

# Regelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filter für Antriebe mit kleiner Kapazität im Zwischenkreis

## **Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

(Dr.-Ing.)

der Technischen Fakultät

der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

vorgelegt von

**Jörg Dannehl**

Kiel

2012

1. Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs

2. Gutachter:

Prof. Frede Blåbjerg, Professor, Ph.D.

Datum der mündlichen Prüfung: 03. Juli 2012





# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel. Die Untersuchungen wurden zum größten Teil im Rahmen des DFG-finanzierten Projektes "Nichtlineare Zustandsregelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter und kleiner Zwischenkreiskapazität" durchgeführt. Darüber hinaus bestand über den gesamten Zeitraum eine enge Zusammenarbeit mit unseren Industriepartnern Danfoss Power Electronics A/S und KK-Electronic A/S, beide aus Dänemark.

Es liegt ein weiter Weg zwischen dem November 2005, als ich den Entschluss zur Promotion fasste und mit den Untersuchungen startete, und dem heutigen Tag, an dem das Ergebnis meiner Arbeit veröffentlicht wird. Während dieser Zeit haben sehr viele Leute dazu beigetragen, dass ich diese Arbeit letztlich fertig stellen konnte. Ich möchte an dieser Stelle die Gelegenheit zur Danksagung nutzen.

Mein besonderer Dank geht an den Lehrstuhlinhaber Prof. Dr.-Ing. Friedrich Wilhelm Fuchs, der zunächst erst mal meinen Willen zu einer Promotion wecken konnte. Er hat mir dann die Anfertigung dieser Arbeit ermöglicht und mich während der Jahre am Lehrstuhl durch vielfältige wissenschaftliche aber auch praktische Anregungen unterstützt. Für die Übernahme des Koreferats möchte ich Professor, Ph.D., Frede Blåbjerg von der Universität Aalborg, Dänemark, danken.

Für die schöne Zeit und das nette und inspirierende Arbeitsklima am Lehrstuhl möchte ich mich bei all meinen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen am Lehrstuhl bedanken. Hierbei geht mein besonderer Dank an meine zwei Kollegen des Regelungstechnik-Teams, Sönke Thomsen und Nils Hoffmann, denen ich sehr für die vielen fachlichen Diskussionen, die moralische Unterstützung und auch für das einzigartige Büroklima danken möchte. Ebenso möchte ich mich besonders bei André Knop, Toke Franke und Bernd Doneit für die Unterstützung gerade bei praktischen Fragestellungen bedanken. In der Anfangsphase hat zudem Dr.-Ing. Michael Bierhoff sehr dazu beigetragen, dass ich mich gut in das Arbeitsgebiet einfinden konnte. Bei meinen Kolleginnen Petra Bekendorf und Margit Marter möchte ich mich an dieser Stelle ebenso für die Unterstützung bedanken wie auch bei den vielen Diplomanden, Studienarbeitern und studentischen Hilfskräften. An den Erbauer des grandiosen Kicker-Tisches geht ein spezieller Dank.

Der Deutschen Forschungsgemeinschaft danke ich für die finanzielle Unterstützung. Dr. Paul Bach Thøgersen von der Firma KK-Electronic A/S sowie Dr. Steffan Hansen, Jens Godbersen und Dr. Lucian Asiminoaei von der Firma Danfoss Power Electronics A/S möchte ich ebenso herzlich danken für die gute Zusammenarbeit, das Interesse an meiner Arbeit und die sehr

hilfreichen Diskussionen, die mir stets weite Einblicke in die industrielle Anwendung der Regelungstechnik in der Leistungselektronik eröffneten. Während meiner Aufenthalte in Dänemark wurde ich von allen herzlich und offen aufgenommen und unterstützt.

Während der Zeit am Lehrstuhl hatte ich die Möglichkeit mit Prof. Dr. Marco Liserre vom Politecnico di Bari, Italien, und mit Univ.-Prof.i.R. Dr.-Ing. Dr.-Ing. h.c. Dierk Schröder von der Technischen Universität München anregende Diskussionen über mein Forschungsgebiet zu führen. Für die vielen Inspirationen und Hinweise möchte ich mich bei ihnen bedanken.

Für das Korrekturlesen dieser Arbeit möchte ich mich ganz herzlich bei Nils Hoffmann und Kathrin Kösling bedanken. Ich möchte mich auch bei der Meinertschen Stipendienstiftung aus Flensburg bedanken, deren Unterstützung mir während des Studiums viel Freiraum ermöglicht und dadurch auch zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat. Ein kleiner Dank soll auch an die Deutsche Bahn gehen, die mir eher zwangsläufig viel Zeit zum Schreiben dieser Arbeit und weiterer Artikel ermöglicht hat, auch wenn manchmal mehr als geplant.

Es gibt auch eine Welt weit außerhalb des Geländes der Technischen Fakultät in Kiel. Da sind viele Menschen in meinem Umfeld, die auch alle indirekt zu dieser Arbeit beigetragen haben. Meine Eltern, meine Geschwister, die Wipholmer und viele Freunde und Bekannte haben mich auf meinem bisherigen Weg begleitet, mir in allen Lebenslagen immer helfend zur Seite gestanden und viele schöne Stunden mit mir geteilt. Zwar wird es nicht allen leicht fallen nachzuvollziehen, worum es in dieser Arbeit geht, aber genau dies war so wichtig für mich um mal wieder "den Kopf frei zu bekommen". Ich möchte ihnen allen ganz herzlich danken.

Mein allerherzlichster Dank geht jedoch an meine einzigartige Frau Elsabé für die große Geduld und Unterstützung auf meinem Weg zur Promotion. Ich bin froh und dankbar, dass ich eine so wunderbare und liebevolle Frau habe, mit der ich mein Leben teilen und unsere wundervollen Kinder aufwachsen sehen darf.

Sörup, im Juli 2012  
Jörg Dannehl

# Deutsche Kurzfassung

Im Fokus dieser Arbeit steht die Optimierung von Antriebssystemen durch verbesserte netzseitige Filtertopologien und den Einsatz von Zwischenkreiskondensatoren mit minimierter Kapazität. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt auf den regelungstechnischen Lösungen der Problematiken, die sich durch die Filter und die reduzierten Zwischenkreiskapazitäten ergeben. Die regelungstechnischen Herausforderungen beziehen sich insbesondere auf die aktive Dämpfung der Filterresonanz, die Unterdrückung von niederfrequenten Oberschwingungen, die hochdynamische Regelung der Zwischenkreisspannung und die Robustheit gegenüber Parameterungenauigkeiten.

Es werden zwei unterschiedliche Regelungsverfahren angesetzt und untersucht. Zunächst wird die konventionelle kaskadierte PI-Regelung herangezogen, die seit langer Zeit im industriellen Einsatz ist und den Stand der Technik darstellt. Bei konventionellen Antrieben mit großen Zwischenkreiskapazitäten und einfachen Netzfiltern liefert dieses Verfahren gute Ergebnisse. Bei Antrieben mit LCL-Filtern und kleinen Zwischenkreiskapazitäten ist diese Regelung hingegen auch mit diversen Zusatzkonzepten in vielen Fällen nicht geeignet, wie in dieser Arbeit gezeigt wird. Es wird zudem herausgestellt, dass die Auslegung der Antriebskomponenten enormen Einfluss auf die erreichbare Regelgüte hat.

Es wird daher in dieser Arbeit ein verbessertes Regelungskonzept entwickelt und untersucht. Die zustandsbasierten Regelungsverfahren versprechen aufgrund ihrer großen Vielfalt in der Gestaltung der Dynamik des geschlossenen Regelkreises deutliche Vorteile gegenüber der konventionellen Regelung. Die grundlegende Idee des entwickelten Konzeptes ist es, den netzseitigen Teil des Antriebs durch die Zustandsrückführung zu stabilisieren und gleichzeitig, unabhängig von der Auslegung des Netzfilters, die gleiche Dynamik zu erreichen wie auf der Maschinenseite. Durch eine geeignete Vorsteuerung der maschinenseitigen Leistung in der netzseitigen Regelung kann dadurch eine enorme Entlastung des Zwischenkreiskondensators erreicht werden, was bei einer kleinen Kapazität wichtig ist. Die Regelungseigenschaften werden in dieser Arbeit theoretisch, simulativ und experimentell an einem 22 kW-Antriebstand untersucht.

Die entwickelte Regelung zeichnet sich durch eine sehr gute Dynamik mit gleichzeitig sehr guten Stabilitäts- und Robustheitseigenschaften aus. Es ist für einen sehr weiten Bereich von Systemauslegungen und somit für ein breites Spektrum an Anwendungen einsetzbar. So kann sie etwa im Bereich regenerativer Energien und dezentraler Energieversorgung wie auch in industriellen Motorantrieben oder speziellen Anwendungen wie z.B. aktiven Netzfiltern verwendet werden. Hinzu kommt ein möglicher Einsatz auch in schwachen Netzen mit stark verzerrten Netzspannungen und hohen Netzimpedanzen. Die Reglerauslegung kann zudem automatisch mittels der relevanten Systemparameter erfolgen.

# Abstract

This thesis addresses the optimization of electrical drives by means of improved filter topologies and film capacitors in the DC link. Emphasis is put on control solutions of issues due the filters and reduced DC link capacitance. The most relevant control-related challenges are active resonance damping, suppression of low frequency harmonics, high dynamic DC link voltage control as well as robustness against parameter uncertainties.

Two different control approaches are studied. First, the conventional PI control is employed. This type of control is state of the art and has been used in industrial applications for many years. Used in conventional drives with high DC link capacitances and simple inductive filters this method gives good results. However, in this thesis it is demonstrated that in many cases it is not suitable for applications with LCL filters and low DC link capacitances. Moreover, the specific design of the drive components is proven to have enormous impact on the achievable control performance.

Secondly, an advanced control concept is developed and analyzed. In general, state space control methods offer advantages over the conventional ones due to wide freedom in the design of the closed loop control dynamic. The basic idea of the developed concept is to stabilize the grid side control by means of state feedback and at the same time achieve the same dynamic responses as on the motor side, independent of the specific grid filter design. In this case a proper feed forward of a motor power signal as part of the grid side control can reduce considerably the load on the DC link capacitors. That is very important for low DC capacitances.

In this thesis the control performance is studied with theoretical analyses, simulations as well as experimental tests on a self-built 22 kW drive lab set up.

The new state space control concept is characterized by high dynamic response with very good stability as well as robustness properties. It can be used for a wide range of system designs. Hence it can be used in many different applications, e.g. regenerative and decentralized energy systems as well as industrial motor drives or active power filters. Moreover, the use in weak grid connections characterized by high grid impedance and high grid voltage distortions is possible. Furthermore, the controller design can be done automatically by means of symbolic controller design expressions.



# Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	XIII
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Stand der Technik bei Antrieben und Präzisierung der Zielstellung dieser Arbeit</b>	<b>2</b>
2.1 Antriebssysteme . . . . .	2
2.1.1 Grundprinzip . . . . .	2
2.1.2 Überblick über Anforderungen an Antriebssysteme . . . . .	5
2.1.3 Stand der Technik . . . . .	10
2.1.3.1 Leistungsteil . . . . .	10
2.1.3.2 Regelung und Ansteuerung . . . . .	12
2.1.3.3 Messung und Beobachtung . . . . .	16
2.1.4 Optimierung der passiven Bauelemente . . . . .	16
2.2 Ziele und Beiträge dieser Arbeit . . . . .	19
2.3 Übersicht über die Arbeit . . . . .	20
2.4 Übersicht über eigene Veröffentlichungen . . . . .	21
<b>3 Auslegung der Antriebskomponenten</b>	<b>22</b>
3.1 Zwischenkreiskondensator . . . . .	22
3.2 Netzfilter . . . . .	26
3.2.1 Auslegungskriterien . . . . .	26
3.2.2 L-Filter . . . . .	28
3.2.3 LCL-Filter . . . . .	29
3.3 Pulsumrichter . . . . .	31
3.4 Ansteuerung und Regelungssystem . . . . .	32
3.5 Messsystem . . . . .	35

<b>4</b>	<b>Modellierung des Antriebs</b>	<b>37</b>
4.1	Kontinuierliche Modellierung . . . . .	38
4.1.1	Dynamisches Verhalten des L-Filters . . . . .	38
4.1.2	Dynamisches Verhalten des LCL-Filters . . . . .	39
4.1.3	Dynamisches Verhalten des Zwischenkreises . . . . .	41
4.2	Abgetastete Strecke . . . . .	43
4.2.1	Diskrete Systemdarstellung eines abgetasteten kontinuierlichen Systems	43
4.2.2	Diskrete Modellierung des L-Filters . . . . .	45
4.2.3	Diskrete Modellierung des LCL-Filters . . . . .	45
4.2.4	Diskrete Modellierung des Zwischenkreises . . . . .	46
4.3	Rechenverzögerung . . . . .	46
<b>5</b>	<b>Konventionelle PI-Regelung</b>	<b>48</b>
5.1	Grundlagen . . . . .	48
5.2	Regelung eines konventionellen Antriebs . . . . .	49
5.2.1	Stromregelung . . . . .	52
5.2.1.1	Grundswingungsregelung . . . . .	52
5.2.1.2	Oberswingungsregelung . . . . .	55
5.2.2	Zwischenkreisspannungsregelung . . . . .	61
5.2.3	Simulations- und Messergebnisse . . . . .	62
5.3	Einfluss eines LCL-Filters . . . . .	69
5.3.1	Stabilität des PI-Stromregelkreises . . . . .	72
5.3.2	Zusatzmaßnahmen zur aktiven LCL-Resonanzdämpfung . . . . .	74
5.3.2.1	Dämpfung durch digitale Filter . . . . .	76
5.3.2.2	Dämpfung durch Rückführung einer Zustandsgröße . . . . .	77
5.3.2.3	Ausblick zur Dämpfung durch Rückführung mehrerer Zustandsgrößen . . . . .	84
5.3.3	Simulations- und Messergebnisse . . . . .	84
5.3.3.1	PI-Regelung ohne aktive Dämpfung . . . . .	84
5.3.3.2	PI-Regelung mit aktiver Dämpfung . . . . .	85

5.4	Einfluss einer reduzierten Zwischenkreiskapazität . . . . .	96
5.4.1	Einfluss auf das Störverhalten . . . . .	97
5.4.2	Erweiterung um Störgrößenkompensation . . . . .	99
5.4.2.1	Literaturübersicht . . . . .	100
5.4.2.2	Implementierung ausgewählter Verfahren . . . . .	102
5.4.2.3	Simulations- und Messergebnisse . . . . .	103
5.5	Zusammenfassung und Fazit . . . . .	109
<b>6</b>	<b>Zustandsbasierte Regelung</b>	<b>111</b>
6.1	Übersicht und Auswahl eines modernen Regelungsansatzes . . . . .	111
6.2	Entwurf der Regelung . . . . .	115
6.2.1	Modell für den Entwurf der Regelung . . . . .	115
6.2.2	Pol- und Nullstellenplatzierung . . . . .	116
6.2.3	Berechnung der Reglerparameter . . . . .	119
6.3	Theoretische Analyse der Regelung . . . . .	120
6.3.1	Einfluss der Resonanzfrequenz . . . . .	120
6.3.2	Robustheit gegenüber Parametervariationen . . . . .	121
6.3.3	Verzögerungen in der Rückführung . . . . .	123
6.4	Zusatzkonzepte und weitere Modifikationsmöglichkeiten . . . . .	124
6.4.1	Einsatz von Reglern zur Kompensation von Oberschwingungen . . . . .	124
6.4.2	Modifizierung der Polplatzierung bei Verzögerungen in der Rückführung	125
6.4.3	Numerische Berechnung der Regelungsparameter . . . . .	125
6.5	Simulations- und Messergebnisse . . . . .	126
6.5.1	Stromregelung . . . . .	126
6.5.2	Gesamtregelung mit kleiner Zwischenkreiskapazität . . . . .	131
6.6	Zusammenfassung und Fazit . . . . .	138
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung, Fazit und Ausblick</b>	<b>139</b>
7.1	Zusammenfassung . . . . .	139
7.2	Fazit . . . . .	141
7.3	Ausblick . . . . .	142

<b>8</b>	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>144</b>
<b>9</b>	<b>Anhang</b>	<b>153</b>
9.1	Nenndaten und Basisgrößen . . . . .	153
9.2	Mathematische Hilfsmittel . . . . .	155
9.2.1	Koordinatentransformationen . . . . .	155
9.2.2	Berechnung einer inversen Matrix . . . . .	156
9.2.3	Leistungen . . . . .	156
9.2.4	Regelungsparameter der Zustandsregelung . . . . .	157
9.3	Grenzwerte für die Harmonischen in den Netzströmen . . . . .	159
9.3.1	Grenzwerte für Oberschwingungen in den Netzströmen . . . . .	159
9.3.2	Beispielrechnung zur Netzfilterauslegung . . . . .	160
9.4	Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine . . . . .	163
9.5	Laboraufbau für experimentelle Untersuchungen . . . . .	166
9.5.1	Hardware zur Regelung, Ansteuerung und Messwertaufnahme . . . . .	167
9.5.2	Schutzeinrichtungen . . . . .	168
9.5.3	Maschinensatz und Gleichstromsteller . . . . .	168
9.6	Simulationsmodelle . . . . .	170
9.7	Parasitäre Dämpfung der Resonanz des LCL-Filters . . . . .	171
9.7.1	Messung des Frequenzgangs des LCL-Filters . . . . .	171
9.7.2	Erweiterung der Modellierung . . . . .	171
9.7.2.1	Erweitertes Modell des L-Filters . . . . .	173
9.7.2.2	Erweitertes Zustandsraummodell des LCL-Filters . . . . .	173
9.7.3	Auswirkungen der zusätzlichen Verluste auf das Regelverhalten . . . . .	176
9.8	Weitere Simulations- und Messergebnisse . . . . .	178
<b>10</b>	<b>Liste der eigenen Veröffentlichungen</b>	<b>182</b>

# Symbolverzeichnis

## Abkürzungsverzeichnis

AD	Analog-zu-digital, z.B. AD-Wandlung
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
L	Filterstruktur Induktivität
LC	Filterstruktur Induktivität-Kapazität
LCL	Filterstruktur Induktivität-Kapazität-Induktivität
PI	Proportional-Integral
PLL	Phasenregelschleife (engl.: phase-locked loop)
PWM	Pulsweitenmodulation

## Allgemeine Bezeichnungen

$\alpha\beta$	Orstfestes Koordinatensystem (zweiphasig)
$\frac{d}{dt}$	Zeitliche Ableitung
$\hat{x}$	Spitzenwert von $x(t)$ bzw. $\underline{x}$
$\underline{x}$	Raumzeiger
$\tilde{x}$	Kleinsignal, d.h. Abweichung von $x$ vom Arbeitspunkt $X_0$
$\underline{x}$	Spaltenvektor
$abc$	Orstfestes Koordinatensystem (dreiphasig)
$dq$	Rotierendes Koordinatensystem
$G(s)$	Kontinuierliche Übertragungsfunktion
$G(z)$	Diskrete Übertragungsfunktion

$X$	Matrix
$x(k)$	Zeitgröße (diskret) des Signals $x$ zum Zeitpunkt $k \cdot T_C$
$X(s), X(z)$	Laplace-Transformierte des Signals $x$
$x(t)$	Zeitgröße (kontinuierlich) des Signals $x$
$X_0$	Arbeitspunkt von $x$

### Indizes

$Est$	Geschätzte Größe
$T$	Transponiert
$w$	Gewünschte Lage der Pol- und Nullstellen
$L$	L-Filter
$0$	Arbeitspunkt einer Größe
$B$	Bemessungsgröße
$b$	Basisgröße
$dB$	Angabe in Dezibel
$DC$	Zwischenkreisgröße
$dq$	Größe im Zusammenhang mit der netzseitigen Stromregelung (in dq-Koordinaten)
$d$	diskret
$d, q$	d- bzw. q-Komponente einer Größe
$g$	Netzseitige Größe
$LCL$	LCL-Filter
$max$	Maximum
$min$	Minimum
$m$	Maschinenseitige Größe
$N$	Nenngröße
$n$	Größe im Zusammenhang mit der Drehzahlregelung
$ref$	Referenzgröße
$r$	Rotorgröße

*simple* Vereinfacht

*s* Statorgröße

### Verwendete Symbole

$\Delta U_{DC,max}$  Maximalen Zwischenkreisspannungsschwankung

$\eta$  Wirkungsgrad

$\cos(\phi)$  Leistungsfaktor

$\mu$  Maschinenkonstante ( $\mu = (3Z_p L_h) / (2\Theta(L_h + L_r\sigma))$ )

$\omega_b$  Basiskreisfrequenz

$\omega_0$  Anti-Resonanzkreisfrequenz des LCL-Filters

$\omega_B, f_B$  Bandbreite

$\omega_g$  Kreisfrequenz der Netzspannung

$\omega_{Res}$  Resonanzkreisfrequenz des LCL-Filters

$\phi_I$  Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung

$\phi_g$  Netzspannungswinkel

$\Psi_{Rd}$  Rotorfluss

$\sigma$  Streuziffer der Maschine

$\Theta$  Trägheitsmoment der Maschine

$\varphi_{R,dq}$  Phasenreserve des Stromregelkreises

$\underline{b}, B$  Eingangsvektor bzw. -matrix eines Zustandsraummodells

$\underline{c}^T, C$  Ausgangsvektor bzw. -matrix eines Zustandsraummodells

$\underline{d}, D$  Störeingangsvektor bzw. -matrix eines Zustandsraummodells

$\underline{u}$  Eingangsgrößenvektor eines Zustandsraummodells

$\underline{x}$  Zustandsgrößenvektor eines Zustandsraummodells

$\underline{y}$  Ausgangsgrößenvektor eines Zustandsraummodells

$\underline{z}$  Störeingangsgrößenvektor eines Zustandsraummodells

$A$  Systemmatrix eines Zustandsraummodells

$a_i$  Koeffizient einer Übertragungsfunktion

$a_{DC}$	Feinstellparameter des Proportionalverstärkungsfaktors des Zwischenkreisspannungs-PI-Reglers
$a_{f,dB}$	Filterdämpfung der Netzfilter
$a_{f,min,dB}$	Minimale Filterdämpfung der Netzfilter
$a_{LCL}$	Verhältnis zwischen der umrichterseitigen Filterinduktivität und der Gesamtinduktivität ( $L_{fc}/L_f$ )
$A_R$	Amplitudenreserve
$C_b$	Basiskapazität
$C_{DC,min}$	Minimale Zwischenkreiskapazität
$C_{DC}$	Zwischenkreiskapazität
$C_f$	Filterkapazität des LCL-Filters
$D$	Dämpfungskoeffizient der Polstellen
$e^{AT_c}$	Fundamentalmatrix
$f_b$	Basisfrequenz
$f_c$	Abtastfrequenz bzw. Regelungsfrequenz
$f_0$	Anti-Resonanzfrequenz des LCL-Filters
$f_g$	Frequenz der Netzspannung
$f_{Res}$	Resonanzfrequenz des LCL-Filters
$f_{sw}$	Schaltfrequenz
$G_c^d$	Wunschübertragungsfunktionen
$G_{c,DC}$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Zwischenkreisspannungsregelkreises
$G_{c,dq}$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises (in rotierenden Koordinaten)
$G_f$	Übertragungsfunktion der Netzfilter
$G_{o,DC}$	Übertragungsfunktion des offenen Zwischenkreisspannungsregelkreises
$G_{o,dq}$	Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises (in rotierenden Koordinaten)
$G_{PI,DC}$	Übertragungsfunktion des Zwischenkreisspannungs-PI-Reglers
$G_{PI,dq}$	Übertragungsfunktion des Strom-PI-Reglers (in rotierenden Koordinaten)



$G_{RD}(z)$	Übertragungsfunktion des innersten Regelkreises der Zustandsregelung
$G_{Res,h}$	Übertragungsfunktion des resonanten Reglers für die $h$ -te Oberschwingung
$G_{stoer}^{ug}(s)$	Störübertragungsfunktion von der Netzspannung zum Netzstrom
$I$	Einheitsmatrix
$i_{Cf}$	Strom durch den LCL-Filterkondensator
$i_{comp}^{Est}$	Kompensationsstrom basierend auf der geschätzten Leistung
$i_{comp}^{Ref}$	Kompensationsstrom basierend auf der Referenzleistung
$i_C$	Umrichterseitiger Strom beim LCL-Filter
$i_{DC,g}$	Strom im Zwischenkreis (netzseitig)
$i_{DC,m}$	Strom im Zwischenkreis (maschinenseitig)
$i_g$	Netzstrom
$i_r$	Rotorstrom
$i_s$	Statorstrom
$j$	Imaginäre Einheit $\sqrt{-1}$
$k_{ad}$	Rückführverstärkungsfaktor zur aktiven LCL-Resonanzdämpfung
$k_{dq}$	Feinstellparameter des Proportionalverstärkungsfaktors der Strom-PI-Regler (in rotierenden Koordinaten)
$k_h$	Proportionalverstärkungsfaktor des resonanten Reglers für die $h$ -te Oberschwingung
$k_{iCf}$	Rückführverstärkungsfaktor der Zustandsregelung
$k_{iC}$	Rückführverstärkungsfaktor der Zustandsregelung
$k_{p,\psi}$	Proportionalverstärkungsfaktor der PI-Rotorflussregelung
$k_{p,DC}$	Proportionalverstärkungsfaktor der Zwischenkreisspannungs-PI-Regler
$k_{p,dq,m}$	Proportionalverstärkungsfaktor der PI-Statorstromregelung
$k_{p,dq}$	Proportionalverstärkungsfaktor der Strom-PI-Regler (in rotierenden Koordinaten)
$k_{p,n}$	Proportionalverstärkungsfaktor der PI-Drehzahlregelung
$k_{uCf}$	Rückführverstärkungsfaktor der Zustandsregelung
$k_{uC}$	Rückführverstärkungsfaktor der Zustandsregelung

$L_h$	Hauptinduktivität
$L_b$	Basisinduktivität
$L_{fc}$	Umrichterseitige Induktivität des LCL-Filters
$L_{fg}$	Netzseitige Induktivität des LCL-Filters
$L_f$	Induktivität des L-Filters, Summe der Induktivitäten des LCL-Filters
$L_{r\sigma}$	Rotorstreuinduktivität
$L_{s\sigma}$	Statorstreuinduktivität
$m$	Elektromagnetisches Moment der Maschine (engl.: torque)
$n$	Rotordrehzahl der Maschine
$P$	Wirkleistung
$p_i$	Polstellen
$p_g$	Netzseitige Leistung
$p_{mech}$	Mechanische Leistung der Maschine
$p_m$	Maschinenseitige Leistung
$Q$	Blindleistung
$R_r$	Rotorwiderstand
$R_s$	Statorwiderstand
$R_{Cf}$	Serienwiderstand des Filterkondensators des LCL-Filters
$R_{fc}$	Serienwiderstand der umrichterseitigen Induktivität des LCL-Filters
$R_{FE,c}$	Parallelwiderstand der umrichterseitigen Induktivität des LCL-Filters
$R_{FE,g}$	Parallelwiderstand der netzseitigen Induktivität des LCL-Filters
$R_{FE}$	Parallelwiderstand der Induktivität des L-Filters
$R_{fg}$	Serienwiderstand der netzseitigen Induktivität des LCL-Filters
$R_f$	Serienwiderstand des L-Filters, Summe der Serienwiderstände der Induktivitäten des LCL-Filters
$S$	Scheinleistung
$s$	Laplace-Variable (kontinuierlich)

$S_k$	Netzkurzschlussleistungen
$T_c$	Abtastperiode bzw. Regelungsperiode
$T_f$	Zeitkonstante des L-Filters ( $L_f/R_f$ )
$T_{Dip}$	Dauer des Netzspannungseinbruchs
$T_{I,DC}$	Integratorzeitkonstante des Zwischenkreisspannungs-PI-Reglers
$T_{I,dq,m}$	Integratorzeitkonstante der PI-Statorstromregelung
$T_{I,dq}$	Integratorzeitkonstante der Strom-PI-Regler (in rotierenden Koordinaten)
$T_{I,n}$	Integratorzeitkonstante der PI-Drehzahlregelung
$T_{I,psi}$	Integratorzeitkonstante der PI-Rotorflussregelung
$T_{min}$	Verzögerungszeit zwischen Eintreten des Netzfehlers und dem Zeitpunkt, zu dem die maschinenseitige Leistung heruntergefahren wurde
$T_{R,dq}$	Anregelzeit des Stromregelkreises
$u_{Cf}$	Spannung über dem LCL-Filterkondensator
$u_c$	Ausgangsspannung des Umrichters
$u_{DC}$	Zwischenkreisspannung
$u_g$	Netzspannung
$u_r$	Rotorspannung
$u_s$	Statorspannung
$Z$	Impedanz
$z$	Laplace-Variable (diskret)
$Z_A$	Impedanz des geregelten Antriebs
$z_i$	Nullstellen
$Z_p$	Polpaarzahl
$Z_b$	Basisimpedanz



# 1 Einleitung

Die elektrische Energie wird heutzutage auf dem Weg zwischen der Erzeugung und dem letzten Verbrauch meist diverse Male umgewandelt. Leistungselektronische Komponenten und Systeme spielen dabei eine zunehmend wichtigere Rolle, da sie neben der Amplitude auch die Frequenz der Spannungen und Ströme effizient umwandeln können. Diese Fähigkeit ermöglicht beispielsweise den drehzahlvariablen Betrieb von elektrischen Maschinen oder die Netzeinspeisung von Energie aus verschiedensten Energiequellen. Typische Anwendungen lassen sich daher zum einen in den Bereichen der elektrischen Antriebstechnik wie z.B. Pumpen-, Kran- oder Bahnantriebe und zum anderen in den Bereichen der Energieeinspeisung aus regenerativen Energiequellen wie z.B. Windenergie-, Photovoltaik- und Wasserenergieanlagen sowie Brennstoffzellen finden. In dieser Arbeit sollen Antriebe mit elektrischer Maschine untersucht werden, wobei sich viele Bestandteile und Ergebnisse dieser Arbeit jedoch auch auf andere Anwendungen ohne rotierende Maschine übertragen lassen wie etwa Umrichter zur Einspeisung aus Photovoltaikanlagen oder Brennstoffzellen.

Für den Aufbau und den Betrieb von Antrieben ist eine Vielzahl von Komponenten notwendig. Den Kern eines Umrichters stellen dabei die aktiven Leistungshalbleiterbauelemente und deren Ansteuereinheiten sowie die passiven Bauelemente wie Spulen und Kondensatoren dar. Ebenso spielen Mess- und Regelungssysteme enorm wichtige Rollen. Des Weiteren sind Kühlungs- und Kommunikationssysteme als auch weitere mechanische Komponenten notwendig. Dabei unterliegen all diese Systemkomponenten einem ständigen Prozess der Optimierung und Weiterentwicklung. In dieser Arbeit sollen Antriebe mit optimierten passiven Bauteilen untersucht werden. Die Optimierung bezieht sich dabei insbesondere auf die netzseitigen Filter und die Zwischenkreiskondensatoren, die jeweils mitentscheidende Faktoren für die Größe, das Gewicht, die Lebensdauer und damit auch die Kosten von Antriebssystemen sind. Durch den Einsatz von LCL-Filtern und Kondensatoren mit geringerer Kapazität entstehen allerdings auch Probleme, die jedoch durch das Regelungssystem kompensiert werden können. Das Ziel dieser Arbeit ist es, eine für diese Problemstellungen geeignete Regelung zu entwickeln und zu untersuchen inwieweit die entstehenden Problematiken beherrscht und gleichzeitig die üblichen Anforderungen an Antriebssysteme unter realen Netzbedingungen erfüllt werden können.

## 2 Stand der Technik bei Antrieben und Präzisierung der Zielstellung dieser Arbeit

In diesem Kapitel wird zunächst detaillierter in das Themengebiet der Umrichtersysteme für elektrischen Antriebe eingeführt. Im Anschluss an die Darstellung des Stands der Technik wird die Optimierung der passiven Bauelemente thematisiert. Die zu Grunde liegende Motivation wird ebenso dargestellt wie die sich ergebenden Konsequenzen für die anderen Komponenten der Umrichtersysteme. Darauf aufbauend wird letztlich das Ziel dieser Arbeit konkretisiert und eine Übersicht über die Arbeit gegeben.

### 2.1 Antriebssysteme

Ein typisches Antriebssystem mit elektrischer Maschine lässt sich allgemein wie in Abb. 2.1 a) darstellen. Die primäre Aufgabe eines solchen Antriebssystems ist es, durch den drehzahlvariablen Betrieb der Maschine den gewünschten Bewegungsvorgang auszuführen. Damit verbunden ist die Steuerung des Leistungsflusses zwischen dem Netz und dem Prozess, bzw. der Lastmaschine, oder einem Generatorsystem. Es werden dabei eine Reihe von Anforderungen an das Ein- und Ausgangsverhalten des Antriebs spezifiziert. In diesem Abschnitt soll nach einer allgemeinen Einführung in die Thematik der Antriebssysteme eine Übersicht zu den Anforderungen an eben diese gegeben werden.

#### 2.1.1 Grundprinzip

Es gibt prinzipiell unterschiedliche Frequenzumrichtersysteme zur Steuerung von elektrischen Maschinen. Die Umwandlung von Wechselgrößen (engl. *alternating current (AC)*) in Gleichgrößen (engl. *direct current (DC)*) und umgekehrt kommt dabei häufig mehrfach zum Einsatz. Die am weitesten verbreitete Antriebsart basiert auf dem AC/DC-DC/AC-Prinzip mit Spannungszwischenkreis, siehe Abb. 2.1 b) [1–4]. Das Umrichtersystem besteht aus einem netz- und einem maschinenseitigen Umrichter, die über einen Spannungszwischenkreis gekoppelt sind. Der netzseitige Umrichter dient dabei der Gleichrichtung der nahezu amplituden- und frequenzfesten Netzspannung (AC/DC). Aus der gleichgerichteten Spannung erzeugt der maschinenseitige Umrichter durch Pulsung der aktiven Leistungshalbleiter eine Drehspannung variabler Amplitude und Frequenz zur Steuerung der Maschine (DC/AC). Durch Generierung

geeigneter Spannungen steuert der Frequenzumrichter dabei den Leistungsfluss zwischen der Maschine und dem Netz. Neben der Struktur mit Spannungszwischenkreis (siehe Abb. 2.1) existieren noch alternative Lösungen wie z.B. das AC/DC-DC/AC-Prinzip mit Stromzwischenkreis [5] oder die direkte AC/AC-Umwandlung über Matrixumrichter [3, 6]. Diese finden allerdings nur begrenzt ihre Anwendungen in Nischenbereichen und werden in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

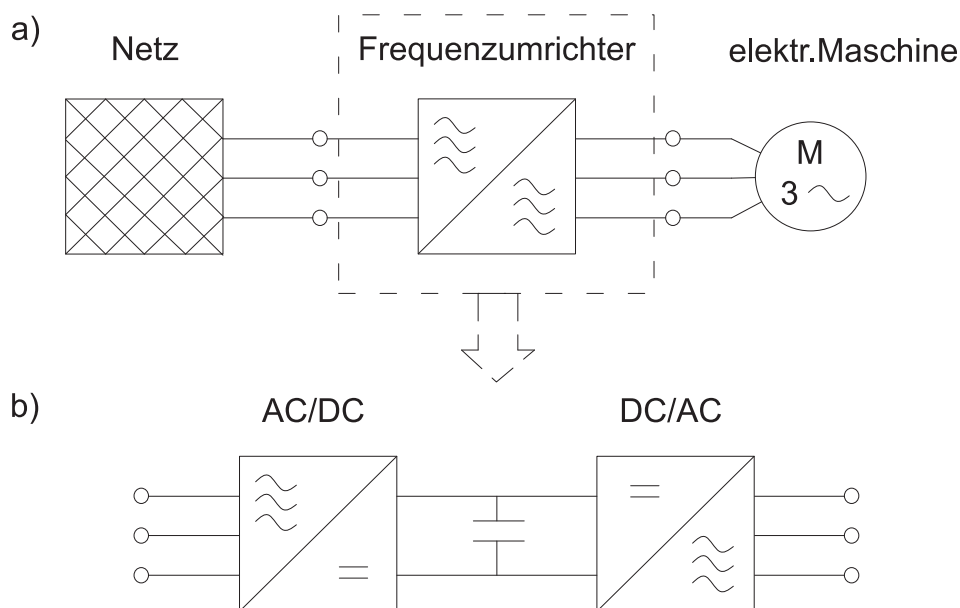


Abb. 2.1: Antriebs- und Umrichterstruktur: a) Typischer Aufbau eines Antriebssystems mit elektrischer Maschine, b) AC/DC-DC/AC-Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis

Es existieren verschiedene Realisierungsmöglichkeiten des AC/DC-DC/AC-Prinzips mit Spannungszwischenkreis [3]. Die drehzahlvariable Steuerung der Maschinendrehzahl bedarf meist eines gesteuerten Umrichters auf der Maschinenseite – sowohl bei Motor- als auch Generatorantrieben. Auf der Netzseite hingegen sind auch ungesteuerte Diodenbrücken als Gleichrichter einsetzbar. Diese verhindern allerdings das Einspeisen von Energie ins Netz, so dass sie für viele Anwendungen wie etwa Generatorantriebe oder Motorantriebe mit regenerativem Bremsen nicht geeignet sind. In diesen Fällen kommt auch netzseitig ein gesteuerter Umrichter zum Einsatz, der die Energie ins Netz zurückspeisen kann. Dieser erlaubt zudem eine bessere Stromqualität, eine höhere und geregelte Zwischenkreisspannung und einen einstellbaren Leistungsfaktor am Netz. Aus diesen Gründen werden in dieser Arbeit sowohl auf der Maschinen- als auch der Netzseite gesteuerte Umrichter verwendet.

Die Abb. 2.2 zeigt den Grundaufbau des in dieser Arbeit betrachteten Antriebssystems mit netz- und maschinenseitigen Pulsurrichtern. Im Wesentlichen besteht der Antrieb aus einem Leistungsteil, der Ansteuerung, dem Regelungssystem und der Messwertaufnahme. Der Leistungsaustausch zwischen dem Netz und der Maschine wird hierbei vom Leistungsteil übernommen. Durch eine entsprechende Ansteuerung der Pulsurrichter können aus der Gleichspannung im Zwischenkreis sowohl ein- als auch ausgangsseitig Drehspannungen mit Grund-

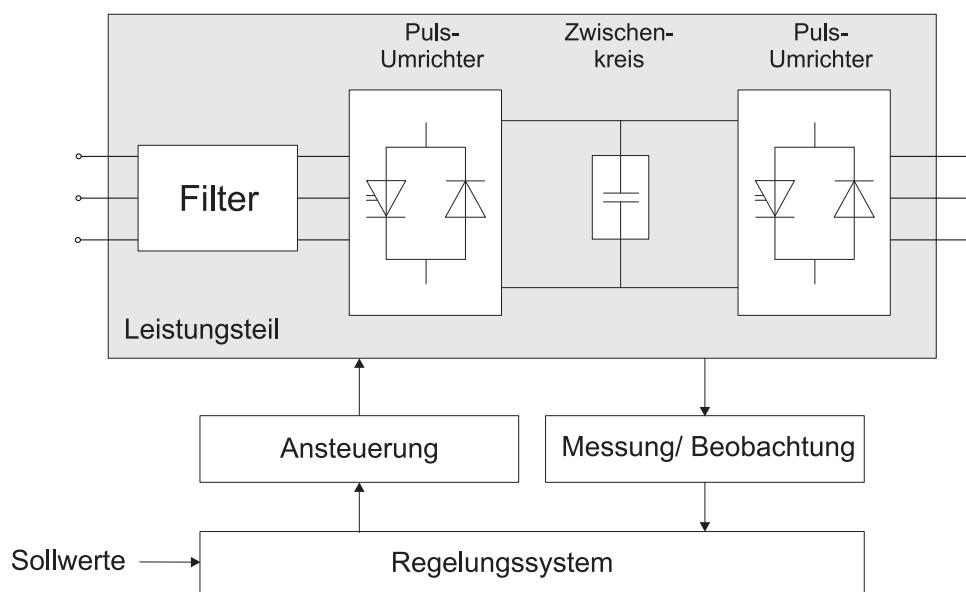


Abb. 2.2: Grundaufbau eines Antriebssystems mit netz- und maschinenseitigen Pulsrichter

schwingungen variabler Amplitude und Frequenz erzeugt werden. Netzseitig wird dabei eine Drehspannung mit Netzfrequenz erzeugt und über die Amplitude und Phasenlage relativ zur Netzspannung der Wirk- und Blindleistungsfluss gesteuert. Über die Frequenz und Amplitude der maschinenseitigen Drehspannung können die Drehzahl, der Fluss und das erzeugte Moment der Maschine und somit ebenfalls der Wirk- und Blindleistungsfluss gesteuert werden. Die Netz- und Maschinenseite sind über den Zwischenkreiskondensator gekoppelt, der zur Zwischenspeicherung der Energie und somit zur Entkopplung der beiden Seiten dient.

Den Grundschwingungen der erzeugten Drehspannungen sind Harmonische im Bereich der Schaltfrequenz und Vielfachen davon überlagert, die durch das Schalten der Leistungshalbleiter entstehen. Zur Reduzierung von Netzurückwirkungen in diesem Frequenzbereich kommen daher netzseitig passive Filter zum Einsatz. Motorseitig können bei einigen Anwendungen z.B. mit langen Motorleitungen ebenfalls passive Filter notwendig sein [7]. In der vorliegenden Arbeit wird dieser Aspekt jedoch nicht betrachtet.

Der Leistungsfluss durch den Leistungsteil wird durch ein digitales Regelungssystem gesteuert, das aus den aktuellen Systemgrößen und vorgegebenen Sollwerten die Referenzverläufe der Ein- und Ausgangsspannungen berechnet, die dann durch die Ansteuereinheit in pulsweitenmodulierte Ansteuersignale der Leistungshalbleiter umgesetzt werden [8–10]. Die Aufgabe der Regelung ist es, die gestellten Anforderungen an die Dynamik und den Verzerrungsgehalt der Ströme bzw. Leistung im Frequenzbereich unterhalb der Regelungs- und Schaltfrequenz durch entsprechend geeignete Regelungsverfahren zu gewährleisten. Es soll angemerkt sein, dass die Trennung zwischen der Regelung und Ansteuerung bei einigen Ansätzen aufgehoben wird, d.h. in der Regelung werden direkt die Schaltzustände der Pulsrichter berechnet. Darauf wird im folgenden Abschnitt 2.1.2 konkreter eingegangen.

Die Bestimmung der aktuellen Systemgrößen wie etwa Ströme, Spannungen, Drehzahl oder Temperatur erfolgt dabei entweder durch entsprechende Messeinrichtungen oder durch Beob-



achtungsverfahren, bei denen aus den gegebenen Messwerten andere Systemgrößen berechnet werden. Die Art, Anzahl und Position der Sensoren bestimmt sich einerseits durch die Regelungsstruktur und andererseits durch erforderliche Schutzmaßnahmen (z.B. Überstromerkennung) und durch die allgemeine Betriebszustandsüberwachung (z.B. Überwachung der Temperatur). Einige der Sensoren sind dabei unerlässlich und andere können durch die Beobachtungsverfahren ersetzt werden.

Wie weiter oben in dieser Arbeit erwähnt, haben die drehzahlvariablen Antriebe bereits eine sehr breite industrielle Anwendung gefunden. Viele Bereiche sind weit erforscht und untersucht, die Weiterentwicklung und Optimierung von Antriebssystemen werden jedoch kontinuierlich fortgeführt. Die stetig steigenden netz- und maschinenseitigen Anforderungen an das Antriebssystem tragen ihren Teil zu diesem Prozess bei. Sie werden im Folgenden kurz erläutert, bevor im darauf folgenden Abschnitt der Stand der Technik und anschließend verschiedene Ansätze zur Weiterentwicklung und Optimierung von Antriebssystemen dargestellt werden.

### **2.1.2 Überblick über Anforderungen an Antriebssysteme**

In diesem Abschnitt werden typische Anforderungen an Antriebssysteme diskutiert. Je nach Einsatzgebiet des Antriebs können sich deutlich unterschiedliche Anforderungsprofile ergeben. Da in dieser Arbeit aber keine konkrete Anwendung im Vordergrund steht, wird die Darstellung der generellen Anforderungen allgemein gehalten.

Die Anforderungen an das netz- und maschinenseitige Verhalten des Antriebs ergeben sich aus den anwendungsbezogenen netz- und maschinenseitigen Anforderungen. Es wird in dieser Arbeit davon ausgegangen, dass das Netz und die Maschine gegeben sind. Das Netz wird durch seine Spannung und Impedanz charakterisiert, wobei die Merkmale der Netzspannung in [11] normativ festgelegt sind. Die Netzimpedanz ergibt sich aus der Netzstruktur und -auslegung und ist stark orts- und auch zeitabhängig. Die Maschine muss passend zur speziellen Anwendung ausgewählt werden. Für den Antrieb sind die Nenndaten der Maschine wesentlich, die sich meist auf die Leistung, die Spannung, den Strom und den Leistungsfaktor beziehen. Der Antrieb muss so ausgelegt sein, dass der Leistungsfluss zwischen dem Netz und der Maschine in einer spezifizierten Art und Weise möglich ist. Die für diese Arbeit wesentlichen Spezifikationen lassen sich wie folgt in stationäre und dynamische Anforderungen unterteilen:

#### 1. Stationäre Anforderungen

- Grundswingungsleistung
- Netzzrückwirkungen
- Momentenüberschwingungen

#### 2. Dynamische Anforderungen

- Dynamik der Drehzahl- und Momentenregelung
- Verhalten bei Netzspannungseinbrüchen

Im Folgenden werden diese Anforderungen an das netz- und maschinenseitige Verhalten des Antriebs genauer dargestellt. Es soll angemerkt sein, dass es daneben weitere Anforderungen gibt, die sich jedoch auf die konkrete Realisierung des Antriebs beziehen. In diesem Zusammenhang sind insbesondere die Wirtschaftlichkeit, Zuverlässigkeit, Lebensdauer oder Effizienz zu nennen, worauf im Abschnitt zur Optimierung der Antriebe eingegangen wird.

### **Grundschwingungsleistung**

Für die Bewegungssteuerung ist die Übertragung der Wirkleistung im Rahmen des spezifizierten Bereichs nötig. Zum Betrieb der Maschine muss maschinenseitig zusätzlich die Nennblindleistung erbracht werden. Netzseitig werden die Blindleistungsanforderungen durch Netzanschlussbedingungen oder Normen geregelt. Es ist bei Motorantrieben häufig zusätzlich zur Nennleistung eine gewisse Überlastfähigkeit gefordert, die stark von der Anwendung, dem spezifizierten Lastzyklus und der thermischen Auslegung abhängt [12].

Diese Anforderungen werden durch entsprechende Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit aller Leistungskomponenten des Antriebs gewährleistet.

### **Netzurückwirkungen**

Durch den Betrieb des Antriebs entstehen im Zusammenspiel mit der Impedanz des Netzes sogenannte Netzurückwirkungen, die sich in Änderungen der Amplitude und Form der Spannungen am Anschlusspunkt äußern. Da diese möglicherweise andere Verbraucher oder Erzeuger am Anschlusspunkt stören können, werden in den gängigen Normen und Netzanschlussbedingungen Grenzwerte für die Netzurückwirkungen definiert. Das Ziel der Netzbetreiber ist es dabei, die Vorgaben an die Spannungsqualität nach DIN EN 50160 [11] sicherzustellen. Die Netzurückwirkungen werden in den technischen Regeln zur Beurteilung von Netzurückwirkungen aus [13] in Spannungsänderungen bzw. Flicker, Spannungsunsymmetrien, Oberschwingungen und Kommutierungseinbrüche eingeteilt.

Die Spannungsänderungen treten bei sich änderndem Netzstrom auf, da sich der Spannungsabfall über der Netzimpedanz ändert. Bei großen Stromänderungen und hohen Netzimpedanzen ist dieser Effekt deutlicher ausgeprägt. Tritt dieser Effekt zudem wiederholt und mit niedriger Frequenz auf, so kann es zum Flickern kommen, das etwa bei Glühlampen auch visuell wahrnehmbar sind. Beispielsweise entstehen beim Anfahren von großen, direkt netzgekoppelten Motoren oder beim Schweißen große Ströme, die zu einer hohen Belastung des Netzes und somit zu kurzweiligen Spannungseinbrüchen führen. Durch Verhinderung großer Änderungen der Netzbelastung durch z.B. Sanftanläufe der Motoren und/oder durch weitere zusätzliche Kompensationsanlagen können die Spannungsänderungen dabei reduziert werden. Bei den Volumrichterantrieben werden die Ströme meist im Bereich unterhalb des Nennstroms gehalten und bewirken daher dynamisch nicht wesentlich höhere Spannungsabfälle über der Netzimpedanz als im Nennbetrieb, der in jedem Fall gewährleistet sein muss.

Ebenso bewirken Stromoberschwingungen an der Netzimpedanz Spannungsoberschwingungen bei den entsprechenden Frequenzen. Um die Spannungsqualität nach DIN EN 50160 [11] zu

gewährleisten, werden daher in verschiedenen Normen und Netzanschlussbedingungen Grenzwerte für die Emission von Stromüberschwingungen spezifiziert. Im Anhang 9.3 werden die Grenzwerte aus verschiedenen Quellen dargestellt und verglichen.

Die Einhaltung der Grenzwerte der Stromüberschwingungen im Bereich der Schaltfrequenz und oberhalb davon wird durch geeignet ausgelegte passive Tiefpassfilter gewährleistet. Die Einhaltung der Grenzwerte für die Stromverzerrungen im niederfrequenten Frequenzbereich wird hingegen meist durch geeignete netzseitige Regelungsmaßnahmen sichergestellt.

Unsymmetrien in der Netzspannung entstehen im fehlerfreien Normalbetrieb durch unsymmetrische Belastung der einzelnen Phasen. Bei dreiphasigen Antrieben werden die drei Phasen bei symmetrischer Netzspannung symmetrisch belastet und erzeugen daher keine wesentlichen, zusätzlichen Unsymmetrien. Bei unsymmetrischer Netzspannung hingegen können je nach Regelungsstrategie des Antriebs symmetrische oder unsymmetrische Ströme erzeugt werden [14]. Grundsätzlich muss die Regelungsstrategie so ausgelegt sein, dass der Unsymmetriegrad der Netzspannung unterhalb des in [11] gegebenen Grenzwertes von 2 % bleibt.

## **Momentenüberschwingungen**

Auf der Maschinenseite können durch mehrere Ursachen bedingt, Momentenüberschwingungen im Frequenzbereich unterhalb der Schaltfrequenz entstehen. Diese Momentenüberschwingungen im niederfrequenten Bereich können in antriebsbedingte und lastabhängige Schwingungen unterschieden werden. Erstere entstehen meist durch umrichter- oder maschinenseitige Nichtidealitäten wie etwa Umrichtertotzeit, ungleichmäßige Feldverteilung in der Maschine oder schwingungsfähige Lasten. Zudem können sich die Nichtidealitäten der netzseitigen Regelung über den Zwischenkreis in die Maschine einkoppeln. Die Grenzwerte der antriebsbedingten Momentenüberschwingungen hängen stark von der Anwendung ab. Bei empfindlichen Anwendungen wie z.B. Fahrstuhlzüge oder Papierwickelantriebe werden höhere Anforderungen an die Momentverzerrung gestellt als bei eher robusten Anwendungen wie z.B. Pumpenantriebe. Im Gegensatz zu den antriebsbedingten Überschwingungen stehen die lastbedingten Überschwingungen, die durch oszillierende Lastmomente erzeugt werden (z.B. Kompressoren). Sowohl die Ist- als auch die Sollverläufe des Maschinenmoments und somit auch diejenigen der maschinenseitigen Leistung haben für verschiedene Anwendungen also durchaus unterschiedlich charakteristische Spektren.

Es ist im Wesentlichen die Aufgabe der maschinenseitigen Regelung, diese maschinenseitigen Anforderungen zu erfüllen. Der Einfluss der netzseitigen Störeinträge kann indirekt durch eine entsprechend gute netzseitige Regelung minimiert werden.

Die durch das Schalten des maschinenseitigen Umrichters entstehenden Ströme bewirken ebenso Momentenüberschwingungen – allerdings im Bereich der Schaltfrequenz. Diese sind bei ausreichenden Schaltfrequenzen aufgrund des Tiefpasscharakters der Maschine eher gering und können zudem durch passive Filter weiter reduziert werden. Sie werden in dieser Arbeit jedoch nicht weiter betrachtet.

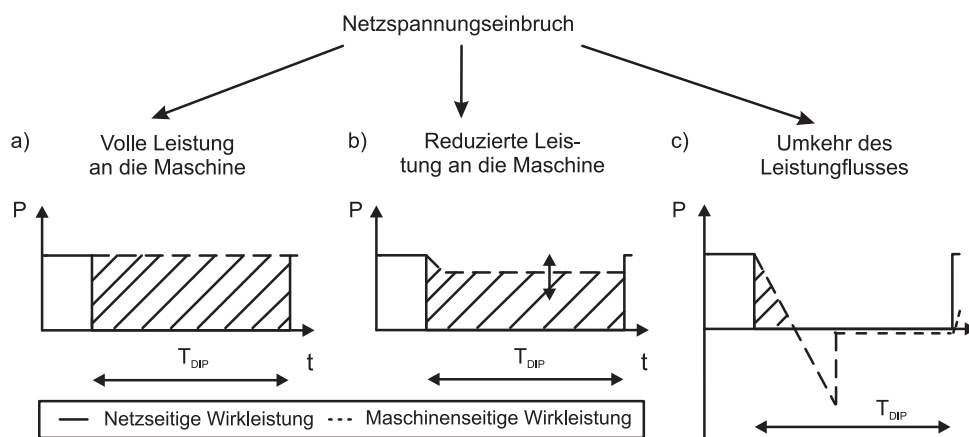


Abb. 2.3: Strategien zum Durchfahren von Netzspannungseinbrüchen

### Dynamik der Drehzahl- und Momentenregelung

Die Vorgaben für die Dynamik der Drehzahl- und Momentenregelungen sind sehr stark anwendungsbezogen. Die Drehzahldynamik ist meist durch das mechanische Trägheitsmoment begrenzt. Die Momentendynamik ist bei konstantem Fluss direkt mit der Stromdynamik verknüpft, die im geregelten Betrieb minimale Anregelzeiten  $< 1$  ms aufweisen können [3]. Im Sinne der Entlastung der Mechanik ist es durchaus üblich, z.B. bei Antrieben mit Getriebe auf der mechanischen Seite, die Momentenanstiegsrate zu begrenzen.

Es ist die Aufgabe der maschinenseitigen Regelung, die Anforderungen an die Dynamik der Maschinenseite zu erfüllen.

### Verhalten bei Netzspannungseinbrüchen

Durch Kurzschlüsse im Netz kann es zu erheblichen Einbrüchen der Netzspannung am Netzanschlusspunkt des Antriebs kommen, die sowohl symmetrisch in allen Phasen als auch unsymmetrisch, d.h. ein- oder zweiphasig, auftreten können. Auch wenn der Netzpulsstromrichter prinzipiell in der Lage ist, die Zwischenkreisspannung bei niedrigeren Netzspannungen auf den Referenzwert zu regeln, so kann es bei Spannungseinbrüchen aufgrund der begrenzten Stromtragfähigkeit zu deutlichen Einschränkungen des Leistungsflusses kommen. Bei energierzeugenden Systemen kann durch Netzanschlussbedingungen (z.B. [15]) zusätzlich die Einspeisung von Blindstrom gefordert sein, wodurch der Wirkleistungsfluss zusätzlich vermindert wird. Das geforderte Verhalten des Antriebs bei Netzspannungseinbrüchen hängt also sehr von der Anwendung ab.

Bei motorischen Antrieben werden die Anforderungen an das Verhalten bei Netzspannungseinbrüchen maßgeblich von der Maschinen- bzw. Lastseite bestimmt. Im Falle des eingeschränkten Wirkleistungsflusses können maschinenseitig verschiedene Strategien verfolgt werden, die in Abb. 2.3 für den Fall des vollständigen Netzspannungseinbruchs dargestellt sind. Für einige

Anwendungen ist es notwendig, dass die volle Leistung über eine spezifizierte Dauer des Einbruchs bereitgestellt werden muss (z.B. Kranantriebe), siehe Fall a) in Abb. 2.3. In diesem Fall muss die nötige Energie dem Zwischenkreis entnommen werden. Für andere Anwendungen ist es denkbar, dass die Leistung über eine spezifizierte Dauer des Einbruchs reduziert werden kann, siehe Fall b) in Abb. 2.3. In diesem Fall muss dann entsprechend der Reduzierung weniger Energie aus dem Zwischenkreis gezogen werden als im vorigen Fall. Der Extremfall aus b) wäre die Reduzierung auf Null. Ein weiterer Schritt ist es, im Falle des Netzspannungseinbruchs die Motorregelung so umzustellen, dass die mechanisch gespeicherte Energie genutzt wird, um die Zwischenkreisspannung nach einer kurzen Schwankung wieder auf Nennwert zu bringen und zu halten, siehe Fall c) in Abb. 2.3. Der Motor bleibt dabei voll magnetisiert und regelbar, so dass der Weiterbetrieb nach Netzspannungswiederkehr problemlos erfolgen kann oder der Prozess bei längerem Netzspannungsausfall zumindest kontrolliert heruntergefahren werden kann. Netzseitig kann in diesem Fall wegen der konstanten Zwischenkreisspannung ebenso kontrolliert Blindstrom eingespeist werden. Der Fall c) ist ebenso wie b) mit einer Drehzahländerung verknüpft, die je nach Dauer des Einbruchs, Trägheitsmoment der Mechanik und Lastmoment unterschiedlich, für viele Anwendungen jedoch unkritisch ist. Die Strategien aus Abb. 2.3 a)–c) ermöglichen den zwar ggf. eingeschränkten, aber doch geregelten Betrieb des Antriebs. Es ist dabei die Aufgabe der maschinenseitigen Regelung, die Regelung des Wirkleistungsflusses entsprechend der gewählten Strategie im Fehlerfall anzupassen. Die Aufgabe des Zwischenkreiskondensators ist es, die notwendige Energie für den Übergang zwischen Normalbetrieb und Fehlerfall-Strategie zur Verfügung zu stellen. Die in den Abb. 2.3 a)–c) schraffierten Flächen verdeutlichen den Energiebedarf, der im Fehlerfall vom Zwischenkreiskondensator geliefert werden muss.

Eine andere einfache Variante ist es, beim Netzspannungseinbruch schlicht abzuschalten und die Maschine unkontrolliert auslaufen zu lassen. In diesem Fall reduzieren sich die Anforderungen an die Speicherfähigkeit des Zwischenkreises auf ein Minimum. Diese Variante ist für viele Antriebe jedoch problematisch. Beispielsweise sind an komplexeren Produktionsstraßen viele Antriebe beteiligt, die bei jeweils unkontrolliertem Auslaufen zu undefinierten Zuständen und ggf. Schäden und längerem Produktionsstillstand führen können.

Bei energieerzeugenden Systemen wie etwa Windenergieanlagen werden die Anforderungen an das Verhalten bei Netzspannungseinbrüchen maßgeblich von der Netzseite bestimmt. Um Netzstabilitätsproblemen vorzubeugen, erfordern die Netzanschlussbedingungen und zusätzlich geltenden Richtlinien häufig das Durchfahren von kurzweiligen Netzspannungseinbrüchen, ohne dass sich die Anlage vom Netz trennen darf. Zudem müssen Energieerzeugungsanlagen zunehmend Netzstabilisierungsaufgaben erfüllen. Darunter fällt auch die Einspeisung von Blindstrom zur Spannungsstabilisierung im Netzspannungsfehlerfall. Da je nach Spannungseinbruchtiefe ein Blindstrom in Höhe bis zum Nennstrom eingespeist werden muss, reduziert sich bei gleicher Einbruchtiefe die einspeisbare Wirkleistung im Vergleich zu einem Motorantrieb, der keinen Blindstrom einspeisen muss. Es sind maschinenseitig prinzipiell wiederum die Strategien a)–c) aus Abb. 2.3 denkbar, wobei die erzeugte Energie im Zwischenkreis gespeichert werden muss.

Die Erfüllung der Anforderungen kann durch eine geeignete Regelungsstrategie und durch eine entsprechende Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität erfolgen. Eine Erweiterung des

Zwischenkreises um geeignete Zusatzspeicher kann bei Strategien, die eine große Energiespeicherfähigkeit des Zwischenkreises erfordern (z.B. Abb. 2.3 a)), nötig sein [16].

### 2.1.3 Stand der Technik

Es soll in diesem Abschnitt ein Einblick in den Stand der Technik bei den untersuchten Antrieben gegeben werden. Im Sinne einer Übersicht werden neben den Kerngebieten dieser Arbeit auch einige Randgebiete thematisiert. Zudem wird der netzseitige Teil des Antriebs den Schwerpunkt dieser Arbeit bilden und daher an einigen Stellen etwas ausführlicher behandelt werden.

#### 2.1.3.1 Leistungsteil

##### Pulsumrichter

Der konventionelle dreiphasige Pulsumrichter besteht prinzipiell aus einer dreiphasigen zwei-stufigen Brückenschaltung mit Insulated-Gate-Bipolar-Transistoren (IGBT) oder Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor (MOSFET) und anti-paralleler Diode (siehe Abb. 2.4) [17]. Er wird sowohl netz- als auch maschinenseitig eingesetzt.

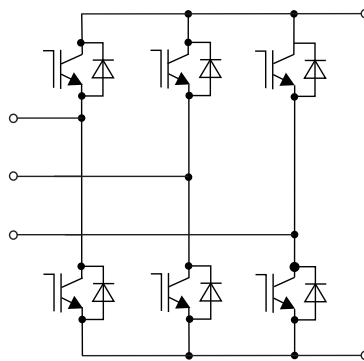


Abb. 2.4: Pulsumrichter

Eine höhere Stromtragfähigkeit des Pulsumrichters kann durch die Parallelschaltung mehrerer Leistungshalbleiter erreicht werden. Außerdem kann durch versetztes Schalten parallelgeschalteter Leistungshalbleiter ein geringerer Oberschwingungsgehalt der erzeugten Drehspannungen erzielt werden [17, 18]. Durch Reihenschaltungen mehrerer diskreter Bauelemente kann zudem die Anschlussspannung des Pulsumrichters erhöht werden.

Es werden aber auch zunehmend alternative Schaltungstopologien wie z.B. Mehrstufenumrichter untersucht [19]. Mit ihnen kann durch eine geeignete Ansteuerung der Leistungshalbleiter ein geringerer Oberschwingungsgehalt der erzeugten Drehspannungen erzielt werden. Dies senkt den drehspannungsseitigen Filterungsbedarf, erhöht allerdings den Aufwand an Leistungshalbleitern und zur Ansteuerung. Bei Mittelspannungsantrieben relativiert sich der Bauteil-aufwand jedoch, da bei der zweistufigen Schaltung mehrere Leistungshalbleiter in Reihen geschaltet werden müssen.

Die Leistungshalbleiter selbst basieren heutzutage meist auf der Silizium-Technologie. Die Siliziumkarbid-Technologie, die sich im Vergleich zur Silizium-Technologie durch eine höhere Effizienz auszeichnet und Anwendungen in einem weiteren Temperaturbereich ermöglicht, findet bereits vereinzelt ihre Anwendung und verspricht viele Vorteile für zukünftige Systeme [20].

## Netzfilter

Auf der Netzseite werden typischerweise Filter sowohl zur Filterung der Gleich- als auch Gegentaktharmonischen eingesetzt. Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf den Gegentaktfiltren, da sie die Systemdynamik des Leistungsflusses wesentlich bestimmen. Für Gleichtaktfiler wird auf die Literatur verwiesen [7, 21].

Zur Filterung der Frequenzanteile, die durch die Pulsweitenmodulation (PWM) entstehen, werden meist Tiefpassfilter verwendet. Bei äußerst geringen Schaltfrequenzen kommen auch selektive Resonanzfilter zum Einsatz, die auf eine bestimmte Frequenz abgestimmt sind [1]. Diese Filter sollen hier allerdings nicht weiter betrachtet werden. Bei den Tiefpassfiltern steht insbesondere die Filtertopologie im Fokus. Die Abb. 2.5 a) zeigt die einfachste und am weitesten verbreitete Variante des rein induktiven Filters. Für viele Anwendungen sind diese sogenannten L-Filter ausreichend. Bei strengeren Anforderungen an die Stromverzerrungen finden allerdings wegen der besseren Filterwirkung im Bereich der Schaltfrequenz zunehmend LCL-Filter ihre Anwendung, siehe Abb. 2.5 b). Dies gilt insbesondere für Umrichter mit höheren Leistungen, bei denen üblicherweise aufgrund der Schaltverluste nur mit geringen Frequenzen geschaltet werden kann. Die Filterresonanz wird dabei entweder passiv mithilfe von Widerständen z.B. in Reihe zu den Filterkondensatoren oder aktiv durch die Regelung gedämpft. Auf regelungstechnische Maßnahmen zur aktiven Dämpfung der Resonanz wird später im Rahmen der Optimierung der passiven Bauelemente eingegangen.

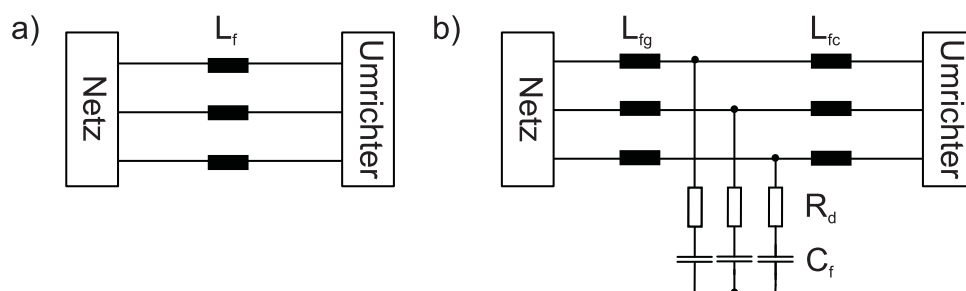


Abb. 2.5: Netzfilterkonfigurationen: a) L-Filter und b) LCL-Filter mit Dämpfungswiderständen

## Zwischenkreiskondensator

Die Zwischenkreiskondensatoren dienen zur Glättung der Zwischenkreisspannung und Zwischenspeicherung der Energie. Dadurch wird eine Leistungsentkopplung der Maschinen- von der Netzseite erreicht. Entscheidend für den Grad der Entkopplung ist dabei die Kapazität der

Kondensatoren. Mit höheren Werten wird bei gleicher Spannung mehr Energie zwischengespeichert und damit eine bessere Entkopplung erreicht. Der besseren Entkopplung stehen allerdings die damit einhergehenden steigenden Kosten gegenüber. Bei stärkerer Kopplung durch Verwendung kleinerer Kapazitäten steigen allerdings die Anforderungen an die Regelung. Typischerweise werden aufgrund ihrer hohen Energiedichte Elektrolytkondensatoren verwendet. Der Einsatz von Folienkondensatoren wird später im Rahmen der Optimierung der passiven Bauelemente aufgegriffen.

### 2.1.3.2 Regelung und Ansteuerung

Es gibt zwei prinzipiell unterschiedliche Arten der Regelung und Ansteuerung: die modulationsbasierte Regelung und die direkte Regelung [9]. Bei der ersten Variante werden im ersten Schritt in der Regelung die Sollwerte der Umrichter Ausgangsspannung berechnet. Als zweites werden diese dann an ein Modulationssystem übermittelt, das eine pulsweiten- bzw. raumzeitmodulierte Ausgangsspannung erzeugt [17, 18]. Im Mittel über eine Schaltperiode wird dabei die Sollspannung eingestellt. Bei den direkten Verfahren erfolgt die Regelung und Ansteuerung in einem Schritt. Dabei werden abhängig von den Soll- und Messgrößen direkt die Schaltzustände der Leistungshalbleiter gewählt. Beide Ansätze werden im Folgenden präsentiert. Neben den eigentlichen Regelungsverfahren gibt es eine Reihe von Gebieten, die ebenfalls Teil des Regelungssystems sind und hier dargestellt werden sollen.

### Regelungsverfahren mit Pulsweitenmodulation

Die feldorientierte Regelung auf der Maschinenseite und die netzspannungsorientierte Regelung auf der Netzseite sind bei den modulationsbasierten Regelungsverfahren heutzutage Stand der Technik [8–10]. Es kommen dabei jeweils kaskadierte Regelungen mit konventionellen Proportional-Integral-Reglern (PI-Regler) zum Einsatz, siehe Abb. 2.6.

In den äußeren Regelkreisen der kaskadierten Regelungen werden zumindest indirekt der Wirk- und Blindleistungsfluss geregelt. Auf der Netzseite erfolgt die Regelung der Wirkleistung über die Regelung der Zwischenkreisspannung. Häufig ist eine Steuerung des Blindleistung durch eine geeignet gewählte Blindstromkomponente ausreichend. Auf der Maschinenseite werden die Drehzahl geregelt und der Fluss entweder auch geregelt oder gesteuert. Auf beiden Seiten werden in den äußeren Regelkreisen die Sollwerte für die Wirk- und Blindstromkomponenten berechnet. Die inneren Stromregelkreise arbeiten dabei mit Raumzeigergrößen. Aufgrund der linearen Abhängigkeit der dreiphasigen Ströme bei fehlendem Nullleiter, können die Dreiphasensysteme als zweidimensionale Raumzeiger dargestellt werden [10]. Das Koordinatensystem kann dann zudem am Raumzeiger der Netzspannung bzw. Stator- oder Rotorfluss orientiert werden. Der Vorteil dieser Darstellung ist zum einen, dass die Komponenten der Stromraumzeiger jeweils direkt mit der Wirk- bzw. Blindleistung verknüpft sind und die Wirk- und Blindleistungen bzw. die damit verbundenen Größen dadurch nahezu voneinander entkoppelt geregelt werden können. Zum anderen werden bei dieser Darstellung im stationären Normalbetrieb Gleichgrößen geregelt, die mit konventionellen PI-Reglern genau geregelt werden können. Die



Bestimmung der Rotationswinkel erfolgt netzseitig typischerweise mit einer Phasenregelschleife, auch einfach PLL (engl.: phase-locked loop) genannt, und maschinenseitig mit einem Maschinenmodell, wobei eine Vielzahl von verschiedenen Varianten existiert, auf die weiter unten näher eingegangen wird.

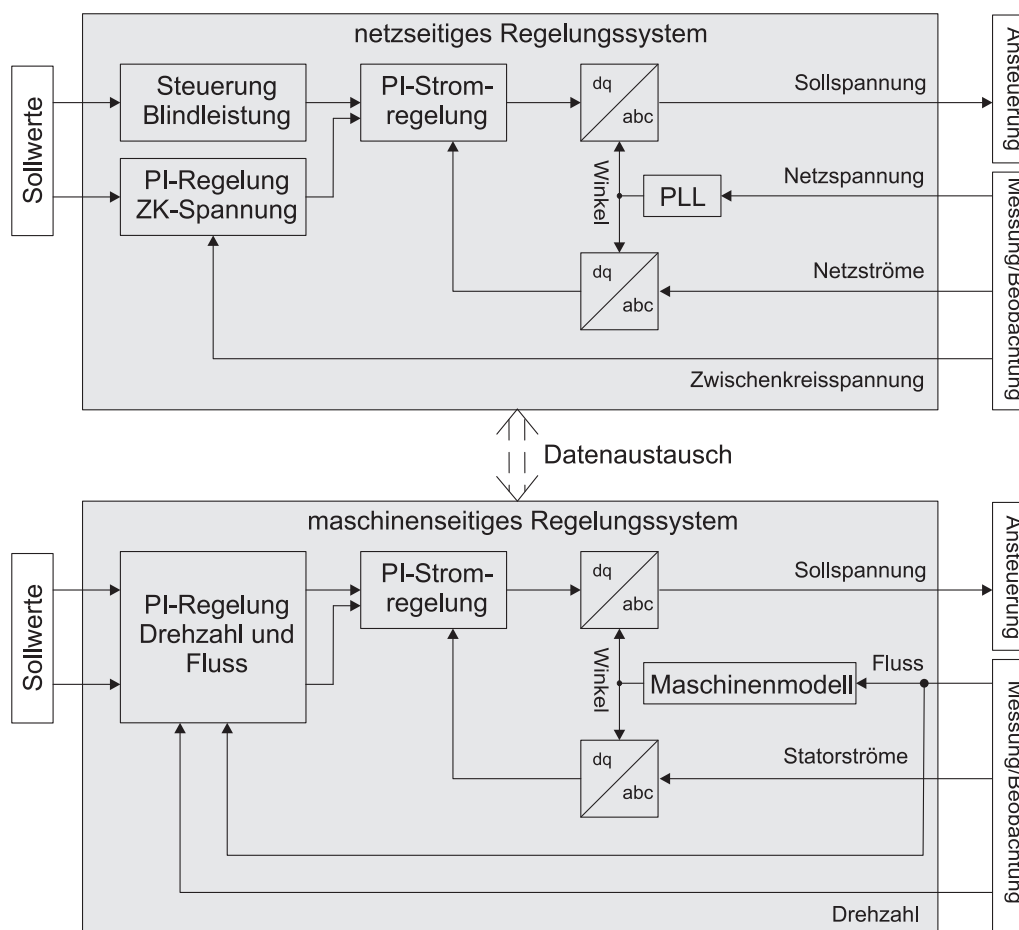


Abb. 2.6: Grundstrukturen der konventionellen feld- und spannungsorientierten Regelungen

Zusätzlich zu den Grundregelungsstrukturen aus Abb. 2.6 sind meist verschiedene Zusatzregelungsmaßnahmen zur Verbesserung der Regelgüte erforderlich. Einige sind bereits seit langem im Einsatz und daher dem Stand der Technik zuzuordnen. Andere hingegen sind Ergebnis von Forschung und Untersuchungen der letzten Jahre und daher noch nicht dem Stand der Technik zuzuweisen.

Zum Stand der Technik gehören die vergleichsweise einfachen Entkopplungsnetzwerke, die sowohl auf der Netz- als auch Maschinenseite der verbesserten Entkopplung der Wirk- und Blindleistungsregelung dienen [9]. Zudem gibt es Zusatzkonzepte zum Abgleich des Wirkleistungsflusses beider Seiten [22]. Dabei werden die dazu nötigen maschinenseitigen Mess- oder Regelungsdaten in der netzseitigen Regelung vorgesteuert. Dadurch kann erreicht werden, dass bei einer maschinenseitigen Änderung des Betriebspunktes wie etwa Beschleunigung oder Angreifen eines starken Lastmomentes der Zwischenkreis entlastet wird. Dies wird im Rahmen

der Optimierung der Zwischenkreiskapazität wieder aufgegriffen.

Zudem sind die PI-Regler strukturbedingt nicht in der Lage, periodische Störungen auszuregeln. Da beispielsweise Netzspannungsharmonische zu dieser Art von Störungen gehören, bedarf es entsprechender Zusatzmaßnahmen [14, 23]. Auf der Maschinenseite bewirken ähnliche Effekte Stromüberschwingungen. Außerdem tritt eine Unsymmetrie in rotierenden Koordinaten als zweite Oberschwingung auf. Eine Vielzahl von möglichen Ansätzen wurde dabei in der Literatur präsentiert und untersucht. Ihnen ist gemein, dass Zusatzregler parallel zum Grundschwingungsstromregler zusätzliche Spannungsanteile bestimmen, die die entsprechenden Netzspannungsüberschwingungen kompensieren, so dass kein Stromfluss bei den jeweiligen Frequenzen entsteht. Zum diesem Zweck werden häufig resonante Regler [23, 24], deren Resonanzfrequenz auf die zu kompensierende Harmonische abgestimmt ist, oder PI-Regler in Koordinaten, die mit der Oberschwingung rotieren [14], eingesetzt. Es gibt darüber hinaus weitere Ansätze wie etwa repetitive Regler oder resonante Regler in rotierenden Koordinaten [25]. Die verschiedenen Ansätze unterscheiden sich im Wesentlichen durch den Aufwand für die Implementierung und durch die Robustheit gegenüber Frequenzschwankungen. Da die Zusatzregler in die Rückführschleife integriert sind, beeinflussen diese Konzepte allerdings die Gesamtdynamik, wodurch es bei ungeeigneter Auslegung zur Verschlechterung des dynamischen Regelverhaltens oder auch zu Stabilitätsproblemen kommen kann [26].

Im Rahmen der Ansteuerung der Leistungshalbleiter sind die Pulsweitenmodulation (PWM) bzw. Raumvektormodulation die gängigsten Verfahren [17, 18]. Die einfachsten Varianten stellen der Vergleich einer Sinusschwingung mit einem Dreiecksträger oder der Vergleich einer Sinusschwingung mit zugefügter dritter Oberschwingung mit dem Dreiecksträger dar. Es gibt eine Reihe von verfeinerten Verfahren, von denen bei zweistufigen Umrichtern insbesondere die diskontinuierlichen Ansteuerungsverfahren zur Reduzierung der Schaltverluste oder die sogenannten random PWM zur Reduzierung der Geräusentwicklung [9, 27] zu nennen sind.

Bei den komplexeren Umrichtertopologien ist die Ansteuerung aufgrund der höheren Anzahl an Leistungshalbleiter natürlich vielfältiger. Bei den zweistufigen Pulsumrichtern mit parallel geschalteten Leistungshalbleitern kann beispielsweise der Oberschwingungsgehalt der erzeugten Spannung durch versetztes Schalten der einzelnen Schalter reduziert werden [28]. Bei mehrstufigen Umrichtern ist der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannungen bei gleicher Schaltfrequenz im Allgemeinen deutlich geringer. In beiden Fällen können die passiven Filter verkleinert werden.

Bei den Antrieben aus netz- und maschinenseitigen Pulsumrichtern können Gleichtaktstörungen im Frequenzbereich einiger Vielfache der Schaltfrequenz durch die Synchronisierung und das geeignete Versetzen der netz- bzw. maschinenseitigen Ansteuersignale verringert werden [29]. Dadurch reduziert sich auch die Spannungsverzerrung im Zwischenkreis im Frequenzbereich oberhalb der Schaltfrequenz.

### **Direkte Regelungsverfahren**

Als direkte Verfahren sind insbesondere die direkte Leistungs- bzw. Momentenregelung und Hystereseregulierung zu nennen [9]. Ursprünglich entstammt auch die Sliding-Mode Regulierung

[30] dieser Klasse von Regelungen. Die prädiktive Regelungstheorie beinhaltet auch Ansätze dieser Klasse [31].

Bei der direkten Leistungsregelung werden abhängig von der (geschätzten) Wirk- und Blindleistung mittels einer vordefinierten Schalttabelle direkt die Schaltzustände ausgewählt. Dabei wird während der Definition der Schalttabelle das Wissen genutzt, wie sich einzelne Raumzeiger beim jeweiligen Betriebspunkt auf die Leistungen auswirken. Eine weiterentwickelte Variante stellt ein Verfahren der prädiktiven Regelungen dar [31, 32]. Dabei wird zu jedem Abtastschritt für jeden möglichen Raumzeiger mithilfe des Streckenmodells das zukünftige Verhalten der Strecke prädiziert. Mit den prädizierten Werten wird dann für jeden Raumzeiger ein Gütefunktional berechnet und derjenige Raumzeiger ausgewählt, der dieses minimiert. Bei der Hystereseregulierung werden die Regelgrößen durch direktes Schalten der Leistungshalbleiter innerhalb eines Toleranzbandes um den Sollwert gehalten. Gleiches gilt für diejenigen Sliding-Mode-Regelungsansätze, die auf direktem Schalten basieren. Im Unterschied zur einfachen Hystereseregulierung werden die Schaltzustände nicht in Abhängigkeit der Regelgröße allein, sondern in Abhängigkeit einer sogenannten Sliding-Surface, einer Linearkombination der Systemzustände, gewählt. Auch die direkte Leistungsregelung verwendet Hystereselemente.

Mit den direkten Verfahren lässt sich im Allgemeinen eine sehr hohe Dynamik erzielen. Beim zweistufigen Pulsumrichter lässt sich pro Regelungstakt allerdings nur einer der Spannungszustände schalten, während bei einer PWM mehrere Spannungszeiger innerhalb einer Schaltperiode geschaltet werden. Das bedeutet, dass die Stromverzerrung im Vergleich zu den modulationsbasierten Verfahren bei gleicher Regelungsfrequenz deutlich höher ist. Die Regelung muss bei den direkten Verfahren daher mit einer deutlich höheren Frequenz ausgeführt werden, um einen ähnlichen Verzerrungsgehalt zu erhalten. Der Berechnungsaufwand ist dabei nicht zu vernachlässigen, da bei der direkten Leistungsregelung jeweils die aktuelle Leistung berechnet werden muss und bei der prädiktiven Variante sogar noch die inverse Streckendynamik für alle möglichen Raumzeiger. Beispielsweise ließen sich hingegen bei mehrstufigen Umrichtern feinere Spannungsverläufe erzeugen und die Regelungsfrequenz könnte dementsprechend geringer sein. Ferner ergibt sich bei den direkten Verfahren eine variable Schaltfrequenz. Aus diesen Gründen werden die direkten Verfahren in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

### **Weitere Bestandteile des Regelungssystems**

Als weiterer Bestandteil des Regelungssystems ist die Bestimmung des Netzzustandes hinsichtlich des Phasenwinkels und auch des Grundschwingungs- und Verzerrungsgehalts sowie Unsymmetrien zu nennen. Die genaue Kenntnis des Phasenwinkels der Grundschwingung der Netzspannung hat für die Synchronisierung der Regelung eine hohe Bedeutung. Die Bestimmung des Netzspannungswinkels erfolgt dabei entweder über die bereits erwähnte PLL [14] oder über die Bestimmung eines virtuellen Netzflusses [9]. Letzteres ist durch die maschinenseitige Regelung motiviert und eignet sich speziell für Anwendungen ohne Messung der Netzspannung. Die weiteren Informationen über die Netzspannung können zusätzlich zur Verbesserung und Optimierung der Regelgüte genutzt werden und erlangen zunehmend mehr Aufmerksamkeit [33].

Die Bestimmung des Maschinenflusswinkels erfolgt herkömmlich indirekt über ein Maschinen-

modell, mit dem der Fluss in Amplitude und Winkel aus anderen Messgrößen berechnet wird. Eine Reihe von verschiedenen Ansätzen kann in [34] gefunden werden.

Die Identifikation der Systemparameter ist auf der Maschinenseite bereits seit langem Bestandteil der Regelung [35]. Die Identifikation wird meist offline bei der Inbetriebnahme zur Initialisierung der Regelungsparameter durchgeführt. Interessant ist ebenfalls die Identifikation, die online erfolgt und mit der während des Betriebs z.B. eine temperaturbedingte Änderung des Rotorwiderstands erfasst und zur Nachführung der Reglerparameter verwendet werden kann. Auch auf der Netzseite finden diese Verfahren zunehmend Beachtung [36]. Ferner sind Verfahren zur frühzeitigen Fehlerdetektion und Condition Monitoring sowie fehlertolerante Antriebskonfigurationen zu nennen [37].

### **2.1.3.3 Messung und Beobachtung**

Für den Betrieb des Antriebs sind eine Reihe von Messungen notwendig. Für die Steuerung und Regelung sind die Spannungs- und Strommessungen von entscheidender Bedeutung. Zur Verwendung in der Regelung und auch zur Erkennung von Überströmen und -spannungen werden meist die Ströme durch den Pulsumrichter auf beiden Drehstromseiten und die Zwischenkreisspannung gemessen. Zudem können noch weitere Spannungssensoren eingesetzt werden, mit denen die Netzspannungen oder die Spannungen über den Filterkondensatoren, sofern sie vorhanden sind, erfasst werden können. Aus den Strömen und Spannungen können viele weitere Systemgrößen wie etwa Leistungen, Maschinenflüsse und das Moment berechnet werden, so dass dafür üblicherweise keine Sensoren eingesetzt werden. Viele Antriebe werden darüber hinaus ohne Drehzahlmessung betrieben, wobei dann die benötigten Winkellagen durch geeignete Verfahren bestimmt werden müssen [34].

### **2.1.4 Optimierung der passiven Bauelemente**

Es gibt eine Vielzahl von Ansätzen zur weiteren Optimierung und Weiterentwicklung der Antriebssysteme. Sie dienen dabei meist der Erhöhung der Wirtschaftlichkeit, Effizienz, Lebensdauer und Zuverlässigkeit sowie der Erfüllung stetig steigender Anforderungen an das netz- und maschinenseitige Verhalten und der Erschließung neuer Anwendungsbereiche. Des Weiteren spielen auch andere Merkmale wie z.B. Benutzerfreundlichkeit wichtige Rollen im Gesamtbild des Antriebs, die in dieser Arbeit jedoch nicht weiter verfolgt werden können.

Nahezu alle Bereiche der Leistungselektronik und somit fast alle Komponenten des Antriebs unterliegen ständiger Weiterentwicklung. Typischerweise eröffnen Fortschritte in einem Bereich viele Möglichkeiten zum Fortschritt in den anderen Bereichen. Allerdings können Optimierungen einzelner Komponenten auch den Zwang zur Optimierung anderer Komponenten bewirken.

In dieser Arbeit soll ein Antriebssystem mit reduzierten passiven Komponenten des Leistungsteils untersucht werden. Die wesentlichen Komponenten sind dabei die Netzfilter und die Zwischenkreiskondensatoren. Diese passiven Elemente tragen einen entscheidenden Anteil zum Aufbau, den Kosten und der Lebensdauer des gesamten Antriebs bei. Ihre Optimierung kann

letztlich zu verbesserten und kostengünstigeren Produkten führen. Im Folgenden soll ein Überblick über die Motivation und die entstehenden Problematiken gegeben werden. Ferner wird eine Übersicht zu regelungstechnischen Ansätzen aus der Literatur gegeben.

Als Netzfilter kommen herkömmlich rein induktive L-Filter zum Einsatz. Wegen der besseren Filterwirkung im Frequenzbereich oberhalb der Resonanzfrequenz werden jedoch zunehmend LCL-Filter verwendet [1, 38, 39]. Einerseits ermöglicht die bessere Filtereigenschaft die Erfüllung sehr hoher Anforderungen an den Verzerrungsgehalt der Netzströme mit akzeptabler Größe der Filterkomponenten. Andererseits können moderate Anforderungen an die Dämpfung der Schaltharmonischen mit LCL-Filtern im Vergleich zu rein induktiven Filtern mit deutlich kleineren Bauelementen erreicht werden. In beiden Fällen versprechen LCL-Filter wirtschaftliche Vorteile. Das Problem der LCL-Filter ist allerdings deren Resonanz, die in jedem Fall ausreichend gedämpft werden muss. Dies kann entweder passiv durch Widerstände z.B. in Reihe zu den Filterkondensatoren oder aktiv durch die Regelung geschehen. Die passive Dämpfung stellt dabei die konservative Lösung dar und bewirkt zusätzliche Verluste, die eine reduzierte Effizienz und ggf. zusätzliche Maßnahmen zur Kühlung bedeuten. Aus Gründen der besseren Effizienz und erhöhten Flexibilität gewinnen die aktiven Dämpfungsmaßnahmen zunehmend an Bedeutung.

Während sich die Auslegung der Filtercharakteristik beim L-Filter auf den Parameter der Induktivität beschränkt, ergibt sich bei der Auslegung des LCL-Filters ein weiterer Spielraum für Optimierungsansätze. Neben der zwingenden Forderung an die Filterdämpfung bei der Schaltfrequenz sind noch weitere Aspekte bei der Auslegung der Netzfilter zu berücksichtigen. So ließen sich prinzipiell die Filterungsanforderungen mit sehr hohen Induktivitäten auch mit rein induktiven Filtern stets erfüllen. Damit sind allerdings auch der Energieinhalt, der auch ein Maß für das Volumen und den Blindleistungsbedarf ist [39], und letztlich die Kosten für die Filter verbunden. Zudem schlägt sich ein hoher Blindleistungsbedarf in Form eines erhöhten Bedarfs an Grundschwingungsstrom und -spannung nieder. Bei den Induktivitäten entsteht dabei ein lastabhängiger Spannungsabfall, der vom Umrichter erbracht werden muss, was entweder eine erhöhte Zwischenkreisspannung und/oder geringere Regelreserve nach sich ziehen kann. Ferner kommt es durch die Kondensatoren der LCL-Filtern zu einer kapazitiven Blindleistung. Bei Blindleistungskompensation am Netzanschlusspunkt muss der Kondensatorblindstrom vom Umrichter geliefert werden, so dass auch im lastfreien Betrieb umrichterseitig ein Grundschwingungsstrom fließt und dementsprechend Verluste auftreten. Aus den genannten Gründen sollten nicht zu große Filterelemente verwendet werden. Als weiteres Kriterium ist die Entkopplung vom Netz zu nennen. Die genannten Aspekte werden bei der Auslegung je nach Anwendung, Leistungsklasse etc. unterschiedlich gewichtet [38–41]. Daher können sich generell sehr unterschiedliche Auslegungen ergeben. Es ist daher wichtig, dass die Regelung mit ihren aktiven Dämpfungskonzepten auf unterschiedliche Systemauslegungen übertragbar ist.

Zur Vermeidung der passiven Dämpfungselemente sind in der Literatur in den letzten Jahren verschiedene Konzepte zur aktiven Resonanzdämpfung bei LCL-Filtern publiziert worden, die im Verlauf dieser Arbeit vorgestellt werden. In diesen Veröffentlichungen werden meist konkrete Ansätze vorgeschlagen und deren Einsetzbarkeit bei einer konkreten LCL-Filterauslegung bewiesen. Wie aber vorab angedeutet wurde, kann sich die Auslegung der Filter je nach An-

wendung deutlich unterschiedlich sein. Es stellt sich also die Frage, inwieweit die Ansätze aus den jeweiligen Veröffentlichungen auf andere LCL-Filterauslegungen übertragbar sind und ob prinzipiell noch weitere Ansätze sinnvoll sind. Vom Verfasser der vorliegenden Arbeit wurden verschiedene Untersuchungen veröffentlicht, die zeigen, dass viele Ansätze nicht generell anwendbar sind. Diese Thematik wird ein Bestandteil dieser Dissertation sein.

Als Zwischenkreiskondensatoren finden herkömmlich Elektrolytkondensatoren ihre Anwendung [22]. Diese bieten eine hohe Energiedichte und Kapazität. Daher eignen sie sich sehr für Anwendungen mit hohem Bedarf an gespeicherter Energie, bei denen z.B. während Netzspannungseinbrüchen über einen längeren Zeitraum hohe Leistungen aufgenommen oder abgegeben werden müssen (siehe Abb. 2.3 a) und teilweise auch b) auf Seite 8). Bei Anwendungen ohne hohen Energiespeicherbedarf (siehe Abb. 2.3 c) und teilweise auch b) auf Seite 8) könnten prinzipiell wesentlich kleinere Kapazitäten verwendet werden. Wegen der geringen Strombelastbarkeit der Elektrolytkondensatoren, insbesondere im Bereich der typischen Schaltfrequenzen, ist allerdings in den meisten Fällen eine Parallelschaltung von mehreren Kondensatoren erforderlich, um den Stromfluss aufzuteilen und damit die Verluste in den einzelnen Kondensatoren zu reduzieren. Hinzuzufügen ist, dass die Spannungsfestigkeit der Elektrolytkondensatoren geringer ist als typische Zwischenkreisspannungen, weshalb meist Reihenschaltungen von mehreren Elementen nötig sind. Insgesamt besteht der Zwischenkreis also auch bei geringen Anforderungen an die Speicherfähigkeit häufig aus einer großen Kondensatorbank mit einer hohen Kapazität. Ferner kommt es bei Elektrolytkondensatoren aufgrund von Alterungsprozessen zu einer Reduzierung der Kapazität, was häufig die Lebensdauer der Umrichter begrenzt.

Im Gegensatz dazu bieten die Folienkondensatoren wegen eines über einen weiten Frequenzbereich deutlich kleineren Serienwiderstands eine deutlich höhere Stromtragfähigkeit, so dass Parallelschaltungen vermieden werden können. Zudem erfordert der Einsatz von Folienkondensatoren aufgrund der ausreichenden Spannungsfestigkeit der einzelnen Elemente meist keine Reihenschaltungen. Es lassen sich also wesentlich kompaktere Zwischenkreise gestalten, die allerdings eine kleinere Kapazität aufweisen. Der Einsatz von Folienkondensatoren eignet sich demnach für Anwendungen mit geringem Energiespeicherbedarf. Zudem versprechen Folienkondensatoren eine längere Lebensdauer im Vergleich zu Elektrolytkondensatoren.

Eine Problematik, die sich durch die kleineren Kapazitäten ergibt, ist, dass sich ein Leistungsungleichgewicht zwischen Netz- und Maschinenseite stärker auf die Spannung im Zwischenkreis auswirkt. Die Zwischenkreisspannung muss für den Betrieb jedoch innerhalb eines bestimmten Bereiches bleiben. Damit der Netzpulsstromrichter steuerbar bleibt, muss die Spannung im Zwischenkreis oberhalb eines minimalen Wertes liegen, der sich aus dem Spitzenwert der netzseitigen AC-Spannung ergibt [9]. Auf der anderen Seite muss die Spannung unterhalb einer kritischen Grenze bleiben, die sich aus der Spannungsfestigkeit der Leistungshalbleiter und ggf. anderer Komponenten ergibt.

Generell sinkt mit kleineren Kapazitäten ebenso die Filterwirkung der Kondensatoren, wodurch die Empfindlichkeit gegenüber Verzerrungen in den Strömen steigt. Dabei spielen vor allem netz- aber auch maschinenseitige Oberschwingungen und Unsymmetrien eine Rolle.

Geeignete Regelungsverfahren können diesen Auswirkungen jedoch entgegen wirken. Die wesentlichen Anforderungen an die Regelung, die sich aus der Minimierung der Zwischenkreiskapazität ergeben, sind die hohe Dynamik der Regelung der Zwischenkreisspannung und die Un-

terdrückung von Oberschwingungen wie auch Unsymmetrien. In der Literatur sind verschiedene Verfahren zum Abgleich des Wirkleistungsflusses der Netz- und Maschinenseite vorgestellt worden, die dazu verschiedene maschinenseitigen Mess- oder Regelungsdaten in die netzseitige Regelung integrieren. Diese werden später in dieser Arbeit vorgestellt.

## 2.2 Ziele und Beiträge dieser Arbeit

Mit dieser Arbeit soll ein Beitrag zur Optimierung von Antriebssystemen durch verbesserte netzseitige Filtertopologien und den Einsatz von Folienkondensatoren im Zwischenkreis erfolgen. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt dabei auf den regelungstechnischen Lösungen der beschriebenen Problematiken, die sich durch die Filter und die reduzierte Zwischenkreiskapazität ergeben. Da sich diese in erster Linie auf die Regelung des Netzpulsstromrichters beziehen, liegt der Schwerpunkt auf der netzseitigen Regelung. Die regelungstechnischen Herausforderungen, die sich durch die Optimierung der passiven Bauelemente ergeben, können wie folgt formuliert werden:

- Aktive Stabilisierung der Stromdynamik des LCL-Filters (aktive Resonanzdämpfung)
- Unterdrückung von niederfrequenten Harmonischen
- Hochdynamische Regelung der Zwischenkreisspannung
- Robustheit gegenüber Parameterungenauigkeiten

Die aktive Stabilisierung der Stromregelung ist eine notwendige Bedingung für den Betrieb des gesamten Antriebs. Ferner muss dabei die Stromtragfähigkeit der Umrichter berücksichtigt werden, so dass es auch bei transienten Vorgängen nicht durch Stromüberschwingen zur Zerstörung der Leistungshalbleiter kommt. Das dynamische Verhalten der Stromregelung darf also durch die Filterresonanz nicht wesentlich beeinträchtigt werden. Die Unterdrückung der niederfrequenten Harmonischen ist sowohl für die Einhaltung der netzseitigen Anschlussbedingungen als auch für die Reduzierung der Verluste im Umrichter und die Reduzierung der Harmonischen im Zwischenkreis gerade bei kleinen Zwischenkreiskapazitäten wichtig. Die hohe Dynamik der Zwischenkreisspannungsregelung ist bei kleinen Zwischenkreiskapazitäten besonders bei transienten maschinenseitigen Vorgängen sowie Netzspannungseinbrüchen erforderlich. Letztere sollen in dieser Arbeit abgesehen von der Auslegung der Zwischenkreiskapazitäten allerdings nicht weiter verfolgt werden. Die Robustheit gegenüber Parameterschwankungen muss ebenso gewährleistet sein, da es einerseits aufgrund von Fertigungstoleranzen und Alterungsprozessen zu Variationen der Systemparameter kommen kann und andererseits die Netzimpedanz eine weitere nicht exakt bekannte Größe darstellt.

Aufgrund der vielfältigen Auslegungsmöglichkeiten der einzelnen Antriebskomponenten ergibt sich als ein weiterer Anspruch dieser Arbeit die einfache Übertragbarkeit der Regelungskonzepte zwischen Systemen mit unterschiedlichen Parametern. Dadurch soll die mögliche Anwendung der Ergebnisse dieser Arbeit erleichtert und die Allgemeingültigkeit der Arbeit erhöht

werden. Die große Variationsbreite der konkreten Auslegungsmöglichkeiten ergibt sich durch unterschiedliche Anforderungen an den Gesamtantrieb in verschiedenen Anwendungsfeldern. Ferner sollen kompakte Regeln zur Auslegung der Regelungsparameter abgeleitet werden, die eine einfache Inbetriebnahme der Regelung ermöglichen sollen.

## 2.3 Übersicht über die Arbeit

Zum Erreichen der formulierten Ziele werden im Wesentlichen zwei unterschiedliche Regelungsverfahren angesetzt und untersucht. Zunächst wird die konventionelle kaskadierte PI-Regelung herangezogen. Dieses Verfahren ist seit langer Zeit im industriellen Einsatz und stellt den Stand der Technik dar. Bei konventionellen Antrieben, d.h. Antriebe mit großen Zwischenkreiskapazitäten und einfachen Netzfiltern, liefert dieses Verfahren sehr gute, meist ausreichende Ergebnisse. Die Eignung für die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Antriebe ist jedoch nicht eindeutig geklärt. Die Klärung soll ein Bestandteil dieser Arbeit sein. Einerseits soll die mit der erweiterten PI-Regelung erreichbare Regelgüte aufgezeigt werden und andererseits sollen ihre Grenzen deutlich herausgestellt werden. Es soll angemerkt sein, dass die grundlegende PI-Regelungsstruktur dabei notwendigerweise durch eine Kombination von diversen Zusatzkonzepten erweitert wird, so dass von einer optimierten PI-Struktur gesprochen werden kann.

Als zweiter Regelungsansatz soll ein zustandsbasiertes Regelungskonzept dienen. Die Zustandsregelung und deren Eigenschaften sind in der theoretischen Regelungstechnik und in sehr komplexen Anwendungen, z.B. in chemischen Prozessen, seit langer Zeit bekannt. Im Bereich der elektrischen Antriebe und Leistungselektronik fand sie bislang jedoch kaum industrielle Anwendung. Ein Grund dafür liegt in den guten Eigenschaften der PI-Regelung, die für viele Anwendungen ausreichend sind. Die erhöhte Komplexität der Regelungsstruktur und der Reglerauslegung stellt allerdings einen weiteren Grund dar. Die Untersuchungen in dieser Arbeit werden jedoch zeigen, dass insbesondere für den Einsatz von LCL-Filtern in vielen Fällen eine verbesserte Regelung notwendig ist. Es wird aus diesem Grund ein zustandsbasiertes Regelungsverfahren entwickelt und untersucht. Dabei wird auch entsprechend der Zielstellung versucht, die üblicherweise anspruchsvolle Auslegung der Regelungsparameter auf praktikable Auslegungsformeln zu reduzieren, um damit die industrielle Verwendbarkeit zu erhöhen.

Diese Arbeit ist in mehrere Kapitel unterteilt. Im Anschluss an diese Einleitung wird zunächst in Kapitel 3 die Auslegung der verschiedenen Komponenten eines Antriebssystems thematisiert. Das Ziel ist es dabei, den typischen Wertebereich der relevanten Systemparameter abzustecken. Für den Entwurf der Regelung und die Analyse des Systemverhaltens sind Modelle des Systems notwendig, die in Kapitel 4 abgeleitet werden. Anschließend folgen die beiden wesentlichen Kapitel zu den oben beschriebenen Regelungsverfahren. Die konventionelle PI-Regelung wird in Kapitel 5 gezeigt und die Darstellung der zustandsbasierten Regelung erfolgt in Kapitel 6. Abschließend finden sich in Kapitel 7 eine Zusammenfassung der Arbeit, ein Fazit und ein Ausblick.

Der Anhang beinhaltet u.a. diverse Randgebiete der Thematik dieser Arbeit. Dazu gehört etwa die feldorientierte Regelung der Maschine, die in dieser Arbeit verwendet werden soll und im



Anhang 9.4 beschrieben wird. Die erzielten Ergebnisse zur netzseitigen Regelung lassen sich auch auf Teile der maschinenseitigen Regelung extrapolieren, was in dieser Arbeit aber nicht weiter verfolgt werden soll. Ferner werden einige Ergebnisse zur parasitären Dämpfung der LCL-Filter im Anhang 9.7 dargestellt, die im Rahmen der Untersuchungen zur aktiven Dämpfung der LCL-Resonanz erzielt wurden. Die anderen Kapitel im Anhang zeigen eine Übersicht über Grenzwerte für die Harmonischen in den Netzströmen in Anhang 9.3, die Beschreibung des Laboraufbaus in Anhang 9.5, die verwendeten Simulationsmodelle in Anhang 9.6 und einige zusätzliche Simulations- und Messergebnisse in Anhang 9.8. Ferner werden in Anhang 9.1 die Nenndaten und Basisgrößen angegeben und in Anhang 9.2 einige verwendete mathematische Hilfsmittel dargestellt.

## 2.4 Übersicht über eigene Veröffentlichungen

Ein Teil der Forschungsergebnisse dieser Arbeit ist bereits in Form von Konferenzbeiträgen und Zeitschriftenartikeln veröffentlicht worden. Es soll an dieser Stelle eine kurze Übersicht gegeben werden, ohne dabei auf Details einzugehen. Auf die relevanten Veröffentlichungen wird an den entsprechenden Punkten in dieser Arbeit genauer eingegangen. Die Liste der eigenen Veröffentlichungen wird zusätzlich separat vom Literaturverzeichnis auf Seite 182 dargestellt.

Die konventionelle PI-Regelung wurde in [K2] und [Z1] untersucht. Ferner wurden darin Maßnahmen zur aktiven Resonanzdämpfung betrachtet, die in einer umfassenderen und systematischeren Betrachtung in [Z4] nochmals aufgegriffen wurden. Aktive Resonanzdämpfungsansätze basierend auf Rückführungen von zusätzlichen Zustandsgrößen wurden in [K6, K7, Z2] thematisiert. Die Untersuchungen dieser aktiven Regelungsansätze führten dann zur Betrachtung der zustandsbasierten Regelungen in [K5, Z3].

Neben der PI-Zustandsregelung wurden in den Untersuchungen zu dieser Arbeit noch weitere moderne Regelungsansätze betrachtet. Der Konferenzbeitrag [K1] zeigt die flachheitsbasierte Regelung einer Asynchronmaschine. Dieses Verfahren wurde dann in [K3] auf den Netzpulsstromrichter angewandt. Als besonders zweckmäßig erwies sich eine Kombination aus zustandsbasierter Regelung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung. Die diskrete Sliding-Mode-Regelung beinhaltet diese zwei Konzepte und wurde in [K4] für das L-Filter-basierte System und in [K10] für den Netzpulsstromrichter mit LCL-Filter gezeigt. Des Weiteren wurden Arbeiten zur passivitätsbasierten Regelung durchgeführt und in [K11] präsentiert.

Im Verlauf der Untersuchungen zu dieser Arbeit ergaben sich stets Fragestellungen zur Modellierung der verschiedenen Komponenten des gesamten Regelungssystems. Die Arbeiten zur Modellierung der Umrichter und den Verzögerungen im Regelkreis wurden in den genannten Artikeln zunächst beiläufig und zweckmäßig betrachtet, in [K12] jedoch schwerpunktmäßig behandelt. Die Modellierung der Netzfilterelemente, speziell der parasitären Verluste, und der Einfluss auf das dynamische Systemverhalten wurden ebenso untersucht. Zunächst wurde in [Z1] ein praktischer Modellierungsansatz gezeigt. Später wurde ein Beitrag zur physikalischen Betrachtungsweise in [K8] geleistet. Zudem wurde an der Übersicht zu den experimentellen Untersuchungen am Lehrstuhl mitgewirkt [K9].

## 3 Auslegung der Antriebskomponenten

In diesem Kapitel wird die Auslegung der Komponenten des Antriebs nach Abb. 2.2 (s. Seite 4) bei typischen Anforderungsprofilen gezeigt. Je nach Anwendungsgebiet ergeben sich unterschiedliche Anforderungen. Da der Betrieb des Antriebs unter den jeweiligen Anforderungen nur durch eine geeignete Auslegung der Antriebskomponenten zu gewährleisten ist, können sich sehr unterschiedliche konkrete Systemparameter ergeben. Das Ziel ist es hier, den typischen Wertebereich der relevanten Systemparameter aufzuzeigen, für den die Regelungen in den folgenden Kapiteln entwickelt und in dem sie untersucht werden.

Die einzelnen Antriebskomponenten übernehmen verschiedene Aufgaben, die bei der Auslegung berücksichtigt werden müssen. Die Übertragung der spezifizierten Leistung ist dabei durch eine ausreichende Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit aller Komponenten des Leistungsteils zu gewährleisten. Die Erfüllung der weitergehenden Anforderungen aus Kapitel 2.1.2 ist nur bei geeigneter Auslegung der einzelnen Antriebskomponenten möglich. In den folgenden Abschnitten soll auf die verschiedenen Aufgaben der einzelnen Komponenten und deren Auslegung eingegangen werden.

### 3.1 Zwischenkreiskondensator

Die Aufgabe des Zwischenkreiskondensators ist die Einhaltung der maximalen Abweichung und Verzerrung der Zwischenkreisspannung auch unter der maximalen spezifizierten Strombelastung. Die Einhaltung der maximalen Strombelastung ist dabei in der Auslegung sicherzustellen und durch die Regelung und Steuerung zu gewährleisten. Die Zwischenspeicherung von Energie geht einher mit dieser Aufgabe.

Für die Auslegung der Kondensatoren ist die Strombelastung entscheidend, da sie direkt den Verlauf der Zwischenkreisspannung, aber auch indirekt die Lebensdauer bestimmt. Letztere ist temperatur- und spannungsabhängig und da der Strom durch den Kondensator die Verluste erzeugt, bestimmt dieser im Zusammenspiel mit der Kühlung und Konstruktion die Temperatur im Kondensator und somit also indirekt die Lebensdauer [22]. Durch geeignete Regelungs- und Steuerungsverfahren kann die Strombelastung minimiert werden. Dennoch kann sich sowohl im dynamischen als auch im stationären Zustand eine Strombelastung ergeben, die im Folgenden diskutiert werden soll.

Die Kondensatoren werden stationär im Wesentlichen durch Stromüberschwingungen belastet,

die in Anteile bei der Schaltfrequenz und deren Vielfachen sowie in Anteile im niedrigeren Frequenzbereich unterteilt werden können. Erstere sind durch das Schalten der Leistungshalbleiter bedingt und letztere entstehen z.B. durch Netzspannungsharmonische und -unsymmetrien wie auch durch verzerrte und unsymmetrische Motorströme oder aber auch durch Übermodulation bzw. spezielle Modulationsverfahren. Durch geeignete Regelungsmaßnahmen können die niederfrequenten Stromharmonischen reduziert werden und durch Steuerungsmaßnahmen wie das synchronisierte Schalten des maschinen- und netzseitigen Pulsumrichters können die Anteile im Bereich oberhalb der Schaltfrequenz reduziert werden. Es können sich im stationären Zustand aber unvermeidliche niederfrequente Harmonische ergeben, die durch eine Netzspannungsunsymmetrie oder -harmonische sowie durch maschinenseitige Oberschwingungen entstehen können und sich nicht durch regelungstechnische Maßnahmen verhindern lassen. Im Falle einer Netzspannungsunsymmetrie kann es je nach Betriebsstrategie zu Leistungsüberschwingungen mit der doppelten Netzfrequenz kommen [14]. Auch bei Einhaltung der Grenzwerte für die netzseitigen Stromharmonischen wirken sich diese als Belastung für den Zwischenkreiskondensator aus. Zudem kann die maschinenseitige Leistung in einigen Anwendungen durchaus gewollt mit Oberschwingungen behaftet sein z.B. bei Kompressorantrieben mit winkelabhängigem Lastmoment.

Dynamisch kommen Stromtransienten hinzu, die durch das Leistungsungleichgewicht zwischen Netz- und Motorseite entstehen. Dazu zählen zum einen dynamische Vorgänge auf der Motorseite wie Drehzahlumkehr und schnelle Lastwechsel und zum anderen Spannungseinbrüche auf der Netzseite. Während die Strombelastung durch von der Maschine hervorgerufene Leistungstransienten durch eine Abstimmung der maschinen- und netzseitigen Regelung reduziert werden kann, ist der netzseitige Wirkleistungsfluss bei einem Netzspannungseinbruch deutlich eingeschränkt. In diesem Fall ist eine Belastung des Zwischenkreiskondensators in vielen Fällen nicht vermeidbar.

Den verschiedenen Anteilen der Strombelastung kommen bei der Auslegung von Elektrolytkondensatoren und Folienkondensatoren unterschiedliche Bedeutungen zu. Bei Elektrolytkondensatoren erfolgt die Auslegung im Wesentlichen nach der Stromverzerrung im Bereich der Schaltfrequenz und deren Vielfachen. Aufgrund des hohen Ersatzserienwiderstands in diesem Frequenzbereich sind die Verluste besonders kritisch und werden daher für die Auslegung herangezogen [22]. Im Allgemeinen muss somit eine Vielzahl von Kondensatoren parallel geschaltet um eine ausreichende Stromtragfähigkeit zu erhalten. Die Minimierung des Zwischenkreises kann bei Elektrolytkondensatoren durch die Reduzierung der Stromkomponenten bei der Schaltfrequenz erfolgen. Dies kann etwa durch die Synchronisierung der netz- und motorseitigen Umrichter und optimierte PWM-Verfahren erreicht werden. Es soll angemerkt werden, dass üblicherweise die Serienschaltung von Kondensatoren notwendig ist, um eine ausreichende Spannungsfestigkeit zu gewährleisten. Wegen der vergleichsweise hohen Zwischenkreiskapazität ist die Strombelastung im niederen Frequenzbereich und während Leistungstransienten für die Auslegung nicht entscheidend. Deshalb kann über die Optimierung der Regelung hierbei keine wesentliche Reduzierung des Zwischenkreises erlangt werden.

Für die Auslegung von Folienkondensatoren ist die Stromverzerrung im Bereich der Schaltfrequenz hingegen wegen des deutlich kleineren Ersatzserienwiderstands nicht kritisch [22]. Wegen der deutlich höheren Stromtragfähigkeit sind meist weniger Parallelschaltungen nötig als

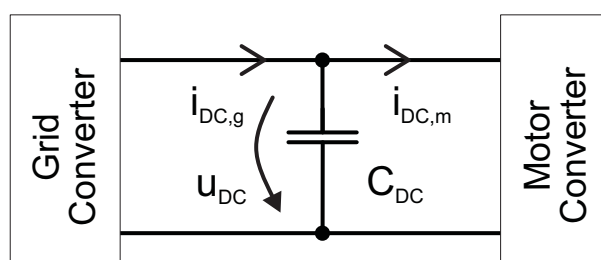


Abb. 3.1: Modell des Zwischenkreises

bei Elektrolytkondensatoren. Folienkondensatoren weisen an sich bereits geringere Kapazitäten auf als Elektrolytkondensatoren. Insgesamt sind damit meist Zwischenkreise mit deutlich kleineren Kapazitäten realisierbar. Dadurch erhöhen sich allerdings die Auswirkungen der Strombelastung im niederfrequenten Bereich oder bei Leistungstransienten, weshalb die Auslegung von Folienkondensatoren anhand dieser Anteile erfolgt. Durch die Optimierung der Regelung können eben diese verringert werden, wodurch letztlich eine wesentliche Reduzierung der Zwischenkreiskapazität erreicht werden kann. Dies ist ein Schwerpunkt dieser Arbeit.

Um die Anforderungen an die maximale Abweichung und Verzerrung der Zwischenkreisspannung unter maximaler dynamischer Strombelastung zu erfüllen, ist eine minimale Zwischenkreiskapazität erforderlich. Die Minimierung der Zwischenkreiskapazität ist also bei gegebenen Anforderungen nur durch die Minimierung der maximalen Strombelastung erreichbar.

In der vorliegenden Arbeit erfolgt die Bestimmung der minimalen Kapazität in Anlehnung an das weit verbreitete Verfahren aus [42]. Darin wird die maximale Strombelastung während eines Leistungstransienten bestimmt. In [42] wurde allerdings von der Strombelastung ausgegangen, die entsteht, wenn maschinenseitig eine sprunghafte Leistungsumkehr erfolgt und die netzseitige Regelung mit einer gewissen Verzögerung folgt. Aus dem Verlauf der Leistungsdifferenz kann dann die Strombelastung des Zwischenkreises berechnet werden und daraus eine minimale Kapazität. Durch die Abstimmung der netz- und maschinenseitigen Regelung kann diese Differenz allerdings nahezu eliminiert werden. Deshalb wird hier von der Strombelastung ausgegangen, die entsteht, wenn die Netzspannung einbricht und netzseitig kein Wirkleistungsfluss mehr möglich ist (vgl. Abb. 2.3 auf Seite 8). Wenn von der Möglichkeit abgesehen wird, in diesem Fall lediglich abzuschalten, dann ergibt Fall c) in Abb. 2.3 den kleinsten Energie-speicherbedarf. Für die anderen Fälle ist der Einsatz von Folienkondensatoren kein (für Fall a) oder nur teilweise ein (für Fall b) sinnvoller Ansatz, weil aufgrund des hohen Energiebedarfs Elektrolytkondensatoren besser geeignet sind. Die Verzerrung der Zwischenkreisspannungen durch Unsymmetrien und Oberschwingungen wird später untersucht. Eine noch weiter zu entwickelnde Methodik könnte diese im Entwurf mitberücksichtigen. Dies wird in dieser Arbeit jedoch nicht betrachtet.

Für die Bestimmung der minimalen Kapazität wird das Ersatzschaltbild in Abb. 3.1 zugrunde gelegt. Aus der Differenz der netzseitigen Leistung  $P_g$  und der motorseitigen Leistung  $P_m$  lässt sich über die Gleichung der Zwischenkreisspannung

$$C_{DC} \cdot \frac{du_{DC}}{dt} = i_{DC,g} - i_{DC,m} = \frac{P_g}{u_{DC}} - \frac{P_m}{u_{DC}} \Rightarrow u_{DC} = \frac{1}{C_{DC}} \int \frac{P_g - P_m}{u_{DC}} dt \quad (3.1)$$

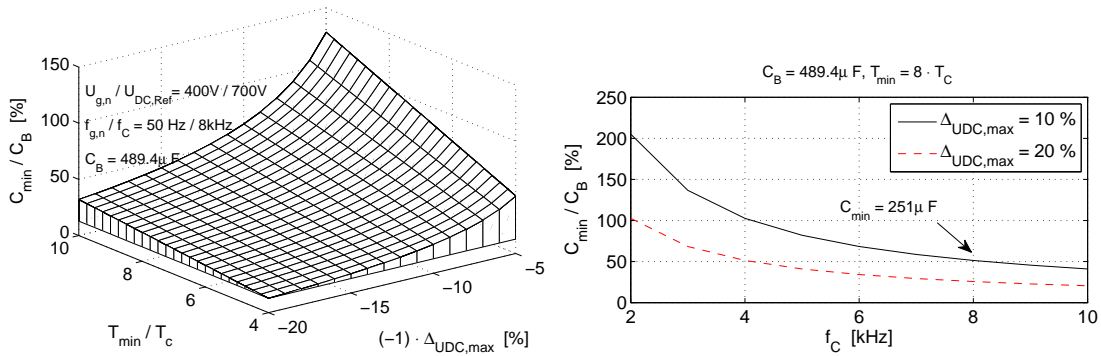


Abb. 3.2: Auswertung der minimalen Zwischenkreiskapazität aus (3.3) für ein typisches 400 V-22 kW-Antriebssystem mit Asynchronmaschine. Links: über der Momentenanstiegszeit  $T_{min}$  und maximalen Spannungsschwankung  $\Delta U_{DC,max}$ . Rechts: über der Regelungsfrequenz

und je nach maximalem Belastungsprofil die minimale Kapazität bestimmen. In dieser Arbeit soll die Belastung nach Fall c) aus Abb. 2.3 verwendet werden. Im Falle des Netzspannungseinbruchs kann nach der Detektion des Netzfehlers das Moment nur mit einer begrenzten Rate heruntergefahren werden, je nach erreichbarer Regelungsdynamik. Für die Bestimmung der minimalen Kapazität soll an dieser Stelle vereinfachend angenommen werden, dass das Moment und damit die maschinenseitige Leistung direkt nach Eintreten des Netzfehlers linear heruntergefahren wird. Die Zeit vom Eintreten des Netzfehlers bis zu dem Punkt, an dem die Leistung komplett heruntergefahren ist, soll mit  $T_{min}$  bezeichnet werden. Dann ergibt sich aus (3.1) folgende minimale Kapazität  $C_{DC,min}$  bestimmen:

$$C_{DC,min} = \frac{P_{g,N} \cdot T_{min}}{2U_{DC,ref} \cdot \Delta U_{DC,max}} \quad (3.2)$$

Damit ergibt sich die minimale Kapazität  $C_{DC,min}$  bezogen auf die Baskapazität  $C_b$  (siehe (9.3) im Anhang 9.1):

$$\frac{C_{DC,min}}{C_b} = \pi \cdot \left( \frac{U_{g,N}}{U_{DC,ref}} \right)^2 \left( \frac{f_{g,N}}{f_C} \right) \left( \frac{T_{min}}{T_C} \right) \left( \frac{U_{DC,ref}}{\Delta U_{DC,max}} \right) \quad (3.3)$$

Die Abbildung 3.2 zeigt die grafische Darstellung der minimalen Kapazität für ein typisches 400 V-22 kW-Antriebssystem mit Asynchronmaschine mit den Nenndaten aus Anhang 9.1. Es ist zweckmäßig die Momentenanstiegszeit  $T_{min}$  als ein Vielfaches der Regelungsperiode  $T_C = 1/f_C$  auszudrücken. In a) ist die minimale Kapazität für verschiedene Momentenanstiegszeiten und für verschiedene Anforderungen hinsichtlich der maximalen Spannungsschwankungen  $\Delta U_{DC,max}$  dargestellt und in b) über der verwendeten Regelungsfrequenz. Je nach realisierbarer Momentenanstiegszeit, Anforderung an die maximale Spannungsschwankung und verwendeter Regelungsfrequenz kann daraus die jeweilige minimale Kapazität entnommen werden. Die konkreten Werte werden an den jeweiligen Stellen in dieser Arbeit angegeben.

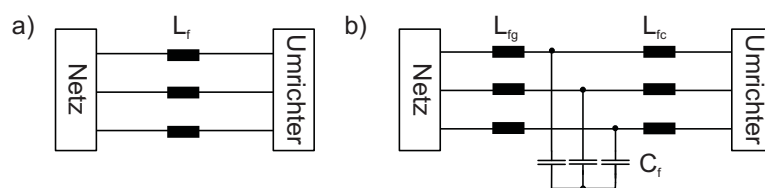


Abb. 3.3: Typische Netzfilterkonfigurationen: a) L-Filter und b) LCL-Filter

## 3.2 Netzfilter

Der Zweck der Gegentaktfilter liegt in erster Linie in der Reduzierung der Schaltharmonischen im Netzstrom, die durch die pulsweitenmodulierte Ausgangsspannung entstehen, auf durch Vorschriften vorgegebene Werte. Des Weiteren soll eine Entkopplung vom Netz gewährleistet sein, die das Eindringen von Stromberschwingungen durch verzerrte Spannungen am Anschlusspunkt begrenzt. Letzteres muss durch die Regelung unterstützt werden, damit die Filter nicht zu groß und dadurch wirtschaftlich und dynamisch problematisch werden.

### 3.2.1 Auslegungskriterien

Während sich die Auslegung der Filterungscharakteristik beim L-Filter auf einen Parameter beschränkt, ergibt sich bei der Auslegung des LCL-Filters ein weiterer Spielraum für Optimierungsansätze. Im Folgenden sollen zunächst die entscheidenden Auslegungskriterien diskutiert und der typische Wertebereich dargelegt werden, bevor die Auslegung von L- und LCL-Filtern gezeigt wird.

Das Frequenzverhalten eines Netzfilter kann durch die Übertragungsfunktion beschrieben werden. Mit  $U_c(s)$  und  $I_g(s)$  als Laplace-Transformierten der Umrichterausgangsspannung bzw. des Netzstroms ergibt sich die Übertragungsfunktion des Netzfilters allgemein zu:

$$G_f(s) = \frac{I_g(s)}{U_c(s)} \quad (3.4)$$

Es wird an dieser Stelle die Filterdämpfung  $a_{f,dB}$  wie folgt eingeführt:

$$a_{f,dB} = -20 \cdot \log_{10} (|G_f(j\omega)|) \quad (3.5)$$

Bei der Auslegung der Filterungscharakteristik ist die geforderte Filterdämpfung im Bereich der Schaltfrequenz in jedem Fall zu gewährleisten. Diese lässt sich aus den Oberschwingungsanteilen der erzeugten Umrichterausgangsspannung und den laut Normen zulässigen Oberschwingungsstromgrenzwerten ableiten. Wie die Beispielrechnung im Anhang 9.3.2 auf Seite 160 zeigt, ergeben sich je nach konkreten Netzanforderungen typischerweise Werte für die minimale Filterdämpfung  $a_{f,min,dB}$  bei der Schaltfrequenz zwischen etwa 30 dB und 60 dB.

Neben der zwingenden Forderung an die Filterdämpfung im Bereich der Schaltfrequenz sind noch weitere Aspekte bei der Auslegung der Netzfilter zu berücksichtigen. So ließen sich prinzipiell die Filterungsanforderungen mit beliebig hohen Induktivitäten auch mit rein induktiven

Filter stets erfüllen. Damit sind allerdings auch der Energieinhalt, der auch ein Maß für das Volumen und den Blindleistungsbedarf ist [39], und letztlich die Kosten für die Filter verbunden. Zudem schlägt sich ein hoher Blindleistungsbedarf in Form von erhöhten Grundschwingungsströmen bzw. -spannungen nieder. Bei den Induktivitäten entsteht dabei ein lastabhängiger Spannungsabfall, der vom Umrichter erbracht werden muss, was entweder eine erhöhte Zwischenkreisspannung und/oder geringere Regelreserve nach sich ziehen kann. Bei LCL-Filtern ist die Blindleistung der Filterkondensatoren nahezu lastunabhängig, da sich deren anliegende Spannung aus der Netzspannung und der Spannung über der netzseitigen Induktivität ergibt und deren Amplitude somit nicht stark schwankt. Bei Blindleistungskompensation am Netzanschlusspunkt muss der Kondensatorblindstrom vom Umrichter geliefert werden, so dass auch im lastfreien Betrieb umrichterseitig ein Grundschwingungsstrom fließt und dementsprechend Verluste auftreten. Aus den genannten Gründen sollten nicht zu große Filterelemente verwendet werden.

Die Entkopplung vom Netz durch die Netzfilter wird wiederum durch große Filter begünstigt. Denn die niederfrequenten Stromüberschwingungen werden im Wesentlichen von der verzerrten Netzspannung erzeugt. Damit die Grenzwerte der Stromüberschwingungen eingehalten werden können, muss das geregelte Antriebssystem aus Sicht des Netzes bei den entsprechenden Frequenzen eine ausreichende Impedanz  $Z_A(\omega)$  darstellen, um den Stromfluss zu begrenzen. Das heißt:  $Z_A(\mu\omega_g) > Z_{A,min}^\mu$ . Den Ausgangspunkt dieser Impedanz stellt das Netzfilter dar. Während des geregelten Betriebs werden durch das Umrichtersystem zusätzlich Spannungen im Frequenzbereich unterhalb der Bandbreite der Regelung generiert. Dadurch wird die Impedanz, mit der das Antriebssystem auf das Netz wirkt, im niederfrequenten Bereich modifiziert. Die Empfindlichkeit gegenüber Netzspannungsharmonischen ist demnach ein Zusammenspiel von Regelung und Netzfilter. Die Anforderungen an die minimale Impedanz  $Z_{A,min}^\mu$  bei den Oberschwingungsfrequenzen können aus den spezifizierten Oberschwingungsgrenzwerten des Netzstroms  $I_{g,max}^\mu$  und den maximal auftretenden Netzspannungsoberschwingungen  $U_{g,max}^\mu$  aus [11] ermittelt werden. Sofern die Grenzwerte aus [43], die dort bei sehr schwachen Netzen und von allen generatorischen Systemen zu erfüllen sind, angesetzt werden, so ergeben sich:

$\mu$	5	7	11	13	17	19	23	25
$U_{g,max}^\mu/U_{g,N}$ [%] (aus [11])	6	5	3,5	3,0	2	1,5	1,5	1,5
$I_{g,max}^\mu/I_{g,N}$ [%] (aus [43])	4	4	2	2	1,5	1,5	0,6	0,6
$Z_{A,min}^\mu/Z_b$ [%] (berechnet)	150	125	175	150	133	100	250	250
Impedanz eines L-Filter: $Z_L = \mu\omega_g L$								
$L_{min}/L_b = Z_{A,min}^\mu/(\mu\omega_g)/L_B$ [%]	30	18	16	12	8	5	11	10

Tab. 3.1: Anforderungen an die Impedanz des geregelten Antriebssystems  $Z_A$  aus Sicht des Netzes

$$(Z_{A,min}^\mu/Z_b = (U_{g,max}^\mu/U_{g,N})/(I_{g,max}^\mu/I_{g,N}))$$

Wäre das Netzfilter ohne Umrichtersystem am Netz und rein induktiv, so wäre der Impedanzverlauf linear mit der Frequenz ansteigend und es wäre zur Einhaltung aller Grenzwerte eine hohe relative Induktivität von 30 % nötig. Da wirtschaftlich und dynamisch vertretbare L-Filter relative Impedanzen von etwa 5-15 % aufweisen, soll diese Beispielrechnung verdeutlichen, dass zur Einhaltung der Grenzwerte im niederfrequenten Bereich zwar eine hohe Induktivität

von Vorteil, in jedem Fall aber eine geeignete Regelung nötig ist. Die Entkopplung vom Netz stellt in dieser Arbeit somit keine zwingende Anforderung an die Auslegung der Netzfilter dar, es sollte jedoch beachtet werden, dass damit Anforderungen an die Regelung verknüpft sind. Es soll noch angemerkt werden, dass mit höheren Filterimpedanzen die Robustheit gegenüber Schwankungen der Netzimpedanz prinzipiell höher ist, da der relative Anteil der Netzimpedanz am dynamischen Verhalten geringer ist.

Ferner beeinflusst die Strombelastung die praktische Auslegung der Filter hinsichtlich der Kernform und -größe und des Kernmaterials [21,44,45]. Neben den Kernverlusten, die durch Wirbelströme und Hystereseeffekte entstehen, ist ebenfalls die Sättigungsflussdichte von Bedeutung. Während letztere stark mit der Grundschwingungsbelastung verknüpft ist, resultieren die Kernverluste im Wesentlichen aus der Stromverzerrung im höheren Frequenzbereich. Eine Reduzierung dieser Stromharmonischen durch höhere Filterparameter verringert somit die Anforderung an die Kerneigenschaften oder die Verluste und den damit verbundenen Aufwand für den Wärmeabtransport (Kühlung und Konstruktion). Zudem reduzieren sich natürlich die Verluste im Umrichter und im Zwischenkreis, wenn die Stromverzerrungen insgesamt minimiert werden. Bei LCL-Filtern ist der umrichterseitige Strom außerdem je nach Parameterauslegung stärker verzerrt als der netzseitige, so dass eventuell verschiedene Kernmaterialien verwendet werden können. Häufig kann auch die Streuinduktivität eines Transformators als netzseitige Filterinduktivität unterstützend oder alleinig genutzt werden [38].

Wie bereits im Rahmen der Entkopplung vom Netz diskutiert, beeinflusst die Wahl der Filterparameterauslegung letztlich auch die Anforderungen an das Regelungssystem und die erreichbare Dynamik, denn der maximale Stromanstieg wird unmittelbar von der Induktivität begrenzt. Hinzukommt, dass bei LCL-Filtern Stabilitätsprobleme durch die Resonanz entstehen können. Wie die Untersuchungen des Verfassers dieser Arbeit gezeigt haben, hat die Lage der Resonanzfrequenz in Bezug auf die Regelungsfrequenz und Bandbreite der Stromregelungen dabei einen starken Einfluss [46]. Ein gutes Regelungssystem sollte zwar in der Lage sein diesen möglicherweise hohen Anforderungen zu genügen, aber idealerweise kann dieser Einfluss auf die Regelung bereits beim Systementwurf berücksichtigt werden.

Es ergibt sich also bei der Auslegung der Parameter der Netzfilter, besonders bei LCL-Filtern, ein weiter Spielraum für Optimierungen, der je nach Anwendung, Leistungsklasse etc. unterschiedliche Ergebnisse liefern kann. Auch aus diesem Grund ist es wichtig, dass die Regelung auf unterschiedliche Systemauslegungen übertragbar ist. Im Folgenden wird zunächst die konkrete Auslegung des L-Filtern und anschließend die des LCL-Filtern gezeigt. Dabei erfolgt die Betrachtung der jeweiligen Dämpfungscharakteristik zweckmäßig einphasig und im Frequenzbereich ohne Berücksichtigung der parasitären Verluste.

### 3.2.2 L-Filter

Die Übertragungsfunktion des L-Filtern mit der Induktivität  $L_f$  ergibt sich bei Vernachlässigung jeglicher Verluste zu:

$$G_f^L(s) = \frac{1}{sL_f} \quad (3.6)$$



Wird nun eine minimale Dämpfung  $a_{f,min,dB}$  der Harmonischen bei der Schaltfrequenz gefordert, d.h.  $|G_f^L(f_{sw})| < -a_{f,min,dB}$ , dann lässt sich die minimale Induktivität  $L_{f,min}$  wie folgt bestimmen:

$$L_{f,min} = \frac{1}{2\pi f_{sw} 10^{\frac{-a_{f,min,dB}}{20}}} \quad (3.7)$$

Die Abb. 3.4 zeigt den Betragsfrequenzgang von L-Filtern mit verschiedenen Filterinduktivitätswerten. Es wird deutlich, dass mit einer typischen Induktivität von  $L_f = 10 \% L_b$  eine ausreichende Dämpfung der Schaltharmonischen nur für höhere Schaltfrequenzen und geringe Anforderungen an die Filterdämpfung möglich ist. Eine Erhöhung der Filterdämpfung kann nur durch größere Induktivitäten erfolgen. Dies ist hinsichtlich Größe und Kosten der Elemente ebenso nachteilig wie für die maximale Stromanstiegsrate, die für die maximale Dynamik von Bedeutung ist. Selbst mit einer äußerst großen Induktivität von 30 % lassen sich hohe Filteranforderungen (z.B. - 60 dB) nur bei hohen Schaltfrequenzen über 20 kHz erfüllen. Bei kleineren Schaltfrequenzen und höheren Anforderungen an die Dämpfung der Schaltharmonischen stellen die L-Filter daher nur eine nicht zufriedenstellende Lösung dar.

### 3.2.3 LCL-Filter

Eine verbesserte Dämpfung der Harmonischen kann durch Einsatz eines LCL-Filters anstelle des L-Filters erreicht werden. Bei entsprechender Auslegung stellen die Filterkondensatoren im Bereich der Schaltfrequenz einen niederohmigen Pfad und im Bereich der Grundfrequenz einen hochohmigen Pfad dar. Neben der Spezifizierung der Dämpfung der Schaltharmonischen ähnlich wie beim L-Filter sind beim LCL-Filter zwei weitere Parameter auszulegen.

Wie einleitend dargestellt, ergibt sich bei der Auslegung der LCL-Filterparameter ein weiterer Spielraum für Optimierungen, der je nach Gewichtung der verschiedenen Aspekte unterschiedliche Ergebnisse liefern kann, wie auch der Literatur zu entnehmen ist [38–40, 47–56]. Häufig stehen der Energieinhalt und die Größe des Filters im Fokus der Optimierung [27, 39, 40].

In dieser Arbeit ist mit Hinblick auf die Regelung der Zwischenkreisspannung die maximale Stromanstiegsrate und damit verbunden die Gesamtinduktivität  $L_f = L_{fg} + L_{fc}$  von besonderem Interesse. Auch deshalb wird bei der Auslegung in dieser Arbeit zunächst die Gesamtinduktivität festgelegt, auch wenn im Sinne der Allgemeingültigkeit verschiedene Werte betrachtet werden. Durch Festlegung von  $L_f$  wird direkt der maximale Grundsoschwingungsspannungsabfall über dem Filter und indirekt natürlich auch der Energieinhalt und die Größe der Induktivitäten bestimmt. Die konkrete Auslegung der Drosselspulen geht über das Ziel dieser Arbeit hinaus und wird abgesehen von den Untersuchungen der parasitären Filterverluste in Kap. 9.7 nicht weiter betrachtet.

Durch die geforderte Filterdämpfung  $a_{f,min,dB}$  bei der Schaltfrequenz und der festgelegten Gesamtinduktivität  $L_f$  ergibt sich eine maximale Resonanzfrequenz  $\omega_{Res,max}$ , die aus der Übertragungsfunktion des LCL-Filters  $G_f^{LCL}(s)$  ermittelt werden kann. Die Übertragungsfunktion lässt sich wie folgt darstellen:

$$G_f^{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{U_c(s)} = \frac{1}{sL_f} \frac{\omega_{Res}^2}{s^2 + \omega_{Res}^2} \quad (3.8)$$

wobei die Resonanzfrequenz

$$\omega_{Res} = \sqrt{\frac{L_{fg} + L_{fc}}{L_{fg} L_{fc} C_f}} \quad (3.9)$$

eingeführt wurde. Um eine hohe Filterwirkung bei der Schaltfrequenz zu erhalten, muss die Resonanzfrequenz deutlich unterhalb eben dieser gelegt werden. Daher kann die maximale Resonanzfrequenz unter der Annahme  $G_f^{LCL}(\omega \gg \omega_{Res}) \approx \omega_{Res}^2 / (s^3 L_f)$  über  $|G_f^{LCL}(f_{sw})| = -a_{f,min,dB}$  bestimmt werden zu:

$$\omega_{Res,max}^2 = (2\pi f_{sw})^3 L_f 10^{\frac{-a_{f,min,dB}}{20}} \quad (3.10)$$

Neben der Filterkapazität bestimmt auch die Aufteilung der Gesamtinduktivität  $L_f$  auf die netz- und umrichterseitigen Induktivitäten  $L_{fg}$  und  $L_{fc}$  die Resonanzfrequenz. Zweckmäßig wird daher  $a_{LCL} = L_{fc}/L_f$  eingeführt. Damit ergibt sich die Filterkapazität aus (3.9) und (3.10) zu:

$$C_f = \frac{1}{L_f \omega_{Res,max}^2 (1 - a_{LCL}) a_{LCL}} \quad (3.11)$$

Aus [27] ist bekannt, dass bei Gleichverteilung der Induktivitätswerte auf Netz- und Umrichterseite eine minimale Filterkapazität erreicht wird. Hinsichtlich der Verluste im Umrichter und Zwischenkreis sowie in der umrichterseitigen Induktivität selbst ist allerdings eine höhere umrichterseitige Induktivität anzustreben, da in diesem Fall auch umrichterseitig weniger Stromverzerrungen auftreten. Aus Sicht der Entkopplung vom Netz ist hingegen eher eine größere netzseitige Induktivität anzustreben, wobei dies durch eine entsprechend gute Regelung kompensierbar ist. Typische Werte liegen daher bei  $a_{LCL} = 0,5 \dots 0,9$  [38–40, 47, 48].

Die Abb. 3.4 zeigt exemplarisch den Betragsfrequenzgang von LCL-Filtern mit verschiedenen Filterkapazitäten. Für Frequenzen ausreichend unterhalb der Resonanzfrequenz verhält sich das LCL-Filter wie ein L-Filter mit gleicher Gesamtinduktivität. Durch die Filterkapazität kommt es zu einer Resonanz, aber für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz zu einer deutlich stärker abfallenden Filtercharakteristik. Aus den Verläufen wird deutlich, dass sich mit einer relativ kleinen Gesamtinduktivität von 10 % für weite Bereiche von Schaltfrequenzen je nach Anforderung an die Filterdämpfung eine ausreichende Dämpfung erzielen lässt. Bei geringen Schaltfrequenzen ergeben sich bei sehr hohen Anforderungen an die Filterdämpfung jedoch auch sehr große Filterkapazitäten. In diesen Fällen sollten Umrichtertopologien mit weniger Verzerrungen der Ausgangsspannungen in Erwägung gezogen werden. Es soll abschließend angemerkt werden, dass sich durch Variation der einzelnen Filterkomponenten die konkrete Gestalt der Filtercharakteristik feineinstellen lässt, wobei der charakteristische Verlauf im Wesentlichen erhalten bleibt.

Insgesamt lässt sich festhalten, dass die konkrete Auslegung des LCL-Filters sehr stark von den netzseitigen Anforderungen und der konkreten Auslegung des Antriebs abhängt. Die in dieser Arbeit untersuchten Regelungen sollen daher für einen weiten Bereich von konkreten Auslegungen des LCL-Filters untersucht werden. Die konkrete Auslegung wird an den jeweiligen Stellen angegeben.

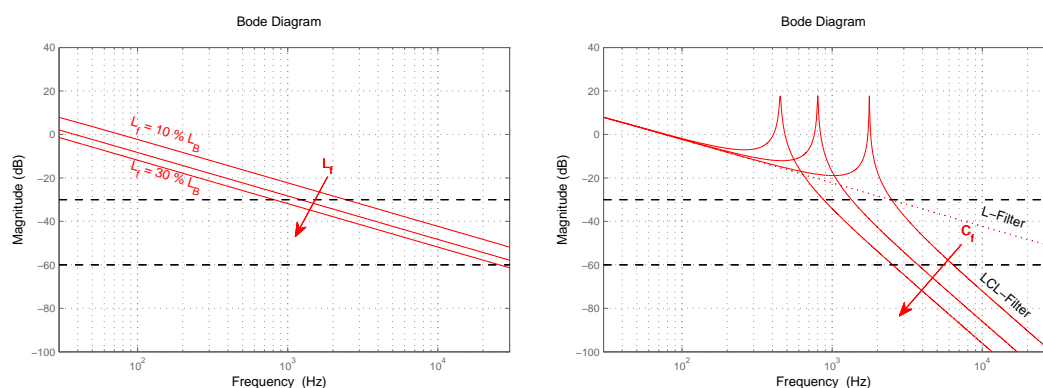


Abb. 3.4: Filtercharakteristika vom L-Filter (links) für verschiedene Filterinduktivitäten ( $L_f/L_b = 10, 20, 30\%$ ) und vom LCL-Filter (rechts) für drei verschiedene Filterkapazitäten ( $C_f/C_b = 3, 6\%; 17, 5\%; 55, 3\%$ ) bei  $L_f/L_b = 10\%$  und  $a_{LCL} = 2/3$  (Angaben relativ zur Basisinduktivität  $L_b = 20, 4 \text{ mH}$  und Basiskapazität  $C_b = 489, 4 \mu\text{F}$ )

### 3.3 Pulsumrichter

Für die Auslegung der Pulsumrichter sind die Höhe der Ströme und Spannungen von grundlegender Bedeutung. Diese ergeben sich aus den Bemessungsscheinleistungen und -spannungen, für die ein Antrieb ausgelegt wird. Die netz- und motorseitigen Bemessungsscheinleistungen können durch unterschiedliche Leistungsfaktoren voneinander abweichen. Allerdings werden aus praktischen Gründen meist – wie auch in dieser Arbeit – die gleichen Pulsumrichter verwendet. In dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass der Antrieb lediglich für den Betrieb im Nennpunkt bemessen ist, d.h.  $S_B = S_{S,N}$ . Ferner wird angenommen, dass die Umrichter zudem für einen Überstrom von 10 % ausgelegt sind, d.h.  $I_B = 1,1 \cdot S_{S,N}/(\sqrt{3}U_{g,N})$ . Das bedeutet, dass der Netzpulsstromrichter im Nennbetrieb entsprechend des maschinenseitigen Leistungsfaktors neben dem Wirkstrom eine Stromreserve hat, die teilweise bei motorischem Betrieb notwendig ist, um die Verluste im Umrichter zu kompensieren. Außerdem kann sie zur Kompensation der Netzfilterblindleistung oder zur stationären Einspeisung von Blindleistung ins Netz genutzt werden.

Bei 400 V-Netzen kommen meist 1200 V-Leistungshalbleiter und bei 690 V-Netzen meist 1700 V-Leistungshalbleiter zum Einsatz. Es wird hier ein 400 V-Netz mit 1200 V-Modulen untersucht, wodurch auch die Wahl der Zwischenkreisspannung eingegrenzt wird. Einerseits muss diese höher sein als die gleichgerichtete drehstromseitig anliegende Spannung, die sich aus der Netzspannung und dem Spannungsabfall über dem Netzfilter zusammensetzt. Andererseits darf die Zwischenkreisspannung die maximale Sperrspannung der Halbleiter nicht übersteigen. Dabei ist zu berücksichtigen, dass sich bei den Schaltvorgängen zusätzliche Spannungen addieren, die durch parasitäre Induktivitäten im Kommutierungskreis entstehen. Ferner sind die Schaltverluste im Umrichter von der Zwischenkreisspannung abhängig, so dass sie diesbezüglich möglichst niedrig gehalten werden sollte. Allerdings bedeutet eine höhere Zwischenkreisspannung eine größere Regelreserve, was für die Regelbarkeit von Vorteil ist. Typischerweise

liegen die Zwischenkreisspannungen bei 400 V-Antrieben daher etwa zwischen 650 V und 750 V. Für diese Arbeit wird eine Zwischenkreisspannung von 700 V gewählt ( $U_{DC,N} = 700V$ ).

Die Schaltfrequenz der Pulsumrichter wird maßgeblich durch die Schaltverluste begrenzt. Da bei jeder Schalthandlung Verluste entstehen, steigt die Verlustleistung mit steigender Schaltfrequenz. Bei höheren Grundschwingungsleistungen (einige 100 kW bis einige MW) liegen die max. Schaltfrequenzen im Bereich von 1-2 kHz. Bei mittleren Leistungen (einige 10 kW bis zu einigen 100 kW) kann mit höheren Frequenzen (2 bis 10 kHz) geschaltet werden. Da die Regelungsfrequenz – damit auch das Verhalten der Regelung insgesamt – von der Schaltfrequenz abhängt, werden in dieser Arbeit verschiedene Schaltfrequenzen im Bereich bis 5 kHz betrachtet.

### 3.4 Ansteuerung und Regelungssystem

Das Regelungssystem kann in das netz- und maschinenseitige Regelungssystem unterteilt werden. Bei starker Entkopplung der beider Seiten durch eine ausreichend große Zwischenkreiskapazität können beide Regelungen auch nahezu unabhängig voneinander betrieben werden. Bei kleinen Zwischenkreiskapazitäten sind jedoch die beiden Systeme nicht mehr getrennt voneinander zu betrachten und die Regelungen sollten aufeinander abgestimmt werden, worauf im Rahmen dieser Arbeit noch genau eingegangen wird. Es wird davon ausgegangen, dass diese bei einer konstanten Zwischenkreisspannung die maschinenseitigen Spezifikationen hinsichtlich der Drehzahl- und Momentendynamik sowie der Momentenverzerrung erfüllen kann. Eine Anforderung an die netzseitige Regelung, die in dieser Arbeit der Schwerpunkt ist, ist dann, die Spannungsschwankungen im Zwischenkreis sowohl stationär als auch dynamisch gering zu halten, um die maschinenseitige Regelung nicht negativ zu beeinflussen. Auf die konkrete Umsetzung der maschinenseitigen Regelung wird im Anhang ab Seite 163 eingegangen.

Die allgemeine Grundstruktur der netzseitigen Regelung, die in dieser Arbeit verwendet wird, ist in Abb. 3.5 dargestellt. Die Ansteuerung erfolgt dabei nach einer Pulsweitenmodulation (PWM). Alle in dieser Arbeit betrachteten Regelungen basieren auf dieser Grundstruktur. Die unterschiedlichen Regelungsansätze unterscheiden sich allerdings erheblich in der Wahl der verwendeten Rückführgrößen und den konkreten Regelungsalgorithmen. Das Grundprinzip der Struktur aus Abb. 3.5 und die Funktionsweise derjenigen Komponenten, die für alle Regelungskonzepte in dieser Arbeit gleich sind, sollen an dieser Stelle beschrieben werden. Auf die unterschiedlichen Regelungsansätze soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden, da sie in den folgenden Kapiteln ausgiebig dargestellt werden.

Die Vorgaben werden in Form von Sollwerten der Zwischenkreisspannung und der Blindleistung an die Regelungsalgorithmen gegeben. Die Rückführsignale werden zu zwei Zwecken genutzt: zum einen zur Netzsynchronisierung und zum anderen für die Berechnung der Regelungsalgorithmen. Die Netzsynchronisierung erfolgt dabei mittels einer PLL, die den Winkel der Netzspannung bestimmt. Zu diesem Zweck wird eine ebenfalls in rotierenden Koordinaten arbeitende PLL mit PI-Element aus [57] verwendet. Der berechnete Winkel der Netzspannung wird dann zur Orientierung des Koordinatensystems verwendet.

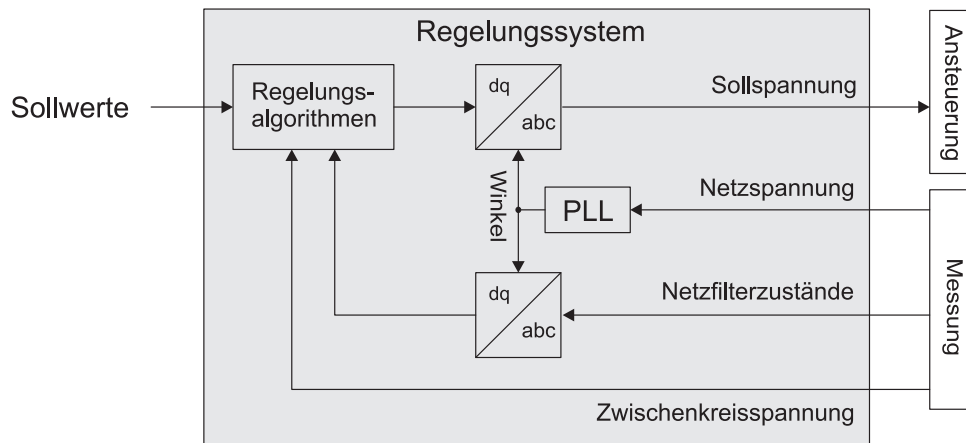


Abb. 3.5: Grundlegende Struktur des netzseitigen Teils des Regelungssystems

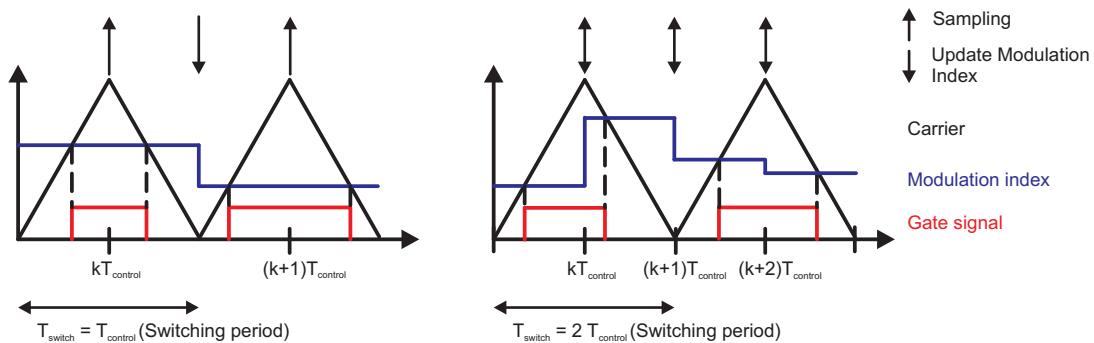


Abb. 3.6: Symmetrische PWM (links) und asymmetrische PWM (rechts)

Für die Berechnung der Regelungsalgorithmen werden verschiedene Zustands- und Ausgangsgrößen zurückgeführt. Es hängt von der Art des Netzfilters und des konkreten Regelungsansatzes ab, welche Messgrößen tatsächlich zurückgeführt werden. Generell werden allerdings die dreiphasigen Zustände, die das Netzfilter beschreiben, in rotierende Koordinaten transformiert. Bei Anwendungen mit L-Filtern sind das lediglich die Umrichterströme. Bei Anwendungen mit LCL-Filtern können noch die Spannungen über den Filterkondensatoren und die netzseitigen Ströme hinzukommen. In einigen Fällen werden die Netzspannungen ebenfalls für die Regelung verwendet. Die Transformationen von dreiphasigen Größen zu Raumzeigern in rotierenden Koordinaten und umgekehrt erfolgen entsprechend der Transformationsvorschriften, die im Anhang 9.2.1 detailliert beschrieben werden. Als Ergebnis liefert die Regelung Sollwerte für die Umrichter Ausgangsspannungen, die an die Pulsweitenmodulation gegeben werden.

Die PWM kann nach verschiedenen Verfahren erfolgen, wobei für die Regelung diejenige Frequenz von entscheidender Bedeutung ist, mit der die Modulationsgrade der Leistungshalbleiter aktualisiert werden. Die konkrete Wahl der Modulationsfunktion hingegen ist für die Regelung nicht ausschlaggebend. In dieser Arbeit wird eine Grundschwingung mit dritter Oberschwingung verwendet, wobei die Kernergebnisse dieser Arbeit für beliebige Modulationsfunktionen übertragbar sind. Die Modulationsfunktion wird in jedem Fall mit dem aktuellen Sollwert der

Ausgangsspannung skaliert und mit einem Dreiecksträger verglichen, woraus sich das charakteristische PWM-Pulsmuster der Ansteuersignale ergibt. Dies ist in Abb. 3.6 für zwei unterschiedliche PWM-Varianten dargestellt. Es kann zwischen symmetrischer und asymmetrischer PWM unterschieden werden. In Abb. 3.6 ist der Unterschied exemplarisch für eine Phase skizziert. Bei der symmetrischen Variante (Abb. 3.6 links) werden die Referenzspannungen bzw. Modulationsgrade einmal pro Schaltperiode zu Beginn der Periode aktualisiert. Es ergeben sich dann symmetrische Ausgangsspannungspulse. Bei der asymmetrischen PWM werden die Referenzspannungen zweimal pro Schaltperiode aktualisiert, so dass die steigenden und fallenden Flanken der Ansteuersignale unabhängig voneinander gesteuert werden. Es ergeben sich dabei meist asymmetrische Ausgangsspannungspulse. Bei der symmetrischen PWM ist die Regelfrequenz also begrenzt auf die Schaltfrequenz, während bei der asymmetrischen PWM mit doppelter Schaltfrequenz geregelt werden kann. Bei gleicher Schaltfrequenz kann daher mit der asymmetrischen PWM eine deutlich höhere Dynamik erzielt werden. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit ausschließlich die asymmetrische PWM verwendet. Für eine detaillierte Betrachtung der PWM-Verfahren soll an dieser Stelle auf [18] verwiesen werden.

## Anforderungen

Die wesentliche Aufgabe der netzseitigen Regelung ist es bei vielen Anwendungen, den maschinenseitigen Wirkleistungsverlauf möglichst gut nachzufahren. Bei Abweichungen, vor allem bei transienten Vorgängen, kommt es zu Schwankungen der Zwischenkreisspannung. Diese muss jedoch in jedem Betriebspunkt unterhalb einer kritischen Grenze liegen, die sich aus der Sperrspannung der Leistungshalbleiter und der Kommutierungsspannung über den parasitären Induktivitäten ergibt. Typische Werte liegen etwa bei  $\Delta U_{DC,max} = 10 - 20\% U_{DC,ref}$  [22]. Ferner dürfen die maximalen Ströme der Pulsumrichter nicht überschritten werden, da es sonst zur thermischen Zerstörung der Leistungshalbleiter kommen kann. Da die Halbleiterelemente des Antriebs speziell bei höheren Leistungen einen erheblichen Kostenfaktor darstellen, werden die Leistungshalbleiter häufig so ausgelegt, dass deren Maximaldauerströme knapp überhalb der Nenn- bzw. Bemessungsströme liegen. In dieser Arbeit soll ein maximaler Umrichtersstrom von etwa 110 % des Nennstroms in keinem Betriebspunkt überschritten werden, was durch eine geeignete Regelung zu gewährleisten ist. Andernfalls muss durch eine Überstromerkennung das Abschalten der Umrichter bewirkt werden.

Neben der Wirkleistung ist auch die netzseitige Blindleistung durch den Netzpulsstromrichter zu regeln. Für viele Anwendungen ist eine Steuerung der Blindkomponente des netzseitigen Stroms zu diesem Zweck ausreichend. In der vorliegenden Arbeit wird dies ebenso durch die genannte Steuerung realisiert.

Eine weitere Aufgabe der netzseitigen Regelung ist die Unterdrückung niederfrequenter Stromberschwingungen und -unsymmetrien. Die Beispielrechnung zur minimalen Impedanz des Antriebssystems bei den harmonischen Frequenzen auf Seite 27 (vgl. Tab. 3.1) zeigt, dass bei vertretbaren Netzfilterinduktivitäten die Einhaltung der Grenzwerte für Stromberschwingungen ohne zusätzliche Filter (wie Resonanzsaugkreise) bei maximaler Netzspannungsverzerrung nur durch ergänzende regelungstechnische Maßnahmen möglich ist. Dies gilt insbesondere bei den Frequenzen unterhalb der 13. Oberschwingung, weshalb in dieser Arbeit die regelungs-

technische Kompensation der Netzspannungsharmonischen bis zur 13. Oberschwingung angestrebt und untersucht wird. Diese Einschränkung wird zusätzlich dadurch bestärkt, dass unter typischen Bedingungen gerade diese Frequenzen dominieren [58]. Zur Charakterisierung der Störübertragung von der Netzspannung  $U_g$  zum Netzstrom  $I_g$  wird zunächst die Störübertragungsfunktion  $G_{stoe}^{ug}(s) = \frac{I_g(s)}{U_g(s)}$  eingeführt. Für konkrete Auslegungen und Untersuchungen in dieser Arbeit können aus den Grenzwerten der Netzspannungs- und Netzstromharmonischen aus Tab. 3.1 entsprechende Grenzwerte für diese Übertragungsfunktion bei den jeweiligen Frequenzen berechnet werden, die bis zur 13. Oberschwingung zwischen -18,2 dB und -21,1 dB liegen. Für diese Arbeit wird daher vereinfacht ein einheitlicher Grenzwert von -20 dB für alle Frequenzen bis zur 13. Harmonischen angesetzt.

Zudem muss die Regelung eine ausreichende Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten aufweisen. Es wird angenommen, dass die aktuelle Netzimpedanz für die Regelung mit einer Unsicherheit von  $\pm 20\%$  bekannt ist. Als weitere Robustheitsanforderung müssen die Spezifikationen auch bei einer Unsicherheit von  $\pm 10\%$  in allen Parametern der passiven Komponenten des Antriebs erfüllt werden. Diese Unsicherheiten entstehen hauptsächlich durch Fertigungstoleranzen und Alterungserscheinungen.

### 3.5 Messsystem

Für die Untersuchungen in dieser Arbeit werden alle notwendigen Größen als verfügbar angenommen. Neben der reinen Umwandlung der zu messenden Größen in elektrische Signale sind speziell bei leistungselektronischen Systemen die Signalfilter und die Abtaststrategie wichtige Elemente der Bestimmung der Systemgrößen. Die Messgrößen der Ströme und Spannungen sind durch das Schalten der Leistungshalbleiter im Bereich der Schaltfrequenz und deren Vielfachen verzerrt. Bei symmetrischer PWM sind Schalt- und Regelungsfrequenz identisch, bei asymmetrischer PWM kann sogar mit doppelter Schaltfrequenz geregelt werden. Die Spektralanteile der Messgrößen liegen somit deutlich im Bereich der Regelungsfrequenz, mit der herkömmlich auch abgetastet wird. Durch das Aliasing bei der Abtastung kann es zur erheblichen Reduzierung der Regelgüte kommen.

Für Antriebe mit netzseitigem L-Filter und ohne maschinenseitigem LC-Filter sind häufig lediglich die Messung der Netz- und Statorströme und der Zwischenkreisspannung bzw. der Statorströme erforderlich. In diesem Fall kann das Aliasing vermieden werden, indem zu den Zeitpunkten abgetastet wird, in denen Spannungsnullraumzeiger geschaltet sind. Dies ist jeweils zu Beginn und in der Mitte einer Pulsperiode der Fall, siehe auch Abb. 3.6. Der Strom entspricht dann dem Grundschwingungswert. Das ist für diese Anwendung Stand der Technik.

Das Aliasing-freie Abtasten der im Antrieb gemessenen Spannungen auf der Drehstromseite ist hingegen problematischer. Aufgrund der endlichen Netzimpedanz ist auch die Netzspannung am Messpunkt nicht ideal sinusförmig, sondern wegen der blockförmigen Umrichter Ausgangsspannung mit Schaltharmonischen behaftet. Die Netzimpedanz bildet mit dem Netzfilter einen Spannungsteiler. Der Grad der Verzerrung ist demnach abhängig vom Verhältnis der Netzimpedanz zur Filterimpedanz. Es kommt zum Aliasing, wenn diese Spannung ebenfalls während der

Umrichterspannungsnullraumzeiger abgetastet wird. Das Verhältnis der Amplituden der Grundschwingung zu denen der Schaltharmonischen ist bei guter Filterung relativ hoch, so dass der Fehler durch das Aliasing eher gering ist, insbesondere bei starken Netzen mit geringen Netzimpedanzen. Ferner wird die Netzspannung meist nicht direkt als Rückführsignal in der Regelung, sondern nur zur Synchronisierung verwendet. Die PLL ist bei geeigneter Auslegung trotzdem in der Lage den Winkel der Grundschwingung zu extrahieren. Sobald die Netzspannung auf die Stellgröße der Regelung gekoppelt wird, sollte dem Aliasing Beachtung geschenkt werden, besonders bei schwachen Netzen.

Weitaus kritischer kann allerdings die Messung der Spannungen über den Filterkapazitäten bei Anwendungen mit LCL-Filtern sein. Je nach LCL-Filterauslegung können diese Spannungen ebenfalls erheblich verzerrt sein. Deutliche Spektralanteile im Bereich der Schaltfrequenz sind dann enthalten. Bei Abtastung während der Spannungsnullzeiger kommt es zum Aliasing. Sobald diese Signale in der Regelung auf die Stellgröße zurückgeführt werden, kann die Regelgüte des geschlossenen Regelkreises erheblich reduziert werden. Eine äquidistante Abtastung zu anderen Zeitpunkten der Schaltperiode stellt keinen Ausweg dar. Ähnliches gilt für die Abtastung der Zwischenkreisspannung.

Für die Anwendung mit LCL-Filtern liefert die Abtastung der Netzströme während der Nullraumzeiger ebenfalls leicht aliasing-behaftete Signale. Da diese Ströme durch die Verwendung des LCL-Filters jedoch schon erheblich geglättet sind, ist dieser Effekt vernachlässigbar.

Das Aliasing kann durch zwei prinzipiell unterschiedliche Varianten reduziert werden: analoge und digitale Filterung. Bei analogen Signalfiltern werden die kontinuierlichen Messsignale vor der Abtastung durch eine analoge Filterschaltung gefiltert. Die gefilterten Signale werden dann mit der Regelungsfrequenz während der Spannungsnullraumzeiger abgetastet. Im Falle der Messung der Spannung über den Filterkapazitäten zur Dämpfung der LCL-Filterresonanz bedarf es jedoch sehr scharfbandiger Filter um die Schaltharmonischen herauszufiltern ohne dabei die Signalinformationen im Bereich der Resonanzfrequenz mit herauszufiltern. Wenn mit unterschiedlichen Schaltfrequenzen gearbeitet wird, so wie in dieser Arbeit, stellen die analogen Filter eine nur unflexible Lösung dar.

Bei digitalen Signalfiltern werden die Messgrößen mit einer erhöhten Frequenz abgetastet, beispielsweise mit der zehnfachen Schaltfrequenz. Dann werden die Schaltharmonischen aliasing-frei mit abgetastet und können mit digitalen Filtern heraus gefiltert werden. Dies kann flexibel für verschiedene Schaltfrequenzen umgesetzt werden. Voraussetzung dafür ist eine ausreichende AD-Wandlungsgeschwindigkeit und Prozessorgeschwindigkeit.

In beiden Fällen kommt es je nach konkretem Filter zu einer Phasenverschiebung in den Signalen, die bei der Synthese und Analyse der Regelung berücksichtigt werden muss.



## 4 Modellierung des Antriebs

Für die Reglersynthese und theoretische Analysen ist eine mathematische Modellierung des Systems notwendig. In diesem Kapitel sollen die mathematischen Modelle abgeleitet werden. Der zugrunde gelegte Regelkreis ist in Abb. 4.1 dargestellt. Er besteht aus der kontinuierlichen Strecke  $G_{sys}(s)$  (Netzfilter und Zwischenkreiskondensator), Abtast- und Haltegliedern 0-ter Ordnung (zoh), dem Stellglied  $G_{PWM}(z)$  (Ansteuerung der Leistungshalbleiter), der Regelung  $G_R(z)$  und ggf. einer Messwerterfassung  $G_f(z)$ . In den folgenden Abschnitten wird die Modellierung der Strecke und des Stellglieds aufgezeigt. Die Modelle der Regler und der Messwertfilter werden im späteren Verlauf dieser Arbeit bei Bedarf angegeben.

Der Großteil der Untersuchungen in dieser Arbeit erfolgt zweckmäßig direkt im diskreten Laplace-Bereich. Es handelt sich um ein abgetastetes System und die Regelung wird letztlich diskret implementiert. Die Abtast- und Diskretisierungseffekte werden bei dieser Modellierungsweise direkt berücksichtigt. Zum einen könnten diese Effekte eine Abweichung vom gewünschten Verhalten bewirken, besonders dann, wenn die gewünschte Bandbreite des geschlossenen Regelkreises in derselben Größenordnung wie die Abtastfrequenz liegt. Zum anderen kann es bei komplexeren Regelungsstrukturen durch die Diskretisierung einer kontinuierlichen Regelung sogar zur Instabilität kommen [59]. Daher ist nicht das Modell der kontinuierlichen Strecke  $G_{sys}(s)$ , sondern das diskrete Modell des abgetasteten Systems  $G_{sys}(z)$  von Interesse. Die Modellierung des Stellglieds erfolgt zweckmäßig direkt im Diskreten.

Für die Untersuchungen des Regelverhaltens im Zeitbereich und den Test der Implementierung mit Matlab/Simulink wurde ein Simulationsmodell verwendet, das im Anhang 9.6 beschrieben wird. Die Modellierung der Maschine wird zusammen mit ihrer Regelung im Anhang 9.4 gezeigt.

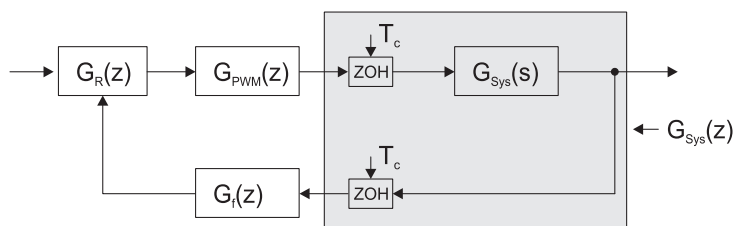


Abb. 4.1: Modell des Regelkreises

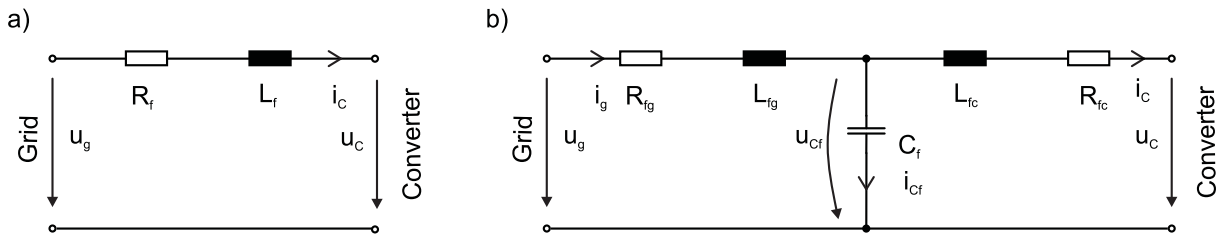


Abb. 4.2: Einphasige Modelle der Netzfilter: a) L-Filter, b) LCL-Filter

## 4.1 Kontinuierliche Modellierung

### 4.1.1 Dynamisches Verhalten des L-Filters

Die Abb. 4.2 a) zeigt das einphasige Modell des L-Filters. Es werden damit neben der Induktivität der Drosseln auch die Kupferverluste in den Wicklungen berücksichtigt, nicht aber die Kernverluste. Letztere werden gesondert im Anhang in Kapitel 9.7.2 ab Seite 171 thematisiert und sollen an dieser Stelle zunächst vernachlässigt werden. Ferner sollen Sättigungseffekte und temperaturbedingte Parameterschwankungen nicht berücksichtigt werden, so dass konstante Parameter  $L$  und  $R$  verwendet werden können. Die Filterdynamik der einzelnen Phasen ( $i = 1, 2, 3$ ) kann dann durch folgende Differentialgleichungen beschrieben werden:

$$\frac{di_{c_i}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot (u_{g_i}(t) - u_{c_i}(t) - R_f \cdot i_{c_i}(t)) \quad (4.1)$$

Die Raumzeigertransformation in ortsfeste  $\alpha\beta$ -Koordinaten kann mit der Transformationsvorschrift (9.5) im Anhang auf Seite 155 erfolgen. Es ergibt sich:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\rightarrow c}^{\alpha\beta}(t) = \frac{1}{L_f} \cdot \left( \mathbf{u}_{\rightarrow g}^{\alpha\beta}(t) - \mathbf{u}_{\rightarrow c}^{\alpha\beta}(t) - R_f \cdot \mathbf{i}_{\rightarrow c}^{\alpha\beta}(t) \right) \quad (4.2)$$

Die Rücktransformation kann mit (9.7) erfolgen. Die Transformation in mit der Netzkreisfrequenz  $\omega_g$  rotierende  $dq$ -Koordinaten mit (9.11) ergibt:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\rightarrow c}^{dq}(t) = \frac{1}{L_f} \cdot \left( \mathbf{u}_{\rightarrow g}^{dq}(t) - \mathbf{u}_{\rightarrow c}^{dq}(t) - R_f \cdot \mathbf{i}_{\rightarrow c}^{dq}(t) \right) - j\omega_g \cdot \mathbf{i}_{\rightarrow c}^{dq}(t) \quad (4.3)$$

Es ist erkennbar, dass durch die Transformation in rotierende Koordinaten Verkopplungen entstehen. Diese können durch ein Entkopplungsnetzwerk in der Regelung nahezu kompensiert oder als Störgrößen aufgefasst werden. Daher werden die Verkopplungen nicht berücksichtigt und es kann die einphasige Betrachtung erfolgen, da sich für d- und q-Komponente die gleiche Dynamik ergibt. Die Systemdynamik des L-Filters lässt sich dann einphasig wie folgt darstellen, wobei die Indices  $d$  und  $q$  weggelassen werden und die Zeitkonstante des L-Filters  $T_f = L_f/R_f$  eingeführt wird:

$$\frac{d}{dt} i_c(t) = \underbrace{-\frac{1}{T_f}}_{A_L} \cdot i_c(t) - \underbrace{\frac{1}{L_f}}_{b_L} \cdot u_c(t) + \underbrace{\frac{1}{L_f}}_{d_L} \cdot u_g(t) \quad (4.4)$$

Mit Hinblick auf die spätere Diskretisierung wurden dabei die Systemmatrix  $A_L$ , der Eingangsvektor  $b_L$  und der Störeingangsvektor  $d_L$  definiert. In diesem Fall handelt es sich jeweils nur um skalare Größen, aber später folgen mehrdimensionale Fälle. Im Sinne der einheitlichen Betrachtungsweise wird daher auch hier von Matrizen und Vektoren gesprochen.

### 4.1.2 Dynamisches Verhalten des LCL-Filters

Die Abb. 4.2 b) zeigt das einphasige Modell des LCL-Filters. Es werden dabei die gleichen Annahmen wie bereits beim L-Filter getroffen. Die Filterdynamikgleichungen der einzelnen Phasen ( $i = 1, 2, 3$ ) können analog zu den L-Filter-Gleichungen bestimmt werden. Es ergeben sich die folgenden Differentialgleichungen:

$$\begin{aligned}\frac{di_{g_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{L_{fg}} \cdot (u_{g_i}(t) - u_{Cf_i}(t) - R_{fg} \cdot i_{g_i}(t)) \\ \frac{di_{C_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{L_{fc}} \cdot (u_{Cf_i}(t) - u_{C_i}(t) - R_{fc} \cdot i_{C_i}(t)) \\ \frac{du_{Cf_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} \cdot (i_{g_i}(t) - i_{C_i}(t))\end{aligned}\quad (4.5)$$

Die Raumzeigertransformation in ortsfeste  $\alpha\beta$ -Koordinaten mit (9.5) ergibt:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \vec{i}_{\rightarrow g}^{\alpha\beta}(t) &= \frac{1}{L_{fg}} \cdot \left( \vec{u}_{\rightarrow g}^{\alpha\beta}(t) - \vec{u}_{\rightarrow Cf}^{\alpha\beta}(t) - R_{fg} \cdot \vec{i}_{\rightarrow g}^{\alpha\beta}(t) \right) \\ \frac{d}{dt} \vec{i}_{\rightarrow C}^{\alpha\beta}(t) &= \frac{1}{L_{fc}} \cdot \left( \vec{u}_{\rightarrow Cf}^{\alpha\beta}(t) - \vec{u}_{\rightarrow C}^{\alpha\beta}(t) - R_{fc} \cdot \vec{i}_{\rightarrow C}^{\alpha\beta}(t) \right) \\ \frac{d}{dt} \vec{u}_{\rightarrow Cf}^{\alpha\beta}(t) &= \frac{1}{C_f} \cdot \left( \vec{i}_{\rightarrow g}^{\alpha\beta}(t) - \vec{i}_{\rightarrow C}^{\alpha\beta}(t) \right)\end{aligned}\quad (4.6)$$

Die Rücktransformation kann mit (9.7) erfolgen. Die Transformation in mit der Netzkreisfrequenz  $\omega_g$  rotierende  $dq$ -Koordinaten mit (9.11) ergibt:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \vec{i}_{\rightarrow g}^{dq}(t) &= \frac{1}{L_{fg}} \cdot \left( \vec{u}_{\rightarrow g}^{dq}(t) - \vec{u}_{\rightarrow Cf}^{dq}(t) - R_{fg} \cdot \vec{i}_{\rightarrow g}^{dq}(t) \right) - j\omega_g \cdot \vec{i}_{\rightarrow g}^{dq}(t) \\ \frac{d}{dt} \vec{i}_{\rightarrow C}^{dq}(t) &= \frac{1}{L_{fc}} \cdot \left( \vec{u}_{\rightarrow Cf}^{dq}(t) - \vec{u}_{\rightarrow C}^{dq}(t) - R_{fc} \cdot \vec{i}_{\rightarrow C}^{dq}(t) \right) - j\omega_g \cdot \vec{i}_{\rightarrow C}^{dq}(t) \\ \frac{d}{dt} \vec{u}_{\rightarrow Cf}^{dq}(t) &= \frac{1}{C_f} \cdot \left( \vec{i}_{\rightarrow g}^{dq}(t) - \vec{i}_{\rightarrow C}^{dq}(t) \right) - j\omega_g \cdot \vec{u}_{\rightarrow Cf}^{dq}(t)\end{aligned}\quad (4.7)$$

Es ist wiederum erkennbar, dass durch die Transformation in rotierende Koordinaten Verkopplungen entstehen. Diese können durch ein geeignetes Entkopplungsnetzwerk in der Regelung reduziert oder komplett als Störgrößen aufgefasst werden. Dadurch können die Verkopplungen vernachlässigt werden und es kann wiederum die einphasige Betrachtung erfolgen. Die Systemdynamik des LCL-Filters lässt sich dann einphasig folgendermaßen darstellen:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} i_g(t) &= \frac{1}{L_{fg}} \cdot (u_g(t) - u_{Cf}(t) - R_{fg} \cdot i_g(t)) \\ \frac{d}{dt} i_C(t) &= \frac{1}{L_{fc}} \cdot (u_{Cf}(t) - u_C(t) - R_{fc} \cdot i_C(t)) \\ \frac{d}{dt} u_{Cf}(t) &= \frac{1}{C_f} \cdot (i_g(t) - i_C(t))\end{aligned}\quad (4.8)$$

Da die Ströme durch die Filterkondensatoren später als Rückführgrößen dienen sollen, werden diese hier anstelle der Netzströme direkt als Zustandsgröße definiert. Deren Dynamik ist:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{Cf}(t) &= \frac{d}{dt} (i_g(t) - i_C(t)) \\ &= \left( \frac{R_{fc}}{L_{fc}} - \frac{R_{fg}}{L_{fg}} \right) i_C(t) - \frac{R_{fg}}{L_{fg}} i_{Cf}(t) - \left( \frac{1}{L_{fc}} + \frac{1}{L_{fg}} \right) u_{Cf}(t) + \frac{1}{L_{fc}} u_C(t) + \frac{1}{L_{fg}} u_g(t) \end{aligned}$$

Letztlich ergibt sich die Systemdynamik des LCL-Filters in Zustandsraumdarstellung:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} i_C(t) \\ i_{Cf}(t) \\ u_{Cf}(t) \end{bmatrix}}_{\underline{x}_{LCL}(t)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{fc}}{L_{fc}} & 0 & \frac{1}{L_{fc}} \\ \left( \frac{R_{fc}}{L_{fc}} - \frac{R_{fg}}{L_{fg}} \right) & -\frac{R_{fg}}{L_{fg}} & -\left( \frac{1}{L_{fc}} + \frac{1}{L_{fg}} \right) \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_{LCL}} \cdot \begin{bmatrix} i_C(t) \\ i_{Cf}(t) \\ u_{Cf}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{fc}} \\ \frac{1}{L_{fc}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_{LCL}} \cdot u_C(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_{fg}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{d}_{LCL}} \cdot u_g(t) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Für die Untersuchungen in dieser Arbeit ist die Resonanzfrequenz des LCL-Filters von großer Wichtigkeit. Diese lässt sich nach [38] wie folgt berechnen:

$$\omega_{Res} = \sqrt{\frac{L_{fg} + L_{fc}}{C_f L_{fg} L_{fc}}} = \sqrt{\frac{1}{L_{fg} C_f} + \frac{1}{L_{fc} C_f}} = 2\pi \cdot f_{Res} \quad (4.10)$$

In ähnlich Form lässt sich die Anti-Resonanzfrequenz bestimmen [38]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{fg} C_f}} = 2\pi \cdot f_0 \quad (4.11)$$

### Vereinfachtes Modell

Für Teile dieser Arbeit soll ein vereinfachtes Modell zum Einsatz kommen, bei dem die Kupferverluste vernachlässigt werden, d.h.  $R_{fc} = R_{fg} = 0 \Omega$ . In diesem Fall vereinfacht sich (4.9)

zu

$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} i_C(t) \\ i_{Cf}(t) \\ u_{Cf}(t) \end{bmatrix}}_{x_{LCL}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{fc}} \\ 0 & 0 & -\omega_{Res}^2 C_f \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_{LCL,simple}} \cdot \begin{bmatrix} i_C(t) \\ i_{Cf}(t) \\ u_{Cf}(t) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{fc}} \\ \frac{1}{L_{fc}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_{LCL,simple}} \cdot u_C(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_{fg}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{d}_{LCL}} \cdot u_g(t) \quad (4.13)$$

Mit diesem Modell kann die Diskretisierung symbolisch mit vertretbarem Rechenaufwand erfolgen. Die Diskretisierung des Modells inklusive der Kupferverluste ist mit erheblich höherem Aufwand verbunden.

### Erweitertes Modell

Im Gegensatz zum vereinfachten Modell für die Reglersynthese kann für die Regleranalyse auch ein erweitertes Modell verwendet werden, das die Eisenverluste der Induktivitäten und die Verluste in den Kondensatoren einschließt. Die Analyse der Regelung geschieht meist ohnehin numerisch. Daher kann die aufwändige Diskretisierung ebenfalls numerisch mit Matlab erfolgen. Diese erweiterte Modellierung wird ebenfalls gesondert im Rahmen der Untersuchung der parasitären Resonanzdämpfung im Anhang in Kapitel 9.7.2 ab Seite 171 thematisiert.

### 4.1.3 Dynamisches Verhalten des Zwischenkreises

Die Abb. 4.3 zeigt das Modell des Zwischenkreises. Die Dynamik der Zwischenkreisspannung lässt sich darstellen als:

$$C_{DC} \cdot \frac{du_{DC}(t)}{dt} = i_{DC,g}(t) - i_{DC,m}(t) \quad (4.14)$$

Der Strom  $i_{DC,g}$  steht im Zusammenhang mit dem Wirkanteil des netzseitigen AC-Stroms. Der Ausdruck der netzseitigen Leistung wird im Anhang 9.2.3 auf Seite 156 abgeleitet. Bei Vernachlässigung der Verluste im Netzpulsstromrichter kann dieser Zusammenhang über die Leistungsbilanz hergestellt werden. Aus der Bilanz der Leistungen

$$u_{DC}(t) \cdot i_{DC,g}(t) = \frac{3}{2} \cdot u_{gd}(t) i_{cd}(t) \quad (4.15)$$

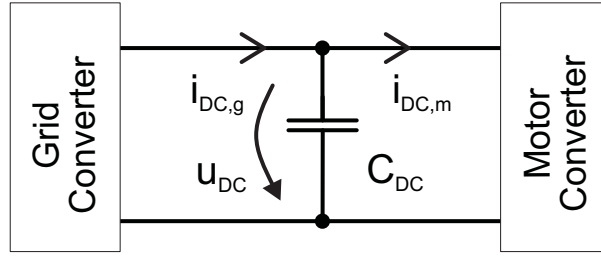


Abb. 4.3: Modell des Zwischenkreises

ergibt sich:

$$i_{DC,g}(t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{u_{gd}(t) i_{cd}(t)}{u_{DC}(t)} \quad (4.16)$$

Der maschinenseitige Strom  $i_{DC,m}$  hängt von der Art der Last ab. Häufig wird vereinfacht ein ohmscher Widerstand als Modell der Last verwendet. Das bedeutet, dass sich der maschinenseitige Strom z.B. bei einer Spannungsabsenkung durch Harmonische in der Netzspannung verringert und den Zwischenkreis weniger belastet. Der Widerstand wirkt sich also dämpfend aus. Das spiegelt allerdings nicht das Verhalten einer umrichter gespeisten Maschine wider, welche sich wie eine Leistungsquelle verhält [60]. Bei einer Spannungsabsenkung steigt der maschinenseitige Strom, da die Leistung durch die Regelung konstant gehalten wird. Die Belastung des Zwischenkreises wird also durch die Maschine verstärkt. In dieser Arbeit wird das folgende Modell der Leistungsquelle verwendet, wonach sich der maschinenseitige Strom aus der aktuellen maschinenseitigen Leistung  $p_m(t)$  und der aktuellen Zwischenkreisspannung  $u_{DC}(t)$  wie folgt ergibt:

$$i_{DC,m}(t) = \frac{p_m(t)}{u_{DC}(t)} \quad (4.17)$$

Mit den Strömen nach (4.16) und (4.17) ergibt sich die folgende Zwischenkreisdynamik:

$$C_{DC} \cdot \frac{du_{DC}(t)}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{u_{gd}(t) i_{cd}(t)}{u_{DC}(t)} - \frac{p_m(t)}{u_{DC}(t)} \quad (4.18)$$

Diese nichtlineare Differentialgleichung kann um den Arbeitspunkt herum linearisiert werden. Dazu werden die folgenden Definitionen eingeführt:  $u_{DC}(t) = U_{DC,0} + \tilde{u}_{DC}(t)$ ,  $i_{gd}(t) = I_{gd,0} + \tilde{i}_{gd}(t)$ ,  $u_{gd}(t) = U_{gd,0} + \tilde{u}_{gd}(t)$ ,  $p_m(t) = P_{m,0} + \tilde{p}_m(t)$ , wobei die Größen mit dem Index '0' den Arbeitspunkt und diejenigen mit '~' die Abweichungen davon darstellen. Es ergibt sich durch Anwendung der Taylor-Entwicklung nach [61]:

$$\frac{d\tilde{u}_{DC}(t)}{dt} = \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_{g,0}}{U_{DC,0} C_{DC}}}_{b_{DC}} \tilde{i}_{cd}(t) + \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_{M,0}}{C_{DC} U_{DC,0} U_{g,0}}}_{d_{DC1}} \tilde{u}_{gd}(t) + \underbrace{\frac{-1}{C_{DC} U_{DC,0}}}_{d_{DC2}} \tilde{p}_m(t) \quad (4.19)$$

Dadurch kann folgende lineare Darstellung im Zustandsraum formuliert werden:

$$\frac{d\tilde{u}_{DC}(t)}{dt} = A_{DC} \tilde{u}_{DC}(t) + b_{DC} \tilde{i}_{cd}(t) + \underbrace{[d_{DC1} \ d_{DC2}]}_{D_{DC}} \begin{bmatrix} \tilde{u}_{gd}(t) \\ \tilde{p}_m(t) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

wobei  $A_{DC} = 0$  ist, aber für die Berechnung der diskreten Zustandsraumdarstellung benötigt wird.

## 4.2 Abgetastete Strecke

Die Regelung wird digital auf einem Rechner implementiert und zu äquidistanten Zeitschritten ausgeführt. Für die Regelung ist nicht das Verhalten des kontinuierlichen Systems zwischen den Abtastzeitpunkten sondern nur exakt zu den Abtastzeitpunkten entscheidend. Das kontinuierliche System wird daher zu äquidistanten Zeitpunkten abgetastet. Dies entspricht einem Abtast-Haltevorgang. Die Stellgröße wird ebenfalls äquidistant neu berechnet und für eine Abtastperiode konstant gehalten. Diese Abtast- und Haltevorgänge sind deswegen Teile des Systems, die nicht zu vernachlässigen sind, wenn die schnellste Zustandsdynamik, die im geschlossenen Regelkreis erreicht werden soll, in der gleichen Größenordnung liegt wie die Abtastfrequenz.

Für die Synthese von Regelungen im Zustandsraum werden daher diskrete Zustandsraummodelle benötigt. Dabei werden in dieser Arbeit die Modelle der Filter ohne Eisenverluste verwendet, also nur Induktivitäten mit Kupferverlusten und ideale Kapazitäten. Die Verwendung der erweiterten Modelle für den Regelungsentwurf ist nur sinnvoll, wenn die Parameter ausreichend bekannt sind. Dies ist typischerweise nicht der Fall. Die Berechnung der symbolischen Modelle ist daher nur für die einfachen Modelle notwendig.

Für die Analyse der Regelungen kann es allerdings durchaus sinnvoll sein, die erweiterten Modelle zu verwenden, um die Regelgüte und Robustheit zu untersuchen. Die symbolische Berechnung der diskreten Modelle ist jedoch deutlich aufwändiger. Die Analysen werden allerdings mit numerischen Algorithmen z.B. in Matlab durchgeführt, so dass hierfür auch die Diskretisierung numerisch erfolgen kann.

Für die folgenden Modelle werden die Verkopplungen zwischen der d- und q-Achse als Störung modelliert. Mit dieser Vereinfachung erhält man für die d- und die q-Achse die gleichen Systemdynamiken und die Modellierung erfolgt nur für eine Achse. Das reduziert den Aufwand für die Modellierung und die Reglersynthese erheblich.

### 4.2.1 Diskrete Systemdarstellung eines abgetasteten kontinuierlichen Systems

Die Beschreibung eines abgetasteten kontinuierlichen Systems ist in der Grundlagenliteratur zur Regelungstechnik ausgiebig beschrieben [62–64]. Die folgenden mathematischen Abhandlungen sind darin in detaillierterer Form zu finden. Das Modell eines linearen kontinuierlichen Systems kann allgemein dargestellt werden als ( $\underline{x}$ : Zustandsgrößenvektor,  $\underline{u}$ : Eingangsgrößenvektor,  $\underline{z}$ : Störeingangsgrößenvektor):

$$\frac{d}{dt} \underline{x}(t) = A \cdot \underline{x}(t) + B \cdot \underline{u}(t) + D \cdot \underline{z}(t) \quad (4.21)$$

Die diskrete Beschreibung des mit der Abtastperiode  $T_c$  abgetasteten kontinuierlichen Systems als diskrete Zustandsraumdarstellung ist:

$$\underline{x}(k+1) = A_d \cdot \underline{x}(k) + B_d \cdot \underline{u}(k) + D_d \cdot \underline{z}(k) \quad (4.22)$$

Zur Vereinfachung wurde dabei die gängige Notation verwendet:  $\underline{x}(k \cdot T_c) \rightarrow \underline{x}(k)$ . Aus den Matrizen der kontinuierlichen Zustandsraumdarstellung ( $A$ ,  $B$  und  $D$ ) können die diskreten Pendanten ( $A_d$ ,  $B_d$  und  $D_d$ ) berechnet werden:

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT_c} \\ B_d &= \left( e^{AT_c} - I \right) \cdot A^{-1} \cdot B \\ D_d &= \left( e^{AT_c} - I \right) \cdot A^{-1} \cdot D \end{aligned} \quad (4.23)$$

Dabei ist  $I$  die Einheitsmatrix entsprechender Dimension und  $e^{AT_c}$  die sogenannte Fundamentalmatrix, die den Kern der Transformation darstellt. Deren Berechnung kann auf mehreren Wegen erfolgen. Eine Möglichkeit ist die Approximation durch eine Reihenentwicklung:

$$A_d = e^{A \cdot T_c} = I + \frac{A \cdot T_c}{1!} + \frac{A^2 \cdot T_c^2}{2!} + \dots + \frac{A^v \cdot T_c^v}{v!} + \dots \quad (4.24)$$

Mit steigender Ordnung  $v$  wird das Systemverhalten über einen weiteren Frequenzbereich besser angenähert. Empirisch wurde vom Verfasser dieser Arbeit ermittelt, dass (4.24) bei Anwendungen mit LCL-Filtern meist erst ab  $v \gg 5$  ausreichend gute Ergebnisse liefert. Für die symbolische Berechnung per Hand ist dies nicht zweckmäßig, da die Berechnung der Matrizen äußerst aufwändig wird. Für den Regelungsentwurf sind in dieser Arbeit allerdings symbolische Modelle nötig. Dafür eignet sich die Berechnung über (4.24) aufgrund des Aufwands nicht. Stattdessen wird die exakte Transformation durchgeführt. Dazu wird die Tatsache genutzt, dass die Fundamentalmatrix über die inverse Laplace-Transformation mit der Systemmatrix der kontinuierlichen Systemdarstellung wie folgt verknüpft ist:

$$e^{At} \quad \circ \bullet \quad (sI - A)^{-1} \quad (4.25)$$

Die Berechnung der inversen Matrix kann mit der Vorschrift in (9.15) im Anhang auf Seite 156 erfolgen. Die Berechnung der Fundamentalmatrix per Hand mit (4.25) kann bei komplizierteren Modellgleichungen ebenfalls sehr aufwändig werden, insbesondere bei stark besetzten Matrizen. Allerdings werden für den Entwurf in dieser Arbeit relativ einfache Modelle mit dünn besetzten Matrizen verwendet. Beispielsweise werden die Eisenverluste der Induktivitäten für den Entwurf vernachlässigt. Daher ist die Berechnung per Hand für den Entwurf möglich und auch zweckmäßig. Für die numerische Analyse wird die Diskretisierung ebenfalls numerisch durchgeführt und es können sehr detaillierte kontinuierliche Modelle verwendet werden.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Berechnung der diskreten Steuermatrix  $B_d$  aus (4.23) die Invertierung der Matrix  $A$  verlangt. Deren Berechnung (siehe (9.15)) ist nur möglich, wenn die Determinante dieser Matrix ungleich Null ist. Dies ist nicht für reine Integratoren gegeben. Um die diskrete Steuermatrix dieser Systeme dennoch mit (4.23) berechnen zu können, wird eine



Hilfsvariable in die Matrix  $A$  eingefügt, so dass vorübergehend kein reines Integratorverhalten mehr vorliegt. Die Berechnung der Inversen und somit auch von  $B_d$  wird dadurch ermöglicht. Die Hilfsvariable wird dann anschließend wieder zu Null gesetzt. Die Vorgehensweise ist legitim, da es sich um ein rein mathematisches Problem dieser konkreten Invertierungsmethode handelt und nicht um ein strukturelles Problem des Systems.

## 4.2.2 Diskrete Modellierung des L-Filters

Die diskrete Systemdynamik 1. Ordnung ergibt sich aus (4.4) mit (4.23) zu:

$$i_c(k+1) = e^{-\frac{T_C}{T_f}} i_c(k) + \frac{1}{R_f} \left( e^{-\frac{T_C}{T_f}} - 1 \right) u_c(k) - \frac{1}{R_f} \left( e^{-\frac{T_C}{T_f}} - 1 \right) u_g(k) \quad (4.26)$$

Typischerweise ist die Zeitkonstante  $T_f$  wesentlich größer als die Regelungsperiode  $T_C$ , selbst bei einem relativ hohen Widerstand mit entsprechend kleiner Zeitkonstante  $T_f$  und gleichzeitig großer Regelungsperiode  $T_C$ . Dann gilt mit sehr guter Näherung:

$$e^{-\frac{T_C}{T_f}} \approx 1 - \frac{T_C}{T_f} \quad (4.27)$$

Damit lässt sich (4.26) vereinfachen zu:

$$i_c(k+1) = \underbrace{\left(1 - \frac{T_C}{T_f}\right)}_{A_{L,d}} i_c(k) - \underbrace{\frac{T_C}{L_f}}_{b_{L,d}} u_c(k) + \underbrace{\frac{T_C}{L_f}}_{D_{L,d}} u_g(k) \quad (4.28)$$

Für einige Untersuchungen ist die Übertragungsfunktion hilfreich. Diese kann in exakter Form aus (4.26) abgeleitet werden:

$$G_L(z) = \frac{I_c(z)}{U_c(z)} = \frac{1}{R_f} \cdot \frac{e^{-T_C/T_f} - 1}{z - e^{-T_C/T_f}} \quad (4.29)$$

## 4.2.3 Diskrete Modellierung des LCL-Filters

Für den Entwurf mit dem diskreten LCL-Filtermodell wird das vereinfachte Modell aus (4.12) verwendet. Die diskrete Systemdynamik des LCL-Filters ergibt sich aus (4.12) mit (4.23):

$$\underline{x}_{LCL}(k+1) = A_{LCL,d} \cdot \underline{x}_{LCL}(k) + \underline{b}_{LCL,d} \cdot u_c(k) + \underline{d}_{LCL,d} \cdot u_g(k) \quad (4.30)$$

mit

$$A_{LCL,d} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1 - \cos(\omega_{Res} T_c)}{L_{fc} C_f \omega_{Res}^2} & \frac{\sin(\omega_{Res} T_c)}{L_{fc} \omega_{Res}} \\ 0 & \cos(\omega_{Res} T_c) & C_f \omega_{Res} \cdot \sin(\omega_{Res} T_c) \\ 0 & \frac{\sin(\omega_{Res} T_c)}{C_f \omega_{Res}} & \cos(\omega_{Res} T_c) \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\underline{b}_{LCL,d} = \frac{1}{\omega_{Res}^2 L_{fc}} \cdot \begin{bmatrix} \omega_{Res}^2 T_c + \frac{T_c}{L_{fc} C_f} - \frac{\sin(\omega_{Res} T_c)}{L_{fc} C_f \omega_{Res}} \\ -\omega_{Res} \cdot \sin(\omega_{Res} T_c) \\ \frac{1 - \cos(\omega_{Res} T_c)}{C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$\underline{d}_{LCL,d} = \frac{1}{\omega_{Res}^2 L_{fc} L_{fg}} \cdot \begin{bmatrix} T_c - \frac{\sin(\omega_{Res} T_c)}{C_f \omega_{Res}} \\ \omega_{Res} L_{fc} \cdot \sin(\omega_{Res} T_c) \\ \frac{1 - \cos(\omega_{Res} T_c)}{L_{fc} C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

#### 4.2.4 Diskrete Modellierung des Zwischenkreises

Die diskrete Zwischenkreisdynamik folgt analog aus (4.20):

$$\tilde{u}_{DC}(k+1) = \underbrace{1}_{A_{DC,d}} \tilde{u}_{DC}(k) + \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{T_c U_{g,0}}{C_{DC} U_{DC,0}}}_{b_{DC,d}} \tilde{i}_{cd}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{T_c P_{m,0}}{C_{DC} U_{DC,0} U_{g,0}} \\ \frac{T_c}{C_{DC} U_{DC,0}} \end{bmatrix}}_{D_{DC,d}} \begin{bmatrix} \tilde{u}_{gd}(k) \\ \tilde{p}_m(k) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Für einige Untersuchungen ist die Übertragungsfunktion hilfreich. Diese kann aus (4.34) abgeleitet werden:

$$G_{DC}(z) = \frac{U_{DC}(z)}{I_{cd}(z)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_{g,0}}{U_{DC,0} C_{DC}} \cdot \frac{T_c}{z-1} \quad (4.35)$$

wobei  $U_{DC}(z), I_{cd}(z)$  die Laplace-Transformierten von  $\tilde{u}_{DC}(k)$  bzw  $\tilde{i}_{cd}(k)$  sind.

### 4.3 Rechenverzögerung

Das Modell des Gesamtsystems ist in Abb. 4.1 darstellt und umfasst neben der kontinuierlichen Strecke und den Abtast- und Haltegliedern u.a. auch das Stellglied. Dieses soll in dieser Arbeit als reine Rechenverzögerung modelliert werden. Die Leistungshalbleiter selbst werden als ideal angenommen. Die Rechenverzögerung beschreibt die Verzögerung zwischen Abtastung

der Messwerten (nach etwaiger Filterung) und der Aktualisierung der Modulationsindices. Bei den hier untersuchten Abtaststrategien (siehe Abb. 3.6 auf Seite 33) entsteht stets eine Verzögerung um eine halbe Schaltperiode. Im Falle der hier verwendeten asymmetrischen PWM gleicht dies einer vollständigen Regelungsperiode und kann durch ein Einheitsverzögerungselement  $z^{-1}$  modelliert werden. Es soll angemerkt sein, dass die Verzögerung bei symmetrischer PWM mit Abtastung in der Mitte nur einer halben Regelungsperiode entspricht und z.B. durch die Mittlung eines Direktdurchgriffs und einer Einheitsverzögerung modelliert werden kann:  $(1 + z^{-1})/2$ . Letzteres wurde im Rahmen der Untersuchungen zu dieser Arbeit ebenso thematisiert, soll hier aber nicht weiterverfolgt werden. Es soll jedoch weiter erwähnt werden, dass das Verhalten des Regelkreises im höheren Frequenzbereich und dadurch ggf. die LCL-Resonanzproblematik beeinflusst wird. Für eine genauere Untersuchung wird auf [65] verwiesen.

## 5 Konventionelle PI-Regelung

In diesem Kapitel soll die konventionelle spannungsorientierte PI-Regelungsstruktur, die ähnlich wie die feldorientierte Regelung von Drehstrommaschinen als Stand der Technik bei herkömmlichen Netzpulsstromrichtern mit L-Filtern angesehen werden kann, untersucht werden. Das Ziel ist es, dabei herauszustellen, inwieweit sich dieses Verfahren auch für Antriebssysteme mit LCL-Filtern und kleinen Zwischenkreiskapazitäten eignet und wo die Grenzen dieses Verfahrens liegen.

Nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen dieser Regelung wird zunächst in Abschnitt 5.2 anhand eines konventionellen Antriebs mit L-Filter und großer Zwischenkreiskapazität gezeigt, wie die Regelungskomponenten ausgelegt werden können und welches grundlegende Verhalten damit erreichbar ist. Es soll dabei auch eine Basis für die anschließenden Untersuchungen gelegt werden. Im Anschluss daran wird in Abschnitt 5.3 untersucht, inwieweit sich dieses Verfahren auch für Antriebe mit LCL-Filter anwenden lässt und welche Probleme und Grenzen auftauchen. Es werden zudem Zusatzkonzepte, die im Allgemeinen als aktive Dämpfung bekannt sind, vorgestellt und systematisch untersucht. In ähnlicher Form wird in Abschnitt 5.4 der Einfluss einer reduzierten Zwischenkreiskapazität und verschiedene Zusatzkonzepte untersucht. In Abschnitt 5.5 wird das Kapitel mit einer Zusammenfassung und einem Fazit abgeschlossen.

### 5.1 Grundlagen

Aus den Leistungsgleichungen in dq-Koordinaten (vgl. (9.25) auf Seite 157) geht hervor, dass bei Orientierung an der Netzspannung die Wirkleistung über die d-Stromkomponente und die Blindleistung über die q-Stromkomponente eingestellt werden können. Daher wird typischerweise eine kaskadierte Regelungsstruktur verwendet. Die grundlegende Struktur ist in Abb. 5.1 dargestellt. Ein äußerer PI-Regler für die Zwischenkreisspannung und eine Steuerung der Blindleistung bestimmen die Referenzverläufe der Stromkomponenten in rotierenden Koordinaten, die von den inneren PI-Stromreglern geregelt werden. Für viele Anwendungen ist die Steuerung der Blindleistung ausreichend, da sie sich aus dem Produkt der d-Komponente der Netzspannung und der Blindstromkomponente des Netzstroms ergibt, siehe (9.25) auf Seite 157, und erstere im stationären Zustand nahezu konstant ist und daher maßgeblich von der Blindstromkomponente bestimmt wird. Die Blindleistung könnte ebenfalls geregelt werden, wovon in dieser Arbeit allerdings abgesehen wird. Die Struktur aus Abb. 5.1 wird häufig um verschiedene Zusatzmaßnahmen erweitert. Die Abb. 5.2 zeigt die erweiterte Struktur der Stromregelung.

Eine gängige und einfache Erweiterung stellt das Entkopplungsnetzwerk dar. Durch die Transformation in rotierende Koordinaten entstehen Verkopplungsterme zwischen den d- und q-Größen, vgl. z.B. (4.3) auf Seite 38. Diese werden zwar stationär von den PI-Reglern kompensiert, aber bei dynamischen Vorgängen kann es zu deutlichen Verkopplungen kommen. Das in Abb. 5.2 dargestellte Entkopplungsnetzwerk wirkt diesen Verkopplungen auch dynamisch entgegen. Die Verwendung der Referenzströme – anstelle der gemessenen Ströme – bewirkt zudem eine dynamisch bessere Entkopplung, da die Streckenverzögerungen nahezu kompensiert werden [66]. Des Weiteren sind die Referenzgrößen im Allgemeinen nicht so sehr verzerrt und ggf. verrauscht wie die gemessenen Ströme.

Weitere gängige Erweiterungen sind die Regler zur Kompensation von niederfrequenten Harmonischen. Die PI-Regelung ist strukturell bedingt nicht in der Lage die Störungen, die durch Netzspannungsharmonische und -unsymmetrien erzeugt werden, zu kompensieren, da der Regler dazu eine unendliche Verstärkung bei den entsprechenden Frequenzen aufweisen müsste. Aus diesem Grunde wurden in den vergangenen Jahren von verschiedenen Autoren viele Zusatzkonzepte zur Kompensation von Harmonischen und Unsymmetrien entwickelt und veröffentlicht. Am weitesten verbreitet ist dabei der Einsatz von resonanten Reglern in rotierenden Koordinaten, die auf die jeweilige Frequenz der zu kompensierenden Harmonischen bzw. auf die doppelte Netzfrequenz zur Unterdrückung von unsymmetrischen Strömen abgestimmt sind. Sofern es nicht anders angegeben wird, werden in dieser Arbeit für die 2., 6. und 12. Oberschwingung resonante Regler in rotierenden Koordinaten verwendet. Die erzielten Ergebnisse dieser Arbeit lassen sich aber leicht auf die anderen Varianten zur Kompensation der Netzharmonischen übertragen wie etwa resonante Regler in stationären Koordinaten, PI-Regler in mit der Frequenz der zu kompensierenden Harmonischen rotierenden Koordinaten oder repetitive Regler, die sich zwar in der konkreten Realisierung unterscheiden, aber prinzipiell das gleiche bewirken. In diesem Zusammenhang wird auf die Literatur verwiesen [3, 25, 67].

Durch das Entkopplungsnetzwerk können die d- und q-Stromdynamiken voneinander entkoppelt betrachtet werden. Ferner weisen beide dieselbe Dynamik auf und es werden dieselben PI-Regler verwendet, so dass die Untersuchungen der Stromregelung eindimensional erfolgen können und die Ergebnisse sowohl für die d- als auch q-Achse gelten. Daher wird im Folgenden das eindimensionale diskrete Modell des Regelkreises aus Abb. 5.3 bestehend aus dem Strom- und dem Zwischenkreisspannungsregelkreis verwendet, wobei die Ergebnisse zur Stromregelung für Wirk- und Blindstromkomponente gelten. Darin sind  $G_{R,DC}(z)$  und  $G_{R,dq}(z)$  die Übertragungsfunktionen der Regler für die Zwischenkreisspannung bzw. den Strom.  $G_{S,DC}(z)$  und  $G_{S,dq}(z)$  stellen die Übertragungsfunktionen der Streckendynamik der Zwischenkreisspannung bzw. des Stroms dar und  $G_{f,DC}(z)$  die des Messwertfilters der Zwischenkreisspannung.

## 5.2 Regelung eines konventionellen Antriebs

In diesem Abschnitt soll eine Basis für die Untersuchungen der regelungstechnischen Probleme, die durch LCL-Filter und Folienkondensatoren im Zwischenkreis entstehen, geschaffen werden. Zu diesem Zweck wird die PI-Regelung eines konventionellen Antriebs nach Abb. 5.4 mit einer



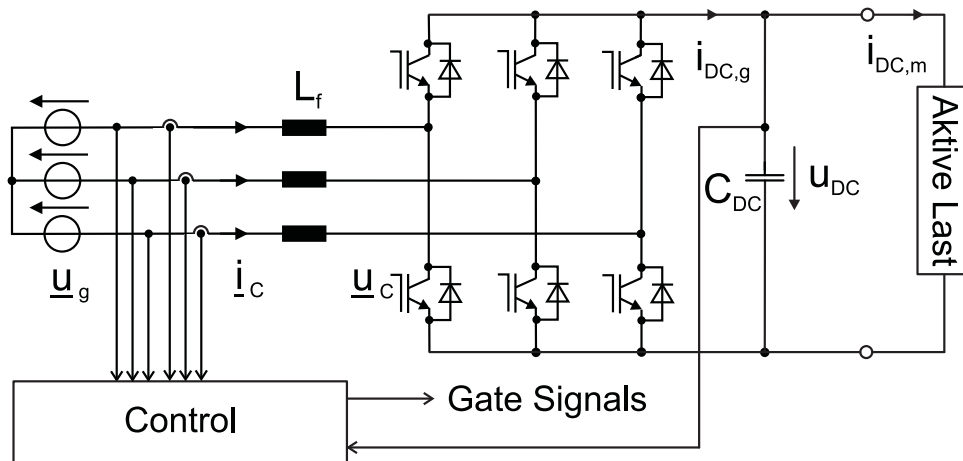


Abb. 5.4: Konventioneller Antrieb mit L-Filter und aktiver Last (umrichter gespeiste Maschine)

$L_f/L_b$	10 %	Induktivität des Netzfilters
$R_f/(\omega_b L_f)$	10 %	Serienwiderstand des Netzfilters (entspricht bei $L_f/L_b = 10\%$ : $R_f = 1\%Z_b$ )
$C_{DC}/C_b$	554 %	Zwischenkreiskapazität
$f_{sw}$	2,5 kHz	Schaltfrequenz
$f_c$	5 kHz	Regelungsfrequenz

Tab. 5.1: Standardeinstellung der Systemparameter zur Untersuchung der konventionellen Regelung eines konventionellen Antriebs (Basisgrößen nach Tab. 9.3 auf Seite 154)

großen Zwischenkreiskapazität betrachtet. Die umrichter gespeiste Maschine wird dabei vereinfachend als aktive Last dargestellt. Im Sinne der Allgemeingültigkeit der Ergebnisse werden die jeweilig relevanten Systemparameter in einem typischen Wertebereich variiert. Sofern es jedoch nicht anders angegeben wird, werden die Systemparameter aus Tab. 5.1 verwendet. Der Serienwiderstand des Netzfilters wird dabei stets relativ zur Induktivität bzw. zu dessen Reaktanz variiert. Die Zwischenkreiskapazität entspricht derjenigen der Elektrolytkondensatoren des praktischen Aufbaus, die hinsichtlich der Verluste der Schaltharmonischen des Kondensatorstroms ausgelegt wurden. Sie ist Vergleich zur minimalen Zwischenkreiskapazität, die sich für diese Regelungsfrequenz aus (3.3) auf Seite 25 ergibt, um das Sechsfache größer und wird als ausreichend groß für einen konventionellen Antrieb angenommen.

Es sollen nun die wesentlichen Entwurfskriterien der einzelnen Komponenten diskutiert und der Einfluss der Auslegung auf die Dynamik, Stabilität, Robustheit und das Störverhalten untersucht werden.

## 5.2.1 Stromregelung

### 5.2.1.1 Grundswingungsregelung

Zunächst wird die Auslegung der PI-Regler der Grundswingungsregelung betrachtet, die zunächst unabhängig von den resonanten Reglern ist. Die Übertragungsfunktion des diskreten PI-Stromreglers mit dem Proportionalverstärkungsfaktor  $k_{p,dq}$  und der Integratorzeitkonstanten  $T_{I,dq}$  nach der Diskretisierung mit der Backwards-Euler-Methode lautet [59]:

$$G_{R,dq}(z) = k_{p,dq} \cdot \frac{z \left(1 + \frac{T_c}{T_{I,dq}}\right) - 1}{z - 1} \quad (5.1)$$

Mit der Übertragungsfunktion des L-Filters aus (4.29) auf Seite 45 und der Verzögerung um einen Abtastschritt (siehe Kap. 4.3) ergibt sich die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises zu:

$$G_{o,dq}(z) = G_{R,dq}(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{S,dq}(z) \quad (5.2)$$

$$= k_{p,dq} \cdot \frac{z \left(1 + \frac{T_c}{T_{I,dq}}\right) - 1}{z - 1} \cdot \frac{1}{z} \cdot \frac{1}{R_f} \cdot \frac{e^{-T_c/T_f} - 1}{z - e^{-T_c/T_f}} \quad (5.3)$$

Die Wahl der Reglerparameter  $k_{p,dq}$  und  $T_{I,dq}$  bestimmt das Verhalten des geschlossenen Regelkreises grundlegend. Es gibt verschiedene Auslegungsmethoden wie etwa das Betragsoptimum oder das symmetrische Optimum [10]. Letzteres weist ein besseres Störverhalten auf, bewirkt allerdings bei einem Führungsgrößensprung ein stärkeres Überschwingen. Bei Auslegung nach dem Betragsoptimum hingegen wird ein Führungsgrößensprung ebenfalls schnell nachgeführt, allerdings mit geringerem Überschwingen.

Die Höhe des maximal erlaubten Überschwingens ergibt sich aus der Stromtragfähigkeit der Leistungshalbleiter. Bei der Stromregelung eines Netzpulsstromrichters sind die Verkopplungen und die niederfrequenten Netzspannungsharmonischen und -unsymmetrien die wesentlichen Störeinflüsse. Die Verkopplungen werden durch das gezeigte Entkopplungsnetzwerk kompensiert und zur Reduzierung von Harmonischen werden Zusatzregler verwendet. In dieser Arbeit sollen die PI-Regler daher in Anlehnung an das Betragsoptimum so ausgelegt werden, dass Führungssprünge mit geringem Überschwingen nachgeführt werden:

$$\begin{aligned} k_{p,dq} &= \frac{k_{dq}}{3} \cdot \frac{R_f}{1 - e^{-T_c/T_f}} \\ T_{I,dq} &= \frac{T_c}{e^{-T_c/T_f} - 1} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Dabei wurde ein Einstellparameter  $k_{dq}$  eingeführt, mit dem zum einen das dynamische Verhalten fein eingestellt und zum anderen der Einfluss des Proportionalverstärkungsfaktors anschaulich untersucht werden kann. Sofern es nicht anders angegeben wird, werden PI-Stromregler mit  $k_{dq} = 1$  verwendet. In erster Linie ist das Führungsverhalten der Regelung von Interesse. Die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises ergibt sich aus (5.2) mit (5.4)



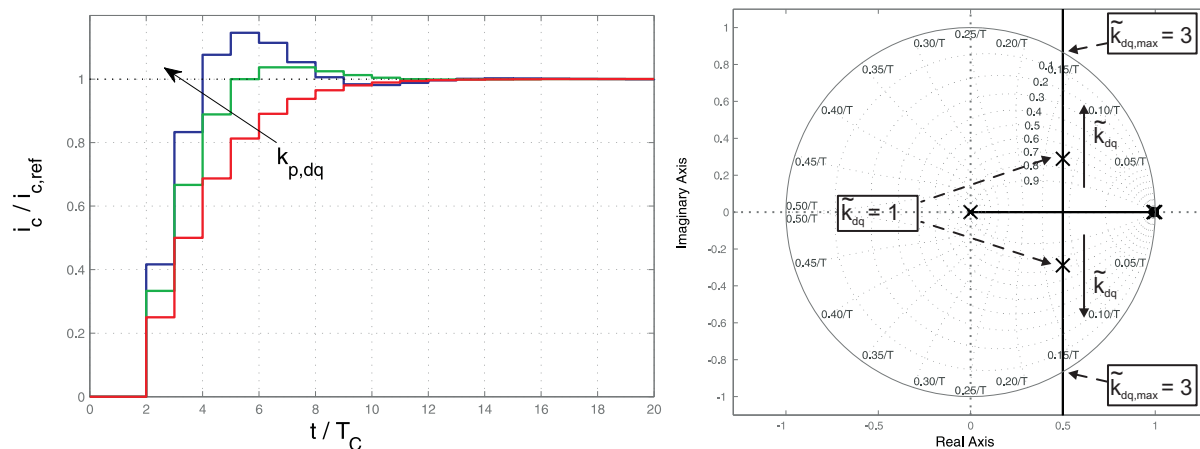


Abb. 5.5: Einfluß des Proportionalverstärkungsfaktors auf das Regelverhalten: a) Führungssprünge des geschlossenen Stromregelkreises mit verschiedenen Proportionalverstärkungsfaktoren ( $k_{dq} = 1.25, 1, 0.75$ ), b) Wurzelortskurve

zu einem Verzögerungsglied zweiter Ordnung, dessen Übertragungsfunktion wie folgt lautet:

$$G_{c,dq}(z) = \frac{G_{o,dq}(z)}{1 + G_{o,dq}(z)} = \frac{k_{dq}/3}{z^2 - z + k_{dq}/3} \quad (5.5)$$

Die Abb. 5.5 (a) zeigt die aus (5.5) berechnete Sprungantwort des geschlossenen Stromregelkreises für verschiedene Werte des Proportionalitätsfaktors. Mit  $k_{dq} = 1$  wird eine Anregelzeit  $T_{R,dq}$  auf 90 % der Sprunghöhe von vier Abtastschritten erreicht und es folgt ein geringes Überschwingen von 4 %. Für  $k_{dq} < 3/4$  wird ein Überschwingen gänzlich vermieden, allerdings steigt die Anregelzeit entsprechend. Mit  $k_{dq} = 1,25$  wird eine schnellere Anregelung erreicht, allerdings beträgt die Überschwinghöhe bereits 15 %. Mit steigendem Proportionalverstärkungsfaktor des PI-Reglers wird also eine schnellere Anregelung erreicht, jedoch auch mit höherem Überschwingen. Wird der Verstärkungsfaktor zu hoch gewählt, dann kann dies letztlich zur Instabilität führen, wie die Wurzelortskurve in Abb. 5.5 b) zeigt. Darin sind die Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises in Abhängigkeit des Proportionalverstärkungsfaktors des PI-Reglers dargestellt. Ausgehend von der Pol- und Nullstellenkonfiguration des offenen Regelkreises ( $k_{dq} = 0$ ) wandern ein Pol vom Ursprung und ein Pol von  $z = 1$  zunächst entlang der realen Achse, um sich auf etwa halber Strecke zu treffen und ein konjugiert-komplexes Polpaar zu bilden. Der zweite Pol nahe  $z = 1$  wird durch die Nullstelle des PI-Reglers wie gewünscht kompensiert. Die Polstellen des geschlossenen Regelkreises ( $p_{1,2}$ ) lassen sich aus (5.5) für  $k_{dq} > 3/4$  wie folgt berechnen:

$$p_{1,2} = 1/2 \pm j\sqrt{k_{dq} - 1/4} \quad (5.6)$$

In Abb. 5.5 b) sind die Polstellen für  $k_{dq} = 1$  besonders hervorgehoben. Ausgehend von dieser Einstellung kann der Proportionalverstärkungsfaktor um den Faktor  $k_{dq,max} = 3$  (d.h.  $k_{dq,max} = 9,5$  dB) erhöht werden bevor die Stabilitätsgrenze erreicht wird. Dieser Faktor wird üblicherweise als Amplitudenreserve oder auch Amplitudenrand bezeichnet und gibt an, inwieweit

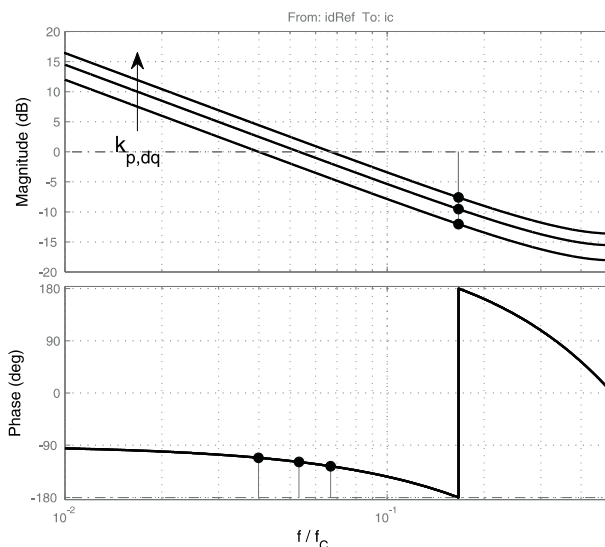


Abb. 5.6: Bode-Diagramme des offenen Stromregelkreises mit PI-Stromregler für verschiedene Proportionalverstärkungsfaktoren ( $k_{dq} = 1, 25; 1, 0; 0, 75$ )

sich die Streckenverstärkung aufgrund von Parametervariation ändern kann, ehe das System instabil wird [61]. Neben dem Amplitudenrand stellt der Phasenrand – auch Phasenreserve – genannt, des offenen Regelkreises einen weiteren Robustheitsindikator dar, der aus dem Bode-Diagramm abgelesen werden kann. Die Abb. 5.6 zeigt das Bode-Diagramm des offenen Kreises für verschiedene Proportionalverstärkungsfaktoren. Der Frequenzverlauf ist mit der Regelungsfrequenz skalierbar und daher auf die Regelungsfrequenz normiert dargestellt. Der Phasenrand  $\varphi_{R,dq}$  gibt den Abstand des Phasengangs zur  $-180^\circ$ -Linie bei der Durchtrittsfrequenz an, bei der der Amplitudengang die 0 dB-Linie schneidet. Es zeigt sich, dass der Proportionalverstärkungsfaktor die Durchtrittsfrequenz verschiebt, aber keinen Einfluss auf den Phasenverlauf hat. Daher sinkt mit zunehmendem Proportionalverstärkungsfaktor der Phasenrand. Für  $k_{dq} = 1$  ergibt sich ein Phasenrand von ca.  $\varphi_{R,dq} = 61^\circ$ . Ein niedrigerer Phasenrand indiziert neben einer geringeren Robustheit ebenso ein stärkeres Überschwingen, wie etwa beim symmetrischen Optimum mit  $\varphi_{R,dq} = 45^\circ$  und etwa 40 % Überschwingweite [10].

Bei Änderungen der Streckenparameter, die eine Änderung der Streckenverstärkung um weniger als den Amplitudenrand bewirken, kommt es zwar nicht zur Instabilität, aber zur Beeinflussung des dynamischen Verhaltens. Beispielsweise sind die Induktivität und der Widerstand der Drosseln nicht exakt bekannt und können zudem temperaturbedingten Schwankungen unterliegen. Wenn für  $L_f$  als auch  $R_f$  eine Toleranz von  $\pm 10\%$  angesetzt wird, dann ergibt sich die Sprungantwort des geschlossenen Stromregelkreises nach Abb. 5.7, wobei  $L_f$  und  $R_f$  gegenläufig variiert werden, um auch gleichzeitig eine Variation der Streckenzeitkonstanten  $T_f = L_f/R_f$  zu bewirken. Wenn die Induktivität kleiner ist als angenommen, dann erhöht sich die Überschwinghöhe auf 8 %. In dem angegebenen Parametertoleranzbereich kann somit bei einem Sprung vom negativen Bemessungsstrom auf den positiven Bemessungsstrom ein maximaler Strom von 116 % des Bemessungsstroms auftreten. Die Leistungshalbleiter müssen mindestens

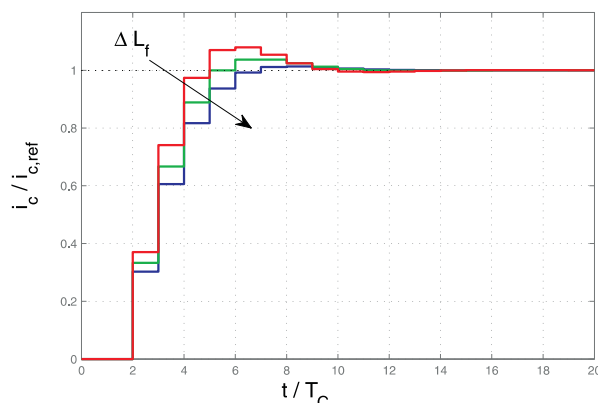


Abb. 5.7: Einfluss der Variation der Streckenparameter ( $\Delta L_f / \Delta R_f = -10\% / +10\%$ ,  $0\% / 0\%$ ,  $+10\% / -10\%$ ) auf das Führungsverhalten des geschlossenen Stromregelkreises mit PI-Stromregler ( $k_{dq} = 1$ )

für diese Stromstärke ausgelegt sein.

Neben dem Einfluss auf das Führungsverhalten, die Stabilität und Robustheit ist der Einfluss der Reglerparameter auf das Störverhalten der Regelung ebenso wichtig. Dabei sind die Harmonischen und Unsymmetrien der Netzspannungen von entscheidender Bedeutung. Die maßgeblichen Harmonischen treten typischerweise in mit der Netzspannungsfrequenz rotierenden Koordinaten bei der 6. und 12. Oberschwingungsfrequenz auf [67–69]. Eine Unsymmetrie äußert sich darin als 2. Oberschwingung. Es ist also das Übertragungsverhalten des geschlossenen Regelkreises von der Netzspannung auf den Netzstrom bei den entsprechenden Frequenzen wichtig. Die Abb. 5.8 zeigt diese Störempfindlichkeit für verschiedene Proportionalverstärkungsfaktoren (a) und Regelungsfrequenzen (b). In Abb. 5.8 sind ebenfalls typische Grenzwerte der Stromüberschwingungen nach Tab. 3.1 auf S. 27 zu sehen. Es wird deutlich, dass sowohl mit einem höheren Proportionalverstärkungsfaktor als auch mit einer höheren Regelungsfrequenz eine zunehmend bessere Unterdrückung der netzseitigen Störeinflüsse erreicht wird. Dennoch ist die mit vertretbaren Proportionalverstärkungsfaktoren erreichbare Unterdrückung für den gezeigten Bereich der Regelungsfrequenzen nicht ausreichend, um die Anforderungen nach Tab. 3.1 zu erfüllen. Der Einsatz von Zusatzreglern zur Kompensation der Harmonischen und Unsymmetrien ist daher gerade bei schwächeren Netzbedingungen häufig unumgänglich und wird im Folgenden beschrieben und analysiert.

### 5.2.1.2 Oberschwingungsregelung

Die Struktur der Oberschwingungsregelung aus Abb. 5.2 besteht aus einer Parallelschaltung mehrerer resonanter Regler. Die kontinuierliche Übertragungsfunktion eines resonanten Reglers, der auf die  $h$ -te Oberschwingung ausgelegt ist, lautet wie folgt [23]:

$$G_{Res,h}(s) = k_h \cdot \frac{s}{s^2 - (h \cdot \omega_g)^2} \quad (5.7)$$

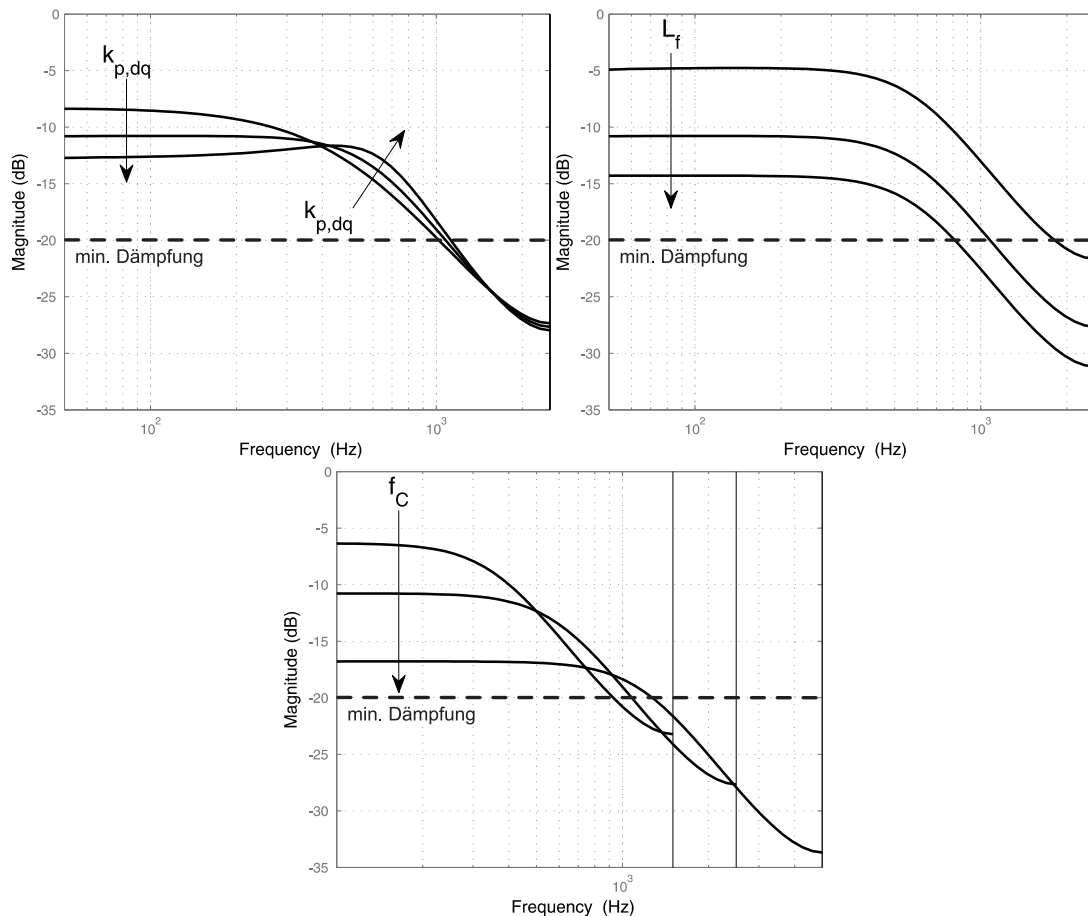


Abb. 5.8: Bode-Diagramme der Störübertragungsfunktion von der Netzspannung zum Netzstrom des geschlossenen Stromregelkreises mit PI-Stromregler: a) für verschiedene Proportionalverstärkungsfaktoren ( $k_{dq} = 1,25; 1; 0,75$ ) mit  $L_f = 10\% L_b$  und  $f_c = 5$  kHz, b) für verschiedene Induktivitäten ( $L_f/L_b = 5\%; 10\%; 15\%$ ) mit  $k_{dq} = 1$  und  $f_c = 5$  kHz, c) für verschiedene Regelungsfrequenzen  $f_c/\text{kHz} = 3; 5; 10$  mit  $k_{dq} = 1$  und  $L_f = 10\%L_b$

Das Grundprinzip der resonanten Regelung ist es, dem offenen Regelkreis ( $G_{o,dq}$ ) eine unendliche Verstärkung bei der zu kompensierenden Frequenz zu verleihen, wie in Abb. 5.9 exemplarisch für einen 300 Hz-Regler dargestellt ist. Auf Abb. 5.9 wird weiter unten genauer eingegangen. Diese Frequenz kann im geschlossenen Regelkreis dadurch stationär genau geregelt werden und Harmonische dieser Frequenz also ausgeregelt werden. In Abb. 5.9 wurde ein diskreter Regler verwendet, wobei die Diskretisierung nach der Methode nach Tustin mit Prewarping durchgeführt wurde:

$$G_{Res,h}(z) = k_h \cdot \frac{\tan(h\omega_g T_C/2)}{h\omega_g} \cdot \frac{z^2 + 1}{z^2 + c_{Res}z + 1} \quad (5.8)$$

$$\text{mit } c_{Res} = 2 \cdot \frac{\tan^2(h\omega_g T_C/2) - 1}{\tan^2(h\omega_g T_C/2) + 1} \quad (5.9)$$

Es bieten sich neben dem Verfahren nach Tustin mit Prewarping noch weitere Diskretisierungen an, wobei sich die unterschiedlichen Varianten in ihrem Verhalten deutlich unterscheiden können. Eine systematische Untersuchung dazu ist in [70] dargestellt. Daraus geht hervor, dass die Diskretisierung nach Tustin-Methode mit Prewarping um die Resonanzfrequenz hinsichtlich der Frequenzgenauigkeit als sehr positiv bewertet werden kann. Daher wird dieses Verfahren für diese Arbeit ausgewählt, auch wenn die Online-Nachführung der Parameter an die aktuelle Netzfrequenz mit etwas mehr Rechenaufwand verbunden ist als bei anderen Diskretisierungen.

### Auslegung der resonanten Regler

Die Auslegung der Parameter der resonanten Regler beschränkt sich im Wesentlichen auf deren Verstärkungsfaktoren, da die Frequenzen durch die zu kompensierenden Harmonischen festgelegt sind. Die Verstärkung des Reglers bei der Resonanzfrequenz ist unabhängig vom Verstärkungsfaktor stets unendlich. Der Verstärkungsfaktor bestimmt allerdings die Frequenzselektivität – somit die Robustheit gegenüber Netzfrequenzschwankungen – und die Beeinflussung des dynamischen Verhaltens der gesamten Stromregelung, (siehe Abb. 5.9 b). Die Abb. 5.10 a) zeigt das Bode-Diagramm der Störübertragungsfunktion von der Netzspannung zum Netzstrom des geschlossenen Regelkreises mit einem resonanten Regler für die sechste Oberschwingung mit verschiedenen Verstärkungsfaktoren  $k_6$ . Mit  $k_6 = 0$  ist das Störverhalten der reinen PI-Regelung dargestellt. Durch Einsatz des resonanten Reglers wird die 6. Harmonische gedämpft. Das gilt theoretisch auch für beliebig kleine  $k_6$ . Für sehr kleine  $k_6$  ist die Einschwingdauer des Reglers zwar groß, was allerdings keine nennenswerte Schwierigkeit darstellt, da sich die Amplituden der Netzspannungsharmonischen in der Regel nicht sehr schnell ändern. Das Problem ist jedoch die Frequenzselektivität der Regler. Kleinste Abweichungen der realen Frequenz von derjenigen der Regler führen zu einer endlichen Dämpfung. Mit größeren  $k_6$  weitet sich der Verlauf des Frequenzgangs und die Regler werden robuster. Für eine gegebene Frequenzschwankungsbreite und eine geforderte Störunterdrückung kann dann ein optimales  $k_h$  bestimmt werden, das diese Anforderungen erfüllt. Auf der anderen Seite steigt der Einfluss der Regler auf das Verhalten der gesamten Stromregelung mit steigendem  $k_h$ , wie auch die Sprungantworten in Abb. 5.10 b) verdeutlichen. Aus diesem Grund sollten die Parameter  $k_h$  nicht größer als nötig gewählt werden. Es soll angemerkt werden, dass die Frequenz der Regler online angepasst werden kann,

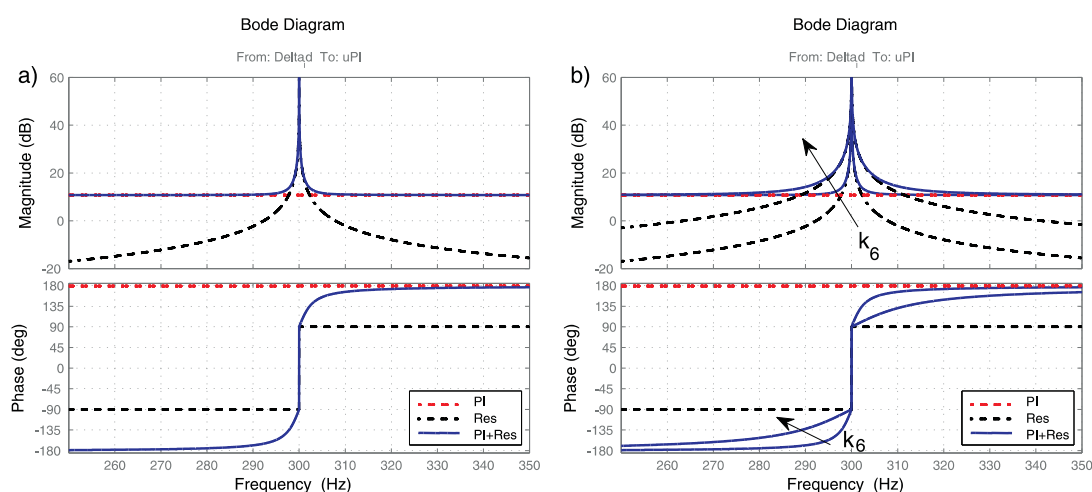


Abb. 5.9: Bode-Diagramme des (diskreten) Stromreglers ( $PI+Res$ ) und dessen Komponenten für einen festen Verstärkungsfaktor des resonanten Reglers  $k_6 = -100$  (a) und für verschiedene Verstärkungsfaktoren  $k_6 = -100, -500$  (b) (Parameter des PI-Reglers nach (5.4) mit  $k_{dq} = 1$ )

sofern die reale Frequenz der Netzspannung durch geeignete Verfahren bestimmt wird [33]. In diesem Fall können kleinere  $k_6$  verwendet werden, da die Abweichung zwischen realer Netzfrequenz und Reglerfrequenz geringer ist. Dies soll in dieser Arbeit jedoch nicht weiterverfolgt werden.

## Stabilität

Durch den Einsatz von resonanten Reglern kann es, abgesehen von der gewünschten Kompensation der Harmonischen, nicht nur zur unerwünschten Anregung der resonanten Regler bei transienten Vorgängen, sondern auch zur Instabilität kommen. Dies soll ausgehend von der exemplarischen Übertragungsfunktion des Reglers aus Abb. 5.9 erläutert werden. Der resonante Regler allein wirkt unterhalb der Resonanzfrequenz wie ein Differentiator und oberhalb wie ein Integrator. Aufgrund des negativen Verstärkungsfaktors entsteht somit ein Phasensprung von  $-90^\circ$  auf  $90^\circ$ . Bei der Parallelschaltung des PI-Reglers und des resonanten Reglers ergibt sich die Gesamtübertragungsfunktion aus der vektoriellen Addition der einzelnen Elemente [71]. Abseits der Resonanzfrequenz dominiert der PI-Regler infolge seiner deutlich höheren Verstärkung das Gesamtverhalten und es ergibt sich in diesem Bereich ein konstanter Amplitudengang und ein konstanter Phasengang. Bei der Resonanzfrequenz dominiert hingegen der resonante Regler und bestimmt den Amplituden- und Frequenzgang. Bei den Frequenzen im Übergangsbereich erfolgt ein stetiger Übergang. Der Gesamtregler zeigt also bei der Resonanzfrequenz einen Phasensprung um  $360^\circ$ .

Durch den Einsatz eines resonanten Reglers entsteht also zwangsläufig in der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ein zusätzlicher  $180^\circ$ -Durchgang. Die Abb. 5.11 zeigt das Bode-Diagramm des offenen Regelkreises mit PI-Regler und drei resonanten Reglern ( $h = 2, 6, 12$ ). Die Auswertung des Stabilitätskriteriums nach Nyquist [72] besagt für diese Anwen-

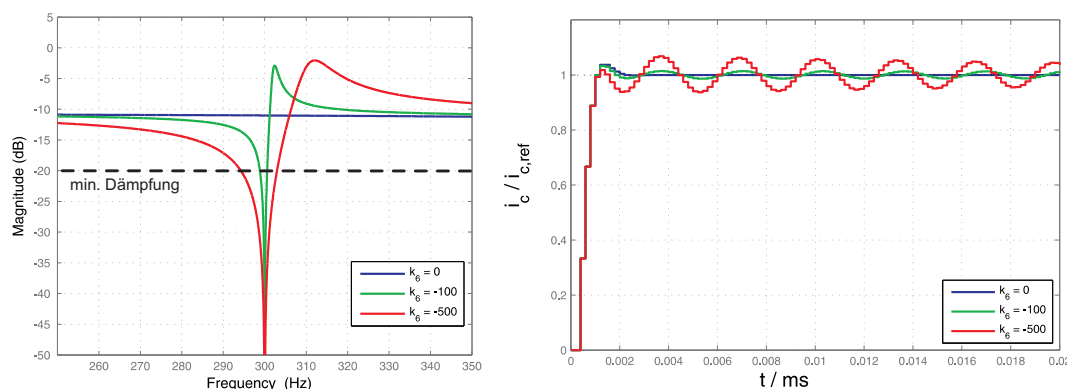


Abb. 5.10: Einfluss eines resonanten 300 Hz-Reglers mit unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren  $k_g$  auf das Verhalten des geschlossenen Regelkreises. Links: Störübertragungsfunktion von der Netzspannung zum Netzstrom, rechts: Antwort auf einen Sprung des Referenzstroms ( $k_{dq} = 1$ ,  $L_f = 10\%$ ,  $f_C = 5$  kHz)

dung, dass die Anzahl der positiven Durchgänge durch die  $180^\circ$ -Linie in dem Frequenzbereich mit positivem Amplitudengang ( $> 0$  dB) gleich der Anzahl der resonanten Regler sein muss. Bei einer Resonanzfrequenz unterhalb der Durchtrittsfrequenz ist dies unproblematisch. Bei einer Resonanzfrequenz oberhalb der Durchtrittsfrequenz muss der  $180^\circ$ -Durchgang ausreichend innerhalb des Resonanzpeaks liegen wie in Abb. 5.11 b). Da der Abstand zur  $-180^\circ$ -Linie der Grundschwingungsregelung mit steigenden Frequenzen stetig abnimmt, verschiebt sich der  $180^\circ$ -Durchgang im Bereich der Resonanzfrequenz der Regler für höhere Frequenzen zunehmend von der Resonanzfrequenz weg hin zu höheren Frequenzen, was letztlich dazu führt, dass die  $180^\circ$ -Linie in einem Frequenzbereich mit negativem Amplitudengang ( $< 0$  dB) durchquert wird, siehe Abb. 5.11 c). Insgesamt liegt in Abb. 5.11 also ein instabiles Verhalten vor, das durch den Regler für die 12.-te Oberschwingung bedingt ist.

Ein höherer Verstärkungsfaktor des problematischen resonanten Reglers hilft dabei nicht, auch wenn dadurch der Bereich  $> 0$  dB in dessen Frequenzbereich größer wird, weil sich der Phasenverlauf dann ebenfalls ändert, siehe Abb. 5.9. Die Ausweitung des Bereichs mit  $> 0$  dB durch Erhöhung des Verstärkungsfaktors der Grundschwingungsregelung ist ebenso nicht möglich, da die resultierende Verschiebung der dominanten Pole entlang der Äste der Wurzelortskurve (siehe Abb. 5.5) ein stärkeres Überschwingen oder sogar Instabilität bewirken würde. Es soll ferner angemerkt werden, dass ein kleinerer Verstärkungsfaktor der Grundschwingungsregelung bewirkt, dass der Bereich  $> 0$  dB kleiner wird und dadurch ggf. weitere resonante Regler destabilisiert werden können. Denn da der Phasenverlauf gleich bleibt (siehe Abb. 5.6), kann dadurch der  $180^\circ$ -Durchgang in einem Bereich mit  $< 0$  dB liegen und der Kreis instabil werden.

Eine Erhöhung der Regelungsfrequenz und entsprechender Anpassungen der Regelungsparameter nach (5.4) bewirkt eine Verschiebung der Durchtrittsfrequenz nach rechts, so dass dadurch auch resonante Regler mit zunehmend höheren Resonanzfrequenzen eingesetzt werden können. Neben dieser Möglichkeit existieren jedoch auch weitere Ansätze, bei gleichbleibender Regelungsfrequenz den Phasenverlauf der einzelnen resonanten Regler durch Modifikationen

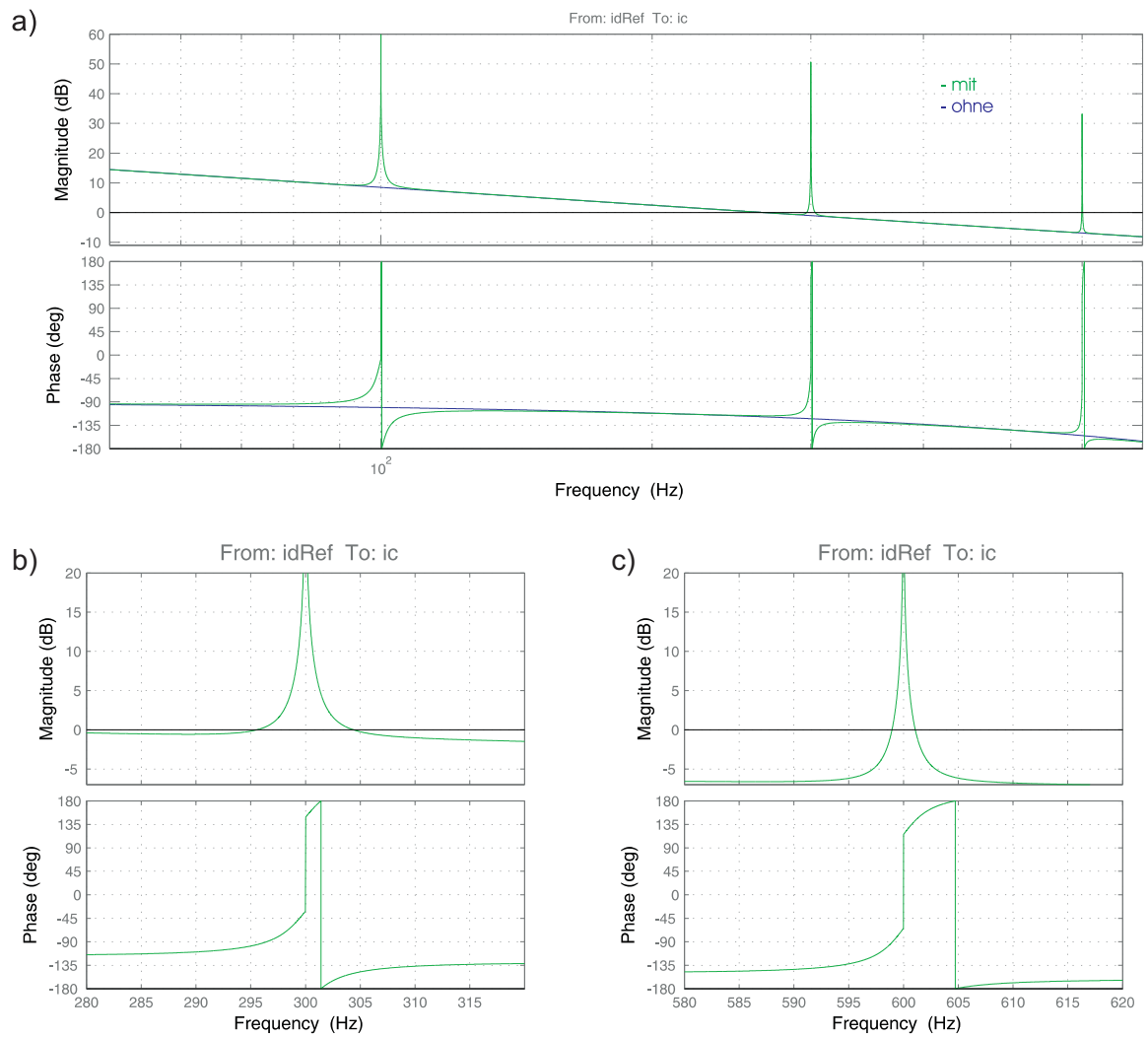


Abb. 5.11: Bode-Diagramme des instabilen offenen Regelkreises mit resonanten Reglern ( $k_2 = k_6 = k_{12} = -100$ ,  $f_C = 5$  kHz): a) Gesamtansicht mit und ohne resonante Regler, b) und c): vergrößerte Ausschnitte



der Regler anzuheben und somit deren Einsatz auch für höhere Frequenzen zu ermöglichen [73]. In der Fachliteratur zur Regelung von Oberschwingungen ist dies als *delay compensation* bekannt [70, 73]. Mit zunehmender Oberschwingungsfrequenz wird jedoch auch dies schwieriger, da die benötigte Phasenhebung steigt (siehe Abb. 5.11) und mit einer Beeinträchtigung der Gesamtregelgüte einhergeht. Daher gibt es in jedem Fall eine maximale Frequenz der Netzspannungsharmonischen, die regelungstechnisch kompensiert werden kann und von der Regelungsfrequenz, Grundschwingungsregelung und den Anforderungen an die Regelgüte abhängig ist. Das Störverhalten der Stromregelung ist also im Gegensatz zum Führungsverhalten nicht mit der Regelungsfrequenz skalierbar.

Es ist für die weiteren Untersuchungen dieser Arbeit zusammenfassend festzuhalten: Erstens ist prinzipiell eine hoher Proportionalverstärkungsfaktor der Grundschwingungsregelung an sich schon positiv für die Störunterdrückung, obgleich durch die Stabilität der dominanten Pole eine obere Grenze besteht. Zweitens ist im Sinne einer Kompensation der Harmonischen mit Zusatzreglern stets ein hohe Verstärkung der Grundschwingungsregelung über einen möglich weiten Frequenzbereich anzustreben, da resonante Regler auch mit *delay compensation* ansonsten nur sehr eingeschränkt verwendet werden können. Auch bei einer sehr dynamisch ausgelegten Grundschwingungsregelung begrenzt allerdings die Regelungsfrequenz die maximal mögliche Frequenz, die kompensiert werden kann.

## 5.2.2 Zwischenkreisspannungsregelung

Für die Auslegung wird wiederum das Modell aus Abb. 5.3 verwendet. Zunächst soll das Messwertfilter nicht berücksichtigt werden. Die Übertragungsfunktion des PI-Reglers mit der Proportionalverstärkung  $k_{p,DC}$  und der Integratorzeitkonstanten  $T_{I,DC}$  lautet:

$$G_{R,DC}(z) = k_{p,DC} \cdot \frac{z \left(1 + \frac{T_c}{T_{I,DC}}\right) - 1}{z - 1} \quad (5.10)$$

Die Strecke besteht aus dem Zwischenkreis und dem geschlossenen Stromregelkreis. Letzterer wird für die Auslegung des äußeren Reglers approximiert durch die Übertragungsfunktion (5.5) auf Seite 53. Zusammen mit der Übertragungsfunktion des Zwischenkreises aus (4.35) auf Seite 46 ergibt sich die Übertragungsfunktion des offenen DC-Regelkreises zu:

$$G_{o,DC}(z) = k_{p,DC} \cdot \frac{z \left(1 + \frac{T_c}{T_{I,DC}}\right) - 1}{z - 1} \cdot \frac{1/3}{z^2 - z + 1/3} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_{g,N}}{U_{DC,ref} C_{DC}} \cdot \frac{T_C}{z - 1} \cdot \frac{1}{z} \quad (5.11)$$

Im Gegensatz zur Stromregelstrecke besteht die Strecke nicht aus zwei Verzögerungsgliedern, sondern aus einem Verzögerungsglied (geschlossener Stromregelkreis) und einem reinen Integrator. Das bedeutet, dass die Kompensation des langsamen (dominanten) Poles wie bei der Stromregelung hier nicht angewendet werden kann, da sich in dem Fall der PI-Regler in erster Linie auch selbst kompensieren würde, da sowohl die Null- als auch die Polstelle des PI-Regler bei  $z = 1$  lägen. Daher kommt hier das symmetrische Optimum zum Einsatz. Die Problematik des Überschwingens stellt hier kein unmittelbares Problem dar, da die Zwischenkreisspannung

auf einen konstanten Wert geregelt wird. Zum Start des Systems kann der Referenzverlauf geglättet werden, um das Überschwingen zu verhindern.

Zudem ist die Filterung der Zwischenkreisspannung insbesondere bei kleinen Kapazitätswerten unvermeidlich, da es aufgrund der Schalthandlungen zu Aliasing kommt, wie in Kap. 3.5 beschrieben. Daher muss die Verzögerung durch die Filterung beim Entwurf der Regelung berücksichtigt werden. Nach [10] können die PI-Reglerparameter in Abhängigkeit der Summe der kleineren Zeitkonstanten im Regelkreis bestimmt werden. Diese wird als  $T_\sigma$  bezeichnet und ergibt sich aus der Summe der Anregelzeit der Stromregler  $T_{R,dq}$  (hier:  $4T_C$ ) und der Verzögerung im Rückführzweig (hier  $T_C$ ). Es folgt damit:

$$\begin{aligned} k_{p,DC} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{U_{DC}^* C_{DC}}{U_{g,N}} \frac{1}{a_{DC} \cdot T_\sigma} \\ T_{I,DC} &= a_{DC}^2 \cdot T_\sigma \end{aligned} \quad (5.12)$$

Dabei wurde der Einstellparameter  $a_{DC}$  eingeführt, mit dem das dynamische Verhalten fein eingestellt werden kann. Die Betrachtung der analytischen Form der Übertragungsfunktionen des offenen und geschlossenen Regelkreises liefert keine anschauliche Erklärung für das Systemverhalten wie bei der Stromregelung. Insofern wird der Einfluss des Einstellungsfaktors  $a_{DC}$  numerisch anhand der Bode-Diagramme mit der obigen Auslegung der Stromregelung nach (5.4) und  $k_{dq} = 1$  ausgewertet, siehe Abb. 5.12.

Die Abb. 5.12 zeigt anhand der Bode-Diagramme des vereinfachten offenen und geschlossenen Regelkreises den Einfluss des Verstärkungsfaktors des PI-Reglers. Den Diagrammen liegt die Übertragungsfunktion aus (5.11) mit (5.12) zugrunde. Es ist wiederum erkennbar, dass ein höherer Proportionalverstärkungsfaktor (kleineres  $a_{DC}$ ) eine höhere Dynamik mit weiterem Überschwingen und geringerem Phasen- und Amplitudenrand bewirkt. Das Überschwingen im Führungsgrößenprung ist zwar nicht entscheidend, allerdings reagiert der Regler auch auf Störgrößen mit entsprechend schwingenden Stromreferenzen. Diese Aussagen können in ähnlicher Form durch Betrachtung des Bode-Diagramms des geschlossenen Regelkreises bewiesen werden, vgl. Abb. 5.12 b). Es ist also insgesamt wiederum ein Kompromiss zwischen der Schnelligkeit der Regelung auf der einen Seite und der Robustheit und dem Überschwingverhalten auf der anderen Seite zu treffen. Sofern nicht anders angemerkt, soll in dieser Arbeit ein Einstellfaktor von  $a_{DC} = 3$  verwendet werden.

### 5.2.3 Simulations- und Messergebnisse

In diesem Abschnitt werden Simulations- und Messergebnisse zur konventionellen PI-Regelung eines Netzpulsstromrichters mit L-Filter und großer Zwischenkreiskapazität dargestellt. Die Simulationsergebnisse wurden dabei mit dem Simulationsmodell aus Kapitel 9.6 im Anhang auf S. 170 erzielt. In den Simulationen werden als Netzspannungen ideale Sinusquellen verwendet. Die Regelung der Maschine wird im Anhang in Kapitel 9.4 ab S. 163 beschrieben. Die Messergebnisse wurden an dem Laboraufbau aufgenommen, der in Kapitel 9.5 detailliert dargestellt wird.

Für den Netzpulsstromrichter werden für die Simulationen die gleichen System- und Regelungsparameter verwendet wie für die Messungen. Insbesondere wurden letztere nicht im Labor

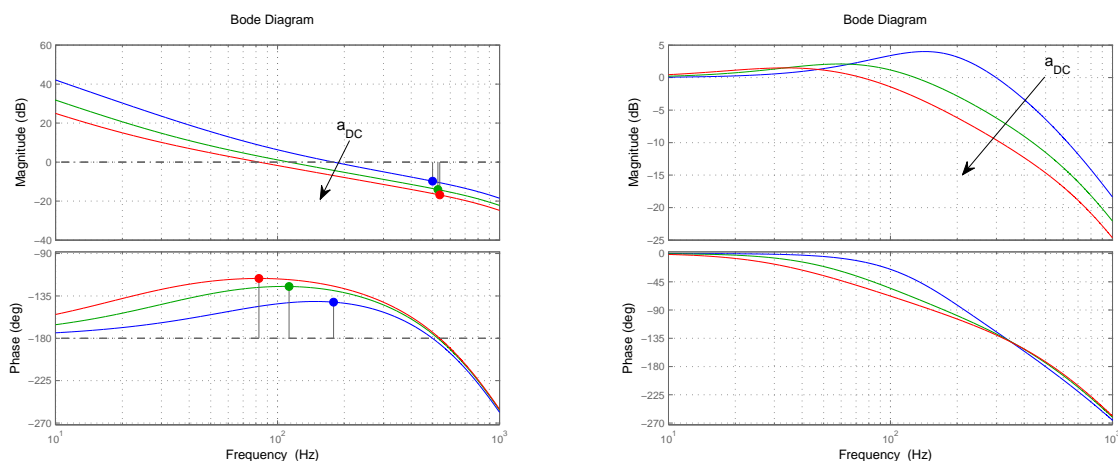


Abb. 5.12: Bode-Diagramm des Zwischenkreisspannungsregelkreises mit unterlagertem, geschlossenem PI-Stromregelkreis ( $T_{R,dq} = 4 \cdot T_C$  und  $T_C = 1/(8 \text{ kHz})$ ) für  $a_{DC} = 2, 0; 3, 0$  und  $4, 0$ : a) offener Regelkreis und b) geschlossener Regelkreis

$N / \text{min}^{-1}$	1000	Drehzahl der Maschine
$P_g / \text{kW}$	10	netzseitige Wirkleistung
$Q_g / \text{kVA}$	0	netzseitige Blindleistung

Tab. 5.2: Standardeinstellung des stationären Betriebspunktes des Antriebs für die Untersuchungen der konventionellen Regelung

manuell fein gestellt. Sofern es nicht anderes angegeben wird, werden die Systemparameter aus Tab. 5.1 verwendet, die auch für die theoretischen Untersuchungen verwendet wurden. Die Parameter der PI-Regler wurden entsprechend den Auslegungsgleichungen (5.4) mit  $k_{dq} = 1$  und (5.12) mit  $a_{DC} = 3$  eingestellt. Die Parameter der Oberschwingungsregelung werden stets angegeben. Der Arbeitspunkt des Netzpulsstromrichters ergibt sich durch die Drehzahl der Maschine und das wirkende Lastmoment. Letzteres wird in den Simulationen direkt vorgegeben und bei den Messungen durch eine Gleichstrommaschine eingestellt. Sofern es nicht anders angegeben wird, werden die Messungen im Betriebspunkt nach Tab. 5.2 durchgeführt. Das Lastmoment wird entsprechend eingestellt.

Zunächst soll das Führungsverhalten des geschlossenen Regelkreises der Stromregelung verifiziert werden. Die Referenz des Wirkanteils des Netzstroms wird durch den Zwischenkreisspannungsregler bestimmt und kann somit nicht frei gewählt werden. Der Blindanteil hingegen kann beliebig vorgegeben werden und somit zur Untersuchung der Referenzsprungantwort der Stromregelung variiert werden. Die Abb. 5.13 zeigt die simulierte Antwort der Stromregelung auf einen Sprung der Blindstromkomponente von -20 A auf +20 A. Diese Sprunghöhe bewirkt einen Sprung der netzseitigen Blindleistung um etwa 20 kVA. Die Wirkleistung wird während des Sprungs konstant bei  $P_g = 10 \text{ kW}$  gehalten. Die Anstiegszeit auf 90 % der Sprunghöhe liegt jeweils bei etwa 4-5 Regelungsperioden und das Überschwingen beträgt jeweils etwa 4 %. Es kommt während des Sprungs nur zu leichten Verkopplungen zwischen den Stromkomponenten.

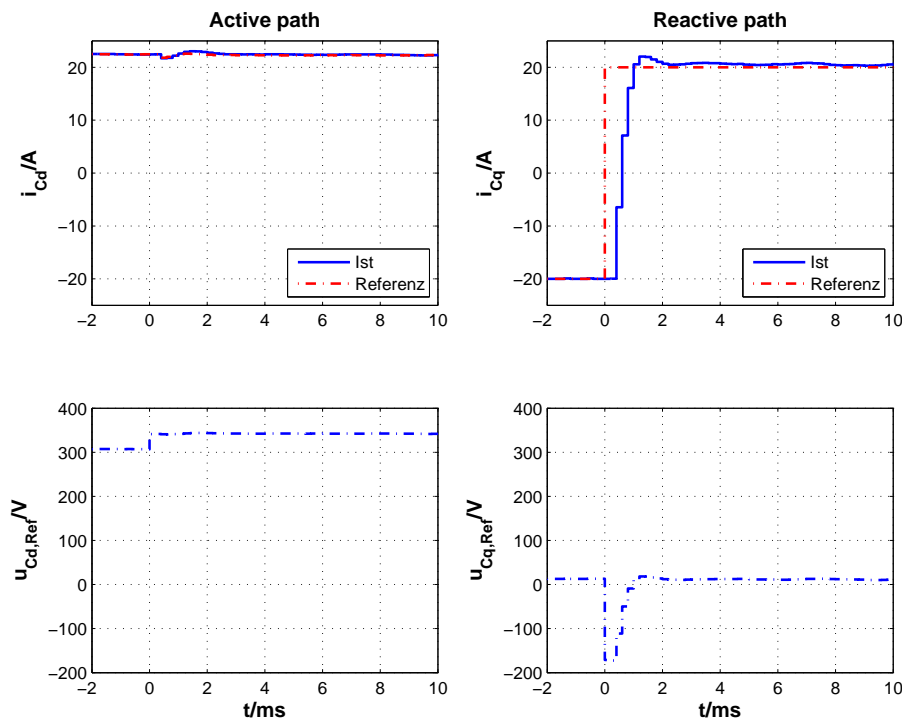


Abb. 5.13: Simulierte Referenzsprungantworten der Stromregelung inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung mit  $f_C = 5$  kHz: dq-Komponenten des Netzstroms (oben) und der Umrichter Ausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 10$  kW,  $k_6 = -100$  V/A)

Die simulierten Verläufe stimmen zudem sehr gut mit den berechneten Verläufen aus Abb. 5.5 auf S. 53 überein.

Ferner zeigt die gemessene Sprungantwort der Stromregelung inklusive der resonanten Regler für die 6. Oberschwingung für  $f_C = 5$  kHz in Abb. 5.14 eine sehr gute Übereinstimmung mit den simulierten Verläufen und dem berechneten Verlauf aus Abb. 5.10. Im Gegensatz zur Simulation ist die Netzspannung bei den Messungen mit Oberschwingungen behaftet, wie das Spektrum in Abb. 5.15 zeigt. Durch die resonanten Regler werden diese jedoch kompensiert. Das hat zur Folge, dass die Verläufe der Referenzspannungen in Abb. 5.14 entsprechende Oberschwingungen aufweisen.

Um das für den Entwurf und die Analyse verwendete Systemmodell auch am Stabilitätsrand zu validieren, wurde der Regelkreis durch Erhöhung der Proportionalverstärkung an die Stabilitätsgrenze gebracht. Die mit dem Modell erzielte Wurzelortskurve in Abb. 5.5 auf Seite 53 lässt eine maximale Verstärkung von  $k_{dq,max} = 3,1$  erwarten. Dann liegen die dominanten Pole auf dem Einheitskreis bei einer Frequenz etwas oberhalb von  $0,15f_C$ . Das gemessene Spektrum der Netzströme in rotierenden Koordinaten mit dem Proportionalitätsfaktor  $k_{dq} = 3,0$  ist in Abb. 5.15 dargestellt. Es ist eine deutliche Schwingung bei 800 Hz erkennbar, was  $0,16f_C$  entspricht und somit sehr nahe am theoretisch erwarteten Wert liegt. Eine weitere Erhöhung des Verstärkungsfaktors bewirkte schließlich das Abschalten aufgrund von Überströmen. Dieses Ergebnis validiert das Modell im höheren Frequenzbereich. Dies ist für den weiteren Verlauf der Arbeit

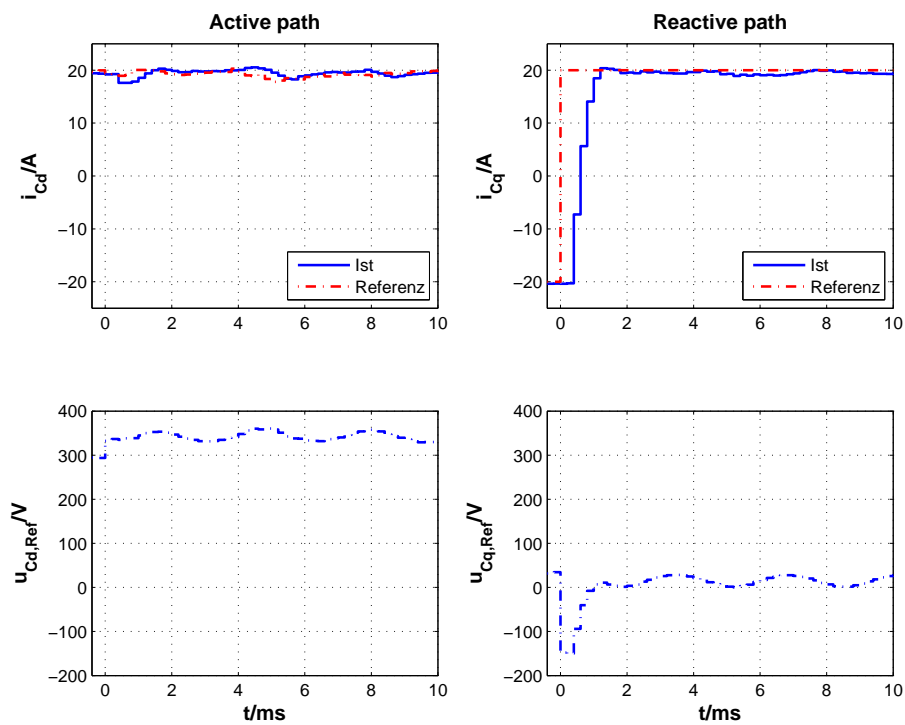


Abb. 5.14: Gemessene Referenzsprungantworten der Stromregelung inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung mit  $f_C = 5$  kHz: dq-Komponenten des Netzstroms (oben) und der Umrichterausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 10$  kW,  $k_6 = -100$  V/A)

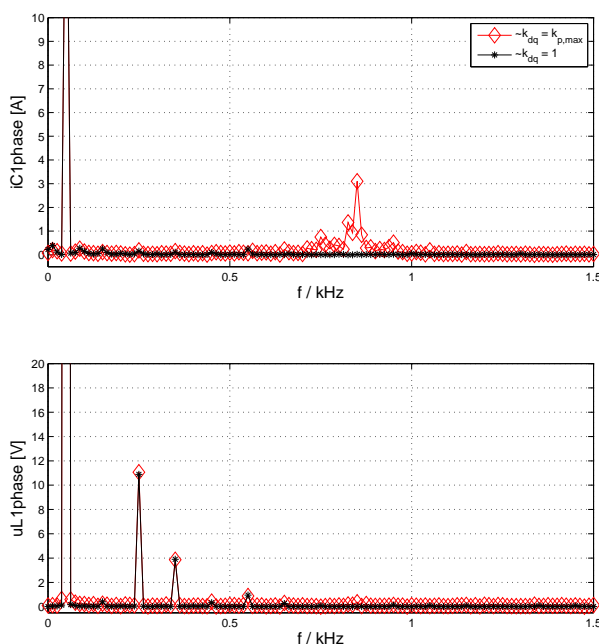


Abb. 5.15: Gemessenes Frequenzspektrum der Netzströme beim Betrieb an der Stabilitätsgrenze durch erhöhte PI-Proportionalverstärkung ( $k_{dq} = k_{dq,max} = 3,4$ ) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 10 \text{ kW} / N = 1000 \text{ 1/min}$ ,  $k_6 = -100 \text{ V/A}$ )

wichtig, da bei Antrieben mit LCL-Filtern die Filterresonanzfrequenz typischerweise in diesem höheren Frequenzbereich liegt.

Die Untersuchungen der Verzerrung der Netzströme werden stationär bei Nennleistung durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abb. 5.16 dargestellt. Der Abb. 5.16 a) ist zu entnehmen, dass in rotierenden Koordinaten die 6. Oberschwingung dominiert. Aus dem diesem Grunde sind die resonanten Regler für die 6. Oberschwingung in rotierenden Koordinaten von entscheidender Bedeutung. Die Ergebnisse zeigen eine deutliche Verbesserung der Verzerrung durch die resonanten Regler.

Wie die theoretische Abhandlung zeigte, ist der Einsatz von resonanten Reglern durch die Bandbreite der Grundschiwungsregelung begrenzt. Wie anhand der Abb. 5.11 gezeigt wurde, ist etwa der Einsatz der resonanten Regler für die 12. Oberschwingung bei der Regelungsfrequenz von 5 kHz nicht möglich. Die Verifizierung erfolgte im Betriebspunkt nach Tab. 5.2. Dabei wurde zunächst nur der resonante Regler für die 6. Oberschwingung verwendet, um im Anschluss den Regler für die 12. Oberschwingung zuzuschalten. Der Verlauf der Netzströme in Abb. 5.17 a) zeigt die resultierende und erwartete Instabilität.

Ein weiteres Ergebnis zur Instabilität der resonanten Regler ist in Abb. 5.17 b) dargestellt. Es zeigt den Verlauf der Netzströme bei Betrieb mit reduziertem Verstärkungsfaktor der PI-Regler. Durch diese Reduzierung wird die Bandbreite der Grundschiwungsregelung herabgesetzt, so dass in diesem Fall bereits der resonante Regler für die 6. Oberschwingung zur Instabilität führt.

Die Dynamik der Zwischenkreisspannungsregelung soll bei maximaler dynamischer Belastung

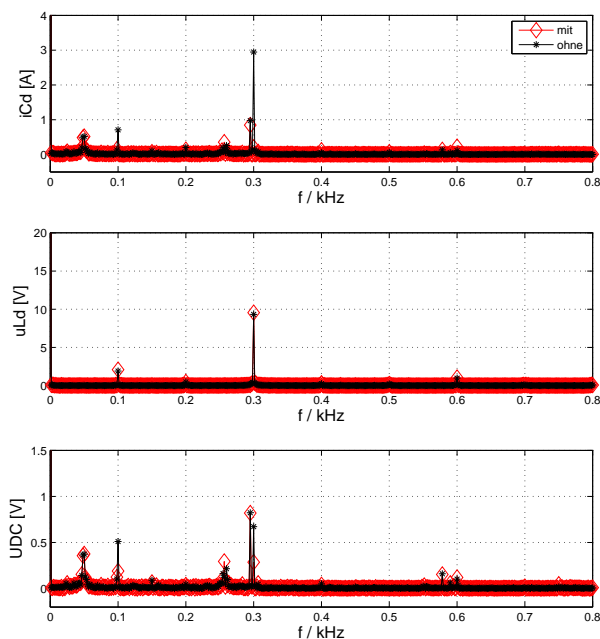


Abb. 5.16: Gemessene Frequenzspektren bei Betrieb des Antriebs mit  $P_g = 22$  kW ohne und mit resonanten Reglern für die 6. Oberschwingung: a) Netzströme, b) Netzspannung, c) Zwischenkreisspannung (Systemparameter nach Tab. 5.1,  $k_6 = -100$  V/A, Betriebspunkt:  $P_g = 22$  kW /  $N = 1450$  1/min

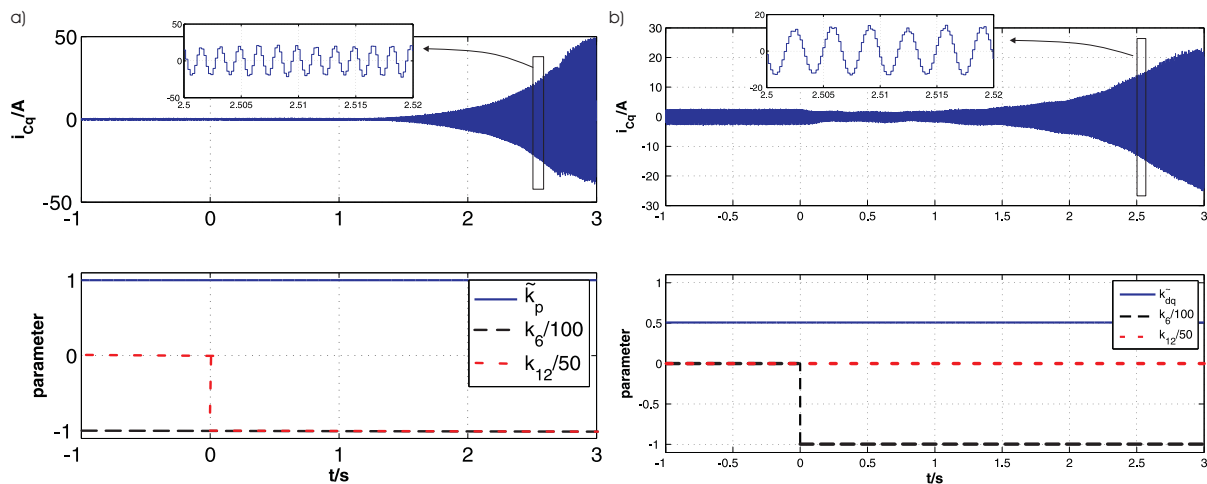


Abb. 5.17: Messergebnisse zur Instabilität der resonanten Regler: a) Zeitverlauf des Netzstroms bei Zuschalten des resonanten Reglers für die 12. Oberschwingung parallel zum Regler für die 6. Oberschwingung, b) Zeitverlauf des Netzstroms bei Zuschalten des resonanten Reglers für die 6. Oberschwingung beim Betrieb mit reduziertem PI-Verstärkungsfaktor  $k_{dq} = 0,5$  (ohne Regler für die 12. Oberschwingung) (Systemparameter nach Tab. 5.1, Betriebspunkt:  $P_g = 0$  kW /  $N = 1000$  1/min)

untersucht werden. Dazu wird die Antwort auf eine maschinenseitige Drehzahländerung untersucht. Eine maschinenseitige Drehzahlumkehr bewirkt, dass die Maschine mit maximal möglichem Moment zunächst abgebremst und dann in die entgegengesetzte Richtung beschleunigt wird. Erfolgt die Drehzahlumkehr dabei ausgehend vom Nennbetrieb (Nenn Drehzahl und Nennmoment), so ergibt sich ein sehr schneller Übergang der Wirkleistung von positiver zu negativer Nennleistung. Dabei wird der Zwischenkreis maximal belastet und die gesamte Regelung deutlich angeregt. Zudem lässt sich dieses Szenario praktisch realisieren. Andere Varianten, um den Zwischenkreis maximal zu belasten, sind ein maximaler Lastmomentensprung bei Nenn Drehzahl mit Nennleistung oder ein vollständiger Netzspannungseinbruch bei Nennleistung. Im ersten Fall lässt sich allerdings keine Entlastung durch eine geeignete netzseitige Regelung schaffen, da der Wirkleistungsfluss ins Netz je nach Art des Einbruchs nur begrenzt möglich ist. Dieses Szenario wurde in Kapitel 3 für die Auslegung der minimalen Zwischenkreiskapazität verwendet. Im zweiten Fall hängt die Belastung der Zwischenkreiskapazität hauptsächlich von der Dynamik der Lastmomentenänderung, aber auch von der Dynamik der Drehzahlregelung ab. Ein ideal sprungförmiger Verlauf des Lastmoments würde zwar eine maximale Belastung der Mechanik bedeuten, die Belastung des Zwischenkreises hinge aber auch in diesem Fall von der Dynamik der Drehzahlregelung ab. In der praktischen Realisierung sind in der Rückführung der Drehzahl signale meist Tiefpassfilter notwendig, um das Rauschen der Inkrementalgeber zu reduzieren, vgl. Ausführungen im Anhang in Kapitel 9.5 ab Seite 166 im Anhang. Diese reduzieren die Dynamik des Drehzahlregelkreises deutlich, was sich zwar in einer größeren Abweichung der Drehzahl vom Referenzwert äußern wird, allerdings im Sinne der Belastung des Zwischenkreises von Vorteil ist, da der Leistungsfluss weicher wird. Des Weiteren sind praktische Lastmomentprofile meist nicht ideal sprungförmig, so dass die sprungförmige Umkehr der Drehzahlreferenz im Folgenden als maximales Belastungsprofil des Zwischenkreises betrachtet werden soll.

Die Abb. 5.18 und 5.19 zeigen die simulierte und gemessene Verläufe der relevanten Größen. Im Sinne der Vollständigkeit sind die Verläufe weiterer Größen im Anhang in Abb. 9.8 und 9.9 auf den Seiten 178 und 179 dargestellt. In den Simulationen wurden keine Tiefpassfilter im Rückführzweig der Drehzahl verwendet, wodurch eine hohe Dynamik erreicht wurde. Wie bereits erwähnt, sind im praktischen Aufbau allerdings Filter notwendig. Die Regelungsparameter der maschinenseitigen Regelung wurden entsprechend diesem Filter angepasst, siehe Kap. 9.4 im Anhang auf Seite 163. Die Betrachtung der Drehzahlumkehr ist von der Tiefpassfilterung der Drehzahl signale jedoch kaum beeinflusst, da sich das Filter in der Rückführung befindet und sich die Änderung des Statorstroms zunächst maßgeblich durch den Referenzverlauf der Drehzahl ergibt, was auch die dargestellten Messungen zeigen. Der Sprung der Drehzahlreferenz bewirkt sowohl in den Simulationen als auch in den Messungen eine sprungförmige Änderung der Referenz des momentenbildenden Statorstroms vom positiven auf den negativen Maximalwert. Entsprechend der Statorstromregelungsdynamik wird dieser Sprung verzögert nachgefahren und bewirkt durch die Änderung der maschinenseitigen Leistung eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung. Der Zwischenkreisspannungsregler reagiert auf diesen Anstieg mit einer Änderung der Wirkstromkomponente des netzseitigen Stroms. Durch die verzögerte Antwort der Netzseite kommt es zu einer maximalen Abweichung der Zwischenkreisspannung von etwa 50 V, also etwa 7 %. Die simulierte Ergebnisse in 5.18 zeigen wiederum eine sehr gute



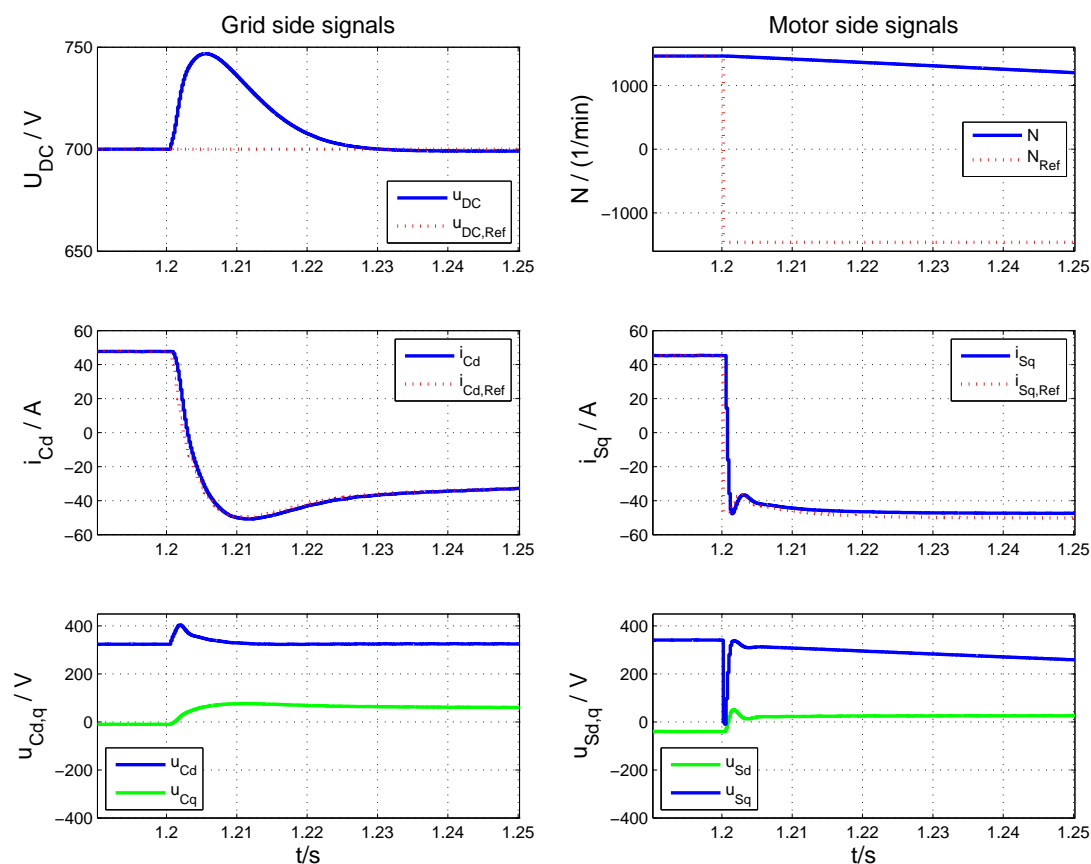


Abb. 5.18: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment

Übereinstimmung mit den gemessenen Ergebnissen, die in Abb. 5.19 dargestellt sind. Im Anhang in Abb. 9.10 auf Seite 180 ist die Antwort auf einen ideal sprungförmigen Lastmomentensprung von positivem zu negativem Nennmoment bei Nenndrehzahl dargestellt. Die Simulation zeigt, dass selbst bei diesem extremen Lastmomentensprung und ohne Signalfilter in der Rückführung der Drehzahl keine höhere Abweichungen der Zwischenkreisspannung zu erwarten sind als bei der hier gezeigten Drehzahlumkehr.

### 5.3 Einfluss eines LCL-Filters

In diesem Abschnitt werden zunächst die Eigenschaften der konventionellen PI-Regelung bei Anwendungen mit LCL-Filtern analysiert. Daran anschließend werden diverse Ansätze zur aktiven Resonanzdämpfung als Zusatz zur PI-Regelung untersucht und darauf aufbauend ein Ausblick auf weiterführende Regelungsansätze gegeben. Dabei wird ausschließlich die Stromregelung betrachtet, da das LCL-Filter direkt nur die Stromdynamik beeinflusst. Die Zwischenkreisdynamik wird letztlich nur indirekt durch das Verhalten des geschlossenen Stromregelkreises beeinflusst.

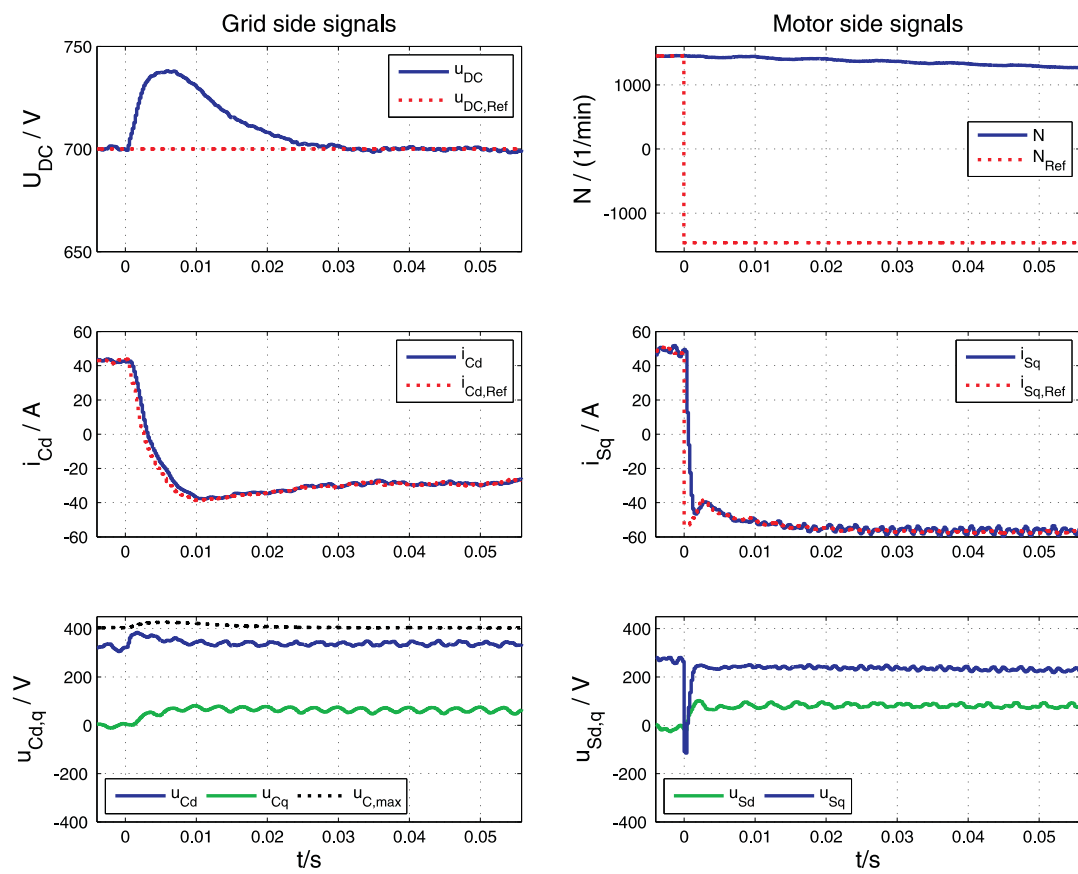


Abb. 5.19: Gemessene Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment

Im Gegensatz zu einem L-Filter-basierten System können bei Systemen mit LCL-Filtern sowohl der umrichterseitige oder aber auch der netzseitige Strom geregelt werden. In der Literatur kommen beide Varianten zum Einsatz, allerdings mit größerem Anteil für den Umrichterstrom. Die analogen Signale der Stromsensoren werden meist auch für eine schnelle Überstromerkennung durch analoge Schaltungen im Umrichter verwendet. Da gerade bei mittleren und höheren Leistungen einzelne Komponenten des LCL-Filters meist nicht in den Umrichter integriert sind, sondern extern angeschlossen werden, würde die Messung der netzseitigen Ströme auch extern angebrachte Stromsensoren bedeuten, und dies je nach Konstruktion des Gesamtsystems u.U. weiter entfernt. In den meisten Fällen ist die Integration der Stromsensoren in den Umrichter daher mit weniger Aufwand und auch mit geringeren Signalverzögerungen verbunden. Bei integrierten Netzfiltern können ebenso Netzstromsensoren in den Umrichter integriert werden, allerdings ist dadurch kein direkter Schutz vor Überströmen in den Halbleitern möglich. Für die Regelung der Umrichterströme spricht weiterhin, dass Überströme in den Leistungshalbleitern durch eine gute Regelung direkt verhindert werden können. Dies kann bei Messung des Netzstroms wiederum nur indirekt erfolgen und speziell bei dynamischen Vorgängen nicht gewährleistet werden. Auch aus diesem Grund ist die Verwendung der umrichterseitigen Ströme in vielen Anwendungen sinnvoll. Andererseits ermöglicht die Netzstrommessung die genauere Regelung des Leistungsfaktors am Anschlusspunkt und bietet in einigen Anwendung Vorteile hinsichtlich der Stabilität [74]. Auch im Sinne der Allgemeingültigkeit wird in dieser Arbeit auf beide Varianten eingegangen.

Die Untersuchungen der Stromregelung erfolgen anhand des einphasigen, diskreten Modells des abgetasteten LCL-Filters. Die mathematische Beschreibung wurde ausführlich in Kapitel 4 gezeigt. Es werden neben den Induktivitäten und der Kapazität nur die parasitären Serienwiderstände der Spulen berücksichtigt. Darüber hinaus entstehen in den Eisenkernen der Spulen je nach konkreter Ausführung zusätzliche Verluste, die der Resonanzdämpfung insbesondere dann zu Gute kommen, wenn die Resonanz bei höheren Frequenzen liegt [44]. Dadurch wird die Resonanz bei gleicher Reglerauslegung in der Praxis im Vergleich zu den gezeigten Ergebnissen je nach Güte der Filterkomponenten etwas besser gedämpft sein. Je effizienter sie allerdings ausgelegt sind, desto geringer wird dieser Effekt. Die Thematik dieser zusätzlichen parasitären Dämpfung und ihr Einfluss auf das Regelverhalten wird separat im Anhang in Kapitel 9.7 ausführlicher erläutert.

Sofern es nicht anders angegeben wird, erfolgen die Untersuchungen in diesem Kapitel mit einem der Parametersätze aus Tab. 5.3. Die Ergebnisse lassen sich allerdings leicht auf andere Parametersätze übertragen. Entscheidend im Sinne der Stabilität ist das Verhältnis der LCL-Resonanzfrequenz zur Regelungsfrequenz, welches im Folgenden als relative Resonanzfrequenz bezeichnet wird. Entsprechend den Ausführungen im Rahmen der Systemauslegung in Kapitel 3 variiert die relative Resonanzfrequenz je nach Anforderung an die Filterwirkung typischerweise zwischen etwa 0,4 und 0,15. In dieser Arbeit wird die relative Resonanzfrequenz durch Variation der Filterkapazität eingestellt. Zu diesem Zweck könnten allerdings auch andere LCL-Parameter oder auch die Regelungsfrequenz variiert werden.

Setting	$C_f/\mu\text{F}$ (p.u.)	$L_{fg}/\text{mH}$ (p.u.) $R_{fg}/\text{m}\Omega$ (p.u.)	$L_{fc}/\text{mH}$ (p.u.) $R_{fc}/\text{m}\Omega$ (p.u.)	$f_{Res}/$ kHz	$f_{Res}/f_C$ ( $f_C = 5$ kHz)
I	16,3 (3,3 %)	0,75 (3,6 %) 50 (0,77 %)	2,0 (9,9 %) 60 (0,92 %)	1,69	0,14
II	32,6 (6,6 %)	0,75 (3,6 %) 50 (0,77 %)	2,0 (9,9 %) 60 (0,92 %)	1,19	0,24
III	97,8 (19,9 %)	0,75 (3,6 %) 50 (0,77 %)	2,0 (9,9 %) 60 (0,92 %)	0,69	0,34

Tab. 5.3: LCL-System Parameter

### 5.3.1 Stabilität des PI-Stromregelkreises

Das Frequenzverhalten des LCL-Filters wird unterhalb der Resonanzfrequenz im Wesentlichen durch die Summeninduktivität  $L_f = L_{fg} + L_{fc}$  bestimmt, siehe Abb. 3.4 auf Seite 31. Die Auslegung der PI-Regler erfolgt daher üblicherweise unter Vernachlässigung der Filterkapazität und daher analog zum L-Filter-basierten System mit der Induktivität  $L_f$  [38], so dass die gleichen Reglerparameter wie im vorigen Abschnitt verwendet werden, siehe (5.4) auf S. 52. Zur Untersuchung der Resonanzproblematik wird in diesem Abschnitt die PI-Stromregelung ohne resonante Zusatzregler zur Kompensation der Oberschwingungen betrachtet. Die Erkenntnisse zur Oberschwingungsregelung aus Abschnitt 5.2 lassen sich aufgrund des induktiven Verhaltens in dem Frequenzbereich für die meisten Anwendungen auch auf LCL-Filer-basierte Systeme übertragen und sollen im Sinne der Übersichtlichkeit dieser Arbeit an dieser Stelle nicht wiederholt werden.

Eine aussagekräftige Stabilitätsuntersuchung kann durch Betrachtung der Wurzelortskurve erfolgen. Dabei werden die Lagen der Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises in Abhängigkeit eines Parameters dargestellt. Bei stabilen diskreten Systemen müssen alle Pole des geschlossenen Regelkreises innerhalb des Einheitskreises liegen [59]. Die Abb. 5.20 und 5.21 zeigen die Wurzelortskurven des Regelkreises mit PI-Regler in Abhängigkeit des PI-Verstärkungsfaktors für verschiedene relative Resonanzfrequenzen. Abbildung 5.20 zeigt dabei das Verhalten bei Umrichterstromregelung und Abb. 5.21 bei Netzstromregelung. Wie bereits einleitend angedeutet, ist erkennbar, dass die Stabilitätseigenschaften neben der Position der Stromsensoren auch entscheidend von der relativen Resonanzfrequenz abhängen. So ist ein stabiles System bei der Netzstromregelung nur bei hohen und bei Umrichterstromregelung nur bei äußerst niedrigen relativen Resonanzfrequenzen möglich. Aber auch in diesen Fällen ist die Resonanz nur schwach gedämpft, wodurch es bei dynamischen Vorgängen zur deutlichen Anregung der Resonanz kommt, wie aus den Referenzsprungantworten in Abb. 5.22 ersichtlich wird. Dies führt neben ungewollten Leistungsoszillationen auch zu einem Überschreiten des maximal zulässigen Stroms.

Die bereits erwähnten Eisenverluste bewirken, dass die Resonanzpole des offenen Regelkreises ( $k_{dq} = 0$ ) weiter innerhalb des Einheitskreises liegen, vgl. Abb. 9.7 im Anhang auf S. 177. Das bedeutet, dass auch Teile der Äste der Wurzelortskurve im Bereich der Resonanzfrequenz innerhalb des Einheitskreises liegen. Eine Möglichkeit zur Stabilisierung kann daher in eini-

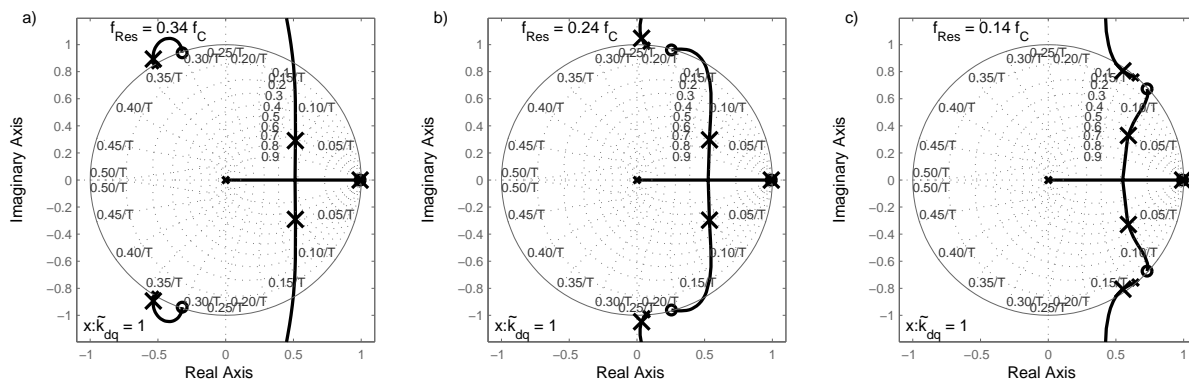


Abb. 5.20: Wurzelortskurven der PI-Umrichterstromregelung ohne zusätzliche Resonanzdämpfungskomponenten und ohne resonante Regler für unterschiedliche LCL-Resonanzfrequenzen: a)  $f_{Res} = 1,69$  kHz, b)  $f_{Res} = 1,19$  kHz und c)  $f_{Res} = 0,69$  kHz ( $f_C = 5$  kHz)

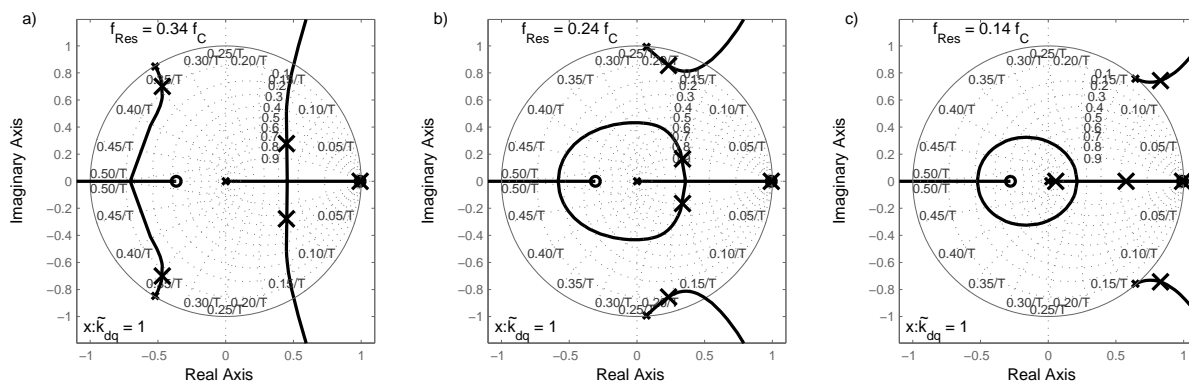


Abb. 5.21: Wurzelortskurven der PI-Netzstromregelung ohne zusätzliche Resonanzdämpfungskomponenten und ohne resonante Regler für unterschiedliche LCL-Resonanzfrequenzen: a)  $f_{Res} = 1,69$  kHz, b)  $f_{Res} = 1,19$  kHz und c)  $f_{Res} = 0,69$  kHz ( $f_C = 5$  kHz)

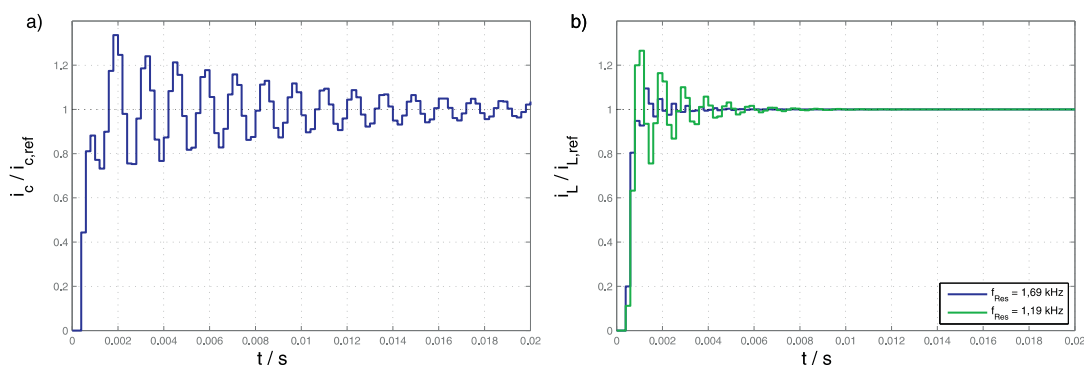


Abb. 5.22: Referenzsprungantworten: a) Umrichterstromregelung mit niedriger Resonanzfrequenz ( $f_{Res} = 0,69$  kHz), b) Netzstromregelung mit hoher und mittlerer Resonanzfrequenz ( $f_{Res} = 1,69$  kHz bzw.  $f_{Res} = 1,19$  kHz) ( $f_C = 5$  kHz)

gen Fällen eine deutliche Reduzierung der Proportionalverstärkung des PI-Reglers sein. Dann werden die Resonanzpole nicht in den Bereich außerhalb des Einheitskreises verschoben. Dies bewirkt neben einer nur schwach gedämpften Resonanz jedoch auch eine deutlich verminderte Dynamik der gesamten Stromregelung, was aus zweierlei Gründen Probleme bewirken kann. Erstens ist eine langsame Stromregelung im Hinblick auf das Leistungsgleichgewicht des netz- und maschinenseitigen Umrichters zwecks Entlastung des Zwischenkreiskondensators nachteilig. Zweitens erfordert der Einsatz der Oberschwingungsregler eine ausreichende Dynamik der Grundschiwungsregelung, wie in Kap. 5.2 gezeigt wurde. Zudem verschlechtert sich mit abnehmender Dynamik generell das Störverhalten der Grundschiwungsregelung.

Es kann also zusammengefasst werden, dass die konventionelle, reine PI-Stromregelung bei typischen Anforderungen an die Dynamik der Regelung strukturbedingt in den meisten Fällen nicht zur aktiven Resonanzdämpfung geeignet ist. Daher ist sie für die meisten Anwendungen ohne weitere Zusatzmaßnahmen zur aktiven Resonanzdämpfung nicht zur Stromregelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filtern geeignet. Im folgenden Abschnitt werden eben diese Zusatzmaßnahmen untersucht.

### 5.3.2 Zusatzmaßnahmen zur aktiven LCL-Resonanzdämpfung

In der Literatur wurden verschiedene Zusatzmaßnahmen zur aktiven Resonanzdämpfung veröffentlicht. Dabei werden meist konkrete Ansätze vorgeschlagen und deren Einsetzbarkeit bei einer festen LCL-Filterauslegung bewiesen. Wie aber im vorangegangenen Abschnitt gezeigt wurde, hat das Verhältnis der Resonanzfrequenz zur Regelungsfrequenz enormen Einfluss auf das Systemverhalten und die Wirksamkeit der aktiven Dämpfung. Es stellt sich also die Frage, inwieweit die konkreten Ansätze aus den jeweiligen Veröffentlichungen auf andere LCL-Filterauslegungen übertragbar sind und ob prinzipiell noch weitere Ansätze sinnvoll sind. Aus diesen Gründen wurden die Ansätze aus der Literatur als Zusatz zur PI-Stromregelung in den Untersuchungen zu dieser Arbeit vom Verfasser dieser Arbeit systematisch und tief gehend analysiert.

Die Literaturrecherche ergibt zunächst, dass die konkrete Gestaltung der aktiven Dämpfung stark davon abhängt, welche Systemgrößen als Rückführsignale zur Verfügung stehen. Die Spannweite erstreckt dabei von keinerlei weiterer Signale bis hin zur vollständigen Systemzustandsinformation. Als Konsequenz wird in dieser Arbeit eine Einteilung der aktiven Resonanzdämpfungsansätze in drei Klassen vorgenommen:

1. Digitale Filter (ohne weitere Rückführungen)
2. Rückführung einer Zustandsgröße
3. Rückführung mehrerer Zustandsgrößen

Die Abb. 5.23 zeigt die typischen Regelungsstrukturen. Die aktive Resonanzdämpfung durch digitale Filter wird ausschließlich durch Modifikation der Regelung erreicht. Im Gegensatz dazu

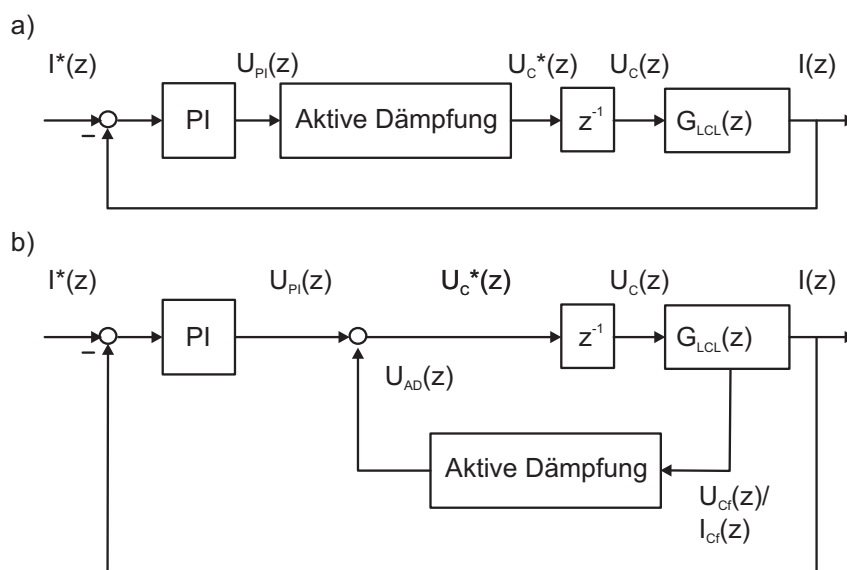


Abb. 5.23: Regelungsstruktur der PI-Regelung mit aktiver Resonanzdämpfung durch digitale Filter (a) und Rückführung zusätzlicher Zustandsgrößen (b)

erfordern die Ansätze, die auf zusätzlichen Rückführungen basieren, häufig weitere Messgrößen. In einigen Anwendungen können diese aber durchaus bereits zur Verfügung stehen, auch wenn diese in erster Linie für andere Zwecke genutzt werden. So werden etwa in einigen Anwendungen die Spannungen an den Filterkondensatoren zum Zweck der Synchronisierung der Regelung mit dem Netz gemessen [75, 76]. Ferner können einige benötigte Signale mit anderen vorhandenen Messsignalen berechnet oder beobachtet werden. Dadurch entstehen in der Regel allerdings Verzögerungen in der Rückführung, deren Auswirkungen auf die Dämpfungscharakteristik untersucht werden, aber nicht zwingend kritisch sein müssen.

Sofern der Einsatz weiterer Sensoren zum Zweck der aktiven Dämpfung notwendig ist, ist stets abzuwägen, ob die Einsparungen und Vorteile durch den Verzicht auf eine passive Resonanzdämpfung den Aufwand und die Zusatzkosten durch die zusätzlichen Sensoren rechtfertigen. Es soll dabei angemerkt werden, dass einige Ansätze zur aktiven LCL-Resonanzdämpfung im Vergleich zur passiven Variante weitere Vorteile bringen können. Als Beispiel ist die Dämpfung weiterer Resonanzerscheinungen zu nennen, die durch kapazitive Komponenten (Netzkom-pensationsanlagen oder Haushalte) sowie Kapazitätsbeläge langer Leitungen entstehen können [38, 75, 77].

Die Rückführung wird meist, wie in Abb. 5.23 b) dargestellt, auf die Referenzspannung addiert. Es gibt auch Ansätze, bei denen die Rückführung auf den Referenzstrom erfolgt [78, 79]. Dadurch können ggf. Vorteile bei transienten Vorgängen hinsichtlich des Stromüberschwingens erreicht werden. Andererseits hängt die erzielte Dämpfungscharakteristik direkt vom verwendeten Stromregler und dessen Auslegung ab. Die aktive Dämpfung durch Rückkopplung auf die Spannung ist nicht direkt abhängig vom Stromregler. Allerdings beeinflussen sie sich, da beide auf die Stromdynamik des LCL-Filters einwirken. In dieser Arbeit soll ausschließlich die Rückkopplung auf die Referenzspannung betrachtet werden.

Im Folgenden werden die unterschiedlichen Klassen zur aktiven Dämpfung genauer dargestellt und untersucht.

### 5.3.2.1 Dämpfung durch digitale Filter

Die Abb. 5.23 a) zeigt den Ansatz aktiver Resonanzdämpfung durch digitale Filter. Die vom PI-Regler berechneten Sollspannungen werden also gefiltert bevor sie an die PWM weitergeleitet werden. Das Filter muss dabei auf die Resonanzfrequenz abgestimmt sein. Zu berücksichtigen ist dabei allerdings auch die Beeinträchtigung der Dynamik des gesamten Regelkreises.

In den Untersuchungen des Verfassers zu dieser Arbeit wurden verschiedene Filter bis zur zweiten Ordnung zur aktiven Dämpfung untersucht [46, 80]. Die Ergebnisse werden hier zusammengefasst wiedergegeben, da sie als Grundlage für die nachfolgenden Betrachtungen dienen. In [46] wurde im Rahmen der Umrichterstromregelung ein digitales Filter zweiter Ordnung untersucht, dessen Pol- und Nullstellen manuell so gewählt werden, dass die instabilen Wurzelortskurvenzweige in den Einheitskreis hinein gezogen werden und somit Stabilität erreicht wird, siehe Abb. 5.24. Es ist erkennbar, dass die ursprünglich instabilen Pole stabilisiert werden. Zudem ist anzumerken, dass sich das dominante Polpaar des geschlossenen Regelkreises kaum verschiebt. Das bedeutet, dass die dominante Dynamik des Regelkreises unverändert schnell bleibt.

Mit sinkenden Resonanzfrequenzen rücken die Resonanzpole allerdings näher an das dominante Polpaar des geschlossenen Regelkreises und die Beeinflussung untereinander nimmt zu [46]. Dies schränkt die Auslegung der digitalen Filter zunehmend ein, da deren Pol- und Nullstellen zunehmend näher an die Streckenpole bzw. -nullstellen gelegt werden müssen, damit das System stabilisiert wird. Dadurch werden die Filter allerdings auch frequenzselektiver, so dass die ungenaue Kenntnis der Resonanzfrequenz leicht zu Stabilitätsproblemen führen kann. Die Robustheit des geschlossenen Regelkreises gegenüber Parameterunsicherheiten (LCL-Filterparameter aber auch Netzimpedanz) ist also umso geringer je niedriger die Resonanzfrequenz ist. Die Robustheit kann durch eine verminderte Dynamik der gesamten Regelung erhöht werden, da in diesem Fall der Abstand zwischen den Resonanzpolen und dem dominanten Polpaar wiederum größer wird und die digitalen Filter etwas robuster eingestellt werden können. Wie bereits häufiger erwähnt, ist eine verminderte Dynamik im Sinne einer guten Störunterdrückung und des Leistungsgleichgewichts bei einer schnellen Motorregelung nachteilig. In [80] wird die Resonanzdämpfung mittels digitaler Filter weitergehend und systematischer mit verschiedenen einfacheren Filtertypen untersucht. Die Filter werden hinsichtlich ihrer Dämpfungseignung bei Umrichter- als auch Netzstromregelung für verschiedene Resonanzfrequenzen betrachtet. Es soll an dieser Stelle nur das Fazit daraus gezogen werden, dass eine nahezu unveränderte dominante Dynamik des geschlossenen Regelkreises nur mit sehr frequenzselektiven digitalen Filtern möglich ist, die dann allerdings stets empfindlich gegenüber Schwankungen der Resonanzfrequenz sind. Für eine detaillierte Darstellung sei auf [80] verwiesen. In [81] werden darüber hinaus Filter höherer Ordnung eingesetzt, bei denen allerdings die Auslegung deutlich komplizierter ist. Eine verbesserte Robustheit lässt sich auch damit nicht erzielen.



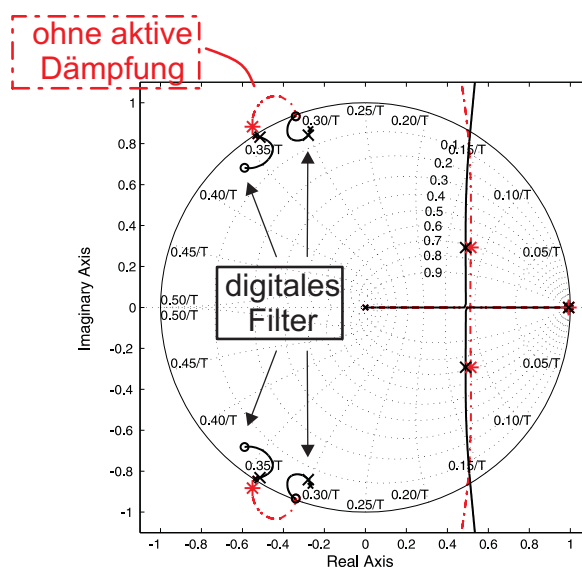


Abb. 5.24: Wurzelortskurve der PI-Umrichterstromregelung ohne aktive Dämpfung (rot) mit aktiver Resonanzdämpfung durch ein digitales Filter zweiter Ordnung (schwarz)

### 5.3.2.2 Dämpfung durch Rückführung einer Zustandsgröße

Die aktive Resonanzdämpfung kann ebenso über eine Rückführung zusätzlicher Systemgrößen erreicht werden. Die Idee dabei ist, die Informationen über die Resonanz direkt aus den Signalen zu ziehen, anstatt im Vorweg ein digitales Filter auf einen bestimmten Frequenzbereich abzustimmen. Bei schwankenden Systemparametern kann sich die Resonanzfrequenz ändern und es kann zu Stabilitätsproblemen bei den digitalen Filtern kommen. Wenn allerdings eine Anregung der Resonanz stattfindet, dann enthalten die LCL-Zustandsgrößen in jedem Fall Informationen über die Resonanz und deren aktuelle Frequenz, die dann zur Dämpfung selbiger verwendet werden können. Die Verwendung einer zusätzlichen Rückführung verspricht somit auch bei sich verändernden Systemparametern eine gute Resonanzdämpfung und somit eine höhere Robustheit.

Es stellen sich direkt die Fragen, inwieweit sich die einzelnen Zustandsgrößen zur Resonanzdämpfung eignen und welche Rückführdynamiken für die unterschiedlichen Größen gewählt werden sollten. In der Literatur wurde bereits eine Reihe von Ansätzen vorgeschlagen und die Resonanzdämpfung teilweise untersucht. Wie auch z.B. in [82] geschehen, können prinzipiell sämtliche verfügbare Messgrößen innerhalb des LCL-Filters für die Resonanzdämpfung in Betracht gezogen werden. Da die Resonanz allerdings durch die Filterkondensatoren entsteht, sind besonders die Ströme im Filterkondensator oder die Spannungen über diesen am vielversprechendsten. In [48, 76, 83, 84] wurden die Spannungen zur Resonanzdämpfung eingesetzt. Im Gegensatz dazu konnte die LCL-Resonanz in [85, 86] durch Verwendung der Ströme gedämpft werden. Zudem wurde in [78] das sogenannte *virtual resistor*-Prinzip vorgestellt. Dabei wird versucht, eine passive Dämpfung durch reale Widerstände an verschiedenen Positionen im LCL-Filter durch die Regelung nachzubilden. Letztlich führt dies wiederum zur Rückführung von zusätzlichen Systemgrößen.

In den genannten Veröffentlichungen werden jeweils konkrete Ansätze gezeigt und anhand eines LCL-Filters mit fester Auslegung untersucht. Die Übertragbarkeit auf LCL-Filter mit anderen Parametern bleibt dabei erneut offen. Es wurden daher vom Verfasser dieser Arbeit eine grundlegende Betrachtung der Resonanzdämpfungseigenschaften der potentiellen Rückführungsgrößen mit unterschiedlichen Rückführungsarten für verschiedene relative Resonanzfrequenzen durchgeführt, deren Ergebnisse in [87] veröffentlicht wurden und hier im Folgenden in einer an diese Arbeit angepassten Form dargestellt werden. Im Anschluss an die grundlegende Betrachtung wird eine detaillierte Analyse der Stromregelung inklusive aller beteiligten Komponenten durchgeführt.

### Grundlegende Untersuchung der Dämpfungseigenschaften

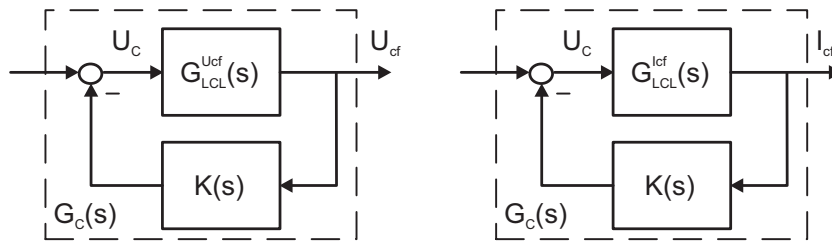


Abb. 5.25: Vereinfachte Modelle zur Untersuchung der Resonanzdämpfungseigenschaften der Rückführung der Kondensatorspannungen (links) und der Kondensatorströme (rechts)

Wie aus der Literatur ersichtlich, kann die Resonanzdämpfung durch Rückführung verschiedener Zustandsgrößen erfolgen. Zweckmäßig werden entweder die Ströme oder die Spannungen der Filterkondensatoren gewählt, da sie bei Anregung der Resonanz in jedem Fall Information darüber enthalten. Zur Bestimmung der jeweilig notwendigen Rückführcharakteristik können zunächst die vereinfachten, kontinuierlichen Modelle aus Abb. 5.25 betrachtet werden. Dabei wird die entsprechende Übertragungsfunktion des LCL-Filters,  $G_{LCL}^{Ucf}(s)$  bzw.  $G_{LCL}^{Icf}(s)$ , mit einer Rückkopplung über verschiedene Dynamikelemente  $K(s)$  ohne PI-Regler und Rechenverzögerung betrachtet. Die einzelnen Übertragungsfunktionen des LCL-Filters lassen sich aus den Gleichungen aus Kapitel 4.1.2 ableiten:

$$G_{LCL}^{Ucf}(s) = \frac{U_{cf}(s)}{U_c(s)} = \frac{1}{L_{fc}C_f} \frac{1}{s^2 + \omega_{Res}^2} \quad (5.13)$$

$$G_{LCL}^{Icf}(s) = \frac{I_{cf}(s)}{U_c(s)} = \frac{I_{cf}(s)}{U_{cf}(s)} \cdot \frac{U_{cf}(s)}{U_c(s)} = sC_f \cdot \frac{1}{L_{fc}C_f} \frac{1}{s^2 + \omega_{Res}^2} = \frac{1}{L_c} \frac{s}{s^2 + \omega_{Res}^2} \quad (5.14)$$

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises nach Abb. 5.25 ergibt sich zu

$$G_c(s) = \frac{G_{LCL}(s)}{K(s) + G_{LCL}(s)} \quad (5.15)$$

wobei bei Stromrückführung  $G_{LCL}(s) = G_{LCL}^{Icf}(s)$  und bei Spannungsrückführung  $G_{LCL}(s) = G_{LCL}^{Ucf}(s)$  zu verwenden sind. Als Dynamikglieder werden ein Differentiator ( $K(s) = k_{ad} s$ ), ein

Integrator ( $K(s) = k_{ad}/s$ ) und ein Proportionalglied ( $K(s) = k_{ad}$ ) betrachtet. Die Wurzelortskurven in Abb. 5.26 zeigen, dass bei Rückführung der Kondensatorströme ausschließlich eine P-Rückführung eine Verschiebung der Pole in die linke s-Halbebene und somit die Stabilisierung bewirkt, wie auch in den Ansätzen in [85, 86] verwendet. Da der Strom aus der Ableitung der Spannung entsteht ( $I_{Cf}(s) = sC_f U_{Cf}(s)$ ) führt bei der Verwendung der Spannung nur eine D-Rückführung zur Dämpfung der Resonanz. Wie sich weiter unten zeigen wird, entsteht durch die diskrete Implementierung der Ableitung aus dem idealen D-Glied ein reales D-Glied mit Hochpasscharakter. In [83] wird direkt ein Hochpassfilter angesetzt und die in [76, 84] verwendeten Lead-Lag-Elemente weisen mit der dort gezeigten Auslegung letztlich ebenso Hochpassverhalten auf.

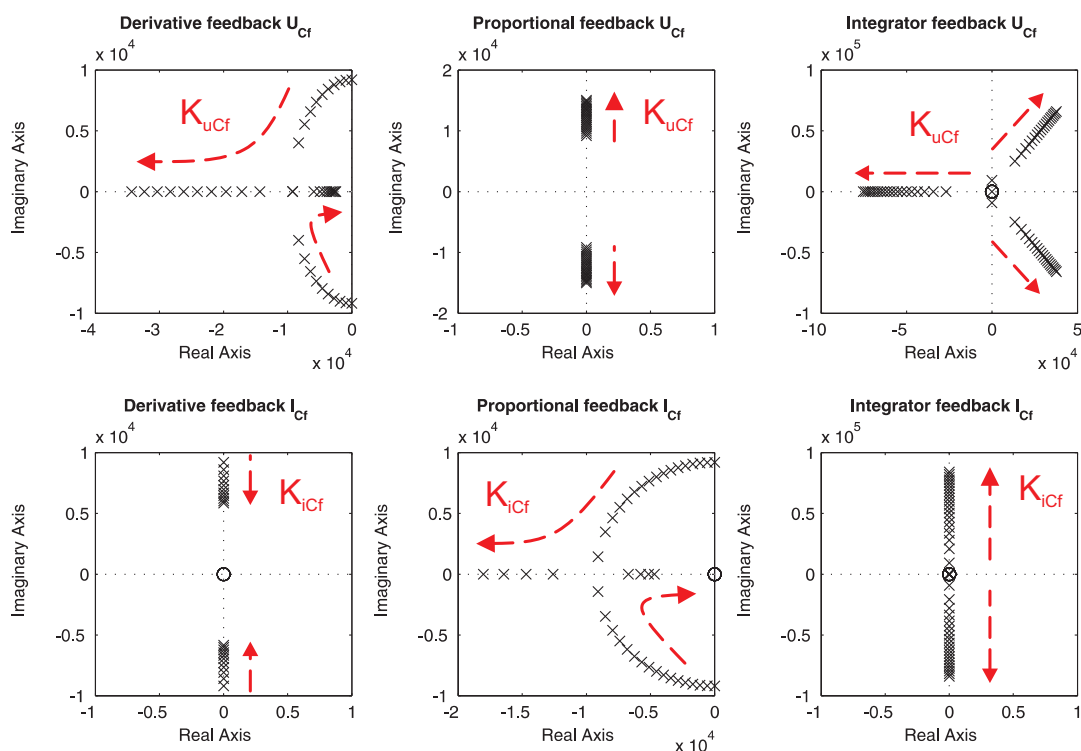


Abb. 5.26: Verlauf der Pole des geschlossenen Regelkreises nach Abb. 5.25 mit verschiedenen Rückführcharakteristika (D-, P- und I-Verhalten) bei Rückführung der Kondensatorspannungen (oben) und Kondensatorströmen (unten) in Abhängigkeit des jeweiligen Verstärkungsfaktors

Prinzipiell sind also eine P-Rückführung der Kondensatorströme und eine D-Rückführung der Kondensatorspannungen geeignet und werden im Folgenden jeweils als Teil der gesamten Stromregelungsstruktur untersucht.

### Verhalten der Gesamtstromregelung

Durch die Integration der aktiven Resonanzdämpfung in die gesamte Stromregelung kommt es zur Wechselwirkung mit der Grundschwingungsregelung, weil beide auf die gleiche Strecken-

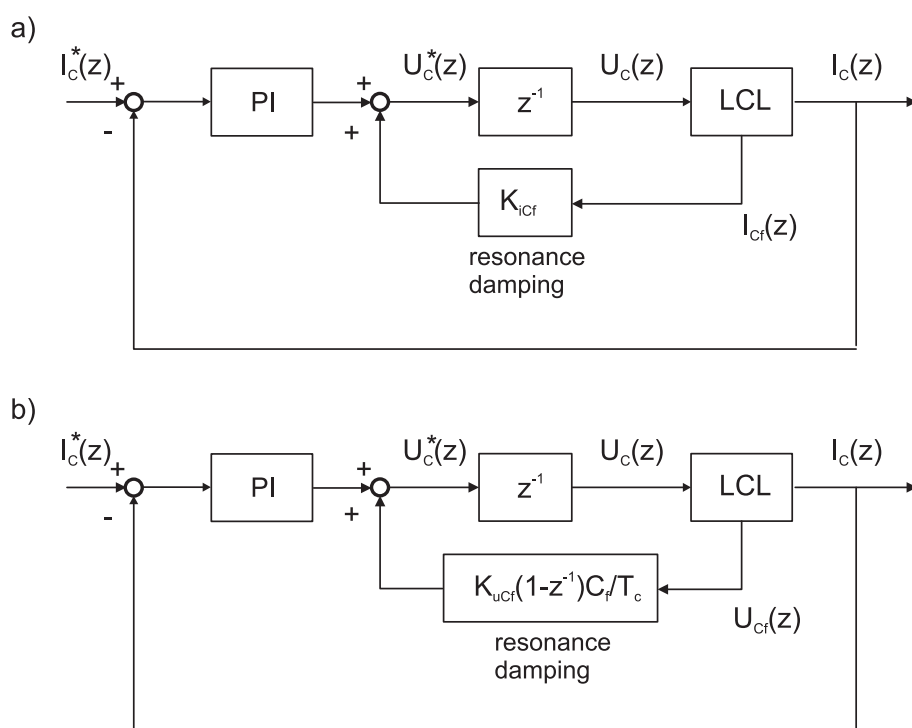


Abb. 5.27: Detaillierte Modelle der gesamten PI-Stromregelung mit aktiver Resonanzdämpfung durch P-Rückführung des Kondensatorstroms  $I_{Cf}$  (a) und durch D-Rückführung der Kondensatorspannungen  $U_{Cf}$  (b) mit der diskreten Implementierung des Differentiators nach der Backwards-Euler-Methode [64]

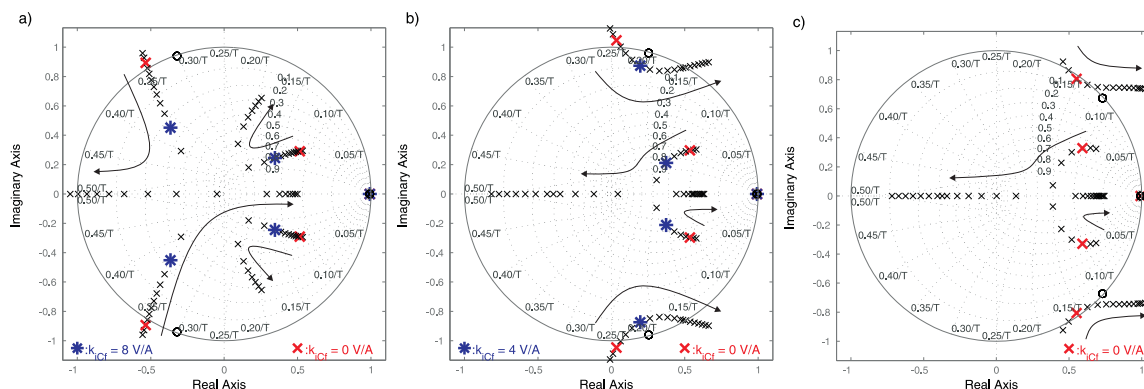


Abb. 5.28: Einfluss des Verstärkungsfaktors  $k_{iCf}$  bei der  $I_{Cf}$ -Rückführung auf die Lage der Polstellen des geschlossenen Regelkreises bei verschiedenen LCL-Resonanzfrequenzen ( $f_C = 5\text{kHz}$ ): a)  $f_{Res}/f_C = 1,69\text{ kHz}/5\text{ kHz} = 0,14$ ; b)  $f_{Res}/f_C = 1,19\text{ kHz}/5\text{ kHz} = 0,24$ ; c)  $f_{Res}/f_C = 0,69\text{ kHz}/5\text{ kHz} = 0,34$

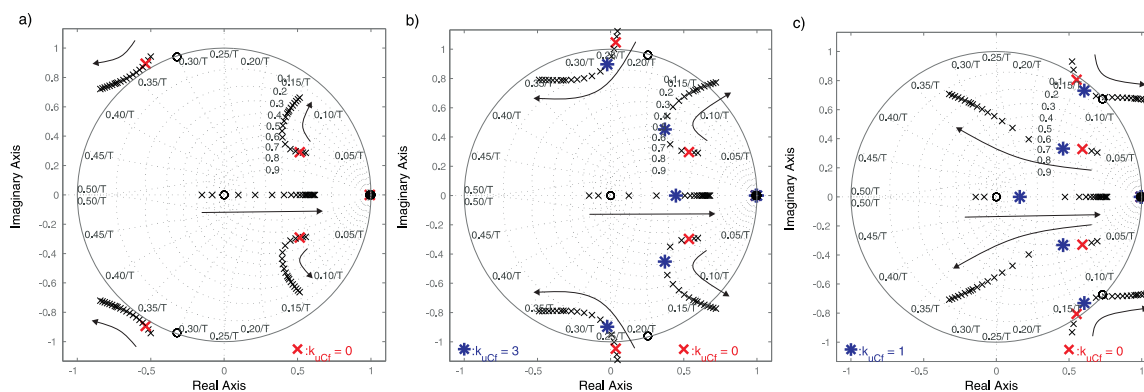


Abb. 5.29: Einfluss des Verstärkungsfaktors  $k_{u Cf}$  bei der  $U_{Cf}$ -Rückführung auf die Lage der Polstellen des geschlossenen Regelkreises bei verschiedenen LCL-Resonanzfrequenzen ( $f_C = 5\text{kHz}$ ): a)  $f_{Res}/f_C = 1,69\text{ kHz}/5\text{ kHz} = 0,14$ ; b)  $f_{Res}/f_C = 1,19\text{ kHz}/5\text{ kHz} = 0,24$ ; c)  $f_{Res}/f_C = 0,69\text{ kHz}/5\text{ kHz} = 0,34$

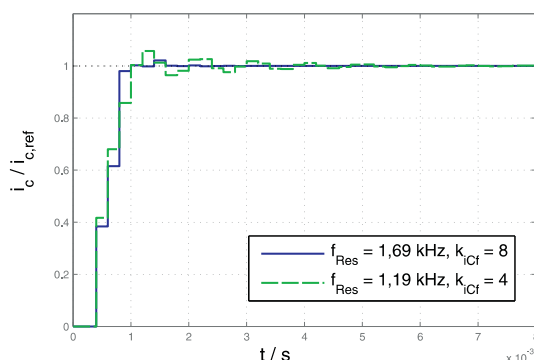


Abb. 5.30: Referenzsprungantworten mit  $I_{Cf}$ -Rückführung für verschiedene Resonanzfrequenzen :  
 $f_{Res} = 1,69 \text{ kHz}$  und  $f_{Res} = 1,19 \text{ kHz}$  ( $f_C = 5 \text{ kHz}$ )

dynamik wirken. Daher können sie nicht voneinander entkoppelt betrachtet werden. Zur Untersuchung dieses Effekts werden die detaillierten Modelle aus Abb. 5.27 verwendet. Dabei wird die diskrete Implementierung des Differentiators nach der Backwards-Euler-Methode [64] verwendet, worauf weiter unten genauer eingegangen wird. Im Sinne der Übersichtlichkeit dieser Arbeit werden die aktiven Dämpfungsansätze im weiteren Verlauf anhand der Umrichterstromregelung untersucht. Analoge Untersuchungen könnten auch für die Netzstromregelung durchgeführt werden.

Die Auswertung für  $I_{Cf}$ -Rückführung liefert die Verläufe der Pol- und Nullstellen in Abhängigkeit der Proportionalverstärkung  $k_{ICf}$ , die in Abb. 5.28 für verschiedene relative Resonanzfrequenzen dargestellt ist. Es ist erkennbar, dass die Resonanzpole bei hohen Resonanzfrequenzen (Teil a)) durch Erhöhung von  $k_{ICf}$  in den Einheitskreis gezogen und somit gedämpft werden. Das dominante Polpaar bei den niedrigen Frequenzen wird dabei zu höheren Frequenzen mit etwas erhöhter Dämpfung verschoben. Dies ist sogar vorteilhaft, da eine schnellere Dynamik mit geringerer Überschwingweite erreicht wird. Ab einem Verstärkungsfaktor von etwa  $k_{ICf} = 9 \text{ V/A}$  ändert sich allerdings der Verlauf drastisch und die Pole werden wieder in Richtung des Einheitskreises verschoben, bevor wiederum Instabilität eintritt. Die Resonanz lässt sich bei hohen Resonanzfrequenzen folglich sehr gut dämpfen, wobei sich sogar das Gesamtverhalten der Stromregelung verbessern kann. Einerseits verbessert sich mit steigendem  $k_{ICf}$  die Dynamik und Dämpfung der Resonanz, aber andererseits wird das Messrauschen zunehmend verstärkt. Da gerade die Ströme und Spannungen der Filterkondensatoren durch die Schaltharmonischen stark verzerrt sind, sollte  $k_{ICf}$  nicht höher als notwendig gewählt werden.

Mit sinkender Resonanzfrequenz steigt die gegenseitige Beeinflussung der Resonanzpole und der ursprünglich dominanten Pole. Dies wirkt sich zunehmend negativer auf die Systemstabilität und die Regelgüte aus. Die Referenzsprungantworten in Abb. 5.30 verdeutlichen ebenso die zunehmende Anregung der Resonanz mit sinkender Resonanzfrequenz. Bei niedrigen Resonanzfrequenzen wird eine ausreichende Resonanzdämpfung gar unmöglich, da die Resonanzpole für alle  $k_{ICf}$  sehr nahe oder außerhalb des Einheitskreises liegen, siehe Abb. 5.28 c).

Die Auswertung der  $U_{Cf}$ -Rückführung lässt im Bereich mittlerer und niedriger Resonanzfrequenzen ähnliche Schlussfolgerungen zu, wobei die gegenseitige Beeinflussung der Resonanz-

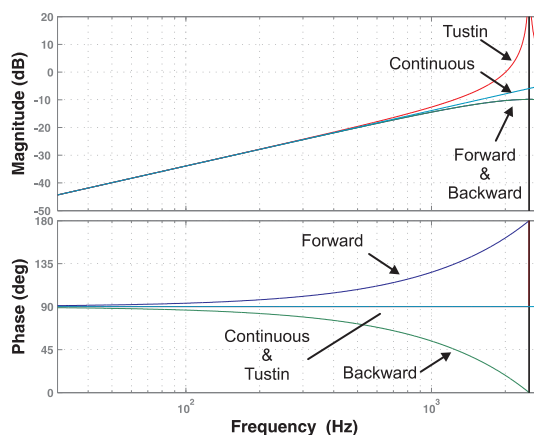


Abb. 5.31: Frequenzverhalten verschieden diskretisierter Differentiatoren

pole und der dominanten Pole etwas größer ist und niedrige Resonanzfrequenzen leicht gedämpft werden, siehe Abb. 5.29. Hinzu kommt allerdings, dass bei hohen Resonanzfrequenzen keine Dämpfung erreicht wird. Die Ursache liegt in der diskreten Implementierung. Die Abb. 5.31 zeigt die Bode-Diagramme verschiedener Implementierung des kontinuierlichen Differentiators. Die Analysen zeigen, dass mit der Implementierung nach Tustin wegen der sehr hohen Verstärkung bei der Nyquist-Frequenz keine Stabilisierung erfolgen kann. Da die Forward-Euler-Diskretisierung einen impliziten Algorithmus liefert, fällt die Wahl auf die Backwards-Euler-Methode. Es zeigt sich, dass sich das Verhalten bei Frequenzen knapp unterhalb der Nyquist-Frequenz einer Proportionalverstärkung (konstanter Amplitudengang und keine Phasenverschiebung) annähert. Wie die Analysen mit dem vereinfachten Modell im kontinuierlichen Bereich zeigten, ist mit einer  $U_{Cf}$ -Rückführung über ein Proportionalglied keine Resonanzdämpfung möglich, siehe Abb. 5.26.

Die Robustheit beider Ansätze gegenüber Parameterungenauigkeiten ist im Vergleich zur aktiven Dämpfung durch digitale Filter deutlich höher. Denn die auf einer zusätzlichen Rückführung basierenden Ansätze sind nicht selektiv auf eine Resonanzfrequenz abgestimmt. Solange die aktuelle Resonanzfrequenz in dem Frequenzbereich bleibt, in dem der jeweilige Ansatz prinzipiell anwendbar ist, wie oben beschrieben, funktioniert die Resonanzdämpfung auch weiterhin. Es ist hinzuzufügen, dass sich die Auslegung jeweils auf einen Parameter beschränkt, der dann entsprechend der geforderten Robustheit gegenüber Schwankungen der Resonanzfrequenz ausgelegt werden kann. Es soll jedoch angemerkt werden, dass eine Änderung der Induktivitätsparameter ebenso das dominante Polpaar verschiebt und es zur üblichen Veränderung der dominanten Dynamik kommt. Dies wurde bereits für das System mit L-Filtern anhand der Abb. 5.7 auf S. 55 diskutiert.

Insgesamt lässt sich zusammenfassen, dass sich die P-Rückführung der Kondensatorströme nicht bei niedrigen, allerdings sehr gut bei höheren bis mittleren relativen Resonanzfrequenzen zur Resonanzdämpfung eignet. Die D-Rückführung der Kondensatorspannungen lässt sich hingegen aufgrund der diskreten Implementierung nicht bei höheren Resonanzfrequenzen und ebenso nicht so sehr bei niedrigen Resonanzfrequenzen anwenden. Für mittlere Resonanzfrequenzen eignet sie sich allerdings ebenso wie die Rückführung der Kondensatorströme und

weist gute Robustheitseigenschaften auf. Die Resonanz lässt sich jedoch insbesondere bei niedrigen Resonanzfrequenzen und gleichzeitig hohen Anforderungen an die Dynamik der Regelung mit diesen Ansätzen nicht ausreichend dämpfen.

### 5.3.2.3 Ausblick zur Dämpfung durch Rückführung mehrerer Zustandsgrößen

Ein kombinierte Rückführung beider Filterkondensatorgrößen, also des Stroms  $I_{Cf}$  und der Spannung  $U_{Cf}$ , sollte verbesserte Resonanzdämpfungseigenschaften ermöglichen, da mehr Systeminformation zur Verfügung steht. Aus den Pol-Nullstellendiagrammen der grundlegenden Analyse in Abb. 5.26 auf Seite 79 geht hervor, dass die Resonanzpole durch eine P-Rückführung der Spannung in ihrer Frequenz verschoben werden können. So könnte ein Ansatz lauten, mit der P-Rückführung von  $U_{Cf}$  die Resonanzfrequenz in den Bereich zu verschieben, in dem die Resonanz durch eine P-Rückführung von  $I_{Cf}$  effektiv genutzt werden kann. Da allerdings mit  $I_c$ ,  $I_{Cf} = I_g - I_c$  und  $U_{Cf}$  dann die gesamte Information über den Zustand des LCL-Filters zurückgeführt wird, können dann auch direkt zustandsbasierte Regelungsverfahren angesetzt werden. Damit ist die Auslegung der Reglerparameter nach systematischen, bekannten Vorgehensweisen ohne manuelles Ausprobieren verschiedener Parameter möglich [88].

## 5.3.3 Simulations- und Messergebnisse

In diesem Abschnitt werden Simulations- und Messergebnisse zur konventionellen PI-Regelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter und großer Zwischenkreiskapazität in gleicher Weise wie bei einem L-Filter-basierten System in Kapitel 5.2.3 dargestellt. Anstelle des L-Filters wird ein LCL-Filter verwendet, wobei einer der Parametersätze aus Tab. 5.3 verwendet wird.

### 5.3.3.1 PI-Regelung ohne aktive Dämpfung

Die theoretischen Untersuchungen der PI-Regelung ohne zusätzliche aktive Dämpfungsmaßnahmen haben gezeigt, dass diese Regelung sowohl bei Rückführung der Umrichterströme als auch bei Rückführung der Netzströme für viele relative Resonanzfrequenzen zur Instabilität führt oder eine nur ungenügende Resonanzdämpfung bewirkt, siehe Abb. 5.20 bis 5.22. Zur Validierung dieser Ergebnisse wurden Referenzsprungantworten simuliert und gemessen und das Verhalten der Stromregelung am Stabilitätsrand für verschiedene Resonanzfrequenzen untersucht. Durch Variation der Proportionalverstärkungsfaktoren der PI-Regler konnte der Regelkreis an den Stabilitätsrand gebracht werden. Im Folgenden sollen die Ergebnisse dargestellt und diskutiert werden.

Die Stabilität der Regelung wurde anhand der Wurzelortskurven in den Abb. 5.20 und 5.21 untersucht. Die Umrichterstromregelung liefert demnach nur bei niedrigen relativen Resonanzfrequenzen ein stabiles Verhalten. Mit der Standardeinstellung  $k_{dq} = 1$  ist ein stabiler Betrieb möglich. Allerdings ist die Resonanz nur schwach gedämpft, wie die berechnete Sprungantwort in Abb. 5.22 a) zeigt. Die simulierte Sprungantwort ist in Abb. 5.32 dargestellt und zeigt eine



gute Übereinstimmung mit den Berechnungen. Es kommt allerdings zu Verkopplungen zwischen dem Wirk- und dem Blindanteil, die in den Berechnungen vernachlässigt wurden und den Abklingvorgang in der q-Komponente etwas beeinflussen. Insgesamt zeigt sich dennoch eine gute Übereinstimmung der Aussagen. Die gemessene Sprungantwort mit einer höheren absoluten Resonanzfrequenz – allerdings gleichen relativen Resonanzfrequenz – ist in Abb. 5.33 zu sehen und zeigt, dass die Resonanz, wie von den Berechnungen und Simulationen erwartet, deutlich angeregt wird. Allerdings klingt die Resonanzschwingung etwas schneller ab, was auf eine stärkere parasitäre Dämpfung der Filterelemente aufgrund der höheren Resonanzfrequenz zurückzuführen ist. Die parasitäre Dämpfung, vorwiegend durch Eisenverluste, wurde in den Untersuchungen zu dieser Arbeit detaillierter analysiert und wird im Anhang 9.7 separat aufgegriffen. Insgesamt lässt sich eine gute Übereinstimmung mit den Simulationen und Berechnungen festhalten. Durch Erhöhung der Proportionalverstärkungsfaktor der PI-Regler lässt sich der Regelkreis an den Stabilitätsrand bringen. Die Abb. 5.34 zeigt das Frequenzspektrum der Umrichterströme für zwei verschiedene Proportionalverstärkungsfaktoren. Es ist erkennbar, dass durch Erhöhung der Verstärkung auf  $k_{dq} = k_{dq,max} = 1,9$  eine Schwingung bei etwa 1,5 kHz entsteht. Dies liegt etwas oberhalb der ursprünglichen Resonanzfrequenz von 1,2 kHz und entspricht etwa 18 % der Regelungsfrequenz. Die Wurzelortskurve in Abb. 5.20 c) verlässt den Einheitskreis ebenfalls bei einer Frequenz oberhalb von 15 % der Regelungsfrequenz. Damit ist die Aussagekräftigkeit der theoretischen Analysen bestärkt.

Ähnliche Simulationen und Messungen wurden mit der Netzstromregelung durchgeführt. Die Wurzelortskurven in der Abb. 5.21 zeigen, dass die Regelung des Netzstroms bei hohen und mittleren relativen Resonanzfrequenzen ein stabiles Verhalten liefert. Die simulierten und gemessenen Referenzsprungantworten in Abb. 5.35 bzw. Abb. 5.36 zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit den berechneten Verläufen aus Abb. 5.22 b). Darüber hinaus zeigen die Frequenzspektren in Abb. 5.37, dass durch die Erhöhung der Proportionalverstärkungsfaktoren auf  $k_{dq} = k_{dq,max} = 1,8$  eine Schwingung bei etwa 800 Hz (16 % der Regelungsfrequenz) entsteht, wie aus der Wurzelortskurve in Abb. 5.21 b) erwartet.

### 5.3.3.2 PI-Regelung mit aktiver Dämpfung

Die theoretischen Untersuchungen zur aktiven Resonanzdämpfung haben gezeigt, dass sich mittlere relative Resonanzfrequenzen sowohl durch Rückführung der Filterkondensatorströme als auch der Filterkondensatorspannungen aktiv dämpfen lassen. Die Wurzelortskurve der Umrichterstromregelung ohne zusätzliche aktive Dämpfung aus Abb. 5.20 b) zeigt, dass die Resonanzpole direkt aus dem Einheitskreis geschoben werden. Aufgrund der parasitären Dämpfung der realen Filterelemente verschieben sich die Pole des offenen Kreises weiter in den Einheitskreis hinein, vgl. Abb. 9.7 im Anhang auf Seite 177. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, die Resonanz durch langsames Erhöhen der Reglerverstärkung kontrolliert anzuregen um die aktive Dämpfung zu testen. Die Abb. 5.38 zeigt die Ergebnisse für beide Arten der zusätzlichen Rückführungen. Zum Zeitpunkt  $t = 0$  s wird jeweils die aktive Dämpfung eingeschaltet. Das Abklingen der Resonanz ist sehr deutlich erkennbar, auch wenn der Einschwingvorgang bei der  $U_{Cf}$ -Rückführung etwas länger dauert. Die Referenzsprungantworten in den Abb. 5.39 und 5.40 zeigen ebenso die Dämpfung der Resonanz. Dabei wird sie mit der  $U_{Cf}$ -Rückführung wiederum

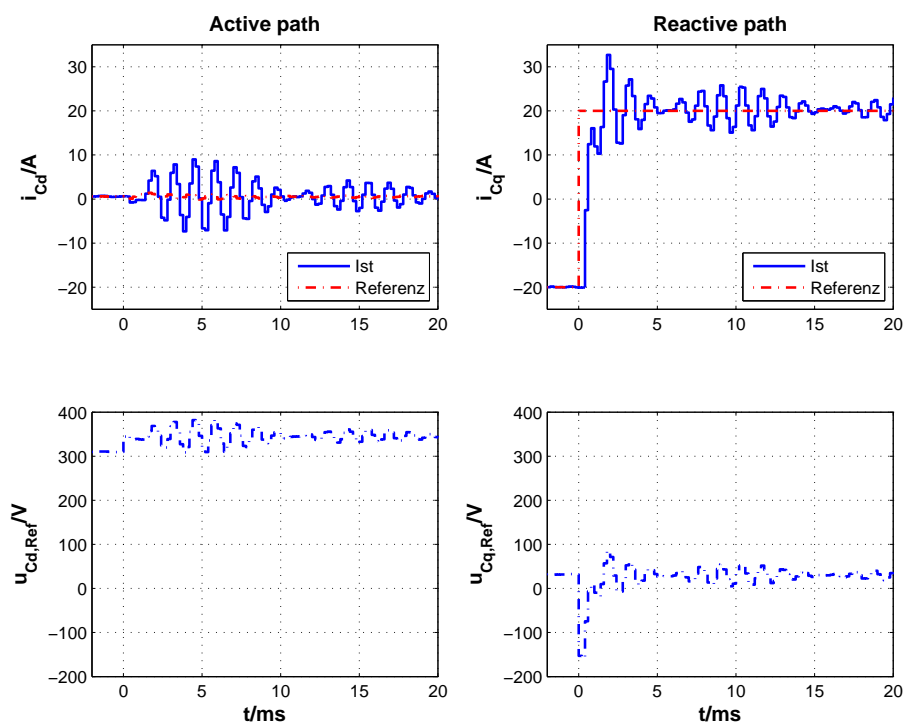


Abb. 5.32: Umrichterstromregelung: Simulierte Referenzsprungantworten der Stromregelung mit Rückführung der umrichterseitigen Ströme mit niedriger relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,15$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 0,7$  kHz) inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung: dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichter Ausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW)

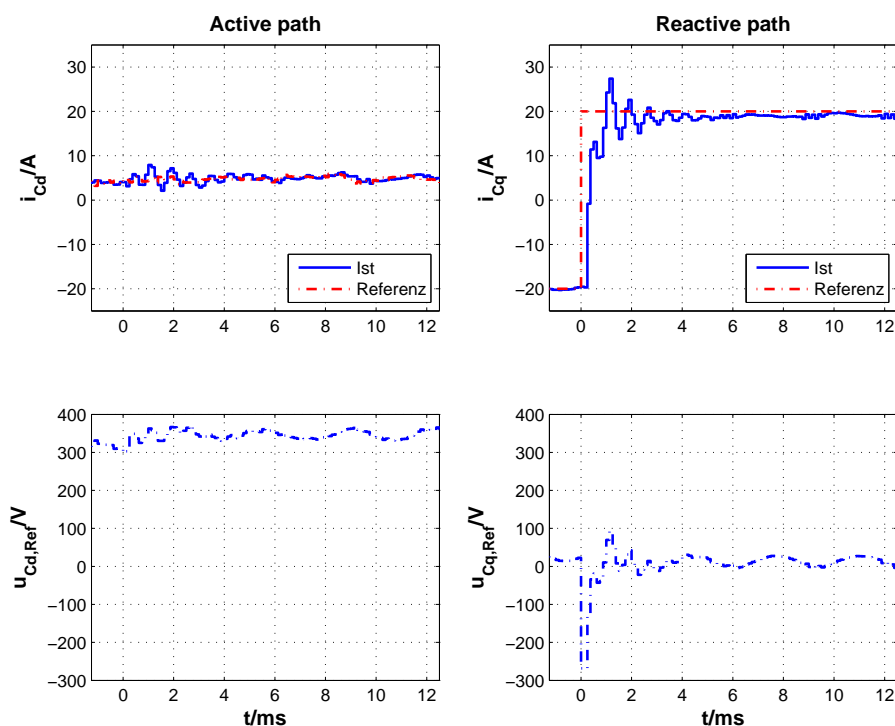


Abb. 5.33: Umrichterstromregelung: Gemessene Referenzsprungantworten der Stromregelung mit Rückführung der umrichterseitigen Ströme mit niedriger relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,15$  ( $f_C = 8$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz) inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung: dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichter Ausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW)

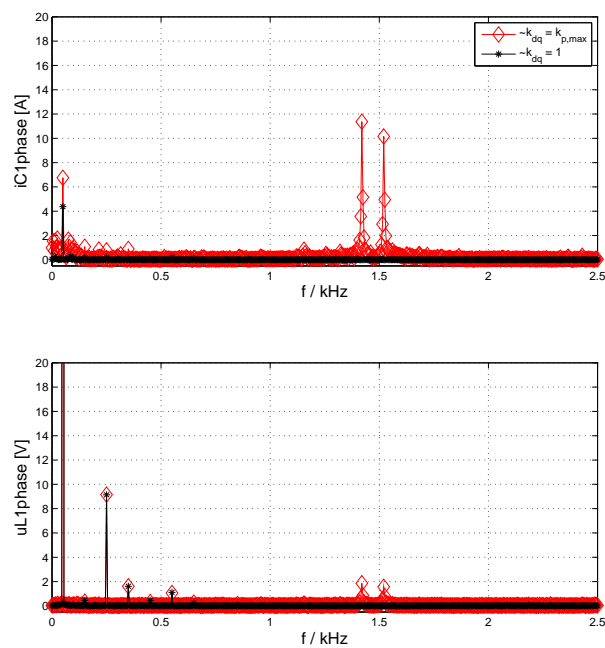


Abb. 5.34: Umrichterstromregelung: Gemessenes Frequenzspektrum der Umrichterströme beim Betrieb des Netzpulsstromrichters mit niedriger relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,15$  ( $f_C = 8$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz) an der Stabilitätsgrenze durch erhöhte PI-Proportionalverstärkung ( $k_{dq} = k_{dq,max} = 1,9$ ) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW / N = 1000 1/min)

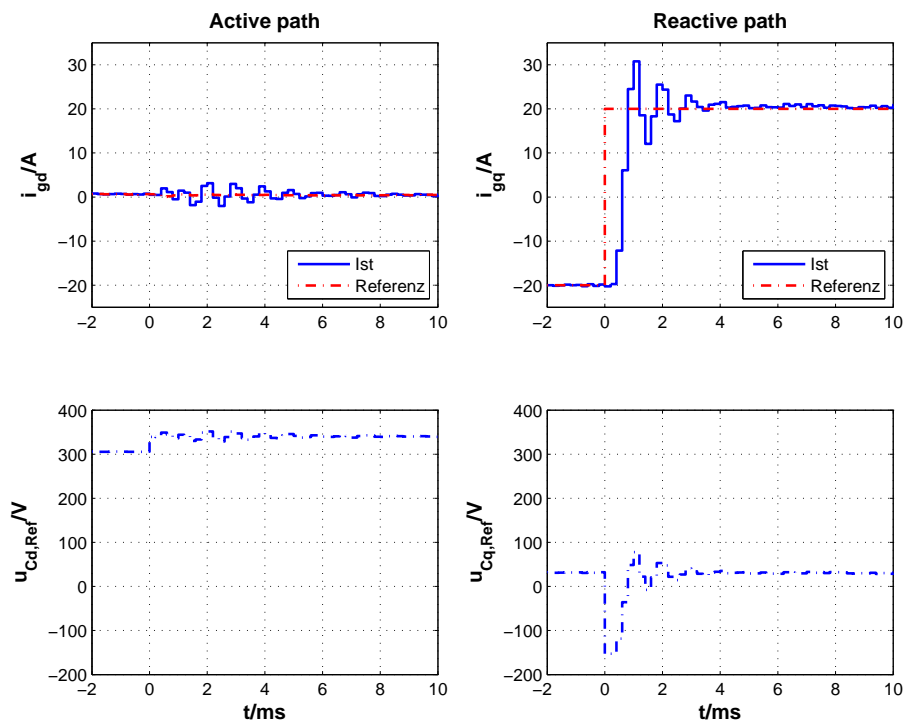


Abb. 5.35: Netzstromregelung: Simulierte Referenzsprungantworten der Stromregelung mit Rückführung der netzseitigen Ströme mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz) inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung: dq-Komponenten des Netzstroms (oben) und der Umrichter Ausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW,  $N = 1000$  1/min)

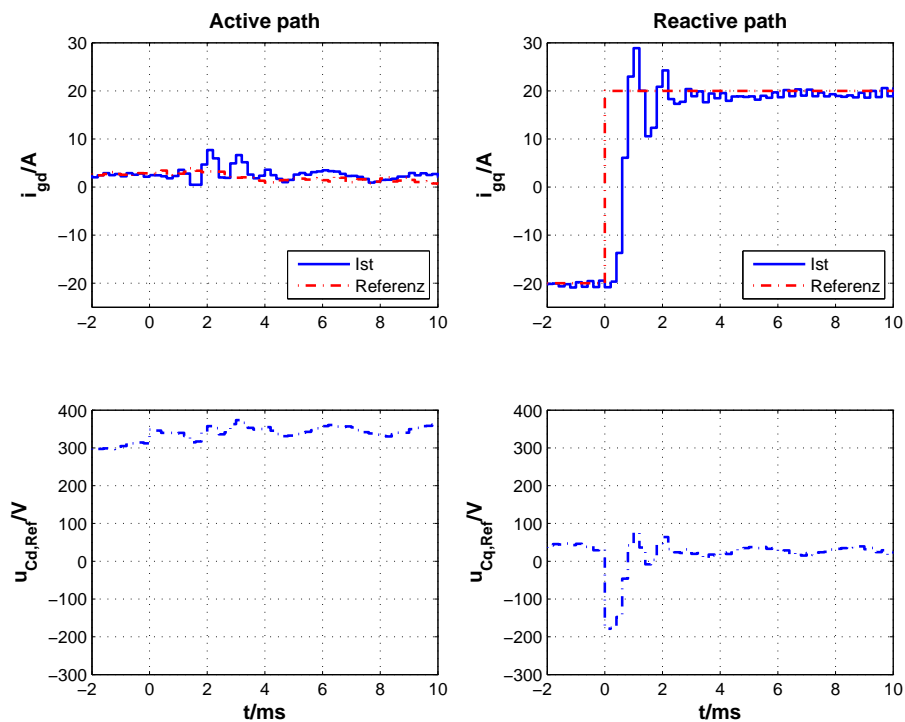


Abb. 5.36: Netzstromregelung: Gemessene Referenzsprungantworten der Stromregelung mit Rückführung der netzseitigen Ströme mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz) inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung: dq-Komponenten des Netzstroms (oben) und der Umrichterausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW,  $N = 1000$  1/min)

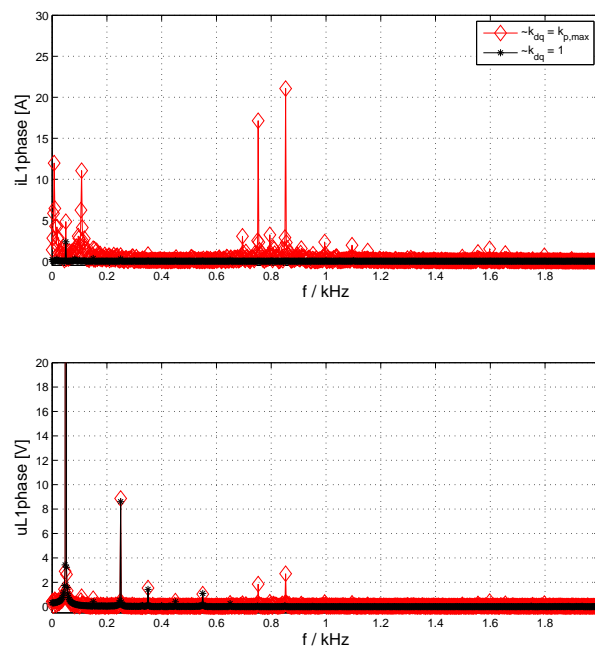
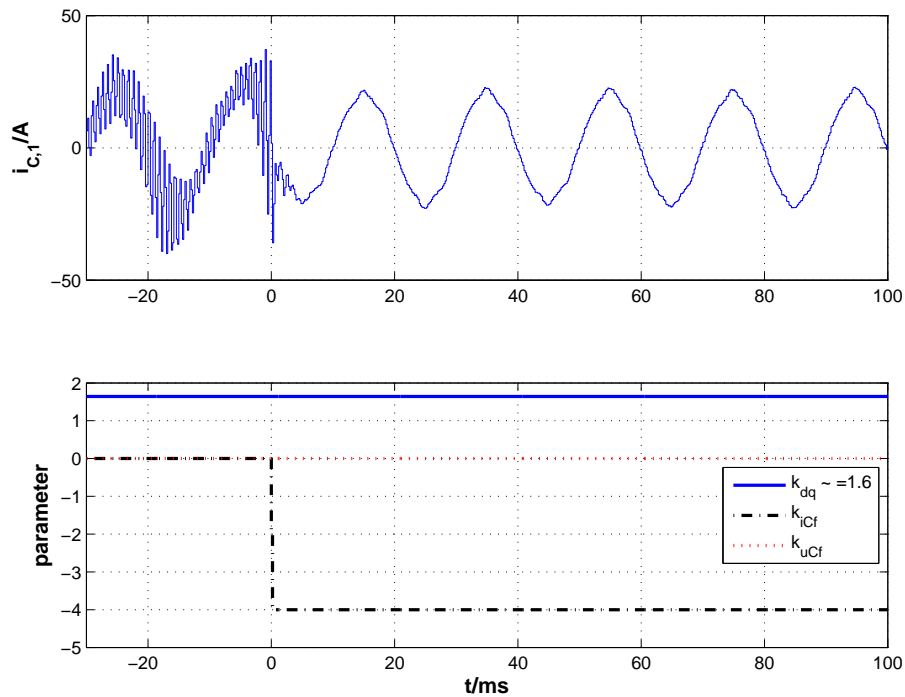


Abb. 5.37: Netzstromregelung: Gemessenes Frequenzspektrum der Netzströme beim Betrieb des Netzpulsstromrichters mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz) an der Stabilitätsgrenze durch erhöhte PI-Proportionalverstärkung ( $k_{dq} = k_{dq,max} = 1,8$ ) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW /  $N = 1000$  1/min)

etwas stärker angeregt, was zu einem größeren Überschwingen führt.

Abschließend sollen die Frequenzspektren gezeigt werden, die sich ergeben, wenn die jeweiligen Rückführkoeffizienten der aktiven Dämpfung soweit erhöht werden, dass die Pole wieder den Einheitskreis verlassen, vgl. Abb. 5.29 b). Bei der  $I_{Cf}$ -Rückführung wird nach Abb. 5.28 b) eine Schwingung bei etwa 17 %  $f_C$  erwartet, die sich nach Abb. 5.41 auch ergibt. Bei der  $U_{Cf}$ -Rückführung hingegen wird nach Abb. 5.29 b) eine Schwingung mit höherer Frequenz erwartet, die sich nach Abb. 5.42 auch ergibt. Es soll dabei angemerkt werden, dass sich die anderen Pole dabei ebenso verschieben und angeregt werden.

a)



b)

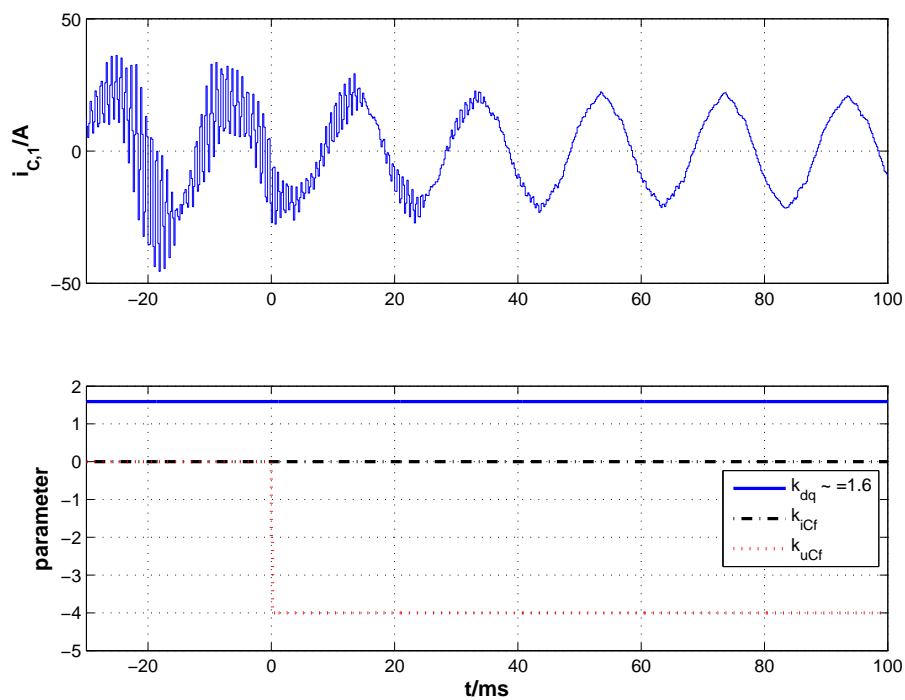


Abb. 5.38: Einfluss der aktiven Dämpfung durch Rückführung der Filterkondensatorströme (a) bzw. Filterkondensatorspannungen (b): Verlauf der Umrichterströme (oben) und Parameter (unten) bei Aktivierung der aktiven Dämpfung ( $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz), weitere Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 10$  kW /  $N = 1000$  1/min)



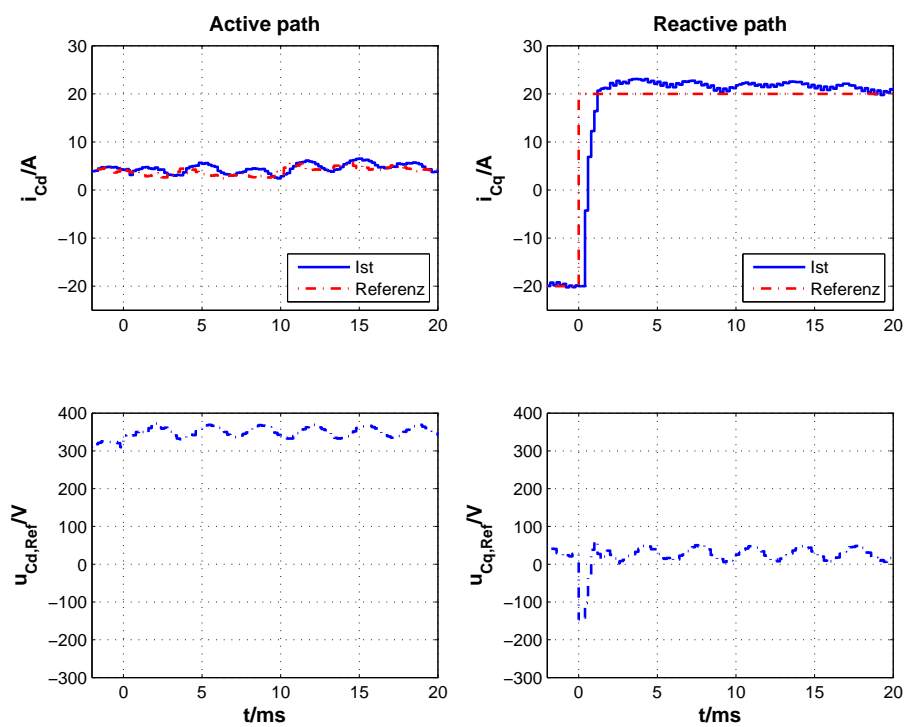


Abb. 5.39: Gemessene Referenzsprungantworten der Stromregelung mit aktiver Dämpfung durch Rückführung der Filterkondensatorströme inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung: dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichter Ausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0 \text{ kW}$ ,  $N = 1000 \text{ 1/min}$ )

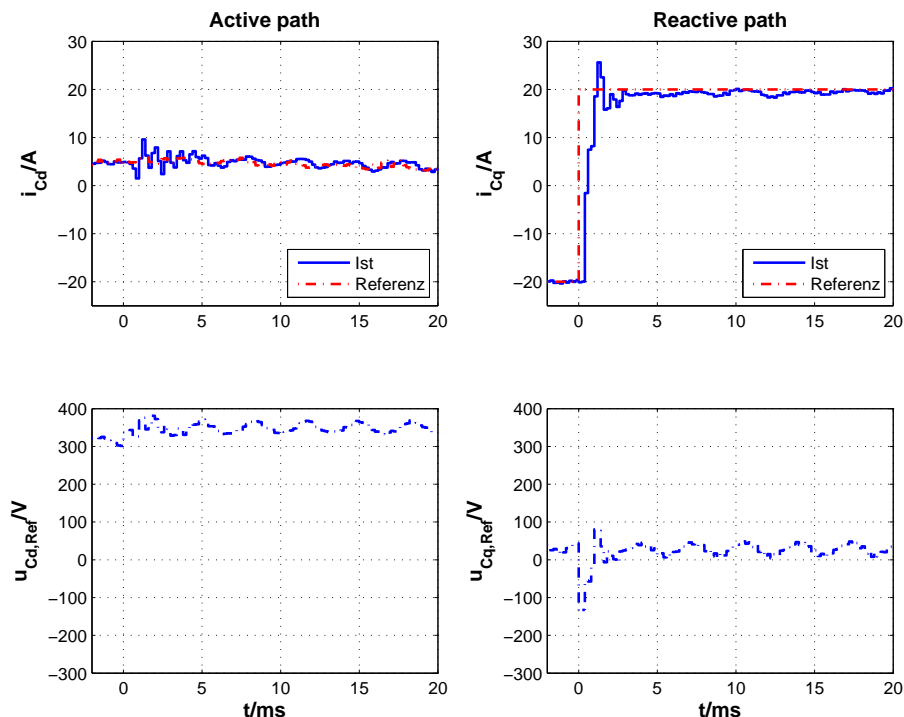


Abb. 5.40: Gemessene Referenzsprungantworten der Stromregelung mit aktiver Dämpfung durch Rückführung der Filterkondensatorspannungen inklusive resonantem Regler für die 6. Oberschwingung: dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichter Ausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW,  $N = 1000$  1/min)

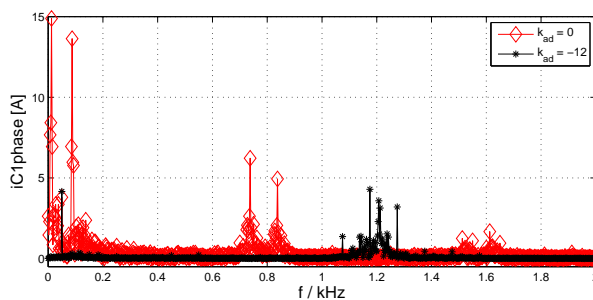


Abb. 5.41:  $I_{Cf}$ -Rückführung: Vergleich der gemessenen Frequenzspektren der Umrichterströme beim Betrieb des Netzpulsstromrichters mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz) ohne aktive Dämpfung ( $k_{iCf} = 0$  V/A) und an der Stabilitätsgrenze durch zu sehr erhöhten Rückführkoeffizienten  $k_{iCf} = -12$  V/A (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW /  $N = 1000$  1/min)

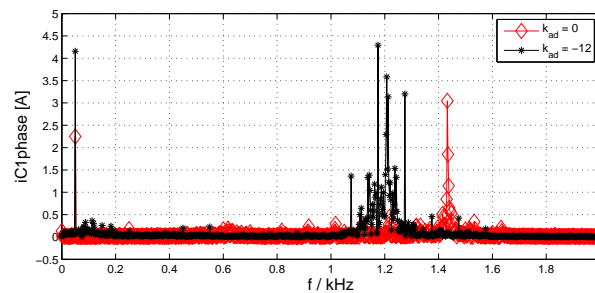


Abb. 5.42:  $U_{Cf}$ -Rückführung: Vergleich der gemessenen Frequenzspektren der Umrichterströme beim Betrieb des Netzpulsstromrichters mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz) ohne aktive Dämpfung ( $k_{u Cf} = 0$ ) und an der Stabilitätsgrenze durch zu sehr erhöhten Rückführkoeffizienten  $k_{u Cf} = -12$  (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW /  $N = 1000$  1/min)



### 5.4.1 Einfluss auf das Störverhalten

Das Verhalten gegenüber netz- und maschinenseitigen Störeinflüssen wird von der Zwischenkreiskapazität beeinflusst und wird im Folgenden untersucht. Sofern es nicht anders angegeben wird, werden abgesehen von der Zwischenkreiskapazität dabei die Parameter nach Tab. 5.1 und die Regelparameter aus Kapitel 5.2 verwendet. Die Werte der Zwischenkreiskapazität werden um die minimale Kapazität herum variiert, die sich aus (3.3) ergibt.

#### Einfluss auf maschinenseitige Störeinflüsse

Die Auswertung des vollständigen Modells des geschlossenen Regelkreises nach Abb. 5.43 liefert die Sprungantworten, die in Abb. 5.44 a) für verschiedene Werte der Zwischenkreiskapazität dargestellt sind. Dabei ist eine Sprunghöhe von  $2 P_n$  verwendet worden, da sich diese bei einem Sprung von  $P_n$  auf  $-P_n$  ergibt. Es zeigt sich, dass sich für alle Zwischenkreiskapazitäten die gleichen Stromverläufe ergeben. Diese Ströme bewirken ebenso ähnliche Verläufe der Zwischenkreisspannung, allerdings abhängig von der Zwischenkreiskapazität mit deutlich unterschiedlicher Höhe. Bei 100 %  $C_{min}$  ergibt sich nach dieser Berechnung eine maximale Abweichung von 350 V und liegt somit weit außerhalb der Auslegungsgrenzen von  $\pm 10$  %, d.h.  $\pm 70$  V.

Die Abbildung 5.45 zeigt die simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment mit minimaler Zwischenkreiskapazität. Der Vergleich mit der Antwort bei großer Zwischenkreiskapazität aus Abb. 5.18 auf Seite 69 zeigt wiederum, dass sich abgesehen vom Verlauf der Zwischenkreisspannung keine Unterschiede ergeben. Die maximale Abweichung vom Referenzwert beträgt in diesem Fall ca. 300 V, also etwas unterhalb des berechneten Wertes, vgl. Abb. 5.44 a). Die maschinenseitige Leistung ändert sich allerdings in den Simulationen auch nicht sprungförmig sondern entsprechend der Stromregelungsdynamik etwas weicher.

Der Vergleich der Simulation mit Messergebnissen wird an dieser Stelle und mit diesem Belastungsprofil nicht gezeigt, da sich der Antrieb aufgrund des rapiden Anstiegs der Zwischenkreisspannung sehr schnell abschaltet. Die Abb. 9.11 auf Seite 181 im Anhang zeigt allerdings den Vergleich der gemessenen und simulierten Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises bei sehr kleiner Zwischenkreiskapazität und der konventionellen Regelung für einen vergleichbaren Fall. Die gute Übereinstimmung der Simulation mit den experimentellen Ergebnissen wird daraus deutlich.

Die Betragsfrequenzgänge der Störübertragungsfunktionen  $U_{DC}(z)/P_m(z)$  und  $I_c(z)/P_m(z)$  in Abb. 5.44 b) zeigen zudem, dass sich Oberschwingungen in der maschinenseitigen Leistung zunehmend auf die Zwischenkreisspannung auswirken. Es soll an dieser Stelle allerdings noch einmal angemerkt werden, dass die Entstehung ungewollter maschinenseitiger Oberschwingungen häufig durch geeignete maschinenseitige Regelungsansätze reduziert werden kann.

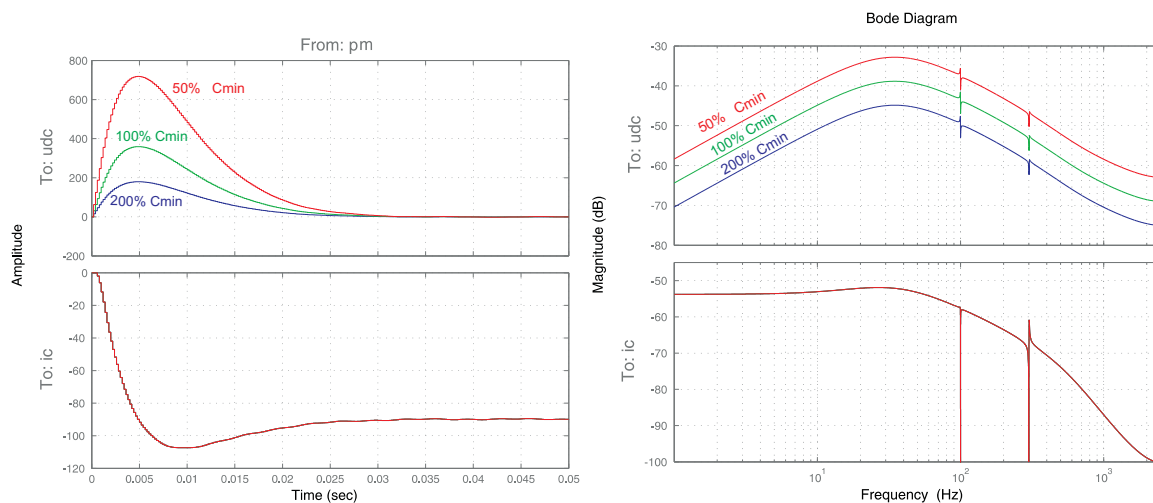


Abb. 5.44: Sensitivität gegenüber maschinenseitigen Störeinflüssen. Links) Sprungantworten von  $\tilde{u}_{DC}$  und  $\tilde{i}_{cd}$  auf einen maschinenseitigen Leistungssprung um  $\tilde{p}_m = -2 \cdot P_n$ . Rechts: Frequenzgänge der Störübertragung von  $\tilde{p}_m$  auf  $\tilde{u}_{DC}$  und  $\tilde{i}_{cd}$

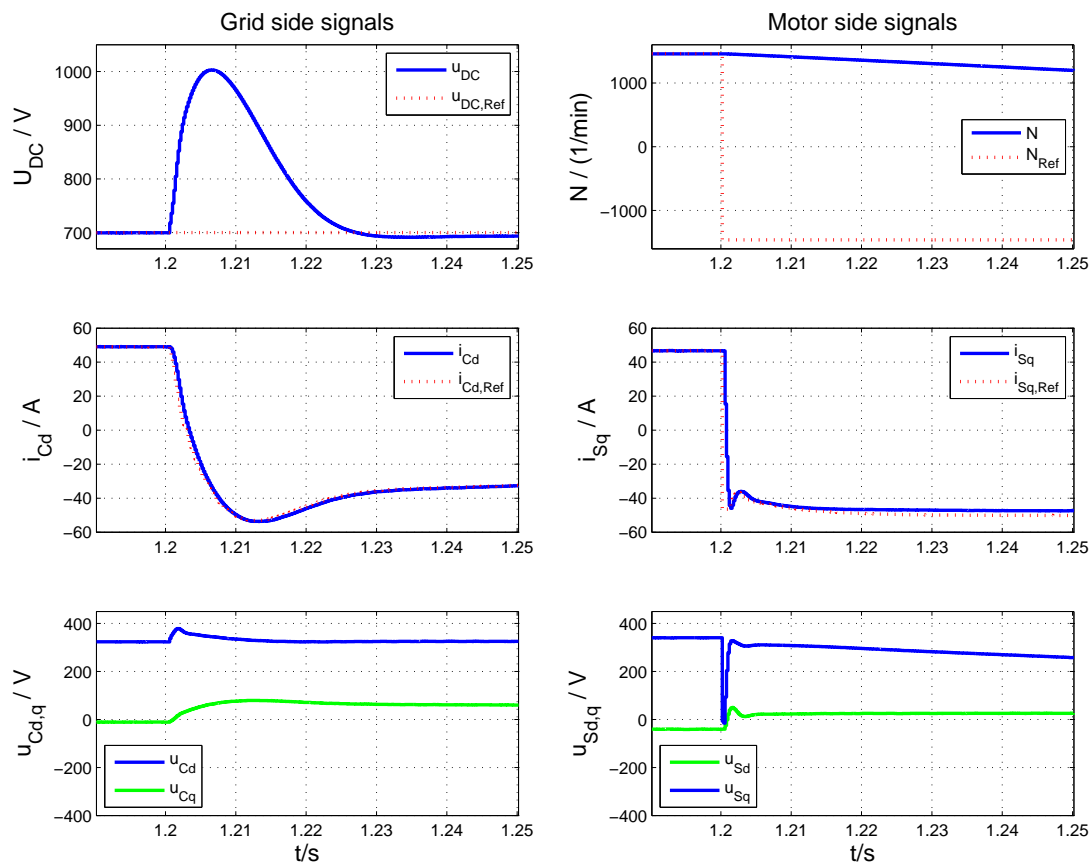


Abb. 5.45: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment bei minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ )

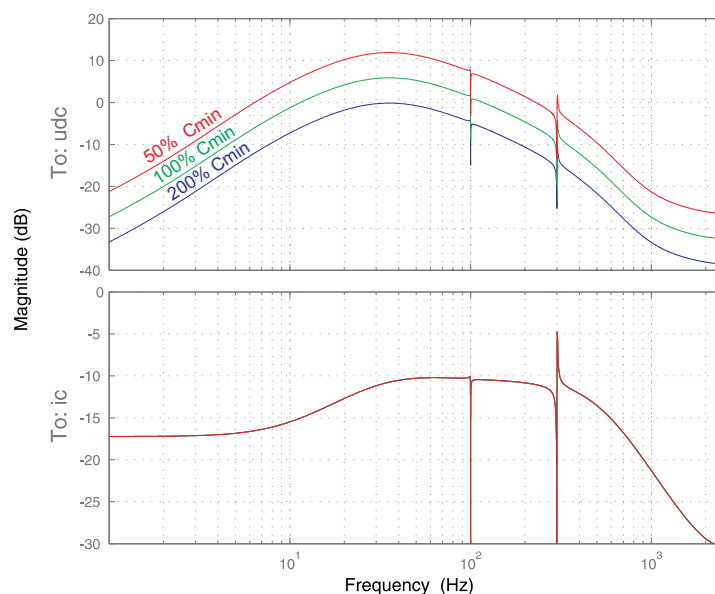


Abb. 5.46: Einfluss der Zwischenkreiskapazität auf die Sensitivität gegenüber Netzspannungsverzerrungen

### Einfluss auf netzseitige Störeinflüsse

Die Auswertung des vollständigen Modells nach Abb. 5.43 des geschlossenen Regelkreises inklusive der Oberschwingungsregelung für verschiedene Werte der Zwischenkreiskapazität ergibt die Betragsfrequenzgänge der Störübertragungsfunktionen  $U_{DC}(z)/U_g(z)$  und  $I_c(z)/U_g(z)$  in Abb. 5.46. Es ist erkennbar, dass die Zwischenkreiskapazität nur Einfluss auf die Zwischenkreisspannung hat. Die Empfindlichkeit der Stromregelung bleibt unbeeinflusst. Durch den Einsatz der netzseitigen Oberschwingungsregelung kann die Empfindlichkeit gegenüber Netzspannungsverzerrungen auch hinsichtlich der Verzerrungen im Zwischenkreis bei den entsprechenden Frequenzen erheblich reduziert werden, so dass dahingehend kein weiterer Optimierungsbedarf besteht. Später werden Messergebnisse gezeigt, die diese Aussagen bestätigen, siehe Abb. 5.52.

### 5.4.2 Erweiterung um Störgrößenkompensation

Die Empfindlichkeit gegenüber Netzspannungsharmonischen und -unsymmetrien kann wesentlich durch entsprechend gute Zusatzmaßnahmen z.B. durch die gezeigten resonanten Regler innerhalb der Stromregelung reduziert werden. Die Schwankungen der Zwischenkreisspannung entstehen durch ein Ungleichgewicht der netz- und maschinenseitigen Leistungsverläufe und dem damit verbundenen Stromfluss im Kondensator. Mit geringer werdenden Kapazitäten erhöht sich bei gleicher Strombelastung die Spannungsschwankung. Eine wesentliche Verbesserung kann also durch Abstimmung der netz- und maschinenseitigen Leistungsverläufe erreicht werden. In der Literatur existiert eine Vielzahl von Kompensationsmaßnahmen, die darauf abzielen, das Leistungsungleichgewicht zu reduzieren. Im Folgenden wird zunächst eine

Übersicht gegeben, bevor dann zwei ausgewählte Verfahren detaillierter dargestellt und ihre Implementierung gezeigt wird. Diese werden dann mittels Simulationen und experimentellen Ergebnissen weiter untersucht.

### 5.4.2.1 Literaturübersicht

Die Abb. 5.47 zeigt eine mögliche Klassifizierung des grundlegenden Ansätze der Literatur. Der Einsatz moderner Verfahren ist nicht Bestandteil dieser Übersicht, da diese nicht als Zusatzmaßnahmen zur konventionellen Regelung gezählt werden.

Die Ansätze a)–c) haben ein gemeinsames Grundprinzip, unterscheiden sich aber in der konkreten Umsetzung. Ihnen ist gemein, dass der maschinenseitige Strom im Zwischenkreis bestimmt wird und der daraus ableitbare netzseitige AC-Strom auf den Referenzwert der Regelung der aktiven Stromkomponente vorgesteuert wird. Der Ansatz a) wurde in [42, 60] vorgestellt und beruht auf der direkten Messung des Stroms im Zwischenkreis. Dies bedarf einerseits eines zusätzlichen Stromsensors im Zwischenkreis, dessen Platzierung somit relativ aufwändig ist, und andererseits aufgrund der hohen Schaltanteile einer sehr guten Filterung des Signals. Vor allem macht es ersteres zu einer unpraktikablen Lösung für die meisten Anwendungen. Der Strom wird daher in den Ansätzen b) und c) indirekt über Signale der maschinenseitigen Regelung bestimmt. In [89–91] wurden dazu Messgrößen verwendet, siehe Abb. 5.47 b), und in [91, 92] Referenzgrößen, siehe Abb. 5.47 c). Zudem existieren Varianten, bei denen für einige Größen gemessene Signale und für andere Referenzsignale verwendet werden. Dabei ist insbesondere die Verwendung der Referenzströme entscheidend. Der wesentliche Nachteil der Verwendung der Messgrößen ist die Zeitverzögerung durch die netzseitige Regelung, da die Referenzströme nur mit der Anregelzeit der Stromregelung nachgefahren werden können, wodurch es dynamisch zu einer deutlichen Leistungsdifferenz kommen kann. Außerdem sind die Messgrößen eher mit zusätzlichen Störungen behaftet, die sich dann negativ auf die netzseitige Regelung auswirken könnten. Im Gegensatz dazu kann das Leistungsgleichgewicht durch Verwendung der Referenzsignale und gleiche Auslegung der netz- und maschinenseitigen Regelungsdynamik besser erreicht werden, da die Verzögerungen dann auf beide Seiten gleich sind. Es kommt dabei lediglich zur Belastung des Zwischenkreises, wenn der Störgrößenkompensationsterm fehlerhaft ist und/oder sich die Regelungsdynamik beiderseits unterscheidet etwa durch Parametervariationen [93]. Wird die Maschine z.B. nach einer  $U/f$ -Kennlinie gesteuert betrieben, so existiert allerdings keine Stromregelung und der Einsatz dieser Variante ist problematisch.

Eine andere Möglichkeit die Verzögerung der netzseitigen Stromregelung zu umgehen wurde in [94, 95] in Abb. 5.47 d) gezeigt. Der aktuelle Störkompensationsstrom wird durch Differentiation in eine entsprechende Spannung umgerechnet und direkt auf die Referenz Ausgangsspannung addiert. Der entscheidende Nachteil dieses Ansatzes liegt darin, dass nicht mehr direkt gewährleistet werden kann, dass es auch bei dynamischen Vorgängen netzseitig nicht zu Überströmen kommt. Dies kann bei den anderen Ansätzen durch eine Begrenzung der letztlichen Stromreferenz und geeigneter Auslegung der Stromregelung immer gewährleistet werden. Aufgrund der möglicherweise steigenden Empfindlichkeit gegenüber höherfrequenten Störungen muss die Implementierung der Ableitung mit einer Grenzfrequenz geschehen. Die Wahl der Grenzfrequenz wird dabei neben der Empfindlichkeit auch die Effektivität dieser Lösung mit-



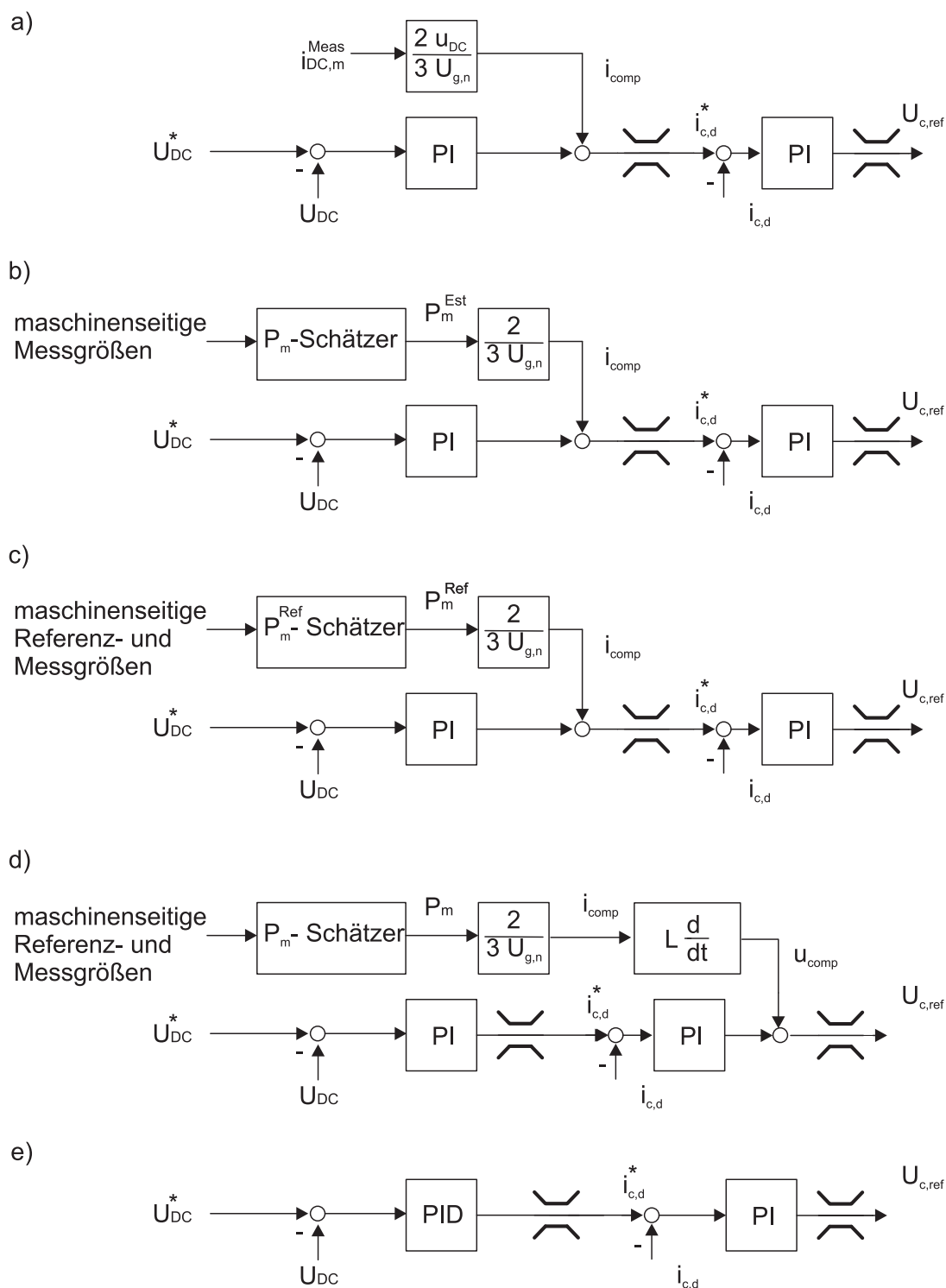


Abb. 5.47: Konzepte zur Kompensation des Leistungsungleichgewichts als Zusatz zur konventionellen Regelung des Netzpulsstromrichters

bestimmen.

Letztlich gibt es ebenso Ansätze, die nicht auf Informationen des maschinenseitigen Regelungssystems beruhen. Die Idee ist es, den Regler der Zwischenkreisspannung so schnell wie möglich zu machen. Typischerweise geschieht dies durch Einsatz eines PID-Reglers als Erweiterung des PI-Reglers, siehe Abb. 5.47 e). Der D-Anteil bestimmt aus der Ableitung der Zwischenkreisspannung eine entsprechende Referenzstromkomponente, die sich zum Ausgang des PI-Teils des Reglers hinzu addiert. Dies kann also auch so interpretiert werden, dass der D-Anteil, zumindest im dynamischen Fall, den aktuellen Störstrom der Maschinenseite, der ja zu einer Änderung der Zwischenkreisspannung führt, zu bestimmen versucht, damit die Netzseite möglichst schnell nachziehen kann. Für den Fall, dass die maschinenseitigen Signale nicht vorhanden sind, kann dies eine gute Lösung darstellen. Im anderen Fall können besser direkt die Signale des maschinenseitigen Regelungssystems zur Kompensation verwendet werden. Ferner bestimmt wiederum die konkrete Implementierung des D-Anteils und dessen Grenzfrequenz die Effektivität und auch die Empfindlichkeit gegenüber Messstörungen. Die notwendige Filterung der Zwischenkreisspannung vermindert außerdem die Effektivität dieser Kompensationsstrategie.

#### 5.4.2.2 Implementierung ausgewählter Verfahren

In den Untersuchungen des Verfassers dieser Arbeit wurden zwei Ansätze ausgewählt, implementiert und analysiert. Zunächst wird der Ansatz b) aus Abb. 5.47 verwendet, wobei die aktuelle Leistung mittels der Komponenten der Statorspannungen und -ströme wie folgt bestimmt wird:

$$\begin{aligned} P_m^{Est}(k) &= \frac{3}{2} (u_{Sd}(k)i_{Sd}(k) + u_{Sq}(k)i_{Sq}(k)) \\ &= \frac{3}{2} (u_{Sd,Ref}(k-1)i_{Sd}(k) + u_{Sq,Ref}(k-1)i_{Sq}(k)) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Diese geschätzte Leistung wird mithilfe der Netzspannung zu einem Kompensationsstrom  $i_{comp}^{Est}$  umgewandelt, der zum Ausgang des PI-Reglers der Zwischenkreisspannung addiert wird:

$$i_{comp}^{Est} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P_m^{Est}(k)}{U_{g,N}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{u_{Sd,Ref}(k-1)i_{Sd}(k) + u_{Sq,Ref}(k-1)i_{Sq}(k)}{U_{g,N}} \quad (5.19)$$

Dabei wurde nicht die aktuelle Netzspannung, sondern ihr Nennwert verwendet, da die reale Netzspannung häufig durch Harmonische verzerrt ist, wodurch sich die Verzerrungen im netzseitigen Strom unnötig verstärken könnten.

Als zweiter Ansatz wurde c) aus Abb. 5.47 verwendet. Die mechanische Leistung  $p_{mech}$  lässt sich durch die Drehzahl  $n$  und dem erzeugten Moment  $m$  wie folgt schreiben:

$$p_{mech}(k) = 2\pi n(k)m(k) \quad (5.20)$$

Ferner lässt sich das Moment als Produkt vom Rotorfluss  $\Psi_{Rd}$  und momentenbildendem Statorstrom  $i_{Sq}$  mit einigen Maschinenparametern darstellen:

$$m(k) = \frac{\mu}{\Theta} \Psi_{Rd}(k)i_{Sq}(k) \quad (5.21)$$

wobei vereinfachend eine Maschinenkonstante  $\mu = (3Z_p L_h)/(2\Theta(L_h + L_{r\sigma}))$  eingeführt wurde (siehe Tab. 9.8 auf Seite 165 für Definitionen der maschinenseitigen Parameter). Die maschinenseitige Referenzleistung wird daher wie folgt bestimmt:

$$p_m^{Ref}(k) = \frac{2\pi\mu}{\Theta} n(k) \Psi_{Rd,Ref}(k) i_{Sq,Ref}(k) \quad (5.22)$$

Analog zu (5.19) ergibt sich der Kompensationsstrom:

$$i_{comp}^{Ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{p_m^{Ref}(k)}{U_{g,N}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{2\pi\mu \Psi_{Rd,Ref}(k)}{\Theta U_{g,N}} n(k) i_{Sq,Ref}(k) \quad (5.23)$$

### 5.4.2.3 Simulations- und Messergebnisse

Die Abb. 5.48 und 5.49 zeigen die simulierten Antworten auf ideale Lastmomentensprünge vom positiven zum negativen Nennmoment bei Nenndrehzahl für die zwei ausgewählten Störgrößenkompensationsverfahren. Dieses Belastungsszenario wurde gewählt, da sich ein sehr dynamischer, aber auch ausreichend weicher, Verlauf des momentenbildenden Stroms, des Moments und letztlich auch der maschinenseitigen Leistung ergibt. Dieser Verlauf ermöglicht in Kombination mit einer kleinen Netzfilterinduktivität den Betrieb des Stromregelungssystems des Netzpulsstromrichters im linearen Bereich, d.h. die Referenzen der Ausgangsspannungen bleiben unterhalb der Grenze von  $U_{DC}/\sqrt{3}$ . In diesem Fall lassen sich die charakteristischen Eigenschaften beider Methoden anschaulich darstellen. Aufgrund der geringen Filterwirkung der kleinen Induktivität ergeben sich zwar sehr hohe Anteile der Schaltharmonischen, aber dies ist für den Vergleich an dieser Stelle nicht entscheidend.

Die maschinenseitigen Signalverläufe sind in beiden Fällen gleich. Die Antworten unterscheiden sich in der Antwort des netzseitigen Systems. Es ist erkennbar, dass mit der Kompensation durch die Referenzleistung  $p_m^{ref}$  eine schnellere Reaktion der Referenz des netzseitigen Stroms erfolgt und der aktuelle Strom daher auch schneller folgen kann. Dadurch sinkt die Belastung des Zwischenkreises und somit auch die Abweichung der Zwischenkreisspannungen deutlich. Im Vergleich ergibt sich durch die Kompensation mittels der aktuellen Leistung  $p_{m,est}$  die dreifache Abweichung von 60 V. Durch die Verwendung von Referenzsignalen anstelle der aktuellen Messwerte, ist das Kompensationssignal in der praktischen Anwendung zudem weniger störungsbehaftet. Aus diesen Gründen wird im weiteren Verlauf die Kompensation mittels der Referenzgrößen verwendet.

Während der Vergleich der zwei Kompensationsmethoden mit einer äußerst kleinen Netzfilterinduktivität erfolgte, soll nun das Verhalten mit realen Auslegungen mit maximaler dynamischer Belastung des Antriebs untersucht werden um zu zeigen, dass auch unter diesen Bedingungen gute Ergebnisse erzielt werden. Die Antwort ist in Abb. 5.50 dargestellt und zeigt, dass der Verlauf des momentenbildenden Stroms  $i_{sq}$  wegen der sprungförmigen Änderung der Referenz sehr dynamisch ist. Die Referenz des netzseitigen Stroms  $i_{Cd}$  reagiert entsprechend schnell. Aufgrund der Induktivität und der durch die Zwischenkreisspannung begrenzten Spannungsmöglichkeit folgt der aktuelle Strom der Referenz allerdings langsamer, so dass es zu einer stärkeren Abweichung in der Zwischenkreisspannung von etwa 80 V kommt. In Anbetracht

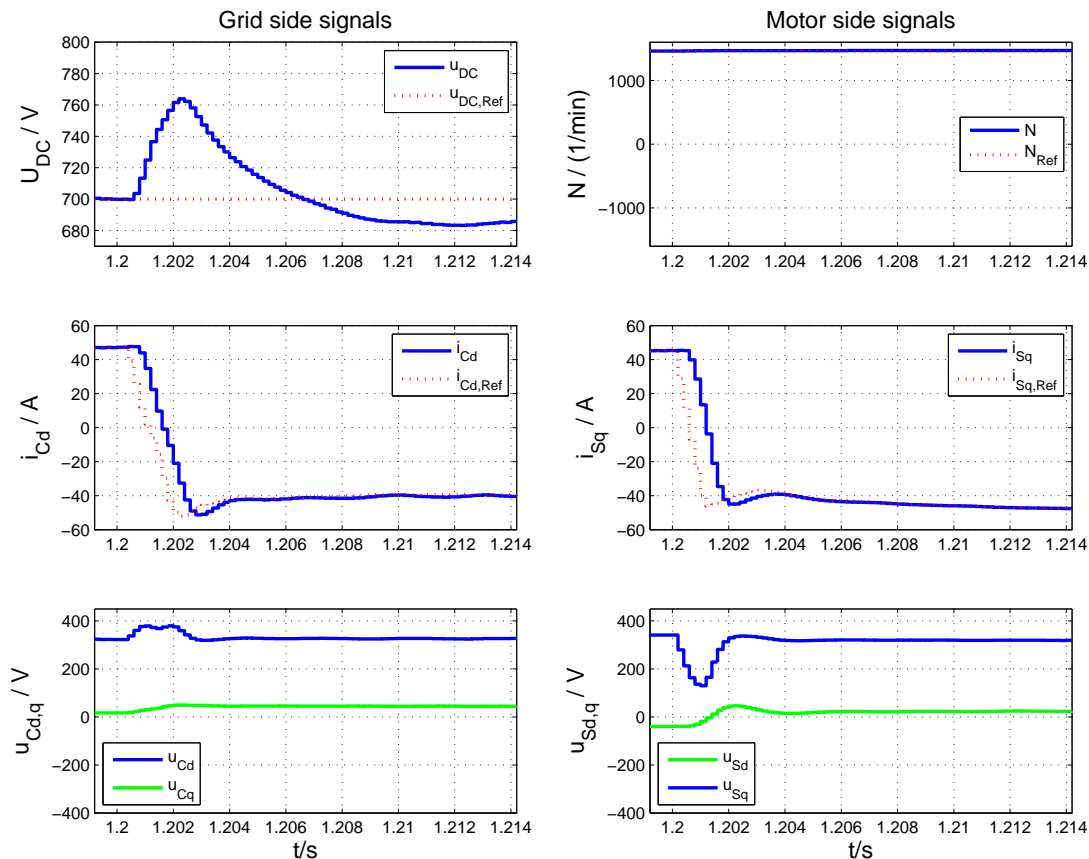


Abb. 5.48: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf einen idealen Lastmomentensprung von motorischem auf generatorischen Betrieb bei Nenndrehzahl und mit minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ ) und Vorsteuerung der geschätzten aktuellen maschinenseitigen Leistung nach (5.19) mit  $L_f = 5\% L_b$

der Tatsache, dass die maschinenseitige Leistungsumkehr von positiver zu negativer Nennleistung innerhalb von 5 Regelungsperioden (hier also 1 ms) erfolgt, ist diese Abweichung von etwa 11 % als worst-case-Wert als gering einzustufen. Netzseitig ist durch regelungstechnische Massnahmen keine weitere Verbesserung herbeizuführen, da die Regelung direkt in die Spannungsbegrenzung geht und es dadurch zu einem Leistungsungleichgewicht kommt. Allenfalls eine Reduzierung der Netzfilterinduktivität könnte die Abweichung in der Zwischenkreisspannung verringern. Alternativ kann natürlich die maschinenseitige Dynamik etwas reduziert werden. Die gemessenen Verläufe zu diesem Szenario in Abb. 5.51 zeigen eine gute Übereinstimmung mit den simulierten Verläufen, wobei die Verläufe über eine längeren Zeitdauer dargestellt sind.

Die Abb. 5.52 zeigt die gemessenen Frequenzspektren bei Nennbetrieb mit und ohne Oberschwingungsregelung. Es zeigt sich eine deutliche Reduzierung der Netzspannungsharmonischen. Der Verzerrungsgehalt ist insgesamt als sehr gut zu bewerten.

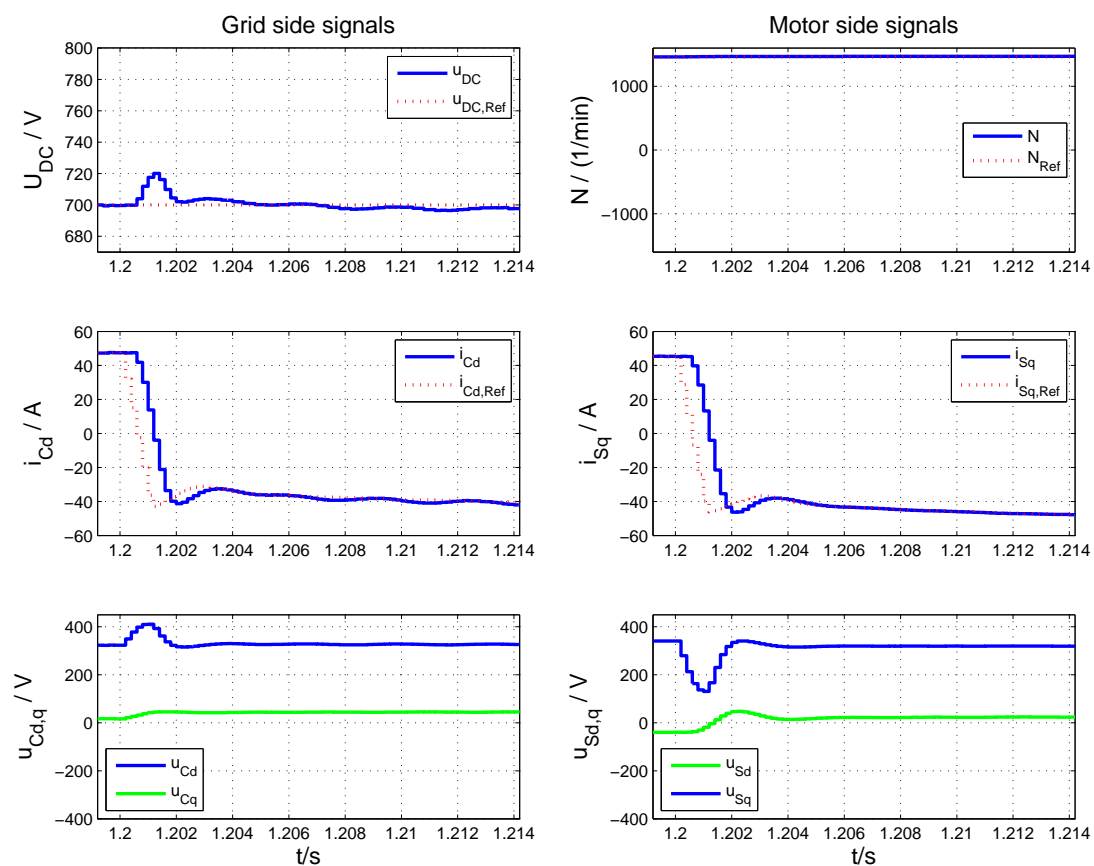


Abb. 5.49: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf einen idealen Lastmomentensprung von motorischen auf generatorischen Betrieb bei Nenndrehzahl und mit minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach (5.23) mit  $L_f = 5\% L_b$

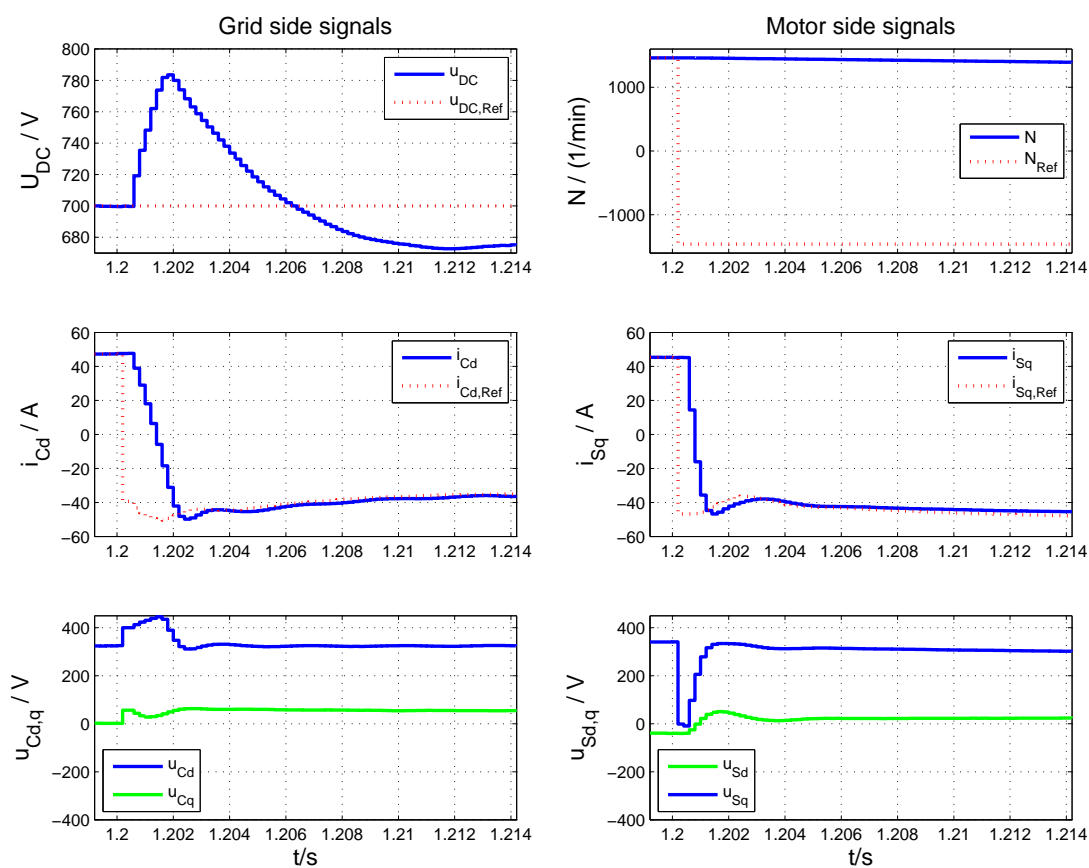


Abb. 5.50: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment bei minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach (5.23) mit  $L_f = 10\% L_b$

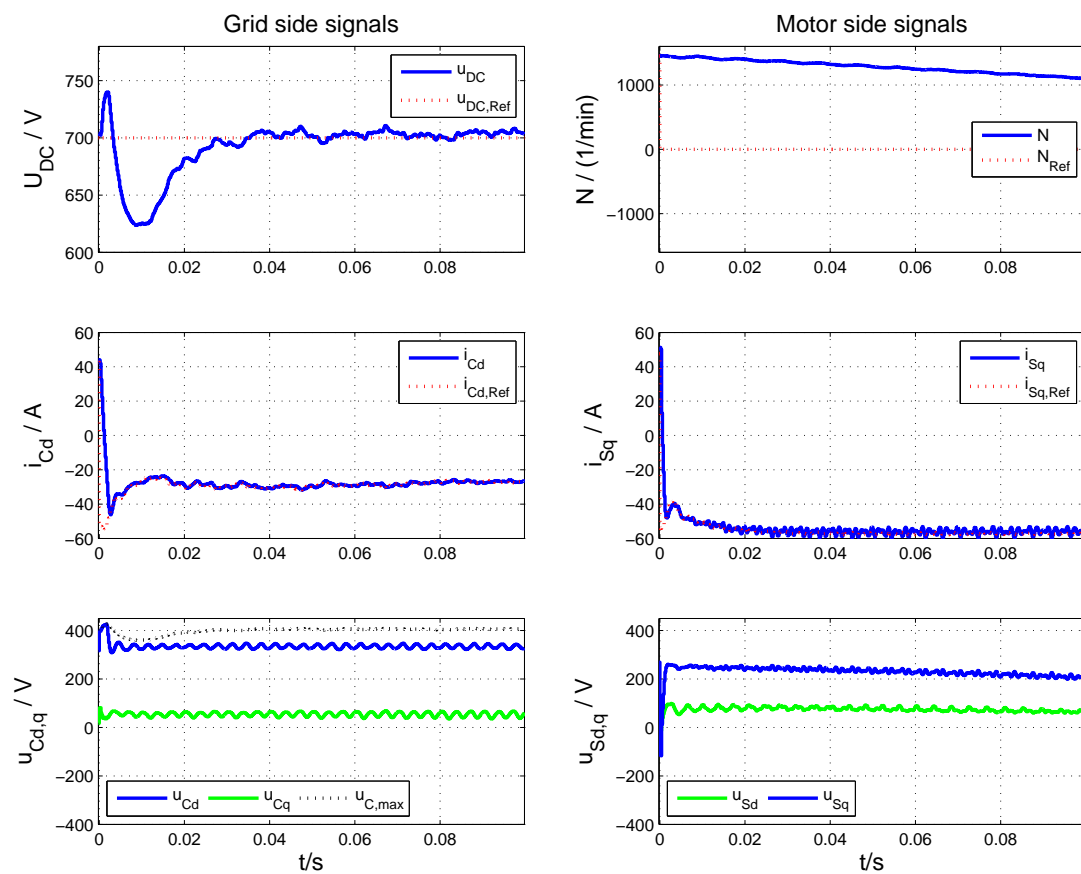


Abb. 5.51: Gemessene Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment bei minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401\mu F$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach (5.23) mit  $L_f = 2mH = 9,7\%L_b$

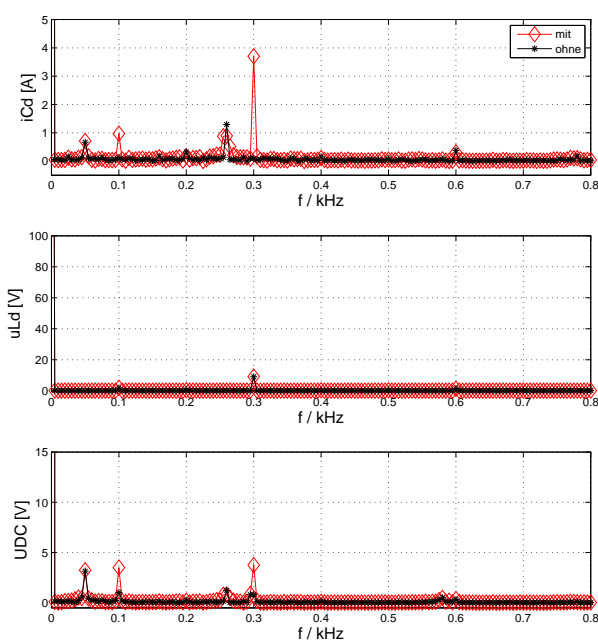


Abb. 5.52: Gemessene Frequenzspektren bei Betrieb des Antriebs mit 22 kW ohne und mit resonanten Reglern für die 6. Oberschwingung minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ ): a) Netzströme, b) Netzspannung und c) Zwischenkreisspannung ( $L_f = 2 mH = 9,7\% L_b$ , weitere Systemparameter nach Tab. 5.1, Betriebspunkt:  $P_g = 22$  kW,  $N = 1500$  1/min)



## 5.5 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel wurde die konventionelle PI-Regelung unter Berücksichtigung diverser Zusatzkonzepte untersucht. Dabei wurde zunächst ein konventioneller Antrieb betrachtet, um ein grundlegendes Verständnis zu generieren. Im Anschluss daran wurden separat die Einflüsse eines LCL-Filters und einer geringen Zwischenkreiskapazität untersucht.

Der erste Abschnitt zeigte den Entwurf der konventionellen Regelung und die Untersuchung der Eigenschaften bei der Anwendung mit einem konventionellem Antrieb mit netzseitigem L-Filter. Es zeigt sich dabei, dass sich eine schnelle Dynamik in der Stromregelung und in der Regelung der Zwischenkreisspannung erzielen lässt. Hinzu kommt, dass gute Robustheitseigenschaften nachgewiesen werden konnten. Prinzipiell kann die Dynamik der Stromregelung auch reduziert werden, um die Robustheit weiter zu erhöhen. Für den Fall, dass hohe Anforderungen an die Dynamik der Momentenregelung der Maschinenregelung gestellt werden – z.B. im Sinne einer schnellen Drehzahlregelung – bedarf es aus diesem Grund ebenso einer hohen Bandbreite der netzseitigen Stromregelung, um dem geforderten Leistungsverlauf hinreichend schnell zu folgen. Andernfalls käme es zu stärkeren Spannungsschwankungen im Zwischenkreis. Ein weiteres Argument für eine möglichst hohe Bandbreite der Stromregelung liegt in der Unterdrückung der niederfrequenten Oberschwingungen. Diese lässt sich zwar ohnehin nur mittels einer zusätzlichen Oberschwingungsregelung erreichen. Es wurde jedoch gezeigt, dass die Grundschwingungsstromregelung zu diesem Zweck eine ausreichend hohe Bandbreite aufweisen muss, um Stabilitätsprobleme zu vermeiden.

Im zweiten Abschnitt wurden die Eigenschaften der PI-Regelung bei Anwendung bei LCL-Filter-basierten Antrieben untersucht. Bei hohen Anforderungen an Dynamik und Robustheit kann mit der PI-Regelung meist keine ausreichende Stabilität erreicht werden. Entscheidend ist in diesem Zusammenhang das Verhältnis der Resonanzfrequenz und Regelungsfrequenz, welches von der LCL-Filterauslegung abhängt. Verbesserte Regelungseigenschaften können durch verschiedene zusätzliche aktive Dämpfungsmaßnahmen erreicht werden, wobei deren Einsetzbarkeit aus verschiedenen Gründen wiederum beschränkt ist. Insbesondere bei niedrigeren LCL-Resonanzfrequenzen (relativ zur Regelungsfrequenz) ist eine ausreichende Stabilisierung bei gleichzeitig hohen Anforderungen an die Dynamik der Stromregelung nicht mehr erreichbar. Die Rückführung mehrerer Zustandsgrößen zum Zweck der aktiven Dämpfung erscheint als vielversprechende Alternative. Die Auslegung der Rückführungsparameter wird dabei jedoch deutlich komplexer und die entkoppelte Auslegung der PI-Regelung und aktiven Dämpfung ist kritisch zu betrachten, da sich beide Komponenten zunehmend beeinflussen. Als Lösungsmöglichkeit werden zustandsbasierte Regelungsverfahren mit systematischen Auslegungsmethoden angesehen, die im folgenden Kapitel thematisiert werden sollen.

Im dritten Abschnitt konnte gezeigt werden, dass die reine PI-Regelungsstruktur bei geringen Zwischenkreiskapazitäten bei transienten maschinenseitigen Vorgängen nicht mehr zufriedenstellende Ergebnisse liefern kann. Es konnte jedoch auch verdeutlicht werden, dass diverse Zusatzkonzepte existieren, mit denen auch während extremen Leistungssprüngen die Zwischenkreisspannung gut geregelt werden kann. Dazu wurde auf eine Literaturübersicht verwiesen und anschließend zwei ausgewählte Ansätze untersucht. Beiden ist gemein, dass in der netzsei-

tigen Regelung Information über die maschinenseitige Leistung verarbeitet wird. Dabei stellte sich heraus, dass die Verwendung des Referenzverlaufs der maschinenseitigen Leistung gegenüber der aktuellen, gemessenen Leistung die bessere Alternative darstellt. Ferner stellen die niederfrequenten Oberschwingungen bei Verwendung einer Oberschwingungsregelung keine Probleme dar, da sie ausreichend unterdrückt werden. Es soll abschließend erwähnt werden, dass alle regelungstechnischen Lösungen zur Reduzierung des Stromflusses im Zwischenkreis-kondensator während transienter Vorgänge auf der Maschinenseite versagen, wenn das System netzseitig in die Strom- oder Spannungsbegrenzung geht, während sich die maschinenseitige Leistung weiterhin ändern kann.

Insgesamt lassen sich die in Kapitel 2.2 definierten Ziele mit der konventionellen PI-Regelung nicht erreichen. Die Verwendung verschiedener Zusatzmaßnahmen wie Oberschwingungsregler, aktive Dämpfung und Vorsteuerung der maschinenseitigen Leistung verbessern das Betriebsverhalten für einen Bereich von Systemauslegungen zwar enorm, führen jedoch nicht zu universell anwendbaren Lösungen.

## 6 Zustandsbasierte Regelung

Wie das vorangegangene Kapitel zeigte, ist die konventionelle Regelung auch mit diversen Zusatzkonzepten nicht immer für die Anwendung bei Antrieben mit LCL-Filtern und kleiner Zwischenkreiskapazität geeignet. Insbesondere lassen sich die Ziele aus Kapitel 2.2 hinsichtlich der aktiven Resonanzdämpfung des LCL-Filters bei gleichzeitig guter Unterdrückung von niederfrequenten Harmonischen und ausreichender Robustheit gegenüber Parameterungenauigkeiten damit nicht erreichen. Es soll daher in dieser Arbeit ein verbessertes Regelungskonzept entwickelt und untersucht werden. Die zustandsbasierten Regelungsverfahren versprechen aufgrund ihrer großen Vielfalt in der Gestaltung der Dynamik des geschlossenen Regelkreises deutliche Vorteile gegenüber der konventionellen Regelung. Zunächst wird im Folgenden eine Übersicht über potentiell geeignete Ansätze gegeben und deren Eigenschaften diskutiert. Es wird darauf basierend eine Auswahl eines Regelungskonzeptes getroffen. Der Entwurf dieser Regelung wird anschließend vorgestellt, bevor dann die Analyse der relevanten Einflussfaktoren erfolgt. Die erzielten Ergebnisse werden letztlich mithilfe von Simulations- und Messergebnissen verifiziert.

### 6.1 Übersicht und Auswahl eines modernen Regelungsansatzes

Im vorangegangenen Kapitel konnten aus den Untersuchungen der konventionellen Regelung mit ihren Zusatzkonzepten die kritischen Anforderungen an eine geeignete Regelung herausgestellt werden. Die aktive Resonanzdämpfung des LCL-Filters stellt eine anspruchsvolle Anforderung dar. Aus zweierlei Gründen muss dies bei gleichzeitig hohen dynamischen Anforderungen gewährleistet werden. Erstens entsteht diese Anforderung durch die kleine Zwischenkreiskapazität, die eine schnelle Regelungsdynamik verlangt, um Leistungsänderungen möglichst schnell nachzufahren und dadurch den Zwischenkreiskondensator zu entlasten. Zweitens muss eine ausreichende Unterdrückung von Harmonischen gewährleistet werden und dies verlangt ebenso nach einer ausreichend schnellen Stromregelung. Es zeigte sich, dass dies für unterschiedliche Auslegungen des LCL-Filters aus Gründen der Robustheit nur mit einer Regelung mit Rückführung mehrerer Zustandsgrößen erfolgen kann. Aus diesem Grund soll in jedem Fall ein zustandsbasierter Regelungsansatz für die Stromregelung zum Einsatz kommen.

Prinzipiell eignen sich die zwei Ansätze, die in Abb. 6.1 dargestellt sind. Die erste Variante ist eine kaskadierte Regelung mit äußerem Regelkreis für die Zwischenkreisspannung und

unterlagertem zustandsbasierten Stromregelkreis. Dadurch kann ein schnelles Stromregelungsverhalten mit gleichzeitig guter Dämpfung der LCL-Resonanz erreicht werden. Wegen der geringen Zwischenkreiskapazität muss jedoch die Regelung der Zwischenkreisspannung selbst auch sehr dynamisch erfolgen. Die Zusatzkonzepte, die im vorigen Kapitel vorgestellt wurden und auf maschinenseitigen Signalen basieren, bieten allerdings sehr gute Möglichkeiten zur hochdynamischen Regelung, wie in Kap. 5.4 gezeigt werden konnte.

Eine alternative Variante ist im zweiten Teil der Abb. 6.1 dargestellt. Die zustandsbasierte Regelung ermöglicht prinzipiell ebenso die direkte Regelung der Zwischenkreisspannung und der Blindleistung ohne unterlagerte Stromregelkreise. Durch den Wegfall der Kaskade entfällt theoretisch die Verzögerung der inneren Stromregelkreise, aber da die Zwischenkreisspannung letztlich nur durch Ströme beeinflusst werden kann, würde dies vergleichsweise hohe Ströme erfordern. Dies führt direkt zum wesentlichen Problem dieser Regelungsstruktur. Die Ströme stellen hierbei nur interne Zustandsgrößen dar, die nicht mehr direkt regelbar bzw. begrenzt sind. In Umrichtersystemen sind neben den Spannungen jedoch gerade die Ströme die kritischen Größen, die sehr schnell zur Zerstörung der Leistungshalbleiter führen können. Im Gegensatz dazu kann bei einer kaskadierten Regelung immer der Referenzwert der Ströme begrenzt werden, um mit einer geeigneten Stromregelung Überströme zu vermeiden. Ferner bietet eine kaskadierte Regelung immer Vorteile hinsichtlich des Störverhaltens, da die Störungen nicht erst durch die gesamte Strecke laufen müssen und stattdessen näher an der Quelle kompensiert werden können [10]. Aus diesen Gründen wird der nicht-kaskadierte Regelungsansatz in dieser Arbeit nicht weiterverfolgt.

Für die zustandsbasierte Stromregelung ergeben sich ebenfalls eine Vielzahl von möglichen Ansätzen. Die Abb. 6.2 zeigt eine Übersicht über verschiedene Ansätze. Der Kern der klassischen Zustandsregelung ist die Rückführung des gesamten Zustandsvektors  $\underline{x}$  über einen Rückführvektor  $\underline{k}^T$ , siehe Abb. 6.2 a). Da es sich dabei um P-Rückführungen handelt, kann es ohne Erweiterungen zu stationären Abweichungen kommen. Durch Vorfilter kann die Referenz entsprechend angepasst werden, um diese Abweichung zu kompensieren [63, 96]. Wegen der Parameterempfindlichkeit dieser Filter kommen häufig Integratoren zur Eliminierung der Abweichung zum Einsatz [96]. Dynamisch vorteilhafter ist allerdings der Einsatz von PI-Elementen statt einfacher Integratoren, da durch den P-Anteil ein schneller Pfad – oder anders ausgedrückt eine zusätzliche Nullstelle zur Kompensation einer langsamen Streckenpolstelle – zur Verfügung gestellt wird [96].

Eine weitere Erhöhung der Systemdynamik kann durch den Einsatz einer dynamischen Vorsteuerung erfolgen, siehe Abb. 6.2 b). Für diese Ausführung stellt die flachheitsbasierte Regelung eine mächtige Methode dar. In [97] wurde dieser Ansatz im Rahmen der Sliding-Mode-Regelung untersucht. Im Rahmen der Untersuchungen zu dieser Arbeit wurde eben dieser Ansatz für die Regelung des Netzpulsstromrichters angewendet und untersucht. In [98] wurde zunächst das grundlegende Konzept anhand eines L-Filter-basierten Systems vorgestellt. In [99] wurde dieses Konzept erweitert und auf das LCL-Filter-basierte System angewendet. In beiden Veröffentlichungen konnte die sehr hohe Dynamik unter Beweis gestellt werden.

Als weitere Alternative soll die Passivitätsbasierte Regelung genannt werden, die in Abb. 6.2 c) dargestellt ist. Die Idee der dieser Regelung ist die Stabilisierung von Systemen durch Auf-

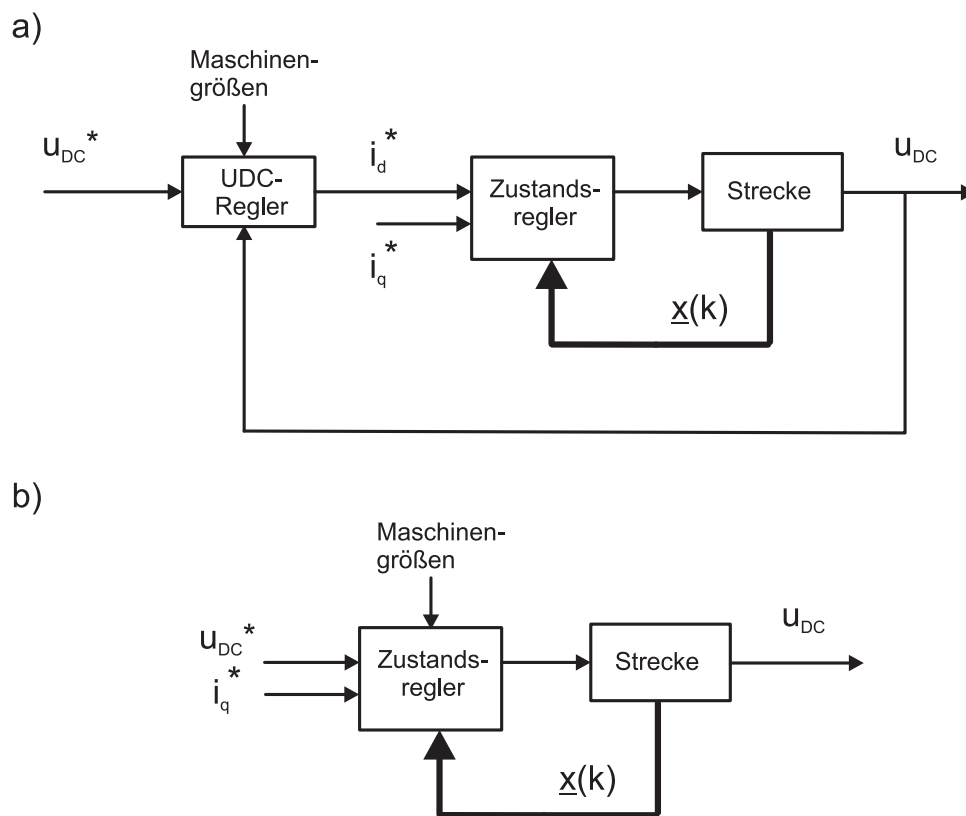


Abb. 6.1: Zustandsbasierte Regelungsstrukturen: a) kaskadierte Regelung und b) direkte Regelung (nicht-kaskadiert)

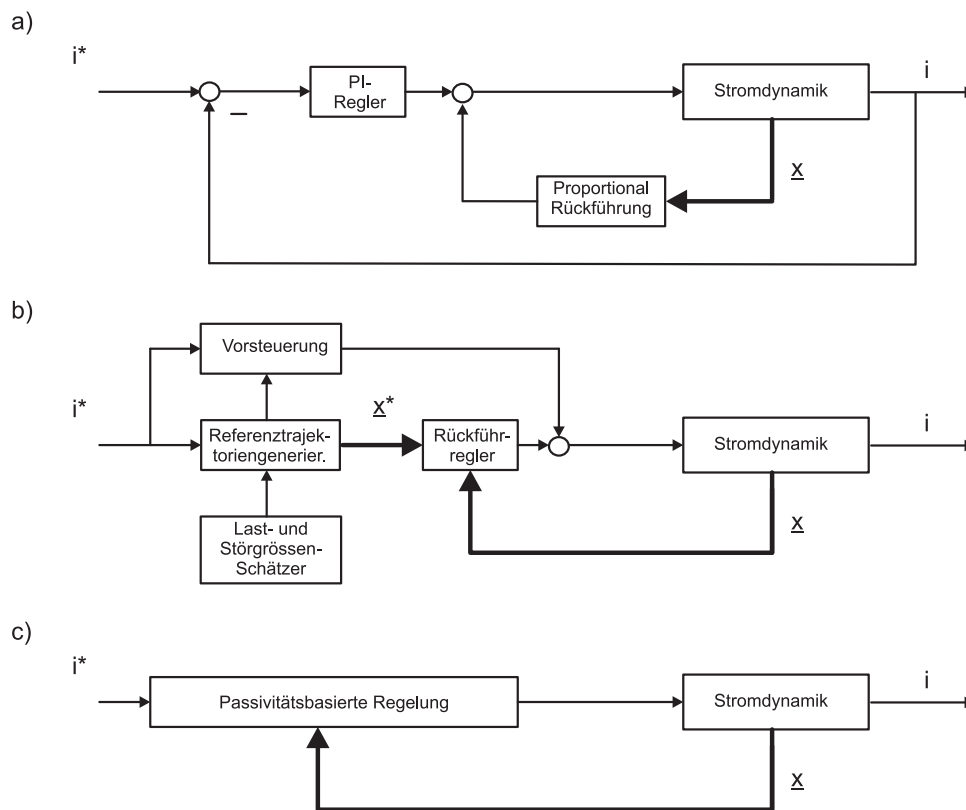


Abb. 6.2: Regelungsstrukturen für die zustandsbasierte Stromregelung: a) PI-Regelung mit vollständiger Zustandsrückführung, b) Sliding-Mode-basierte Regelung mit (flachheitsbasierter) Vorsteuerung, c) Passivitätsbasierte Regelung

zwingen eines passiven Charakters [100]. Daher bietet sie sich geradezu für die Regelung mit LCL-Filter an. Nach bestem Wissen des Autors wurde zu Beginn der Untersuchungen zu dieser Arbeit keine Anwendung dieses Verfahrens auf LCL-Filter-basierte Systeme veröffentlicht. Aus diesen Gründen wurde dieses Verfahren für die Untersuchungen zu dieser Arbeit ausgewählt. In [101] wurden Ergebnisse zu diesem Verfahren veröffentlicht, die die prinzipielle Eignung darstellen. Neben der prinzipiellen Anwendbarkeit offenbarte sich aber, dass es sich um einen erweiterten Proportionalregler mit zusätzlichen Entkopplungskomponenten handelt, der aufgrund von stationären Abweichungen um einen Integrator erweitert werden musste. Es resultiert im Wesentlichen ein PI-Regler mit einer zusätzlichen Rückführung der Spannung über den Filterkondensatoren. Dadurch ergeben sich die in Kap. 5.3 aufgezeigten Einschränkungen hinsichtlich der Stabilisierung bei verschiedenen Resonanzfrequenzen. Aus diesem Grund wird die Passivitätsbasierte Regelung in dieser Arbeit nicht weiterverfolgt.

Für diese Arbeit wird der Ansatz aus Abb. 6.2 a) ausgewählt. Die grundlegende Idee des konkreten Konzeptes ist es, dem netzseitigen Teil des Antriebs durch die Zustandsrückführung eine Dynamik aufzuzwingen, die derjenigen der Maschinenseite gleich ist. Ferner wird der Referenzverlauf der maschinenseitigen Leistung entsprechend der Gleichung (5.23) auf den Referenzstrom addiert (vgl. Seite 103). Dadurch erhalten beide Seiten des Antriebs die gleichen Referenzverläufe der Leistung und reagieren auch mit LCL-Filter mit der gleichen Dynamik,

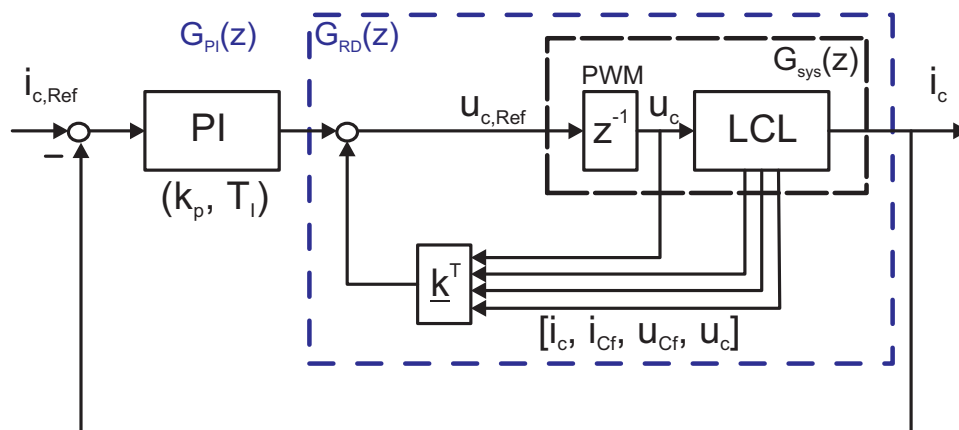


Abb. 6.3: Struktur der zustandsbasierten Stromregelung

so dass der Zwischenkreiskondensator entlastet wird. Der Zwischenkreis muss dann nur noch die Anteile der Leistungsdifferenz aufnehmen, die sich durch Nichtidealitäten ergeben wie z.B. Parameterunsicherheiten, Strom- oder Spannungsbegrenzungen oder nicht-dominante Dynamikanteile.

## 6.2 Entwurf der Regelung

In diesem Abschnitt soll der Entwurf der zustandsbasierten Stromregelung nach Abb. 6.3 dargestellt werden. Das Ziel des Entwurfs ist die Bestimmung der Reglerparameter in der Art, dass die gewünschte Dynamik des geschlossenen Regelkreises erreicht wird. Der Entwurf der Regelung kann dabei in zwei Schritte unterteilt werden:

1. Spezifizierung der gewünschten Dynamik des geschlossenen Regelkreises in Form einer Pol- und Nullstellenkonfiguration
2. Berechnung der Reglerparameter

Während der erste Schritt das Verständnis des Systemverhaltens erfordert, ist der zweite Teil die Lösung eines rein mathematischen Problems unter Berücksichtigung der Strecken- und Reglermodelle. Bevor auf diese beide Entwurfsschritte eingegangen wird, soll das dem Entwurf zugrunde gelegte Streckenmodell veranschaulicht werden.

### 6.2.1 Modell für den Entwurf der Regelung

Für den Entwurf der Zustandsregelung wird ein Zustandsraummodell der Strecke benötigt, deren Komponenten in Kapitel 4 detailliert abgeleitet wurden.

Die Modellierung für den Entwurf der Regelungen erfolgt dabei ohne Berücksichtigung etwaiger Messwertfilter in den Rückführungen der Filterkondensatorströme und -spannungen. Die Systemordnung würde sich andernfalls erhöhen und zudem wäre ohne Weiteres keine vollständige Zustandsrückführung mehr möglich, da die ungefilterten Messgrößen nicht verfügbar sind. Im Gegensatz zur vollständigen Zustandsrückführung gestaltet sich der Entwurf der Regelungen bei Rückführung eines reduzierten Zustandsvektors deutlich komplexer. In dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass alle Zustandsgrößen des LCL-Filters direkt bekannt sind. Der Einfluss etwaiger Dynamikglieder in einzelnen Rückführungszweigen wird später im Rahmen der Analyse der Regelungen untersucht und vorab so weit wie möglich bei der Auslegung der Reglerparameter berücksichtigt.

Die Untersuchungen des Verfassers dieser Arbeit haben ergeben, dass die symbolische, also nicht numerische, Bestimmung der Rückführkoeffizienten bei Berücksichtigung der parasitären Verluste enorm aufwändig ist und keine praktikablen Ausdrücke mehr liefert. Im Gegensatz dazu werden praktikable Ausdrücke erreicht, wenn selbige vernachlässigt werden. Es wird sich später zeigen, dass der Fehler durch diese Vereinfachung keine nennenswerte Reduzierung der Regelgüte mit sich zieht. Unter Vernachlässigung aller Verluste ergibt sich das diskrete Zustandsraummodell der Strecke inklusive der Rechenverzögerung zu:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_C(k+1) \\ i_{Cf}(k+1) \\ u_{Cf}(k+1) \\ u_C(k+1) \end{bmatrix}}_{\underline{x}(k+1)} = A_d^{\text{sys}} \cdot \underline{x}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\underline{b}_d^{\text{sys}}} \cdot u_C^*(k) \quad (6.1)$$

mit

$$A_d^{\text{sys}} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1 - \cos(\omega_{\text{Res}} T_c)}{L_{fc} C_f \omega_{\text{Res}}^2} & \frac{\sin(\omega_{\text{Res}} T_c)}{L_{fc} \omega_{\text{Res}}} & b_1 \\ 0 & \cos(\omega_{\text{Res}} T_c) & C_f \omega_{\text{Res}} \cdot \sin(\omega_{\text{Res}} T_c) & b_2 \\ 0 & \frac{\sin(\omega_{\text{Res}} T_c)}{C_f \omega_{\text{Res}}} & \cos(\omega_{\text{Res}} T_c) & b_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

wobei  $b_1, b_2$  und  $b_3$  in (4.31) auf Seite 46 definiert sind.

## 6.2.2 Pol- und Nullstellenplatzierung

Der erste Schritt beim Entwurf der PI-Zustandsregelung mit Polvorgabe ist die Spezifizierung der gewünschten Pol- und Nullstellenkonfiguration. Es soll hier angemerkt werden, dass die Streckennullstellen nicht durch eine Rückführung verschoben werden können [102]. Allerdings weist der PI-Regler eine Nullstelle auf, die frei gewählt werden kann. Die Gesamtstruktur besteht abgesehen von den Zustandsrückführungen aus dem PI-Regler und der Strecke (siehe Abb. 6.3), so dass insgesamt fünf Polstellen platziert werden müssen. Es sind also sechs Parameter



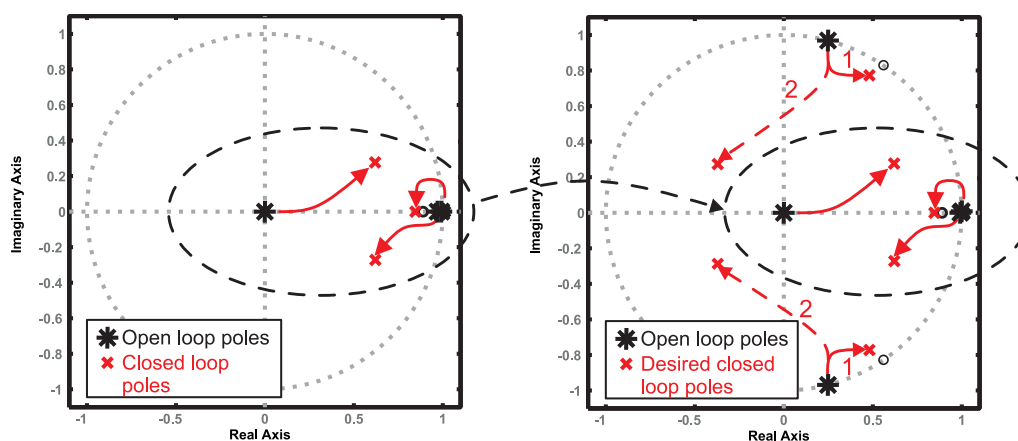


Abb. 6.4: Schematische Platzierung der Pol- und Nullstellen: a) PI-Regelung eines L-Filter-Systems bzw. einer Maschine und b) PI-Zustandsregelung eines LCL-Filter-Systems mit zwei Varianten der Polplatzierung

frei wählbar und es ergibt sich somit ein weiter Raum für Optimierungen. In dieser Arbeit wird der Ansatz verfolgt, ein dominantes Polpaar zu erzeugen, das die Dynamik des geschlossenen Regelkreises wesentlich bestimmt, und den Einfluss der restlichen Pole zu minimieren oder zumindest gering zu halten. Zu diesem Zweck wird ein dominantes Polpaar entsprechend der Regelung auf der Maschinenseite gewählt. Damit wird bezweckt, dass netz- und maschinenseitig die gleiche Dynamik erreicht wird und bei Vorsteuerung der maschinenseitigen Referenzgrößen die dynamische Strombelastung des Zwischenkreises reduziert wird.

Die Abb. 6.4 a) zeigt schematisch das Pol-Nullstellen-Diagramm des geschlossenen Regelkreises eines L-Filter-basierten Netzpulsstromrichters. Mit der Maschinenseite kann aufgrund gleicher Streckenstruktur mit der gleichen Reglerauslegung (vgl. Kap. 9.4) die gleiche Pol-Nullstellenkonfiguration erzeugt werden. Daher werden drei der gewünschten Pole und die Nullstelle entsprechend der Regelung eines L-Filter-basierten Systems gewählt, siehe Abb. 6.4 (rechts). Diese Strategie kann für beliebige maschinenseitige PI-Reglerauslegungen angesetzt werden.

Es bleibt die Platzierung der zwei resonanten Polstellen. Die Stabilitätsbedingung verlangt in jedem Falle deren Platzierung innerhalb des Einheitskreises. Der Einfluss eines (stabilen) konjugiert komplexen Polpaars auf das dynamische Verhalten eines Systems wird durch die Dämpfung und Frequenz der Polstellen aber auch durch das Residuum bestimmt [72] (darin Kapitel 6). Wird ein ungedämpftes Polpaar, das also auf dem Einheitskreis liegt, durch einen Einheitsprung angeregt, so ergibt sich eine ungedämpfte Schwingung entsprechender Frequenz, wobei das Residuum die Amplitude der Schwingung darstellt. Bei gedämpften Polen klingt diese Schwingung entsprechend des Dämpfungskoeffizienten ab. Der Einfluss des Polpaars auf die Dynamik des Gesamtsystems kann daher einerseits durch eine ausreichende Dämpfung der Pole reduziert werden, aber andererseits noch stärker durch die Reduzierung des Residuums, da dann idealerweise eine nur sehr kleine bzw. keine Resonanzschwingung entsteht. Die Höhe des Residuums eines Pols hängt direkt von dessen Abstand zu den übrigen Pol- und Nullstellen des Regelkreises ab [72]. Es reduziert sich mit kleineren Entfernungen zu Nullstellen und durch

größere Entfernungen zu den anderen Polstellen. Liegt eine Polstelle sehr nahe an einer Nullstelle, so kompensieren sie sich und man spricht von einer Pol-Nullstellenkompensation. Es soll hier angemerkt sein, dass dies ebenso bei der standardmäßigen Auslegung eines PI-Reglers genutzt wird, vgl. Kapitel 5. Als Konsequenz daraus lassen sich nun verschiedene Strategien zur Platzierungen der LCL-Resonanzpole ableiten, die im Folgenden diskutiert werden sollen.

Eine mögliche Strategie könnte also sein, die Resonanzpole in die Nähe der resonanten Nullstellen zu verschieben. Dieser Strategie ist in Abb. 6.4 b) dargestellt und als "1" gekennzeichnet. Dabei muss allerdings ein gewisser Restabstand eingehalten werden, um eine ausreichende Robustheit gegenüber Parameterschwankungen zu gewährleisten. Diese Strategie ist auch mit einer Annäherung der Pole an das eigentlich dominante Polpaar verbunden, wodurch der Einfluss der Resonanz wiederum etwas steigt, insbesondere bei niedrigen relativen Resonanzfrequenzen. Um den Einfluss der Resonanzpole gerade bei niedrigen Resonanzfrequenzen zu verringern, kann es ebenso ein Ansatz sein, die Resonanzpole zu höheren Frequenzen mit stärkerer Dämpfung zu verschieben. Diese Strategie ist ebenfalls in Abb. 6.4 b) dargestellt und als "2" gekennzeichnet. In diesem Fall wird zwar der Abstand zu den niederfrequenten Polen größer, aber auch gleichzeitig der zu den Nullstellen, die sich nicht verschieben lassen. Dadurch kommt es in der Sprungantwort stets zu einem großen Einschwingen, das zwar bei sehr hoher Dämpfung sehr schnell abklingt, aber immer zu einem hohen einmaligen Einschwingvorgang führt. Im Folgenden wird daher die Strategie "1" weiterverfolgt.

Die konkrete Platzierung der gewünschten Pol- und Nullstellen orientiert sich also zunächst an denjenigen der maschinenseitigen PI-Stromregelung und somit auch an der netzseitigen PI-Stromregelung mit L-Filter. Sie können in dieser Arbeit aus (5.6) auf Seite 53 bzw. Abb. 5.5 abgelesen werden. Es werden demnach folgende gewünschte Pol- und Nullstellen festgelegt:

$$p_1^w = z_1^w = e^{-T_c/T_f} \quad (6.3)$$

$$p_{2,3}^w = 1/2 \pm j\sqrt{k_{dq} - 1/4} \quad (6.4)$$

Dabei sind  $p_{2,3}^w$  die dominanten Polstellen und  $k_{dq}$  der Einstellfaktor der maschinenseitigen PI-Regler bzw. des L-Filter-basierten Systems. Die nicht-dominanten Polstellen  $p_{4,5}^w$  werden in die Nähe der LCL-Nullstellen gelegt:

$$p_{4,5}^w = e^{-D_{4,5}^w \cdot \frac{1,1 \cdot f_0}{f_c}} \cdot e^{j \cdot \sqrt{1 - D_{4,5}^w{}^2} \cdot \frac{f_0}{f_c}} \quad (6.5)$$

wobei  $f_0$  die Frequenz der LCL-Nullstellen aus (4.11) ist und  $D_{4,5}^w$  der Dämpfungskoeffizient der gewünschten Pollage ist. Die Frequenz der Resonanzpole sollte im Sinne einer guten Robustheit gegenüber Parameterschwankungen etwas oberhalb derjenigen der Nullstellen liegen. Die konkrete Wahl des Dämpfungskoeffizienten stellt einen Kompromiss zwischen Resonanzdämpfung und Robustheit dar. Bei  $D_{4,5}^w = 0$  wäre im Idealfall durch eine exakte Pol-Nullstellenkompensation eine ideale Resonanzdämpfung erreicht. Da die Streckenparameter allerdings nicht exakt bekannt sind, muss  $D_{4,5}^w > D_{4,5}^{min}$  gewählt werden, damit es bei Variation der Streckenpol- und -nullstellen nicht zur Verschiebung außerhalb des Einheitskreises und infolgedessen zur Instabilität kommt. Gerade bei niedrigen Resonanzfrequenzen steigt jedoch das Residuum der Resonanzpole durch kürzere Entfernungen zum dominanten Polpaar, so dass in diesem Fall der Zwang zur nahen Platzierung an der Polstelle größer wird, d.h.  $D_{4,5}^w < D_{4,5}^{max}(f_{Res})$ .

Die letztendliche Wahl der Dämpfung  $D_{4,5}^w$  hängt hiernach sowohl von den Anforderungen an die Robustheit und Resonanzdämpfung als auch von der Auslegung des dominanten Polpaars, und somit indirekt von der Auslegung der maschinenseitigen Regelung, ab. In den Untersuchungen des Verfassers zu dieser Arbeit ergab sich eine Dämpfung von  $D_{4,5}^w = 0,1$  allgemein als guter Kompromiss hinsichtlich der gewählten Anforderungen. Es soll abschließend noch angemerkt werden, dass die Dämpfung auch abhängig von der LCL-Resonanzfrequenz gestaltet werden könnte. Davon soll in dieser Arbeit allerdings abgesehen werden.

### 6.2.3 Berechnung der Reglerparameter

Der zweite Schritt beim Entwurf der PI-Zustandsregelung mit Polvorgabe ist die Berechnung passender Reglerparameter, die die Streckenpole in die gewünschten Positionen verschiebt. Zu diesem Zweck muss das gewünschte Verhalten des geschlossenen Regelkreises in Zusammenhang mit dem Modell aus Abb. 6.3 gebracht werden, um daraus die Rückführkoeffizienten in Abhängigkeit der Streckenparameter und der spezifizierten Pol- und Nullstellen berechnen zu können. In dieser Arbeit wird die Übertragungsfunktion in Polynomdarstellung einerseits in Abhängigkeit der gewünschten Pol- und Nullstellen und andererseits in Abhängigkeit der Strecken- und Reglerparameter bestimmt. Durch Koeffizientenvergleich ergeben sich dann die Reglerparameter.

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises aus Abb. 6.3 kann wie folgt berechnet werden:

$$G_c(z) = \frac{I_c(z)}{I_{c,Ref}(z)} = \frac{G_{PI}(z) G_{RD}(z)}{G_{PI}(z) G_{RD}(z) + 1} \quad (6.6)$$

mit

$$G_{RD}(z) = \underline{c}^T (zI - [A_d^{sys} - \underline{b}_d^{sys} \underline{k}^T]) \quad (6.7)$$

$$G_{PI}(z) = k_{p,dq} \frac{z + (T_c/T_{I,dq} - 1)}{z - 1} \quad (6.8)$$

Die Übertragungsfunktion aus (6.6) kann in die folgende Form gebracht werden:

$$G_c(z) = \frac{(z - z_1) \cdot (z - z_2) \cdot (z - z_3)}{a_5 z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (6.9)$$

Die Koeffizienten  $a_i$  ( $i \in [0...5]$ ) enthalten dabei die Strecken- und Reglerparameter. Die Nullstellen  $z_{2,3}$  stellen diejenigen des LCL-Filters dar und  $z_1$  die des PI-Reglers. Es soll hier angemerkt werden, dass die Berechnung der Nennerkoeffizienten je nach Modellkomplexität deutlich unterschiedlich aufwändig ist. Wie bereits erwähnt, führt die Berücksichtigung der Filterverluste zu sehr unhandlichen Ausdrücken, so dass für die Berechnung ideale LCL-Filterelemente ( $L_{fg}, L_{fc}, C_f$ ) angenommen werden. In diesem Fall ergeben sich praktikable Ausdrücke, deren Verwendung zu guten Ergebnissen führt, wie sich zeigen wird.

Auf der anderen Seite kann die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises durch die gewünschten Pol- und Nullstellen wie folgt dargestellt werden:

$$G_c^w(z) = \frac{k_0 \cdot (z - z_1^w) \cdot (z - z_2) \cdot (z - z_3)}{(z - p_1^w) \cdot (z - p_2^w) \cdot \dots \cdot (z - p_5^w)} \quad (6.10)$$

Durch den Faktor  $k_0$  wird darin die stationäre Verstärkung so angepasst, dass  $G_c^w(z = 1) = 1$  erreicht wird. Durch Umformung lässt sich (6.10) umformen in:

$$G_c^w(z) = \frac{(z - z_1^w) \cdot (z - z_2) \cdot (z - z_3)}{a_5^w z^5 + a_4^w z^4 + a_3^w z^3 + a_2^w z^2 + a_1^w z^1 + a_0^w} \quad (6.11)$$

Die Koeffizienten  $a_i^w$  ( $i \in [0..5]$ ) enthalten dabei die gewünschten Polstellen.

Die Integratorzeitkonstante wird durch die Zeitkonstante des PI-Reglers bestimmt und folgt durch Vergleich der Nullstellen  $z_1$  und  $z_1^w$

$$T_{I,dq} = \frac{T_c}{1 - z_1^w} \quad (6.12)$$

Der Vergleich der Nennerkoeffizienten  $a_i$  mit  $a_i^w$  liefert die fünf weiteren Reglerparameter in Abhängigkeit der Systemparameter ( $L_{fc}$ ,  $L_{fg}$ ,  $C_f$  und  $T_c$ ) und der gewählten Pol- und Nullstellen, vgl. (9.27) auf Seite 158.

## 6.3 Theoretische Analyse der Regelung

Die im vorangegangenen Abschnitt entworfene Regelung soll in diesem Abschnitt analysiert werden. Verschiedene Einflussgrößen sollen betrachtet werden. Zunächst soll der Einfluss der Resonanzfrequenz relativ zur Regelungsfrequenz untersucht werden. Ebenso soll die Robustheit gegenüber Parameterschwankungen und der Einfluss von Verzögerungen in den Rückführungen untersucht werden. Abschließend wird die Empfindlichkeit gegenüber verzerrten Netzspannungen analysiert.

Für die Analysen werden detaillierte Modelle der Strecke inklusive der Serienwiderstände der LCL-Filterelemente verwendet. Der Aufwand zur symbolischen Diskretisierung der detaillierten LCL-Filtermodell ist sehr hoch und der Nutzen eher gering. Für die Analyse erfolgt die Umwandlung der kontinuierlichen Modelle in diskrete Modelle der abgetasteten Strecke deshalb numerisch, vgl. Kapitel 4. Sofern es nicht anders angegeben wird, erfolgen die Untersuchungen in diesem Kapitel mit einem der Parametersätze aus Tab. 5.3. Die Parameter der Regelung werden nach (9.27) auf Seite 158 und (5.12) auf Seite 62 mit  $a_{DC} = 3$  ausgelegt.

### 6.3.1 Einfluss der Resonanzfrequenz

In Abb. 6.5 sind die Pol-Nullstellen-Diagramme bzw. Referenzsprungantworten des geschlossenen Regelkreises für verschiedene Resonanzfrequenzen dargestellt. Die Abweichungen der erzielten Pol- und Nullstellen zu den gewünschten entstehen durch die Serienwiderstände, die

beim Entwurf vernachlässigt wurden. Es zeigt sich, dass diese keinen erheblichen Einfluss auf die Lage der Pol- und Nullstellen haben. Für alle betrachteten Resonanzfrequenzen ist eine schnelle Nachführung des Sprungs mit guter Resonanzdämpfung zu sehen. Mit sinkender Resonanzfrequenz wird die Resonanz zunehmend stärker, allerdings in jedem Fall vertretbar, ange-regt. Die Resonanz kann also auch bei äußerst niedrigen Resonanzfrequenzen und gleichzeitig schnellen Sprungantworten sehr gut gedämpft werden. Die vollständige Eliminierung der Rege-labweichung wird erst nach etwa einer Netzperiode erreicht. Dies ist dadurch bedingt, dass die Serienwiderstände bei der Berechnung der Reglerparameter vernachlässigt wurden und somit die Systempolstelle nahe  $z = 1$  nicht ideal kompensiert wird. Ein Toleranzband von  $\pm 3 \%$  wird allerdings in jedem Fall sehr schnell erreicht. Wie später auch in Kapitel 6.4 nochmal aufgegrif-fen wird, kann diese Abweichung durch Einbeziehen der Serienwiderstände bei der Berechnung der Regelparame-ter vermieden werden. Mit der gezeigten Reglerauslegung wird die Regelab-weichung allerdings schnell vom äußeren Regler kompensiert, so dass dies praktisch keinerlei Probleme darstellt.

### 6.3.2 Robustheit gegenüber Parametervariationen

Für die Analyse der Robustheit gegenüber Parameterschwankungen wird für die netzseitige Gesamtinduktivität  $L_{fg}$  ein Schwankungsbereich von  $\pm 20\%$  und für die umrichterseitige Filter-induktivität  $L_{fc}$  und die Filterkapazität  $C_f$  jeweils  $\pm 10\%$  angesetzt. Dabei bildet die Netzinduk-tivität zusammen mit der netzseitigen Filterinduktivität den Parameter  $L_{fg}$ . Die angegebenen Variationsbereiche resultieren dann daraus, dass für alle direkten Filterelemente eine Parame-terungenauigkeit von  $\pm 10\%$  angegeben ist und die Netzimpedanz als mit einer Genauigkeit von  $\pm 20\%$  bekannt angenommen wird. An dieser Stelle sollen die ungünstigsten Kombinati-onen von Parametervariationen betrachtet werden. Die Resonanzfrequenz des LCL-Filters (siehe (4.10) auf Seite 40) lässt sich durch eine Umwandlung wie folgt darstellen:

$$\omega_{Res} = \sqrt{\frac{1}{L_{fg}C_f} + \frac{1}{L_{fc}C_f}} \quad (6.13)$$

Daraus wird ersichtlich, dass sich die Resonanzfrequenz am stärksten ändert, wenn sich die drei LCL-Parameter gleichsinnig ändern. Gleiches gilt für die Anti-Resonanzfrequenz der Nullstel-len, vgl. (4.11) auf Seite 40. Im niederfrequenten Frequenzbereich verhält sich das LCL-Filter wie ein L-Filter und dessen Zeitkonstante  $L_f/R_f$  ändert sich am stärksten, wenn sich  $L_f$  und  $R_f$  gegensinnig ändern. Zur Visualisierung der Effekte durch die Parametervariationen wird eine Hilfsvariable  $\Delta_p \in \{-1..1\}$  eingeführt, die die Variationen der verschiedenen Parameter gleich-mäßig skaliert und im Folgenden Unsicherheitsgrad genannt wird:

$$\begin{aligned} L_{fg} &= L_{fg,nom} \cdot (1 + 0,2 \cdot \Delta_p) \\ L_{fc} &= L_{fc,nom} \cdot (1 + 0,1 \cdot \Delta_p) \\ C_f &= C_{f,nom} \cdot (1 + 0,1 \cdot \Delta_p) \\ R_{fg} &= R_{fg,nom} \cdot (1 - 0,2 \cdot \Delta_p) \\ R_{fc} &= R_{fc,nom} \cdot (1 - 0,1 \cdot \Delta_p) \end{aligned} \quad (6.14)$$

Die Abb. 6.6 zeigt den Einfluss der Parametervariationen auf das dynamische Verhalten des

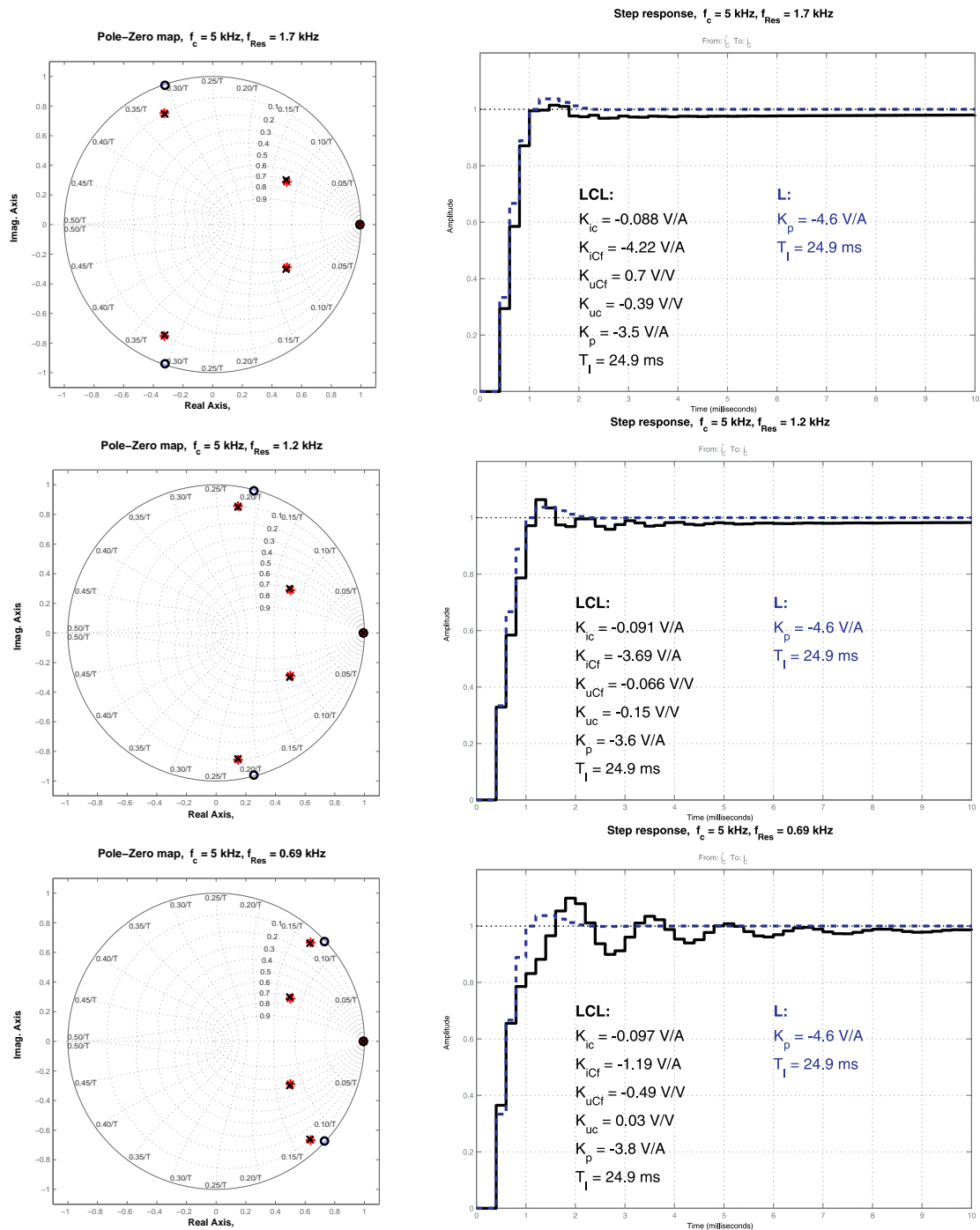


Abb. 6.5: Pol-Nullstellen-Diagramme (links) und Referenzsprungantworten des geschlossenen Regelkreises (rechts) für verschiedene Resonanzfrequenzen: a) hohe Resonanzfrequenz  $f_{Res} = 1,7 \text{ kHz}$ , b) mittlere Resonanzfrequenz  $f_{Res} = 1,2 \text{ kHz}$ , c) niedrige Resonanzfrequenz  $f_{Res} = 0,69 \text{ kHz}$  (Daten nach Tab. 5.3 auf S. 72). Vergleichsprungantworten für System mit L-Filter mit  $L_f = L_{fg} + L_{fc}$

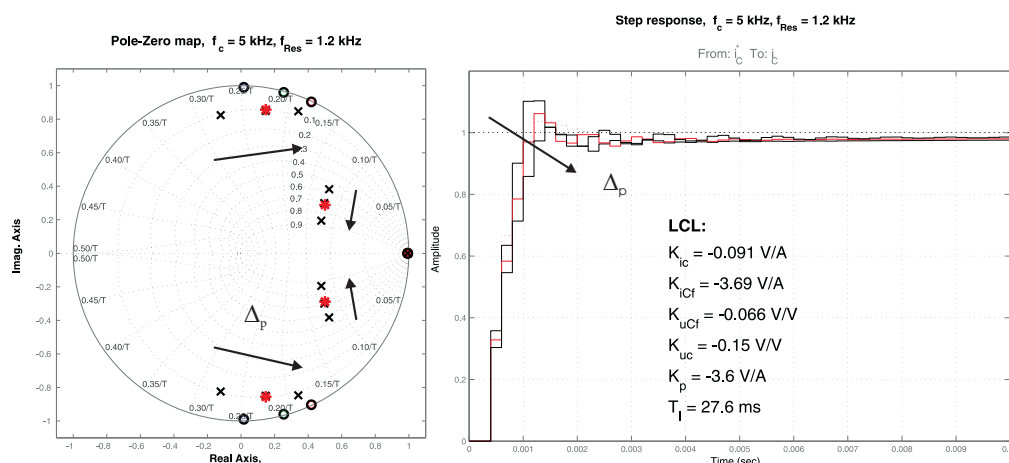


Abb. 6.6: Einfluss der Parametervariationen auf das dynamische Verhalten des geschlossenen Regelkreises für  $\Delta_p = -1, 0, 1$  nach Definition (6.14) auf Seite 121 (nominale LCL-Resonanzfrequenz:  $f_{Res} = 1, 2 \text{ kHz}$ ). Links: Pol-Nullstellen-Diagramm (\*: Polplatzierung für die Reglerauslegung, x: erreichte Pollagen des Regelkreises in Abhängigkeit von  $\Delta_p$ ), rechts: Referenzsprungantworten in Abhängigkeit von  $\Delta_p$

geschlossenen Regelkreises. Das Pol-Nullstellen-Diagramm zeigt die Wanderung der Pol- und Nullstellen in Abhängigkeit des Unsicherheitsgrades  $\Delta_p$ . Zum einen ist die typische Wanderung der dominanten Dynamikpolstellen erkennbar, die hauptsächlich durch die Änderung der Induktivitäten hervorgerufen wird. Dieser Effekt tritt auch bei L-Filter-basierten Systemen auf, wenn die Reglerparameter nicht an die aktuellen Parameter adaptiert werden, vgl. Abb. 5.5 auf Seite 53. Zum anderen wird auch die Wanderung des resonanten Pol-Nullstellenpaares deutlich. Die Systemstabilität ist jedoch auch in diesem recht großen Variationsbereich gegeben. Die Referenzsprungantworten in Abb. 6.6 zeigen, dass auch in den ungünstigsten Fällen ein akzeptables Einschwingverhalten erreicht wird.

### 6.3.3 Verzögerungen in der Rückführung

Wie in Kapitel 3.5 beschrieben, kann es durch das einmalige Abtasten pro Regelungsperiode zu Aliasing-Effekten kommen, die je nach Verzerrungsgrad der Signale gefiltert werden müssen. Unabhängig davon, ob dies digital mit schneller abgetasteten Signalen oder analog geschieht, entstehen Verzögerungen in der Rückführung, die sich auf die Systemdynamik auswirken. Davon sind insbesondere die Filterkondensatorspannungen betroffen. Die Abb. 6.7 zeigt den Einfluss einer Verzögerung um einen halben Abtastschritt im Rückführzweig der Filterkondensatorspannung, die durch  $0.5 \cdot (1 + z^{-1})$  modelliert wird, bei verschiedenen Resonanzfrequenzen. Ein Pol-Nullstellenpaar nahe des Ursprungs entsteht durch die zusätzliche Verzögerung. Dadurch werden die Polstellen geringfügig von ihrer vorherigen Lage verdrängt, was sich zum Einen in einer etwas geringeren Bandbreite äußert. Auf die Resonanzdämpfung hat es keinen bzw. geringen Einfluss und dann auch mehr bei hohen bzw. niedrigen Resonanzfrequenzen.

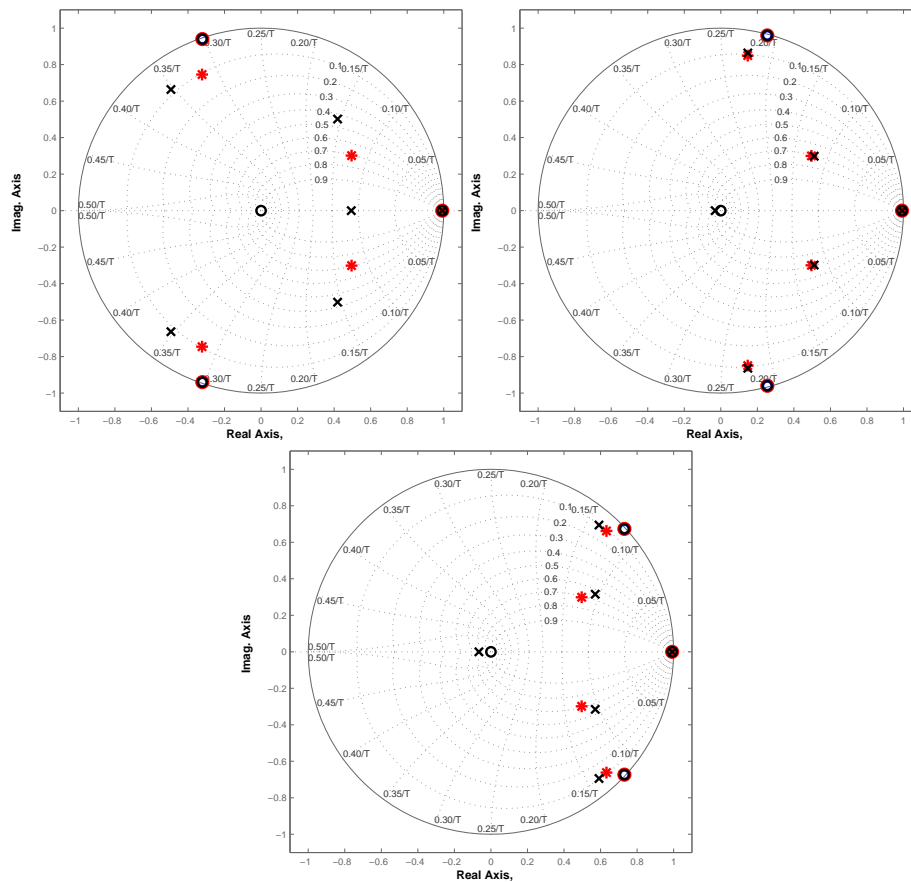


Abb. 6.7: Einfluss eines Anti-Aliasing-Filters in der Rückführung der Filterkondensatorspannung auf die Lage der Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises für verschiedene Resonanzfrequenzen: hohe Resonanzfrequenz  $f_{Res} = 1,7$  (links oben) kHz, mittlere Resonanzfrequenz  $f_{Res} = 1,2$  kHz (rechts oben) und niedrige Resonanzfrequenz  $f_{Res} = 0,69$  kHz (unten)

## 6.4 Zusatzkonzepte und weitere Modifikationsmöglichkeiten

### 6.4.1 Einsatz von Reglern zur Kompensation von Oberschwingungen

Das bewährte Konzept der Kompensation von Harmonischen mittels resonanter Regler kann nach Kapitel 5.2 immer dann eingesetzt werden, wenn eine ausreichende Bandbreite der Grundschwingungsregelung vorhanden ist. Mit der gezeigten Regelung wird auch bei sehr niedrigen Resonanzfrequenzen eine hohe Dynamik erreicht, wodurch der Einsatz von resonanten Reglern ermöglicht wird. Wie auch bei der konventionellen Regelung nach Abb. 5.2 auf Seite 50 wird eine Oberschwingungsregelung mit resonanten Reglern zur Kompensation der 2., 6. und 12. Harmonischen in rotierenden Koordinaten parallel zum PI-Element verwendet, wobei nicht die Regelabweichung, sondern nur der gemessene Strom auf den resonanten Regler zurückgeführt wird, damit dieser nicht unnötig von Referenzsprüngen angeregt wird.

Die in Kapitel 5.2 erlangten Erkenntnisse zur Oberschwingungsregelung können auf diese An-



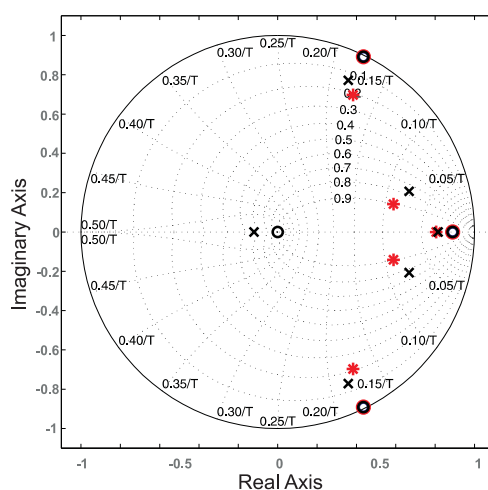


Abb. 6.8: Kompensation des Effektes durch Aliasing

wendung übertragen werden und müssen an dieser nicht erneut aufgeführt werden. Daher wird die Verbesserung des Störverhaltens in späteren Abschnitten mittels Simulationen und experimentellen Ergebnissen verifiziert.

### 6.4.2 Modifizierung der Polplatzierung bei Verzögerungen in der Rückführung

Der Effekt, dass das dominante Polpaar durch eine Verzögerung in der Rückführung in den Pol-Nullstellen-Diagrammen etwas verschoben wird (siehe Abb. 6.7), kann durch eine Verschiebung der gewünschten Position in die entgegengesetzte Richtung kompensiert werden. Da die Beeinflussung ohnehin nicht sehr groß ist, soll diese modifizierte Pol-Nullstellenplatzierung nicht weiterverfolgt werden.

### 6.4.3 Numerische Berechnung der Regelungsparameter

Das Ziel, übersichtliche symbolische Ausdrücke für die Regelungsparameter zu erhalten, ist nur durch Verwendung eines vereinfachten Systemmodells zu erreichen. Die gezeigte Berechnung der Regelungsparameter erfolgte daher unter Vernachlässigung sämtlicher Verluste. Die erzielten Ergebnisse zeigen, dass durch die ohmschen Anteile Abweichungen vom erwarteten Verlauf entstehen, die allerdings nicht problematisch sind. Nichtsdestotrotz könnten die Abweichungen weiter reduziert werden, wenn die Verluste mit in die Berechnung der Regelungsparameter einfließen würden. Die Unübersichtlichkeit der symbolischen Ergebnisse verlangt aber nach einer numerischen Lösung, so dass die Berechnung für alle möglichen Kombinationen von Systemparametern durchgeführt werden müsste. Aus diesem Grunde wird dieser Ansatz nicht weiterverfolgt. Für Anwendungen mit nur sehr wenigen Kombinationsmöglichkeiten der einzelnen Systemparameter stellt diese Methode allerdings eine gute Alternative zur symbolischen Lösung dar.

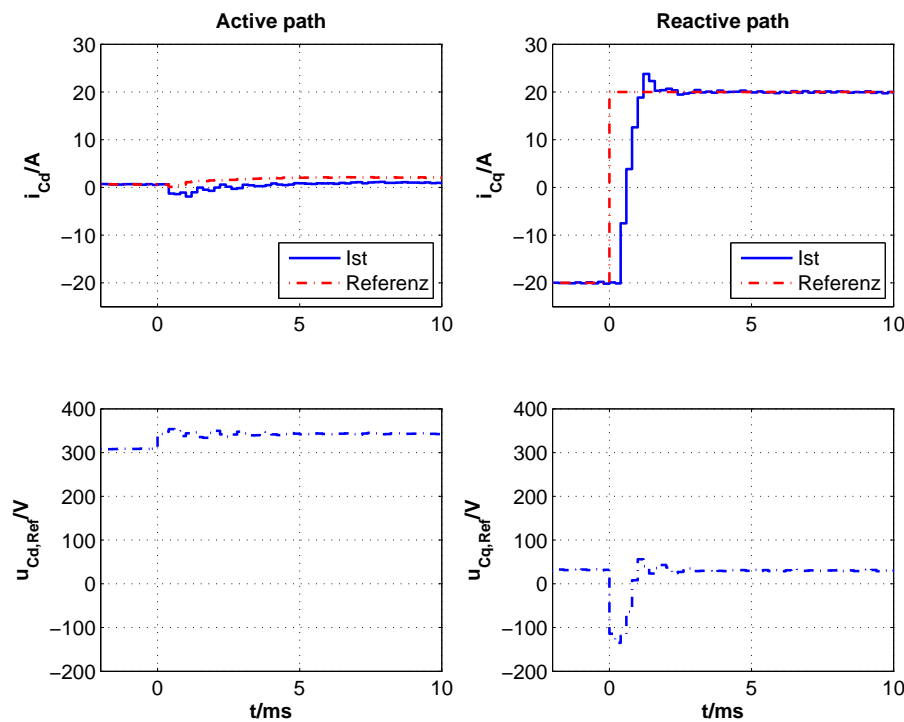


Abb. 6.9: Simulierte Referenzsprungantworten der Stromregelung mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz): dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichterausgangsspannungsreferenz (unten). (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW.)

## 6.5 Simulations- und Messergebnisse

In diesem Abschnitt werden Simulations- und Messergebnisse gezeigt und diskutiert. Sofern es nicht anders angegeben wird, erfolgen die Untersuchungen in diesem Kapitel mit einem der Parametersätze aus Tab. 5.3. Die Parameter der Regelung werden nach (9.27) auf Seite 158 und (5.12) auf Seite 62 mit  $a_{DC} = 3$  ausgelegt. Die PI-Zustandsregelung wurde um die schon bekannten resonanten Regler zur Eliminierung der Oberschwingungen erweitert. Deren Parameter werden wie bei der konventionellen PI-Regelung ausgelegt und haben somit kaum Einfluss auf die dynamischen Vorgänge, werden aber stets angegeben.

### 6.5.1 Stromregelung

In diesem Abschnitt werden Ergebnisse zur Stromregelung gezeigt. Dabei wurde eine große Zwischenkreiskapazität von  $C_{DC} = 2710 \mu\text{F}$  verwendet um mögliche Effekte einer stark verzerrten Zwischenkreisspannung auszuschließen. Die Abb. 6.9 und 6.10 zeigen die simulierten und gemessenen Referenzsprungantworten mit einer mittleren relativen Resonanzfrequenz. Es ergibt sich eine gute Übereinstimmung untereinander und auch mit den berechneten Verläufen aus Abb. 6.5 auf Seite 122.

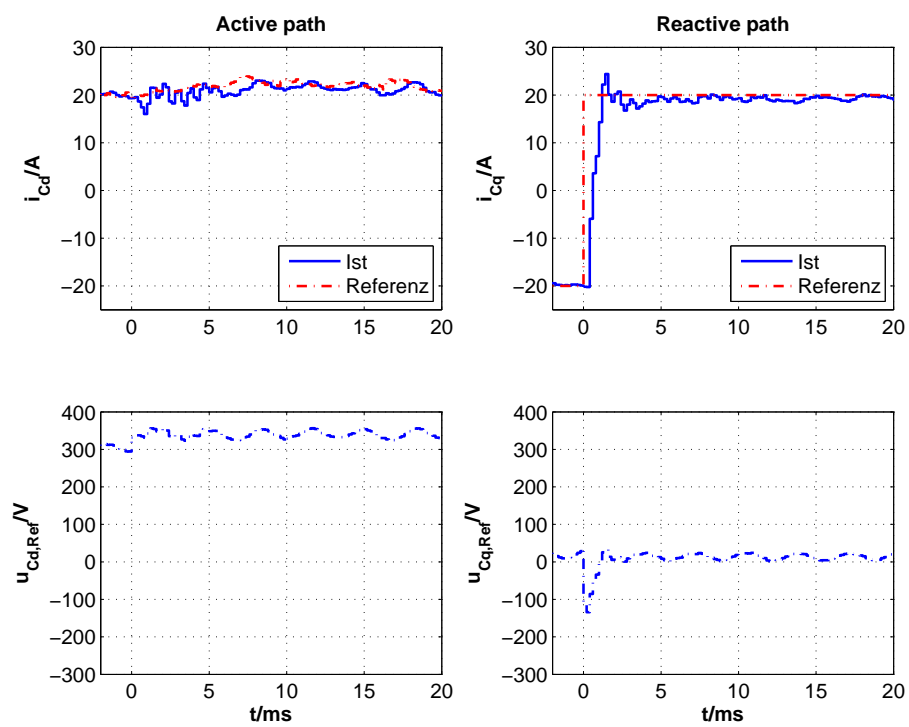


Abb. 6.10: Gemessene Referenzsprungantworten der Stromregelung mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz): dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichterausgangsspannungsreferenz (unten). (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW.)

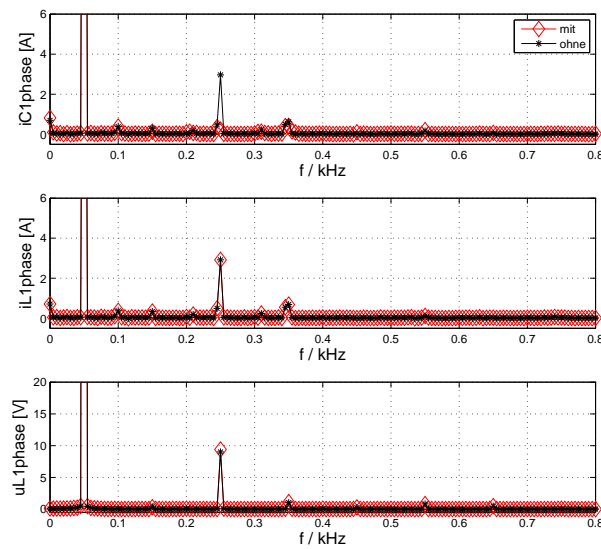


Abb. 6.11: Gemessene Frequenzspektren der Umrichterströme (oben), der Netzströme (mitte) und der Netzspannung (unten) beim Betrieb des Netzpulsstromrichters mit mittlerer relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0.24$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 1.2$  kHz) bei Nennleistung mit und ohne resonante Regler (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_{mech} = 22$  kW /  $N = 1450$  1/min)

Die Notwendigkeit von Oberschwingungsreglern wird aus den gemessenen Frequenzspektren in Abb. 6.11 ersichtlich. Ohne Zusatzregler ergeben sich deutliche Stromanteile bei der 5. und 7. Oberschwingung. Durch die hohe Bandbreite der Regelung ist aber der Einsatz von resonanten Reglern für die 6. Oberschwingung in rotierenden Koordinaten möglich. Deren Einsatz reduziert die Verzerrung deutlich. Die Abb. 6.12 und 6.13 zeigen die simulierten und gemessenen Referenzsprungantworten mit einer niedrigen relativen Resonanzfrequenz. Es ergibt sich auch hier eine gute Übereinstimmung untereinander und mit den berechneten Verläufen aus Abb. 6.5 auf Seite 122.

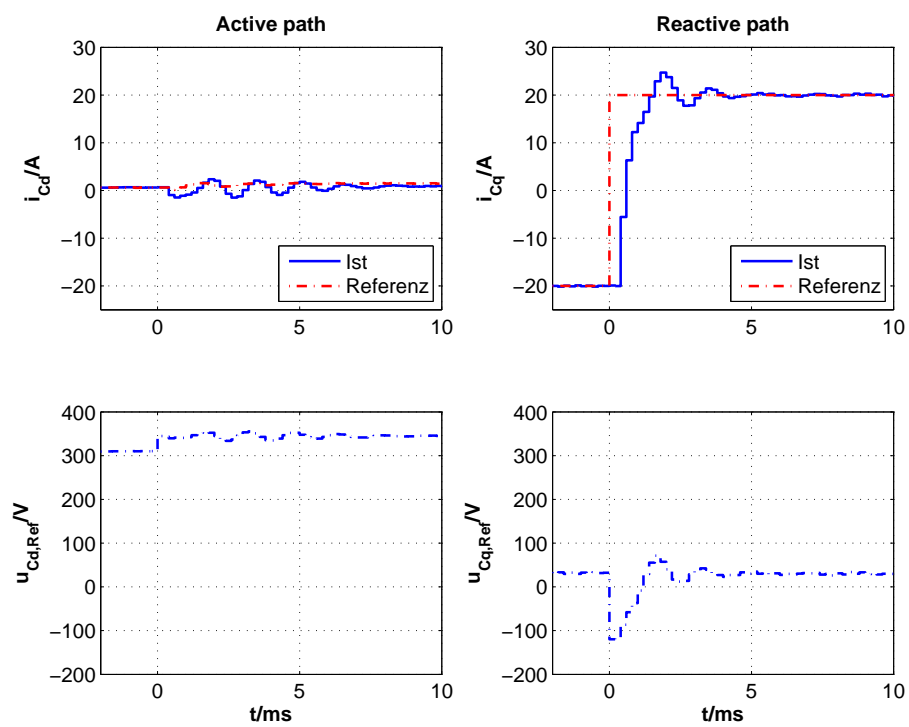


Abb. 6.12: Simulierte Referenzsprungantworten der Stromregelung mit niedriger relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,14$  ( $f_C = 5$  kHz,  $f_{Res} = 0,7$  kHz): dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichter Ausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW)

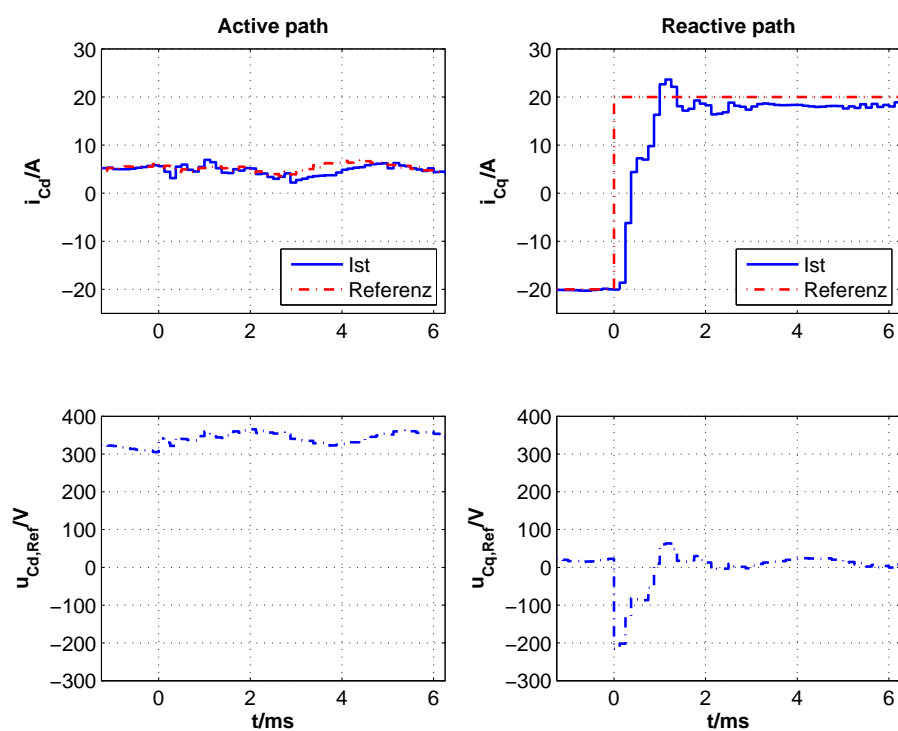


Abb. 6.13: Gemessene Referenzsprungantworten der Stromregelung mit niedriger relativer Resonanzfrequenz  $f_C/f_{Res} = 0,14$  ( $f_C = 8$  kHz,  $f_{Res} = 1,2$  kHz): dq-Komponenten des Umrichterstroms (oben) und der Umrichterausgangsspannungsreferenz (unten) (Systemparameter nach Tab. 5.1;  $P_g = 0$  kW)

## 6.5.2 Gesamtregelung mit kleiner Zwischenkreiskapazität

Das Verhalten des gesamten Antriebs mit verschiedenen LCL-Filtern und minimaler Zwischenkreiskapazität soll zunächst simulativ anhand einer dynamischen Belastung durch einen idealen Lastmomentensprung erfolgen. Dabei wird zudem eine reduzierte umrichterseitige Induktivität verwendet, damit das netzseitige System nicht in die Spannungsbegrenzung gelangt und charakteristische Eigenschaften herausgestellt werden können. Im Anschluss daran werden Ergebnisse mit den Filterauslegungen aus den theoretischen Untersuchungen bei Drehzahlsprüngen mit maximaler Belastung des Zwischenkreises gezeigt und diskutiert.

Die Abb. 6.14–6.16 zeigen die Ergebnisse für eine niedrige, eine mittlere und eine hohe Resonanzfrequenz. Es ist erkennbar, dass die LCL-Resonanz in allen Fällen sehr gut gedämpft ist und sehr ähnliche Verläufe entstehen. Für den Fall einer hohen Resonanzfrequenz ergeben sich nahezu in allen netzseitigen Größen Harmonische der 6. Oberschwingung, die auf das Aliasing zurückzuführen sind. Die Dynamik der Regelung der Zwischenkreisspannung ist aber ausreichend, um die maximale Abweichung unter etwa 4 % zu halten, was als sehr gut einzuschätzen ist.

Für den Fall der maximalen dynamischen Belastung durch eine sprungförmigen Änderung der Drehzahlreferenz ergibt sich der Verlauf in Abb. 6.17. Das netzseitige System bleibt für einen längeren Zeitraum in der Spannungsbegrenzung und dies bewirkt eine höhere maximale Abweichung der Zwischenkreisspannung von etwa 60 V, also 8,5 %. Die Abb. 6.18 zeigt das entsprechende Messergebnis. Es ist eine gute Übereinstimmung mit dem simulierten Verlauf zu erkennen.

Die Abb. 6.19 zeigt anhand der Frequenzspektren verschiedener Signale den sehr niedrigen Verzerrungsgehalt der relevanten Größen im stationären Zustand.

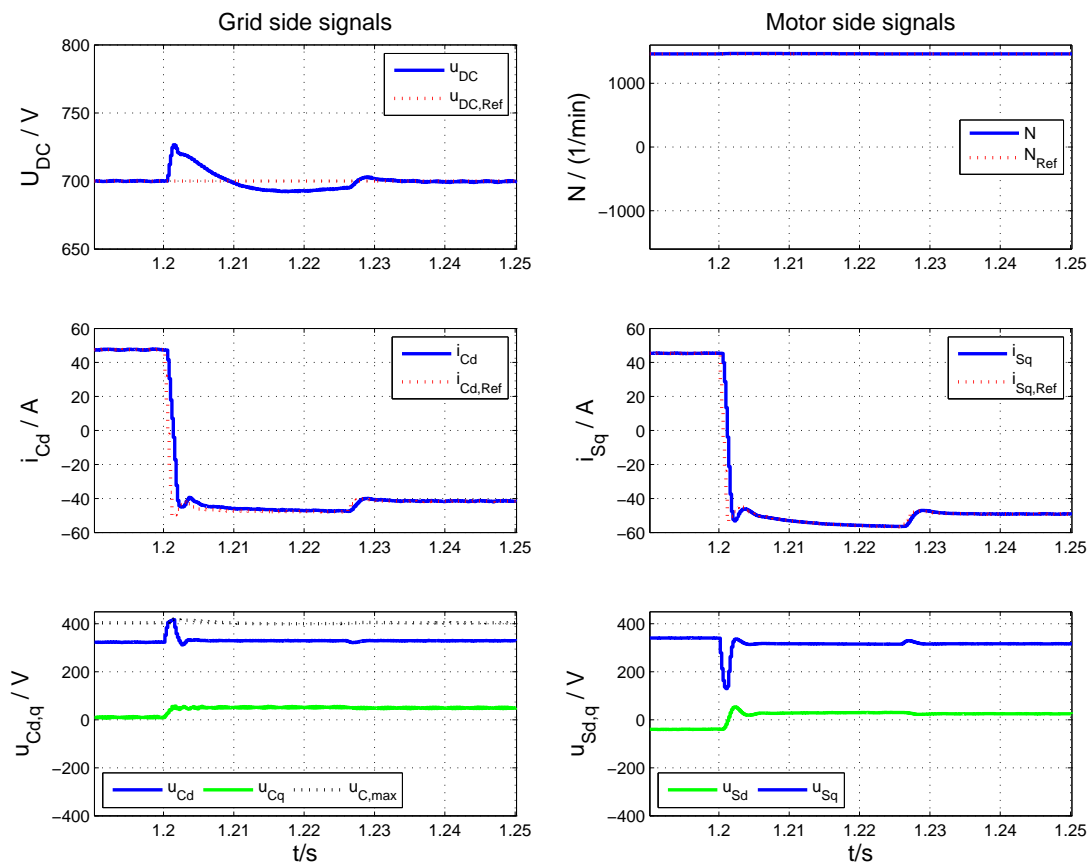


Abb. 6.14: Niedrige Resonanzfrequenz: Simulierte Antwort des Antriebs auf einen idealen Lastmomentensprung von motorischem auf generatorischen Betrieb bei Nenndrehzahl und mit minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach Gleichung (5.23) auf Seite 103 mit  $L_{fc} = 1 \text{ mH}$



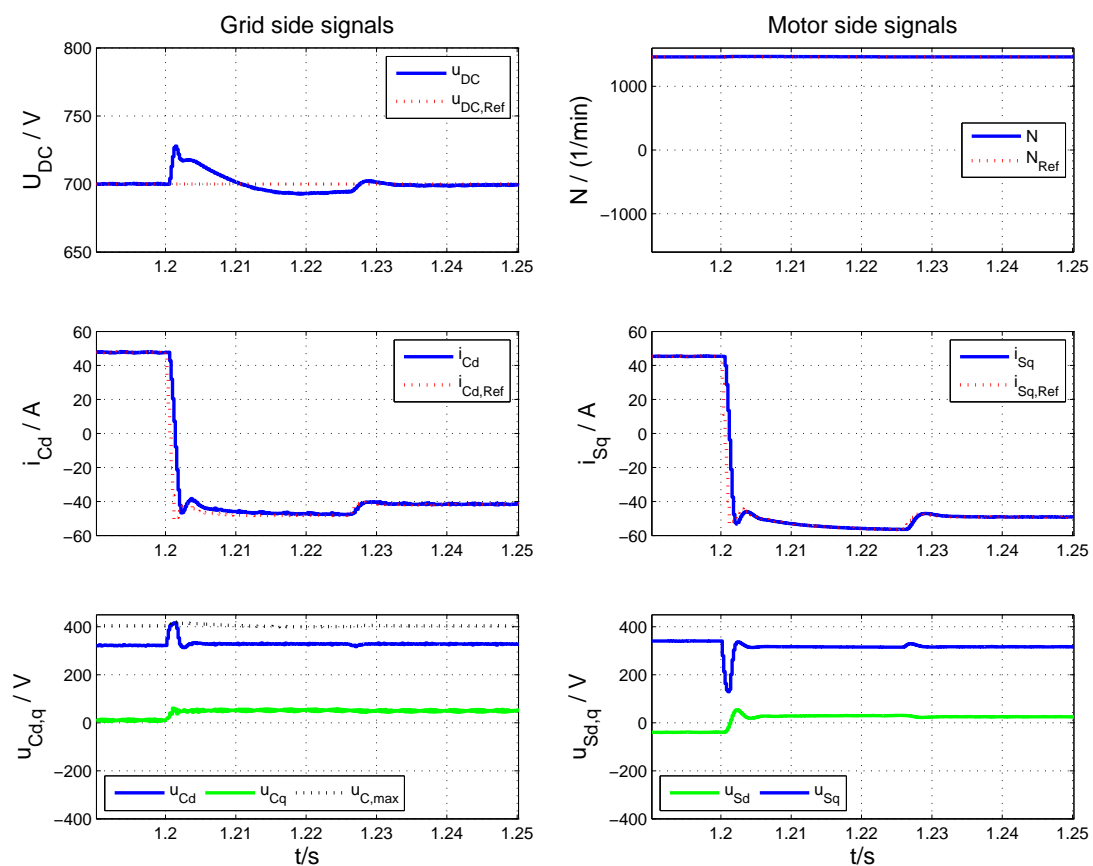


Abb. 6.15: Mittlere Resonanzfrequenz: Simulierte Antwort des Antriebs auf einen idealen Lastmomentensprung von motorischem auf generatorischen Betrieb bei Nenndrehzahl und mit minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach Gleichung (5.23) auf Seite 103 mit  $L_{fc} = 1$  mH

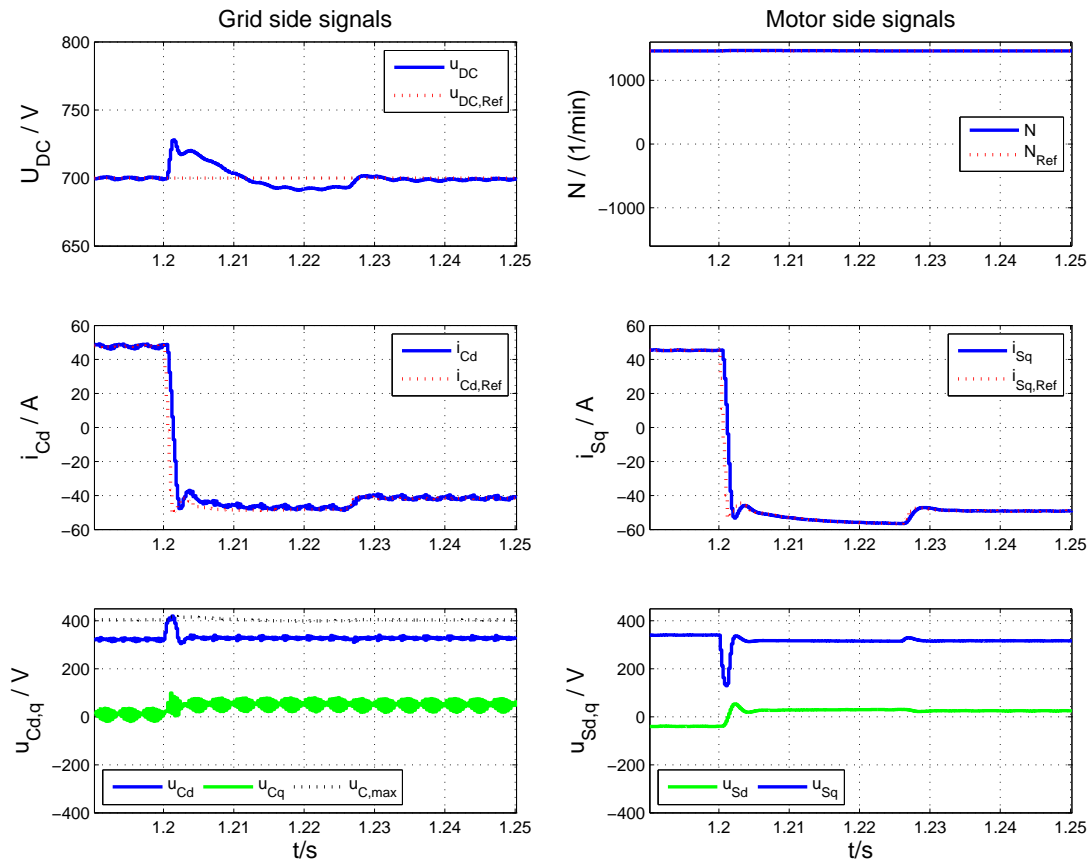


Abb. 6.16: Hohe Resonanzfrequenz: Simulierte Antwort des Antriebs auf einen idealen Lastmomentensprung von motorischem auf generatorischen Betrieb bei Nenndrehzahl und mit minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu F$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach Gleichung (5.23) auf Seite 103 mit ( $L_{fc} = 1$  mH  $C_f = 16,3 \mu F$ )

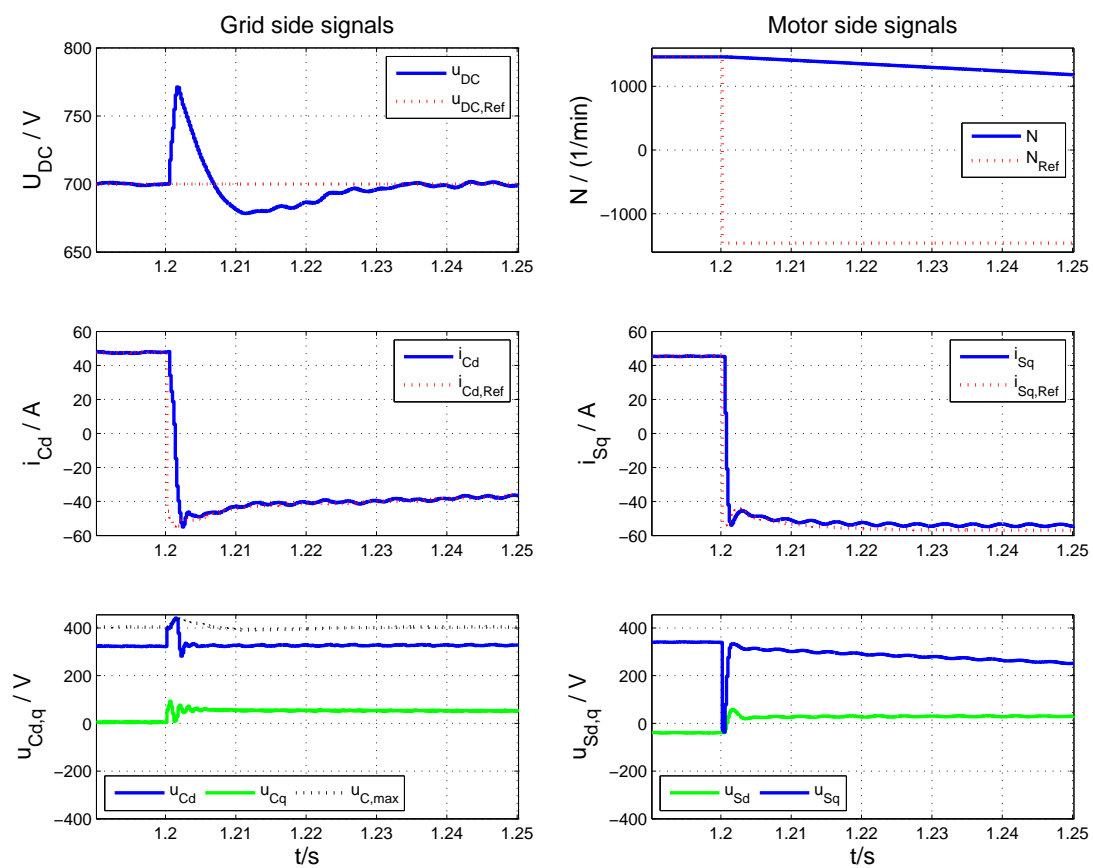


Abb. 6.17: Mittlere Resonanzfrequenz: Simulierte Antwort des Antriebs auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment bei minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 401 \mu\text{F}$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach Gleichung (5.23) auf Seite 103 ( $L_{fc} = 1 \text{ mH}$ ,  $C_f = 48,9 \mu\text{F}$ )

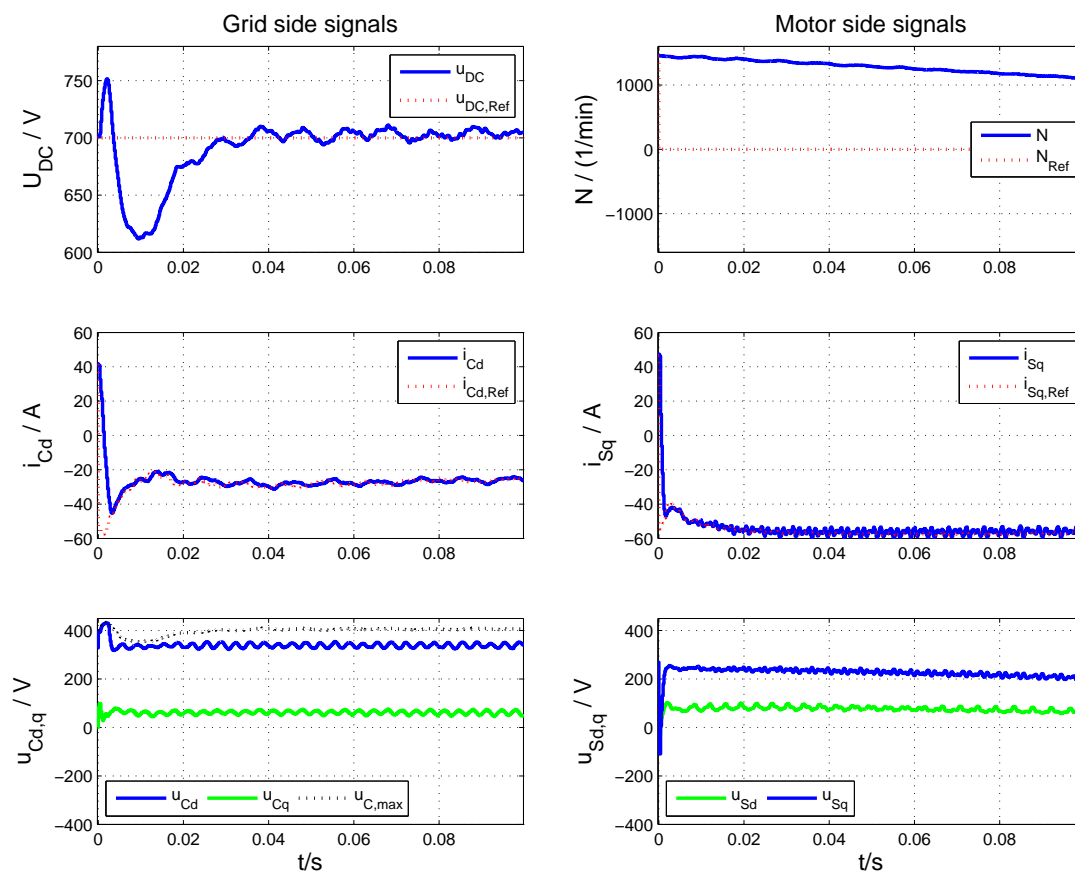


Abb. 6.18: Mittlere Resonanzfrequenz: Gemessene Antwort des Antriebs auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment bei minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 270 \mu\text{F}$ ) und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach Gleichung (5.23) auf Seite 103

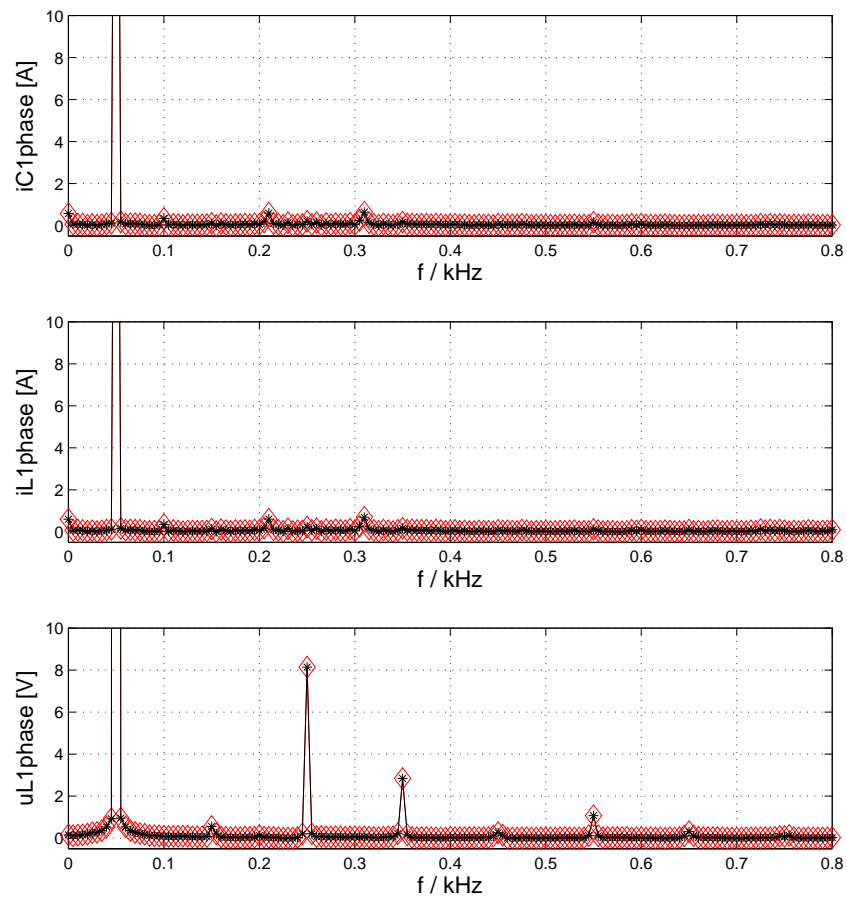


Abb. 6.19: Mittlere Resonanzfrequenz: Gemessene Frequenzspektren der Umrichterströme, Netzströme und Netzspannung einer Phase bei minimaler Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 270 \mu\text{F}$ ) und mittlerer LCL-Resonanzfrequenz und Vorsteuerung der Referenz der maschinenseitigen Leistung nach Gleichung (5.23) auf Seite 103 ( $P_g = 22 \text{ kW}$ ,  $N = 1450 \text{ 1/min}$ ,  $L_{fc} = 1 \text{ mH}$ ,  $C_f = 48,9 \mu\text{F}$ )

## 6.6 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel wurde für Antriebe mit LCL-Filtern und kleinen Zwischenkreiskapazitäten ein zustandsbasiertes Regelungskonzept entwickelt, das sich für einen sehr weiten Bereich von typischen Systemauslegungen eignet.

Zunächst wurde eine Übersicht über verschiedene Regelungsverfahren gegeben und eines davon ausgewählt. Als Konzept wurde eine Kombination dieses Verfahrens, angewandt zur Stromregelung, mit einer bekannten Methode zur Beherrschung der Zwischenkreisspannung insbesondere während transienter Leistungsvorgänge mit kleinen Zwischenkreiskapazitäten verwendet. Die Stromregelung wird durch den gewählten zustandsbasierten Regelungsansatz in die Lage versetzt, das dynamische Verhalten des geschlossenen Stromregelkreises der Maschinenseite nachzubilden. Der Sollverlauf der maschinenseitigen Wirkleistung ist bekannt und kann ebenfalls in die Referenzwerte der netzseitigen Regelung integriert werden, d.h. beide Seiten erhalten im Wesentlichen den gleichen Referenzverlauf der Leistung. Da beide Seiten mit der gleichen Dynamik dieser Referenz folgen, ergibt sich eine minimale Belastung des Zwischenkreiskondensators, was bei geringen Kapazitäten von enormer Wichtigkeit ist. Der Zwischenkreisspannungsregler muss dann nur noch die Anteile der Leistungsdifferenz kompensieren, die sich durch Nichtidealitäten ergeben.

Im Anschluss an die Entwicklung des beschriebenen Konzeptes wurden alle relevanten Komponenten der Regelung ausgelegt. Dabei wurde angestrebt, möglichst praktikable Ausdrücke zur Bestimmung der Reglerkoeffizienten zu entwickeln, um die spätere industrielle Akzeptanz zu erhöhen. Zu diesem Zweck erfolgte der Entwurf der netzseitigen Regelung nach dem Prinzip der Polvorgabe. Die Regelung wurde anschließend ausgiebig analysiert. Dazu wurden neben theoretischen Ausführungen verschiedene Simulationen und experimentelle Untersuchungen durchgeführt.

Es wurden sehr gute Ergebnisse für einen weiten Bereich von typischen Systemauslegungen erzielt. Es wurde dabei ein typischer Bereich für das Verhältnis von LCL-Resonanzfrequenz zur Regelungsfrequenz betrachtet. Auch bei sehr schnellen Regelungs dynamiken konnte die gute Resonanzdämpfung erreicht werden. Insgesamt betrachtet wurde ebenso bei äußerst dynamischen Maschinenvorgängen ein sehr gutes Leistungsgleichgewicht zwischen Maschinen- und Netzseite erreicht. Zudem wurde die gute Unterdrückung der niederfrequenten Harmonischen und Robustheit verifiziert und verschiedene Einflussgrößen untersucht. Ferner ließen sich durch den Entwurf mittels Polvorgabe praktikable Ausdrücke zur Bestimmung der Reglerkoeffizienten ableiten. Insgesamt konnten mit dem gezeigten Konzept die Ziele aus Kapitel 2.2 erreicht werden.

## **7 Zusammenfassung, Fazit und Ausblick**

### **7.1 Zusammenfassung**

In dieser Arbeit wurden umrichter gespeiste Antriebe mit netzseitigen LCL-Filtern und kleiner Zwischenkreiskapazität untersucht. Der Schwerpunkt der Arbeit lag dabei auf den regelungstechnischen Lösungen der durch die optimierten passiven Elemente entstehenden Problematiken unter Betrachtung realer Netzbedingungen. Ferner wurden in dieser Arbeit die Auslegung der relevanten Systemkomponenten untersucht, um den typischen Wertebereich der wesentlichen Parameter abzustecken, und die Modellierung des Antriebssystems aufgegriffen.

In Kapitel 2 wird zunächst in die Thematik eingeführt und ein Überblick zum Stand der Technik und Ansätze zur Optimierung von Antrieben gegeben. Es zeigt sich, dass die Weiterentwicklung von Antrieben nahezu alle Systemkomponenten umfasst. Der Schwerpunkt dieser Arbeit wurde auf die Regelung des Netzpulsstromrichters mit optimierten passiven Bauelementen gelegt.

In Kapitel 3 wurde die Auslegung der wesentlichen Komponenten mit dem Ziel dargestellt, den typischen Wertebereich der relevanten Systemparameter aufzuzeigen, für den die Regelungen anschließend untersucht werden sollten. Dabei sind in dieser Arbeit natürlich die Auslegung des Zwischenkreiskondensators und des Netzfilters von entscheidender Bedeutung. Folienkondensatoren bieten gegenüber herkömmlich verwendeten Elektrolytkondensatoren Vorteile hinsichtlich der Spannungsfestigkeit und Stromtragfähigkeit und ermöglichen somit einen kompakteren Aufbau mit einer höheren Lebensdauer. Auf der anderen Seite weisen sie eine geringere Kapazität auf. Während Elektrolytkondensatoren aus Gründen der Verluste meist nach den stationären Stromanteilen im Bereich der Schaltfrequenz ausgelegt werden müssen, können Folienkondensatoren nach der Belastung während transients Vorgänge ausgelegt werden. Die Belastung des Zwischenkreises hängt sehr stark von den anwendungsbezogenen Anforderungen bezüglich der Speicherfähigkeit der Kondensatoren ab. Die Frage ist letztlich, wie viel Energie der Zwischenkreis über welchen Zeitraum aufnehmen bzw. abgeben können muss und wie weit sich die Zwischenkreisspannung dabei ändern darf. Es wurden in dieser Arbeit verschiedene Belastungsszenarien definiert und eines davon für die Auslegung herangezogen. Die Auslegung der Netzfilter ist wiederum entscheidend von den anwendungsbezogenen Anforderungen abhängig. Häufig werden Grenzwerte für die Stromverzerrungen im Bereich der Schaltfrequenz vorgegeben. Bei einer gegebenen Schaltungstopologie und Ansteuerungsmethode können anhand der bekannten Verzerrungen in der Ausgangsspannung des Umrichters minimale Filteranforderungen abgeleitet werden. Es bestehen bei den LCL-Filtern weitere Freiheitsgrade. Es wurden in dieser Arbeit mögliche Auslegungskriterien diskutiert und letztlich eine Auslegungsvariante

dargeboten. Es ergeben sich je nach Anforderung an die Filterdämpfung bei der Schaltfrequenz verschiedene Parameter.

Als Grundlage für den Entwurf und die Analyse der Regelungen wurde in Kapitel 4 die Modellierung des Systems gezeigt. Da es sich bei dem untersuchten System um ein abgetastetes System mit diskreter Regelung handelt, wurden diskrete Modelle abgeleitet. Die Modellierung im diskreten Bereich schließt den Effekt der Abtastung also direkt mit ein. Ferner erlaubt es die exakte Modellierung der diskreten Regelalgorithmen. Bei einer Modellierung im kontinuierlichen Bereich müssten der Abtasteffekt nachgebildet und wichtiger noch ein kontinuierliches Pendant der diskreten Regelung gefunden werden. Letzteres wird immer mit einer Abweichung verbunden sein, die je nach Art und Komplexität der Regelung zu erheblich unterschiedlichen Ergebnissen führen kann. Für diese Arbeit hat sich die diskrete Modellierung bewährt.

Es wurden im Wesentlichen zwei unterschiedliche Regelungsverfahren angesetzt und untersucht. Zunächst wird in Kapitel 5 die konventionelle kaskadierte PI-Regelung herangezogen. Dieses Verfahren ist seit langer Zeit im industriellen Einsatz und vielen Anwendern als Stand der Technik bekannt. Bei konventionellen Antrieben, d.h. Antriebe mit großen Kapazitäten und rein induktiven Netzfiltern, liefert dieses Verfahren meist ausreichende Ergebnisse. Daneben existieren mehrere Zusatzkonzepte zur Erweiterung der PI-Regelung, mit denen eine verbesserte Regelgüte erreicht werden kann. Die Eignung dieser Regelung für die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Antriebe war in der Literatur vorab jedoch nicht eindeutig geklärt. Ferner erfolgte die Untersuchung der meist notwendigen Zusatzmaßnahmen in der Literatur nur für konkrete, einzelne Systemauslegungen. Die Eignung der Maßnahmen, insbesondere zur aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz, über einen weiten Bereich von Systemparametern war unklar.

Es konnte die mit der erweiterten PI-Regelung erreichbare Regelgüte aufgezeigt werden. Dabei wurde zunächst ein konventioneller Antrieb mit großer Zwischenkreiskapazität und induktivem Netzfilter untersucht. Grundlegende Eigenschaften und Grenzen konnten herausgestellt werden, speziell die Notwendigkeit von Zusatzreglern zur Unterdrückung von niederfrequenten Harmonischen.

Im anschließenden Schritt wurde der Einfluss von LCL-Filtern auf die Systemdynamik mit PI-Regelung untersucht. Die wesentliche Problematik ergibt sich aus Resonanz des LCL-Filters. Es wurde zunächst gezeigt, dass die PI-Regelung durchaus in der Lage sein kann das System zu stabilisieren. In dieser Arbeit konnte jedoch ebenso herausgestellt werden, dass dies mit der PI-Regelung jedoch in den meisten Fällen nicht möglich ist. Als entscheidender Faktor konnte das Verhältnis von LCL-Resonanzfrequenz zur Regelungsfrequenz herausgehoben werden. Des Weiteren können entweder die umrichterseitigen oder die netzseitigen Ströme im LCL-Filter geregelt werden, wobei sich wiederum unterschiedliche Dynamikeigenschaften ergeben. Verschiedene Zusatzkonzepte zur aktiven Resonanzdämpfung wurden systematisch untersucht, hier mit dem Ergebnis, dass es keine generell einsetzbare Variante gibt, die bei gleichzeitig hohen Anforderungen an Dynamik und Robustheit eine genügende Dämpfung der Resonanz gewährleistet. Es wurde deutlich, dass dies nur durch die Rückführung mehrerer Zustandsgrößen möglich ist. Dies führt zwangsläufig zur zustandsbasierten Regelung. In einem späteren Kapitel der vorliegenden Arbeit wurde sich mit diesem Regelungsverfahren intensiv auseinandergesetzt.



Abschließend wurde der Einfluss einer reduzierten Zwischenkreiskapazität auf die PI-Regelung untersucht. Die bedeutsamste Problematik stellt die Strombelastung des Zwischenkreises bei transienten Vorgängen mit sehr schnellen Wechseln des Arbeitspunktes dar, die sich aus dem Ungleichgewicht der maschinen- und netzseitigen Leistungen ergibt. Es wurden verschiedene Szenarien mit maximaler Belastung des Zwischenkreises diskutiert. Zunächst wurde eine Übersicht zu den Zusatzregelungskonzepten in der Literatur gegeben. Für zwei ausgewählte Methoden wurden tiefer gehende Untersuchungen durchgeführt. Es zeigte sich, dass mit der Vorsteuerung des Verlaufs der Referenzleistung der maschinenseitigen Regelung auf die netzseitige Regelung bei Abstimmung der Regelungsdynamik beider Seiten ein gute Methode zur Reduzierung der Strombelastung des Zwischenkreises existiert.

Insgesamt konnte gezeigt werden, dass die hohen Anforderungen an Dynamik, Robustheit und Unterdrückung der niederfrequenten Harmonischen mit der PI-Regelung auch mit Zusatzkonzepten nicht für den gesamten typischen Bereich von Systemparametern erfüllt werden können.

Aufgrund der Ergebnisse aus den Untersuchungen der konventionellen Regelung wurde als zweiter Regelungsansatz ein zustandsbasiertes Konzept ausgewählt. Zunächst erfolgte in Kapitel 6 eine Diskussion möglicher Ansätze sowie die Auswahl eines Ansatzes. Die grundlegende Idee des ausgewählten Konzeptes ist es, dem netzseitigen Teil des Antriebs durch die Zustandsrückführung eine Dynamik aufzuzwingen, die derjenigen der Maschinenseite gleich ist. Ferner wird der Referenzverlauf der maschinenseitigen Leistung auf den Referenzstrom vorgesteuert. Dadurch erhalten beide Seiten des Antriebs die gleichen Referenzverläufe der Leistung und reagieren mit der gleichen Dynamik, so dass der Zwischenkreiskondensator entlastet wird. Der Zwischenkreis muss dann nur noch die Anteile der Leistungsdifferenz aufnehmen, die sich durch Nichtidealitäten ergeben wie z.B. Parameterunsicherheiten, Strom- oder Spannungsbeschränkungen, nicht-dominante Dynamikanteile oder nicht-modellierte Streckendynamiken.

Der Entwurf der netzseitigen Regelung basiert auf dem Prinzip der Polvorgabe. Mit dieser Art der Reglerauslegung ließen sich praktikable Ausdrücke zur Bestimmung der Reglerkoeffizienten ableiten. Eine geeignete Platzierung der Systempole konnte ebenfalls gefunden werden, die sich auf beliebige Systemauslegungen und Anwendungen mit anderen dynamischen Anforderungen anwenden lässt. Es wurden sehr gute Ergebnisse für einen weiten Bereich von Systemauslegungen erzielt. Auch bei sehr schnellen Regelungsdynamiken konnte die gute Resonanzdämpfung und selbst bei äußerst dynamischen Maschinenvorgängen ein sehr gutes Leistungsgleichgewicht zwischen Maschinen- und Netzseite erreicht werden. Zudem konnten gute Eigenschaften hinsichtlich der Unterdrückung der niederfrequenten Harmonischen und Robustheit gegenüber verschiedener Einflussgrößen verifiziert werden.

## 7.2 Fazit

Es wurde ein zustandsbasiertes Regelungskonzept für den Netzpulsstromrichter mit LCL-Filter und kleiner Zwischenkreiskapazität entwickelt, das sich durch eine sehr gute Dynamik mit gleichzeitig sehr guten Stabilitäts- und Robustheitseigenschaften auszeichnet. Dabei wurde gezeigt, dass die konkreten Systemauslegungen enormen Einfluss auf das Regelverhalten der Strecke ausüben und konventionelle Ansätze auch mit verschiedenen Zusatzkonzepten nicht

universell für alle typischen Systemauslegungen einsetzbar sind. Im Gegensatz dazu ist die in dieser Arbeit entwickelte Regelung für einen sehr weiten Bereich von Systemauslegungen und somit für ein breites Spektrum an Anwendungen einsetzbar. So können sie etwa im Bereich regenerativer Energien und dezentraler Energieversorgung wie auch in industriellen Motorantrieben oder speziellen Anwendungen wie z.B. aktiven Netzfiltern verwendet werden. Hinzu kommt ein möglicher Einsatz auch in schwachen Netzen mit stark verzerrten Netzspannungen und hohen Netzimpedanzen. Die Reglerauslegung kann automatisch mittels der relevanten Systemparameter erfolgen.

### 7.3 Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein zustandsbasiertes Regelungskonzept entwickelt und untersucht. Auch wenn dessen gute Eigenschaften dabei bewiesen werden konnte, so sind für zukünftige Untersuchungen weitere Optimierungsmöglichkeiten denkbar, die an dieser Stelle kurz dargestellt werden sollen.

Im Sinne der Reduzierung der Systemkosten und Erhöhung der Zuverlässigkeit könnten einzelne Messgrößen durch den Einsatz von Beobachtern anstelle von Sensoren bestimmt werden. Es existieren dazu gängige Verfahren wie Luenberger-Beobachter oder Kalman-Filter [103]. Der Einfluss der Beobachter in der Rückführung auf die Regelungseigenschaften der gezeigten Regelung sollte dann untersucht werden und möglicherweise durch eine Modifikation im Regelungsentwurf kompensiert werden.

Ein weiterer interessanter Aspekt wäre die Identifizierung der Streckenparameter auf der Netzseite. Auf der Maschinenseite ist dies seit langer Zeit im Einsatz, häufig während der Inbetriebnahme. In der Literatur wurden bereits verschiedene Varianten zur Identifizierung der Netzimpedanz vorgeschlagen. Deren Entwicklung ist allerdings noch nicht so weit fortgeschritten wie auf der Maschinenseite. In einem ersten Schritt könnte allerdings schon eine Optimierung der in dieser Arbeit gezeigten Regelung erfolgen, indem die Maschinenparameter, die sich während des Betriebs z.B. temperaturbedingt ändern können, online identifiziert werden. Durch Adaption der Regelungsparameter an die aktuellen Systemparameter kann die Variation der maschinenseitigen Regelungsdynamik verringert werden. Dadurch könnte bei dem gezeigten Regelungsansatz, der auf möglichst gleicher Regelungsdynamik auf beiden Seiten basiert, die Belastung des Zwischenkreises weiter reduziert werden. In einem weiteren Schritt könnte dies analog für die Netzseite geschehen.

Hinsichtlich der zustandsbasierten Regelung selbst sind verschiedene Ansätze zur Weiterentwicklung zu nennen. Dem gezeigten Ansatz zur Auslegung der zustandsbasierten Regelung liegt das Verfahren der Polvorgabe zu Grunde. Aufgrund der vereinfachten Modelle zur Bestimmung der Regelungsparameter kommt es zu Abweichungen der erreichten Polstellen von den gewünschten Positionen. Aus den Analysen mit detaillierteren Modellen können diese bestimmt werden. Sind die Abweichungen bekannt, so könnte man die gewünschten Polstellen etwas anders platzieren, so dass die letztlich erreichten Polstellen an den ursprünglich gewünschten

Stellen liegen. Möglicherweise sind gänzlich andere Prinzipien zur Platzierung der Polstellen vorteilhafter, insbesondere bei Anwendungen von Netzpulsstromrichtern ohne Motor.

Außerdem könnte die Bestimmung der Regelungsparameter numerisch mit sehr detaillierten Modellen erfolgen um eine exaktere Polplatzierung zu erreichen. Dies müsste allerdings für unterschiedliche Systemauslegungen separat erfolgen. Sofern die numerische Bestimmung der Regelungsparameter angestrebt wird, könnte der Regelungsentwurf mithilfe der Entwurfsverfahren der optimalen Regelung erfolgen, d.h. durch Lösung eines Integralkriteriums z.B. mittels Lösung einer Riccati-Gleichung [5, 104]. Hierbei müssten allerdings geeignete Ansätze für die Wahl der sogenannten Gewichtungsmatrizen gefunden werden, die letztlich das Verhalten des geschlossenen Regelkreises bestimmen.

Ein integriertes Regelungskonzept für den Netzpulsstromrichter ohne die übliche Kaskadierung von inneren Stromregelkreisen und äußerer Regelung der Zwischenkreisspannung könnte weitere dynamische Vorteile bringen. Aufgrund der Erkenntnisse dieser Arbeit sind dazu zustandsbasierte Verfahren notwendig. Neben der grundlegenden Auslegung der Regelung, z.B. Polvorgabe, wird dabei die Handhabung der Begrenzung interner Zustandsgrößen ein zu lösendes Problem darstellen. Zu diesem Zweck könnten Trajektorienfolgeregelungen erfolgversprechend sein [105]. In diesem Zusammenhang erscheint auch der Einsatz anderer Regelungsverfahren wie der Sliding-Mode-Regelung, Flachheitsbasierten Regelung, Passivitätsbasierten Regelung oder auch prädiktiven Regelung sinnvoll. Im Rahmen der Untersuchungen zu dieser hier vorgestellten Arbeit hat sich speziell die Sliding-Mode-Regelung mit einer flachheitsbasierter Vorsteuerung als aussichtsreicher Ansatz ergeben [98, 99].

Eine weiterer Ansatz könnte ein integriertes Gesamtregelungskonzept sein, bei dem die Regelung der Maschine und der Netzseite integriert betrachtet wird. Dabei könnten evtl. gleichmäßigere Regelungsvorgänge erreicht werden. Es könnten z.B. auch aus den bekannten Strom- und Spannungsbegrenzungen die Regelreserven der einen Seite in der Regelung der anderen Seite berücksichtigt werden.

## 8 Literaturverzeichnis

- [1] TEODORESCU, R., M. LISERRE und P. RODRÍGUEZ: *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley - IEEE, 2011.
- [2] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe 1, Grundlagen*. Springer, Berlin, 1994.
- [3] BLAABJERG, F. und P. THØGERSEN: *Adjustable speed drives - future challenges and applications*. In: *International Power Electronics and Motion Control Conference*, Band 1, Seiten 36–45, 2004.
- [4] KAZMIERKOWSKI, M.P. und H. TUNIA: *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Elsevier, 1994.
- [5] KLÖNNE, A.: *Regelungs- und Modulationsstrategien für den Stromzwischenkreisumrichter mit Asynchronmaschine*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2003.
- [6] SÖHNER, W.: *Der selbstgeführte Direktumrichter und seine Anwendung als Matrixkonverter zur Speisung von drehzahlgeregelten Antrieben und Asynchronmaschinen*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 1992.
- [7] HANIGOVSZKI, N., J. LANDKILDEHUS und F. BLAABJERG: *Output filters for AC adjustable speed drives*. In: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, Seiten 236 –242, 2007.
- [8] LEONHARD, W.: *Control of electrical drives*. Springer, Berlin, 2001.
- [9] KAZMIERKOWSKI, M.P., R. KRISHNAN und F. BLAABJERG: *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Academic Press, Oxford, 2002.
- [10] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe 2, Regelung von Antriebssystemen*. Springer, Berlin, 2001.
- [11] *Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*, Februar 2011. Europäisches Komitee für elektronische Normierung - Brüssel.
- [12] GRIGGS, M. und G.D. HARTZO: *Overload for ASD Applications-how much is required?* IEEE Transactions on Industry Applications, 42(4):890 –899, Jul./Aug. 2006.

- [13] ELEKTRIZITÄTSVERBÄNDE AUS ÖSTERREICH (VEÖ), SCHWEIZ (VSE/AES), TSCHECHIEN (CSRES) UND DEUTSCHLAND (VDN): *Technische Regeln zur Beurteilung von Netzurückwirkungen*. 2007.
- [14] BLAABJERG, F., R. TEODORESCU, M. LISERRE und A. V. TIMBUS: *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(5):1398–1409, Okt. 2006.
- [15] VERBAND DER NETZBETREIBER VDN E.V. BEIM VDEW: *Transmission Code 2007*. 2007.
- [16] JOUANNE, A. VON, P.N. ENJETI und B. BANERJEE: *Assessment of ride-through alternatives for adjustable-speed drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, 35(4):908–916, Jul./Aug. 1999.
- [17] JENNI, F. und D. WÜEST: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Teubner, Stuttgart, 1995.
- [18] HOLMES, D. und T. LIPO: *Pulse Width Modulation for Power Converters (Principles and Practice)*. IEEE Press, 2003.
- [19] FRANQUELO, L.G., J. RODRIGUEZ, J.I. LEON, S. KOURO, R. PORTILLO und M.A.M. PRATS: *The age of multilevel converters arrives*. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2(2):28–39, Juni 2008.
- [20] FRANKE, W.-T. und F.W. FUCHS: *Comparison of switching and conducting performance of SiC-JFET and SiC-BJT with a state of the art IGBT*. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009.
- [21] HELDWEIN, M.L. und J.W. KOLAR: *Impact of EMC Filters on the Power Density of Modern Three-Phase PWM Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(6):1577–1588, Juni 2009.
- [22] WINKELNKEMPER, M.: *Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichter für Niederspannungsantriebe*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 2005.
- [23] LISERRE, M., R. TEODORESCU und F. BLAABJERG: *Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame*. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(3):836–41, Mai 2006.
- [24] TEODORESCU, R., F. BLAABJERG, U. BORUP und M. LISERRE: *A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Band 1, Seiten 580–586, 2004.
- [25] MASTROMAURO, R.A., M. LISERRE und A. DELL'AQUILA: *Study of the effects of non-linear inductance on the performance of resonant and repetitive controllers*. In: *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, Band 2, Seiten 1498–1503, 2006.

- [26] LISERRE, M., R. TEODORESCU und F. BLAABJERG: *Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values*. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(1):263–272, Jan. 2006.
- [27] BIERHOFF, M.: *Ein Vergleich von Netzpulsstromrichtern mit eingepprägter Spannung und eingepprägtem Strom im Zwischenkreis*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2008.
- [28] ZHANG, DI, F. WANG, R. BURGOS, RIXIN LAI und D. BOROYEVICH: *Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 46(3):1042–1054, Mai-Juni 2010.
- [29] LEE, HYEOUN-DONG und SEUNG-KI SUL: *A common mode voltage reduction in boost rectifier/inverter system by shifting active voltage vector in a control period*. IEEE Transactions on Power Electronics, 15(6):1094–1101, Nov. 2000.
- [30] UTKIN, V.I.: *Sliding Mode Control on Electro-Mechanical Systems*. Mathematical Problems in Engineering, (8):451–474, 2002.
- [31] CORTES, P., M.P. KAZMIERKOWSKI, R.M. KENNEL, D.E. QUEVEDO und J. RODRIGUEZ: *Predictive Control in Power Electronics and Drives*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(12):4312–4324, Dez. 2008.
- [32] MIRANDA, H., R. TEODORESCU, P. RODRIGUEZ und L. HELLE: *Model predictive current control for high-power grid-connected converters with output LCL filter*. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Seiten 633–638, 2009.
- [33] RODRIGUEZ, P., A. LUNA, I. ETXEBERRIA, J.R. HERMOSO und R. TEODORESCU: *Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, Seiten 2239–2246, 2009.
- [34] HOLTZ, J.: *Sensorless control of induction motor drives*. Proceedings of the IEEE, 90(8):1359–1394, Aug. 2002.
- [35] VAS, P.: *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines*. Oxford University Press, 1993.
- [36] LISERRE, M., F. BLAAGJERG und R. TEODORESCU: *Grid impedance detection via excitation of LCL-filter resonance*. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Band 2, Seiten 910–16, 2005.
- [37] ROTHENHAGEN, K.: *Fehlertolerante Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine bei Sensorfehlern*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2011.
- [38] LISERRE, M., F. BLAABJERG und S. HANSEN: *Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier*. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(5):1281–1291, Sept.-Okt. 2005.

- [39] JALILI, K. und S. BERNET: *Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(5):1674–1689, Mai 2009.
- [40] CHANNEGOWDA, P. und V. JOHN: *Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(12):4106–4114, Dez. 2010.
- [41] ROCKHILL, A.A., M. LISERRE, R. TEODORESCU und P. RODRIGUEZ: *Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(4):1205–1217, April 2011.
- [42] MALESANI, L., L. ROSSETTO, P. TENTI und P. TOMASIN: *AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link*. IEEE Transactions on Industry Applications, 31(2):287–292, März/Apr. 1995.
- [43] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. IEEE Std 519-1992, 1993.
- [44] FRANKE, W.-T., J. DANNEHL, F.W. FUCHS und M. LISERRE: *Characterization of Differential-Mode Filter for Grid-Side Converters*. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON 2009. 35th Annual Conference of IEEE, 2009*.
- [45] PASTERCZYK, R.J., J.-M. GUICHON, J.-L. SCHANEN und E. ATIENZA: *PWM Inverter Output Filter Cost-to-Losses Tradeoff and Optimal Design*. IEEE Transactions on Industry Applications, 45(2):887–897, März/Apr. 2009.
- [46] DANNEHL, J., C. WESSELS und F.W. FUCHS: *Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(2):380–388, Feb. 2009.
- [47] ARAUJO, S.V., A. ENGLER, B. SAHAN und F. ANTUNES: *LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines*. In: *Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on*, Seiten 1133–1138, 2007.
- [48] PRODANOVIC, M. und T.C. GREEN: *Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection*. IEEE Transactions on Power Electronics, 18(1):373–80, Jan. 2003.
- [49] BUENO, E.J., S. COBRECES, F.J. RODRIGUEZ, A. HERNANDEZ und F. ESPINOSA: *Design of a Back-to-Back NPC Converter Interface for Wind Turbines With Squirrel-Cage Induction Generator*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 23(3):932–945, Sept. 2008.
- [50] CHEN, CHIEN-LIANG, JIH-SHENG LAI, YU-BIN WANG, SUNG-YEUL PARK und H. MIWA: *Design and Control for LCL-Based Inverters with Both Grid-Tie and Standalone Parallel Operations*. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, Seiten 1–7, 2008.

- [51] VALDIVIA, V., J. PLEITE, P. ZUMEL, C. GONZALEZ und A. LAZARO: *Three phase LCL filter and transformer with integrated magnetics for grid connected converters*. In: *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, Seiten 1027–1032, 2008.
- [52] QIU, ZHILING und GUOZHU CHEN: *Study and Design of Grid Connected Inverter for 2 MW Wind Turbine*. In: *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, Seiten 165–170, 2007.
- [53] LEE, KUI-JUN, NAM-JU PARK, RAE-YOUNG KIM, DONG-HYUN HA und DONG-SEOK HYUN: *Design of an LCL filter employing a symmetric geometry and its control in grid-connected inverter applications*. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 963–966, 2008.
- [54] TONG, YIBIN, FEN TANG, YAO CHEN, FEI ZHOU und XINMIN JIN: *Design algorithm of grid-side LCL-filter for three-phase voltage source PWM rectifier*. In: *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, Seiten 1–6, July 2008.
- [55] CHEN, YUN und FEI LIU: *Research on design and control of a grid-connected photovoltaic inverter*. In: *Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on*, Seiten 1–3, 2009.
- [56] AHMED, K.H., S.J. FINNEY und B.W. WILLIAMS: *Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation*. In: *Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07*, Seiten 1–9, 2007.
- [57] TIMBUS, A., M. LISERRE und F. TEODORESCU, R. ANDVD BLAABJERG: *Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation*. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Seiten 2474–2481, 2005.
- [58] ETG-TASK-FORCE VERSORGUNGSQUALITÄT: *VDE-Studie: Versorgungsqualität im deutschen Stromversorgungssystem*. Energietechnische Gesellschaft im VDE (ETG), 2006.
- [59] FRANKLIN, G.F., J.D. POWELL und M. WORKMAN: *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison Wesley Longman, 1997.
- [60] KLUMPNER, C., M. LISERRE und F. BLAABJERG: *Improved control of an active-front-end adjustable speed drive with a small de-link capacitor under real grid conditions*. In: *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Band 2, Seiten 1156–1162, 2004.
- [61] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik I*. Vieweg-Verlag, 2002.
- [62] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 2*. Springer, Berlin, 2006.



- [63] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik II*. Vieweg-Verlag, 2002.
- [64] AASTRÖM, K.J. und B. WITTENMARK: *Computer-controlled systems: theory and design*. Prentice-Hall information and system sciences series. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1997.
- [65] HOFFMANN, N., J. DANNEHL und F.W. FUCHS: *Modeling and Design Considerations of PI-based Current-Control for Grid-Connected Regular-Sampled PWM-Converters Using Discrete Time-Domain Analysis*. In: *Power Electronics and Applications, 2011. EPE '11. 14th European Conference on*, 2011.
- [66] DANNEHL, J. und F.W. FUCHS: *Flatness-Based Voltage-Oriented Control of Three-Phase PWM Rectifiers*. In: *13th International Power Electronics and Motion Control Conference 2008*, 2008.
- [67] ASIMINOAEI, L.: *Estimation and reduction of harmonic currents from power converters*. Dissertation, Institute of Energy Technology Aalborg University, 2006.
- [68] TARKIAINEN, A.: *Power quality improving with virtual flux-based voltage source line converter*. Dissertation, Lappeenranta University of Technology, 2005.
- [69] HANSEN, S.: *Harmonic Distortion of Rectifier Topologies for Adjustable Speed Drives*. Dissertation, Institute of Energy Technology Aalborg University, 2001.
- [70] YEPES, A.G., F.D. FREIJEDO, J. DOVAL-GANDOY, O. LOPEZ, J. MALVAR und P. FERNANDEZ-COMESAÑANDA: *Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(7):1692 –1712, Juli 2010.
- [71] LUNZE, J.: *Regelungstechnik I*. Springer, Berlin, 2006.
- [72] FÖLLINGER, O.: *Regelungstechnik*. Hüthig Verlag, 1992.
- [73] YUAN, XIAOMING, W. MERK, H. STEMMLER und J. ALLMELING: *Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(2):523 –532, März/April 2002.
- [74] TEODORESCU, R., F. BLAABJERG und M.B LISERRE: *A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping*. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Band 3, Seiten 1552 – 1557, 2003.
- [75] BROGAN, P.: *The stability of multiple, high power, active front end voltage sourced converters when connected to wind farm collector systems*. In: *EPE Wind Energy Chapter Symposium*, Stafford, UK, 2010.
- [76] BLASKO, V. und V. KAURA: *A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2):542–550, 1997.

- [77] ENSLIN, J.H.R. und P.J.M. HESKES: *Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network*. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(6):1586 – 1593, Nov. 2004.
- [78] DAHONO, P.A.: *A control method to damp oscillation in the input LC filter*. In: *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, Band 4, Seiten 1630 – 1635, 2002.
- [79] WU, ERIC und P.W. LEHN: *Digital Current Control of a Voltage Source Converter With Active Damping of LCL Resonance*. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(5):1364–1373, Sept. 2006.
- [80] DANNEHL, J., M. LISERRE und F.W. FUCHS: *Filter-based Active Damping of Voltage Source Converters with LCL-filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(8):3623 – 3633, Aug. 2011.
- [81] LISERRE, M., A. DELL’AQUILA und F. BLAABJERG: *Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier*. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(1):76–86, Jan. 2004.
- [82] LOH, P.C. und D.G. HOLMES: *Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(2):644– 654, März-April 2005.
- [83] MALINOWSKI, M. und S. BERNET: *A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(4):1876–1880, April 2008.
- [84] LISERRE, M., A. DELL’AQUILA und F. BLAABJERG: *Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier*. In: *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, Band 3, Seiten 1195–1201 vol.3, 2002.
- [85] TWINING, E. und D.G. HOLMES: *Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter*. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, Band 3, Seiten 23–27, 2002.
- [86] MIHALACHE, L.: *A high performance DSP controller for three-phase PWM rectifiers with ultra low input current THD under unbalanced and distorted input voltage*. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Band 1, Seiten 138–44, 2005.
- [87] DANNEHL, J, F.W. FUCHS, S. HANSEN und P.B. THØGERSEN: *Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 46(4):1509 –1517, Juli-Aug. 2010.
- [88] DANNEHL, J., F.W. FUCHS und P. B. THØGERSEN: *PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(9):2320 –2330, Sept. 2010.

- [89] HABETLER, T.G.: *A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 8(1):30–36, Jan. 1993.
- [90] KIM, J.S. und S.K. SUL: *New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor*. In: *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 300–306, 1993.
- [91] LIAO, JUINNE-CHING und SHENG-NIAN YEH: *A novel instantaneous power control strategy and analytic model for integrated rectifier/inverter systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 15(6):996–1006, Nov. 2000.
- [92] SUL, S.K. und T.A. LIPO: *Design and performance of a high-frequency link induction motor drive operating at unity power factor*. IEEE Transactions on Industry Applications, 26(3):434–440, Mai/Juni 1990.
- [93] WINKELNKEMPER, M. und S. BERNET: *Impact of control model deviations on the dc link capacitor minimization in AC-DC-AC converters*. In: *IEEE Industrial Electronics Conference*, 2005.
- [94] HUR, NAMHO, JINHWAN JUNG und KWANGHEE NAM: *A fast dynamic DC-link power-balancing scheme for a PWM converter-inverter system*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48(4):794–803, Aug. 2001.
- [95] GU, BON-GWAN und KWANGHEE NAM: *A DC-link capacitor minimization method through direct capacitor current control*. IEEE Transactions on Industry Applications, 42(2):573–581, März/April 2006.
- [96] LUTZ, H. und W. WENDT: *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Verlag Harri Deutsch, 2007.
- [97] MONSEES, G.: *Discrete-time sliding mode control*. Dissertation, Delft University of Technology, 2002.
- [98] DANNEHL, J. und F.W. FUCHS: *Discrete sliding mode current control of three-phase grid-connected PWM converters*. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Seiten 1–10, 2009.
- [99] FUCHS, F.S., J. DANNEHL und F.W. FUCHS: *Discrete Sliding Mode Current Control of Grid-Connected Three-Phase PWM Converters with LCL Filter*. In: *Industrial Electronics, 2010. ISIE 2010. IEEE International Symposium on*, 2010.
- [100] ORTEGA, R., A. LORIA, P.J. NICKLASSON und H. SIRA-RAMIREZ: *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*. Springer, London, 1998.
- [101] BOETTCHER, M., J. DANNEHL und F.W. FUCHS: *Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Current Control of Grid-Connected PWM Converter with LCL-Filter*. In: *14th International Power Electronics and Motion Control Conference 2010*, 2010.

- [102] SKOGESTAD, S. und I. POSTLETHWAITE: *Multivariable feedback control: analysis and design*. Wiley, 2005.
- [103] BOLSSENS, B., K. DE BRABANDERE, J. VAN DEN KEYBUS, J. DRIESEN und R. BELMANS: *Three-Phase Observer-based Low Distortion Grid Current Controller Using an LCL Output Filter*. In: *Power Electronics Specialist Conference*, 2005.
- [104] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik III*. Vieweg-Verlag, 2000.
- [105] SIRA-RAMIREZ, H.: *Trajectory planning in the regulation of a PM stepper motor: a combined passivity and flatness approach*. In: *American Control Conference*, Band 2, Seiten 1088–92, 2000.
- [106] VERBAND DER NETZBETREIBER VDN E.V. BEIM VDEW: *Technische Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Niederspannungsnetz*. 2007.
- [107] BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT (BDEW): *Technische Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Mittelspannungsnetz*. 2008.
- [108] VERBAND DER ELEKTRIZITÄTSWIRTSCHAFT VDEW: *Eigenerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz - Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*. 2001.
- [109] BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT (BDEW): *Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*. Juni 2008.
- [110] VERBAND DER NETZBETREIBER VDN: *EEG-Erzeugungsanlagen am Hoch- und Höchstspannungsnetz Leitfadens für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen auf Basis erneuerbarer Energien an das Hoch- und Höchstspannungsnetz in Ergänzung zu den NetzCodes*. August 2004.
- [111] *Normenreihe IEC 61000-3-x*.
- [112] YEPES, A.G., F.D. FREIJEDO, P. FERNANDEZ-COMESANA, J. MALVAR, O. LOPEZ und J. DOVAL-GANDOY: *Torque ripple minimization in surface-mounted PM drives by means of PI + multi-resonant controller in synchronous reference frame*. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 1017 – 1022, 2010.
- [113] KNOP, A. und F.W. FUCHS: *High frequency grid impedance analysis by current injection*. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Seiten 536 –541, 2009.
- [114] FISCHER, R.: *Elektrische Maschinen*. Hanser-Verlag, 2006.

## 9 Anhang

### 9.1 Nenndaten und Basisgrößen

#### Nenndaten

In dieser Arbeit wird für konkrete Untersuchungen ein 22-kW-Asynchronmaschinenantrieb am 400 V-Netz verwendet. Die Nenndaten der Maschine sind dem Typenschild der Maschine entnommen und in Tab. 9.1 dargestellt. Im Nennbetrieb soll netzseitig keine Blindleistung aufgenommen oder abgegeben werden, d.h im Nennpunkt entspricht die Netzscheinleistung der Netzwirkleistung:  $S_{g,N} = P_{g,N}$ . Daraus lassen sich unter der Annahme eines Umrichterwirkungsgrades von  $\eta_{ges,N} = P_{S,N}/P_{g,N} = 97\%$  aus den Werten aus Tab. 9.1 die Nenndaten des Netzpulsstromrichters ableiten, die in Tab. 9.2 dargestellt sind.

#### Basisgrößen

Als Grundlage zur Berechnung der Basisgrößen dienen die Netzspannung und Netzscheinleistung im Nennpunkt:  $U_{S,N}$  und  $S_{g,N}$ . Bei Kompensation der Blindleistung am Anschlusspunkt ( $\cos(\phi_{g,N}) = 1$ ) ergibt sich die netzseitige Nennscheinleistung  $S_{g,N}$  aus der motorseitigen Nennwirkleistung  $P_{S,N}$  und dem Wirkungsgrad des Antriebs  $\eta_{ges,N} = P_{S,N}/P_{g,N}$ . Die motorseitige Wirkleistung lässt sich aus dem Statornennstrom  $I_{S,N}$ , der Statornennspannung  $U_{S,N}$  und dem statorseitigen Nennleistungsfaktor  $\cos(\phi_{S,N})$  bestimmen:  $P_{S,N} = \sqrt{3}U_{S,N}I_{S,N}\cos(\phi_{S,N})$ . Unter

$P_N$	Mech. Nennleistung	22 kW
$U_{S,N}$	Nennstatorspannung	400 V
$I_{S,N}$	Nennstatorstrom	41 A
$N_N$	Nennzahl	1460 min <sup>-1</sup>
$p$	Polpaarzahl	2
$\omega_{S,N}$	Nennstatorfrequenz	2π50 Hz
$\cos(\phi_{S,N})$	Nennleistungsfaktor	0,84
	Gewicht	130 kg
	Schutzart	IP55

Tab. 9.1: Nenndaten der Asynchronmaschine. Hersteller: Siemens

$S_{g,N}$	Nennscheinleistung (netzseitig)	24.6 kW
$U_{g,N}$	Nennnetzspannung	400 V
$I_{g,N}$	Nennnetzstrom	35,5 A
$\cos(\phi_{g,N})$	Nennleistungsfaktor (netzseitig)	1
$\omega_{g,N}$	Nennnetzkreisfrequenz	$2\pi 50$ Hz

Tab. 9.2: Nenndaten des Netzpulsstromrichters

Berücksichtigung des Wirkungsgrads ergibt sich die netzseitige Nennscheinleistung zu:

$$S_{g,N} = \sqrt{3} U_{S,N} I_{S,N} \frac{\cos(\phi_{S,N})}{\eta_{ges,N}} \quad (9.1)$$

Mit der netzseitigen Nennscheinleistung  $S_{g,N}$  und Nennnetzspannung  $U_{g,N}$  wird zunächst die Basisimpedanz  $Z_b$  des Antriebs definiert als:

$$Z_b = \frac{U_{g,N}^2}{S_{g,N}} \quad (9.2)$$

Daraus lassen sich nun unter Verwendung der Netzfrequenz als Basisfrequenz  $\omega_b = \omega_{g,N}$  die Basisinduktivität  $L_b$  und Basiskapazität  $C_b$  ableiten:

$$\begin{aligned} L_b &= \frac{Z_b}{\omega_{g,N}} \\ C_b &= \frac{1}{\omega_{g,N} Z_b} \end{aligned} \quad (9.3)$$

Die Tab. 9.3 fasst die Definitionen der Basisgrößen zusammen und zeigt die konkrete Auswertung für den 22-kW-Antrieb unter der Verwendung der Nenndaten aus Tab. 9.1 und 9.2.

	allgemein	22 kW-400 V-Antrieb	
$Z_b$	$U_{g,N}^2/S_{g,N}$	6,5 $\Omega$	Basisimpedanz
$L_b$	$Z_b/\omega_{g,N}$	20,7 mH	Basisinduktivität
$C_b$	$1/(\omega_{g,N} Z_b)$	489,4 $\mu$ F	Basiskapazität

Tab. 9.3: Basisgrößen und Auswertung unter der Verwendung der Nenndaten des 22-kW-Antriebs aus Tab. 9.1 und 9.2

## 9.2 Mathematische Hilfsmittel

### 9.2.1 Koordinatentransformationen

Die Transformation von dreiphasigen Strömen und Spannungen in zweidimensionale Raumzeiger ist im Bereich der Regelung elektrischer Maschinen und von leistungselektronischen Systemen seit langer Zeit bekannt. Diese Thematik wird ausgiebig in der Grundlagenliteratur dargestellt [4, 10] und soll hier nur der Vollständigkeit halber angegeben werden. Für detailliertere Abhandlungen wird auf die Literatur verwiesen.

#### $(a, b, c)$ - $(\alpha, \beta)$ -Transformation

Wegen der linearen Abhängigkeit der Wechselgrößen bei Dreiphasensystemen ohne Neutralleiter können diese als ein zweidimensionaler Raumzeiger dargestellt werden. Die Transformation der drei Größen  $(x_a, x_b, x_c)$  in einem Dreiphasensystem  $(a, b, c)$  in einen Raumzeiger  $(x_\alpha, x_\beta)$  in einem stationären zweidimensionalen Koordinatensystem  $(\alpha, \beta)$  kann wie folgt geschehen:

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta = c \cdot \left( x_a + x_b \cdot e^{j120^\circ} + x_c \cdot e^{-j120^\circ} \right) \quad (9.4)$$

mit einer beliebigen Konstante  $c$ . Mit  $c = \sqrt{2/3}$  ergibt sich eine leistungsinvariante Transformation [4]. Mit  $c = 2/3$  hingegen wird eine amplitudeninvariante Transformation durchgeführt. In diesem Fall weisen die Raumzeiger eine Länge auf, die dem Spitzenwert der dreiphasigen Wechselgrößen entspricht. Die amplitudeninvariante Transformation wird in dieser Arbeit verwendet. In Komponentenschreibweise ergibt sich:

$$x_\alpha = \frac{2}{3} \cdot (x_a - 0,5 \cdot [x_b + x_c]) \quad (9.5)$$

$$x_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (x_b - x_c) \quad (9.6)$$

Die Rücktransformation erfolgt über:

$$x_a = x_\alpha \quad (9.7)$$

$$x_b = 0,5 \cdot \left( -x_\alpha + \sqrt{3}x_\beta \right) \quad (9.8)$$

$$x_c = 0,5 \cdot \left( -x_\alpha - \sqrt{3}x_\beta \right) \quad (9.9)$$

#### $(\alpha, \beta)$ - $(d, q)$ -Transformation

Der Raumzeiger in stationären  $\alpha, \beta$ -Koordinaten kann durch eine Rotation in ein beliebig mit der Kreisfrequenz  $\omega_{dq}$  rotierendes Koordinatensystem transformiert werden:

$$\vec{x}_{dq} = \left| \vec{x}_{\alpha\beta} \right| \cdot e^{j\phi_x} \cdot e^{-j\phi_{dq}} = \vec{x}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\phi_{dq}} \quad (9.10)$$

In Komponentenschreibweise ergibt sich:

$$x_d = x_\alpha \cos(\phi_{dq}) + x_\beta \sin(\phi_{dq}) \quad (9.11)$$

$$x_q = -x_\alpha \sin(\phi_{dq}) + x_\beta \cos(\phi_{dq}) \quad (9.12)$$

Die Rücktransformation erfolgt über:

$$x_d = x_\alpha \cos(\phi_{dq}) - x_\beta \sin(\phi_{dq}) \quad (9.13)$$

$$x_q = x_\alpha \sin(\phi_{dq}) + x_\beta \cos(\phi_{dq}) \quad (9.14)$$

Es kommt während des Betriebs zu einer Verzögerung zwischen Abtastung und Aktualisierung der Modulationsgrade von einer Regelungsperiode  $T_C$ , siehe auch Abb. 3.6 auf Seite 33. In dieser Zeit dreht sich das Drehspannungssystem entsprechend der Netzfrequenz  $\omega_g$  weiter. Daher erfolgt die Rücktransformation üblicherweise und auch in dieser Arbeit mit einem Winkel  $\phi_g(t) + \omega_g \cdot T_C$  zwecks Kompensation dieser Verzögerung.

## 9.2.2 Berechnung einer inversen Matrix

Ist  $M$  eine Matrix, so kann die Berechnung der inversen Matrix wie folgt durchgeführt werden:

$$M^{-1} = \frac{1}{\det(M)} \tilde{M}^T, \quad (9.15)$$

Dabei ist  $\tilde{M}$  die zu  $M$  gehörige Koeffizientenmatrix, deren Einträge  $\tilde{m}_{ij}$  in der  $i$ -ten Zeile und  $j$ -ten Spalte sich wie folgt berechnen lassen:

$$\tilde{m}_{ij} = (-1)^{i+j} \det(\overline{M}_{ij}) \quad (9.16)$$

Zu jedem Eintrag  $\tilde{m}_{ij}$  wird die Determinante einer Hilfsmatrix  $\overline{M}_{ij}$  berechnet, die aus der ursprünglichen Matrix  $M$  durch Streichen der  $i$ -ten Zeile und  $j$ -ten Spalte hervorgeht.

## 9.2.3 Leistungen

Die dreiphasigen Netzspannungen  $u_{g_i}$  und die netzseitigen Umrichterströme  $i_{c_i}$  ( $i = 1, 2, 3$ ) lassen sich mittels der Transformation in (9.4) in Raumzeiger in stationären  $\alpha\beta$ -Koordinaten transformieren. Die Darstellung mit Länge und Winkellage ergibt:

$$\underline{u}_{\rightarrow g}^{\alpha\beta} = \hat{u}_g \cdot e^{j\omega_g t} \quad (9.17)$$

$$\underline{i}_{\rightarrow c}^{\alpha\beta} = \hat{i}_g \cdot e^{j(\omega_g t - \phi_I)} \quad (9.18)$$

Dabei ist  $\phi_I$  die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung. Die netzseitige Wirkleistung  $P_g$  ergibt sich aus den Spitzenwerten der Ströme und Spannungen sowie dem Leistungsfaktor  $\cos(\phi_I)$ :

$$P_g = 3 \cdot \frac{\hat{u}_g}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}_c}{\sqrt{2}} \cdot \cos(\phi_I) = \frac{3}{2} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \underline{u}_{\rightarrow g}^{\alpha\beta} \cdot \underline{i}_{\rightarrow c}^{\alpha\beta*} \right\} \quad (9.19)$$



Analog ergibt sich die Blindleistung:

$$Q_g = \frac{3}{2} \cdot \text{Im} \left\{ \vec{u}_{g \alpha\beta} \cdot \vec{i}_{c \alpha\beta}^* \right\} \quad (9.20)$$

In Komponentenschreibweise ergeben sich:

$$P_g = \frac{3}{2} \cdot (u_{g\alpha} i_{c\alpha} + u_{g\beta} i_{c\beta}) \quad (9.21)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \cdot (-u_{g\alpha} i_{c\beta} + u_{g\beta} i_{c\alpha}) \quad (9.22)$$

Analog ergibt sich in rotierenden dq-Koordinaten:

$$P_g = \frac{3}{2} \cdot (u_{gd} i_{cd} + u_{gq} i_{cq}) \quad (9.23)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \cdot (-u_{gd} i_{cq} + u_{gq} i_{cd}) \quad (9.24)$$

Wird das dq-Koordinatensystem am Raumzeiger der Netzspannung orientiert, so ist  $u_{gq} = 0$  und es folgt:

$$P_g = \frac{3}{2} \cdot u_{gd} i_{cd} \quad (9.25)$$

$$Q_g = -\frac{3}{2} \cdot u_{gd} i_{cq} \quad (9.26)$$

#### 9.2.4 Regelungsparameter der Zustandsregelung

Die Parameter der Zustandsregelung aus Kap. 6 sind in (9.27) angegeben:

$$\begin{aligned}
k_{icf} &= 1/4 \frac{L_{fc}}{T_c \sin(w_R T_c) (w_R^2 C_f L_{fc} \cos(w_R T_c) - \cos(w_R T_c) - w_R^2 C_f L_{fc} + 1)} \\
&\left( \begin{aligned}
&(w_R^3 T_c C_f L_{fc} - w_R T_c + \sin(w_R T_c)) ((p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w - (-p_1^w p_2^w p_3^w - (p_1^w + p_2^w) p_3^w) p_4^w) p_5^w) - 1) \\
&+ ((-p_1^w p_2^w p_3^w - (p_1^w p_2^w + (p_1^w + p_2^w) p_3^w) p_4^w - (p_1^w p_2^w (p_1^w + p_2^w) p_3^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w) p_4^w) p_5^w) + 2 \cos(w_R T_c) + 2) \\
&(w_R^3 T_c C_f L_{fc} - 2 w_R T_c \cos(w_R T_c) + 2 w_R^3 T_c C_f L_{fc} \cos(w_R T_c) + 3 \sin(w_R T_c) - w_R T_c) \\
&((p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w p_5^w) (p_1^w p_2^w - (-p_1^w - p_2^w) p_3^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w) p_4^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w + p_4^w) p_5^w) - 2 - 4 \cos(w_R T_c)) \\
&(4 w_R^3 T_c C_f L_{fc} \cos(w_R T_c)^2 + 2 w_R^3 T_c C_f L_{fc} \cos(w_R T_c) - w_R^3 T_c C_f L_{fc} - 4 w_R T_c \cos(w_R T_c)^2 \\
&- 2 w_R T_c \cos(w_R T_c) + w_R T_c + 5 \sin(w_R T_c)) ((-p_1^w - p_2^w - p_3^w - p_4^w - p_5^w) + 2 \cos(w_R T_c) + 2)
\end{aligned} \right) \\
k_{ucf} &= 1/4 \frac{w_R C_f L_{fc}}{T_c (-2 w_R^2 C_f L_{fc} \cos(w_R T_c) + w_R^2 \cos(w_R T_c)^2 C_f L_{fc} + w_R^2 C_f L_{fc} - 1 + 2 \cos(w_R T_c) - \cos(w_R T_c)^2)} \\
&\left( \begin{aligned}
&(-w_R^3 T_c C_f L_{fc} + w_R T_c + \sin(w_R T_c) + 2 w_R^3 T_c C_f L_{fc} \cos(w_R T_c) - 2 w_R T_c \cos(w_R T_c)) \\
&(p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w p_5^w - ((p_1^w p_2^w + (p_1^w + p_2^w) p_3^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w) p_4^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w + p_4^w) p_5^w) - 2 - 4 \cos(w_R T_c))) \\
&- (4 w_R^3 T_c C_f L_{fc} \cos(w_R T_c)^2 - 2 w_R^3 T_c C_f L_{fc} \cos(w_R T_c) - w_R^3 T_c C_f L_{fc} - 4 w_R T_c \cos(w_R T_c)^2 \\
&+ 2 w_R T_c \cos(w_R T_c) + w_R T_c + \sin(w_R T_c)) ((-p_1^w + p_2^w + p_3^w + p_4^w + p_5^w) + 2 \cos(w_R T_c) + 2) \\
&- (w_R^3 T_c C_f L_{fc} - w_R T_c + \sin(w_R T_c)) ((p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w - (-p_1^w p_2^w p_3^w - (p_1^w + p_2^w) p_3^w) p_4^w) p_5^w) - 1) \\
&+ ((-p_1^w p_2^w p_3^w - (p_1^w p_2^w + (p_1^w + p_2^w) p_3^w) p_4^w - (p_1^w p_2^w (p_1^w + p_2^w) p_3^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w) p_4^w) p_5^w) + 2 \cos(w_R T_c) + 2)
\end{aligned} \right)
\end{aligned} \tag{9.27}$$

$$\begin{aligned}
k_p &= 1/2 \frac{L_{fc}^2 C_f w_R^2}{(-1 + \cos(w_R T_c)) (-1 + w_R^2 C_f L_{fc}) T_c^2 k_I} \\
&\left( \begin{aligned}
&(- (p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w p_5^w) + (p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w + p_5^w p_1^w p_2^w p_3^w + p_5^w p_4^w p_1^w p_2^w + p_5^w p_4^w p_3^w p_1^w + p_5^w p_4^w p_3^w p_2^w) \\
&- (p_1^w p_2^w p_3^w + p_4^w p_1^w p_2^w + p_4^w p_3^w p_1^w + p_4^w p_3^w p_2^w + p_5^w p_1^w p_2^w + p_5^w p_3^w p_1^w + p_5^w p_3^w p_2^w + p_5^w p_4^w p_1^w + p_5^w p_4^w p_2^w + p_5^w p_4^w p_3^w) \\
&+ (p_1^w p_2^w + p_3^w p_1^w + p_3^w p_2^w + p_4^w p_1^w + p_4^w p_2^w + p_4^w p_3^w + p_5^w p_1^w + p_5^w p_2^w + p_5^w p_3^w + p_5^w p_4^w) + 1) \\
&- (+ p_1^w + p_2^w + p_3^w + p_4^w + p_5^w)
\end{aligned} \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
k_{ic} &= \frac{C_f L_{fc}^2 w_R^2}{2 T_c^2 k_I (w_R^2 C_f L_{fc} \cos(w_R T_c) - \cos(w_R T_c) - w_R^2 C_f L_{fc} + 1)} \\
&\left( \begin{aligned}
&(1 + T_c k_I) (p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w p_5^w) - ((p_1^w p_2^w p_3^w p_4^w + (p_1^w p_2^w p_3^w + (p_1^w + p_2^w) p_3^w) p_4^w) p_5^w) - 1) \\
&- (1 - T_c k_I) [(-p_1^w p_2^w p_3^w - (p_1^w p_2^w + (p_1^w + p_2^w) p_3^w) p_4^w - (p_1^w p_2^w (p_1^w + p_2^w) p_3^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w) p_4^w) p_5^w) \\
&+ 2 \cos(w_R T_c) + 2] \\
&+ (-1 + 2 T_c k_I) ((p_1^w p_2^w + (p_1^w + p_2^w) p_3^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w) p_4^w + (p_1^w + p_2^w + p_3^w + p_4^w) p_5^w) - 2 - 4 \cos(w_R T_c)) \\
&+ (-1 + 3 T_c k_I) ((-p_1^w + p_2^w + p_3^w + p_4^w + p_5^w) + 2 \cos(w_R T_c) + 2)
\end{aligned} \right)
\end{aligned}$$

$$k_{uc} = +2 \cos(\omega_{Res} T_c) + 2 - p_1^w - p_2^w - p_3^w - p_4^w - p_5^w$$

## 9.3 Grenzwerte für die Harmonischen in den Netzströmen

In diesem Kapitel soll zunächst in Abschnitt 9.3.1 eine Übersicht zu Grenzwerte der Netzstromverzerrungen aus verschiedenen Quellen gegeben werden. Das Ziel ist es dabei, den typischen Bereich an Anforderungen darzulegen, der in dieser Arbeit betrachtet werden soll. Im Zusammenspiel mit der vom Umrichter erzeugten Spannungsverzerrung, die sich aus der konkreten Umrichtertopologie ergibt, werden in Abschnitt 9.3.2 Richtwerte für die Auslegung der Netzfilter bestimmt.

### 9.3.1 Grenzwerte für Oberschwingungen in den Netzströmen

Für das Niederspannungsnetz stellt die Normenreihe IEC 61000-3-x, auf die sich die Netzanschlussbedingungen [106] beziehen, Grenzwerte für die Stromoberschwingungen bis zur 40. Oberschwingung bereit. Ebenso werden in den *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems* [43] vom IEEE Grenzwerte für Stromoberschwingungen vorgegeben, allerdings auch über die 40. Oberschwingung hinausgehend.

Die technischen Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Mittelspannungsnetz vom Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft (BDEW) [107] und der Transmission Code 2007 vom Verband der Netzbetreiber (VDN) [15] beziehen sich in diesem Zusammenhang auf die bereits erwähnten technischen Regeln zur Beurteilung von Netzurückwirkungen aus [13]. Als Ergänzungen zu den technischen Anschlussbedingungen an das Nieder-, Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz [15, 106, 107] gelten ergänzend Richtlinien bzw. Leitfäden für Energieerzeugungsanlagen für die entsprechenden Spannungsklassen [108–110].

Die Grenzwerte für die Oberschwingungen werden meist relativ zum Nennstrom  $I_n$  angegeben und hängen neben dem Verhältnis der Netzkurzschlusscheinleistung  $S_k$  zur Nennscheinleistung  $S_n$  auch meist von der Ordnung  $\mu$  der Oberschwingung ab.

Es lassen sich in [111], Teil 12 für Antriebe mit Eingangsströmen (pro Phase) zwischen 15 A und 75 A und in [43] Tabellen für Stromgrenzwerte finden. In [111], Teil 12 werden für symmetrische Systeme individuelle Grenzwerte nur für die wesentlichen Harmonischen bis zur 13. Oberschwingung angegeben. Die Gesamtverzerrung bis zur 40. Oberschwingung wird durch Angaben von Grenzwerten für die *total harmonic distortion (THD)* und die *partial weighted harmonic distortion (PWHHD)* abgedeckt. In [13] werden die Grenzwerte für die  $\mu$ -te Oberschwingung ( $I_{\mu,max}$ ) wie folgt angegeben:

$$\frac{I_{\mu,max}}{I_N} = p_{\mu}/1000 \cdot \sqrt{\frac{S_k}{S_N}} \quad (9.28)$$

Dabei sind für Erzeuger und Verbraucher unterschiedliche Proportionalitätsfaktoren  $p_{\mu}$  zu berücksichtigen, vgl. Tab 9.4. Die Auswertung von Glg. (9.28) mit Tab. 9.4 ergibt Tab. 9.5.

$\mu$	3	5	7	11	13	17	19	>19
$p_\mu$ (Verbraucher)	6	15	10	5	4	2	1,5	1
$p_\mu$ (Erzeugungsanlagen)	3	7,5	5	2,5	2	1	0,75	0,5

Tab. 9.4: Proportionalitätsfaktor  $p_\mu$  für die Oberschwingungen nach (9.28) aus [13]

$S_k/S_n$	$I_5/I_n$	$I_7/I_n$	$I_{11}/I_n$	$I_{13}/I_n$	$I_{17}/I_n$	$I_{19}/I_n$	$I_\mu/I_n (\mu > 19)$
20 (Erzeug.)	3,6 %	2,2 %	1,1 %	0,9 %	0,45 %	0,3 %	0,2%
20 (Verbr.)	6,7 %	4,4 %	2,2 %	1,8 %	0,9 %	0,7 %	0,5%
200 (Erzeug.)	10,5 %	7,1 %	3,5 %	2,8 %	1,4 %	1,1 %	0,7%
200 (Verbr.)	21 %	14,1 %	7,1 %	5,7 %	2,8%	2,1 %	1,4%
1000 (Erzeug.)	23,5 %	15,8 %	7,9 %	6,3 %	3,2%	3,5%	1,6%
1000 (Verbr.)	47 %	31,6 %	15,8 %	12,7 %	6,3%	4,7%	3,2%

Tab. 9.5: Auswertung der Grenzwerte für Stromoberschwingungen nach (9.28) aus [13]

Aus den Tabellen aus [108–110] lässt sich zudem für die maximalen Stromoberschwingungen oberhalb der 40. folgende Formel ableiten:

$$\frac{I_{\mu,max}}{I_N} = \frac{0.312\%}{\mu} \cdot \frac{S_k}{S_N} \quad (9.29)$$

Dabei ist anzumerken, dass in [109, 110] die Stromoberschwingungen, die durch die bereits vorhandenen Netzspannungsoberschwingungen entstehen, nicht der Erzeugungsanlage zugeschrieben werden und hier nicht weiter berücksichtigt werden. Für den Bereich der Schaltharmonischen stellt die Abb. 9.1 die Anforderungen der verschiedenen Normen und Bedingungen dar.

Für die Grenzwerte der Stromoberschwingungen im Bereich der Schaltfrequenz werden in dieser Arbeit vereinfacht drei charakteristische Grenzwerte gewählt, die neben sehr starken Netzbedingungen auch mittlere und schwache Netze abdecken sollen, vgl. Tab. 9.6. Prinzipiell können bei starken Netzen höhere Stromverzerrungen erlaubt werden, da bei einer kleinen Netzimpedanz entsprechend weniger Spannungsverzerrungen entstehen. Bei schwachen Netzen mit höherer Netzimpedanz müssen die Stromverzerrungen stärker begrenzt werden.

### 9.3.2 Beispielrechnung zur Netzfilterauslegung

In diesem Abschnitt sollen Richtwerte für die Auslegung der Netzfilter abgeleitet werden. Die Methodik orientiert sich dabei an [39].

Unter der Annahme, dass reine Wirkleistung eingespeist wird und über dem Netzfilter etwa 10 % Spannung abfallen, ergibt sich bei der 2-Stufen-Topologie mit einer Zwischenkreisspannung von 700 V und einem 400 V-Netz bei der Sinus-Dreieck-Modulation ein Modulationsgrad von etwa 0,8. Nach [39] kann die max. Harmonische zu 24 % der Netzspannung berechnet werden, d.h.:  $U_{C,\mu,max} = 0.24\sqrt{2/3} \cdot U_{g,N}$ . Bei der Sinus-Dreieck-Modulation mit dritter

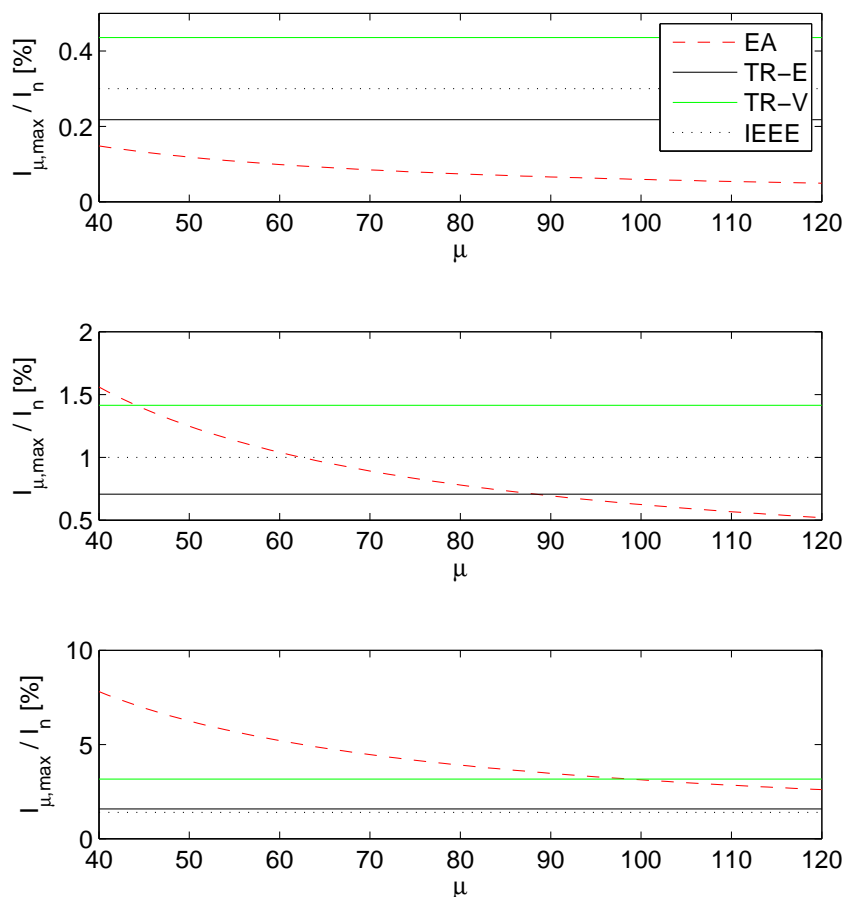


Abb. 9.1: Grenzwerte für Netzstromharmonische im Bereich der Schaltfrequenz:  $S_k/S_n = 19$  (oben),  $S_k/S_n = 200$  (Mitte),  $S_k/S_n = 1001$  (unten)

Oberschwingung ergibt sich zwar ein etwas kleineres  $U_{C,\mu,max}$ , für die Auslegung wird jedoch  $U_{C,\mu,max} = 0.24\sqrt{2/3} \cdot U_{g,N}$  verwendet, so dass eine kleine Reserve bleibt. Mit den geforderten Grenzwerten für die Stromüberschwingungen aus Tab. 9.6 ergeben sich für die unterschiedlichen Netzverhältnisse die drei Werte für die Filterdämpfung in Tab. 9.7. Eine analoge Berechnung kann für andere Umrichtertopologien wie z.B. Dreistufenumrichter durchgeführt werden.

$S_k/S_{g,N}$	1000 (starkes Netz)	200 (mittleres Netz)	20 (schwaches Netz)
$I_{\mu,max}/I_n$ [%] ( $\mu > 40$ )	3	0,5	0,15

Tab. 9.6: Charakteristische Grenzwerte  $I_{\mu,max}/I_n$  für die maximalen Stromüberschwingungen bei der Schaltfrequenz für unterschiedliche Netzkurzschlussleistungen

$S_k/S_{g,N}$	1000 (starkes Netz)	200 (mittleres Netz)	20 (schwaches Netz)
$a_{f,min,dB}$	34	50	60

Tab. 9.7: Charakteristische Grenzwerte  $a_{f,min,dB}$  für die minimale Filterdämpfung bei der Schaltfrequenz für unterschiedliche Netzkurzschlussleistungen

## 9.4 Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine

Es können unterschiedliche Arten von Maschinen eingesetzt werden. Am weitesten verbreitet sind Asynchronmaschinen mit Kurzschlussläufer und Synchronmaschinen mit Permanentenerregung. Die Feldorientierte Regelung ist das gängige Mittel bei Antrieben mit höheren Anforderungen an die Dynamik und Genauigkeit [8–10]. Daneben gibt es die Steuerverfahren wie etwa die  $U/f$ -Steuerung, die wegen der einfacheren Realisierung bei Antrieben mit geringen Anforderungen zum Einsatz kommen. In dieser Arbeit wird eine Asynchronmaschine mit dynamischer feldorientierter Regelung verwendet, mit der die Drehzahl und der Fluss der Maschine nahezu unabhängig voneinander geregelt werden können. Da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf der netzseitigen Regelung liegt und die maschinenseitige Regelung einer Asynchronmaschine in vielen Punkten analog zur netzseitigen Regelung ist, sollen lediglich die Grundzüge der maschinenseitigen Regelung dargelegt werden. Im Folgenden sollen die für diese Arbeit relevanten Teile dargestellt werden. Es existiert eine umfangreiche Grundlagenliteratur zu dieser Thematik, auf die an dieser Stelle für weiterführende Darstellungen verwiesen werden soll [8–10].

Die Abbildung 9.2 zeigt die verwendete Regelungsstruktur, die analog zur netzseitigen Regelung aufgebaut ist, vgl. Abb. 3.5 auf Seite 33. Es ist eine kaskadierte Regelung, mit der in der äußeren Schleife die Drehzahl und der Fluss geregelt wird. Unterlagert sind Stromregelkreise, die den momentbildenden bzw. flussbildenden Strom regeln. Die Orientierung des Koordinatensystems, in dem die Stromsignale verarbeitet werden, am Rotorfluss ermöglicht die getrennte Regelung der Drehzahl und des Flusses. Dies ist analog zur getrennten Regelung der Wirk- und Blindleistung auf der Netzseite zu sehen. Im Gegensatz zur PLL auf der Netzseite erfolgt die Bestimmung des für die Rotation des Koordinatensystems notwendigen Winkels des Rotorflusses üblicherweise mithilfe eines Modells der Maschine [2]. Zudem wird aus den Strom- und Drehzahlensignalen der aktuelle Rotorfluss ermittelt. Auch wenn die sensorlose Regelung weit verbreitet ist, soll die Drehzahl der Maschine in dieser Arbeit gemessen werden, siehe Kapitel 9.5. Die pulsartigen Ausgangssignale des Inkrementalgeber erfordern den Einsatz von Tiefpassfiltern in der Rückführung der Drehzahl, die natürlich Einfluss auf die erreichbare Dynamik der Drehzahlregelung haben und bei der Auslegung der Regelungsparameter berücksichtigt werden müssen. Durch die Rotation des Koordinatensystems kommt es, analog zur spannungsorientierten Regelung der Netzseite, zu Verkopplungen zwischen dem momentbildenden und dem flussbildenden Strom. Ähnlich dem Entkopplungsnetzwerk der netzseitigen Regelung kann auch hier eine Entkopplung durchgeführt werden. Da die Verkopplungen kurzzeitig wie Störgrößen wirken und in der Zeit von den PI-Reglern kompensiert werden, kommen sie hier im Sinne der Einfachheit nicht zum Einsatz. Ebenso wird auf Maßnahmen zur Reduzierung der Stromüberschwingungen durch Zusatzregelung ähnlich den resonanten Reglern auf der Netzseite verzichtet. Es soll hierfür auf die Literatur verwiesen werden [10, 112].

Es kommen also je ein PI-Regler für die Drehzahl- und Flussregelung sowie je ein PI-Regler für die Regelung des momentenbildenden bzw. flussbildenden Stroms zum Einsatz. Die Implementierung erfolgt dabei analog zur netzseitigen Regelung. Die Auslegung der Regelungsparameter erfolgt – ebenso analog zur netzseitigen Regelung – durch Betrachtung des Streckenmodells. Aufgrund der Analogie zur Auslegung der PI-Regler auf der Netzseite werden hier lediglich die

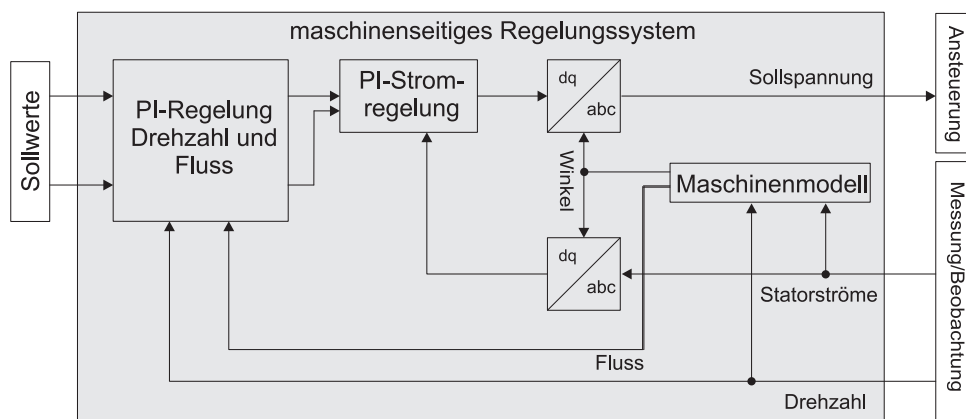


Abb. 9.2: Struktur der feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine

Regelungsparameter angegeben. Für die Stromregler ergeben sich analog zu (5.4) auf Seite 52:

$$k_{p,dq,m} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\sigma L_s}{T_C}; T_{I,dq,m} = \left( \frac{L_h^2 \cdot R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \right)^{-1} \quad (9.30)$$

Die Parameter des Flussreglers werden in Anlehnung an das Betragsoptimum wie folgt ausgelegt:

$$k_{p,\psi} = \frac{1}{3} \cdot \frac{L_r}{2L_h R_r T_C}; T_{I,\psi} = \frac{L_r}{R_r} \quad (9.31)$$

Die Parameter des Drehzahlreglers für die Simulationen werden in Anlehnung an das symmetrische Optimum wie folgt ausgelegt:

$$k_{p,n}^{sim} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\Theta \cdot L_r}{3 \cdot Z_p \cdot L_h \Psi_{Rd,N} T_C}; T_{I,n}^{sim} = 2 \cdot 3^2 T_C \quad (9.32)$$

Dabei wird der Nennwert des Rotorflusses benötigt, der sich aus Tab. 9.1 zu  $\Psi_{Rd,N} = 1.044 \text{ Wb}$  ergibt. In den Simulationen ist das Drehzahlsignal direkt verfügbar und wird nicht tiefpassgefiltert. Daher werden in den experimentellen Untersuchungen andere Parameter der Drehzahlregelung verwendet:

$$k_{p,n}^{labor} = k_{p,n}^{sim}/20; T_{I,n}^{labor} = 20 \cdot T_{I,n}^{sim} \quad (9.33)$$

In den Simulationen wird also eine schnellere Dynamik der Drehzahlregelung erreicht. Dies ist für die Ergebnisse in dieser Arbeit nicht weiter problematisch. Die konkreten Parameter der Maschine wurden durch ein Identifizierungsverfahren ermittelt und sind in Tab. 9.8 dargestellt.

Mit dieser Reglerauslegung wird wie auf der Netzseite eine geringe Stromanregelzeit von etwa 4–5 Regelungsperioden mit geringem Überschwingen (etwa 4 %) erreicht, siehe z.B. Abb. 5.13 auf Seite 64 ff. Da der momentenbildende Strom proportional zum Moment ist und sich die Drehzahl innerhalb dieser Zeitdauer aufgrund der Massenträgheit nicht merklich ändern kann, folgt die Leistung mit gleicher Dynamik.



Parameter	Symbol	Wert
Statorwiderstand	$R_s$	163 m $\Omega$
Statorstreuinduktivität	$L_{s\sigma}$	0,92 mH
Rotorwiderstand	$R_r$	111.3 m $\Omega$
Rotorstreuinduktivität	$L_{r\sigma}$	1,27 mH
Hauptinduktivität	$L_h$	33.18 mH
Trägheitsmoment	$\Theta$	0.25 kg m <sup>2</sup>
Polpaarzahl	$Z_p$	2
Streuziffer	$\sigma$	$1 - (L_h^2)/(L_s \cdot L_r)$

Tab. 9.8: Parameter der Asynchronmaschine

In dieser Arbeit werden die Analysen der Regelung der Zwischenkreisspannung im transienten Zustand mit sehr dynamischen Belastungsszenarien durchgeführt. Dafür werden möglichst dynamische Änderungen der maschinenseitigen Leistung erzeugt, wobei prinzipiell zwei Varianten möglich sind. In beiden Fällen wird die Maschine zunächst bei Nenn Drehzahl mit Nennmoment betrieben. Im ersten Fall wird eine sprungförmige Änderung der Drehzahlreferenz auf die negative Nenn Drehzahl vorgegeben. Dies bewirkt bei der Reglerauslegung nach (9.33), dass die Maschine mit maximal möglichem Moment gebremst wird. Es ergibt sich also eine sprungförmige Änderung der Leistungsreferenz, die entsprechend der Dynamik der Stromregelung nachgefahren wird. Dieses Belastungsprofil lässt sich auch in den experimentellen Untersuchungen realisieren. Im zweiten Fall wird eine sprungförmige Änderung des Lastmoments auf den negativen Nennwert erzeugt. Da dies in erster Linie eine Abweichung der Drehzahl von der Referenz erzeugt, hängt es von der Dynamik der Drehzahlregelung ab, wie schnell das erzeugte Moment dem Lastmoment folgt. Es ergeben sich weichere Leistungsverläufe als im ersten Fall, weil die Dynamik der Drehzahlregelung als äußere Regelschleife langsamer ist als diejenige der Stromregelung. Weiterhin reduziert das Tiefpassfilter in der Rückführung des Drehzahlsignals die Regelungsdynamik weiter. Es kommt hinzu, dass sich in den experimentellen Untersuchungen keine ideal sprungförmigen Lastmomentänderungen erzeugen lassen.

Die zwei diskutierten Belastungsszenarien werden in dieser Arbeit verwendet. Die Drehzahländerung wird dabei als Profil mit maximal dynamischer Belastung verwendet. Die Änderung des Lastmoments wird an vereinzelt Stellen - ausschließlich in den Simulationen - genutzt, um das Verhalten bei weicheren Belastungsprofilen zu untersuchen.

## 9.5 Laboraufbau für experimentelle Untersuchungen

Für die experimentellen Untersuchungen der Regelungsverfahren wurde in Eigenarbeit ein 22 kW-Versuchsantriebsstand entwickelt und aufgebaut, der es ermöglicht, die Netzpulsstromrichterregelung auch mit einer dynamischen und sowohl motorischen als auch generatorischen Last zu untersuchen. Eine Übersicht über den prinzipiellen Aufbau ist in Abb. 9.3 dargestellt. Er besteht aus einem Frequenzumrichter, den dazugehörigen Mess-, Steuer-, Regelungs- und Schutzeinrichtungen, einem Maschinensatz und einem netzgeführten Stromrichter. Der Frequenzumrichter besteht aus dem Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis und dem maschinenseitigen Umrichter, der eine Asynchronmaschine mit Käfigläufer speist. Diese wird durch eine fremderregte Gleichstrommaschine belastet, die über einen netzgeführten Stromrichter *Simoreg* von Siemens gespeist wird. Dessen Steuerung erfolgt separat zur Steuerung des Frequenzumrichters. Der netzgeführte Stromrichter enthält neben der Hardware auch die entsprechende Software zur Regelung auf extern vorgegebene Sollwerte, die hier über die DA-Wandler des dSPACE-Systems vorgegeben werden. Im Folgenden soll eine Darstellung der einzelnen Komponenten erfolgen.

Für das Netzfilter wird umrichterseitig eine Drossel der Firma Ismet mit Schnittbandkern verwendet. Netzseitig wird eine Drossel der Firma Trafobau Pirna, ebenfalls mit Schnittbandkern, verwendet. Mithilfe verschiedener Anzapfungen der Wicklungen können durch Variation der verwendeten Windungszahlen die Induktivitäten dieser beiden Drossel variiert werden. Als Filterkondensatoren wurden Metallpapierkondensatoren B25351 von Siemens verwendet. Durch Parallelschaltung mehrerer Komponenten wurde die Gesamtkapazität variiert. Als Zwischenkreiskondensatoren kommen Folienkondensatoren von Icar zum Einsatz (Typ: LNK-P2X-70-110). Für die Untersuchungen mit großer Kapazität im Zwischenkreis werden zusätzlich Elektroltkondensatoren von EPCOS (Typ: B43456-A5228-M) parallel geschaltet.

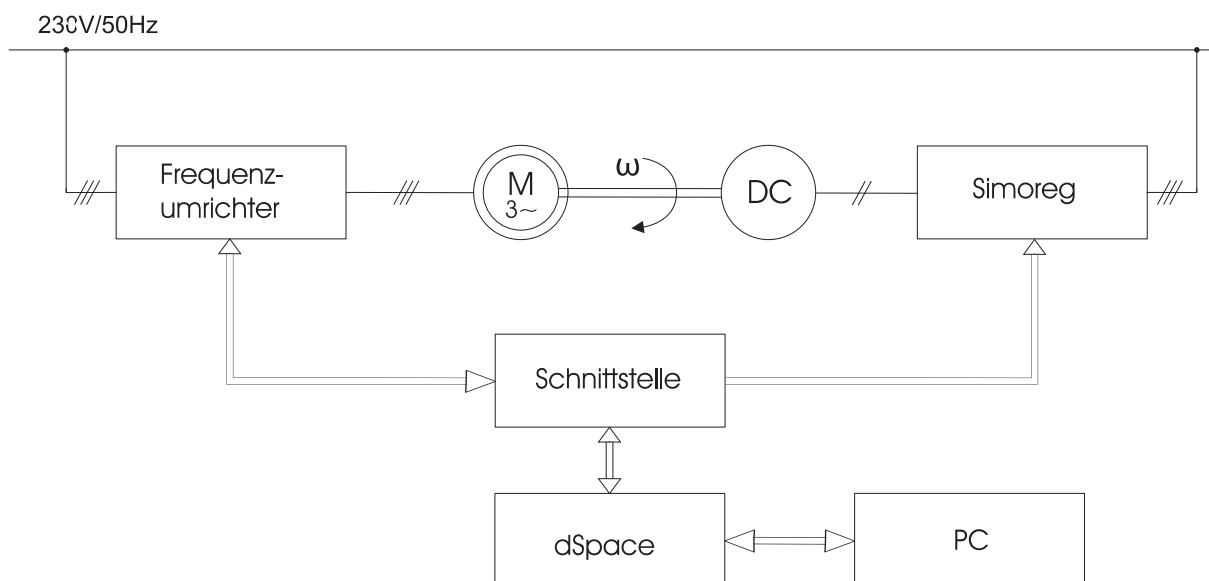


Abb. 9.3: Prinzipieller Aufbau des Versuchsantriebsstands

### 9.5.1 Hardware zur Regelung, Ansteuerung und Messwertaufnahme

Für die Messwertaufnahme, Regelung und Ansteuerung des Frequenzumrichters wird das modulare DS1106-System von dSPACE als Hauptbestandteil genutzt. Die Programmierung erfolgt über einen PC. Als Peripheriekarten stehen eine AD-Wandlerkarte DS2004, eine DA-Wandlerkarte DS2101, eine Digital Waveform Output-Karte DS5101 und eine Incremental Encoder Interface-Karte DS3001 als Drehgeberschnittstelle zur Verfügung. Als Schnittstelle zwischen dem Leistungsteil und dem dSPACE-System dienen weitere elektronische Schaltungen zur Erzeugung der Steuersignale sowie zur Erfassung und Umwandlung von Mess- und Fehler-signalen, die teilweise selbst oder am Lehrstuhl entwickelt wurden.

#### Messwerterfassung:

Die zu messenden Ströme werden mit LEM-Wandlern (Typ: HAL 50-S, Genauigkeit: 1 %, Bandbreite: 50 kHz) gemessen, die ein dem Strom proportionales Spannungssignal erzeugen. Zu messende Spannungen werden über einen sehr hochohmigen Spannungsteiler auf ein Signal zwischen  $\pm 10$  V herunter geteilt. Die AD-Wandlung der Signale geschieht mit der DS2004-Karte von dSPACE. Es stehen 16 parallele 16 Bit-Wandler zur Verfügung mit einer maximalen Wandlungszeit von 800 ns. Das Auslesen der AD-Wandler erfolgt über den Realtime-Workshop.

Die Lageerfassung des Rotors der Maschine erfolgt über einen Lagegeber. Um die Drehzahl der Maschine zu erhalten, werden die Signale des Lagegebers mit der DS3001 Encoder Interface-Karte von dSPACE eingelesen und mit dem Realtime-Workshop weiterverarbeitet. Dies liefert den Winkel des Rotors und durch die Differenzbildung ergibt sich die Drehzahl. Beim Null-durchgang kommt es durch den Sprung von  $2\pi$  auf 0 zu einem Peak, der eliminiert wird. Dazu wird zu diesem Zeitpunkt zum kleinen Winkelwert  $2\pi$  addiert. Die Differenzbildung liefert dann ein peak-freies Signal. Wegen der begrenzten Auflösung des Gebers wird das (peak-befreite) Signal zusätzlich tiefpassgefiltert.

#### Regelung:

Die Regelung wird auf der Hauptprozessorkarte DS1006 implementiert, die Bestandteil des modularen dSPACE-Systems DS1006 ist. Die Programmierung erfolgt auf einem PC über die Software von dSPACE und Matlab/Simulink. Mit dem Realtime-Workshop lassen sich die Regelungen in Simulink erzeugen. In dieser Arbeit werden die überwiegend in C programmierten Regelalgorithmen über s-functions in das Simulink-Modell eingebunden. Dabei werden dieselben C-Codes wie in den Simulationen verwendet. Dadurch wird eine häufige Quelle unterschiedlichen Verhaltens in der Simulation und im Labor eliminiert.

Die Betriebsführung und Darstellung von internen Variablen der Regelung erfolgt über die Software Control Desk von dSPACE. Es können die Sollwerte vorgegeben werden und Daten angezeigt und gespeichert werden.

#### Ansteuerung:

Für die Implementierung der PWM auf dem dSPACE-System stehen für die symmetrische PWM Standardanwendungen aus der Bibliothek zur Verfügung, die als Blöcke in das Simulink-Modell eingebunden werden können. Für die asymmetrische PWM, die in dieser verwendet wird, sind solche Anwendungen nicht vorhanden und müssen daher selbst programmiert werden. Die DS5001-Karte erlaubt die Erzeugung nahezu beliebiger Signale.

Die von der Regelung berechneten Leitauern/Modulationsindices der drei Phasen werden auf der DS5101-Digital-Output-Waveform-Karte von dSPACE in entsprechende pulsweitenmodulierte digitale Gate-Ansteuersignale umgewandelt. Auf einer am Lehrstuhl entwickelten Platine werden diese Signale zunächst mit Fehlersignalen (siehe Abschnitt *Schutzeinrichtungen*) verknüpft und per Lichtwellenleiter an die Treiberkarten der IGBTs gesendet. Als Treiber kommen kommerzielle Treiberkarten von Alstom zum Einsatz. Für den Netzpulsstromrichter und den motorseitigen Umrichter kommen die gleichen Systeme zum Einsatz.

### 9.5.2 Schutzeinrichtungen

Neben den 63 A-Sicherungsautomaten werden netzseitig noch vergleichsweise schnelle Leistungshalbleitersicherungen verwendet. Zudem werden die Umrichterstromsignale der LEM-Wandler sowohl netzseitig als auch motorseitig dafür genutzt, mit einer analogen Schaltung einen Überstromsignal zu erzeugen. Im Fehlerfall werden dann die IGBTs gesperrt. Während im Fehlerfall der Maschine der Netzpulsstromrichter nicht abgeschaltet werden muss, sollte die Maschine abgeschaltet werden bei Austreten des Netzpulsstromrichters. Ebenso wird ein Fehlersignal generiert, wenn die Zwischenkreisspannung den Wert von 800 V überschreitet. Oberhalb von 840 V wird zudem ein Bremschopper aktiviert. Ferner ist eine  $U_{CE}$ -Fehlererkennung auf den Treiberplatinen integriert, die bei zu hoher Kollektor-Emitter-Spannung die Leistungshalbleiter öffnet. Im Wesentlichen dient diese zur Detektion von sehr großen Strömen durch Kurzschlüsse. Allerdings kommt es auch zum Auslösen durch fehlerhafte Regelungen. Dies ist insbesondere bei der Inbetriebnahme hilfreich. Innerhalb des Regelalgorithmus werden ebenfalls Überströme und -spannungen detektiert, um die Pulsung abzuschalten. Dadurch werden die Leistungshalbleiter im stationären Zustand vor Überlastung geschützt.

### 9.5.3 Maschinensatz und Gleichstromsteller

Der Maschinensatz besteht aus einer Asynchronmaschine mit Käfigläufer und einer fremderregten Gleichstrommaschine, die über eine starre Welle gekoppelt sind. Die Nenndaten der Asynchronmaschine sind bereits in Tab. 9.1 auf Seite 153 und die der Gleichstrommaschine in 9.9 gegeben.

Die Asynchronmaschine wird über den Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis gespeist und über das dSPACE-System geregelt. Die Gleichstrommaschine wird über den Gleichstromsteller SIMOREG der Firma Siemens gespeist und geregelt. Die Asynchronmaschine wird drehzahl geregelt und die Gleichstrommaschine momentengeregt betrieben. Die Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine wird im Anhang 9.4 gezeigt. Über die DA-Wandler des dSPACE-Systems wird das Sollmoment der Gleichstrommaschine an den Gleichstromsteller gegeben.

$P_{Gsm,N}$	mech. Leistung	37 kW
$U_{A,N}$	Nennankerspannung	400 V
$N_N$	Nenndrehzahl	1320 min <sup>-1</sup>

Tab. 9.9: Nenndaten der Gleichstrommaschine. Hersteller: Siemens

## 9.6 Simulationsmodelle

Das Simulink-Simulationsmodell besteht im wesentlichen aus dem Leistungsteil, dem Regelungssystem und der PWM. Der Leistungsteil wird in dem Programm PLECS nachgebildet, das in Simulink eingebunden werden kann. Das bedeutet, dass die Netzspannungsquellen, Filter- und Netzimpedanzen, die 3-phasigen IGBT-Brücken, der Zwischenkreiskondensator und die Asynchronmaschine aus der PLECS-Bibliothek entnommen werden. Gesteuert wird dieser Block durch die IGBT-Ansteuersignale, Netzspannungs- und Lastmomentverläufe.

Der Leistungsteil wird mit einer variablen Simulationsschrittweite ausgeführt. Das Simulationsprogramm bestimmt sich dabei zu jedem Simulationsschritt eine optimale Schrittweite, die jedoch in jedem Fall unter  $1\ \mu$ -Sekunde liegt, d.h. dieser Block wird quasi-kontinuierlich ausgeführt. Messgrößen wie Spannungen und Ströme werden herausgeführt und für die Rückführung mit der Regelungsfrequenz zu Beginn und in der Mitte der Schaltperiode abgetastet, vgl. Abb. 3.6 auf Seite 33, und an das Regelungssystem gegeben. Die Regelung ist in C programmiert und wegen der Übersichtlichkeit in diversen Simulink-Funktionen (*s-functions*) implementiert, sie werden sequentiell aber alle im selben Simulationsschritt ausgeführt. Somit erfolgen in einem Simulationsschritt die Abtastung und die Berechnung der neuen Modulationsgrade. Um die Verzögerung entsprechend Abb. 3.6 zu realisieren, werden die Ausgänge der Regelung um eine Regelungsperiode verzögert. Die PWM erfolgt dann einfach durch Vergleich der Modulationsfunktion mit einem Dreiecksträger. Die so erzeugten Ansteuersignale werden anschließend an den Leistungsteil gegeben. Die Verläufe der Netzspannungsquellen und des Lastmoments werden direkt vorgegeben.

$L_{fg}$	Induktivität der netzseitigen Filterdrossel	850 $\mu\text{H}$
$R_{fg}$	ohmscher DC-Widerstand der netzseitigen Filterdrossel	50 $\text{m}\Omega$
$L_{fc}$	Induktivität der umrichterseitigen Filterdrossel	900 $\mu\text{H}$
$R_{fc}$	ohmscher DC-Widerstand der umrichterseitigen Filterdrossel	50 $\text{m}\Omega$
$C_f$	Kapazität des Filterkondensators	32 $\mu\text{F}$

Tab. 9.10: Parameter des LCL-Filters zur messtechnischen Bestimmung des Frequenzgangs

## 9.7 Parasitäre Dämpfung der Resonanz des LCL-Filters

In den experimentellen Untersuchungen des Verfassers zeigte sich, dass die LCL-Filter-Resonanz praktisch stärker gedämpft ist, als von den theoretischen und simulativen Untersuchungen erwartet. Aus diesem Grund wurden Messungen der Frequenzgänge der verwendeten LCL-Filter (siehe Kap. 9.5) aufgenommen, deren Ergebnisse in Abschnitt 9.7.1 dargestellt werden sollen. Die Modelle der Netzfilter werden darauf basierend in Abschnitt 9.7.2 erweitert. Letztlich wird in Abschnitt 9.7.3 der Einfluss auf das Verhalten des geregelten Systems untersucht.

Teilergebnisse dieser Untersuchungen wurden bereits in [44] veröffentlicht. Zudem wurde in [44] eine tiefer gehende theoretische Betrachtung dieser Thematik vorgestellt, die hier nicht aufgegriffen werden soll, da sie zu einem großen Teil von den anderen beteiligten Autoren entwickelt wurde. In dieser Arbeit steht der Einfluss auf das Regelverhalten und die dahingehend zweckmäßige Modellierung im Vordergrund.

### 9.7.1 Messung des Frequenzgangs des LCL-Filters

Zur messtechnischen Bestimmung der Frequenzgänge der Netzfilter wurde ein schnelltaktender Umrichter verwendet, der Grundschwingungsströme bis zu 10 kHz erzeugen kann, der im Rahmen eines anderen Projektes am Lehrstuhl entwickelt wurde [113]. Für die Messungen werden die Netzfilter vom Netz und vom Antriebsumrichter getrennt. Die netzseitigen Anschlüsse werden kurzgeschlossen und von den umrichterseitigen Anschlüssen werden mit dem speziellen Umrichter Grundschwingungsströme einer festen Grundschwingungsfrequenz in das Filter eingespeist. Die sich ergebenden Grundschwingungskomponenten der verschiedenen LCL-Filterströme und -spannungen werden gemessen. Aus dem Verhältnis der Ströme zur Spannung lässt sich das Übertragungsverhalten bei der jeweiligen Messfrequenz ermitteln. Diese Messung wird über den relevanten Frequenzbereich durchgeführt.

In Abb. 9.4 sind die Frequenzgänge dargestellt. Die Auswertung des einfachen Modells aus Kapitel 4 mit den Daten aus Tab. 9.10 ist ebenso dargestellt. Der gemessene Resonanzpeak ist erkennbar geringer.

### 9.7.2 Erweiterung der Modellierung

In diesem Abschnitt soll die mathematische Modellierung der Netzfilter um die zusätzlichen Verluste erweitert werden. Ein erweitertes Modell der Filterdrosseln erhält man durch Berück-

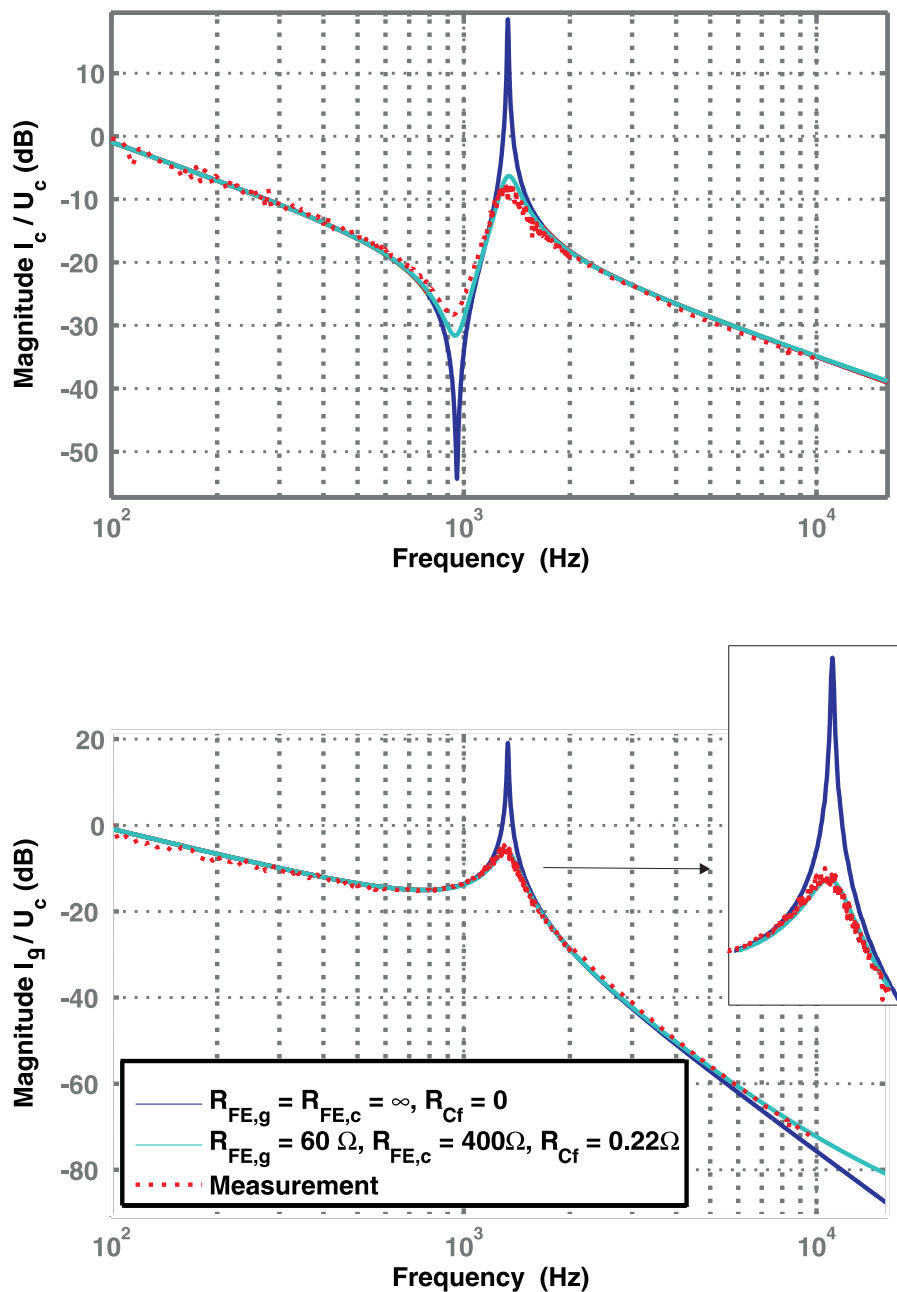


Abb. 9.4: Frequenzgänge des LCL-Filters: Messwerte und berechnete Verläufe mit dem Standardmodell aus (4.9) auf Seite 40 und dem erweiterten Modell aus Abschnitt 9.7.2. Die Modelle wurden mit den Daten aus Tab. 9.10 auf Seite 171 und den angegebenen Werten ausgewertet.



sichtigung der Eisenverluste, die mit zunehmender Frequenz steigen. Dies lässt sich analog zu Eisenverlusten in elektrischen Maschinen durch einen Widerstand parallel zur Induktivität modellieren [114]. Die Verluste in den Kapazitäten lassen sich durch Serienwiderstände modellieren.

### 9.7.2.1 Erweitertes Modell des L-Filters

Die Abb. 9.5 zeigt das erweiterte Modell einer Induktivität. Die Systemdynamik des L-Filters wird dabei nicht mehr direkt durch  $i_c$ , sondern durch  $i'_c$  beschrieben. Es lässt sich unter Berücksichtigung der Eisenverluste schreiben als:

$$\frac{d}{dt} i'_c(t) = -\frac{R_f}{L_f} \frac{1}{1 + \frac{R_f}{R_{FE}}} \cdot i'_c(t) - \frac{1}{L_f} \frac{1}{1 + \frac{R_f}{R_{FE}}} \cdot (u_C(t) - u_g(t)) \quad (9.34)$$

Die Ausgangsgröße ist nun allerdings nicht der Strom durch die Induktivität, sondern der Strom  $i_c$ , der sich als Summe aus dem Strom durch die Induktivität und dem Strom durch den Widerstand  $R_{FE}$  ergibt. Letzterer lässt sich wie folgt schreiben:

$$i_{FE}(t) = \frac{1}{R_{FE}} \cdot (u_g(t) - u_C(t) - R_f i_c(t)) \quad (9.35)$$

Damit lässt sich die folgende Ausgangsgleichung ableiten:

$$i_c(t) = -\frac{R_{FE}}{R_f + R_{FE}} \cdot i'_c(t) - \frac{1}{R_f + R_{FE}} \cdot (u_C(t) - u_g(t)) \quad (9.36)$$

### 9.7.2.2 Erweitertes Zustandsraummodell des LCL-Filters

Die Abb. 9.6 zeigt das erweiterte Modell des LCL-Filters. Analog zu (9.34) können die Differentialgleichungen der einzelnen Zustandgrößen ( $i'_g, u'_{Cf}, i'_c$ ) aufgestellt werden. Aus diesem System aus Differentialgleichungen lässt sich dann folgendes Zustandsraummodell ableiten:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_g(t) \\ i'_c(t) \\ u'_{Cf}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_g(t) \\ i'_c(t) \\ u'_{Cf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_g(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} \quad (9.37)$$

Um die messbaren Größen ( $i_g, u_{Cf}, i_c$ ) des Modells als Ausgangsgrößen zu bekommen, muss die folgende Ausgangsgleichung verwendet werden:

$$\begin{bmatrix} i_g(t) \\ i_c(t) \\ u_{Cf}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_g(t) \\ i'_c(t) \\ u'_{Cf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \\ d_{31} & d_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_g(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} \quad (9.38)$$

Dieses System kann dann für die Analyse der Regelung verwendet werden. In Abb. 9.4 sind die mit dem erweiterten Modell berechneten Frequenzgänge mit unterschiedlichen Parametern dargestellt. Unter Berücksichtigung von  $R_{FE,g} = 60 \Omega$ ,  $R_{FE,c} = 400 \Omega$  und  $R_{Cf} = 220 m\Omega$  zeigt

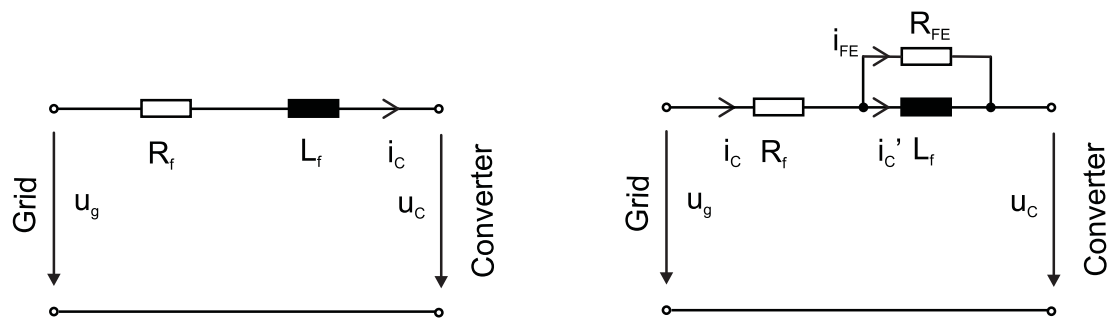


Abb. 9.5: Einphasige Modelle des L-Filters. Standardmodell (links) und erweitertes Modell inklusive Eisenverluste (rechts)

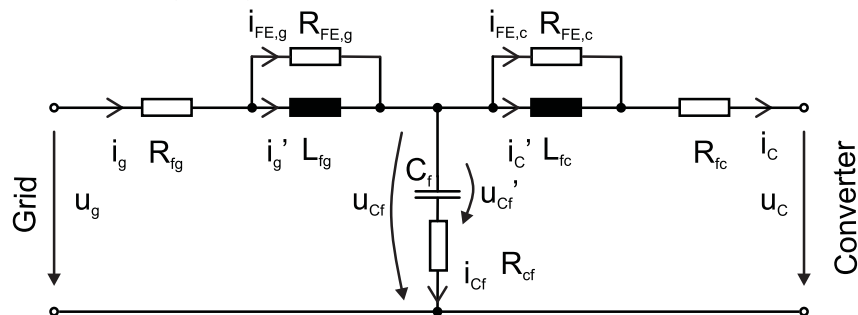


Abb. 9.6: Einphasiges Ersatzschaltbild des LCL-Filters inklusive der Eisen- und Kupferverluste

sich eine wesentlich bessere Übereinstimmung mit dem gemessenen Verlauf. Die notwendigen zusätzlichen Parameter, die die Verluste beschreiben, wurden in dieser Arbeit manuell so bestimmt, dass sich eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Frequenzverläufen ergibt. In [44] wurde ein Ansatz zur Berechnung dieser Parameter mittels Daten aus dem Datenblatt der Bauelemente vorgestellt.

Werden die Eisenverluste und Verluste in den Filterkondensatoren vernachlässigt, so ergeben sich die idealisierten Modelle nach (4.9) auf Seite 40. Dazu muss der Grenzwert für  $R_{FE,g}, R_{FE,c} \rightarrow \infty$  mit  $R_{Cf} = 0$  bestimmt werden.

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \left( -\frac{R_{fg} + R_{Cf}}{L_{fg}r_{pg}} + a\frac{R_{Cf}}{L_{fc}r_{pc}} \right) \frac{1}{1-ab} \\
a_{12} &= \left( -a\frac{R_{fc} + R_{Cf}}{L_{fc}r_{pc}} + \frac{R_{Cf}}{L_{fg}r_{pg}} \right) \frac{1}{1-ab} \\
a_{13} &= \left( a\frac{1}{L_{fc}r_{pc}} - \frac{1}{L_{fg}r_{pg}} \right) \frac{1}{1-ab} \\
a_{21} &= \left( \frac{R_{Cf}}{L_{fc}r_{pc}} - b\frac{R_{fg} + R_{Cf}}{L_{fg}r_{pg}} \right) \frac{1}{1-ab} \\
a_{22} &= \left( -\frac{R_{fc} + R_{Cf}}{L_{fc}r_{pc}} + b\frac{R_{Cf}}{L_{fg}r_{pg}} \right) \frac{1}{1-ab} \\
a_{23} &= \left( \frac{1}{L_{fc}r_{pc}} - b\frac{1}{L_{fg}r_{pg}} \right) \frac{1}{1-ab} \\
a_{31} &= \left( 1 + \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}}a_{11} - \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}}a_{21} \right) \frac{1}{C_f} \\
a_{32} &= \left( -1 + \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}}a_{12} - \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}}a_{22} \right) \frac{1}{C_f} \\
a_{33} &= \left( \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}}a_{13} - \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}}a_{23} \right) \frac{1}{C_f}
\end{aligned} \tag{9.39}$$

$$\begin{aligned}
b_{11} &= \frac{1}{L_{fg}r_{pg}} \frac{1}{1-ab} \\
b_{12} &= -\frac{1}{L_{fc}r_{pc}} \frac{1}{1-ab} \frac{1}{a} \\
b_{21} &= \frac{1}{L_{fg}r_{pg}} \frac{1}{1-ab} \frac{1}{b} \\
b_{22} &= -\frac{1}{L_{fc}r_{pc}} \frac{1}{1-ab} \\
b_{31} &= \left( \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}}b_{11} - \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}}b_{21} \right) \frac{1}{C_f} \\
b_{32} &= \left( \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}}b_{12} - \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}}b_{22} \right) \frac{1}{C_f}
\end{aligned} \tag{9.40}$$

$$\begin{aligned}
c_{11} &= 1 + \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}} a_{11} \\
c_{12} &= \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}} a_{12} \\
c_{13} &= \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}} a_{13} \\
c_{21} &= \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}} a_{21} \\
c_{22} &= 1 + \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}} a_{22} \\
c_{23} &= \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}} a_{23} \\
c_{31} &= R_{Cf}(c_{11} - c_{21}) \\
c_{32} &= R_{Cf}(c_{12} - c_{22}) \\
c_{33} &= R_{Cf}(c_{13} - c_{23}) + 1
\end{aligned} \tag{9.41}$$

$$\begin{aligned}
d_{11} &= \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}} b_{11} \\
d_{12} &= \frac{L_{fg}}{R_{FE,g}} b_{12} \\
d_{21} &= \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}} b_{21} \\
d_{22} &= \frac{L_{fc}}{R_{FE,c}} b_{22} \\
d_{31} &= R_{Cf}(d_{11} - d_{21}) \\
d_{32} &= R_{Cf}(d_{12} - d_{22})
\end{aligned} \tag{9.42}$$

mit folgenden Abkürzungen:

$$\begin{aligned}
a &= \frac{R_{Cf} L_{fc}}{R_{FE,c} L_{fg} r_{pg}} \\
b &= \frac{R_{Cf} L_{fg}}{R_{FE,g} L_{fc} r_{pc}} \\
r_{pg} &= 1 + \frac{R_{fc}}{R_{FE,g}} + \frac{R_{Cf}}{R_{FE,g}} \\
r_{pc} &= 1 + \frac{R_{fc}}{R_{FE,c}} + \frac{R_{Cf}}{R_{FE,c}}
\end{aligned} \tag{9.43}$$

### 9.7.3 Auswirkungen der zusätzlichen Verluste auf das Regelverhalten

In diesem Abschnitt soll gezeigt werden, welchen Einfluss die zusätzlichen Verluste im Netzfilter auf das Regelverhalten des Systems haben. Die Abb. 9.7 zeigt den Einfluss der Verluste auf die Wurzelortskurven exemplarisch anhand der konventionellen PI-Regelung des Umrichterstroms. Zu Vergleichszwecken sind die Ergebnisse mit dem Standardmodell aus Abb. 5.20 auf Seite 73 hier erneut dargestellt. Erwartungsgemäß zeigt sich, dass sich die Resonanzpole des offenen Regelkreises und somit auch die entsprechenden Äste der Wurzelortskurve durch die

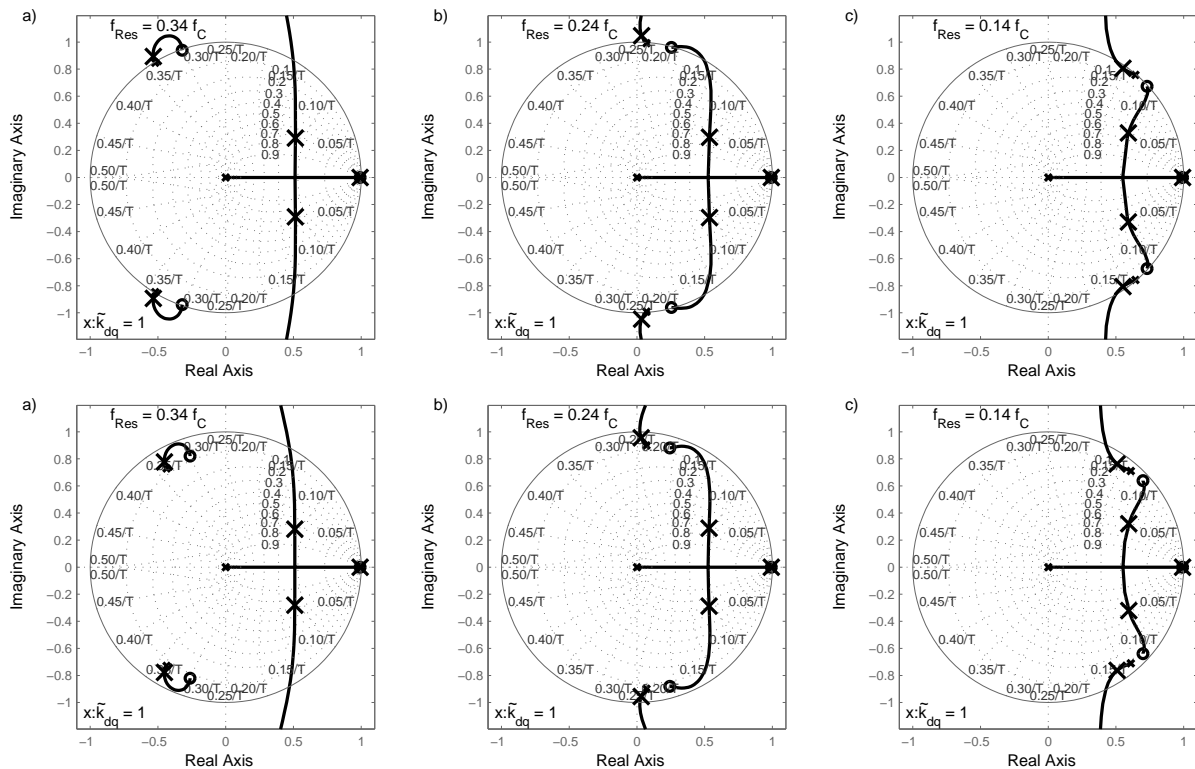


Abb. 9.7: Einfluss der parasitären Verluste auf die Wurzelortskurven der PI-Regelung des Umrichterstroms. Oben: Standardmodell ( $R_{FE,g} = R_{FE,c} \rightarrow \infty$  und  $R_{Cf} = 0 \text{ m}\Omega$ ), unten: erweitertes Modell ( $R_{FE,g} = 60 \Omega$ ,  $R_{FE,c} = 400 \Omega$ ,  $R_{Cf} = 220 \text{ m}\Omega$ ). Die Modelle sind jeweils mit den angegebenen Parametern und denjenigen erstellt, die zur Erstellung von Abb. 5.20 auf Seite 73 verwendet wurden.

zusätzlichen Verluste weiter in den Einheitskreis verschieben. Für den geschlossenen Regelkreis bedeutet dies, dass das System für einen weiteren Bereich von Proportionalverstärkungsfaktoren stabil ist. Dies macht es z.B. möglich, die aktiven Dämpfungsverfahren sehr anschaulich – wie in Kapitel 5.3 – zu testen, indem die reine PI-Regelung an den Stabilitätsrand gebracht wird und dann die aktive Dämpfung dazugeschaltet wird.

Insgesamt bewirken die parasitären Verluste der Netzfilter folglich eine bessere Dämpfung der LCL-Resonanz. Dies äußert sich natürlich nicht nur in einem etwas höheren Amplitudenrand der reinen PI-Regelung, sondern auch in einer stärkeren Dämpfung der Resonanz während transienten Vorgängen, was durch den Vergleich vieler Simulationsergebnisse mit den experimentellen Ergebnissen zu den verschiedenen Stromregelungsverfahren sichtbar wird. Trotzdem sind aktive Resonanzdämpfungsverfahren von hohem Interesse, da die Verluste im Sinne einer guten Effizienz des Umrichtersystems natürlich durch verlustarme Filterelemente so gering wie wirtschaftlich vertretbar gehalten werden. Ferner ist die erhöhte Dämpfung häufig nicht ausreichend, wie auch die experimentellen Ergebnisse in dieser Arbeit zeigen.

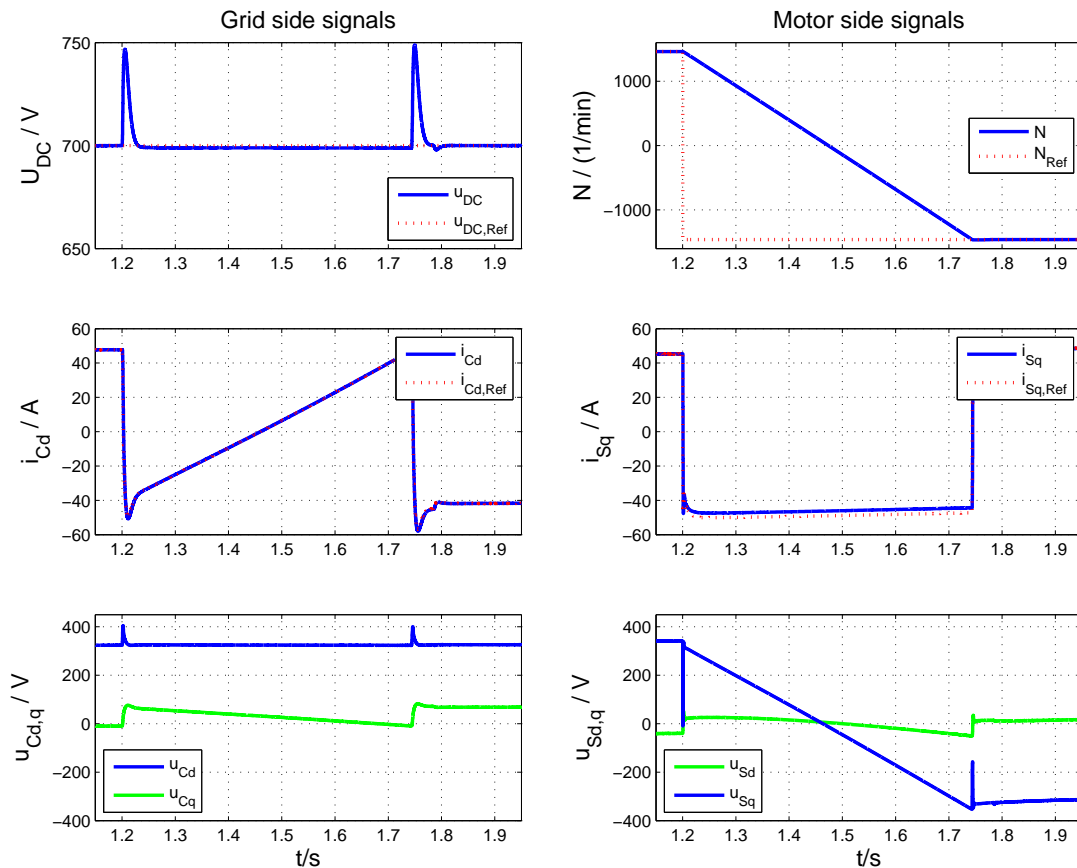


Abb. 9.8: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment: Verlauf der dq-Größen

## 9.8 Weitere Simulations- und Messergebnisse

Die Abb. 9.8 und 9.9 zeigen die detaillierten Darstellungen der Antworten der konventionellen PI-Regelung auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment aus Abb. 5.18 und 5.19 auf den Seiten 69 und 70.

Die Abb. 9.10 zeigt eine simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine ideal-sprungförmige Lastmomentenumkehr als Ergänzung zu den Untersuchungen in Kapitel 5.2.

Die Abb. 9.11 zeigt den Vergleich der gemessenen und simulierten Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahländerung (300 1/min auf 0 1/min) ohne Lastmoment bei sehr kleiner Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 270 \mu F$ ). Es zeigt eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung. Der Betriebspunkt und das Belastungsszenario wurde so gewählt, dass die Zwischenkreisspannung unterhalb der Abschaltgrenze bleibt.

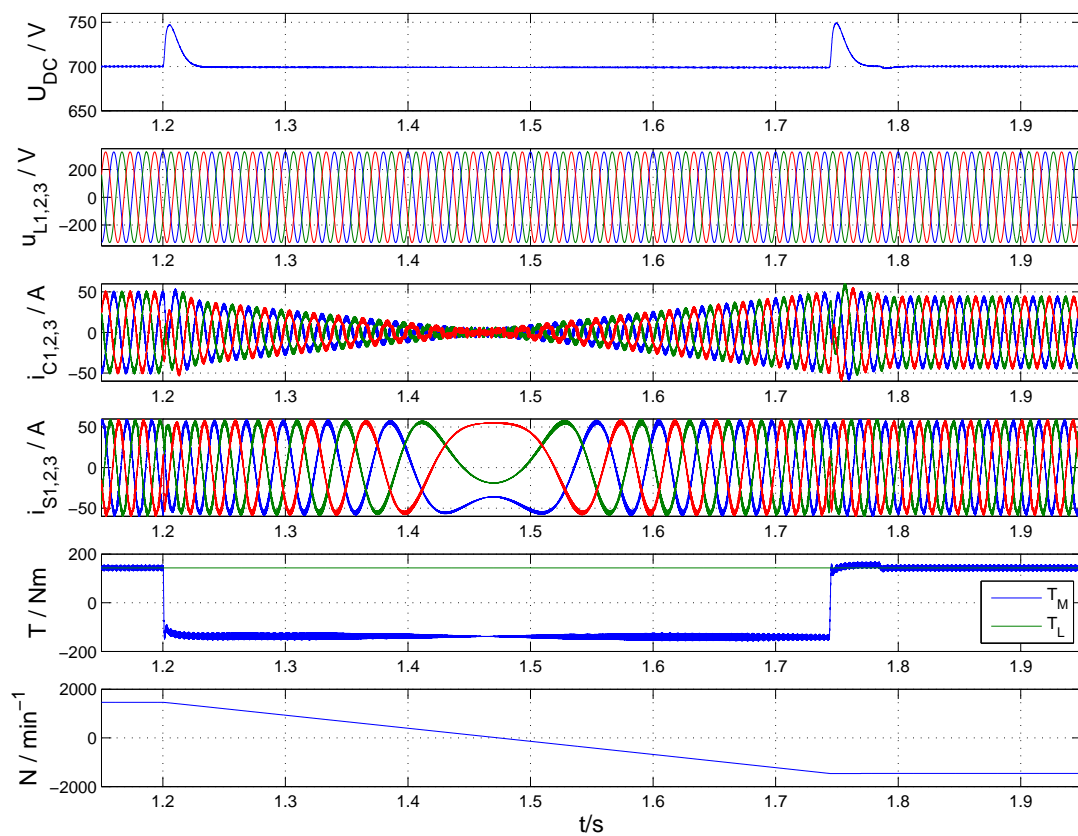


Abb. 9.9: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahlumkehr mit vollem Lastmoment: Verlauf der Phasengrößen

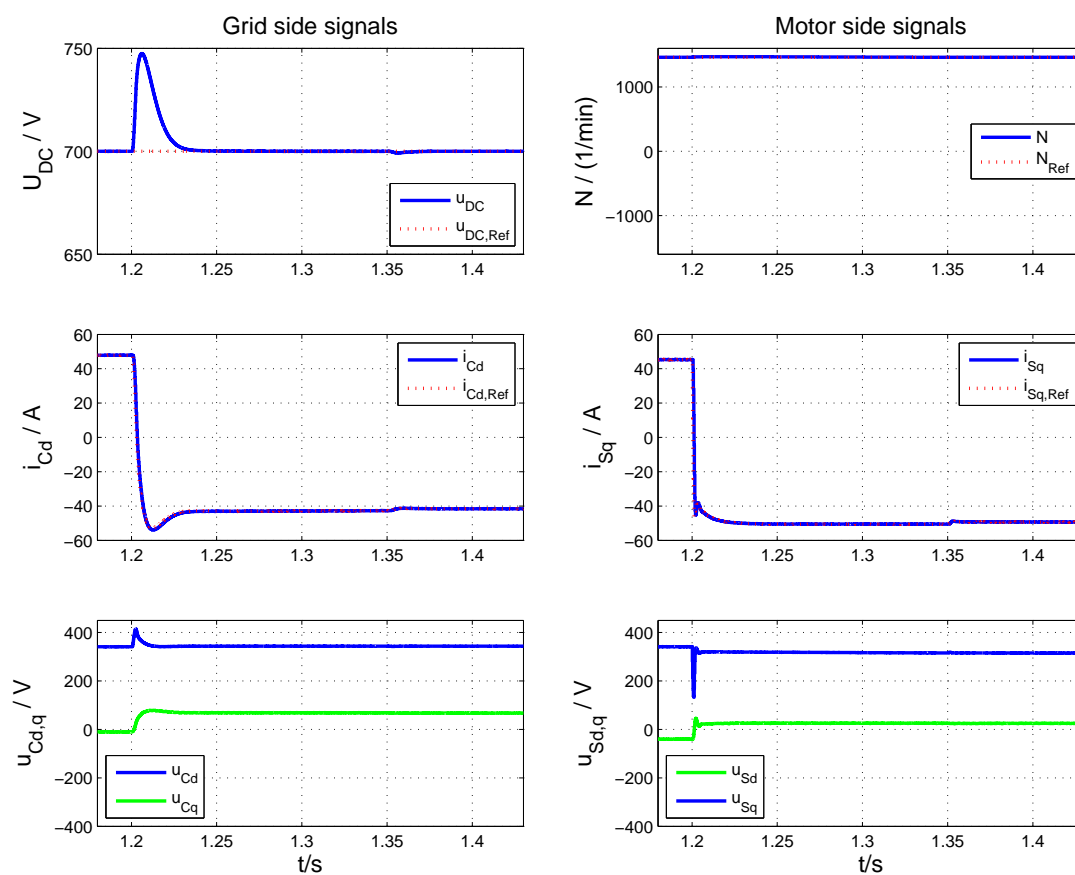


Abb. 9.10: Simulierte Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine ideal-sprungförmige Lastmomentenumkehr: Verlauf der dq-Größen



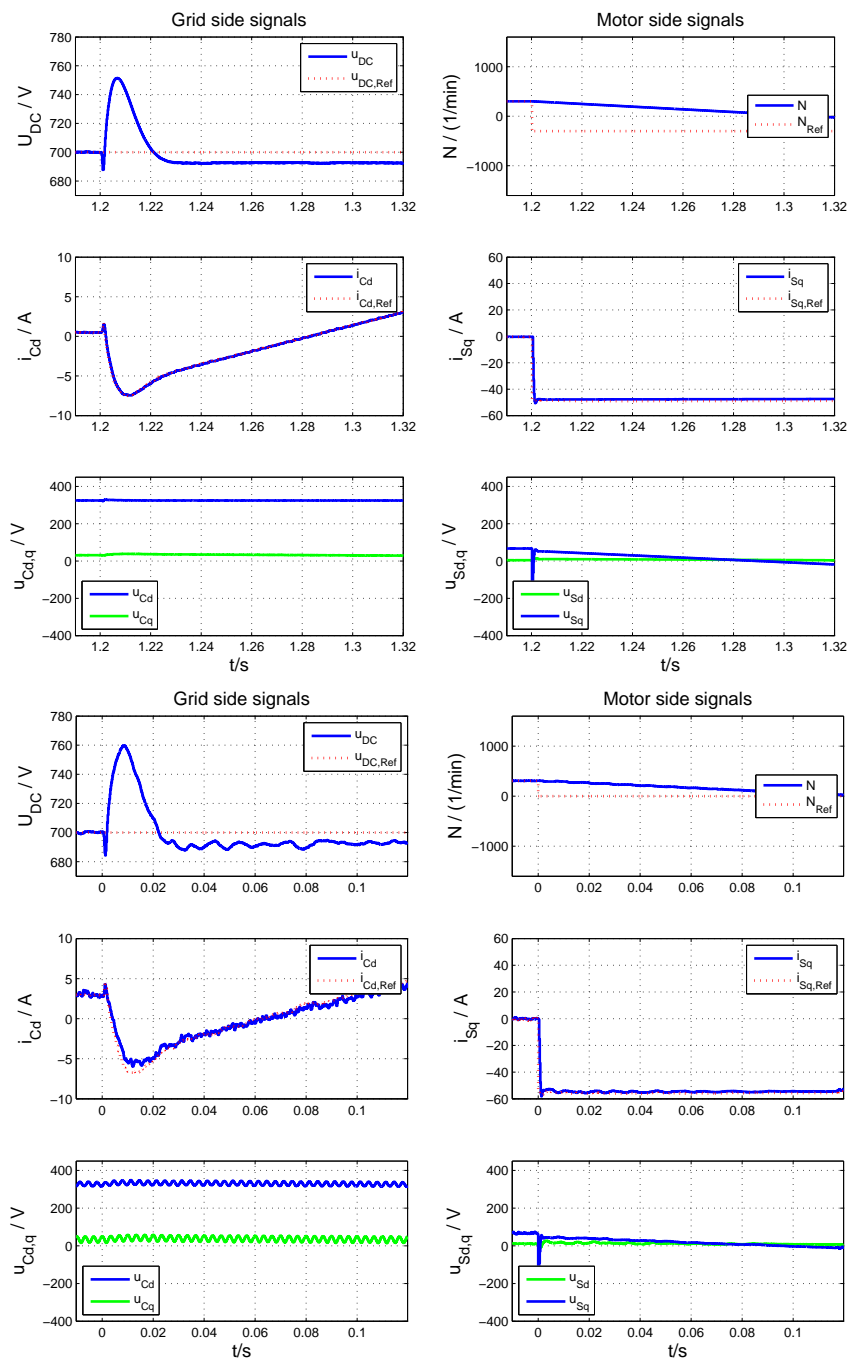


Abb. 9.11: Vergleich von Messung (unten) und Simulation (oben): Antwort des Zwischenkreisspannungsregelkreises auf eine Drehzahländerung (300 1/min auf 0 1/min) ohne Lastmoment bei sehr kleiner Zwischenkreiskapazität ( $C_{DC} = 270 \mu F$ )

## 10 Liste der eigenen Veröffentlichungen

- [Z1] DANNEHL, J., C. WESSELS und F.W. FUCHS: *Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(2):380–388, Feb. 2009.
- [Z2] DANNEHL, J, F.W. FUCHS, S. HANSEN und P.B. THØGERSEN: *Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 46(4):1509 –1517, Juli-Aug. 2010.
- [Z3] DANNEHL, J., F.W. FUCHS und P. B. THØGERSEN: *PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(9):2320 –2330, Sept. 2010.
- [Z4] DANNEHL, J., M. LISERRE und F.W. FUCHS: *Filter-based Active Damping of Voltage Source Converters with LCL-filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(8):3623 – 3633, Aug. 2011.
- [K1] DANNEHL, J. und FUCHS, F.W.: *Flatness-Based Control of an Induction Machine Fed via Voltage Source Inverter - Concept, Control Design and Performance Analysis*. In: *IEEE Industrial Electronics, IEEE Industrial Electronics Conference 2006 - 32nd Annual Conference on*, Seiten 5125–5130, 2006.
- [K2] DANNEHL, J., F.W. FUCHS und S. HANSEN: *PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures*. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, Seiten 1–10, 2007.
- [K3] DANNEHL, J. und F.W. FUCHS: *Flatness-Based Voltage-Oriented Control of Three-Phase PWM Rectifiers*. In: *13th International Power Electronics and Motion Control Conference 2008*, 2008.
- [K4] DANNEHL, J. und F.W. FUCHS: *Discrete sliding mode current control of three-phase grid-connected PWM converters*. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Seiten 1 –10, 2009.

- [K5] DANNEHL, J., F.W. FUCHS und P.B. THØGERSEN: *PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters with LCL Filters*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009.
- [K6] DANNEHL, J., F.W. FUCHS, S. HANSEN und P.B. THØGERSEN: *Investigation of Active Damping Approaches for PI-based Current Control of Grid-Connected PWM Converters with LCL Filters*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009.
- [K7] WESSELS, C., J. DANNEHL und F.W. FUCHS: *Active damping of LCL-filter resonance based on virtual resistor for PWM rectifiers - stability analysis with different filter parameters*. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 3532 –3538, 2008.
- [K8] FRANKE, W.-T., J. DANNEHL, F.W. FUCHS und M. LISERRE: *Characterization of Differential-Mode Filter for Grid-Side Converters*. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON 2009. 35th Annual Conference of IEEE*, 2009.
- [K9] FUCHS, F.W., J. DANNEHL, R. LOHDE, V. DINKHAUSER, S. JENSEN, A. KNOP, K. ROTHENHAGEN, S. THOMSEN und C. WESSELS: *Research laboratory for power Electronic generator systems in wind turbines comprising converters, generators, interaction and grid interaction*. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Seiten 1 –15, 2009.
- [K10] FUCHS, F.S., J. DANNEHL und F.W. FUCHS: *Discrete Sliding Mode Current Control of Grid-Connected Three-Phase PWM Converters with LCL Filter*. In: *Industrial Electronics, 2010. ISIE 2010. IEEE International Symposium on*, 2010.
- [K11] BÖTTCHER, M., J. DANNEHL und F.W. FUCHS: *Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Current Control of Grid-Connected PWM Converter with LCL-Filter*. In: *14th International Power Electronics and Motion Control Conference 2010*, 2010.
- [K12] HOFFMANN, N., J. DANNEHL und F.W. FUCHS: *Modeling and Design Considerations of PI-based Current-Control for Grid-Connected Regular-Sampled PWM-Converters Using Discrete Time-Domain Analysis*. In: *Power Electronics and Applications, 2011. EPE '11. 14th European Conference on*, 2011.

(Z: Zeitschriftenveröffentlichung; K: Konferenzbeitrag)

# Lebenslauf

Name: Jörg Dannehl

Geburtsdatum: 14.05.1980

Geburtsort: Flensburg

Familie: Verheiratet mit Elisabeth, 2 Kinder (Emma und Mads)

Schulausbildung: Abitur, Bernstorff Gymnasium, Satrup, 2000

Studium: 10/2000 – 10/2005: Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Berufstätigkeit: 11/2005 – 07/2010:  
Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

seit 08/2010:  
Entwicklungingenieur bei Danfoss Solar Inverters A/S in Sønderborg, Dänemark, Abteilung Control Engineering