 707–713.
- [100] H.-I. Hsieh, D. Chen, und S. Qu, "A Filter Design Procedure incorporating Mixed–Mode EMI Noise for Off–Line Switching Power Supplies," in *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, Vol. 3, 14–16 Aug. 2004, S. 1527– 1532.
- [101] H.-I. Hsieh, J.-S. Li, und D. Chen, "Effects of X Capacitors on EMI Filter Effectiveness," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, Nr. 2, S. 949–955, Feb. 2008.
- [102] S. Wang, J. van Wyk, und F. Lee, "Effects of Interactions Between Filter Parasitics and Power Interconnects on EMI Filter Performance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, Nr. 6, S. 3344–3352, Dez. 2007.
- [103] International Electrotechnical Commission, Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods Part II: Methods of Measurement of Disturbances and Immunity. C.I.S.P.R., 1999.
- [104] T. Nussbaumer, M. L. Heldwein, und J. W. Kolar, "Differential Mode Input Filter Design for a Three–Phase Buck–Type PWM Rectifier Based on Modeling of the EMC Test Receiver," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, S. 1649–1661, 2006.
- [105] D. Gonzalez, J. T. Bialasiewicz, J. Balcells, und J. Gago, "Wavelet-Based Performance Evaluation of Power Converters Operating with

Modulated Switching Frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, Nr. 8, S. 3167–3176, Aug. 2008.

- [106] L. Barragan, D. Navarro, J. Acero, I. Urriza, und J. Burdio, "FPGA Implementation of a Switching Frequency Modulation Circuit for EMI Reduction in Resonant Inverters for Induction Heating Appliances," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, Nr. 1, S. 11–20, Jan. 2008.
- [107] Y.-K. Lo, J.-Y. Lin, und S.-Y. Ou, "Switching–Frequency Control for Regulated Discontinuous–Conduction–Mode Boost Rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, Nr. 2, S. 760– 768, 2007.
- [108] A. Müsing, M. Heldwein, T. Friedli, und J. Kolar, "Steps Towards Prediction of Conducted Emission Levels of an RB–IGBT Indirect Matrix Converter," in *Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC)*, 2–5 Apr. 2007, S. 1181–1188.
- [109] Nanocrystalline Vitroperm EMC Components, Vacuumschmelze (VAC) GmbH and Co., Hanau, 2004.
- [110] M. L. Heldwein und J. W. Kolar, "Design of Minimum Volume EMC Input Filters for an Ultra Compact Three–Phase PWM Rectifier," in *Proceedings of the 9th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Sept. 30 – Okt. 4 2007.
- [111] IEC standards Safety of Information Technology Equipment. IEC 60950, 1999.
- [112] R. West, "Common Mode Inductors for EMI Filters Require Careful Attention to Core Material Selection," *PCIM magazine*, 1995.
- [113] T. Nussbaumer, M. L. Heldwein, und J. W. Kolar, "Common Mode EMC Input Filter Design for a Three–Phase Buck–Type PWM Rectifier System," in *IEEE Applied Power Electronics Conference* and Exposition (APEC), Vol. 3, 19–23 Mär. 2006, S. 1617–1623.
- [114] H. Cramer, J. Oliver, und G. Dix, "MMIC Capacitor Dielectric Reliability," in *Proceedings of the GaAs Reliability Workshop*, 1 Nov. 1998, S. 46–51.

- [115] J. Biela, A. Wirthmüller, R. Wäspe, M. L. Heldwein, J. W. Kolar, und E. Waffenschmidt, "Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters," in *Conference Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2006, S. 1174–1180.
- [116] J. W. Kolar, Leistungselektronische Systeme. Vorlesungsksript, 2007.
- [117] BiBMOS Advanced Pase-Shift PWM Controller, Texas Instruments, April 2008.
- [118] J. Biela und J. W. Kolar, "Cooling Concepts for High Power Density Magnetic Devices," in *Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC)*, 2007, S. 1–8.
- [119] Ferrites and Accesories, EPCOS, www.epcos.com, September 2006.
- [120] *FCP7N60 600V N-Channel MOSFET*, Fairchild, www.fairchildsemi.com, 2005.
- [121] P. P. Acarnley und J. f. Watson, "Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, S. 352–362, 2006.
- [122] J.-S. Kim und S.-K. Sul, "New Approach for High–Performance PMSM Drives Without Rotational Position Sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, Nr. 5, S. 904–911, Sept. 1997.
- [123] R. Wu und G. R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor," *IEEE Transactions on Industry Applica*tions, Vol. 27, S. 1005–1011, 1991.
- [124] N. Matsui, T. Takeshita, und K. Yasuda, "A New Sensorless Drive of Brushless DC Motor," in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC)*, Vol. 1, 1992, S. 430–435.
- [125] N. Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, S. 300–308, 1996.

- [126] N. Matsui und M. Shigyo, "Brushless DC Motor Control Without Position and Speed Sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, S. 120–127, 1992.
- [127] Y.-H. Kim und Y.-S. Kook, "High Performance IPMSM Drives Without Rotational Position Sensors Using Reduced–Order EKF," *IE-EE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 14, S. 868–873, 1999.
- [128] P. Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press, 1998.
- [129] M. Schrödl, "Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors," *Electric Power Components and Systems*, Vol. 22, S. 173–185, 1994.
- [130] M. J. Corley und R. D. Lorenz, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient–Pole Permanentmagnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, S. 784–789, 1998.
- [131] A. B. Kulkarni und M. Ehsani, "A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interiorpermanent–Magnet Synchronous Motor Drive," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 28, S. 144–150, 1992.
- [132] T. Tera, Y. Yamauchi, A. Chiba, T. Fukao, und M. A. Rahman, "Performances of Bearingless and Sensorless Induction Motor Drive based on Mutual Inductances and Rotor Displacements Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, S. 187– 194, 2006.
- [133] S. Bolognani, R. Oboe, und M. Zigliotto, "Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, S. 184–191, 1999.
- [134] R. Mizutani, T. Takeshita, und N. Matsui, "Current Model-Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, S. 841– 846, 1998.

- [135] M. Rashed, P. F. A. MacConnel, A. F. Stronach, und P. Acarnley, "Sensorless Indirect–Rotor–Field–Orientation Speed Control of a Permanent–Magnet Synchronous Motor With Stator–Resistance Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, S. 1664–1675, 2007.
- [136] M. T. Bartholet, T. Nussbaumer, D. Krähenbühl, F. Zürcher, und J. W. Kolar, "Modulation Concepts for the Control of a Two–Phase Bearingless Slice Motor Utilizing Three–Phase Power Modules," in *Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC)*, Apr. 2007, S. 816–823.

### Betreute Diplom– und Semesterarbeiten

### Semesterarbeiten

Isak Lichtenstein, "Thermische Simulation verschiedener Kühlsysteme," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Sommersemester 2006.

Kasimir Egli, "Entwurf und Aufbau einer Miniatur–Erweiterungsplatine für den Einsatz in Durchflussregelsystemen in der Halbleiterindustrie mit verschiedenen galvanisch getrennten Ein– und Ausgängen," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Sommersemester 2006.

Gökmen Cetin, "Aufbau eines vollautomatisierten Teststandes für magnetgelagerte Pumpen," an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich, Wintersemester 2006/07.

Akram Abdel Latif und Nico Hensgens, "Aufbau eines lagerlosen Hochleistungspumpsystems mit vollintegrierter Leistungselektronik," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Herbstsemester 2007.

Khanh Nguyen und Fabian Schneiter, "Untersuchung und Aufbau von Wicklungskonzepten für lagerlose Hochleistungs–Pumpsysteme," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Herbstsemester 2007.

Markus Imhof, "Analyse der Sensorelektronik und des Leiterplatten–Layouts für ein Pumpsystem mit integrierter Leistungselektronik," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Frühlingssemester 2008.

### Bachelorarbeiten

Marcel Schoch, "Entwurf und Realisierung einer lagerlosen, hochreinen 4 kW Hochdruckpumpe für die Halbleiterindustrie," an der *Institut für Fluiddynamik, ETH Zürich*, Frühlingssemester 2008.

### Diplomarbeiten

Thomas Ruckstuhl, "Entwurf und Aufbau eines Miniatur–Wechselrichters für den Einsatz in Halbleiterproduktionsanlagen," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Sommersemester 2006.

Edmund Marth, "Lagerlose Pumpsysteme mit vollintegrierte Leistungselektronik," am Institut für elektrische Antriebe und Leistungselektronik, JKU Linz, Wintersemester 2006/07.

Michael Thommen, "Lagerlose Pumpsysteme mit modular integrierter Leistungselektronik," an der *Professur für Leistungselektronik und Mess*technik, ETH Zürich, Wintersemester 2006/07.

David Borer, "Numerical and experimental stability investigation of a bearingless radial fluid pump," am *Institut für Fluiddynamik, ETH Zürich*, Sommersemester 2007.

Marc Müller, "Einphasiges 300W PFC Netzteil zur Integration in ein lagerloses Pumpsystem," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Sommersemester 2007.

Gregor Dörig, "Einphasiges 300W PFC Netzteil zur Integration in ein lagerloses Pumpsystem — Regelung und EMV Filterung," an der *Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich*, Sommersemester 2007.

Bernhard Warberger, "Entwicklung und Implementierung eines lagerlosen und sensorlosen Motors," am Institut für elektrische Antriebe und Leistungselektronik, JKU Linz, Sommersemester 2007.

## Publikationen

### Konferenzpublikationen

T. Nussbaumer, K. Raggl, P. Bösch und J. W. Kolar, "Trends in Integration of Magnetically Levitated Pump Systems," in *Power Conversion Conference – Nagoya. PCC*, Vol. 53, Nr. 1, Feb. 2007, S. 1551–1558.

K. Raggl, T. Nussbaumer und J. W. Kolar "Comparison of Winding Concepts for Bearingless Pumps," in *The 7th International Conference* on Power Electronics — Daegu, ICPE, Okt. 2007, S. 1013–1020.

K. Raggl, B. Warberger, T. Nussbaumer, S. Burger und J. W. Kolar "Robust Sensorless Control of a PMSM Bearingless Pump," in *International Symposium on Industrial electronics (ISIE)*, Cambridge, Juli 2008, S. 538–545.

K. Raggl, T. Nussbaumer und J. W. Kolar "Model based optimization of EMC input filters," in 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Aug. 2008, S. 1–6.

### Journale

K. Raggl, B. Warberger, T. Nussbaumer, S. Burger und J. W. Kolar "Robust Angle–Sensorless Control of a PMSM Bearingless Pump," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, Nr. 6, Juni 2009, S. 2076–2085.

K. Raggl, T. Nussbaumer und J. W. Kolar "Comparison of Separated and Combined Winding Concepts for Bearingless Centrifugal Pumps," in *IEEE Journal of Power Electronics (JPE)*, Vol. 9, Nr. 2, S. 243–258, 2009.

T. Nussbaumer, K. Raggl und J. W. Kolar "Design Guidelines for Interleaved Single–Phase Boost PFC Circuits," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, Nr. 7, Juli 2009, S. 2559–2573.

K. Raggl, T. Nussbaumer, G. Dörig, J. Biela und J. W. Kolar "Comprehensive Design and Optimization of a High Power Density Single–Phase Boost PFC," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, Nr. 7, Juli 2009, S. 2574–2587.

K. Raggl, T. Nussbaumer und J. W. Kolar "Guideline for a simplified Differential Mode EMI Filter Design," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.

J. Biela, A. Wirthmüller, R. Wäspe, M. L. Heldwein, K. Raggl und J. W. Kolar, "Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, Nr. 5, Mai 2009, S. 1340–1349.

### Curriculum Vitae

### Persönliche Angaben

Name	Klaus Raggl
Geburtsdatum	20. August 1980
Geburtsort	$\operatorname{Zams}/\operatorname{Tirol}$
Eltern	Waltraud und Peter Raggl
Staatsangehörigkeit	Österreich

### Ausbildung

2005 - 2009	Doktoratsstudium an der Professur für Leistungs-
	elektronik und Messtechnik ETH Zürich, Schweiz
1999 - 2005	Diplomstudium Mechatronik an der Johannes Kepler Universität Linz, Österreich
1990 - 1998	Bundesrealgymnasium Imst, Österreich

#### Berufstätigkeit

2005 - 2009	Wissenschaftlicher Assistent an der Professur f			
	Leistungselektronik und Messtechnik ETH Zü-			
	rich in Zusammenarbeit mit Levitronix $GmbH$			
Juli/Aug. 2004	Praktikum Energie AG			
Sommer 95–97/00–02	Praktikum Firma Thöni Ges.m.b.H			

### Präsenzdienst

07.1998 bis 03.1999	Pionier in	der Frundsberg	Kaserne 8	Schwaz
---------------------	------------	----------------	-----------	--------