

Dimensionierung und Betrieb des Quasi-Z-Source-Umrichters als Antriebsstromrichter für permanentmagneterregte Synchronmaschinen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

an der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Thomas Lannert
geb. in: Ludwigshafen am Rhein

Tag der mündlichen Prüfung: 10.11.2015
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Michael Braun
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas
(Universität Siegen)



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung – Weitergabe unter gleichen Bedingungen 3.0 Deutschland Lizenz (CC BY-SA 3.0 DE): <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/>

Vorwort

Die vorliegende Dissertation ist während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) entstanden.

Seit Beginn der Arbeit erlangte die damals noch relativ neue Schaltung des Z-Source-Umrichters immer mehr Popularität in wissenschaftlichen Veröffentlichungen. Die meist positive Darstellung der Schaltungstopologie sowie viele ungeklärte Fragestellungen waren Anlass, den vom Z-Source-Umrichter abgeleiteten Quasi-Z-Source-Umrichter im Rahmen dieser Forschungsarbeit umfassend zu untersuchen und zu charakterisieren. Die Dissertation zielt auf den Betrieb im Elektrofahrzeug ab, jedoch können die gewonnenen Erkenntnisse auch auf andere Anwendungen übertragen werden.

Eine Vielzahl von Personen haben zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen, denen ich zunächst herzlichst danken möchte.

Großer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Braun für das entgegengebrachte Vertrauen und die Freiheit während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am ETI. Seine fortwährende fachliche und persönliche Unterstützung haben mich stets motiviert und das Gelingen der Arbeit maßgeblich beeinflusst.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas danke ich herzlichst für das Interesse an der Dissertation und die Übernahme des Korreferats.

An dieser Stelle möchte ich an Herrn Prof. Dr.-Ing. Helmut Späth gedenken, der mich stets fachlich und persönlich unterstützt hat und das Institutsleben am ETI noch lange Zeit entscheidend geprägt hat.

Die Basis für die vorliegende Forschungsarbeit wurde im Kooperationsprojekt Projektthaus e-drive mit der Daimler AG gelegt, für deren Unterstützung ich

mich bedanke möchte. Insbesondere danke ich meinen Projektansprechpartnern Herr Dr.-Ing. Jörg Weigold und Herr Dr. Wolfgang Wondrak für die sehr gute Zusammenarbeit. Herrn Dr.-Ing. Bernhard Breunig danke ich außerdem für das kompetente und engagierte Projekthaus-Management.

Meinen Kollegen am ETI möchte ich vielen Dank für die gemeinsam erlebte Zeit aussprechen. Neben den fachlichen Diskussionen denke ich mit viel Freude an die zahlreichen gemeinsamen Feiern und Konferenzaufenthalte zurück. Es freut mich besonders, dass viele freundschaftliche Verhältnisse aus meiner Zeit am ETI hervorgegangen sind.

Ohne die Werkstatt des ETI wäre die technische Realisierung des Prototypen des Quasi-Z-Source-Umrichters nicht denkbar gewesen. Ich danke deswegen allen Mitarbeitern für die stets hervorragende Arbeit, die Flexibilität, die unkomplizierte Abwicklung der Aufträge und das sehr gute persönliche Verhältnis zueinander.

Die Vielzahl, der im Rahmen der Dissertation betreuten studentischen Arbeiten haben auch maßgeblich zum Gelingen beigetragen. Für den unermüdlichen Einsatz der Studenten beim Programmieren, Routen und Inbetriebnehmen sowie beim Einbringen von eigenen Ideen danke ich Vielmals.

Meinen langjährigen Freunden und ehemaligen Kommilitonen Markus Langer, Marius Eckert und Jörg Illig danke ich für die gemeinsam erlebte Zeit und den immer noch bestehenden Kontakt. Nicht zu vergessen ist die Schwimm-Hochschulgruppe des KIT, die mir die notwendige sportliche und persönliche Ablenkung geboten hat.

Ein großes Dankeschön gilt meinen Eltern, meiner Familie für die fortwährende Unterstützung in allen Lebenslagen.

Zuletzt möchte ich meiner Partnerin Beatrix danke sagen, für die Jahre der Geduld und die uneingeschränkte Unterstützung in dieser Zeit. Es ist geschafft!

Thomas Lannert, Böblingen

Abstract

Since the emergence of the Z-Source-Inverter in the year 2002, a new class of impedance source based inverters has gained great popularity in scientific publications to the present day.

This innovative power electronic class features a LC-network, which enables buck-boost operation by insertion of intended inverter arm short-circuits in the common modulation scheme of the inverter. A mostly positive description in literature and many unclarified issues establish the basis for this thesis, dealing with the advantageous Quasi-Z-Source-Inverter variant.

The objective is to provide a comprehensive analysis of the Quasi-Z-Source-Inverter (QZSI) and to develop methods, which facilitate an optimum design of the QZSI as well as an efficient and dynamic operation. An electric vehicle application with a DC voltage source and an anisotropic permanent magnet synchronous machine (IPMSM) as load is in focus. However, the insights can also be transferred to a wide range of applications which utilize three-phase Z-Source-Inverters. The thesis delivers a guidance for dimensioning and controlling Z-Source-Inverter systems.

A major issue of the Quasi-Z-Source-Inverter concerns the modulation method, which crucially determines the size of the capacitors and the inductors in the impedance network as well as the system losses. In order to minimize the size of the passive components and the losses, well known modulation methods are investigated in detail and improved variants are developed. Detailed analytical equations are provided for the calculation of the inductance- and capacitance values and the semiconductor losses. It is shown that a high number of shoot-through states neither minimizes the size of the passive components nor the losses necessarily. Taking into account the optimum dimensioning of the passive components, a minimum system loss strategy is developed.

Another major aspect of this thesis concerns the modeling and control of the inductor currents and the pulsating DC-link voltage in the Z-network. Time continuous state space averaging yields the basis for the small signal model of the QZSI. Furthermore, the derived model is compared to a time discrete state space model, including system delay times. In this way the continuous approach is justified.

Due to the high load dynamics of the IPMSM, a quasi-continuous dual loop control strategy with an inner inductor current controller and a cascaded voltage controller is presented. It is underlined that input voltage disturbances trigger unwanted oscillations in the asymmetrically arranged impedance network. This effect can cause severe instability in the DC-link voltage. Therefore, a suitable control strategy is described to generate a stable DC-link voltage.

Comprehensive analytical equations are established for the calculation of the control parameters, considering the typical right half plane zero. The method is applicable to other boost converter topologies with a right half plane zero. This provides an effective parameterization method for the voltage controller.

For the control of the IPMSM, time discrete state-of-the-art state controllers are implemented in a rotor oriented reference frame. Assisted by the use of according lookup tables for the d- and q current set points, the reluctance torque of the IPMSM is exploited. This strategy ensures a minimum loss operation of the machine.

With regard to the control of the IPMSM, the maximum available phase voltage is investigated and an according implementation is suggested for the combined control of the DC and AC system. For each modulation method, a reduced value for the maximum modulation depth occurs in dependence on the switching times of the semiconductors.

For parts of the considered topics, the QZSI is compared to a common boost converter, which is coupled to a three-phase inverter. This investigation reveals high losses for the QZSI compared to the boost converter system and a relatively high effort for the passive components. The complex design of Z-network results in a high leakage inductance for the DC-link. This in turn leads to increased switching losses.

All described methods and algorithms are validated by Matlab/Plecs simulations and measurements. The measurements are carried out on a high-performance test bench with a corresponding 50 kW high performance prototype of the QZSI and an automotive IPMSM.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Zielsetzung der Arbeit	2
1.2	Stand der Technik	4
1.3	Gliederung und Vorgehensweise	9
2	Schaltungsanalyse des Quasi-Z-Source-Umrichters	11
2.1	Schaltungskonzept	11
2.2	Schaltungszustände	12
2.2.1	Boostzustand	15
2.2.2	Aktiver Zustand	19
2.2.3	Freilaufzustand - Mode 3	21
2.2.4	Zeitlicher Verlauf des Kondensator-, Eingangsdioden- und Zwischenkreisstroms	23
2.3	Übertragungsverhalten des QZSI im quasi-stationären Zustand	23
2.3.1	Spannungen	23
2.3.2	Ströme	27
2.3.3	Tabellarische Übersicht der stationären Übertragungsfunktionen	28
2.4	Ungewollte Schaltungszustände	28
2.4.1	Vermeidung ungewollter Zustände	30
2.5	QZSI mit dreiphasiger Last	30
2.5.1	Symmetrisches dreiphasiges Drehstrom- und Drehspannungssystem	31
2.5.2	Modulationsgrad und maximale Strangspannung	31
3	Versuchsstand	33
3.1	Leistungselektronische Komponenten und Motoren	33

3.2	Signalverarbeitende Komponenten	38
4	Modulationsverfahren für eine dreiphasige Drehstromlast	41
4.1	Schaltzustände der Drehstrombrückenschaltung	41
4.2	Modulation der Drehstrombrückenschaltung im Tiefsetzstellerbetrieb	45
4.2.1	Kontinuierliche Modulation	46
4.2.2	Diskontinuierliche Modulation	46
4.3	Relative Schaltzustandsdauern	48
4.4	Raumzeigerdarstellung im Hochsetzstellerbetrieb	48
4.5	Pulsmuster des QZSI	50
4.5.1	Implementierte Pulsmuster bei kontinuierlicher Modulation	51
4.5.2	Implementierte Pulsmuster bei diskontinuierlicher Modulation	53
4.5.3	Weitere Modulationsverfahren	54
4.6	Schwellen- und Schaltsignale für den Hochsetzstellerbetrieb	54
4.6.1	Modulationsfunktionen	55
4.6.2	Schaltsignale	58
4.6.3	Berücksichtigung von Schaltverzögerungszeiten	63
4.6.4	Aussteuergrenzen	65
5	Schaltungsdimensionierung - Drosseln	71
5.1	Spannungsbereich	71
5.1.1	Normierter Spannungsbereich	72
5.1.2	Spannungsbereich mit Zahlenwerten	73
5.2	Drosselinduktivität bei konstanter Boost-Verteilung	75
5.2.1	Lastgrenzstrom	76
5.2.2	Bestimmung der Drosselinduktivität anhand des Lastgrenzstroms	77
5.2.3	Bestimmung der Induktivität anhand des Stromripples	79
5.2.4	Vergleich der Stromripple beim QZSI und Hochsetzsteller	81
5.3	Drosselinduktivität beim Verfahren KM4	83
5.3.1	Optimaler Stromripple	87
5.3.2	Verlauf der maximalen Stromripple	88
5.3.3	Bestimmung der Induktivität anhand des Stromripples	89
5.4	Drosselinduktivität beim Verfahren KM6	90
5.4.1	Verlauf der maximalen Stromripple	93
5.4.2	Weitere auf Methode KM6 basierte Modulationsverfahren	94

5.4.3	Optimaler Stromripple	94
5.4.4	Bestimmung der Induktivität anhand des Stromripples	95
5.5	Drosselinduktivität beim Verfahren KM2 _b	95
5.6	Drosselinduktivität beim Verfahren DM2	96
5.7	Drosselinduktivität beim Verfahren DM4	97
5.8	Drosselinduktivität beim Verfahren DM2 _b	98
5.9	Gegenüberstellung der Stromripple	98
5.10	Berechnung der Drosselinduktivitäten	101
5.11	Messergebnisse	103
6	Schaltungsdimensionierung - Kondensatoren	107
6.1	Kondensatorströme bei dreiphasiger, symmetrischer Drehstromlast	109
6.2	Betriebsbereiche	110
6.3	Spannungsverläufe- und Ripple beim Verfahren KM2	111
6.3.1	Betriebsfall 1	112
6.3.2	Betriebsfall 2	116
6.4	Spannungsverläufe- und Ripple beim Verfahren KM4	117
6.5	Spannungsverläufe- und Ripple beim Verfahren KM6	118
6.6	Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren KM2 _b	121
6.7	Spannungsverläufe und Ripple beim Verfahren KM2 _u	121
6.8	Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM1	124
6.9	Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM2	124
6.10	Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM4	127
6.11	Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM2 _b	127
6.12	Gegenüberstellung der Spannungsripple im kompletten Betriebsbereich	130
6.12.1	Betriebsfall 1	130
6.12.2	Betriebsfall 2	131
6.12.3	Spannungsripple unter Variation der Eingangsspannung	135
6.12.4	Berechnung der Kapazitäten in den beiden Betriebsfällen	137
6.12.5	Resonanzverhalten des Zwischenkreises	139
6.13	Effektivwert des Kondensatorstroms	142
7	Schaltungsdimensionierung - Halbleiterverluste	145
7.1	Schaltströme in der Drehstrombrücke	146
7.1.1	Überlappverfahren	147
7.1.2	Mittiger Boost mit drei eingeschalteten Brückenzeigen	149
7.2	Schaltströme in der Eingangsdiode	151

7.3	Durchlassverluste in der Drehstrombrücke	151
7.3.1	Strommittel- und Effektivwerte beim Verfahren KM6 . . .	152
7.3.2	Strommittel- und Effektivwerte beim Verfahren KM2 . . .	156
7.3.3	Bestimmungsgleichungen für die Mittel- und Effektivwerte des Stromes bei den restlichen Modulationsverfahren	158
7.4	Durchlassverluste der Eingangsdiode	158
7.5	Schaltverluste in der Drehstrombrücke und der Eingangsdiode .	159
7.5.1	Mittlere Schaltströme beim Verfahren KM6	160
7.5.2	Mittlere Schaltströme beim Verfahren KM2	161
7.5.3	Bestimmungsgleichungen für die mittleren Schaltströme der restlichen Modulationsverfahren	162
7.6	Gesamtverluste der Halbleiter	162
7.7	Simulationsergebnisse und analytische Ergebnisse	162
7.7.1	Verluste in Abhängigkeit der Drehzahl	163
7.7.2	Verluste in Abhängigkeit von der Eingangsspannung . . .	165
7.7.3	Gegenüberstellung der Halbleiterverluste zwischen QZSI und Hochsetzsteller	166
7.8	Messergebnisse	169
7.8.1	Wirkungsgradkennfelder	170
7.8.2	Verluste in Abhängigkeit von der Eingangsleistung . . .	173
7.8.3	Verluste des QZSI und der PMSM für höhere mittlere Zwischenkreisspannungen	177
8	Modellierung und Regelung des Quasi-Z-Source-Umrichters . . .	181
8.1	Modellierung des Z-Netzwerks	184
8.1.1	Allgemeine Gleichungen des State Space Averagings . . .	184
8.1.2	Kleinsignalmodell des QZSI mit vier Energiespeichern .	186
8.1.3	Diskussion des Kleinsignalmodells mit vier Energiespeichern	187
8.1.4	Kleinsignalmodell des QZSI mit reduzierter Ordnung . .	190
8.2	Regelung der Zwischenkreisspannung	195
8.2.1	Stromregelkreis	197
8.2.2	Spannungsregelkreis	199
8.2.3	Bodediagramme des Spannungsregelkreises und Modellvergleich	210
8.3	Modellierung und Regelung der permanenterregten Synchronmaschine	213
8.3.1	Modellbildung	213

8.3.2	Betriebsbereiche und Sollwertgenerierung	215
8.3.3	Stromzustandsregler	218
8.4	Regelungsstruktur des Gesamtsystems	219
8.5	Simulationsergebnisse und Messungen	221
8.5.1	Kleinsignal Führungsgrößenverhalten	221
8.5.2	Kleinsignal-Änderung der Eingangsspannung	226
8.5.3	Großsignal-Laststromänderungen und Vergleich der Bestimmungsmethoden für die Zwischenkreisspannung	228
9	Betriebsstrategie	235
9.1	Umschaltung der Modulationsverfahren anhand des Drosselstromripples	236
10	Zusammenfassung	239
A	Anhang	245
A.1	Spannungsripple der restlichen Verfahren	246
A.2	Herleitung der Strommittel- und Effektivwerte zur Berechnung der Durchlassverluste	254
A.2.1	Modulationsverfahren KM4	254
A.2.2	Vergleich der Durchlassverluste zwischen Verfahren KM4 und KM6	255
A.3	Herleitung der Strommittelwerte zur Berechnung der Schaltverluste	256
A.3.1	Modulationsverfahren KM4	256
A.3.2	Modulationsverfahren KM2 _b	257
A.3.3	Modulationsverfahren KM2 _u	258
A.3.4	Modulationsverfahren DM1	259
A.3.5	Modulationsverfahren DM2	260
A.3.6	Modulationsverfahren DM4	261
A.3.7	Modulationsverfahren DM2 _b	262
A.4	Halbleiterparameter für die analytische Berechnung der Halbleiterverluste	263
A.5	Halbleiterverluste des Hochsetzstellers und der Drehstrombrücke	264
A.6	Kennfelder der gemessenen Wirkungsgrade des Gesamtsystems	265
A.7	Herleitung des zeitdiskreten Streckenmodells des QZSI	267
A.8	Herleitung für den Spannungsregler	269
A.8.1	Approximierte Übertragungsfunktion der Spannungsregelstrecke mit Totzeit	269

- A.8.2 Approximierte Übertragungsfunktionen der
Spannungsregelstrecke ohne Totzeit 270
- A.9 Reglerparameter des Stromzustandsreglers der PMSM 272
- B Abbildungs- und Tabellenverzeichnis 273**
 - B.1 Abbildungsverzeichnis 273
 - B.2 Tabellenverzeichnis 281
- C Literaturverzeichnis 283**
 - C.1 Quellen mit eigenen Beiträgen 283
 - C.2 Betreute studentische Arbeiten im Rahmen der Dissertation . . . 284
 - C.3 Datenblätter und Applikationshinweise 285
 - C.4 Fremdliteratur 286

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AC	Wechselgröße
AFE	Active Front End
DBS	Drehstrombrückenschaltung
DC	Gleichgröße
DM	Diskontinuierliche Modulation
DSP	Digitaler Signalprozessor
ESR	Equivalent Series Resistance
FPGA	Field Programmable Gate Array
HSS	Hochsetzsteller
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
KM	Kontinuierliche Modulation
MCBC	Maximum Constant Boost Control
NLH	Nullstelle linke Halbebene
NRH	Nullstelle rechte Halbebene
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulse Width Modulation
QZSI	Quasi-Z-Source-Umrichter
RSS	Rückspeiseschalter
SBC	Simple Boost Control
ZSI	Z-Source-Umrichter

Formelzeichen

$\cos(\varphi)$	Leistungsfaktor
ΔI_L	Drosselstromripple

$\Delta I_{S,x}$	Ripple der Strangströme, $x = \text{Phase U, V, W}$
Δu_B^*	Bezogene Schwellenverschiebung des Boostzustands
$\Delta u_{VR,E,\text{ein}}^*, \Delta u_{VR,E,\text{aus}}^*$	Bezogene Schwellenverschiebung der Verriegelungszeit des RSS
$\Delta u_{xl,VR}^*, \Delta u_{xh,VR}^*$	Bezogene Schwellenverschiebung der Verriegelungszeit des unteren und oberen IGBTs eines Brückenzeiges
$\Delta U_{C,ZK}$	Spannungsripple des gesamten Zwischenkreiskondensators
ΔU_C	Kondensatorspannungsripple
η	Wirkungsgrad
γ	Elektrischer Winkel
\hat{u}_{ZK}	Spitzen-Zwischenkreisspannung
ω	Elektrische Kreisfrequenz
ω_1	Eigenkreisfrequenz
ω_2	Eigenkreisfrequenz
ω_e	Eigenkreisfrequenz
Ψ_d	Längskomponente der Flussverkettung der PMSM
Ψ_q	Querkomponente der Flussverkettung der PMSM
τ_L	Drosselzeitkonstante
\underline{U}	Spannungsraumzeiger
\underline{U}_{S0}	Spannungsraumzeiger der Nullpunktspannungen
φ	Phasenwinkel
$\underline{\mathbf{A}}$	Dynamikmatrix
$\underline{\mathbf{b}}$	Eingangsgrößenvektor des Mittelwertmodells
$\underline{\mathbf{E}}$	Störgrößenmatrix
$\underline{\mathbf{u}}$	Eingangs- oder Störgrößenvektor
$\underline{\mathbf{x}}$	Zustandsgrößenvektor
ξ	Dämpfung
a_{A1}, a_{A2}	Relative Dauer der beiden aktiven Zustände
a_A	Relative Gesamtdauer der aktiven Zustände
a_{F1}, a_{F2}	Relative Dauer der beiden Freilaufzustände
a_F	Relative Gesamtdauer der Freilaufzustände
$A_{M,\text{korr}}$	Modifizierter Modulationsgrad
A_M	Modulationsgrad
C, C_1, C_2	Kondensatorkapazität
D	Relative Dauer des Boostzustands
D_A	Relative Dauer des aktiven Zustands bei einphasiger Ersatzlast
D_{bo}	Hochsetz-Verhältnis

D_E	Eingangsdiode
D_F	Relative Dauer des Freilaufzustands bei einphasiger Ersatzlast
D_{korr}	Aussteuerkorrekturterm
d_{vw}	Vorsteuerterm des Stromreglers
f	Elektrische Frequenz
$f_{R,QZSI}$	Resonanzfrequenz
G	Übertragungsfunktion im Frequenzbereich
$G''_{u,G}$	Vereinfachte Übertragungsfunktion des geschlossenen Spannungsregelkreises
$G''_{u,\text{mod},G}$	Vereinfachte, modifizierte Übertragungsfunktion des geschlossenen Spannungsregelkreises
$G''_{u,\text{mod},O}$	Vereinfachte, modifizierte Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises mit Regler
$G''_{u,\text{mod}}$	Vereinfachte, modifizierte Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises
$G'_{u,\text{mod}}$	Vereinfachte, modifizierte Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises
$G_{i,G}$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises
$G_{i,O}$	Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises mit Regler
G_i	Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises
G_{PI}	Übertragungsfunktion eines PI-Regler
G_{PT2}	Übertragungsfunktion eines PT2-Gliedes
G_{Tot}	Übertragungsfunktion mit Totzeit
$G_{u,G}(s)$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Spannungsregelkreises
G_u	Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises
i	Strom
i_C	Kondensatorstrom
i_{DE}	Strom der Eingangsdiode
i_d	Längskomponente des Stromes der PMSM
$i_{L12,\text{vw}}$	Vorsteuerterm des Spannungsreglers
i_{L12}	Summe beider Drosselströme
$I_{\text{Last},g}$	Lastgrenzstrom
i_{Last}	Laststrom bei einphasiger Ersatzlast
i_L	Drosselstrom

i_q	Querkomponente des Stromes der PMSM
i_{S1h}	Schalterstrom des oberen IGBTs im ersten Brückenweig
i_x	Strangströme, $x = \text{Phase U, V, W}$
$i_{ZK,A,r}, i_{ZK,A,t}$	Zwischenkreisströme in zwei benachbarten aktiven Zuständen
i_{ZK}	Zwischenkreisstrom
$k_{C,ZK}$	Ripplefaktor der Kapazität des Zwischenkreiskondensators
k_L	Ripplefaktor der Drosselinduktivität
$K_{P,i}$	Proportionalverstärkung des Stromreglers
$K_{P,u}$	Proportionalverstärkung des Spannungsregler
K_u	Streckenparameter des Spannungsregelkreises
L, L_1, L_2	Drosselinduktivität
L_d	Sekanteninduktivität der PMSM in Längsrichtung
L_g	Grenzinduktivität der beiden Drosseln
L_q	Sekanteninduktivität der PMSM in Querrichtung
$L_{ss,ges}$	Gesamtinduktivität der PMSM
M	Drehmoment
n_{mech}	Mechanische Drehzahl
p	Polpaarzahl
p_E	Eingangsleistung
p_f	Momentane Durchlassverluste eines Halbleiters
p_{Last}	Ausgangsleistung
p_{sw}	Momentane Schaltverluste eines Halbleiters
p_S	Leistung der dreiphasigen Last
P_v	Mittlere Gesamtverluste eines Halbleiters
$P_{v,ges}^{QZSI}$	Gesamtverluste des QZSI
$P_{v,ges}^{HL}$	Mittlere Gesamtverluste aller Halbleiter
R_C	Kondensatorwiderstand
r_f	Differentieller Widerstand eines Halbleiters
R_L	Drosselwiderstand
R_s	Statorwiderstand
s	Parameter der Laplace-Transformation
S_{1h}, S_{2h}, S_{3h}	Obere IGBTs der DBS
S_{1l}, S_{2l}, S_{3l}	Untere IGBTs der DBS
S_E	Rückspeiseschalter
T_A	Dauer des aktiven Zustands
$T_{d,ein,E}, T_{d,aus,E}$	Einschalt-/Ausschaltverzögerungszeit des RSS
$T_{d,ein,sl}, T_{d,aus,sl}$	Signallaufzeit vom FPGA zum Gatetreiber

$T_{d, \text{ein}}, T_{d, \text{aus}}$	Einschalt-/Ausschaltverzögerungszeit der DBS IGBTs
T_F	Gesamtdauer des Freiläufzustands
T_{HSS}	Effektive Taktzeit in den passiven Bauteilen beim Hochsetzsteller
t_k	Abstastzeitpunkt
$T_{N, i}$	Nachstellzeit des Stromreglers
$T_{N, u}$	Nachstellzeit des Spannungsreglers
T_{NRH}	Zeitkonstante der NRH des Spannungsregelkreises
T_{ns}	Dauer des Non-Boostzustands
T_p	Periodendauer der Schalt- und Regelperiode
T_{QZSI}	Effektive Taktzeit in den passiven Bauteilen beim QZSI
T_s	Dauer des Boostzustands
T_{Tot}	Totzeit
T_u	Streckenparameter des Spannungsregelkreises
$T_{VR, E, \text{ein}}, T_{VR, E, \text{aus}}$	Verriegelungszeiten des RSS
T_{VR}	Verriegelungszeit eines Brückenweiges
u	Spannung
u_C	Kondensatorspannung
u_{DE}	Spannung der Eingangsdiode
u_d	Längskomponente der Spannung der PMSM
$U_{E, g}$	Kleinst mögliche Eingangsspannung
u_E	Eingangsspannung
U_{f0}	Schwellenspannung eines Halbleiters
u_f	Durchlassspannung eines Halbleiters
u_L	Drosselspannung
u_q	Querkomponente der Spannung der PMSM
u_x	Strangspannungen, $x = \text{Phase U, V, W}$
$u_{ZK, m}$	Mittelwert der Zwischenkreisspannung
u_{ZK}	Zwischenkreisspannung
u_{N0}^*	Sollwert der dreiphasigen Gleichtaktkomponente
u_{x0}^*	Sollwerte der dreiphasigen Nullpunktspannungen, $x = \text{Phase U, V, W}$
u_x^*	Sollwerte der dreiphasigen Strangspannungen, $x = \text{Phase U, V, W}$
z	Parameter der Z-Transformation

Hinweise zur Nomenklatur

Kleinbuchstaben bezeichnen zeitveränderliche Werte. Mittel- und Effektivwerte werden mit Großbuchstaben gekennzeichnet. Zusätzlich gibt es beim Effektivwert den tiefgestellten Index „eff“.

Weiterhin deutet ein Hochstrich an, dass die Größe normiert wird. Für bezogene Größen gibt es auch ein hochgestelltes Rautezeichen.

Bei der Behandlung der regelungstechnischen Modellbildung werden mit einem Hochstrich oder einem doppelten Hochstrich Modifikationen in den entsprechenden Übertragungsfunktionen angedeutet. Das „~“-Zeichen steht für eine Kleinsignalgröße.

Die Indizes „max“ und „min“ bezeichnen die entsprechenden Maximal- und Minimalwerte.

Durch hochgestellte Indizes mit „TR“, „DB“ und „DE“ wird zwischen IGBTs und Dioden in der Drehstrombrücke sowie der Eingangsdiode unterschieden. Falls der Phasenwinkel „ φ “ im hochgestellten Index erscheint, wird der entsprechende Winkelbereich markiert.

Mit den Indizes „s“ und „ns“ sind der Boost- und Non-Boostzustand gekennzeichnet. Sollwerte können anhand eines hochgestellten „*“ erkannt werden.

1

Einleitung

Die Einführung von schnell schaltenden Transistoren in den späten 1980er Jahren eröffnete neue Möglichkeiten in der technischen Realisierung leistungselektronischer Systeme. Unzählige Topologien selbstgeführter Stromrichter dienen seitdem der Wandlung von elektrischer Energie in industriellen Anwendungen bis hin zu Consumer-Produkten. Der Leistungsbereich variiert im Bereich einiger Watt bis zu mehreren hundert Megawatt.

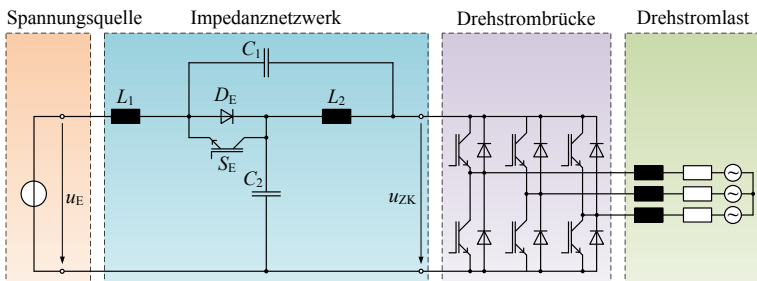


Abbildung 1.1: Rückspeisefähiger Quasi-Z-Source-Umrichter mit Drehstromlast

Angeregt durch den Wunsch der Automobilindustrie, neue Schaltungen für das Elektrofahrzeug zu finden, die gegenüber bestehenden Schaltungskonzepten in der Effizienz verbessert sind sowie ein verringertes Gewicht und Volumen aufweisen, ist der *Quasi-Z-Source-Umrichter* Forschungsgegenstand der vorliegenden Dissertation. Nach der englischen Bezeichnung *Quasi-Z-Source-Inverter* wird die Abkürzung QZSI gewählt.

Die Schaltung des QZSI zeigt Abb. 1.1. Das Einsatzgebiet umfasst leistungselektronische Systeme, in denen eine Gleichspannungsquelle mit veränderlicher Spannung eine Drehstromlast speist. Mit Hilfe des aus zwei Kondensatoren und zwei Drosseln gebildeten Impedanznetzwerks kann eine gegenüber der Eingangsspannung größere oder gleich große Zwischenkreisspannung erzeugt werden. Die Zwischenkreisspannung wird dann mit einer Drehstrombrückenschaltung wechselgerichtet.

1.1 Zielsetzung der Arbeit

Das Ziel dieser Forschungsarbeit besteht in der ganzheitlichen Untersuchung des Quasi-Z-Source-Umrichters und der Erarbeitung von Methoden, mit denen eine optimale Dimensionierung sowie ein effizienter und dynamischer Betrieb des QZSI ermöglicht wird. Als Last kommt eine anisotrope, permanentmagnet-erregte Synchronmaschine (PMSM) zum Einsatz, deren Betriebseigenschaften bei der Systembetrachtung berücksichtigt werden.

Die Erkenntnisse und Verfahren dieser Arbeit sollen universell auf jede beliebige Topologie mit Impedanznetzwerk, einer Drehstrombrücke als Stellglied und einer dreiphasigen Last übertragbar sein. Es soll geklärt werden, inwieweit die in der Literatur propagierten Vorteile der Schaltung zutreffen.

Die experimentelle Validierung der erarbeiteten Methoden soll an einem prototypischen Versuchsaufbau erfolgen.

Bei der Dimensionierung des QZSI haben die mit der Drehstrombrücke assoziierten Modulationsverfahren eine zentrale Bedeutung. Diese bestimmen die Verluste der Schaltung und beeinflussen die Größe der Kondensatoren und Drosseln des Impedanznetzwerks. Um die Verluste des QZSI zu verkleinern und die passiven Bauteile in der Größe zu reduzieren, sollen aufbauend auf bekannten Modulationsverfahren weitere Varianten entwickelt werden. Durch die Herleitung von umfassenden analytischen Gleichungen für die Berechnung der Induktivitätswerte und Kapazitätswerte soll ein übersichtlicher Vergleich der Verfahren realisiert werden. Auf diese Weise können die besten Verfahren in die Dimensionierung und den Betrieb des QZSI einfließen.

Es soll außerdem der Einfluss der Aussteuerbegrenzung der Drehstrombrücke auf die Dimensionierung der passiven Bauteile in die Untersuchungen einbezogen werden.

Bezüglich der Dimensionierung des Gesamtsystems sollen weiterhin auch die Halbleiterverluste in analytischer Form dargestellt werden.

Unter Berücksichtigung der Dimensionierung der passiven Bauteile soll damit eine Betriebsstrategie mit möglichst geringen Verlusten abgeleitet werden. Die für die Auslegung des Systems zugrunde gelegte maximale Leistung von 50kW orientiert sich an der eingesetzten PMSM.

Ein weiterer zentraler Themenpunkt dieser Dissertation ist die Regelung der Drosselströme und Spannungen des Impedanznetzwerks. Aufgrund der hohen Lastdynamik der PMSM ist eine stabile und dynamische Regelungsstrategie auf Basis eines geeigneten Modellierungsansatzes herzuleiten. Bei der Modellierung und Regelung des QZSI sollen die Auswirkungen der asymmetrischen Konfiguration des Impedanznetzwerks geklärt werden. Für die Berechnung der Reglerparameter ist die Entwicklung von allgemeingültigen Berechnungsvorschriften gewünscht.

Es ist weiterhin zu untersuchen, welcher Ansatz zur Bestimmung der wirksamen Zwischenkreisspannung für die Regelung der Maschine am geeignetsten ist. Damit im Zusammenhang steht die Fragestellung, inwiefern die vom QZSI gelieferte Spannung die Aussteuerbegrenzung für die Regelung der PMSM beeinflusst.

Zur Steuerung des Drehmoments der anisotropen PMSM sollen bestehende Methoden zur rotororientierten Regelung der Statorströme angewendet werden. Angestrebt ist ein möglichst verlustoptimaler Betrieb mit guten regelungstechnischen Eigenschaften, unter Ausnutzung des Reluktanzmoments.

Für Teile der behandelten Themengebiete soll ein neutraler Vergleich mit einem an eine Drehstrombrücke gekoppelten Hochsetzsteller durchgeführt werden. Es soll hierbei geklärt werden, ob und unter welchen Bedingungen der Z-Source-Umrichter tatsächlich Vorteile gegenüber dem Hochsetzstellersystem bringt. In unterschiedlichen Literaturstellen sind diesbezüglich verschiedene Aussagen zu finden.

Der Nachweis der Tauglichkeit der Modulationsverfahren und der Reglerstrukturen sowie des gesamten Betriebsverhaltens erfolgt anhand von Simulationen und Messungen an einem prototypischen Aufbau. Messungen der Verluste sowie des dynamischen Verhaltens der Regelkreise sollen zur Charakterisierung des Betriebsverhaltens des Gesamtsystems beitragen.

1.2 Stand der Technik

In diesem Abschnitt wird eine grundlegende Beschreibung zum Stand der Technik dreiphasiger Z-Source-Umrichter erläutert. Eine detaillierte Auseinandersetzung mit den themenspezifischen Aspekten der Modulation, Dimensionierung und Regelung des QZSI erfolgt kapitelbegleitend.

Schaltungstopologien

Im Jahr 2002 stellte Prof. F. Z. Peng den *Z-Source-Inverter* (ZSI) vor [1] (s. Abb. 1.2). Auszeichnendes Merkmal ist das für die Hochsetzstellerfunktion benötigte Impedanznetzwerk, das aus zwei Drosseln L_1 , L_2 , zwei Kondensatoren C_1 , C_2 und der Eingangsdiode D_E besteht. Nachfolgend wird das Impedanznetzwerk als Z-Netzwerk bezeichnet. Gezielte Kurzschlüsse der Brückenweige ermöglichen es, die Zwischenkreisspannung u_{ZK} gegenüber der Eingangsspannung u_E zu erhöhen. Mit dieser Funktion kann die Schaltung die Strangspannung in Bezug zur Eingangsspannung hoch- oder tiefsetzen.

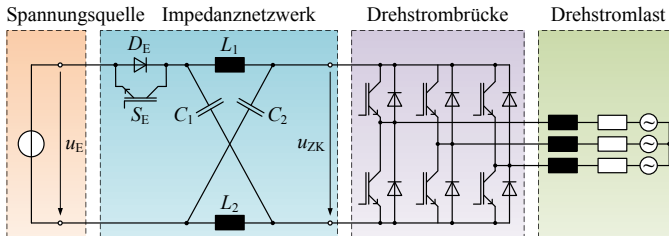


Abbildung 1.2: Rückspeisefähiger Z-Source-Umrichter mit Drehstromlast

Abbildung 1.2 zeigt die rückspeisefähige Schaltungsvariante, die um den IGBT S_E erweitert wurde. Eingangsseitig kann der QZSI durch jede beliebige Gleichspannungsquelle gespeist werden. Beispielhaft seien hierfür Batterien [2, 3], Brennstoffzellen [4–6] oder Solargeneratoren [7–10] genannt. Soll eine Wechselspannungsquelle angekoppelt werden, muss für eine Gleichrichtung der Spannung gesorgt werden [11, 12]. Bei Verwendung einer Brennstoffzelle oder eines Solargenerators muss ein unidirektionaler Energiefluss durch zusätzliche Beschaltung sichergestellt sein [11].

Am Ausgang der DBS können beliebig geartete Drehstromlasten, wie Drehstrommotoren [12–14, E1, E2] oder über Filter gekoppelte Drehstromnetze [15, 16], angeschlossen werden.

Funktional betrachtet ist der ZSI mit dem in Abb. 1.3 dargestellten, konventionellen Hochsetzsteller vergleichbar, der an eine Drehstrombrücke gekoppelt ist [2]. Beim Vergleich der Schaltungskonfigurationen fällt der einstufige Aufbau des QZSI auf, der quantitativ eine geringere Anzahl an Schaltelementen aufweist.

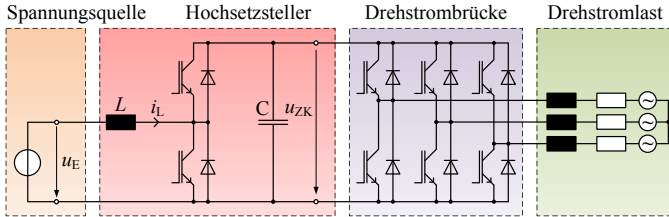


Abbildung 1.3: Bidirektionaler Hochsetzsteller mit Drehstromlast

Der spannungsgespeiste ZSI wurde ursprünglich für ein mit Brennstoffzellen betriebenes Elektrofahrzeug entwickelt und untersucht [5, 17–20]. Das Ziel war, die Leistungselektronik in der Effizienz zu steigern und das Gewicht sowie das Volumen gegenüber der konventionellen Schaltung des Hochsetzstellers zu minimieren. Propagierte Vorteile der Schaltung sind die Kurzschlussfestigkeit der Drehstrombrücke und der quantitativ verringerte Aufwand an Halbleiterbauelementen sowie geringe Verluste. Gemäß den Beschreibungen in [17, 19, 20] hat die Schaltung Vorteile gegenüber einer konventionellen Schaltung mit Hochsetzsteller.

Der ZSI ist aus der Idee heraus entstanden, die Eigenschaften eines Spannungswischenkreis-Umrichters mit denen eines Stromzwischenkreis-Umrichters zu kombinieren. Dementsprechend können Z-Source-Umrichter auch als stromgespeiste Schaltungen [21] realisiert werden.

Um die Spannungsbeanspruchung von einem der beiden Kondensatoren des Impedanznetzwerks gegenüber dem konventionellen ZSI zu reduzieren, wurde die Klasse der Quasi-Z-Source-Umrichter [21] mit asymmetrischem Impedanznetzwerk entwickelt. In der hier behandelten Variante nach Abb. 1.1 gibt es außerdem den Vorteil eines kontinuierlichen Eingangsstroms. Hinsichtlich der Steuerung, Regelung und Dimensionierung der Schaltung haben jedoch alle dreiphasigen Schaltungstopologien ähnliche Eigenschaften.

Zusammen mit dem ZSI haben die Quasi-Z-Source-Umrichter und die nachfolgend beispielhaft erläuterten Stromrichter mit Impedanzzwischenkreis eine eigene topologische Klasse etabliert. Die vielfältigen Topologien unterscheiden sich in der Art der Energiewandlung (DC/DC, DC/AC, AC/AC, AC/DC) und der Konfiguration des Z-Netzwerks [22]. Im Weiteren wird nur der hier behandelte Fall einer DC/AC-Wandlung mit dreiphasiger Last näher erörtert.

Zwecks einer Erhöhung des Hochsetzverhältnisses können die Drosseln des Z-Netzwerks durch eine Erweiterung mit zusätzlichen LC-Elementen ersetzt werden [23, 24]. Der Nachteil dieser Schaltungen ist der erhöhte Bauteilaufwand.

Für den gleichen Zweck sehen weitere Schaltungsvarianten verschieden gearbete Netzwerke von Transformatoren bzw. gekoppelten Drosseln vor [25–29]. Dabei ist ein Pol des Gleichspannungsanschlusses der Drehstrombrücke direkt mit einer Drosselwicklung verbunden. Selbst bei einer streuarmlen Bauweise des Transformators wird eine große parasitäre Induktivität in den möglichst kapazitiven Zwischenkreis integriert. Als Folge entstehen schon bei kleinen Schalterströmen hohe Überspannungen, welche die Schaltung zerstören können und die Schaltverluste der Halbleiter erhöhen. Der Einsatz von Schaltentlastungs-Netzwerken wird somit unerlässlich.

Weitere Schaltungsvarianten sehen eine Integration von einer oder mehreren Spannungsquellen in das Z-Netzwerk vor [30].

Als letztes sei erwähnt, dass dreiphasige Z-Source-Umrichter auch durch die Verbindung des Z-Netzwerks mit einem Neutral-Point-Clamped-Umrichter [31] oder einem Matrix-Umrichter [32] ausgeführt werden können.

In allen Schaltungen mit Impedanzzwischenkreis können neben dem von konventionellen Schaltungen bekannten lückenden Drosselstrom, weitere ungewollte Schaltungszustände auftreten [33–35]. Der stabile Betrieb der Schaltung kann dadurch erheblich gestört werden.

Das Anwendungsgebiet der Umrichter mit Z-Netzwerk umfasst beispielsweise solare- und Windkraftenergiesysteme [7–10, 16, 36–38], drehzahlvariable Antriebe [11–13, E2, 39, 40] und Elektrofahrzeuge [5, 14, E1, 41–44]. Prinzipiell lässt sich jedes beliebige leistungselektronische System mit einem Z-Source-Umrichter realisieren, in dem ein Hochsetzsteller benötigt wird.

Modulationsverfahren und Dimensionierung

Die Modulationsverfahren des ZSI bzw. QZSI basieren auf den von der Drehstrombrückenschaltung bekannten Modulationsverfahren [45–48]. Durch entsprechende Vorgabe modifizierter Schwellensignale werden die Ansteuersignale derart verändert, dass Brückenkurzschlüsse entstehen. Dieser als *Shoot-Through* bekannte Zustand wird benötigt um die Zwischenkreisspannung gegenüber der Eingangsspannung hochzusetzen und erscheint dementsprechend im Pulsmuster. Nachfolgend wird dieser Zustand als Boostzustand bezeichnet.

Es gibt kontinuierliche und diskontinuierliche Verfahren [18, 42, 49–55, E3], bei denen die Boostzustände zwischen den konventionellen aktiven Zuständen und Freilaufzuständen, oder innerhalb dieser Zustände angeordnet sind. Darüber hinaus ist eine symmetrische oder eine unsymmetrische Verteilung möglich. Wie in [56–58] gezeigt wird, hängt die Spannungsverstärkung und die Spannungsbeanspruchung der Halbleiter von der Anordnung der Boostzustände im Pulsmuster ab.

Neben grundsätzlichen Eigenschaften der Modulationsverfahren und der Implementierung [49–51, 56–59], werden Untersuchungen zu den Verlusten durchgeführt [42, 44, 52–55, E3, 60] und die Auswirkungen auf die Dimensionierung der Drosseln [39–42, E3, 57, 61–63] erläutert. Bezüglich der Halbleiterverluste und der Drosseldimensionierung sind in den genannten Publikationen widersprüchliche Aussagen zu finden.

Werden die Modulationsverfahren auch bei der Dimensionierung der Kondensatoren berücksichtigt [E3], kann das Bauteil richtig ausgenutzt und eine fehlerhafte Dimensionierung verhindert werden.

Modellbildung und Regelung

In den bekannten Veröffentlichungen wird die regelungstechnische Modellierung des ZSI und QZSI anhand zeitkontinuierlicher, linearisierter Mittelwertmodelle durchgeführt [E2, 15, 16, 64–74]. Die entstehenden Kleinsignalmodelle haben unterschiedliche Detaillierungsgrade, sind aber ähnlich beschaffen. Da der ZSI bzw. QZSI wie ein Hochsetzsteller funktioniert, ist die Regelstrecke nicht-minimalphasig. Außerdem kann ein Durchgriff der Stellgröße auf die im Mittel wirksame Zwischenkreisspannung festgestellt werden [E1, 15, 64, 67].

Im Unterschied zum ZSI gibt es beim QZSI eine asymmetrische Streckenstruktur [E2, 16], die bei Einwirkung von Störungen in der Eingangsspannung ungewollte Schwingungen im Z-Netzwerk verursacht [E2].

Auf Basis der Kleinsignalmodelle sind zahlreiche Regelstrukturen entstanden, die in den bereits erläuterten Anwendungen zum Einsatz kommen. Die Zwischenkreisspannung wird in den meisten Fällen separat von der Last, in einschleifigen [67, 75–85] oder mehrschleifigen Strukturen [E1, E2, 15, 16, 67, 71, 72, 78], geregelt. In [86, 87] werden adaptive Regler implementiert.

Aufgrund der getakteten Zwischenkreisspannung gibt es unterschiedliche Methoden zur direkten oder indirekten Bestimmung der Zwischenkreisspannung.

Für Z-Source-Umrichter mit unsymmetrischem Z-Netzwerk finden sich oftmals ähnliche oder gleiche Regelungsmethoden wie für den ZSI. Deswegen ist es möglich, dass Störungen in der Eingangsspannung des QZSI nicht mehr ausgeregelt werden können und zur Instabilität des Regelkreises führen. Für eine stabile Regelung muss die Unsymmetrie der Regelstrecke in der Regelungsstrategie berücksichtigt werden [E2]. In dem in [E2] vorgestellten Anwendungsbeispiel wird eine Asynchronmaschine als Last verwendet und eingangsseitig durch eine mit dem Drehspannungsnetz verbundenen Diodenbrücke gespeist. Störungen in der Eingangsspannung lassen sich effektiv ausregeln. Die Ideen dieser Regelungsstrategie wurden in [E1] auf die Anwendung einer anisotropen, permanentenerregten Synchronmaschine übertragen und durch geeignete Vorsteuerungen für den hochdynamischen Betrieb der PMSM tauglich gemacht.

In den erwähnten Veröffentlichungen mit Standardregelkreisen werden die Reglerparameter unter Zuhilfenahme von Bode-Diagrammen des offenen Regelkreises bestimmt.

Um das Reluktanzmoment von anisotropen, permanentmagneterregten Synchronmaschinen möglichst verlustoptimal nutzen zu können, werden die Stromsollwerte meistens unter Minimierung der Stromwärmeverluste vorgegeben [88–92]. Neben der Sollwertgenerierung ist die Regelung der Stromkomponenten Gegenstand der aktuellen Forschung. Es gibt hochdynamische Regelungskonzepte, welche lineare Induktivitäten annehmen und solche [93–95], die das sättigende Verhalten von hoch ausgenutzten Synchronmaschinen berücksichtigen [92, 96, 97]. Wenn Abstriche in der Regelgüte akzeptabel sind, sind auch lineare Regler für die sättigenden Maschinen einsetzbar.

1.3 Gliederung und Vorgehensweise

Aufbauend auf einer Schaltungsanalyse werden in Kap. 2 die Differentialgleichungen in den Schaltzuständen des QZSI für den motorischen Betrieb aufgestellt. Daraus ergeben sich die Übertragungsfunktionen, die das stationäre Verhalten charakterisieren.

Aufgrund der kapitelbegleitenden Diskussion der Messergebnisse, erfolgt die Beschreibung des Versuchsstands schon in Kap. 3.

Anschließend werden in Kap. 4 eine Vielzahl von verschiedenen kontinuierlichen und diskontinuierlichen Modulationsverfahren vorgestellt. Neben der Generierung der Boostzustände und der Diskussion implementierungsrelevanter Aspekte werden die Auswirkungen auf die Aussteuerbegrenzung der Drehstrombrücke untersucht.

Das Kap. 5 umfasst eine ausführliche Auseinandersetzung mit der Dimensionierung der Drosseln. Für diesen Zweck wird eine auf dem Stromripple basierte Betrachtungsweise herangezogen. Zuerst werden Modulationsverfahren betrachtet, die eine feste Verteilung der Boostzustände aufweisen. Es wird die Möglichkeit geprüft, ob die Induktivität anhand einer Laststrombetrachtung bestimmt werden kann. Danach werden die Induktivitäten auf Basis des Stromripples analytisch berechnet. Dieses Prinzip wird daraufhin auf die Modulationsverfahren mit zwischen den Schaltzustandswechseln lokalisierten Boostzuständen übertragen. Entsprechende Normierungen sorgen für eine Vergleichbarkeit der Verfahren. Es findet eine Unterscheidung zwischen den Fällen mit und ohne Aussteuerbegrenzung statt.

Bei der Dimensionierung der Kondensatoren in Kap. 6 werden die Kapazitätswerte analytisch anhand der Spannungsripple bestimmt. Der Einfluss aller implementierten Modulationsverfahren auf die Kapazitäten wird ausführlich unter Berücksichtigung des Betriebsverhaltens der PMSM für verschiedene Betriebsfälle gegenübergestellt. Ergänzend werden die Resonanzeigenschaften des Zwischenkreises untersucht und der Kondensatorstrom-Effektivwert berechnet.

Das Kap. 7 beinhaltet die analytische Berechnung der Halbleiterverluste aller Modulationsverfahren sowie die simulative Verifikation. Ferner werden auch die Verluste des Hochsetzstellers analysiert.

Detailliert beschriebene Verlustleistungsmessungen am Versuchsstand schließen das Kapitel ab.

Die Modellbildung und Regelung des QZSI mit der PMSM als Last wird in Kap. 8 erläutert. Basierend auf dem Kleinsignalmodell des QZSI wird eine Struktur zur Regelung der Zwischenkreisspannung erarbeitet. Schrittweise Modellvereinfachungen begleiten den Strukturentwurf. Für die Berechnung der Reglerparameter werden entsprechende Bestimmungsgleichungen anhand der Polvorgabe des geschlossenen Regelkreises hergeleitet. Im Anschluss an die Beschreibung der Sollwerterzeugung der Maschinenströme und der Auslegung von Stromzustandsreglern wird eine Struktur für die Regelung des Gesamtsystems abgeleitet. Umfangreiche Simulationen und Messergebnisse validieren die Regelungsstrategie.

In Kap. 9 fließen die Erkenntnisse der Kap. 5, 6 und 7 in eine Betriebsstrategie ein, die auf einen möglichst verlustarmen Betrieb des QZSI abzielt. Dabei wird ein Verfahren mit der kleinsten Induktivität mit einem Verfahren kombiniert, das die geringsten Verluste aufweist.

Eine Zusammenfassung in Kap. 10 schließt die Dissertation ab.

2

Schaltungsanalyse des Quasi-Z-Source-Umrichters

Für ein grundlegendes Verständnis der Schaltungsfunktion des Quasi-Z-Source-Umrichters (QZSI) wird in diesem Kapitel eine Schaltungsanalyse durchgeführt. Ziel ist zunächst die Herleitung von Differentialgleichungen, die das dynamische Verhalten der Ströme und Spannungen der passiven Bauteile in den entsprechenden Schaltungszuständen beschreiben. Dabei wird die Last zunächst als ideale Stromquelle modelliert. Darauf aufbauend werden die stationären Übertragungsfunktionen hergeleitet. Abschließend wird das stationäre DC-Modell des QZSI um die Funktion einer dreiphasigen Drehstromlast erweitert.

2.1 Schaltungskonzept

Die Schaltung des QZSI [21] ist in Abb. 2.1 verallgemeinert mit einer dreiphasigen ohmsch-induktiven Last und Gegenspannungsquelle dargestellt. Es gibt vier Funktionskomponenten, die das Betriebsverhalten der Schaltungsanordnung bestimmen:

- K1 - Speisende Spannungsquelle
- K2 - Z-Netzwerk
- K3 - Drehstrombrückenschaltung
- K4 - Drehstromlast

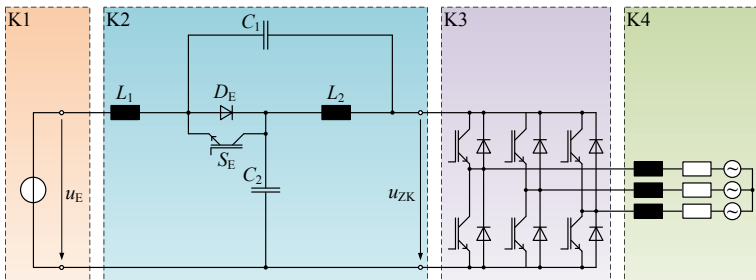


Abbildung 2.1: Komponenten des QZSI

Für die Schaltungsanalyse wird eine ideale Gleichspannungsquelle zur Speisung der Schaltung verwendet. Prinzipiell ist für die Anwendung jede Art von Gleichspannungsquelle denkbar [4–12].

Namensgebende Komponente des QZSI ist das aus den Drosseln L_1 und L_2 sowie aus den Kondensatoren C_1 und C_2 gebildete Impedanznetzwerk, das im folgenden als Z-Netzwerk bezeichnet wird. Neben den passiven Bauteilen ist die Eingangsdiode D_E für die Funktionalität der Schaltung erforderlich. Zur Energierückspeisung und zur Vermeidung ungewollter Schaltungszustände ist außerdem antiparallel zu D_E der Schalter S_E angeordnet [33, 34, 41, 74], der nachfolgend als Rückspeiseschalter (RSS) bezeichnet wird. Prinzipiell ist die Funktion des QZSI ohne S_E möglich, für Betriebszustände in denen keine ungewollten Schaltungszustände auftreten.

Die eingesetzte Drehstrombrückenschaltung (DBS) ist mit IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) und dazu antiparallel geschalteten Dioden realisiert. Über die Gleichspannungsanschlüsse der DBS wird das Z-Netzwerk angebunden.

2.2 Schaltungszustände

Wie im Fall der gewöhnlichen DBS bilden Trägerverfahren oder auf Raumzeigermodulation basierende Steuerverfahren die Grundlage zur Steuerung [45, 46, 98, 99] des QZSI (s. Kap. 4). Zusätzlich zu den bekannten aktiven Schaltzuständen und den Freilaufzuständen, bestimmt beim QZSI der sogenannte Shoot-Through-Zustand das Betriebsverhalten, der nachfolgend als Boostzustand bezeichnet wird. Dieser Schaltungszustand ist für die hochsetzende Funktion des

QZSI verantwortlich und wird durch gezieltes Kurzschließen von mindestens einem Brückenweig der DBS erreicht. Die Verteilung der Schaltzustände innerhalb einer Pulsperiode ist an dieser Stelle für ein allgemeines Verständnis der Schaltung noch unwichtig. Genauere Beschreibungen diesbezüglich erfolgen in Kap. 4.

Vereinfachend wird für die anstehende Schaltungsanalyse ein Pulsmuster angenommen, bei welchem der Boost, der Freilauf (mit F indiziert) und ein aktiver Zustand (mit A indiziert) jeweils einmal innerhalb einer Pulsperiode auftreten (s. Abb. 2.4 unten). Auf die Darstellung des RSS wird verzichtet, weil sich die nachfolgenden Erläuterungen auf den motorischen Betrieb beziehen.

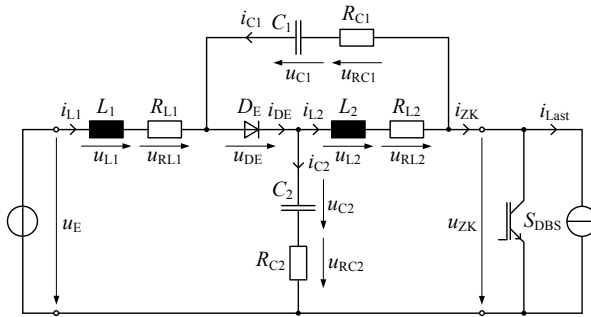


Abbildung 2.2: QZSI mit Stromquelle als Last und DBS-Ersatzschalter

Da zunächst alleine die Funktion des Z-Netzwerkes untersucht werden soll, wird die DBS vereinfacht durch eine Stromquelle modelliert. Dies ist gerechtfertigt, weil die an die DBS gekoppelte Drehstromlast aus Sicht des Z-Netzwerkes einen konstanten Gleichstrom innerhalb der Pulsperiode T_p in das Z-Netzwerk einprägt [15, 64, 100, 101]. Unter dieser Annahme werden die sechs IGBTs und Dioden der Drehstrombrücke in einen äquivalenten Schalter S_{DBS} zusammengefasst und es resultiert die Ersatzschaltung nach Abb. 2.2.

Ist S_{DBS} eingeschaltet wirkt der Boostzustand auf das Z-Netzwerk, im ausgeschalteten Zustand wirken der Freilauf oder der aktive Zustand. In den beiden letzteren Zuständen gelten folgende Beziehungen für den Laststrom i_{Last} :

$$i_{Last} = 0 \quad \text{Freilaufzustand} \quad (2.1)$$

$$i_{Last} = i_x \quad , \quad x \in \{U, V, W\} \quad \text{aktiver Zustand} \quad (2.2)$$

Bei i_x handelt es sich jeweils um einen der drei Strangströme nach (2.81), die dem Schaltzustand der DBS entsprechend wirksam sind (s. Tab. 4.1 und 6.1). Zunächst wird i_x als Gleichstrom aufgefasst.

Für die im weiteren durchgeführte Schaltungsanalyse gelten folgende Annahmen:

- Die Drosseln haben die gleichen Induktivitätswerte: $L_1 = L_2 = L$
- Die Kondensatoren haben die gleichen Kapazitätswerte: $C_1 = C_2 = C$
- Die Eingangsspannungsquelle sei ideal und der Spannungswert kann innerhalb einer Pulsperiode als konstant angenommen werden: $u_E = U_E$
- Die Kondensatorspannungen können innerhalb einer Pulsperiode für die Stromeinprägung in den Drosseln als konstant angenommen werden: $u_{C1} = U_{C1}, u_{C2} = U_{C2}$
- Die Ladeströme der Kondensatoren werden als konstant angenommen
- Die Halbleiter seien ideal
- Der Rückspeiseschalter S_E wird nicht berücksichtigt

Die Summe der drei Wirkdauern der oben genannten Schaltzustände ergibt gerade die Dauer der Pulsperiode:

$$T_p = T_s + T_F + T_A \quad (2.3)$$

Desweiteren wird die relative Dauer des entsprechenden Schaltzustands definiert:

$$D = \frac{T_s}{T_p} \quad (2.4)$$

$$D_F = \frac{T_F}{T_p} \quad (2.5)$$

$$D_A = \frac{T_A}{T_p} \quad (2.6)$$

Es gilt damit:

$$D + D_F + D_A = 1 \quad (2.7)$$

2.2.1 Boostzustand

Wird der Zwischenkreis des QZSI für die Dauer $T_s = DT_p$ im Zeitbereich $t_k \leq t \leq t_k + T_s$ kurzgeschlossen (s. Abb. 2.4), erhält man das Ersatzschaltbild nach Abb. 2.3. Das Aufstellen der Maschengleichungen liefert die Spannungsgleichungen der Kondensatoren:

$$u_{C1} = L_1 \dot{i}_{L1} - u_E + i_{L1} R_{L1} - i_{C1} R_{C1} \quad (2.8)$$

$$u_{C2} = L_2 \dot{i}_{L2} + i_{L2} R_{L2} - i_{C2} R_{C2} \quad (2.9)$$

Die Kondensatorströme lauten:

$$i_{C1} = -i_{L1} \quad (2.10)$$

$$i_{C2} = -i_{L2} \quad (2.11)$$

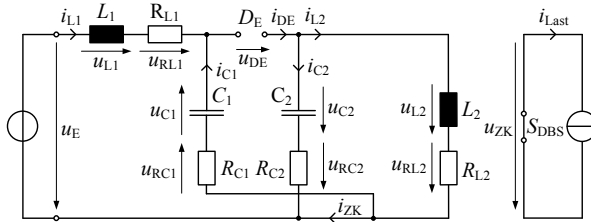


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild des QZSI im Boostzustand

Das Einsetzen von (2.10) in (2.8), sowie (2.11) in (2.9) und Umstellen nach \dot{i}_{L1} und \dot{i}_{L2} führt zu:

$$\dot{i}_{L1} = \frac{u_E}{L_1} + \frac{u_{C1}}{L_1} - i_{L1} \frac{R_{L1} + R_{C1}}{L_1} \quad (2.12)$$

$$\dot{i}_{L2} = \frac{u_{C2}}{L_2} - i_{L2} \frac{R_{L2} + R_{C2}}{L_2} \quad (2.13)$$

Unter der Annahme von Drosselzeitkonstanten, die groß gegenüber der Pulsperiode sind

$$\tau_{L1} = \frac{R_{L1} + R_{C1}}{L_1} \gg T_p \quad (2.14)$$

$$\tau_{L2} = \frac{R_{L2} + R_{C2}}{L_2} \gg T_p \quad (2.15)$$

können die ohmschen Anteile in (2.12) und (2.13) vernachlässigt werden ($R_{L1} = R_{L2} = R_{C1} = R_{C2} = 0$). Die Integration der beiden Differentialgleichungen resultiert damit in geradenförmigen Verläufen:

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_{t_k}^{t+t_k} (U_E + U_{C1}) d\tau + i_{L1}(t_k) = \frac{U_E + U_{C1}}{L_1} t + i_{L1}(t_k) \quad (2.16)$$

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int_{t_k}^{t+t_k} U_{C2} d\tau + i_{L2}(t_k) = \frac{U_{C2}}{L_2} t + i_{L2}(t_k) \quad (2.17)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (2.18)$$

Da die Periodenmittelwerte der Drosselspannungen im stationären Fall gleich Null sind

$$U_{L1} = U_{L2} = 0 \quad (2.19)$$

ergibt sich durch die Maschenanalyse aus Abb. 2.2:

$$U_{C2} = U_E + U_{C1} \quad (2.20)$$

Hierbei wurden wiederum die parasitären Widerstände vernachlässigt. Mit (2.20) und $L_1 = L_2 = L$ folgt, dass i_{L1} nach (2.16) und i_{L2} nach (2.17) im gleichen Maße ansteigen:

$$i_{L1} = i_{L2} = i_L = \frac{U_{C2}}{L} t + I_{L,\min} \quad (2.21)$$

Es werden gleiche Startwerte $i_{L1}(t_k) = i_{L2}(t_k) = I_{L,\min}$ angenommen, mit $I_{L,\min}$ als minimalem Stromwert innerhalb einer Pulsperiode. Der qualitative Stromverlauf ist Abb. 2.4 zu entnehmen.

Weiterhin ergibt sich der Strom i_{DE} der eingangsseitigen Diode D_E zu:

$$i_{DE} = i_{L1} + i_{C1} = i_{L2} + i_{C2} = 0 \quad (2.22)$$

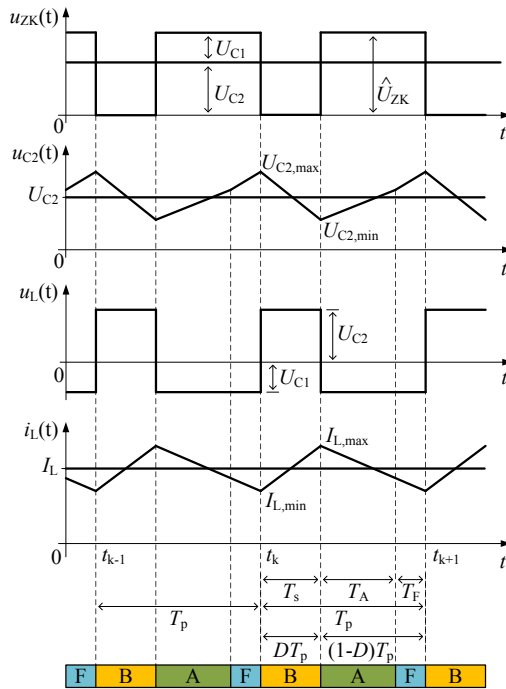


Abbildung 2.4: Qualitativer zeitlicher Verlauf von Kondensatorspannung, Drosselspannung und Drosselstrom im stationären Zustand

Durch den Brückenkurzschluss wird der Knotenpunkt, an den C_1 und L_2 angeschlossen sind, mit dem negativen Zwischenkreispotential verbunden. Somit fließt der Zwischenkreisstrom

$$i_{ZK} = i_{L1} + i_{L2} = 2i_L \quad (2.23)$$

und die Last ist wie im Freilaufzustand (vgl. Abs. 2.2.3) vom Zwischenkreis entkoppelt.

Bezüglich der Zwischenkreisspannung u_{ZK} und der Spannung u_{DE} wird folgender Zusammenhang ermittelt:

$$u_{ZK} = 0 \quad (2.24)$$

$$u_{DE} = -(u_{C1} + u_{C2}) = -(U_{C1} + U_{C2}) \quad (2.25)$$

Da das Anodenpotential an D_E kleiner ist als das Kathodenpotential, sperrt die Diode. Durch die Differentialgleichungen

$$\dot{u}_{C1} = -i_{L1} \frac{1}{C_1} \quad (2.26)$$

$$\dot{u}_{C2} = -i_{L2} \frac{1}{C_2} \quad (2.27)$$

wird das dynamische Verhalten der Kondensatorspannungen beschrieben. Die Integration der beiden Gleichungen führt zum zeitlichen Verlauf der Kondensatorspannungen:

$$u_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_{t_k}^{t+t_k} -i_{L1} d\tau + u_{C1}(t_k) = -\frac{i_L}{C_1} t + u_{C1}(t_k) = -\frac{i_L}{C} t + U_{C1,\max} \quad (2.28)$$

$$u_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_{t_k}^{t+t_k} -i_{L2} d\tau + u_{C2}(t_k) = -\frac{i_L}{C_2} t + u_{C2}(t_k) = -\frac{i_L}{C} t + U_{C2,\max} \quad (2.29)$$

Die beiden Spannungen bauen sich im Boostzustand, bei den Maximalwerten $U_{C1,\max}$ und $U_{C2,\max}$ beginnend, ab (s. Abb. 2.4). Beim Drosselstrom i_L handelt es sich um einen Gleichstrom, der mit einem Wechselanteil überlagert ist, englisch als Ripple-Strom benannt. Wenn dessen linearer Verlauf vorausgesetzt wird, ergeben sich beim Einsetzen der Stromfunktion (2.21) in (2.28) und (2.29) Parabelfunktionen. In der Regel dominiert jedoch der Gleichanteil i_L den Wechselanteil, so dass auch ein geradenförmiger Verlauf der Kondensatorspannungen während des Kurzschluss-Zustands vereinfacht für die Analyse angenommen werden kann. Es gibt Publikationen, in denen zwecks einer Bauteilminimierung mit nicht-geradenförmigen Verläufen gerechnet wird [40, 102]. Die Verläufe resultieren aus der Lösung von Differentialgleichungssystemen 2. Ordnung.

Unter Annahme symmetrischer Bauteilwerte ($C_1 = C_2 = C$) ist die Spannungsabnahme in beiden Kondensatorspannungen gleich. Da sich die beiden Spannungen im DC-Anteil unterscheiden, ist in Abb. 2.4 nur der qualitative Verlauf von u_{C2} dargestellt.

2.2.2 Aktiver Zustand

Das Ersatzschaltbild des aktiven Zustands im Zeitabschnitt $t_k + T_s \leq t \leq t_k + T_s + T_A$ ist Abb. 2.5 zu entnehmen.

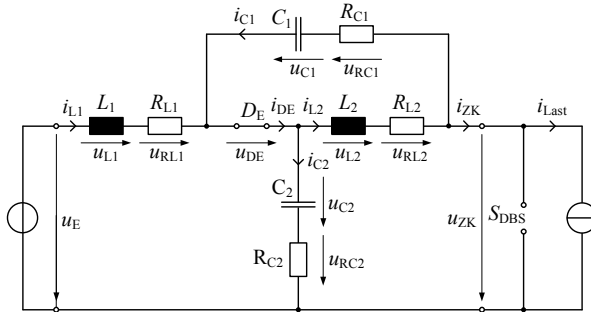


Abbildung 2.5: Ersatzschaltbild des QZSI im aktiven Zustand

Es können folgende Maschengleichungen aufgestellt werden:

$$u_{C2} = u_E - L_1 \dot{i}_{L1} - i_{L1} R_{L1} - i_{C2} R_{C2} - u_{DE} \quad (2.30)$$

$$u_{C1} = -L_2 \dot{i}_{L2} - i_{L2} R_{L2} - i_{C1} R_{C1} \quad (2.31)$$

$$u_{ZK} = u_{C2} + u_{C1} + i_{C1} R_{C1} + i_{C2} R_{C2} \quad (2.32)$$

Die Eingangsdiode befindet sich im leitenden Zustand:

$$u_{DE} = 0 \quad (2.33)$$

An den Knotenpunkten ergeben sich die Ströme:

$$i_{DE} = i_{L1} + i_{C1} \quad (2.34)$$

$$i_{DE} = i_{L2} + i_{C2} \quad (2.35)$$

$$i_{C1} = i_{L2} - i_{ZK} = i_{L2} - i_{Last} \quad (2.36)$$

$$i_{C2} = i_{L1} - i_{Last} \quad (2.37)$$

Durch Einsetzen von i_{C2} in (2.30) sowie von i_{C1} in (2.31) erhält man die Differentialgleichungen beider Drosselströme:

$$\dot{i}_{L1} = \frac{u_E}{L_1} - \frac{u_{C2}}{L_1} - i_{L1} \frac{R_{L1} + R_{C2}}{L_1} + R_{C2} i_{L\text{Last}} \quad (2.38)$$

$$\dot{i}_{L2} = -\frac{u_{C1}}{L_2} - i_{L2} \frac{R_{L2} + R_{C1}}{L_2} + R_{C1} i_{L\text{Last}} \quad (2.39)$$

Unter Vernachlässigung der parasitären Widerstände ergeben sich die Zeitfunktion der Drosselströme zu:

$$i_{L1} = \frac{U_E - U_{C2}}{L_1} t + i_{L1} (t_k + DT_p) \quad (2.40)$$

$$i_{L2} = \frac{-U_{C1}}{L_2} t + i_{L2} (t_k + DT_p) \quad (2.41)$$

Mit (2.20) und unter der Annahme symmetrischer Bauteile sind beide Drosselstromfunktionen erneut gleich:

$$i_{L1} = i_{L2} = i_L = \frac{-U_{C1}}{L} t + I_{L,\text{max}} \quad (2.42)$$

Startwert ist der maximale Drosselstrom $I_{L,\text{max}} = i_L (t_k + DT_p)$.

Weiterhin gilt für den Diodenstrom i_{DE} :

$$i_{DE} = i_{L1} + i_{C1} = i_{L1} + i_{L2} - i_{ZK} = 2i_L - i_{ZK} \quad (2.43)$$

Im Zwischenkreis wirkt der Laststrom $i_{L\text{Last}}$:

$$i_{ZK} = i_{L\text{Last}} = i_x \quad (2.44)$$

Solange $2i_L > i_{L\text{Last}}$ erfüllt ist, leitet die Eingangsdiode.

Die Spannungsdifferentialgleichungen für beide Kondensatoren lauten:

$$\dot{u}_{C1} = \frac{1}{C_1} (i_{L1} - i_{ZK}) = \frac{1}{C_1} (i_{L1} - i_{L\text{Last}}) \quad (2.45)$$

$$\dot{u}_{C2} = \frac{1}{C_2} (i_{L2} - i_{ZK}) = \frac{1}{C_2} (i_{L2} - i_{L\text{Last}}) \quad (2.46)$$

Durch Integration werden die Zeitfunktionen für beide Kondensatorspannungen ermittelt:

$$u_{C1} = \frac{i_L - i_{L_{\text{last}}}}{C_1} t + u_{C1}(t_k + DT_p) = \frac{I_L - i_x}{C} t + U_{C1,\text{min}} \quad (2.47)$$

$$u_{C2} = \frac{i_L - i_{L_{\text{last}}}}{C_2} t + u_{C2}(t_k + DT_p) = \frac{I_L - i_x}{C} t + U_{C2,\text{min}} \quad (2.48)$$

Aufgrund einer Lastzeitkonstanten, die normalerweise groß gegenüber der Taktperiode ist, kann der dem Laststrom $i_{L_{\text{last}}}$ entsprechende Strangstrom i_x als konstant innerhalb einer Taktperiode angenommen werden.

Wie beim Boostzustand wird der Kondensatorladestrom hauptsächlich durch den Gleichanteil des Drosselstroms bestimmt. Dies bedeutet, dass beide Kondensatoren im aktiven Zustand durch den Drosselgleichstrom, um den Laststrom verringert, und bei gleichen Bauteilwerten ($C_1 = C_2 = C$) im gleichen Maße geladen werden (s. Abb. 2.4). Die Startwerte der Spannungen, $u_{C1}(t_k + DT_p)$ bzw. $u_{C2}(t_k + DT_p)$ werden zu $U_{C1,\text{min}}$ und $U_{C2,\text{min}}$ festgelegt.

Durch die Diodenleitung wirkt im aktiven Zustand ein kapazitiver Zwischenkreis auf die Last:

$$u_{ZK} = \hat{u}_{ZK} = u_{C1} + u_{C2} = 2u_{C2} - u_E \quad (2.49)$$

\hat{u}_{ZK} ist der Spitzenwert der Zwischenkreisspannung.

2.2.3 Freilaufzustand - Mode 3

Im Freilaufzustand, während des Zeitabschnitts $t_k + T_s + T_A \leq t \leq t_k + T_p$, hat das Ersatzschaltbild gemäß Abb. 2.6 Gültigkeit.

Durch die Entkopplung des Zwischenkreises von der Last, findet kein gegenseitiger Energieaustausch statt:

$$i_{ZK} = 0 \quad (2.50)$$

Für die Maschengleichungen im Freilaufzustand ergeben sich die gleichen Zusammenhänge wie in den Gleichungen (2.30) - (2.32). Die Zeitfunktionen der Drosselströme sind bis auf die Startwerte im Freilaufzustand folglich die gleichen wie im aktiven Zustand ((2.40) und (2.41)). Beide Ströme bauen sich gleichermaßen ab und können durch die Gleichung (2.42) beschrieben werden. Aus den Knotenpunkten ergeben sich die nachfolgenden Ströme.

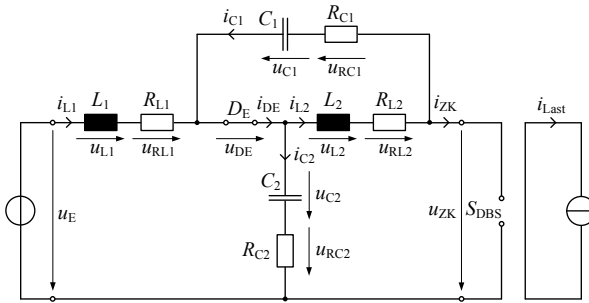


Abbildung 2.6: Ersatzschaltbild des QZSI im Freilaufzustand

$$i_{DE} = i_{L1} + i_{C1} \quad (2.51)$$

$$i_{DE} = i_{L2} + i_{C2} \quad (2.52)$$

$$i_{C1} = i_{L2} - i_{ZK} = i_{L2} \quad (2.53)$$

$$i_{C2} = i_{L1} - i_{ZK} = i_{L1} \quad (2.54)$$

Der Diodenstrom wird zu:

$$i_{DE} = i_{L1} + i_{L2} = 2i_L \quad (2.55)$$

Bezüglich der Kondensatorspannungen lässt sich wiederum jeweils ein gleicher Anstieg feststellen, wenn $C_1 = C_2 = C$ gilt:

$$u_{C1}(t) = \frac{i_L}{C_1}t + u_{C1}(t_k + DT_p + T_A) = \frac{i_L}{C}t + u_{C1}(t_k + DT_p + T_A) \quad (2.56)$$

$$u_{C2}(t) = \frac{i_L}{C_2}t + u_{C2}(t_k + DT_p + T_A) = \frac{i_L}{C}t + u_{C2}(t_k + DT_p + T_A) \quad (2.57)$$

Im Unterschied zu (2.47) und (2.48) bewirkt nur der Drosselstrom die Spannungsänderung, ohne den Einfluss des Laststroms. Dadurch nimmt die Spannung im Freilaufzustand mit einer anderen Steigung als im aktiven Zustand ab. Die wirksame Zwischenkreisspannung kann weiterhin mit (2.49) bestimmt werden. Zum Zeitpunkt $t_k + DT_p + T_A$ haben die Spannungen den Endwert im aktiven Zustand erreicht. Dieser Wert stellt jedoch nicht zwangsläufig ein funktionales Maximum dar.

2.2.4 Zeitlicher Verlauf des Kondensator-, Eingangsdioden- und Zwischenkreisstroms

Die Kondensatorspannungen und Drosselströme werden später für eine Regelung des QZSI verwendet. Deren messtechnische Erfassung ist einfacher realisierbar als bei den getakteten Strömen der Kondensatoren, der Eingangsdiode und des Zwischenkreises. Für eine Dimensionierung der Schaltung ist jedoch auch die Kenntnis der in den letzten Abschnitten beschriebenen Ströme wichtig. Deswegen sind diese in Tab. 2.1 nochmals übersichtlich aufgeführt und der zeitliche Verlauf in Abb. 2.7 qualitativ dargestellt.

Tabelle 2.1: Getaktete Ströme und Spannungen in den drei Schaltzuständen

	Boost	Freilauf	Aktiv
Kondensatorstrom $i_{C1} = i_{C2} = i_C$	$-i_L$	i_L	$i_L - i_{Last}$
Strom Eingangsdiode i_{DE}	0	$2i_L$	$2i_L - i_{Last}$
Zwischenkreisstrom i_{ZK}	$2i_L$	0	i_{Last}

2.3 Übertragungsverhalten des QZSI im quasi-stationären Zustand

Mit den in den vorangegangenen Abschnitten erarbeiteten Zusammenhängen, können die Übertragungsfunktionen für den stationären Betrieb des QZSI ermittelt werden. Der Schwerpunkt liegt dabei auf den Strömen und Spannungen, die aufgrund einer guten Messbarkeit für eine Steuerung des QZSI relevant sind.

2.3.1 Spannungen

Zur Ermittlung der Übertragungsfunktionen der Spannungen wird, unter Annahme vernachlässigbar kleiner Bauteilwiderstände, der Ansatz gleicher Spannungs-Zeitflächen beim Stromauf- und abbau in der Drossel angewendet. Im quasi-stationären Zustand gilt:

$$T_s U_{C2} + (T_A + T_F) (U_E - U_{C2}) \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.58)$$

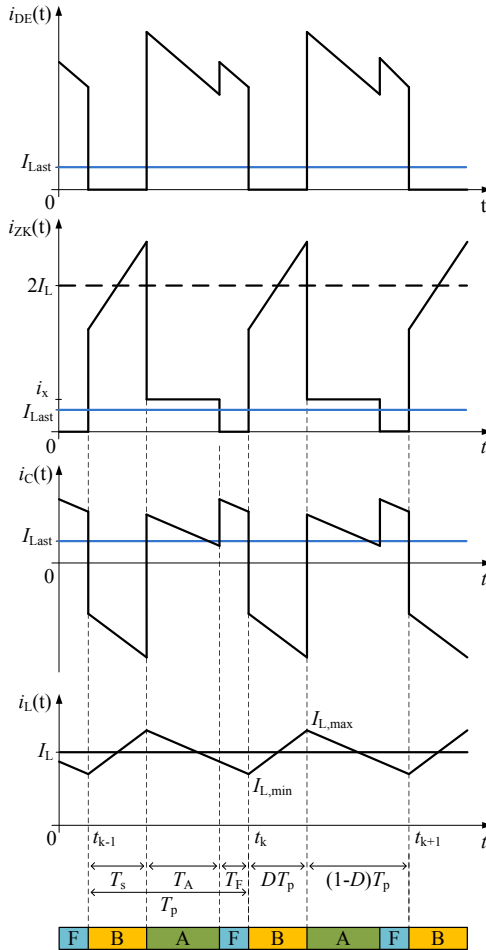


Abbildung 2.7: Qualitativer zeitlicher Verlauf von Kondensator-, Eingangsdioden- und Zwischenkreisstrom im stationären Betrieb

Die Summe aus T_A und T_F wird als Non-Boostzustand mit der Dauer

$$T_{ns} = T_A + T_F = T_p - T_s \quad (2.59)$$

zusammengefasst.

Es folgt daraus:

$$T_s U_{C2} + T_{ns} (U_E - U_{C2}) \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.60)$$

Mit dem stationären Boost-Aussteuergrad $D = \frac{T_s}{T_p}$ nach (2.4) kann der Zusammenhang zwischen den beiden Kondensatorspannungen U_{C2} , U_{C1} und der Eingangsspannung U_E formuliert werden:

$$U_{C2} = \frac{1-D}{1-2D} U_E \quad (2.61)$$

$$U_{C1} = \frac{D}{1-2D} U_E \quad (2.62)$$

Der stationäre Wert der Spitzen-Zwischenkreisspannung wird aus

$$\hat{U}_{ZK} = U_{C2} + U_{C1} = 2U_{C2} - U_E = \frac{1}{1-2D} U_E \quad (2.63)$$

berechnet. außerdem gilt damit auch:

$$U_{C2} = (1-D) \hat{U}_{ZK} \quad (2.64)$$

$$U_{C1} = D \hat{U}_{ZK} \quad (2.65)$$

Die Gleichung (2.64) beschreibt einen wichtigen Zusammenhang zwischen dem Spitzenwert \hat{U}_{ZK} der Zwischenkreisspannung und der Kondensatorspannung U_{C2} . Abb. 2.4 verdeutlicht dies anhand des Spannungsverlaufs der auftretenden Spannungen innerhalb einer Pulsperiode. Es ist erkennbar, dass die Spannungszeitfläche zwischen der Abszisse und der Spannung U_{C2} während des Boosts betragsmäßig gerade der Zeitfläche entspricht, die während des Non-Boostzustand zwischen \hat{U}_{ZK} und U_{C2} aufgespannt wird. Die Differenz aus \hat{U}_{ZK} und U_{C2} entspricht wiederum der Spannung U_{C1} .

Theoretisch kann während der kompletten Dauer des Non-Boostzustand mit einem aktiven Schaltzustand Energie vom Zwischenkreis in die Last übertragen werden. Die wirksame Spannung ist dabei \hat{U}_{ZK} . Auf eine Taktperiode bezogen beträgt jedoch der Mittelwert der tatsächlich wirksamen Zwischenkreisspannung nach (2.66) maximal U_{C2} . Es gilt somit auch der folgende Zusammenhang für den Mittelwert $u_{ZK,m}$ der getakteten Zwischenkreisspannung:

$$u_{ZK,m} = U_{C2} \quad (2.66)$$

Im Vergleich zu einem Pulswechselrichter mit fester Zwischenkreisspannung wird beim QZSI in Abhängigkeit des Boosts für die gleiche mittlere Spannung zusätzlich die Spannung U_{C1} benötigt. Aus diesem Grund müssen die Halbleiter bei der Schaltungsdimensionierung auf den Spitzenwert \hat{U}_{ZK} ausgelegt werden, obwohl maximal U_{C2} wirksam ist innerhalb einer Pulsperiode.

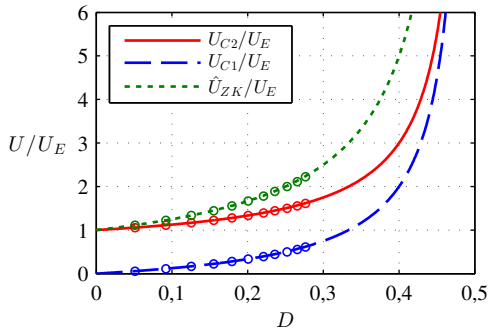


Abbildung 2.8: Verlauf der normierten Spannungs-Übertragungsfunktionen über dem Boost-Aussteuergrad, die Kreise zeigen Messwerte

Zur Verdeutlichung der Spannungsverhältnisse im QZSI sind in Abb. 2.8 die auf U_E normierten Spannungen U_{C1} , U_{C2} und \hat{U}_{ZK} aufgetragen. Die Kreise stellen Messwerte dar, die sich unter Vorgabe von $U_E = 180\text{V}$, einer variablen Spannung U_{C2} sowie 1kW Ausgangsleistung ergeben. Ab einer Spitzen-Zwischenkreisspannung von $\hat{U}_{ZK} = 400\text{V}$ ist U_{C2} auf 290V beschränkt. Bemerkenswert ist, dass aufgrund des Nenners $1 - 2D$ in Glg. (2.61), (2.62) und (2.63) die Spannungen gegen unendlich divergieren, wenn die Dauer der Boostphase die halbe Pulsperiode erreicht. Ein ähnliches Verhalten ist auch beim gewöhnlichen Hochsetzsteller für ein Tastverhältnis gegen 1 zu beobachten [99, 103]. Hinsichtlich der Spannungsspezifikation der eingesetzten Bauteile ist dies bei der Schaltungsdimensionierung zu beachten.

Aus den beschriebenen Zusammenhängen der vorangegangenen Kapitel und den stationären Übertragungsfunktionen, kann der QZSI den hochsetzenden Schaltungstopologien zugeordnet werden.

2.3.2 Ströme

Die stationären Übertragungsfunktionen für die Ströme im QZSI lassen sich durch Betrachtung der Strom-Zeitflächen ermitteln. Im stationären Zustand müssen diese innerhalb einer Pulsperiode Null ergeben:

$$T_S i_{C,S} + T_F i_{C,F} + T_A i_{C,A} \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.67)$$

$i_{C,S}$ ist der Kondensatorstrom im Boostzustand, $i_{C,F}$ im Freilaufzustand und $i_{C,A}$ im aktiven Zustand. Mit Tab. 2.1 folgt unter Annahme vernachlässigbarer Stromripple:

$$-T_S I_L + T_F I_L + T_A (I_L - i_x) \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.68)$$

Ziel ist es einen Zusammenhang zwischen dem Drosselstrom und dem wirk-samen Laststrom zu ermitteln. Aufgrund der drei vorkommenden Zustände in (2.68) ist eine Darstellung wie bei den Spannungsübertragungsfunktion jedoch ohne weiteres nicht möglich.

Im stationären Zustand ist die Leistung im Zwischenkreis aufgrund der symme-trischen dreiphasigen Last konstant. Um die Wirkung des sinusförmigen Last-stroms auf das Z-Netzwerk als DC-Größe modellieren zu können, wird ein im aktiven- und Freilaufzustand wirksamer, äquivalenter DC-Strom I_{Last} aus dem Zusammenhang

$$T_A i_x = (T_A + T_F) I_{Last} \quad (2.69)$$

ermittelt. In Verbindung mit dem konstanten Zwischenkreisspannungs-Mittelwert repräsentiert I_{Last} eine konstante Energieentnahme im Zwischenkreis und kann über eine entsprechende Wirkleistung P_{Last} im Zwischenkreis berech-net werden:

$$P_{Last} = U_C I_{Last} \quad (2.70)$$

P_{Last} wird unter Vernachlässigung der Verluste aus der Eingangsleistung $P_E = U_E I_E$ oder aus der dreiphasigen Ausgangsleistung P_S (2.82) ermittelt:

$$P_{Last} = P_E = P_S \quad (2.71)$$

Mit (2.68) und (2.69) folgt:

$$-T_s I_L + T_{ns} (I_L - I_{Last}) \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.72)$$

Das Umformen dieser Gleichung, führt mit Gleichung (2.4) zur gesuchten Übertragungsfunktion:

$$I_L = \frac{1-D}{1-2D} I_{Last} \quad (2.73)$$

Der Drosselstrom wird sich demnach in Abhängigkeit des Ausgangsstroms und des Boost-Aussteuergrads einstellen. Soll der Drosselstrommittelwert direkt aus dem Phasenstrom berechnet werden [101], gilt außerdem:

$$I_L = \frac{D_A}{1-2D} i_x \quad (2.74)$$

2.3.3 Tabellarische Übersicht der stationären Übertragungsfunktionen

Tabelle 2.2 zeigt nochmals übersichtlich die erarbeiteten Übertragungsfunktionen für den QZSI im stationären Zustand.

Tabelle 2.2: Stationäre Übertragungsfunktionen

U_{C2}	U_{C1}	\hat{U}_{ZK}	I_L
$\frac{1-D}{1-2D} U_E$	$\frac{D}{1-2D} U_E$	$\frac{1}{1-2D} U_E$	$\frac{1-D}{1-2D} I_{Last}$
$(1-D) \hat{U}_{ZK}$	$D \hat{U}_{ZK}$	$U_{C2} + U_{C1}$	-
-	-	$2U_{C2} - U_E$	-

2.4 Ungewollte Schaltzustände

Neben den drei Schaltzuständen der vorangegangenen Abschnitte können beim QZSI auch ungewollte Schaltzustände auftreten, die nur schwer vollständig vermeidbar sind und das Betriebsverhalten des QZSI erheblich stören können. Im schlimmsten Fall ist die Zwischenkreisspannung nicht mehr regelbar.

Im folgenden werden die möglichen Betriebszustände kurz erläutert und die Bedingung für das Auftreten erarbeitet. Für weiterführende Beschreibungen sei auf [33, 35, 100, 102, 104] und Abs. 5.2.1 verwiesen.

Ungewollte Schaltungszustände können auftreten, wenn die Eingangsdiode in den aktiven Zuständen und den Freilaufzuständen aufgrund der unipolaren Leitfähigkeit sperrt. Im Freilaufzustand kommt es zum Lücken des Diodenstromes wenn der Mittelwert des Drosselstroms kleiner ist als der halbe Stromripple:

$$I_L \leq \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.75)$$

Dieser Zustand tritt auch bei konventionellen DC/DC-Wandlern auf. Die Kondensatoren werden dann nicht mehr geladen und verbleiben nach (2.53) und (2.54) annähernd im momentanen Ladezustand.

In den aktiven Zuständen kann es zum Lücken des Diodenstromes kommen, wenn die Bedingung

$$i_{DE} = 2i_L - i_x \leq 0 \quad (2.76)$$

erfüllt ist. Ist $2i_L = i_x$ gegeben, dann ist die Zwischenkreisspannung gleich der Spannung am Kondensator C_2 , $u_{ZK} = u_{C2}$. Im anderen Fall kommt es zum sogenannten laststrombedingten Kurzschluss, in welchem die Gleichungen für den Boostzustand nach Abschnitt 2.2.1 Gültigkeit haben. Der Laststrom wird anstelle von der Eingangsdiode von einer Diode der Drehstrombrücke getragen, das zu einem ungewollten Brückenkurzschluss und folglich zum unkontrollierten Anstieg der Zwischenkreisspannung führt.

Eine Voraussage des Auftretens der ungewollten Zustände ist schwierig, weil der getaktete Verlauf von Drossel- und Laststrom exakt präzisiert werden muss. Um zumindest annähernd das Auftreten ungewollter Zustände voraussagen zu können, kann eine stationäre Bedingung ermittelt werden. Es wird angenommen, dass der Ripple von Last- und Drosselstrom ausreichend klein ist. Da der QZSI eine dreiphasige Last speist, wird für den Laststrom-Momentanwert i_x der Spitzenwert des dreiphasigen Ausgangsstroms \hat{I}_S sowie der Drosselstrom-Mittelwert in die Ungleichung (2.76) eingesetzt:

$$I_L \leq \frac{\hat{I}_S}{2} \quad (2.77)$$

Mit Hilfe der Leistungsbilanz nach (7.1) im verlustfreien Fall kann die gesuchte Bedingung im stationären Zustand ermittelt werden:

$$A_M \cos(\varphi) \leq \frac{2}{3}(1 - 2D) \quad (2.78)$$

A_M ist der nach (2.88) im nächsten Abschnitt bestimmte Modulationsgrad.

2.4.1 Vermeidung ungewollter Zustände

Beim Betrieb des QZSI sind die ungewollten Zustände kritisch, weil unerwünschte Schwingungen in der Zwischenkreisspannung auftreten können. Eine genaue Vorhersage der ungewollten Zustände innerhalb einer Taktperiode kann nur unter erheblichem Aufwand an signalverarbeitenden Komponenten bewerkstelligt werden.

Die effektivste Methode zur Vermeidung ungewollter Zustände besteht darin, den für den Rückspeisebetrieb benötigte IGBT S_E nach Abb. 2.1 im aktiven Zustand und im Freilauf einzuschalten [33, 34, 74]. Durch diese Maßnahme wird parallel zur Eingangsdiode ein Pfad für einen negativen Strom zur Verfügung gestellt, so dass der Kondensator C_1 jederzeit mit C_2 verbunden ist. Trotz dieser Strategie treten im realen System ungewollte Schaltzustände in der Verriegelungszeit zwischen einem geschalteten Boost und dem Schalten des RSS auf. Vor allem der Betrieb eines Hochleistungssystems bereitet aufgrund der relativ großen Verriegelungszeiten Probleme.

Eine weitere Methode dem Auftreten unerwünschter Schaltzustände vorzubeugen, besteht in einer entsprechenden Dimensionierung der Drosseln des QZSI. Mit dieser Methode können zumindest in einem kleinen Betriebsbereich die parasitären Zustände unterbunden werden. Nähere Erläuterungen finden sich in Abs. 5.2.2.

2.5 QZSI mit dreiphasiger Last

Bei den bisherigen Überlegungen wurde der Schwerpunkt auf das Z-Netzwerk gelegt. Neben der Stabilisierung der Zwischenkreisspannung soll aber auch ein symmetrisches Drehspannungssystem zur Speisung eines Drehstromantriebs erzeugt werden. Im folgenden werden die Zusammenhänge erläutert, die den Betrieb des QZSI mit einer dreiphasigen Last charakterisieren.

2.5.1 Symmetrisches dreiphasiges Drehstrom- und Drehspannungssystem

Mit der DBS wird durch eine entsprechende Ansteuerung der Leistungshalbleiter ein symmetrisches, getaktetes Drehspannungssystem erzeugt. Der zeitliche Verlauf der Grundsicherungen der drei Strangspannungen ist durch die Gleichungen

$$\begin{aligned} u_U &= \hat{U}_S \cos(\omega t) \\ u_V &= \hat{U}_S \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_W &= \hat{U}_S \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.79)$$

mit der elektrischen Kreisfrequenz

$$\omega = 2\pi f \quad (2.80)$$

festgelegt. Mit diesen Spannungen wird wiederum ein mit der Stromamplitude \hat{I}_S und um den Phasenwinkel φ versetztes Drehstromsystem in die Last eingepreßt:

$$\begin{aligned} i_U &= \hat{I}_S \cos(\omega t - \varphi) \\ i_V &= \hat{I}_S \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_W &= \hat{I}_S \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{aligned} \quad (2.81)$$

Die elektrische Leistung ergibt sich mit den genannten Gleichungen zu

$$P_S = 3U_{S,\text{eff}}I_{S,\text{eff}}\cos(\varphi) = \frac{3}{2}\hat{U}_S\hat{I}_S\cos(\varphi) \quad (2.82)$$

2.5.2 Modulationsgrad und maximale Strangspannung

Bei der Steuerung der gewöhnlichen DBS mit der speisenden Zwischenkreisspannung U_{ZK} entscheidet der Modulationsgrad

$$A_{M,DBS} = \frac{\hat{U}_S}{U_{ZK}/2} \quad (2.83)$$

über die wirksamen Spannungszeitflächen an der Last und die damit verbundene Spannungsamplitude und elektrische Leistung. Der Modulationsgrad der DBS nimmt bei Referenzkurvenverfahren mit Zusatzsollwert oder Raumzeigermodulation für lineare Aussteuerung Werte im Bereich

$$A_{M,DBS} = 0.. \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (2.84)$$

an [45, 46].

Beim QZSI kann der Modulationsgrad auf verschiedene Weise definiert werden. Wird zunächst berücksichtigt, dass nach (2.66) im Mittel die Spannung U_{C2} während einer Taktperiode wirkt, liegt eine Anpassung von (2.83) mit dem Ersetzen von U_{ZK} durch U_{C2} nahe:

$$A_M = \frac{\hat{U}_S}{U_{C2}/2} \quad (2.85)$$

Bei Zugrundelegung dieser Definition beträgt der maximale Modulationsgrad bei Referenzkurven mit Zusatzsollwert

$$A_{M,max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (2.86)$$

Eine andere Möglichkeit zur Definition des Modulationsgrad besteht im Bezug der Strangspannung auf die Spitzenzwischenkreisspannung [E1]:

$$A_M = \frac{\hat{U}_S}{\hat{U}_{ZK}/2} \quad (2.87)$$

Der maximale Modulationsgrad resultiert dann zu [39, 57]

$$A_{M,max} = \frac{2}{\sqrt{3}} (1 - D) \quad (2.88)$$

Im weiteren Verlauf wird letztere Definition verwendet, deren Sinn sich bei der Behandlung der Regelung des QZSI in Abs. 8.1.4 erschließt.

Mit dem angegebenen Modulationsgrad folgt für die maximale Strangspannung:

$$\hat{U}_{S,max} = \frac{\hat{U}_{ZK}}{\sqrt{3}} (1 - D) = \frac{U_{C2}}{\sqrt{3}} \quad (2.89)$$

3

Versuchsstand

Dieses Kapitel behandelt den für die Messungen aufgebauten Versuchsstand. Systemkomponenten sind die Leistungsteile des QZSI, eines Belastungsumrichters, einer Gleichspannungsquelle und eines Maschinensatzes sowie die notwendigen signalverarbeitenden Komponenten. Eine Vielzahl der Komponenten wurde vom Verfasser der Arbeit am Elektrotechnischen Institut entworfen und aufgebaut.

3.1 Leistungselektronische Komponenten und Motoren

Den Übersichtsschaltplan der leistungselektronischen Komponenten sowie der Motoren des Versuchsstands zeigt Abb. 3.1. Die für die Regelung und Analyse des Systems vorgesehenen Messgrößen sind in orange markiert. Alle Umrichter werden mit einer Frequenz von 8kHz getaktet, in Übereinstimmung mit der Abtastfrequenz der Regler.

Kernstück des Versuchsstands bildet der QZSI, dessen Zwischenkreiscondensatoren mit einer Kapazität von $C_1 = C_2 = 750\mu\text{F}$ aus jeweils fünf parallel geschalteten Foliencondensatoren vom Typ *CADE* der Firma *KEMET* [D1] bestehen.

Die Induktivitätswerte der beiden Drosseln betragen $L_1 = L_2 = 200\mu\text{H}$. Da es sich im Rahmen dieser Forschungsarbeit um einen prototypischen Versuchsaufbau handelt, spielen Gewicht und Volumen der Drosseln eine untergeordnete Rolle. Es kommen extern bezogene (Fa. *SMP*), universell

verwendbare Drosseln aus Pulverbundwerkstoff zum Einsatz, die in allen auftretenden Betriebspunkten vernachlässigbare Sättigungseffekte zeigen und damit den gewünschten Induktivitätswert $L_1 = L_2 = 200 \mu\text{H}$ über einen weiten Betriebsbereich beibehalten. Der Werkstoff zeichnet sich durch eine hohe Sättigungsflussdichte und sehr geringe Verluste aus.

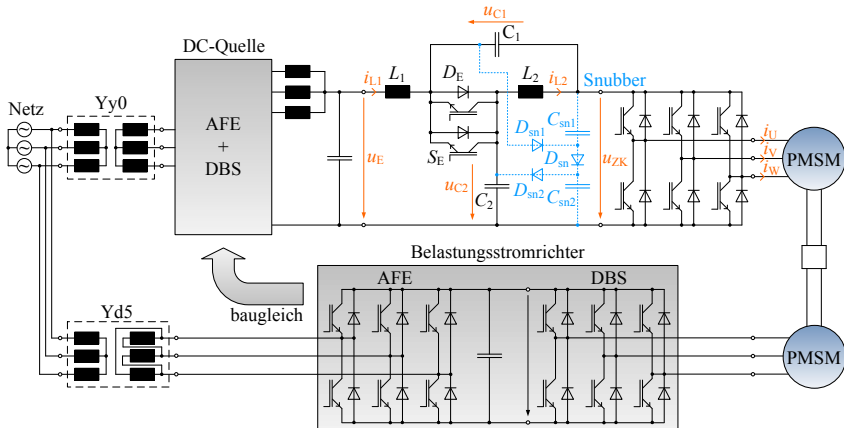


Abbildung 3.1: Komponenten des Versuchsstands

Da die Drehstrombrücke außer den Maschinenströmen noch die für die Hochsetzstellerfunktion benötigten Ströme führen muss, sind hohe Verlustleistungen in den Halbleitern zu erwarten. Aus diesem Grund ist ein Drehstrombrücken-Modul vom Typ *FS800R07A2E3* [D2] der Firma *Infineon* verbaut, dessen mit *Pin-Fins* versehene Bodenplatte wassergekühlt wird. Elektrisch gesehen zeichnet sich das Modul durch eine Sperrspannung von 650V sowie einen Dauer-Kollektorstrom von 800A aus. Neben der Leistungsfähigkeit des Moduls, die laut Herstellerangaben bis zu 80kW Ausgangsleistung ermöglicht [D3], war das kompakte Volumen ausschlaggebend für die Wahl.

Mit einem Wasserkühl-System [92] wird ein Volumenstrom von 81/min eingepreßt und die Wassertemperatur vorgegeben. Die Eingangsdiode und der Rückspeiseschalter sind aus zwei parallel geschalteten Einzelmodulen vom Typ *Infineon FZ900R12KE4* [D4] realisiert, die über einen Wasserkühlkörper seriell in den gleichen Kreislauf eingebunden sind wie die DBS.

Um einen möglichst niederinduktiven Zwischenkreis zu erreichen, ist ein vier-lagiger Plattenaufbau umgesetzt worden [S1]. Im Vergleich zu einem konven-

tionellen, zweilagigen Zwischenkreis Aufbau eines dreiphasigen Wechselrichters [D5], ist mit einer deutlichen Erhöhung der parasitären Streuinduktivität des QZSI zu rechnen. Auch die in den Zwischenkreis integrierte Eingangsdiode wirkt sich zusätzlich nachteilig aus.

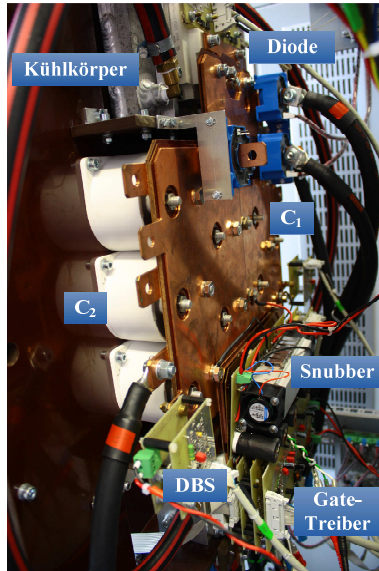


Abbildung 3.2: Leistungsteil

Zur Verminderung von Schaltüberspannungen am DBS-Modul, wurde die in Abb. 3.1 eingetragene Snubber-Schaltung aufgebaut [18]. Während des Boostzustands werden die Kondensatoren C_{sn1} und C_{sn2} über die Diode D_{sn} vor einem Kurschluss geschützt. Die Dioden D_{sn1} und D_{sn2} stellen sicher, dass der Diodenstrom D_E nicht von der Diode D_{sn} getragen wird. Nachteil dieser Schaltung ist der fehlende niederinduktive Strompfad für die Rückstromspitze der Dioden der DBS. Durch die Rückstromspitze entsteht beim Stromanstieg eine zusätzliche Überspannung im Zwischenkreis [105]. Außerdem kann es zu ungedämpften Schwingungen beim Schaltvorgang kommen. Mit einer weiteren, im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Schaltung [S2], die einen aktiven Schalter vorsieht, können diese Probleme umgangen werden. Praktisch erwies sich diese Schaltung für alle Modulationsverfahren deren Boost-Zustände an aktive Zustände angrenzen als untauglich. Treten in den Zeitabschnitten, in

Tabelle 3.1: Eckdaten der permanentenerregten Synchronmaschine

Parameter	Nennwert	Maximalwert
Drehzahl $n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	4000	12000
mech. Leistung $P_{\text{mech}}/\text{kW}$	35	50
Drehmoment M/Nm	-	120
Polpaarzahl p	4	-
Zwischenkreisspannung U_{ZK}/V	250	400
Strangstrom $I_{\text{S,eff}}/\text{A}$	160	250
Strangspannung $U_{\text{S,eff}}/\text{V}$	110	163

welchen der RSS ausgeschaltet ist, laststrombedingte Kurzschlüsse auf, wird die Schaltung zwangsläufig durch den Kurzschluss der Snubber-Kondensatoren thermisch überlastet. Zu einem späteren Zeitpunkt wurde diese Variante in [106] vorgestellt und als empfehlenswert befunden, ohne den Aspekt der laststrombedingten Kurzschlüsse zu beachten. Der aufgebaute Leistungsteil des QZI ist in Abb. 3.2 zu sehen.

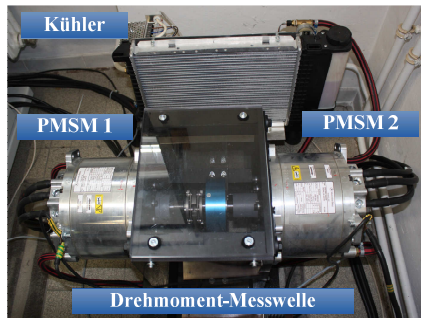


Abbildung 3.3: Gekoppelte permanentenerregte Synchronmaschinen mit Drehmomentmesswelle mit Wasserkühlung

Der QZSI speist die für Verwendung in Elektrofahrzeugen bestimmte, anisotrope Synchronmaschine mit vergrabenen Permanentmagneten (PMSM) in V-Anordnung [92]. Tabelle 3.1 enthält die Eckdaten gemäß dem Typenschild. Über eine Drehmomentmesswelle vom Typ *Lorenz D-DR2554* ist die PMSM starr an eine Maschine gleichen Bautyps gekoppelt (s. Abb. 3.3).

Die vom Belastungsstromrichter angesteuerte Maschine wird drehzahlregelt und die mit dem QZSI verbundene Maschine drehmomentregelt betrieben.

Gespeist wird die Belastungsmaschine durch eine Drehstrombrückenschaltung, die über einen Zwischenkreiskondensator mit einem baugleichen DBS-Modul verbunden ist. Dieses fungiert als Active Front End (AFE) für die Netzspeisung. Für beide Steller werden zwei Drehstrombrücken-Module vom Typ *SKiiP 513GD122* der Firma *Semikron* eingesetzt.

Die gleiche Schaltungstopologie wird für die Erzeugung der Eingangsspannung des QZSI verwendet. Hier wird der Ausgangsteller als dreiphasiger, phasenversetzter Tiefsetzsteller getaktet.

Beide AFEs sind über zwei Transformatoren am gleichen Anschlusspunkt mit dem Drehspannungsnetz verbunden. Mit Hilfe dieser Anordnung muss vom Netz nur die Verlustleistung des Systems im stationären Zustand gedeckt werden sowie Leistungsdifferenzen bei dynamischen Übergangsvorgängen. Der Transformator des Belastungsstromrichters ist als Schaltgruppe Yd5 konfiguriert und der Transformator der DC-Quelle in Yy0. Durch die Yd5 Schaltgruppe wird sichergestellt, dass der Gleichrichtwert des AFE nicht die für die PMSM spezifizierte maximale Zwischenkreisspannung von 400 V übersteigt.

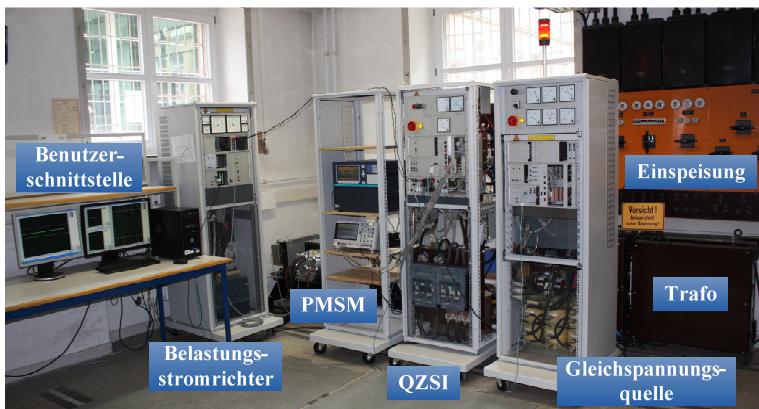


Abbildung 3.4: Kompletter Versuchsstand

Die drei beschriebenen leistungselektronischen Teilsysteme sind jeweils in einem Schaltschrank untergebracht. Der gesamte Aufbau des Versuchsstands ist in Abb. 3.4 zu sehen. Weiterführende Erläuterungen zum Gesamtaufbau sind [E4] zu entnehmen.

3.2 Signalverarbeitende Komponenten

Der Signalflossplan mit den wichtigsten Komponenten der Signalverarbeitung ist in Abb. 3.5 dargestellt. Für die nähere Beschreibung der Signalteile der Gleichspannungsquelle und des Belastungsstromrichters sei auf [E4, S3] verwiesen. Prinzipiell handelt es sich um ähnlich konfigurierte Systeme.

Zur Regelung und Steuerung des QZSI und der PMSM kommt ein am Elektrotechnischen Institut entworfenes Signalverarbeitungssystem zum Einsatz, dessen Kernstück aus dem Digitalen Signalprozessor (DSP) *TMS320VC33* von *Texas Instruments* und dem Field Programmable Gate Array (FPGA) *Cyclone 3 EP3C25Q240C8* von *Altera* besteht. Über einen Parallelbus kommunizieren die als Einschubkarten konzipierten Komponenten miteinander. Der sogenannte *ETI-Bus* kann um weitere Einschubkarten erweitert werden, die beispielsweise eine A/D-Wandlung und eine Resolver-Auswertung ermöglichen.

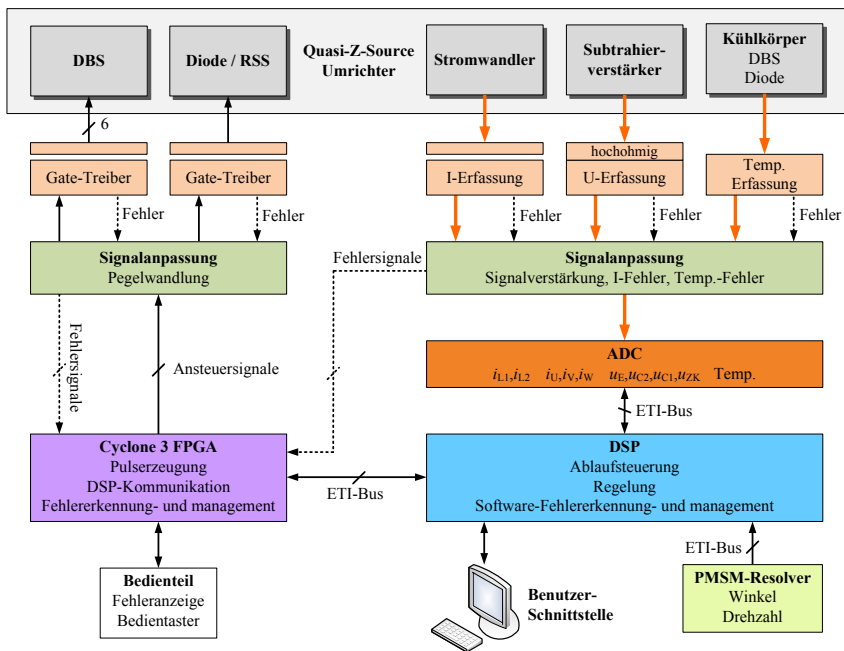


Abbildung 3.5: Signalflossplan der Signalverarbeitung

Im DSP sind die Regelalgorithmen des QZSI und der PMSM sowie eine übergeordnete Ablaufsteuerung implementiert. Die benötigten digitalen Messwerte werden von 12-Bit A/D-Wandlern generiert. Durch entsprechende Synchronisierung mit einem dreieckförmigen Trägersignal (vgl. Abb. 4.1) werden die Periodenmittelwerte der Spannungen und Ströme aus Abb. 3.1 beim Zählerstand Null abgetastet. Dies entspricht Regular Sampling mit einfacher Abtastung [46, 47].

Für die Erfassung der getaktete Zwischenkreisspannung kann außerdem der Modus der Überabtastung gewählt werden, bei dem das Spannungssignal innerhalb einer Abtastperiode mit 1,5MHz abgetastet und dann der Periodenmittelwert gebildet wird. Analoge Stromwerte werden von potentialgetrennten Kompensationsstromwandlern vom Typ *LEM LF 305-S* geliefert und Spannungswerte von eingangsseitig hochohmig beschalteten Subtrahierverstärker-Schaltungen. Die Temperatursignale werden an Kühlkörpern, im DBS-Modul sowie in der Maschinenwicklung abgegriffen. Nach Berechnung der Aussteuergrade der QZSI- und Maschinenregelung im DSP werden diese Signale über den ETI-Bus an den FPGA übermittelt, der die Ansteuersignale für die DBS sowie den RSS erzeugt. Zwischen dem FPGA und den Leistungsteilen befinden sich Schaltungen zur Signalanpassung sowie potentialgetrennte Gate-Treiber Schaltungen.

Eine weitere Einschubkarte dient der Auswertung der Signale des in der PMSM integrierten Resolvers und liefert ein Winkel- und Drehzahlsignal.

Um einen sicheren Betrieb des QZSI zu gewährleisten, werden einerseits die digitalen Messwerte im DSP überwacht und andererseits die von Komparatoren generierten Digitalsignale im FPGA. Außerdem schalten die Gate-Treiber im Kurzschlussfall die Ausgangsstufe aus und erzeugen ein Fehlersignal.

Untergebracht sind die Komponenten der Signalverarbeitung in einem 19'' Einschubrahmen, in dem auch die benötigten Spannungsquellen eingebaut sind.

4

Modulationsverfahren für eine dreiphasige Drehstromlast

In den bisherigen Erläuterungen zum QZSI wurde zur Veranschaulichung des Funktionsprinzips ein Pulsmuster für einen äquivalenten DC-Betrieb angenommen, das nur einen Boost-, einen Freilauf- sowie einen aktiven Zustand aufweist (s. Abb. 2.4). Um die Boostfunktion des QZSI auf eine dreiphasige Last zu übertragen, werden im folgenden verschiedene Ansteuerverfahren beschrieben, mit denen einerseits die Zwischenkreisspannung gegenüber der Eingangsspannung hochgesetzt und andererseits ein symmetrisches Drehspannungssystem an der Last erzeugt werden kann. Als Basis dienen Modulationsverfahren, die aus der Literatur bekannt sind und im Rahmen der Forschungsarbeit weiterentwickelt wurden.

4.1 Schaltzustände der Drehstrombrückenschaltung

Gemeinsames Merkmal aller Ansteuerverfahren für eine dreiphasige Last ist die Integration der Boostphasen in die Pulsmuster der Drehstrombrücke. Es können für diesen Zweck Modulationsverfahren angewendet werden, die auf Raumzeigermodulation oder auf Trägerverfahren basieren [45–48, 99]. Da die mit Raumzeigermodulation generierten Pulsmuster in die Schwellensignale der Trägerverfahren umgerechnet werden können [48], entstehen jedoch keine Vor- oder Nachteile in der Gegenüberstellung der beiden Steuervarianten hinsichtlich der Funktionalität. Ob Raumzeigermodulation oder ein Trägerverfahren zum Ein-

satz kommt, hängt von der verwendeten Hardware ab. Einerseits ist der Anwender bei der Verwendung von raumzeigerbasierten Verfahren freier in der Applikation, andererseits steigt der Rechenaufwand im Vergleich zu den Trägerverfahren, weil die Einschaltzeitpunkte aus trigonometrischen Funktionen berechnet werden.

In der vorliegenden Arbeit wird das Unterschwingungsverfahren appliziert, mit einem symmetrischen Dreieckssignal als Trägersignal und *Regular Sampling* [45–48]. Die drei von der Regelung berechneten Schwellensignale werden dabei in einem Modulator mit dem Trägersignal verglichen und zu pulsweitenmodulierten (PWM - Pulse Width Modulation) Ansteuersignalen umgewandelt. Beispielhafte Verläufe der Schwellensignale und des Trägersignals sind in Abb. 4.3(a) und 4.3(b) zu sehen. Zur Veranschaulichung wurde die Frequenz des Trägersignals deutlich kleiner gewählt als die implementierte Frequenz von 8 kHz. Die drei Schwellensignale und das Trägersignal sind in Abb. 4.1 für eine Abtastperiode exemplarisch dargestellt. Immer wenn das entsprechende Schwellensignal größer ist als das Dreieckssignal, wird ein Einschaltbefehl an den oberen IGBT gegeben und umgekehrt ein Ausschaltbefehl an den unteren IGBT. Aus der Kombination der drei Schalterstellungen ergibt sich das Pulsmuster der konventionellen DBS gemäß den nachfolgenden Erläuterungen. Durch Modifikation der Schwellensignale kann die Hochsetzstellerfunktion erzeugt werden.

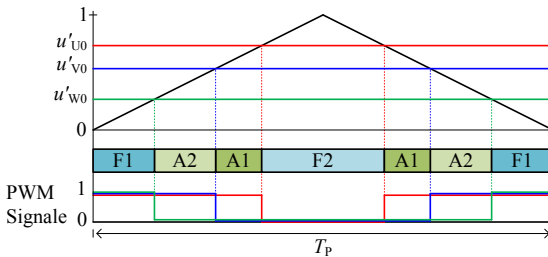


Abbildung 4.1: Schaltsignalerzeugung und Pulsmuster bei der Drehstrombrückenschaltung

Neben den gewohnten Schaltzuständen der Drehstrombrückenschaltung, sechs aktiven Zuständen (A1-A6) und zwei Freilaufzuständen (F1, F2), gibt es drei Möglichkeiten die Brückenarme der DBS kurzzuschließen (s. Tab. 4.1):

- Kurzschließen eines Brückenarmes (Zustand B1₁-B12₁) [42, 44, 49–51, 54, 55, 59]
- Kurzschließen von zwei Brückenarmen (Zustand B1₂-B6₂) [44]

- Kurzschließen aller Brückenarme (Zustand $B1_3$) [18, 44, 56, 57]

In Tab. 4.1 sind die Schalterstellungen der in Abb. 4.2 bezeichneten Schalter aufgeführt. Weiterhin sind die nach (4.13) auftretenden Raumzeiger mit den entsprechenden Raumzeigerwinkeln $\gamma = \omega t$ eingetragen. Eine kurze Beschreibung der Raumzeigerdarstellung findet sich in Abschnitt 4.4. $S_{yh} = 1$ ($y \in \{1,2,3\}$) für die oberen IGBTs, bzw. $S_{yl} = 1$ für die unteren steht für einen geschlossenen Schalter und $S_{yh} = 0$ bzw. $S_{yl} = 0$ für einen geöffneten. Neben den Brückenschaltern gibt es den IGBT S_E , der einen bidirektionalen Energiefluss ermöglicht und zur Vermeidung ungewollter Schaltzustände in den aktiven Zuständen und den Freiläufen eingeschaltet wird. Während des Boostzustands muss dieser zur Vermeidung eines Kurzschlusses zwischen der DBS und dem RSS zwingend ausgeschaltet werden.

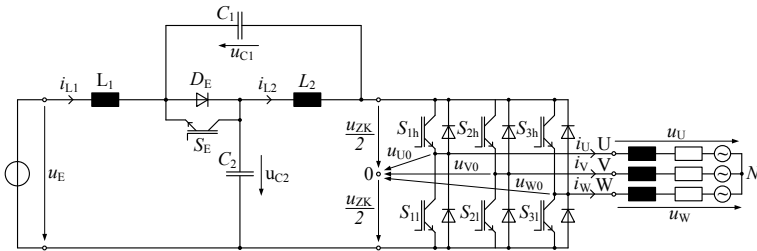


Abbildung 4.2: QZSI in dreiphasiger Konfiguration

Da sich die Boostzustände lediglich in der Anzahl der kurzgeschlossenen Zweige unterscheiden, aber die Wirkung auf die passiven Bauteile des Z-Netzwerks über eine Taktperiode betrachtet die gleiche ist, beschreiben immer die stationären Gleichungen aus Kap. 2 das Übertragungsverhalten. Jedoch ist durch eine verschiedenartige Verteilung der Boostzustände innerhalb des Pulsmusters einerseits die Stromaufteilung in den Schaltelementen während des Boostzustands unterschiedlich, andererseits kann Einfluss auf den zeitlichen Strom- und Spannungsverlauf in den passiven Bauteilen innerhalb der Taktperiode genommen werden. Um eine unverzerrte Ausgangsspannung, mit geringen Schaltungsverlusten und möglichst kleine passive Bauteile zu erzielen, sollten folgende Anforderungen erfüllt sein:

- Die Boostzustände können beliebig aufgeteilt werden
- Die Dauer der aktiven Zustände (A1-A6) muss unverändert bleiben

Tabelle 4.1: Mögliche Schaltzustände des QZSI

S_{1h}	S_{2h}	S_{3h}	S_{1l}	S_{2l}	S_{3l}	S_E	Schaltzustand	\underline{u}	γ
1	0	0	0	1	1	1	A1	\underline{U}_1	0°
1	1	0	0	0	1	1	A2	\underline{U}_2	60°
0	1	0	1	0	1	1	A3	\underline{U}_3	120°
0	1	1	1	0	0	1	A4	\underline{U}_4	180°
0	0	1	1	1	0	1	A5	\underline{U}_5	240°
1	0	1	0	1	0	1	A6	\underline{U}_6	300°
1	1	1	0	0	0	1	F1	\underline{U}_0	-
0	0	0	1	1	1	1	F2	\underline{U}_0	-
1	0	0	1	1	1	0	B1 ₁	\underline{U}_0	-
1	1	0	1	0	1	0	B2 ₁	\underline{U}_0	-
1	1	1	1	0	0	0	B3 ₁	\underline{U}_0	-
1	0	1	1	1	0	0	B4 ₁	\underline{U}_0	-
1	1	0	0	1	1	0	B5 ₁	\underline{U}_0	-
0	1	0	1	1	1	0	B6 ₁	\underline{U}_0	-
0	1	1	1	1	0	0	B7 ₁	\underline{U}_0	-
1	1	1	0	1	0	0	B8 ₁	\underline{U}_0	-
1	0	1	0	1	1	0	B9 ₁	\underline{U}_0	-
1	1	1	0	0	1	0	B10 ₁	\underline{U}_0	-
0	1	1	1	0	1	0	B11 ₁	\underline{U}_0	-
0	0	1	1	1	1	0	B12 ₁	\underline{U}_0	-
1	1	0	1	1	1	0	B1 ₂	\underline{U}_0	-
1	1	1	1	1	0	0	B2 ₂	\underline{U}_0	-
1	0	1	1	1	1	0	B3 ₂	\underline{U}_0	-
1	1	1	1	0	1	0	B4 ₂	\underline{U}_0	-
0	1	1	1	1	1	0	B5 ₂	\underline{U}_0	-
1	1	1	0	1	1	0	B6 ₂	\underline{U}_0	-
1	1	1	1	1	1	0	B1 ₃	\underline{U}_0	-

- Die Freilaufzustände (F1, F2) können teilweise oder komplett durch die Boostzustände ersetzt werden
- Die Aussteuergrenzen sollen möglichst groß bleiben
- Die Anzahl der Umschaltungen soll so gering wie möglich sein
- Die effektive Taktfrequenz soll für eine Minimierung der passiven Bauteile möglichst groß sein

Die letzten beiden Punkte wirken schon auf den ersten Blick gegensätzlich und bergen somit Optimierungspotential. Es wird sich zeigen, dass die Integration einer großen Anzahl an Boostphasen ins Pulsmuster nicht zwangsläufig eine Verkleinerung der passiven Bauteile bewirkt.

Zunächst werden an dieser Stelle die Schaltelemente als ideal angenommen. In der realen Anwendung weisen die Halbleiter hingegen endliche Schaltzeiten und Durchlassspannungen auf, was zu einer Verzerrung der dreiphasigen Ausgangsspannung [107–109, E5] und der Zwischenkreisspannung führt. Außerdem muss gemäß Abschnitt 5.2 berücksichtigt werden, dass die Anordnung der Boostzustände Einfluss auf die Erfassung des Strommittelwerts hat.

4.2 Modulation der Drehstrombrückenschaltung im Tiefsetzstellerbetrieb

Als Basis zur Pulsmustergenerierung beim QZSI dienen in dieser Arbeit ein von der DBS bekanntes kontinuierliches und ein diskontinuierliches Modulationsverfahren mit sinusförmiger Grundschwingung [45, 46, 110]. Beide Verfahren nutzen eine additive Gleichtaktkomponente u_{N0}^* zur Erhöhung der maximalen linearen Aussteuerung der DBS um 15,47% gegenüber gewöhnlicher sinusförmiger Modulation. Durch den nicht verbundenen Sternpunkt der lastseitigen Drehstrommaschine erscheint die Nullkomponente nicht als überlagerte Harmonische in den Strangspannungen und den Phasenströmen.

Die sich ergebenden Sollwerte der Nullpunktspannungen (s. Abb. 4.2) zur Erzeugung des Spannungssystems gemäß (2.79)

$$u_{x0}^* = u_x^* + u_{N0}^* \quad , \quad x \in \{U, V, W\} \quad (4.1)$$

werden dem Modulator zum Vergleich mit dem Trägersignal vorgegeben.

Für beide Verfahren wird zuerst der Fall des Tiefsetzstellerbetriebs betrachtet, bei dem der Boost-Aussteuergrad gleich Null beträgt. Die Spitzen-Zwischenkreisspannung ergibt sich nach (2.63) zu $\hat{U}_{ZK} = U_{C2} = U_E$.

Eine Untersuchung beider Modulationsvarianten ist sinnvoll, weil neben den Halbleiterverlusten auch die Stromwärmeverluste der Maschine durch die Modulationsart beeinflusst werden [45, 46, 111].

4.2.1 Kontinuierliche Modulation

Für das kontinuierliche Verfahren (Index KM) lautet die Berechnungsvorschrift der Gleichtaktkomponente $u_{N0,KM}^*$:

$$u_{N0,KM}^* = - \frac{\max(u_U^*, u_V^*, u_W^*) + \min(u_U^*, u_V^*, u_W^*)}{2} \quad (4.2)$$

Der zeitliche Verlauf von $u_{N0,KM}^*$, u_{U0}^* , u_{V0}^* und u_{W0}^* sowie u_U^* ist in Abb. 4.3(a) über eine elektrische Ausgangsperiode mit Bezug auf $\hat{U}_{ZK}/2$ und einem Modulationsgrad von $A_M = \sqrt{3}/2$ zu sehen. Die mit dem hochgestellten Strich als bezogene Spannungen gekennzeichneten Größen

$$\begin{aligned} u_U^* &= \frac{u_U}{\hat{U}_{ZK}/2} = A_M \cos(\omega t) \\ u_V^* &= \frac{u_V}{\hat{U}_{ZK}/2} = A_M \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_W^* &= \frac{u_W}{\hat{U}_{ZK}/2} = A_M \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

werden im weiteren nach [45] als Modulationsfunktionen benannt.

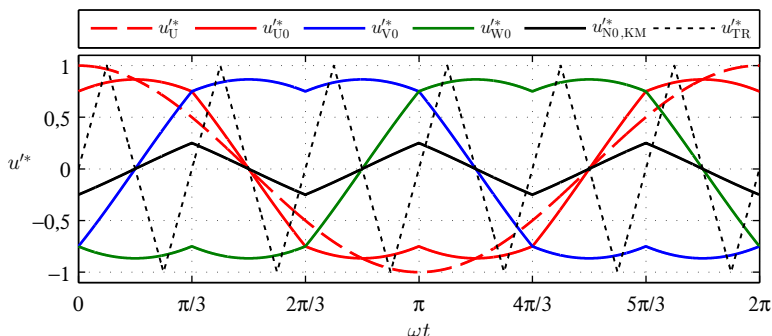
4.2.2 Diskontinuierliche Modulation

Bei der hier verwendeten diskontinuierlichen Modulation (Index DM) werden die Spannungssollwerte der drei Phasen während der positiven und negativen Halbwelle jeweils über einen Winkelabschnitt von $\Delta\omega t = \frac{\pi}{3}$ symmetrisch zum Sollwertmaximum bzw. Minimum auf dem maximalen (minimalen) Spannungswert festgehalten (s. Abb 4.3(b)). Die Gleichtaktkomponente $u_{N0,DM}^*$ resultiert aus

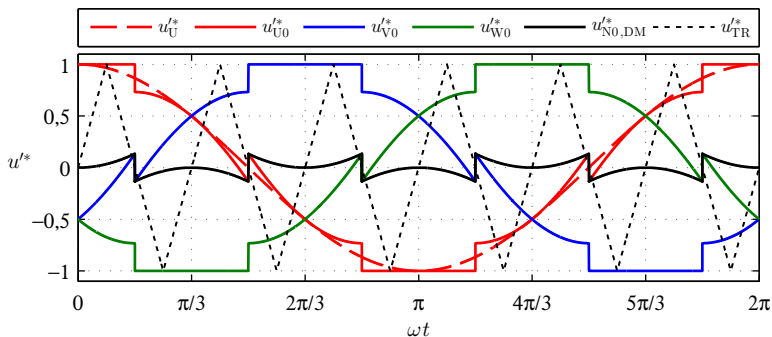
$$u_{N0,DM}^* = \frac{\hat{U}_{ZK}}{2} - u_x^* \quad , \quad \text{für} \quad \frac{\pi}{3} + g \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq (g+1) \frac{2\pi}{3} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} u_{N0,DM}^* &= -\frac{\hat{U}_{ZK}}{2} - u_x^* \quad , \quad \text{für} \quad \frac{4\pi}{3} + g \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq (g+1) \frac{2\pi}{3} + \pi \quad (4.5) \\ g &\in \{0, 1, 2\} \quad (0 \triangleq U, 1 \triangleq V, 2 \triangleq W) \quad x \in \{U, V, W\} \end{aligned}$$

Es entstehen somit jeweils für einen Brückenweig Umschaltpausen, was einer Verringerung der effektiven Taktfrequenz auf $\frac{2}{3}$ der Taktfrequenz bei



(a) Kontinuierliche Modulation



(b) Diskontinuierliche Modulation

Abbildung 4.3: Modulationsfunktionen ohne Boostfunktion, $A_M = \frac{\sqrt{3}}{2}$

kontinuierlicher Modulation entspricht. Demzufolge fallen die Schaltverluste zwar geringer aus, jedoch steigen die Stromverzerrungsanteile in der Last an [45, 46, 111]. Erst eine Erhöhung der Taktfrequenz auf das 1,5-fache bringt eine Verbesserung bezüglich des Oberschwingungsgehalts des Laststroms im Bereich mittlerer bis hoher Modulationsgrade.

Neben der symmetrischen diskontinuierlichen Modulation gibt es weitere Möglichkeiten die Umschaltpausen in die Spannungssollwerte einzufügen [45, 92, 110]. Auf eine Beschreibung der Verfahren wird verzichtet, weil die Pulsmuster ähnlich wie im symmetrischen Fall erzeugt werden und für die Verteilung der Boostzustände keine tiefgehenden Erkenntnisse zu erwarten sind.

4.3 Relative Schaltzustandsdauern

Für die spätere Auslegung der passiven Bauelemente ist die Kenntnis der relativen Dauern der Schaltzustände erforderlich. Es ist dabei ausreichend nur ein Drittel der Ausgangsperiode zu untersuchen, beispielsweise den ersten Sektor, weil sich das Pulsmuster zyklisch in den Phasen vertauscht im Abstand von $\frac{\pi}{3}$ wiederholt (s. Abb. 4.5).

Aus (4.1) und (4.3) berechnen sich die Zustandsdauern zu

$$a_{A1} = \frac{u_U^* - u_V^*}{2} = \frac{3}{4}A_M \cos(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{4}A_M \sin(\omega t) \quad (4.6)$$

$$a_{A2} = \frac{u_V^* - u_W^*}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2}A_M \sin(\omega t) \quad (4.7)$$

$$a_A = a_{A1} + a_{A2} = \frac{\sqrt{3}}{4}A_M \sin(\omega t) + \frac{3}{4}A_M \cos(\omega t) \quad (4.8)$$

$$a_F = 1 - a_A - D = 1 - \frac{\sqrt{3}}{4}A_M \sin(\omega t) - \frac{3}{4}A_M \cos(\omega t) - D \quad (4.9)$$

$$a_{F1} = \frac{1}{2} (1 + u_W^* - u_U^*) - \frac{D}{2} = \quad (4.10)$$

$$\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{8}A_M \sin(\omega t) - \frac{3}{8}A_M \cos(\omega t) - \frac{D}{2} \quad (4.11)$$

$$a_{F2} = a_F - a_{F1} = a_{F1} \quad (4.12)$$

Im Gegensatz zu den relativen Dauern der aktiven Zustände a_{A1} und a_{A2} , vergleichmäßigen sich die Freilaufdauern a_{F1} und a_{F2} durch die additive Nullkomponente. Außerdem ist bei den Freiläufen noch die relative Boostdauer einbezogen, weil diese in die Freiläufe integriert wird. Im Fall der diskontinuierlichen Modulation gibt es jeweils nur einen Freilaufzustand innerhalb der Pulsperiode, dessen relative Dauer mit a_F gegeben ist. Der Verlauf der relativen Zustandsdauern ist in Abb. 4.4 exemplarisch für zwei verschiedene Fälle mit $D = 0,2$ und $A_M = A_{M,\max} = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D)$ und $A_M = 0,7 \cdot A_{M,\max}$ zu entnehmen.

4.4 Raumzeigerdarstellung im Hochsetzstellerbetrieb

Obwohl in dieser Arbeit keine Raumzeigermodulation implementiert wurde, bietet die Raumzeigerdarstellung dennoch den Vorteil die Spannungsverhältnisse im Umrichter übersichtlich darzustellen und trägt damit dem Verständnis des

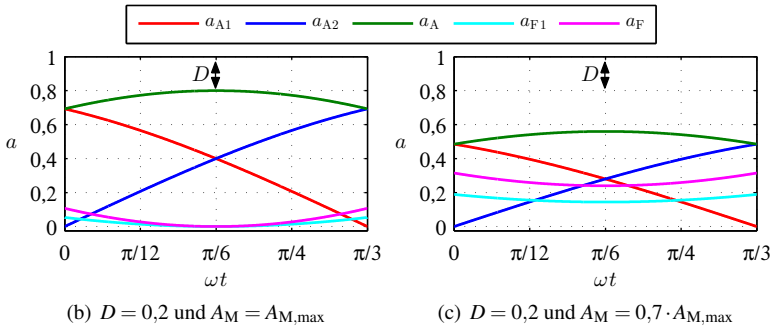


Abbildung 4.4: Relative Zustandsdauern in Abhängigkeit von ωt

QZSI bei. Mit der leistungsvarianten Berechnungsformel für den Spannungsraumzeiger [91, 94]

$$\underline{U}_{S0} = \frac{2}{3} (u_{U0} + \underline{a}u_{V0} + \underline{a}^2 u_{W0}) \quad (4.13)$$

können die in Tab. 4.1 angegebenen, zeitunveränderlichen Raumzeiger \underline{U}_0 und \underline{U}_1 bis \underline{U}_6 berechnet werden. Der Raumzeiger \underline{U}_0 steht für den Kurzschluss der drei Ausgangsklemmen des Stromrichters mit $\underline{u}_S = 0$ und kann durch die Freilaufzustände F1, F2 oder die Boostzustände gemäß Tab. 4.1 realisiert werden.

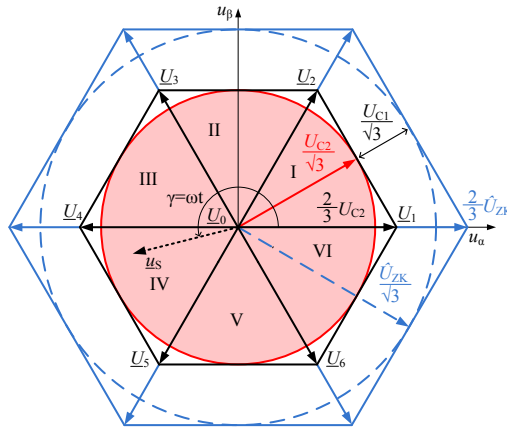


Abbildung 4.5: Raumzeigerdarstellung beim QZSI

An der Last liegt in den aktiven Zuständen die Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{U}_{ZK} an. Wird für den Betrag der Nullpunktspannungen diese Spannung eingesetzt, haben die aktiven Raumzeiger eine Länge von $\frac{2}{3}\hat{U}_{\text{ZK}}$ und spannen ein Sechseck auf. Für die Bestimmung der tatsächlich nutzbaren Spannungsraumzeiger muss jedoch aufgrund der Taktung der Spannungsmittelwert \bar{u}_{ZK} herangezogen, welcher im stationären Fall gleich der Spannung $U_{\text{C2}} = \hat{U}_{\text{ZK}}(1 - D)$ (2.64) ist. Folglich verkürzen sich die aktiven Zeiger auf eine Länge von $|\underline{U}_{\text{S0}}| = \frac{2}{3}U_{\text{C2}}$. Bei linearer Aussteuerung des Umrichters kann jeder beliebige Raumzeiger innerhalb des roten Kreises mit dem maximalen Radius $U_{\text{C2}}/\sqrt{3}$ (2.89) für ein sinusförmiges Drehspannungssystem eingestellt werden. \underline{u}_{S} zeigt beispielhaft einen möglichen Raumzeiger.

Neben der linearen Steuerung ist es möglich, Verfahren mit Übermodulation anzuwenden [96], welche eine Ausnutzung des Bereichs zwischen dem Innenkreis und dem schwarzen Sechseck ermöglichen.

4.5 Pulsmuster des QZSI

Werden die Zusammenhänge der Raumzeigerdarstellung auf die beiden Trägerverfahren mit kontinuierlicher und diskontinuierlicher Modulation übertragen, kann in normierter Darstellung der Bereich zwischen dem Maximum (Minimum) der Nullpunktspannungen u_{U0}^* , u_{V0}^* , u_{W0}^* und +1 bzw. -1 zum Einfügen zusätzlicher Schwellen für den Boost genutzt werden. Grundsätzlich lassen sich zwei Arten zum Einfügen der Boostschwellen unterscheiden:

- Beim Zustandswechsel überlappen sich die Schaltschwellen der Brücken-zweige (Überlappverfahren)
- Zusätzlich zu den Schaltschwellen der konventionellen DBS gibt es weitere Schwellensignale zur Boostgenerierung

In Abb. 4.6 ist schematisch eine Momentaufnahme der kontinuierlichen Pulsmuster im ersten Sektor aufgeführt, die durch Modulation mit den im nächsten Abschnitt erläuterten Verfahren entstehen. Mit der nachgestellten Ziffer wird die Anzahl der Boostphasen angegeben. Ist wie in Abb. 4.7 dargestellt ein Freilaufzustand vorhanden, liegt diskontinuierliche Modulation vor. Die Indizes +1 bzw. -1 geben für die diskontinuierliche Modulation Hinweis darauf, ob die Referenzspannung auf dem Maximum bzw. Minimum festgehalten wird.

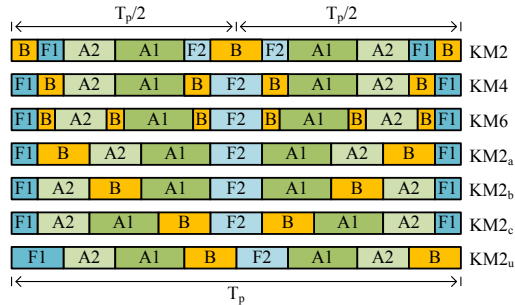


Abbildung 4.6: Pulsmuster für kontinuierliche Modulation (KM)

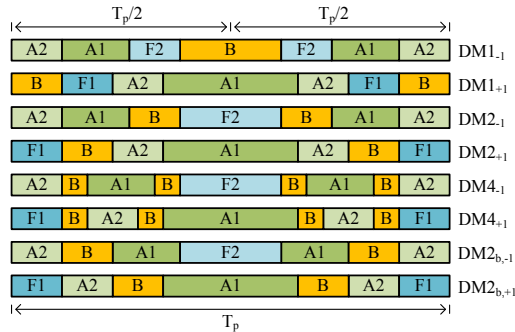


Abbildung 4.7: Pulsmuster für diskontinuierliche Modulation (DM)

4.5.1 Implementierte Pulsmuster bei kontinuierlicher Modulation

Ausgangspunkt aller hier aufgeführten kontinuierlichen Modulationsarten ist das *Maximum Constant Boost Control* (MCBC) Steuerverfahren [57], als Erweiterung des *Simple Boost Control* (SBC) Verfahrens [1]. Im Gegensatz zu MCBC hat das SBC Verfahren keine zusätzliche Nullkomponente in den Nullpunktspannungen und damit einen verringerten Aussteuerbereich. Wird bei den erwähnten Steuerverfahren ein maximaler Modulationsgrad angenommen, kann die maximale Spannungsausnutzung des QZSI sowie die Spannungsbeanspruchung der Halbleiter bewertet werden [58]. Bezüglich dieser Merkmale weisen alle hier angewendeten Verfahren die Eigenschaften des MCBC-Verfahrens auf. Steuerverfahren, die gegenüber MCBC eine reduzierte Spannungsausnutzung haben [59], werden im weiteren nicht berücksichtigt, da keine Verringerung der Größe der passiven Bauteile [63] sowie der Verluste erreicht werden können.

Außerdem wird das als *Maximum Boost Control* veröffentlichte Verfahren [56] nicht betrachtet, weil der Boostzustand hierbei nicht konstant ist, sondern eine mit der sechsfachen elektrischen Ausgangsfrequenz überlagerte Harmonische in den passiven Bauteilen injiziert. Die praktische Bedeutung ist dementsprechend gering.

KM2 Modulation

Das Modulationsverfahren KM2 weist in beiden Freilaufzuständen jeweils mittig einen Boostzustand auf. Es handelt sich um das ursprünglich in [57] veröffentlichte MCBC-Verfahren. Um zu den Bezeichnungen der folgenden Modulationsarten konform zu bleiben, ist es mit KM2 benannt.

Die Taktfrequenz des Drosselstromes wird gegenüber der Grund-Taktfrequenz der Halbleiter verdoppelt. Bedingt durch die mittige Verteilung der Boostzustände in den beiden Freilaufzuständen F1 und F2, entstehen zusätzliche Umschaltungen im Vergleich zur konventionellen Sinus-Dreieck Modulation.

KM4 - KM6 Modulation

Zur Verringerung der Anzahl der Schalthandlungen wurde in [1, 50] das Verfahren KM6 vorgestellt, bei dem zwischen jedem der auftretenden Schaltzustände ein Boostzustand, mit jeweils einem Sechstel der Gesamtboostdauer, eingefügt wird. Zur Verringerung der vergleichsweise hohen Halbleiterverluste [E3, 60] wurde das Verfahren KM4 entwickelt [51], das keinen Boostzustand zwischen den beiden aktiven Zuständen vorsieht.

Neben einer erhofften Reduzierung der Halbleiterverluste wird in manchen Veröffentlichung beim KM6-Verfahren eine effektive Versechsfachung der Taktfrequenz der passiven Bauteile beschrieben [1, 52, 53]. In [E3, 61–63, E6] wird hingegen berücksichtigt, dass die Boostzustände direkt an die Modulationsfunktionen des Dreiphasensystems gekoppelt sind und eine Versechsfachung der Drosseltaktfrequenz nicht zutrifft. Auch für das KM4-Verfahren kann nach [51] keine Vervierfachung der Frequenz festgestellt werden. In Kap. 5 und 6 wird dieser Aspekt ausführlich für die Überlappverfahren besprochen.

KM2_a - KM2_b - KM2_c Modulation

Aus der Überlegung heraus, dass sich die Halbleiterverluste weiter reduzieren lassen, je seltener die Boostzustände auftreten, werden die Verfahren KM6 und KM4 in die Verfahren KM2_a, KM2_b und KM2_c überführt. Wie in Abschnitt 5.9

beschrieben wird, stellt dabei das Verfahren $KM2_b$ [42, E3] den günstigsten Fall dar, weil dann im Vergleich zu den Verfahren $KM2_a$ und $KM2_c$ der Ripple in der Drossel kleiner wird. In der Gegenüberstellung mit dem Verfahren $KM2$ muss jedoch mit einer Erhöhung der Ripple gerechnet werden, weil eine ungünstige Kopplung der Boostzustände an das Pulsmuster der DBS gegeben ist.

$KM2_u$ Modulation

Durch die Forderung der Entkopplung des Boostzustands vom Pulsmuster der DBS sowie einer möglichst geringen Anzahl an Umschaltungen wurde im Rahmen dieser Arbeit das Verfahren $KM2_u$ entwickelt, bei welchem eine Überlappung mit zwei Boostzuständen, jeweils am Ende einer Halbperiode, generiert wird. Es lehnt sich an ein ähnliches diskontinuierliches Verfahren aus [55] an und wurde ebenfalls in [42] vorgestellt. Der Stromripple ist konstant und hat die gleiche Pulsfrequenz wie beim Verfahren $KM2$. Nachteil dieser Variante ist die nun unsymmetrische Verteilung der Schaltzustände innerhalb der Pulsperiode. Die Konsequenz daraus sind ein verändertes Oberschwingungsspektrum gegenüber einer symmetrischen Verteilung sowie veränderte Anforderungen an die Erfassung der Strom- und Spannungsmesswerte (s. Abs. 5.2).

Zuletzt sei erwähnt, dass bezüglich des Implementierungsaufwands keine großen Unterschiede zwischen den Verfahren festgestellt werden konnten. Leicht vorteilhaft erscheinen die Überlappverfahren, da zumindest an den Stellen der Boostphasen keine Brückenverriegelungszeiten eingefügt werden müssen.

4.5.2 Implementierte Pulsmuster bei diskontinuierlicher Modulation

Die Pulsmuster der diskontinuierlichen Modulation zeigt Abb. 4.7. Durch das Wegfallen von einem der beiden Freiläufe im Vergleich zu den kontinuierlichen Verfahren wird das Verfahren $KM2$ in das Verfahren $DM1$, $KM4$ in $DM2$ und $KM6$ in $DM4$ [50] umgewandelt. Außerdem wird das Verfahren $KM2_b$ in das Verfahren $DM2_b$ überführt.

Im Gegensatz zu [42, 54] wechseln sich hier die Phasen ab, in denen die Referenzspannung auf +1 und -1 geklemmt sind. Die damit verbundenen abrupten Änderungen der Strom- und Spannungsverläufe beim Wechsel der geklemmten Referenzspannungen, bewirken eine kurzfristige Änderung der entsprechenden

Mittelwerte. Zum Zweck einer gleichmäßigen Beanspruchung der Leistungshalbleiter ist dieser Nachteil akzeptabel. Prinzipiell weisen die Verfahren der diskontinuierlichen Modulation ähnliche Eigenschaften auf wie die der kontinuierlichen und werden deswegen nicht nochmal beschrieben.

4.5.3 Weitere Modulationsverfahren

Das Modulationsverfahren KM6 bietet die Möglichkeit durch Modifikation der Zustandsdauern der sechs Boostzustände den Ripple in den Drosseln zu verkleinern. In [62] wird ein Pulsmuster besprochen, bei dem jeweils zwei der sechs Boostzustände in Abhängigkeit des Raumzeigerwinkels in der Zeitdauer verändert werden. Die Halbleiterverluste bleiben gleich. Die Autoren aus [63] stellen ein Verfahren vor, bei welchem die mittleren Boostzustände jeweils in der Mitte einer Halbperiode fixiert werden. Die restlichen vier Zustände verbleiben an der ursprünglichen Stelle. Nachteilig sind zwei zusätzliche Umschaltungen. Eine Bewertung der beiden Verfahren bezüglich der Induktivitätswerte findet sich in Abschnitt 5.4.2.

Mit der in [112, 113] beschriebenen Methode ist es außerdem möglich, die Gleichtaktspannungskomponente gegen das Erdpotential zu reduzieren.

Wenn bei der diskontinuierlichen Modulation einer der beiden aktiven Zustände durch einen Boostzustand geteilt wird, entsteht ein ähnliches Pulsmuster wie bei der Methode DM1 [18, 42, 55]. Durch diese Anordnung der Boostzustände entsteht wieder der Nachteil, dass ungewollte Boostzustände auftreten, solange der RSS ausgeschaltet ist. Werden diese Variante und Methode DM1 kombiniert, können zwei Boostzustände innerhalb einer Pulsperiode mit fester Taktfrequenz erzeugt werden [55]. Desweiteren können die Halbleiterverluste durch die unsymmetrische Verteilung der Schaltzustände, ähnlich wie beim Verfahren KM2_u, weiter reduziert werden.

4.6 Schwellen- und Schaltsignale für den Hochsetzstellerbetrieb

In diesem Abschnitt wird die Bestimmung der modifizierten Modulationsfunktionen zur Generierung der im vorangegangenen Abschnitt aufgeführten Pulsmuster erläutert. Die abgebildeten Modulationsfunktionen beinhalten aus Gründen der Übersichtlichkeit keine Schwellen, die Verriegelungs- oder andere Kompensationszeiten berücksichtigen. Gleichbedeutend wird ideales Schaltverhalten

vorausgesetzt. Verriegelungszeiten finden bei der anschließenden Darstellung der Schaltsignale Beachtung.

Bei der Darstellung der Pulsmuster der Überlappverfahren wird nur ein Brückenweig eingeschaltet und im Fall der Verfahren KM2 und DM1 alle Zweige. Ausgehend von diesen grundsätzlichen Methoden zur Pulsmustergenerierung kann die Anzahl der kurzgeschlossenen Zweige variiert werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Methode des Kurzschlusses zweier Brückenweige nicht untersucht.

4.6.1 Modulationsfunktionen

In Abb. 4.9 und 4.8(a) sind die Modulationsfunktionen der kontinuierlichen Verfahren zu sehen, die in der Software des Versuchsstands implementiert wurden. Von einer Implementierung der Verfahren KM2_a und KM2_c wurde abgesehen, weil die resultierenden Ripple in den Drosseln gegenüber dem Verfahren KM2_b größer ausfallen und die Halbleiterverluste ähnlich groß. Anschließend folgt die Darstellung der diskontinuierlichen Modulationsfunktionen in Abb. 4.10 bei gleichen Spannungsverhältnissen. In allen Abbildungen beträgt der Boost-Aussteuergrad $D = 0,2$ und der Modulationsgrad $A_M = 0,8 \cdot A_{M,\max} = 0,739$ (2.88).

Die relative Dauer der einzelnen Boostzustände wird allgemein mit

$$\Delta u_B^* = 2 \frac{D}{n_B} \quad (4.14)$$

auf einen entsprechenden Schwellenwert umgerechnet. Mit n_B wird die Anzahl der Boostphasen pro Halbperiode der Dauer $\frac{T_P}{2}$ angegeben. Die Tabellen 4.3 und 4.4 führen die Schwellenverschiebungen der implementierten Modulationsverfahren auf.

Bei Betrachtung der Modulationsfunktionen fällt auf, dass sich der qualitative Verlauf periodisch innerhalb einer Ausgangsperiode wiederholt und sich nur die Sollwertsortierung ändert. Aus diesem Grund beziehen sich die aus dem Boost-Aussteuergrad berechneten Zusatzschwellen immer auf die obere, mittlere und untere Schwelle entsprechend der Sortierung in Tab. 4.2.

Kontinuierliche Modulation

Für die Implementierung des KM2-Verfahrens dienen zwei zusätzliche Schwellensignale u_B^* , die sich im Abstand D von der Schwelle 1 und -1 befinden

Tabelle 4.2: Sortierung der Sollwerte

Winkelabschnitt	Sollwertspannungen		
	u_{oben}^{I*}	u_{mitte}^{I*}	u_{unten}^{I*}
$0 < \gamma \leq \frac{\pi}{3}$ (I)	u_{U0}^{I*}	u_{V0}^{I*}	u_{W0}^{I*}
$\frac{\pi}{3} \leq \gamma \leq \frac{2\pi}{3}$ (II)	u_{V0}^{I*}	u_{U0}^{I*}	u_{W0}^{I*}
$\frac{2\pi}{3} \leq \gamma \leq \pi$ (III)	u_{V0}^{I*}	u_{W0}^{I*}	u_{U0}^{I*}
$\pi \leq \gamma \leq \frac{4\pi}{3}$ (IV)	u_{W0}^{I*}	u_{V0}^{I*}	u_{U0}^{I*}
$\frac{4\pi}{3} \leq \gamma \leq \frac{5\pi}{3}$ (V)	u_{W0}^{I*}	u_{U0}^{I*}	u_{V0}^{I*}
$\frac{\pi}{3} < \gamma \leq 2\pi$ (VI)	u_{U0}^{I*}	u_{W0}^{I*}	u_{V0}^{I*}

(s. Abb. 4.9(a) und Tab. 4.3). Die Modulationsfunktionen für die Erzeugung des Drehspannungssystems bleiben unverändert. Immer wenn die obere Schwelle kleiner ist als das exemplarisch eingezeichnete, dreieckförmige Trägersignal u'_{TR} bzw. immer wenn die untere Schwelle größer ist als das Trägersignal, wird der Brückenkurzschluss geschaltet. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird für die nachfolgenden Abbildungen auf die Darstellung des Trägersignals verzichtet.

Die Verfahren KM4 und KM6 beruhen auf der Überlappung der Schaltsignale von zwei am Boostzustand beteiligten Brückenzeigen. Im Fall des KM4-Verfahrens wird zu diesem Zweck für positive Sollwertspannungen beispielhaft im Sektor I nach Abb. 4.9(b) das Schwellensignal $u_{U0,h}^{I*}$ des oberen Schalters um D nach oben verschoben und das des unteren Schalters $u_{U0,1}^{I*}$ entspricht dem Ursprungssignal. Für negative Sollwertspannungen verhält sich die Schwellenverschiebung umgekehrt, denn $u_{W0,1}^{I*}$ wird um D nach unten verschoben und $u_{W0,h}^{I*}$ bleibt unverändert. Die mittleren Schwellen $u_{V0,h}^{I*}$ und $u_{V0,1}^{I*}$ verbleiben ohne Zusatzschwellen.

Der Unterschied zwischen dem KM6-Verfahren und dem KM4-Verfahren besteht in einem zusätzlichen Boost in der Mitte der beiden aktiven Zustände, gekoppelt an eine Verschiebung der Schwellen $u_{V0,h}^{I*}$ und $u_{V0,1}^{I*}$ um $\frac{D}{3}$ nach oben bzw. unten (s. Abb. 4.9(c)). Diese Verschiebung muss auch für $u_{U0,h}^{I*}$ und $u_{W0,1}^{I*}$ verrechnet werden, da die sonst daraus resultierende unsymmetrische Schwellenverschiebung den Aussteuerbereich der DBS verringert [58]. Ausgehend vom Überlappungszustand können weitere Brückenzeige zugeschaltet werden. Die modifizierten Sollwertsignale werden wiederum im Modulator mit

Tabelle 4.3: Schwellenverschiebungen zur Boostgenerierung

Verfahren	KM2	KM4	KM6	DM1	DM2	DM4
n_B	2	2	3	1	1	2
$\Delta u_{\text{oben,h}}^{f*}$	0	D	D	0	$2D_{-1}$	$2D_{-1}$
$\Delta u_{\text{oben,l}}^{f*}$	0	0	$D/3$	0	0	D_{-1}
$\Delta u_{\text{mitte,h}}^{f*}$	0	0	$D/3$	0	0	D_{-1}
$\Delta u_{\text{mitte,l}}^{f*}$	0	0	$-D/3$	0	0	$-D_{+1}$
$\Delta u_{\text{unten,h}}^{f*}$	0	0	$-D/3$	0	0	$-D_{+1}$
$\Delta u_{\text{unten,l}}^{f*}$	0	$-D$	$-D$	0	$-2D_{+1}$	$-2D_{+1}$
$\Delta u_{B,\text{oben}}^{f*}$	$-D$	-	-	$-2D_{-1}$	-	-
$\Delta u_{B,\text{unten}}^{f*}$	D	-	-	$2D_{+1}$	-	-

Tabelle 4.4: Schwellenverschiebungen zur Boostgenerierung

Verfahren	KM2 _b	DM2 _b	KM2 _{u,H}	KM2 _{u,R}
n_B	1	1	1	1
$\Delta u_{\text{oben,h}}^{f*}$	D	$2D_{-1}$	$1 - u_{\text{oben}}^{f*}$	$-1 - u_{\text{unten}}^{f*} + 2D$
$\Delta u_{\text{oben,l}}^{f*}$	D	$2D_{-1}$	$1 - u_{\text{oben}}^{f*} - 2D$	$-1 - u_{\text{unten}}^{f*} + 2D$
$\Delta u_{\text{mitte,h}}^{f*}$	D	$2D_{-1}$	$1 - u_{\text{oben}}^{f*} - 2D$	$-1 - u_{\text{unten}}^{f*} + 2D$
$\Delta u_{\text{mitte,l}}^{f*}$	$-D$	$-2D_{+1}$	$1 - u_{\text{oben}}^{f*} - 2D$	$-1 - u_{\text{unten}}^{f*} + 2D$
$\Delta u_{\text{unten,h}}^{f*}$	$-D$	$-2D_{+1}$	$1 - u_{\text{oben}}^{f*} - 2D$	$-1 - u_{\text{unten}}^{f*} + 2D$
$\Delta u_{\text{unten,l}}^{f*}$	$-D$	$-2D_{+1}$	$1 - u_{\text{oben}}^{f*} - 2D$	$-1 - u_{\text{unten}}^{f*}$

dem Trägersignal verglichen.

Die Schwellenverschiebungen für das Verfahren KM2_b lassen sich aus dem Verfahren KM6 ableiten, wenn nur die in der Mitte befindlichen Schwellen betrachtet werden. Im Sektor I wird demnach $u_{V0,h}^{f*}$ um D nach oben verschoben und $u_{V0,l}^{f*}$ um $-D$ nach unten. Zur Sicherstellung unveränderter aktiver Zustände werden $u_{U0,h}^{f*}$ und $u_{U0,l}^{f*}$ um D nach oben verschoben sowie $u_{W0,h}^{f*}$ und $u_{W0,l}^{f*}$ um $-D$ nach unten.

Tab. 4.4 beinhaltet die Schwellenverschiebungen für das unsymmetrische Verfahren $KM2_u$. Die Schwellensignale sind zunächst die gleichen wie beim Verfahren $KM2$ in Abb. 4.9(a), werden aber im Modulator so modifiziert, dass der erste Freilauf F1 komplett nach links in den Periodenanfang verschoben wird und der zweite Freilauf F2 ebenso in den Beginn der Halbperioden. Beide Boostzustände rutschen entsprechend an den rechten Rand der jeweiligen Halbperiode. Im Modulator wird demzufolge eine Unterscheidung zwischen hoch- (Index H) und runterzählendem (Index R) Trägersignal notwendig.

Diskontinuierliche Modulation

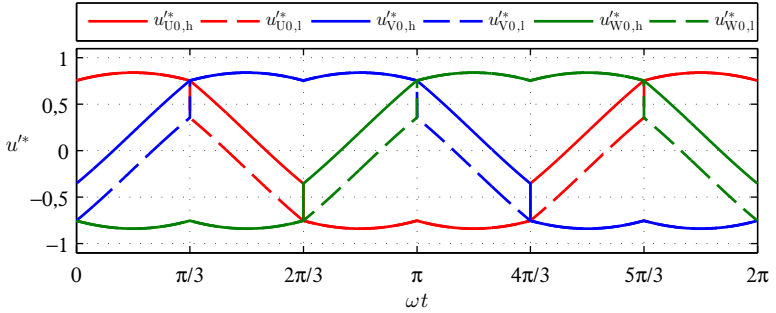
Durch die Verschiebung der unteren bzw. oberen Schwelle auf -1 bzw. $+1$, reduziert sich im Fall der diskontinuierlichen Modulation die Anzahl der zu veränderten Schwellen gegenüber der kontinuierlichen Modulation in den entsprechenden Winkelabschnitten um eins. Ansonsten funktioniert die Schwellenverschiebung ähnlich. Die Indizes -1 und $+1$ in Tab. 4.3 bedeuten, dass eine Schwelle immer dann verändert wird, wenn eine der drei Sollwertschwellen entsprechend auf -1 oder $+1$ geklemmt ist. Ansonsten findet keine Änderung statt.

4.6.2 Schaltsignale

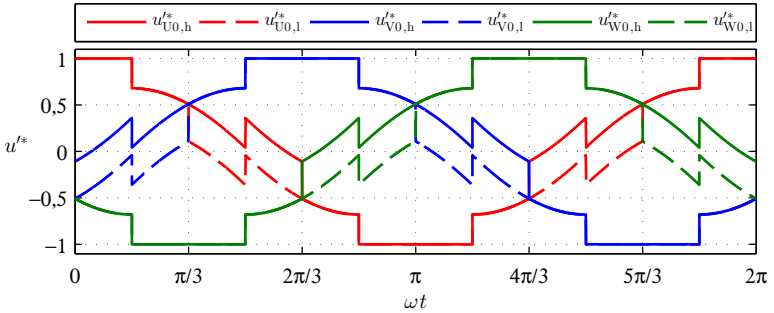
Als nächstes wird der zeitliche Verlauf der Ansteuersignale innerhalb einer Taktperiode beschrieben, der sich aus dem Vergleich des dreieckförmigen Trägersignals mit den Modulationsfunktionen ergibt. In guter Näherung können die Spannungssollwerte während einer Taktperiode als konstant angenommen werden. Im Gegensatz zu den dargestellten Modulationsfunktionen in Abb. 4.9 ist jetzt eine Verriegelungszeit T_{VR} bei der Umschaltung der Brückenweig-IGBTs berücksichtigt, wenn kein überlappender Boostzustand auftritt.

Der Unterschied des Modulators im Vergleich zu konventionellen Pulsweitenmodulatoren mit Verriegelungseinrichtung ist die symmetrische Verschiebung der oberen bzw. unteren Schaltschwelle. Oftmals wird, speziell bei Industrieantriebsumrichtern, immer erst ein Schalter ausgeschaltet und dann der komplementäre Schalter, unabhängig von der Zählrichtung des Trägersignals, eingeschaltet [109]. Es entstehen jedoch keine Vor- oder Nachteile im Vergleich der Methoden.

Die stromvorzeichenabhängige Umschaltung der Spannungspolarität am Ausgang des Brückenzeuges [107–109] wird im Modulator bei kontinuierlicher Modulation durch die folgende Schwellenverschiebung kompensiert.



(a) Modulationsverfahren KM2_b



(b) Modulationsverfahren DM2_b

Abbildung 4.8: Schwellensignale des Modulationsverfahrens KM2_b und DM2_b,
 $D = 0,2, A_M = 0,8 \cdot A_{M,max} = 0,739$

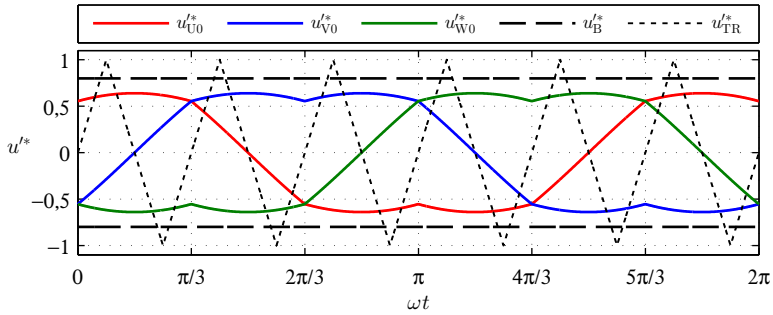
$$\Delta u_{xl,VR}^{i*} = -4 \frac{T_{VR}}{T_P}, \text{ für } i_x > 0 \quad (4.15)$$

$$\Delta u_{xh,VR}^{i*} = 4 \frac{T_{VR}}{T_P}, \text{ für } i_x < 0 \quad (4.16)$$

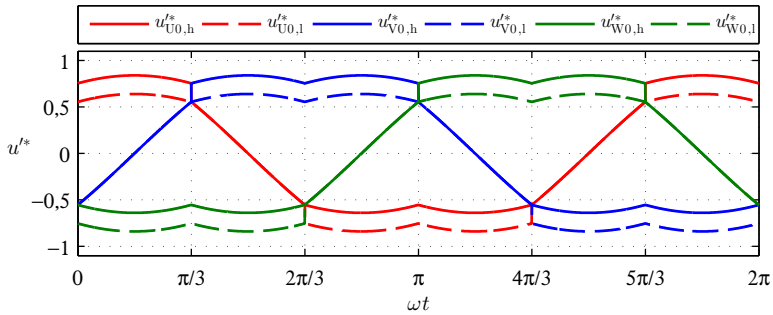
$$x \in \{U, V, W\}$$

Diskontinuierliche Modulation erfordert die Hälfte der Schwellenverschiebung. Darüber hinaus gibt es zur Vermeidung eines Kurzschlusses zwischen den Kondensatoren C_1 und C_2 sowie der DBS und dem RSS die Verriegelungszeiten $T_{VR,E,ein}$ und $T_{VR,E,aus}$ zwischen Brückenkurzschluss und Ansteuersignal des RSS.

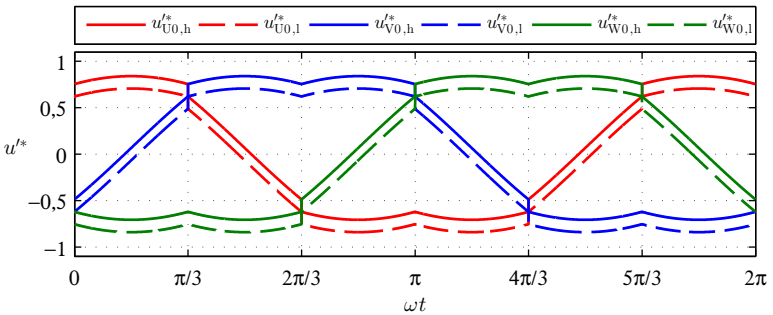
4 Modulationsverfahren für eine dreiphasige Drehstromlast



(a) Modulationsverfahren KM2

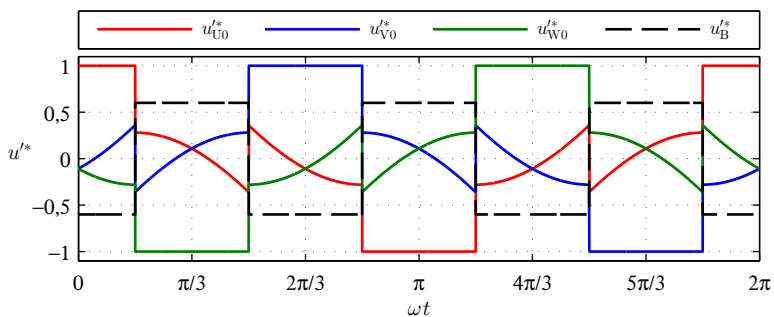


(b) Modulationsverfahren KM4

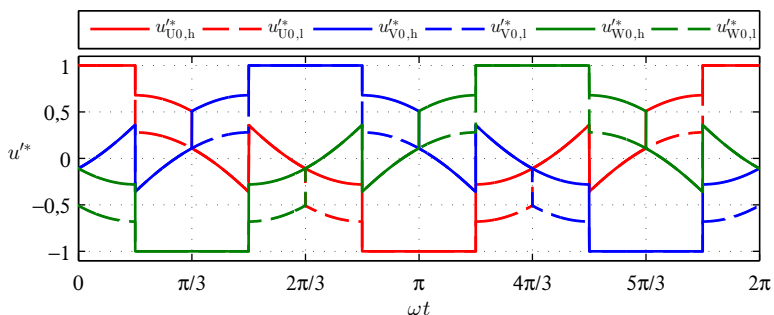


(c) Modulationsverfahren KM6

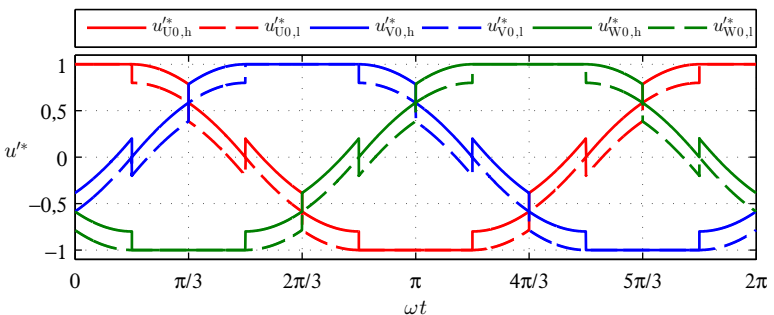
Abbildung 4.9: Schwellensignale der Modulationsverfahren KM2, KM4 und KM6, $D = 0,2$, $A_M = 0,8 \cdot A_{M,max} = 0,739$



(a) Modulationsverfahren DM1



(b) Modulationsverfahren DM2



(c) Modulationsverfahren DM4

Abbildung 4.10: Schwellensignale der Modulationsverfahren DM1, DM2 und DM4, $D = 0,2$, $A_M = 0,8 \cdot A_{M,\max} = 0,739$

Die benötigten Schwellensignale ergeben sich im Fall kontinuierlicher Modulation zu:

$$\Delta u_{VR,E,aus}^{I*} = (-1)^m 4 \frac{T_{VR,E,aus}}{T_P} \quad m = 1 : \text{hoch} \quad m = 0 : \text{runter} \quad (4.17)$$

$$\Delta u_{VR,E,ein}^{I*} = (-1)^n 4 \frac{T_{VR,E,ein}}{T_P} \quad n = 0 : \text{hoch} \quad n = 1 : \text{runter}$$

Die Schwellen der diskontinuierlichen Modulation sind wiederum mit dem Faktor 0,5 zu multiplizieren. Im Modulator muss gemäß dieser Gleichungen zwischen hoch- und runterzählendem Dreiecksignal unterschieden werden.

In der Gegenüberstellung mit der gewöhnlichen DBS kann beim QZSI theoretisch die Schaltverriegelung der Brückenzeige weggelassen werden, solange der RSS nicht eingeschaltet ist. Zumindest aus Sicht der Brückensteuerung ist dann mit einer erhöhten Zuverlässigkeit zu rechnen [1]. Andererseits birgt der Einsatz des RSS bei falscher Taktung die Gefahr einer Zerstörung der Schaltung, das dem vermeintlichen Vorteil der erhöhten Zuverlässigkeit entgegenspricht.

Während der Verriegelungszeiten zwischen RSS und DBS können die ungewollten Schaltungszustände nach Abschnitt 2.4 auftreten, die zu Verzerrungen in den Drosselströmen und Kondensatorspannungen führen.

Die Abb. 4.13, 4.14 und 4.15 zeigen für alle implementierten Modulationsverfahren qualitativ eine Momentaufnahme des zeitlichen Verlauf der Schaltsignale innerhalb einer Pulsperiode im ersten Sektor. Gegenüber dem Ursprungssignal unveränderte Schaltsignale sind durch eine gestrichelte, senkrechte Linie markiert.

Kontinuierliche Modulation

Beim Verfahren KM2 werden im einfachsten Fall wie in [57] vorgeschlagen und in Abb. 4.13(a) zu erkennen ist, für den Brückenkurzschluss alle Brückenzeige in der Mitte des Freilaufs eingeschaltet. Es fallen in jedem Brückenzeige zwei zusätzliche Umschaltungen an. Wenn nur ein oder zwei Brückenzeige kurzgeschlossen werden sollen, ist zur Vergleichmäßigung der Belastung der Schaltelemente zusätzlich noch eine Unterscheidung nach Winkelabschnitten bzw. eine Sortierung der Schwellen laut Tab. 4.2 notwendig.

Zur Erfüllung der Bedingung einer möglichst geringen Anzahl an Umschaltungen, ist es für die Verfahren KM4 und KM6 naheliegend immer nur den an der Überlappung beteiligten Brückenzeige einzuschalten. Eine Erweiterung auf zwei oder drei Zeige ist durch eine einfache Abfrage in der Modulatorsteuerung, unter Berücksichtigung der Sollwertsortierung, möglich. Wie bei der

Behandlung der Modulationsfunktionen bereits erwähnt wurde, überlappt sich beim KM6-Verfahren jeder der drei DBS Zweige beim Schaltwechsel (s. Abb. 4.13(c)). Der dem mittleren Schwellensignal zugeordnete Brückenweig muss dagegen beim Verfahren KM4 in Abb. 4.13(b) mit einer Verriegelung versehen werden. Ebenso ist beim Verfahren KM2_b in Abb. 4.15(a) im unteren und oberen Zweig eine Verriegelungszeit vorzusehen. Das neue Verfahren KM2_u weist durch die in Abschnitt 4.6.1 dargelegte Schwellenverschiebung einen Brückenkurzschluss im oberen und unteren Brückenweig mit Überlappung auf. Der mittlere Zweig wird verriegelt. Im Gegensatz zu den Verfahren KM4, KM6 und KM2_b ist der Abstand der Boostzustände konstant.

Diskontinuierliche Modulation

Die Schaltsignale der diskontinuierlichen Modulationsverfahren DM1, DM2 und DM4 sind in Abb. 4.14 für den Fall auf +1 geklemmter Sollwertspannungen zu sehen. Das Verfahren DM2_b ist in Abb. 4.15(a) dargestellt. Auch hier werden beim Verfahren DM1 alle Zweige für den Boost eingeschaltet. Überlappung der Schaltsignale sind bei den Verfahren DM2 und DM4 und DM2_b zu finden. Insgesamt gelten für alle diskontinuierlichen Verfahren die gleichen Überlegungen wie bei den kontinuierlichen Verfahren.

4.6.3 Berücksichtigung von Schaltverzögerungszeiten

Bei der Inbetriebnahme der Modulationsverfahren hat es sich für das stabile Anfahren des QZSI als notwendig erwiesen, zusätzlich zu den Verriegelungszeiten die Schaltzeiten der IGBTs und die Laufzeiten der signalverarbeitenden Komponenten zu kompensieren.

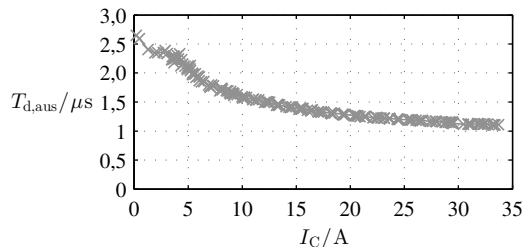


Abbildung 4.11: Gemessene Ausschaltverzögerungszeit der Drehstrombrücken IGBTs, in Abhängigkeit des Kollektorstroms und $\vartheta = 45^\circ C$ Kühlmitteltemperatur

Die durch Messung ermittelten Signallaufzeiten für das Ein- und Ausschalten $T_{d,ein,sl}$ und $T_{d,aus,sl}$ sind in Tab. 4.5 aufgelistet und können als konstant angenommen werden. Anders ist dies bei den Schaltzeiten der IGBTs, weil eine Temperatur- und Kollektorstromabhängigkeit für die Ein- und Ausschaltzeiten besteht [D2, D4–D6]. Besonders kritisch ist die Ausschaltverzögerungszeit $T_{d,aus}$ mit der Definition nach [D6], weil die Sperrschichtkapazität der antiparallelen Freilaufdiode des komplementären Zweig-IGBTs beim Ausschalten eines IGBTs zum überproportionalen Anstieg von $T_{d,aus}$ im Bereich kleiner Ströme entsteht [107, D6]. Abb. 4.11 zeigt die gemessene Ausschaltverzögerungszeit des verwendeten IGBT Moduls mit 185 Datenpunkten, als Funktion des Kollektorstromes und einer Kühlmitteltemperatur von $\vartheta = 45^\circ C$. Die Einschaltverzögerungszeit $T_{d,ein}$ nach Tab. 4.5 ist dagegen wenig abhängig vom Kollektorstrom. Für die Kompensation der Ausschaltverzögerungszeit wurde der Wert aus Tab. 4.5 gewählt, bei einer extrapolierten, maximalen Zeit von $T_{d,aus} = 3 \mu s$. Weiterhin sind in Tab. 4.5 die kompensierten Ein- und Ausschaltverzögerungszeiten des RSS aufgeführt. Für die Verriegelungszeiten $T_{VR,E,ein}$ und $T_{VR,E,aus}$ nach (4.17) wurde jeweils der gleiche Wert $T_{VR,E}$ eingestellt.

Tabelle 4.5: Verriegelungszeiten und kompensierte Schaltverzögerungszeiten

Zeit	Bezeichnung	Zeit/ μs
T_{VR}	Verriegelungszeit der Brücken-zweig-IGBTs	1,5
$T_{VR,E}$	Verriegelungszeit zwischen DBS und RSS	1,5
$T_{d,ein,sl}$	Signallaufzeit FPGA/Gatetreiber beim Einschalten	0,16
$T_{d,aus,sl}$	Signallaufzeit FPGA/Gatetreiber beim Ausschalten	0,63
$T_{d,ein}$	Einschaltverzögerungszeit der DBS IGBTs	0,7
$T_{d,aus}$	Ausschaltverzögerungszeit der DBS IGBTs	1,6
$T_{d,ein,E}$	Einschaltverzögerungszeit des RSS IGBTs	0,92
$T_{d,aus,E}$	Ausschaltverzögerungszeit des RSS IGBTs	3,6

Die detaillierte Vorgehensweise für die Implementierung der entsprechenden Schwellenverschiebungen ist in [S4, S5] beschrieben. Bei der Programmierung der Modulationsverfahren hat sich gezeigt, dass erst eine sorgsame Justierung der Verriegelungszeit zwischen Schaltung des Brückenkurzschlusses und dem Rückpeiseschalter den Betrieb des Hochleistungs-QZSI ermöglicht. Ansonsten führen die ungewollten Schaltungszustände zur Instabilität im Bereich kleiner Leistungen und kleiner Boost-Aussteuergrade. Das Verfahren KM6 zeigt

hierbei die schlechtesten Betriebseigenschaften, weil der Boostzustand in sechs Teile aufgeteilt wird und in den Übergangszeiten zwischen dem Schalten des RSS und den Kurzschlüssen ungewollte Schaltungszustände häufig auftreten können [S5, S6]. Vor allem ungewollte Brückenkurzschlüsse beeinträchtigen den Betrieb des QZSI bei kleinen Ausgangsleistungen deutlich. In Systemen kleiner Leistung mit schnell schaltenden Leistungshalbleitern ist dieser Effekt besser zu beherrschen [S6, S7].

4.6.4 Aussteuergrenzen

Die einzuhaltenden Verriegelungszeiten sowie die Kompensation von Schalt- und Signallaufzeiten verringern den maximalen Aussteuergrad des QZSI. Der maximale Modulationsgrad nach (2.88) verändert sich zu [E3]:

$$A_{M,korr} = \frac{2}{\sqrt{3}} (1 - D - D_{korr}) \quad (4.18)$$

Bei kontinuierlicher Modulation gilt für die Summe aller relevanten Zeiten T_{korr} :

$$D_{korr} = \frac{4T_{korr}}{T_p} \quad (4.19)$$

Je nach Modulationsverfahren entstehen unterschiedliche Aussteuergrenzen [S4]. Im Vergleich zur gewöhnlichen DBS müssen die Schalt- und Verriegelungszeiten des RSS einbezogen werden, die zu einer zusätzlichen Reduktion der Aussteuergrenzen führen.

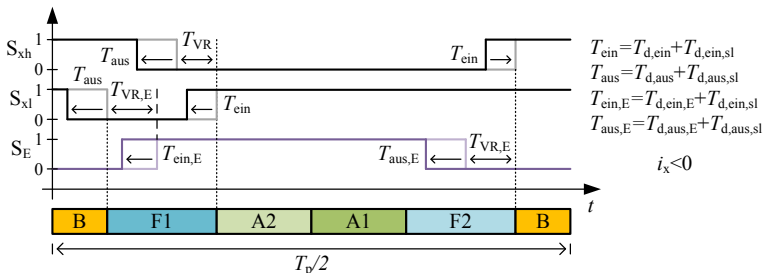


Abbildung 4.12: Schaltsignale des Modulationsverfahrens KM2 mit Schaltverzögerungszeiten

Tabelle 4.6: Aussteuerkorrekturen der implementierten Modulationsverfahren

Verfahren	T_{korrr}	$T_{\text{korrr}}/\mu\text{s}$	$D_{\text{korrr}} = \frac{4T_{\text{korrr}}}{T_p}$
KM2	$T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{d,aus}} + T_{\text{VR,E}}$	3,73	0,119
KM4, KM6	$T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{d,aus,E}} + T_{\text{VR,E}}$	5,73	0,183
KM2 _b	$T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{d,aus}} + T_{\text{VR}}$	3,73	0,119
KM2 _u	$0,5 (T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{d,aus}} + T_{\text{VR,E}})$	1,87	0,060
DM1	$0,5 (T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{d,aus}} + T_{\text{VR,E}})$	1,87	0,060
DM2, DM4	$0,5 (T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{d,aus,E}} + T_{\text{VR,E}})$	2,87	0,092
DM2 _b	$0,5 (T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{d,aus}} + T_{\text{VR}})$	1,87	0,060

Zur Erläuterung der Entstehung der Aussteuer Grenzen ist in Abb. 4.12 eine beispielhafte Momentaufnahme der Schaltsignale des KM2-Verfahrens innerhalb einer halben Pulsperiode dargestellt. Es wird der Zweig betrachtet, welcher der minimalen Schaltschwelle zugeordnet ist, bei negativem Phasenstrom $i_x < 0$. Zu sehen in heller Farbe sind die Ansteuersignale im Fall idealer Schalter. In dunkler Farbe sind die modifizierten Schaltsignale abgebildet, wenn Schaltverzögerungszeiten auftreten und kompensiert werden.

Durch die Schaltverzögerungszeit $T_{\text{aus}} = T_{\text{d,aus}} + T_{\text{d,aus,sl}}$ kann der Schalter S_{x1} frühestens nach dieser Zeit ausgeschaltet werden. Zur Einhaltung der Kompensationszeit muss der Aussteuergrad entsprechend verringert werden. Tritt ein negativer Phasenstrom auf, muss außerdem bedacht werden, dass S_{x1} um T_{VR} nach links verschoben werden muss. Prinzipiell könnte diese Zeit an der Aussteuer Grenze komplett vernachlässigt werden, weil am Anfang der Periode ein Boost geschaltet wird. Der RSS hat aber kein ideales Schaltverhalten und es muss die Verriegelungszeit $T_{\text{VR,E}}$ eingehalten werden zur Vermeidung eines Kurzschlusses zwischen dem RSS und den Zwischenkreiskondensatoren.

Mit dieser zusätzlichen Aussteuerbegrenzung werden inhärent Kurzimpulse unterdrückt, die den sicheren Betrieb der Schaltung stören können [D5]. Desweiteren treten durch die Freilaufreserve keine ungewollten Boostzustände auf. Ist die Zeit $T_{\text{VR,E}}$ kleiner als T_{VR} , wird die effektive Verriegelungszeit der Brücken-zweig IGBTs auf $T_{\text{VR,E}}$ verkürzt. Dies ist tolerierbar, solange Kurzimpulse verhindert werden. Tab. 4.6 führt die beteiligten Zeiten und die Verringerung der Aussteuer Grenzen auf.

Im Unterschied zum Verfahren KM2 wird bei den Varianten KM4 und KM6 zunächst der RSS ausgeschaltet, wofür die Zeit $T_{\text{aus,E}} = T_{\text{d,aus,E}} + T_{\text{d,aus,sl}}$ benötigt wird. Zusätzlich muss zur Vermeidung eines Kurschlusses des RSS zwingend der Abstand $T_{\text{VR,E}}$ eingehalten werden. Gilt $T_{\text{d,aus,E}} + T_{\text{d,aus,sl}} + T_{\text{VR,E,ein}} < T_{\text{VR,E,aus}}$, ist $T_{\text{VR,E,aus}}$ zu verwenden.

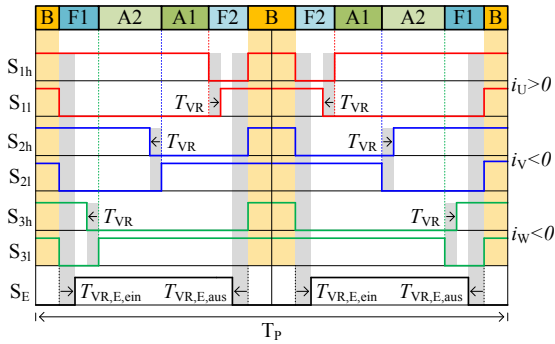
Beim Verfahren KM2_b fehlt durch die Anordnung des Boostzustands zwischen den aktiven Zuständen die Schalthandlung des Rückspeiseschalters. Ähnlich wie bei der gewöhnlichen DBS, muss neben den Schaltverzögerungszeiten noch die Brückenweitz-Verriegelungszeit T_{VR} eingehalten werden.

Im Vergleich der kontinuierlichen Verfahren schneidet das Verfahren KM2_u am besten ab, weil die Schaltverzögerungszeiten durch die unsymmetrische Aufteilung des Pulsmusters nur einmal berücksichtigt werden müssen.

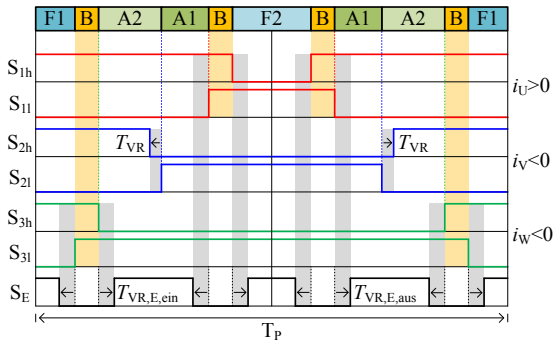
Die Mechanismen bei der Entstehung der Aussteuergrenzen der diskontinuierlichen Modulationsverfahren sind die gleichen wie bei den kontinuierlichen Verfahren. Auf eine Beschreibung wird verzichtet und auf das Ergebnis in Tab. 4.6 verwiesen. Durch das Wegfallen eines der beiden Freilaufzustände ist der Faktor 0,5 zu beachten, verbunden mit einer Erhöhung des Aussteuerbereichs.

Um im Versuchsstand die Verfahren während des Betriebs umschalten zu können, wurde für alle Verfahren eine Korrekturzeit von $T_{\text{kor}} = 6,25 \mu\text{s}$ im DSP eingefügt. Dabei sind die Verfahren KM4 und KM6 mit einer zusätzlichen Reserve als Worst-Case Werte gewählt worden.

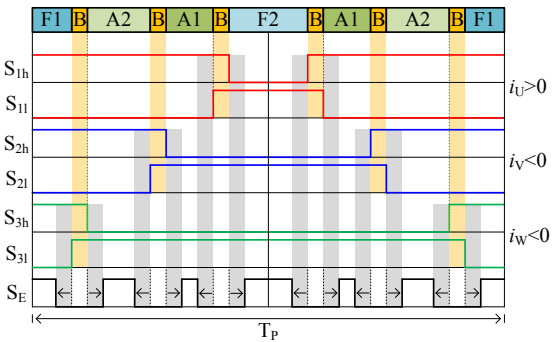
4 Modulationsverfahren für eine dreiphasige Drehstromlast



(a) Modulationsverfahren KM2

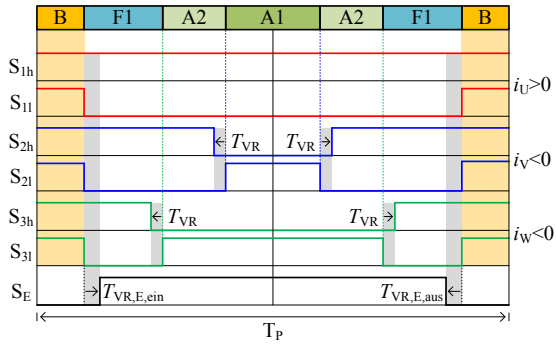


(b) Modulationsverfahren KM4

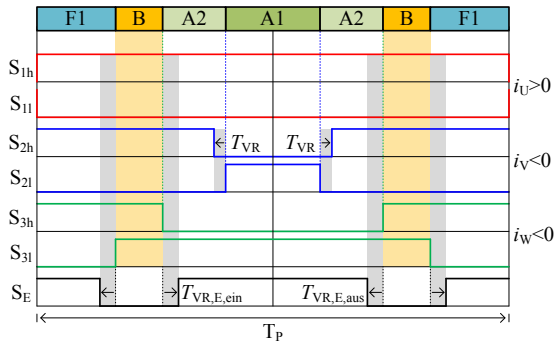


(c) Modulationsverfahren KM6

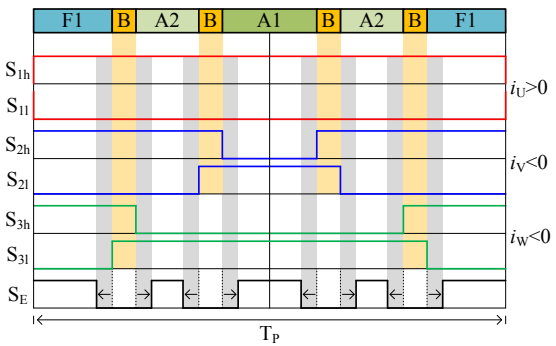
Abbildung 4.13: Schaltsignale der Modulationsverfahren KM2, KM4 und KM6



(a) Modulationsverfahren DM1+1



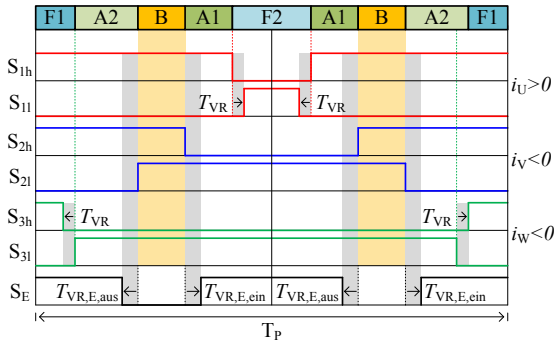
(b) Modulationsverfahren DM2+1



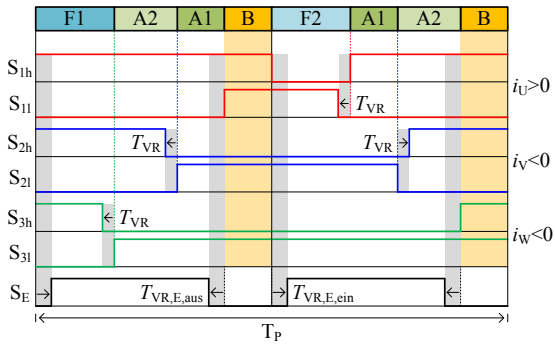
(c) Modulationsverfahren DM4+1

Abbildung 4.14: Schaltsignale der Modulationsverfahren DM1, DM2 und DM4

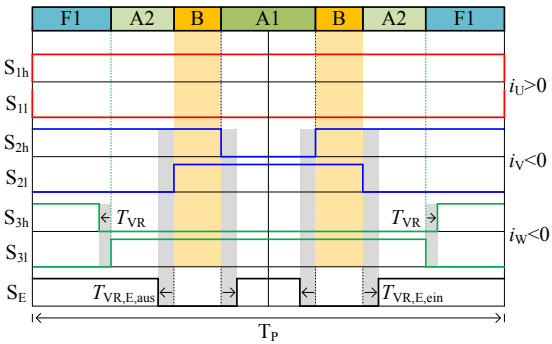
4 Modulationsverfahren für eine dreiphasige Drehstromlast



(a) Modulationsverfahren $KM2_b$



(b) Modulationsverfahren $KM2_u$



(c) Modulationsverfahren $DM2_{b,+1}$

Abbildung 4.15: Schaltsignale der Modulationsverfahren $KM2_b$, $KM2_u$ und $DM2_b$

5

Schaltungsdimensionierung - Drosseln

Im Gegensatz zu zweistufigen Schaltungstopologien, beispielsweise bestehend aus Drehstrombrücke und Hochsetzsteller, sind beim QZSI die für die Hochsetzstellerfunktion benötigten Schaltimpulse in das Pulsmuster der Drehstrombrückensteuerung eingebunden. Durch die verschiedenen Möglichkeiten zur Verteilung der Boostzustände im Pulsmuster der Drehstrombrücke, ergeben sich unterschiedliche Drosselstromverläufe und damit unterschiedliche maximale Stromripple in den passiven Bauteilen.

Für eine Auslegung der Drosseln ist der Induktivitätswert entscheidend, weil dieser die Höhe des Stromripples festlegt. In diesem Kapitel werden die Induktivitätswerte der Drosseln für die verschiedenen Modulationsverfahren, unter Beachtung der spezifischen Eigenschaften, bestimmt. Beide Drosseln L_1 und L_2 sollen zu Vermeidung von Schwingungen im Z-Netzwerk gleich groß ausgelegt werden.

5.1 Spannungsbereich

Durch die Abhängigkeit der Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{U}_{ZK} von der Eingangsspannung U_E bzw. von der Spannung U_{C2} und vom Boost-Aussteuergrad, kann nach (2.63) die Zwischenkreisspannung in einem realen Umrichtersystem Werte annehmen, welche die Halbleiter zerstören. Deswegen wird zur Systemauslegung eine maximale Zwischenkreisspannung $\hat{U}_{ZK,max}$ festgelegt, die

von den eingesetzten Halbleitern abhängig ist. Der Maximalwert enthält dabei schon eine Sicherheitsreserve zum absoluten Maximalwert gemäß dem Datenblatt [D2]. Eine Sicherheitsreserve ist einerseits notwendig, weil im realen Zwischenkreislaufbau parasitäre Streuinduktivitäten vorhanden sind, die Schaltüberspannungen verursachen und eine Zerstörung der Schaltung verursachen können. Andererseits soll eine Reserve für dynamische Vorgänge vorgehalten werden.

5.1.1 Normierter Spannungsbereich

Die Festlegung des Spannungsbereichs basiert auf (2.61) und (2.63). Zunächst wird (2.61) nach U_E umgestellt, um eine Darstellungsweise zu erreichen, in der U_{C2} als Parameter aufgefasst wird:

$$U_E = \frac{1 - 2D}{1 - D} U_{C2} \quad (5.1)$$

Es wird damit der Anwendungsfall einer konstanten Zwischenkreisspannung und variabler Eingangsspannung berücksichtigt. Für eine verallgemeinerte Darstellung wird nun diese Funktion auf $\hat{U}_{ZK,max}$ normiert:

$$\frac{U_E}{\hat{U}_{ZK,max}} = \frac{1 - 2D}{1 - D} \frac{U_{C2}}{\hat{U}_{ZK,max}} \quad (5.2)$$

Mit den normierten Spannungen $U'_E = \frac{U_E}{\hat{U}_{ZK,max}}$ und $U'_{C2} = \frac{U_{C2}}{\hat{U}_{ZK,max}}$ folgt:

$$U'_E = \frac{1 - 2D}{1 - D} U'_{C2} \quad (5.3)$$

Man gelangt so zu einer Funktionenschar (s. Abb. 5.1), in der U'_E über D aufgetragen ist und U'_{C2} ($0 \leq U'_{C2} \leq 1$) als Parameter dient. U'_{C2} repräsentiert Linien konstanter mittlerer Zwischenkreisspannung.

Mit $\hat{U}_{ZK} = \hat{U}_{ZK,max}$ und (2.63) ergibt sich weiterhin eine Funktion, die bei einer gegebenen maximalen Spitzen-Zwischenkreisspannung $\hat{U}_{ZK,max}$ die kleinst mögliche Eingangsspannung $U_{E,g}$ in Abhängigkeit vom Boost-Aussteuergrad D beschreibt. In normierter Darstellung wird $U_{E,g}$ zu:

$$U'_{E,g} = \frac{U_{E,g}}{\hat{U}_{ZK,max}} = 1 - 2D \quad (5.4)$$

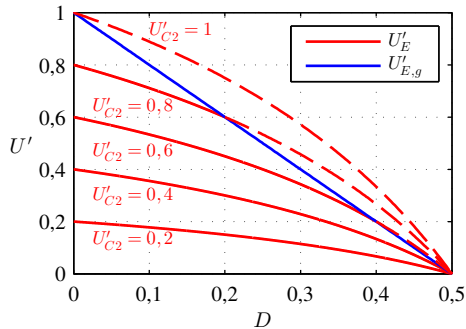


Abbildung 5.1: Normiertes Eingangsspannungskennfeld und maximale Eingangsspannung über D , mit U'_{C2} als Parameter

Diese Funktion ist ebenfalls in Abb. 5.1 eingetragen. Im Abstand von $\Delta U_{C2,n} = 0,2$ sind die Kennlinien konstanter U_{C2} -Spannung aufgetragen. Die Schnittpunkte der normierten Eingangsspannung U'_E mit $U'_{E,g}$ stellen die Betriebspunkte dar, in denen die maximale Zwischenkreisspannung $\hat{U}_{ZK,max}$ erreicht ist. Je größer U'_{C2} gewählt wird, desto früher wird $\hat{U}_{ZK,max}$ eingestellt. Über den zulässigen Betriebsbereich hinaus sind die Kennlinien gestrichelt dargestellt.

5.1.2 Spannungsbereich mit Zahlenwerten

Im Fall des vorliegenden QZSI wird von den Spannungen laut Tab. 5.1 ausgegangen. Mit $U_{E,min}$ und $U_{E,max}$ werden die minimale bzw. maximale Eingangsspannung definiert sowie mit $U_{C2,min}$ und $U_{C2,max}$ die entsprechenden Werte für die mittlere Zwischenkreisspannung. Wenn davon ausgegangen wird, dass der QZSI mit $D = 0$ auch im Tiefsetzstellerbetrieb verwendet werden kann, entsprechen die Maximal- bzw. Minimalwerte von U_E und U_{C2} einander. Folglich ist die maximale Zwischenkreisspannung $\hat{U}_{ZK,max}$ gleich $U_{C2,max}$.

Der Spannungsbereich des QZSI ist so gewählt, dass ein möglichst großer Betriebsbereich für eine universelle Antriebsanwendung abgedeckt wird. Die kleinste mittlere Zwischenkreisspannung U_{C2} ist dabei so gewählt, dass die verwendete PMSM auch mit einer kleineren Zwischenkreisspannungen betrieben werden kann als im Nennpunkt spezifiziert ($U_{ZK} = 250..450\text{ V}$). Der Maximalwert von \hat{U}_{ZK} wurde so festgelegt, dass noch eine ausreichende Spannungsreserve zu der Maximalspannung der Halbleiter (650V) vorhanden ist.

Durch Einsetzen von $\hat{U}_{ZK,max}$ aus Tab. 5.1 in (5.4), ergibt sich in Abb. 5.2 in rot

Tabelle 5.1: Spannungsbereich des Quasi-Z-Source Umrichters

$U_{E,\min}$	$U_{E,\max}$	$U_{C2,\min}$	$U_{C2,\max}$	$\hat{U}_{ZK,\max}$
150V	350V	150V	350V	350V

gestrichelt die Grenzlinie $U_{E,g}$ für die Eingangsspannung, bei welcher der festgelegte Wert für $\hat{U}_{ZK,\max}$ erreicht wird. Zusammen mit der minimalen Eingangsspannung $U_{E,\min} = 150\text{V}$ wird der Spannungsbereich für die Eingangsspannung somit durch das dargestellte Dreieck bestimmt. Innerhalb dieses Dreiecks sind die Linien konstanter U_{C2} Spannung exemplarisch für drei verschiedene Werte zu sehen. Jeder eingezeichneten U_{C2} Spannung ist der Verlauf der jeweiligen Spitzen-Zwischenkreissspannung zugeordnet. Die Spannung $U_{C2} = 250\text{V}$ stellt den Grenzfall dar, bei der für den maximalen Boost gerade $\hat{U}_{ZK,\max}$ erreicht wird. Ist U_{C2} größer als dieser Wert, schneidet die Funktion $U_{E,g}$. Für darunter liegende U_{C2} -Werte legt $U_{E,\min} = 150\text{V}$ die Grenze fest. Durch diese Beschränkung resultiert die Grenzfunktion $\hat{U}_{ZK,g}$ nach (2.63), welche die Spitzen-Zwischenkreissspannung unterhalb $\hat{U}_{ZK,\max}$ begrenzt. In diesem Fall ist also theoretisch eine weitere Verkleinerung der Eingangsspannung möglich, bis $\hat{U}_{ZK,\max}$ eingestellt wird.

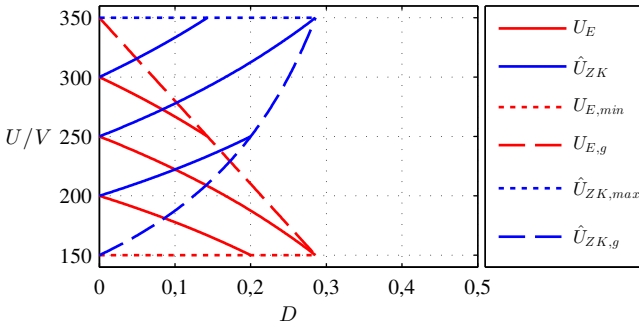


Abbildung 5.2: Spannungsbereich des QZSI

5.2 Drosselinduktivität bei konstanter Boost-Verteilung

Wie in Abb. 4.6 und 4.7 zu sehen ist, sind die Boostphasen bei den Verfahren KM2 und DM1 in die Mitte der Freilaufphasen verteilt und beim Verfahren $KM2_u$ an das Ende der Halbperioden. Damit wird die Taktung der passiven Bauteile vom Pulsmuster der Drehstrombrücke unabhängig und die Berechnung der passiven Bauteile kann nach den Methoden klassischer DC/DC-Wandler durchgeführt werden [103, 114].

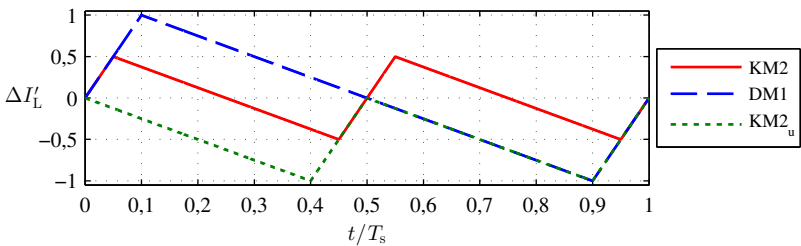


Abbildung 5.3: Zeitlicher Verlauf des Wechselanteils des Drosselstroms innerhalb einer Pulsperiode für die Verfahren KM2, $KM2_u$ und DM1

Abb. 5.3 zeigt den Verlauf des normierten Drosselstrom-Wechselanteils nach (5.8), für das Modulationsverfahren KM2 (rot), das DM1-Verfahren (blau) sowie das $KM2_u$ -Verfahren (grün) innerhalb einer Pulsperiode ($D = 0,2$). Die Erhöhung der wirksamen Taktfrequenz bei den beiden kontinuierlichen Verfahren gegenüber dem diskontinuierlichen um den Faktor zwei führt zu einem Wechselanteil mit halbiertem Amplitude. Durch die unsymmetrische Verteilung der Boostzustände im Fall des Verfahrens $KM2_u$ stimmt der Messwert im Abtastzeitpunkt nicht mit dem Mittelwert des Stromes überein. Dieser Offsetfehler kann durch die Verwendung eines Mittelwertfilters mit hochfrequenter Signalabtastung eliminiert werden.

Ausgangspunkt für die Dimensionierung der Drosseln ist die induzierte Spannung

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.5)$$

Der Stromripple ΔI_L lässt sich daraus unter Annahme geradenförmiger Stromverläufe sowie (2.21) und (2.61) zu

$$\Delta I_{L,C2} = \frac{U_{C2}}{L} T_{QZSI} D \quad (5.6)$$

$$\Delta I_{L,E} = \frac{U_E}{L} T_{QZSI} \frac{D(1-D)}{1-2D} \quad (5.7)$$

bestimmen. Durch T_{QZSI} wird die für die passiven Komponenten effektive Taktzeit beschrieben. Mit (5.6) ist der Fall einer festen mittleren Zwischenkreisspannung abgedeckt und mit (5.7) der einer festen Eingangsspannung. Durch

$$\Delta I'_L = \frac{\Delta I_L}{\frac{U_{C2}}{L} T_P \frac{D}{2}} \quad (5.8)$$

erfolgt mit $\Delta I_L = \Delta I_{L,C2}$ eine Normierung des Stromripples von (5.6). Im Fall der Verfahren mit zwei Boostphasen und konstantem Abstand, ergibt sich mit $T_{QZSI} = T_P D/2$ der Wert eins. Diese Berechnungsvorschrift wird zur Vergleichbarkeit für alle nachfolgenden Modulationsarten beibehalten.

5.2.1 Lastgrenzstrom

Eine häufig angewandte Methode zur Ermittlung des Induktivitätswerts bei konventionellen DC/DC-Wandlern besteht in der Betrachtung des Lückgrenzstroms [103, 114, 115]. Es wird hierbei der Induktivitätswert so festgelegt, dass der Drosselstrom bis zu einem definierten Minimalwert des Laststroms nicht lückt. Diese Vorgehensweise lässt sich auf den QZSI übertragen, wenn anstelle der Lückgrenze generell alle ungewollten Schaltzustände nach Abs. 2.4 herangezogen werden. Ziel ist die Ermittlung eines Induktivitätswerts für die Drosseln des QZSI, bei welchem die ungewollten Schaltzustände nicht auftreten. Eine ähnliche Analyse wird in [33] mit einer ohmsch-induktiven Last durchgeführt. Hier wird die Last verallgemeinert als Stromquelle modelliert.

Mit $2i_L \geq i_x$ nach (2.76) wird eine Ungleichung formuliert, die den Bezug zum Stromripple der Drossel und damit zum Induktivitätswert herstellt:

$$I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \geq \frac{1}{2} \left(\hat{I}_S + \frac{\Delta I_{S,x}}{2} \right) \quad , \quad 0,5 \leq \cos(\varphi) \leq 1 \quad (5.9)$$

$$I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \geq \frac{1}{2} \left(\hat{I}_S \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\Delta I_{S,x}}{2} \right) \quad , \quad 0 \leq \cos(\varphi) < 0,5 \quad (5.10)$$

Diesen Gleichungen zur Folge treten die ungewollten Zustände dann sicher nicht mehr auf, wenn der Drosselstrom-Minimalwert mindestens so groß ist, wie der Scheitelwert des Laststroms, der sich aus der Amplitude \hat{I}_S des Laststroms sowie dem Stromripple $\Delta I_{S,x}$, in Abhängigkeit von $\cos(\varphi)$, ergibt.

Im nächsten Schritt wird mit Hilfe von (2.64), (2.70), (2.73), (2.82), und (2.87) ein Ausdruck herausgearbeitet, der den Lastgrenzstrom $I_{\text{Last,g}}$ in Abhängigkeit der Stromripple von Drossel und Last sowie normiertem Modulationsgrad A'_M , Leistungsfaktor und Boost-Aussteuergrad darstellt:

$$\frac{2I_{\text{Last,g}}}{\Delta I_L - \Delta I_{S,x}} \geq \underbrace{\frac{2\sqrt{3}A'_M(1-2D)\cos(\varphi)}{2\sqrt{3}A'_M(1-D)\cos(\varphi) - 2(1-2D)}}_{f_1(D,A'_M,\cos(\varphi))} \quad (5.11)$$

$$\frac{2I_{\text{Last,g}}}{\Delta I_L - \Delta I_{S,x}} \geq \underbrace{\frac{2\sqrt{3}A'_M(1-2D)\cos(\varphi)}{2\sqrt{3}A'_M(1-D)\cos(\varphi) - 2(1-2D)\cos(\varphi - \frac{\pi}{3})}}_{f_2(D,A'_M,\cos(\varphi))} \quad (5.12)$$

Die Kondensatorspannungen werden dabei als konstant angenommen. Der Modulationsgrad A_M nach (2.88) wurde durch

$$A_M = A'_M A_{M,\max} = A'_M \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D) \quad , \quad \text{für } 0 \leq A'_M \leq 1 \quad (5.13)$$

ersetzt. Der vom normierten Modulationsgrad A'_M und dem Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ abhängige Lastgrenzstrom $I_{\text{Last,g}}$ strebt für Boost-Aussteuergrade von

$$D = \frac{1 - \sqrt{3}A'_M \cos(\varphi)}{2 - \sqrt{3}A'_M \cos(\varphi)} \quad , \quad 0,5 \leq \cos(\varphi) \leq 1 \quad (5.14)$$

$$D = \frac{\cos(\varphi - \frac{\pi}{3}) - \sqrt{3}A'_M \cos(\varphi)}{2\cos(\varphi - \frac{\pi}{3}) - \sqrt{3}A'_M \cos(\varphi)} \quad , \quad 0 \leq \cos(\varphi) < 0,5 \quad (5.15)$$

gegen unendlich.

5.2.2 Bestimmung der Drosselinduktivität anhand des Lastgrenzstroms

In gewissen Betriebsbereichen können durch passende Wahl des Induktivitätswerts der Drosseln, bei gegebenem Lastgrenzstrom, ungewollte Schaltungszu-

stände vermieden werden. Es soll im Weiteren der Fall einer konstanten mittleren Zwischenkreisspannung und variabler Eingangsspannung betrachtet werden. Eine Vereinfachung besteht in der Vernachlässigung des Stromripples des Phasenstroms. Durch die vergleichsweise kleinen Induktivitäten der hier eingesetzten PMSM entstehen jedoch Fehler in der Berechnung, weil relativ große Stromripple im Maschinenstrom auftreten können [111]. Eine grundsätzliche Aussage kann dennoch getroffen werden.

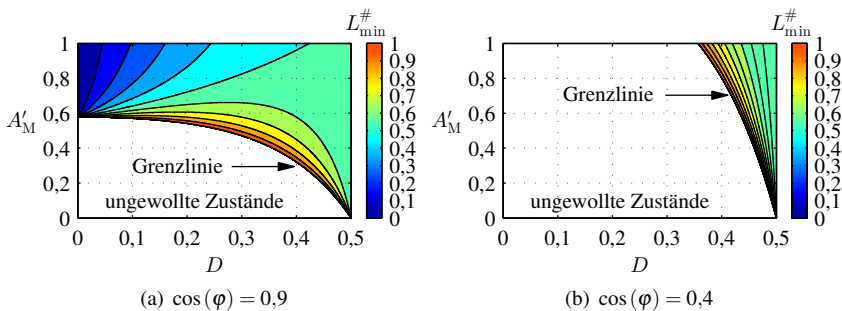


Abbildung 5.4: Linien konstanter minimaler Induktivität L_{\min} in bezogener Darstellung als Funktion von D und A'_M

Mit $\Delta I_{S,x} = 0$ und (5.6) ergibt sich aus (5.11) und (5.12) der Mindestwert für die Induktivität der Drosseln, welcher bei einem gegebenen Lastgrenzstrom $I_{\text{Last,g}}$, mittlerer Zwischenkreisspannung U_{C2} und Taktzeit T_{QZSI} zur Vermeidung ungewollter Schaltzustände eingehalten werden muss:

$$L_{\min} \geq \frac{U_{C2} T_{\text{QZSI}}}{2 I_{\text{Last,g}}} \cdot D \cdot f_1(D, A'_M, \cos(\varphi)) \quad , \text{ für } 0,5 \leq \cos(\varphi) \leq 1 \quad (5.16)$$

$$L_{\min} \geq \frac{U_{C2} T_{\text{QZSI}}}{2 I_{\text{Last,g}}} \cdot D \cdot f_2(D, A'_M, \cos(\varphi)) \quad , \text{ für } 0 \leq \cos(\varphi) < 0,5 \quad (5.17)$$

Durch die weiterhin bestehenden Polstellen (5.14) und (5.15) der Funktionen $f_1(D, A'_M, \cos(\varphi))$ und $f_2(D, A'_M, \cos(\varphi))$ strebt die benötigte Induktivität gegen unendlich. Abbildung 5.4 zeigt die Linien konstanter minimaler Induktivität L_{\min} mit Bezug auf $\frac{U_{C2} T_{\text{QZSI}}}{2 I_{\text{Last,g}}}$, aufgetragen über D und A'_M . Der Leistungsfaktor wird in Abb. 5.4(a) fest zu $\cos(\varphi) = 0,9$ vorgegeben und in Abb. 5.4(b) zu

$\cos(\varphi) = 0,4$. Zu erkennen ist ein farblich hinterlegter Bereich, in dem die bezogene Induktivität $L_{\min}^{\#}$ positive Werte annimmt und ein weisser Bereich, in welchem theoretisch eine negative Induktivität benötigt wird. Deswegen treten im weissen Bereich die ungewollten Schaltungszustände immer auf. Getrennt werden beide Bereiche durch eine Grenzlinie, deren Höhe durch einen vorher beliebig festgelegten Wert von $L_{\min}^{\#} = 1$ vorgegeben wird. Ohne diese Beschränkung würde die Induktivität divergieren. Je kleiner der Leistungsfaktor wird, desto kleiner wird der Bereich der möglichen Modulationsgrade unter moderat großen Boost-Aussteuergraden. Prinzipiell könnte jeder Modulationsgrad eingestellt werden, wenn ein Boost-Aussteuergrad von 0,5 möglich wäre. Aufgrund der maximalen Halbleiter-Sperrspannung ist D jedoch begrenzt. Je kleiner der Leistungsfaktor wird, desto größer muss D werden, um die entsprechenden Modulationsgrade zu erreichen.

Für die Bestimmung der Drosselinduktivität ist letztendlich der Lastgrenzstrom $I_{\text{Last,g}} = 0,05 \cdot I_{\text{Last,max}} \dots 0,3 \cdot I_{\text{Last,max}}$ zu wählen und in Abhängigkeit des Lastverhaltens der gewünschte Betriebsbereich zu identifizieren. Zu berücksichtigen ist, dass eine relativ kleine Vergrößerung des Betriebsbereichs in der Nähe der Grenzlinie mit einem überproportionalen Zuwachs der Induktivität L_{\min} erkauft wird.

Die eingesetzte permanenterregete Synchronmaschine wird drehzahl- und drehmomentvariabel betrieben. Dabei umfassen der Leistungsfaktor und der Modulationsgrad einen großen Wertebereich. Hinsichtlich des Betriebs des QZSI mit fester mittlerer Zwischenkreisspannung erscheint deswegen ein Entwurf der Drosselinduktivitäten auf Basis einer Betrachtung des Lastgrenzstroms wenig sinnvoll. Ungewollte Schaltungszustände können nicht vollständig durch eine passende Dimensionierung unterbunden werden. Der QZSI benötigt für einen sicheren Betrieb zwangsläufig den Rückspeiseschalter.

5.2.3 Bestimmung der Induktivität anhand des Stromripples

Bei der Auslegung der Induktivität spielt die materialabhängige Sättigungsflussdichte eine entscheidende Rolle. Es muss sichergestellt werden, dass der Maximalwert nicht überschritten wird, weil sich der Induktivitätswert bis hin zum Kurzschluss verringern kann [116]. Darum wird die Induktivität im weiteren auf einen maximalen Stromripple, unter Berücksichtigung der DC-Vormagnetisierung, dimensioniert [18, 39, 41, 102, 116, 117]. Grundlegende Annahme ist dabei ein geradenförmiger Verlauf des Drosselstromes. Mit dieser Vorgehensweise müssen ungewollte Schaltungszustände nicht berücksichtigt werden.

Ausgangspunkt für eine Bestimmung der Induktivität ist der Stromripple ΔI_L , der sich am maximalen Drosselstrom $I_{L,\max}$ orientiert:

$$\Delta I_L = k_{L,\max} I_{L,\max} \quad (5.18)$$

$k_{L,\max}$ wird im Bereich von $k_{L,\max} = 0,1..0,3$ gewählt. Die Wahl des Stromripples beeinflusst die Regelungsdynamik, die Resonanzeigenschaften sowie die Kosten und das Volumen der Drossel.

Zur Festlegung der Induktivität bei konstanter mittlerer Zwischenkreisspannung U_{C2} wird (5.6) nach L umgestellt:

$$L = \frac{U_{C2}}{\Delta I_L} T_{QZSI} D \quad (5.19)$$

Im speziellen Fall des KM2- und KM2_u-Verfahrens erhält man mit $T_{QZSI} = \frac{T_p}{2}$ die Induktivität

$$L_{KM2} = L_{KM2u} = \frac{U_{C2}}{\Delta I_L} \frac{T_p}{2} D \quad (5.20)$$

und im Fall des DM1-Verfahrens mit $T_{QZSI} = T_p$

$$L_{DM1} = \frac{U_{C2}}{\Delta I_L} T_p D \quad (5.21)$$

Sind ΔI_L und T_{QZSI} verallgemeinert betrachtet fest vorgegeben, dann hängt die Induktivität vom Produkt $U_{C2} \cdot D$ ab. Um den Maximalwert dieses Produkts einzubeziehen, wird die maximale Spitzen-Zwischenkreisspannung über

$$U_{C2,\max} = \hat{U}_{ZK,\max} (1 - D) \quad (5.22)$$

mit U_{C2} in Verbindung gestellt. Mit $U_{C2,\max}$ wird die maximale Spannung berechnet, die bei einem gegebenem D und $\hat{U}_{ZK,\max}$ verfügbar ist. Einsetzen von (5.22) in (5.19) ergibt die Grenzinduktivität L_g , die in Abhängigkeit von D den Induktivitätswert liefert, der für einen maximalen Stromripple, bei vorliegenden Parametern, eingehalten werden muss:

$$L_g = \frac{\hat{U}_{ZK,\max} T_{QZSI}}{\Delta I_L} D (1 - D) \quad (5.23)$$

Mit dem Funktionsmaximum $L_{g,\max} = L_g(D = 0,5) = \frac{1}{4} \frac{\hat{U}_{ZK,\max} T_{QZSI}}{\Delta L}$ wird die normierte Grenzinduktivität L'_g ermittelt:

$$L'_g = \frac{L_g}{L_{g,\max}} = 4D(1 - D) \quad (5.24)$$

Der Funktionsverlauf ist in Abb. 5.5 zu sehen.

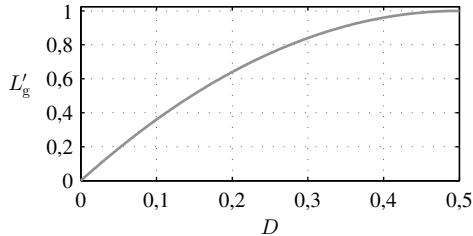


Abbildung 5.5: Verlauf der normierten Grenzinduktivität

Für Induktivitäten im Bereich unterhalb der Parabel resultiert ein größerer Stromripple als unter den gegebenen Parametern gewünscht. Oberhalb der Parabel wird der Stromripple kleiner. Je größer D ist, desto größer ist auch die resultierende Grenzinduktivität.

Mit den hergeleiteten Zusammenhängen können Zahlenwerte mit den gegebenen Systemparametern berechnet werden (s. Abs. 5.10). Nach dem Vergleich der Induktivität des QZSI mit der des gewöhnlichen Hochsetzstellers erfolgt anschließend eine ausführliche Erläuterung der Berechnung der Induktivitäten für die Modulationsverfahren mit Überlappung.

5.2.4 Vergleich der Stromripple beim QZSI und Hochsetzsteller

Um die Drosselinduktivität des QZSI mit der des Hochsetzstellers (HSS) vergleichen zu können, ist eine von (5.8) abweichende Normierung der Stromripple zweckdienlich. Als erstes muss der Stromripple des HSS wie beim QZSI für den Fall einer konstanten mittleren Zwischenkreisspannung U_{ZK} sowie einer konstanten Eingangsspannung U_E , in Abhängigkeit der Periodendauer T_{HSS} und des relativen Boost-Aussteuergrades D_{HSS} , angegeben werden [91, 103, 114]:

$$\Delta I_{L,ZK,HSS} = \frac{U_{ZK}}{L} T_{HSS} (1 - D_{HSS}) D_{HSS} \quad (5.25)$$

$$\Delta I_{L,E,HSS} = \frac{U_E}{L} T_{HSS} D_{HSS} \quad (5.26)$$

Für den Systemvergleich werden diese beiden Gleichungen sowie die entsprechenden Stromripple des QZSI nach (5.6) und (5.7) in Abhängigkeit des neu definierten Hochsetz-Verhältnisses

$$D_{bo} = \frac{U_{C2}}{U_E} = \frac{U_{ZK}}{U_E} \quad (5.27)$$

dargestellt. Die Boost-Aussteuergrade D und D_{HSS} können anhand der stationären Übertragungsfunktionen (2.61) des QZSI und des HSS [114] als Funktion von D_{bo} ermittelt werden:

$$D = \frac{1 - D_{bo}}{1 - 2D_{bo}} \quad (5.28)$$

$$D_{HSS} = 1 - \frac{1}{D_{bo}} \quad (5.29)$$

Im nächsten Schritt werden (5.6) und (5.7) sowie (5.25) und (5.26) jeweils so normiert, dass nur noch D_{bo} in den Gleichungen erscheint:

$$\Delta I''_{L,C2} = \Delta I_{L,C2} \frac{L}{T_{QZSI} U_E} = \frac{U_{C2}}{U_E} D = D_{bo} \frac{1 - D_{bo}}{1 - 2D_{bo}} \quad (5.30)$$

$$\Delta I''_{L,E} = \Delta I_{L,E} \frac{L}{T_{QZSI} U_{C2}} = \frac{U_E}{U_{C2}} D \frac{1 - D}{1 - 2D} = \frac{1 - D_{bo}}{1 - 2D_{bo}} \quad (5.31)$$

$$\Delta I''_{L,ZK,HSS} = \Delta I_{L,ZK,HS} \frac{L}{T_{HSS} U_E} = \frac{U_{ZK}}{U_E} (1 - D_{HSS}) D_{HSS} = \frac{D_{bo} - 1}{D_{bo}} \quad (5.32)$$

$$\Delta I''_{L,E,HSS} = \Delta I_{L,E,HSS} \frac{L}{T_{HSS} U_{ZK}} = \frac{U_E}{U_{ZK}} D = \frac{D_{bo} - 1}{D_{bo}^2} \quad (5.33)$$

Die Stromripple der beiden Systeme können jetzt unter Annahme von $T_{HSS} = T_{QZSI}$ im gleichen Diagramm 5.6 als Funktion von D_{bo} abgebildet werden. Sowohl im Fall einer konstanten Zwischenkreisspannung als auch für eine konstante Eingangsspannung wird der Ripple des HSS für $D_{bo} > 1,5$ deutlich kleiner als beim QZSI. Aus Sicht der Drosselinduktivität ist der HSS als Schaltung zu bevorzugen. Vor allem bei großen Hochsetz-Verhältnissen sind die

Unterschiede signifikant ausgeprägt. Außerdem muss als nachteilig erachtet werden, dass die Drossel zwei mal im Z-Netzwerk vorhanden ist. Über die Kopplung zweier Teilwicklungen auf einem Kern kann zumindest laut Aussage in [19], eine vergleichbare Gesamtgröße wie im Fall einer einzigen Drossel erreicht werden.

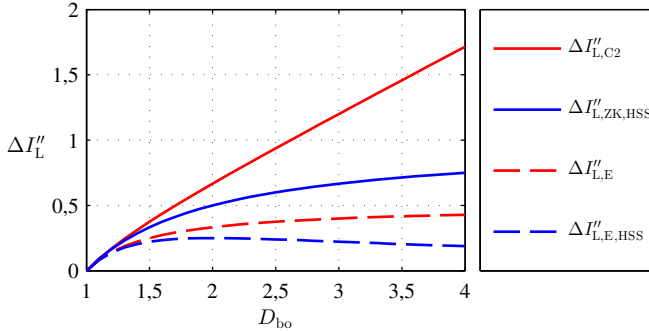


Abbildung 5.6: Vergleich der normierten Stromripple von QZSI und Hochsetzsteller

5.3 Drosselinduktivität beim Verfahren KM4

Im Gegensatz zu den Pulsmustern mit mittlerer Boostverteilung in den Freilaufzuständen, Verfahren KM2 und DM1 sowie Verfahren $KM2_u$, sind die Boostzustände bei den Überlappverfahren direkt an das Pulsmuster gekoppelt. Dadurch entsteht für die Drosseln und Kondensatoren ein spannungs- bzw. stromeinprägendes System mit variabler Frequenz über eine Ausgangsperiode des Laststroms.

Vor der Bestimmung der Induktivität gemäß der Methode im vorherigen Kapitel, muss der maximale Stromripple für die jeweiligen Überlappverfahren ausgearbeitet werden. Hierfür erfolgt die Analyse des Drosselstromverlaufs unter Variation des elektrischen Winkels und des Modulationsgrads. Bedingt durch die Achsensymmetrie der relativen Zustandsdauern nach Abb. 4.4 ist beim Drosselstrom die Untersuchung des Bereichs zwischen $\omega t = 0$ und $\omega t = \frac{\pi}{6}$ ausreichend. Gezielt analysiert werden die charakteristischen Winkel $\omega t = 0$ und $\omega t = \frac{\pi}{6}$, weil in diesen Punkten mindestens einer der Schaltzustände zu Null wird. Dazwischenliegende Winkel benötigen keine gesonderte Betrachtung, weil die resultierenden maximalen Ripple kleiner sind.

In diesem Abschnitt wird eine ausführliche Beschreibung der Entstehung des Drosselstromverlaufs beim Verfahren KM4 durchgeführt. Die erarbeiteten Zusammenhänge und Schlussfolgerungen sind auf weitere Modulationsverfahren des QZSI übertragbar.

Winkel $\omega t = 0$

Zunächst wird der zeitliche Verlauf des Drosselstroms innerhalb einer Pulsperiode T_p , beim Winkel $\omega t = 0$, untersucht (s. Abb. 5.7(a)). Durch das Verschwinden des A2-Zustands ergeben sich drei unterschiedliche lokale Stromripple:

$$\Delta I_{L1,KM4} = \frac{U_{C2}}{L} \frac{D}{4} T_p \quad (5.34)$$

$$\Delta I_{L2,KM4} = \frac{U_{C1}}{L} \frac{a_{A1}}{2} T_p \quad (5.35)$$

$$\Delta I_{L3,KM4} = \frac{U_{C1}}{L} a_{F1} T_p = \frac{U_{C1}}{L} a_{F2} T_p \quad (5.36)$$

Die lokalen Stromripple beziehen sich auf einen Zeitbereich innerhalb einer Pulsperiode, während dem kein Zustandswechsel stattfindet. Aufgrund der vier Boostzustände steigt der Drosselstrom vier Mal an und fällt vier Mal wieder ab. Werden die drei Gleichungen für den Stromripple in den drei möglichen Kombinationen miteinander gleichgesetzt, erhält man mit (2.61) und (2.62) den Betriebspunkt, in welchem die jeweiligen Ripple gleich groß sind. Für alle Kombinationen stellt dies den gleichen Betriebspunkt dar:

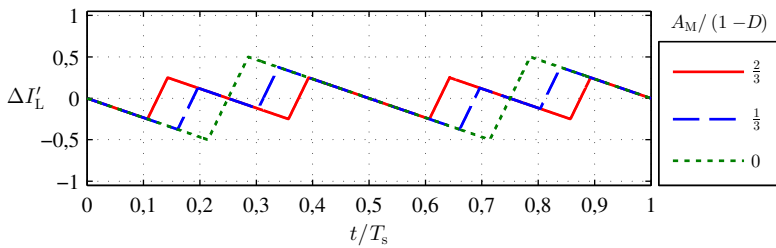
$$A_M = \frac{2}{3} (1 - D) \quad (5.37)$$

Um davon ausgehend den Verlauf des Stromripples innerhalb der Pulsperiode über den ganzen Betriebsbereich $0 \leq A_M \leq A_{M,max} = \frac{2}{\sqrt{3}} (1 - D)$ zu demonstrieren, ist in Abb. 5.7(a) zunächst der Verlauf des normierten Drosselstroms nach (5.8) für $0 \leq A_M \leq \frac{2}{3} (1 - D)$ innerhalb einer Pulsperiode dargestellt.

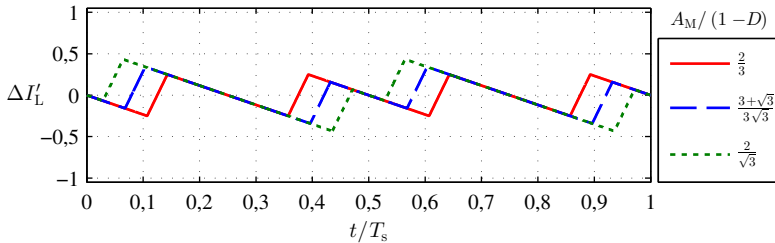
Im Betriebspunkt $A_M = \frac{2}{3} (1 - D)$ wird der maximale Stromripple durch $\Delta I_{L1,KM4}$ bestimmt (rote Kurve). Mit kleiner werdendem A_M , wird auch die relative Dauer a_{A2} kleiner und damit auch $\Delta I_{L2,KM4}$. Die blaue Kurve verdeutlicht dieses Verhalten für $A_M = \frac{1}{2} \frac{2}{3} (1 - D)$. Der maximale Stromripple wird nun durch einen der beiden gleich großen Freilaufzustände festgelegt. Bei minimalem Aussteuergrad $A_M = 0$ verschwindet der aktive Zustand vollständig und der maximale Stromripple ergibt sich weiterhin aus den Freilaufzuständen

bzw. aus zwei ineinander gegangenen Boostzuständen (grüne Kurve). Damit ist der maximale Stromripple bei minimaler Aussteuerung so groß wie beim KM2-Verfahren.

Als nächstes erfolgt die Untersuchung des Betriebsbereichs bis zur Maximalaussteuerung $\frac{2}{3}(1-D) < A_M \leq \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$ (s. Abb. 5.7(b)). In rot ist wieder der Drosselstromverlauf für $A_M = \frac{2}{3}(1-D)$ zu sehen, grün zeigt den Verlauf für Vollaussteuerung. In blau ist der Drosselstrom für einen Modulationsgrad zwischen dem Maximum und dem der roten Linie abgebildet. Im Gegensatz zum ersten Teilbereich resultiert der maximale Stromripple aus dem A1-Zustand.



(a) $0 \leq A_M \leq \frac{2}{3}(1-D)$



(b) $\frac{2}{3}(1-D) < A_M \leq \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$

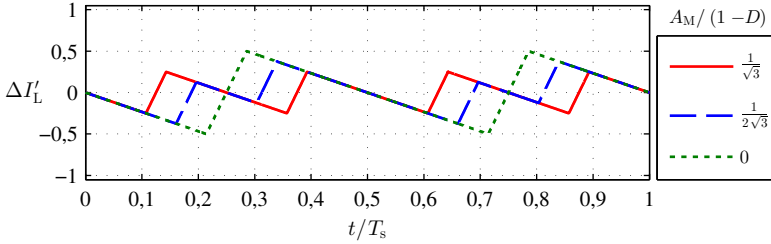
Abbildung 5.7: Drosselstromverlauf beim Verfahren KM4, $\omega t = 0$, $D = 0,2$

Winkel $\omega t = \frac{\pi}{6}$

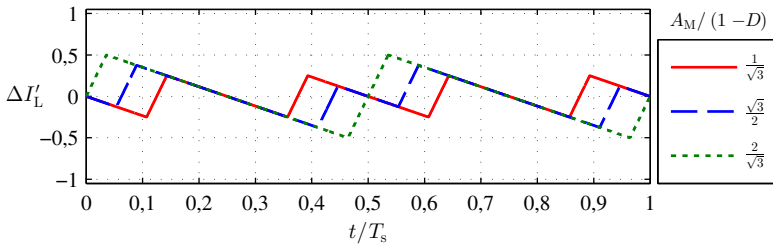
Im Fall des Winkels $\omega t = \frac{\pi}{6}$ sind beide aktive Zustände ungleich Null und gleich groß. Desweiteren haben die beiden Freilaufzustände die kleinste relative Dauer, die sich bei Vollaussteuerung zu Null ergibt. Wie beim Winkel $\omega t = 0$ werden zwei der lokalen Stromripple durch (5.34) und (5.36) berechnet. Ein weiterer lokaler Stromripple ist durch

$$\Delta I_{L,KM4} = \frac{U_{C1}}{L} \frac{a_{A1} + a_{A2}}{2} T_p \quad (5.38)$$

gegeben.



(a) $0 \leq A_M \leq \frac{1}{\sqrt{3}}(1-D)$



(b) $\frac{1}{\sqrt{3}}(1-D) < A_M \leq \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$

Abbildung 5.8: Drosselstromverlauf beim Verfahren KM4, $\omega t = \frac{\pi}{6}$, $D = 0,2$

Durch Gleichsetzen der jeweiligen Stromrippe kann wieder ein Betriebspunkt festgelegt werden, in welchem alle lokalen Stromrippe gleich groß sind:

$$A_M = \frac{1}{\sqrt{3}}(1-D) \quad (5.39)$$

Für $\omega t = \frac{\pi}{6}$ lassen sich ähnliche Erkenntnisse für den Drosselstromverlauf und den Stromrippe ableiten wie für $\omega t = 0$. Ist der Modulationsgrad kleiner als $A_M = \frac{1}{\sqrt{3}}(1-D)$, resultiert der größte Stromrippe aus einem der beiden Freilaufzuständen (5.36) (s. Abb. 5.8(a)), für einen größeren Modulationsgrad ergibt sich der größte lokale Stromrippe aus den beiden aktiven Zuständen (5.38) (s. Abb. 5.8(b)).

5.3.1 Optimaler Stromripple

Zwischen den beiden Symmetriepunkten $\omega t = 0$ und $\omega t = \frac{\pi}{6}$ verläuft der Drosselstrom qualitativ immer in gleicher Weise wie eben beschrieben. Es gibt für jeden beliebigen Winkel einen Modulationsgrad, in Abhängigkeit des Boost-Aussteuergrades, bei dem alle lokalen Stromripple die gleiche Größe haben und somit der maximale Stromripple durch einen der vier Boostzustände eingestellt wird. Ausgehend von diesem Betriebspunkt, wird durch Vergrößern des Modulationsgrads bis zur Maximalaussteuerung der maximale lokale Stromripple durch die beiden aktiven Zustände bestimmt, die Verkleinerung führt zu einem maximalen lokalen Stromripple, der sich aus einem der beiden Freilaufzustände berechnet.

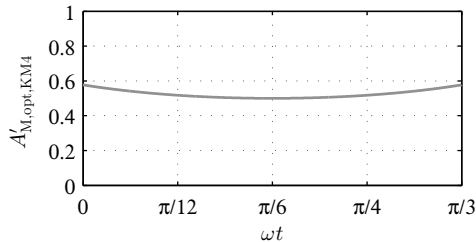


Abbildung 5.9: Verlauf des Modulationsgrads im ersten Sektor für einen optimalen Stromripple beim Verfahren KM4

Durch die Erhöhung der Anzahl der Boostphasen soll eine möglichst große wirksame Taktfrequenz in den passiven Bauteilen erreicht werden. Das führt wiederum zu einem verkleinerten Stromripple und einer Reduktion der benötigten Induktivität. Im Fall des KM4-Verfahrens sind die Betriebspunkte bezüglich des Stromripples optimal, in welchen die lokalen Stromripple den gleichen Betrag haben. Dann wird der Stromripple nur durch $\Delta I_{L,1}$ nach (5.34) bestimmt und die wirksame Drosselfrequenz entspricht tatsächlich der vierfachen Pulsfrequenz.

Zur Ermittlung des optimalen Betriebsbereichs wird der Modulationsgrad in Abhängigkeit des Winkels ωt des Ausgangsspannungssystems berechnet. Es wird zu diesem Zweck der durch den Boost festgelegte lokale Stromripple $\Delta I_{L,1}$ (5.34) mit $\Delta I_{L,4}$ (5.38) gleichgesetzt und nach dem optimalen Modulationsgrad $A_M = A_{M,opt,KM4}$ aufgelöst:

$$A_{M,opt,KM4} = A_{M,max} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3} \sin(\omega t) + 3 \cos(\omega t)} \quad (5.40)$$

Abbildung 5.10(a) zeigt den Verlauf des maximalen Stromripples für $\omega t = 0$, aufgetragen über dem kompletten Aussteuerbereich $0 \leq A'_M \leq 1$, der nach (5.13) normiert wurde. Für $0 \leq A'_M \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$ gibt $\Delta I'_{L3,KM4}$ den Verlauf des maximalen bezogenen Stromripples wieder, der durch einen der beiden Freiläufe bestimmt wird. Im weiteren Verlauf der blauen Linie, für $\frac{1}{\sqrt{3}} < A'_M \leq 1$, ist der maximale Stromripple durch $\Delta I'_{L4,KM4}$ festgelegt. Der Maximalwert bei Vollaussteuerung ist kleiner als bei minimaler Aussteuerung. Rechts daneben ist in Abb. 5.10(b) die selbe Kurve für $\omega t = \frac{\pi}{6}$ dargestellt. Der Grenzpunkt ist nun $A'_M = \frac{1}{2}$.

5.3.3 Bestimmung der Induktivität anhand des Stromripples

Die Herleitung für die benötigte Induktivität wird anhand (5.42) sowie (4.6) und (4.7) für $\omega t = \frac{\pi}{6}$ durchgeführt, weil hier der maximale Ripple bei Vollaussteuerung größer ist als für $\omega t = 0$. Die Bestimmungsgleichung der Induktivität des KM4-Verfahrens lautet:

$$L_{KM4} = \frac{\sqrt{3} U_{C2} T_p}{4 \Delta I_L} \frac{D}{1-D} A_M \quad (5.43)$$

Für die maximal benötigte Induktivität wird der maximale Modulationsgrad inklusive dem Korrekturanteil $A_M = A_{M,korr} = \frac{2}{\sqrt{3}} (1 - D - D_{korr})$ nach (4.18) eingesetzt:

$$L_{\max,KM4} = \frac{U_{C2} T_p}{\Delta I_L} \frac{D}{2} \left(1 - \frac{D_{korr}}{1-D} \right) \quad (5.44)$$

Es muss hierbei Vollaussteuerung herangezogen werden, weil dann der Drosselstrom am größten wird. Durch Einsetzen von (5.20) folgt weiterhin:

$$L_{\max,KM4} = L_{KM2} - \frac{U_{C2} T_p}{\Delta I_L} \frac{D}{2} D_{korr} \frac{D}{1-D} \quad (5.45)$$

Die benötigte Induktivität entspricht bis auf den Summanden, der mit D_{korr} zusammenhängt, der Induktivität des KM2-Verfahrens nach (5.20). Ein ähnliches Ergebnis, ohne Berücksichtigung der Aussteuergrenzen, erhalten die Autoren von [39, 63], in dem berücksichtigt wird, dass durch das Wegfallen der Freilaufzustände bei Vollaussteuerung jeweils zwei der vier Boostzustände zusammenfallen.

Insgesamt bietet das KM4-Verfahren keinen Vorteil hinsichtlich des Induktivitätswerts im Vergleich zum Verfahren KM2. Eine Reduktion des maximalen Stromripples ist allein durch die Vergrößerung des Korrekturfaktors D_{Korr} zu erreichen. Diese Maßnahme erscheint bezüglich der spannungsmäßigen Ausnutzung des QZSI wenig sinnvoll. Im Mittel wird sich jedoch gegenüber dem KM2-Verfahren ein kleinerer Ripple einstellen, der bei großen Drosselströmen zu einer Reduktion der Durchlassverluste der Halbleiter führt.

5.4 Drosselinduktivität beim Verfahren KM6

Die gleichen Überlegungen wie für das KM4-Verfahren sollen jetzt für das Verfahren KM6 angewendet werden. Es handelt sich neben dem Verfahren KM2 um das am häufigsten applizierte Modulationsverfahren, weil es auf den ersten Blick eine Versechsfachung der wirksamen Drosselfrequenz erwarten lässt [1, 52].

Winkel $\omega t = 0$

Es wird zunächst der zeitliche Verlauf des Stromripples innerhalb einer Taktperiode, beim Winkel $\omega t = 0$, untersucht. Durch das Wegfallen des Aktiv-2-Zustands, reihen sich zwei der sechs Boostzustände jeweils im äußeren und mittleren Freilauf aneinander. Dadurch ergeben sich folgende lokale Stromrippel innerhalb einer Taktperiode:

$$\Delta I_{L1, \text{KM6}} = \frac{U_{C2}}{L} \frac{D}{6} T_p \quad (5.46)$$

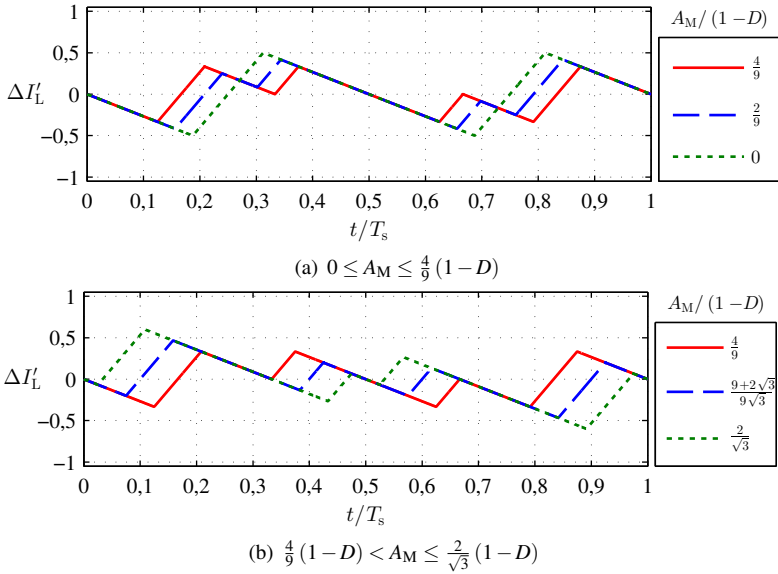
$$\Delta I_{L2, \text{KM6}} = 2 \frac{U_{C2}}{L} \frac{D}{6} T_p \quad (5.47)$$

$$\Delta I_{L3, \text{KM6}} = \frac{U_{C1}}{L} \frac{a_{A2}}{2} T_p \quad (5.48)$$

$$\Delta I_{L4, \text{KM6}} = \frac{U_{C1}}{L} a_{F1} T_p = \frac{U_{C1}}{L} a_{F2} T_p \quad (5.49)$$

Durch Gleichsetzen dieser Stromrippel in allen sinnvollen Kombinationen, können zwei Betriebsbereiche ermittelt werden, in denen sich der maximale Ripple auf zwei Arten ergibt.

Im Bereich $0 \leq A_M \leq \frac{4}{9}(1-D)$ ist $\Delta I_{L4, \text{KM6}}$ nach (5.49) für den maximalen Ripple verantwortlich. Exemplarische Zeitverläufe mit drei unterschiedlichen


 Abbildung 5.11: Drosselstromverlauf beim Verfahren KM6, $\omega t = 0$, $D = 0,2$

Modulationsgraden sind Abb. 5.11(a) zu entnehmen. Der maximale Stromripple ist gleich dem Ripple des KM4-Verfahrens:

$$\Delta I'_{L4,KM6} = \Delta I'_{L3,KM4} = \frac{2a_{F1}(\omega t = 0)}{1-D} \quad (5.50)$$

In diesem Betriebsbereich ist also auch der größte maximale Stromripple so groß wie der des KM2-Verfahrens. Im weiteren Verlauf des Modulationsgrads, für $\frac{4}{9}(1-D) < A_M \leq \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$, lässt sich der maximale Stromripple durch $\Delta I'_{L2,KM6}$ und $\Delta I'_{L4,KM6}$ nach (5.47) und (5.49) berechnen:

$$\Delta I'_{L24,KM6} = \frac{2\Delta I'_{L2,KM6} - \Delta I'_{L4,KM6}}{\frac{U_{C2}}{L} T_p \frac{D}{2}} = \frac{4}{3}D - \frac{2a_{F1}(\omega t = 0)}{1-D} \quad (5.51)$$

Drei beispielhafte Stromverläufe in diesem Bereich sind in Abb. 5.11(b) dargestellt.

Winkel $\omega t = \frac{\pi}{6}$

Liegt der Winkel $\omega t = \frac{\pi}{6}$ vor, dann sind beide aktive Zustände gleichlang und es gibt innerhalb einer Periode sechs voneinander getrennte Boost-Phasen. Es sind dadurch gegenüber dem Fall mit $\omega t = 0$ kleinere maximale Stromrippe zu erwarten. Trotzdem wird dieser Fall zur Vollständigkeit behandelt. Es gibt neben (5.49) und (5.46) die gleich großen Rippe durch die beiden aktiven Zustände:

$$\Delta I_{L5,KM6} = \frac{U_{C1}}{L} \frac{a_{A1}}{2} T_p = \frac{U_{C1}}{L} \frac{a_{A2}}{2} T_p \quad (5.52)$$

Durch Gleichsetzen der lokalen Rippe kann der Modulationsgrad $A_M = (1 - D) \frac{4}{3\sqrt{3}}$ ermittelt werden, für welchen alle lokalen Stromrippe den gleichen Betrag haben und somit die Drossel mit der sechsfachen Taktfrequenz beaufschlagt wird.

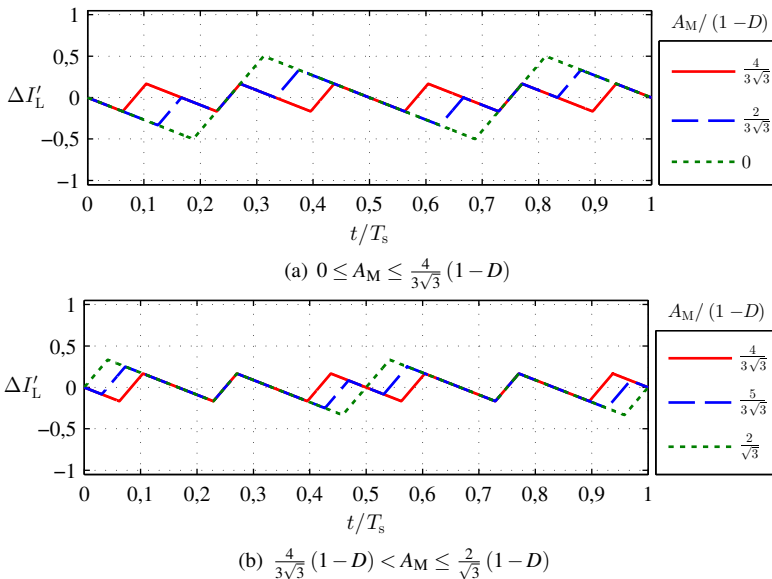


Abbildung 5.12: Drosselstromverlauf beim Verfahren KM6, $\omega t = \frac{\pi}{6}$, $D = 0,2$

Wie in Abb. 5.12(a) zu erkennen ist, steigt der Stromrippe ausgehend von diesem Modulationsgrad mit kleiner werdendem Modulationsgrad immer weiter an, bis schließlich wie im Fall von $\omega t = 0$ drei Boost-Zustände miteinander

verbunden sind. Es gilt demzufolge (5.50) für den maximalen Stromripple. Abbildung 5.12(b) zeigt wie sich der Verlauf des Drosselstroms mit steigendem Modulationsgrad verhält. Ausgehend von $A_M = \frac{4}{3\sqrt{3}}(1-D)$ erreicht der Stromripple den größten Maximalwert bei Vollaussteuerung. Der Ripple wird in diesem Fall durch zwei der sechs Einzelboosts bestimmt. Für den dazwischenliegenden Bereich erhält man

$$\Delta I'_{L14,KM6} = \frac{2\Delta I_{L1,KM6} - \Delta I_{L4,KM6}}{\frac{U_{C2}}{L} T_p \frac{D}{2}} = \frac{2}{3}D - \frac{2a_{F1}(\omega t = \frac{\pi}{6})}{1-D} \quad (5.53)$$

in normierter Darstellung als maximalen Stromripple innerhalb der Taktperiode.

5.4.1 Verlauf der maximalen Stromripple

Herausragender Betriebspunkt beim KM6-Verfahren ist der Winkel $\omega t = 0$ unter Vollaussteuerung. Einerseits verbinden sich hier zwei der sechs Boostphasen durch den fehlenden A2-Zustand, andererseits ist der Freilaufzustand, der die verbleibenden Boost-Phasen voneinander trennt, unter Vollaussteuerung minimal (s. Abb. 5.11(b)).

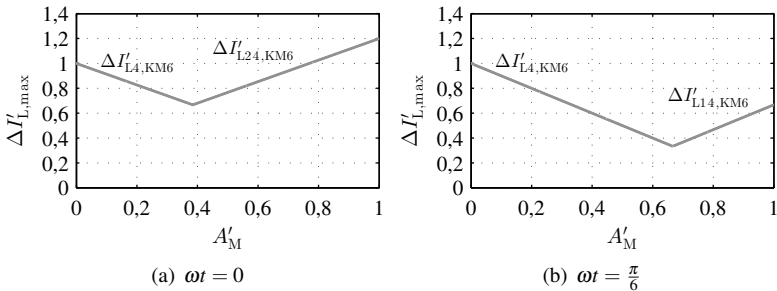


Abbildung 5.13: Verlauf des maximalen Stromripples über A'_M beim Verfahren KM6

Dies wird noch deutlicher, wenn die in einer Pulsperiode vorhandenen maximalen Drosselstromripple über den gesamten Aussteuerbereich betrachtet werden. Im Bereich $0 \leq A'_M \leq \frac{2}{3\sqrt{3}}$ ist der maximale Ripple durch (5.50) gegeben, darüber hinaus legt (5.51) den Maximalwert fest.

Rechts daneben, in Abb. 5.13(b), sind die maximalen Stromripple zum Vergleich mit $\omega t = \frac{\pi}{6}$ und der Grenze $A'_M = \frac{2}{3}$ eingezeichnet. Sowohl der größte Maximalwert, als auch der mittlere maximale Stromripple fällt kleiner aus.

In der Gegenüberstellung der Modulationsverfahren KM6 und KM4 ist festzustellen, dass der größte maximale Ripple beim KM6-Verfahren um 20% größer ist als beim KM4-Verfahren, obwohl zwei zusätzliche Boostphasen vorhanden sind. Somit ist der maximale Ripple auch größer als beim KM2-Verfahren. Konsequenterweise ist das KM6-Verfahren auch den Induktivitätswert betreffend deutlich schlechter als die beiden anderen Verfahren, obwohl die Boostfrequenz im Mittel deutlich erhöht ist.

5.4.2 Weitere auf Methode KM6 basierte Modulationsverfahren

Wie die Autoren in [62] gezeigt haben, bietet das Modulationsverfahren KM6 die Möglichkeit den Stromripple zu reduzieren, indem die zeitlichen Dauern der Boostzustände in Abhängigkeit der Freilaufdauern und aktiven Zustände im Betrieb verändert werden. Der maximale Stromripple kann mit dieser Methode gegenüber den Verfahren KM2 und KM4 um 14,29% auf einen Höchstwert von $\Delta I'_{L,\max} = 0,857$ reduziert werden. Wenn bedacht wird, dass für diese Optimierung sechs Boostphasen notwendig sind, die zu einer stark erhöhten Beanspruchung der Halbleiterbauelemente führen (s. Kap. 7), erscheint dieses Verfahren immer noch nicht besonders vorteilhaft. Außerdem kann es nur eingeschränkt für Systeme hoher Leistung eingesetzt werden, weil Boostphasen generiert werden, die noch kleiner als ein sechstel der Gesamtboostdauer sind. Es besteht dann die Möglichkeit, dass kleine Boostaussteuergrade aufgrund einer Mindestaussteuerung nicht realisiert werden können.

Mit der in [63] beschriebenen Variante des KM6-Verfahrens wird eine Reduktion des Stromripples gegenüber dem Verfahren KM2 um 33,33% erreicht, indem zwei der sechs Boostphasen im Abstand einer halben Pulsperiode fixiert werden und die verbleibenden vier wie beim KM6-Verfahren geschaltet werden. Es gibt folglich zwei weitere Umschalten, welche die grundsätzlich sehr hohen Halbleiterverluste zusätzlich weiter erhöhen. Aus Sicht eines QZSI hoher Leistung ist diese Methode deswegen ungeeignet.

5.4.3 Optimaler Stromripple

Im Gegensatz zum Verfahren KM4 kann für das Verfahren KM6 nur ein Betriebspunkt bei $A_M = \frac{4}{3\sqrt{3}}(1-D)$ und $\omega t = \frac{\pi}{6}$ gefunden werden, in welchem der Drosselstrom tatsächlich die sechsfache Pulsfrequenz besitzt (s. Abb. 5.18(b)).

5.4.4 Bestimmung der Induktivität anhand des Stromripples

Als Basis für die Bestimmungsgleichung der benötigten Drosselinduktivität dient (5.51), die mit $A_M = A_{M,\text{kor}} = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D - D_{\text{kor}})$ folgende Gleichung ergibt:

$$L_{\text{max,KM6}} = \frac{U_{C2} T_p}{\Delta I_L} D \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{kor}}}{1-D} \right) \quad (5.54)$$

5.5 Drosselinduktivität beim Verfahren KM2_b

Nachdem die Mechanismen der Entstehung des Drosselstromverlaufs für die Modulationsverfahren KM4 und KM6 ausführlich für den kompletten Aussteuerbereich erläutert wurden, wird die Herleitung der Drosselinduktivität des Verfahrens KM2_b auf den Fall der maximalen Aussteuerung beschränkt.

Bedingt durch die Anordnung der beiden Boostzustände in der Mitte des A1- und A2-Zustands muss keine gesonderte Untersuchung der Winkel $\omega t = 0$ und $\omega t = \frac{\pi}{6}$ erfolgen. In allen Betriebspunkten resultiert der maximale, normierte Stromripple zu:

$$\Delta I'_{L,\text{KM2b}} = \frac{\frac{U_{C1}}{L} (a_{A1} + a_{F2}) T_p}{\frac{U_{C2}}{L} T_p \frac{D}{2}} = 2 \frac{a_{A1} + a_{F2}}{1-D} \quad (5.55)$$

Der Verlauf des Drosselstroms innerhalb einer Pulsperiode ist für Vollaussteuerung, unter Variation des Winkels ωt in Abb. 5.14, dargestellt. Bei $\omega t = 0$ erreicht der Stromripple das Maximum, weil dann der A2-Zustand zu Null wird und der A1-Zustand maximal lang. Dadurch entsteht der größte Abstand zwischen den beiden Boostzuständen. Die beiden Freilaufzustände sorgen dafür, dass der maximale Ripple um 6,7% kleiner wird als im Fall des DM1-Verfahrens. Damit ist der maximale Ripple 86,6% größer als im Fall der Verfahren KM2 und KM4. Im bestmöglichen Fall stellt sich für $\omega t = \frac{\pi}{6}$ ein Stromripple mit der doppelten Pulsfrequenz ein.

Als maximale Induktivität erhält man mit $\omega t = 0$:

$$L_{\text{max,KM2b}} = \frac{U_{C2} T_p}{\Delta I_L} D \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{kor}}}{1-D} \right) \quad (5.56)$$

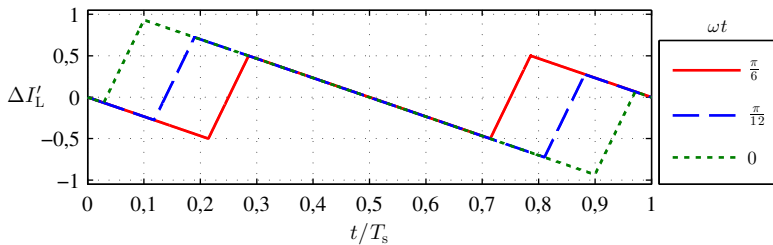


Abbildung 5.14: Drosselstromverlauf beim Verfahren KM2_b unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$, $D = 0,2$

5.6 Drosselinduktivität beim Verfahren DM2

Das diskontinuierliche Modulationsverfahren DM2 ähnelt hinsichtlich der Entstehung des Drosselstroms dem kontinuierlichen Verfahren KM4. Durch das Wegfallen von einem der beiden Freilaufzustände ist mit einer Verdopplung des maximalen Stromripples zu rechnen. Interessant für die Bestimmung der Induktivität ist wiederum der Bereich der Vol্লাussteuerung. Abb. 5.15 zeigt den entsprechenden Verlauf des Drosselstroms für drei verschiedene Winkel.

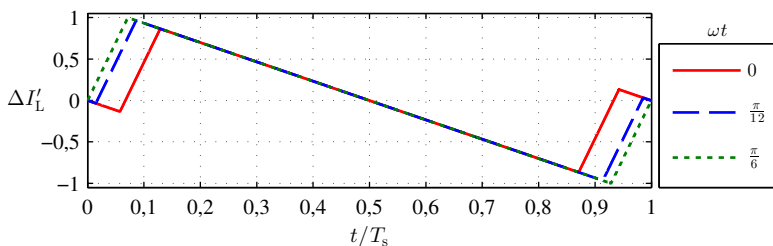


Abbildung 5.15: Drosselstromverlauf beim Verfahren DM2 unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$, $D = 0,2$

Wenn der Winkel $\omega t = \frac{\pi}{6}$ vorliegt, dann ist der Freilaufzustand, der die beiden Boostzustände trennt, gleich Null. Im Winkelbereich $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$ lässt sich der maximale, normierte Stromripple zu

$$\Delta I'_{L,DM2,max} = \frac{U_{C1}}{L} (a_{A1} + a_{A2}) T_p = 2 \frac{a_{A1} + a_{A2}}{1-D} \frac{U_{C2} T_p D}{L} \quad (5.57)$$

bestimmen. Der Induktivitätswert lautet mit $\omega t = \frac{\pi}{6}$:

$$L_{\max, \text{DM2}} = \frac{U_{C2}}{\Delta I_L} T_p D \left(1 - \frac{D_{\text{kor}}}{1-D} \right) = L_{\text{DM1}} - \frac{U_{C2}}{\Delta I_L} T_p D_{\text{kor}} \frac{D}{1-D} \quad (5.58)$$

5.7 Drosselinduktivität beim Verfahren DM4

Die Eigenschaften des Modulationsverfahrens DM4 korrespondieren mit dem kontinuierlichen Verfahren KM6, weil zwischen allen Zustandswechseln eine Boostphase eingefügt wird. Der kritische Fall bezüglich des maximalen Stromripples findet sich auch hier bei einem Winkel von $\omega t = 0$ und Vollaussteuerung, weil dann der A2-Zustand zu Null wird und sich jeweils zwei der vier Boostzustände pro Halbperiode miteinander verbinden. Vergrößert sich der Winkel in Richtung $\omega t = \frac{\pi}{6}$, werden zwei Boost-Phasen durch den A1-Zustand voneinander getrennt. Der Stromverlauf unter Variation des Winkels ist in Abb. 5.16 dargestellt.

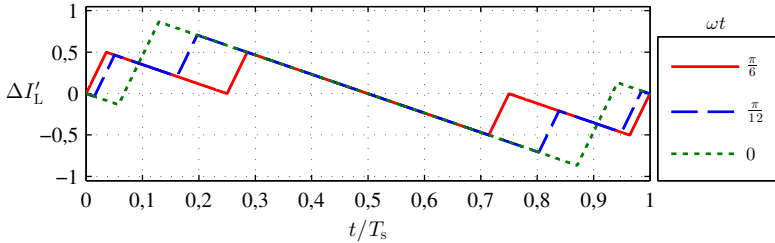


Abbildung 5.16: Drosselstromverlauf beim Verfahren DM4 unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$, $D = 0,2$

Wird der Umrichter mit maximalem Modulationsgrad betrieben, dann kann der maximale, normierte Ripple für alle Winkel im Bereich $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$ durch

$$\Delta I'_{L, \text{DM4, max}} = \frac{U_{C1}}{L} a_{A1} T_p = \frac{2a_{A1}}{1-D} \quad (5.59)$$

berechnet werden. Gegenüber dem maximalen Stromripple beim DM2-Verfahren ist der maximale Stromripple um 13,40% kleiner. Im Gegensatz zum Verfahren KM6 entsteht zumindest ein maximaler Stromripple, der nicht größer ist als bei den Verfahren mit einer geringeren Anzahl an Boostphasen.

Dennoch wird auch hier wieder nicht die vierfache Pulsfrequenz aus Sicht der Drosseln erzeugt.

Mit $\omega t = 0$ folgt die Bestimmungsgleichung für die Induktivität:

$$L_{\max,DM4} = \frac{U_{C2}}{\Delta I_L} T_p D \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{korr}}}{1-D} \right) \quad (5.60)$$

5.8 Drosselinduktivität beim Verfahren DM2_b

Als letztes verbleibt das Modulationsverfahren DM2_b. Für den maximalen Drosselstromripple resultiert der gleiche Induktivitätswert wie beim Verfahren DM4 (Vgl. (5.59)):

$$L_{\max,DM2b} = L_{\max,DM4} = \frac{U_{C2}}{\Delta I_L} T_p D \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{korr}}}{1-D} \right) \quad (5.61)$$

Der zeitliche Verlauf ist in Abb. 5.17 dargestellt.

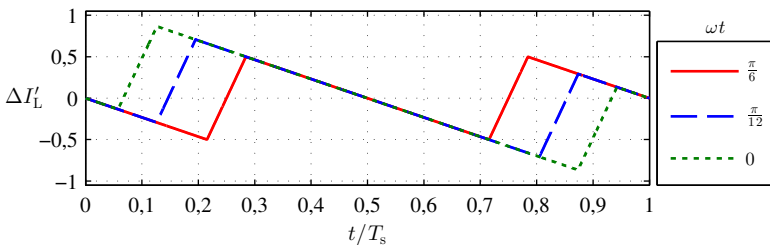


Abbildung 5.17: Drosselstromverlauf beim Verfahren DM2_b unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1-D)$, $D = 0,2$

5.9 Gegenüberstellung der Stromrippe

Für die Auslegung der Drosselinduktivität ist der maximal auftretende Stromripple innerhalb einer Taktperiode ausschlaggebend, welcher unter Vollaussteuerung, je nach Verfahren, bei $\omega t = 0$ oder $\omega t = \frac{\pi}{6}$ den größten Maximalwert erreicht.

Zwecks einer finalen Gegenüberstellung aller Modulationsverfahren und Verifizierung der hergeleiteten Gleichungen für die Stromripple zeigen Abb. 5.18(a) - 5.18(e) die maximalen Stromripple $\Delta I_{L,\max}(\omega t, A'_M)$ in Abhängigkeit vom Raumzeigerwinkel $\gamma = \omega t$ und dem normierten Modulationsgrad A'_M . Die Funktionswerte wurden numerisch anhand simulierter Drosselstromverläufe ermittelt. Als Simulationstool diente ein in *Matlab* erstelltes Skript, das aus den berechneten Betriebspunkten die getakteten Stromverläufe erzeugt. Die Ripple der Kondensatorspannungen und der Lastströme wurden dabei vernachlässigt. Als Bezugswert für alle Verfahren wird der Ripple der KM2- und KM2_u-Verfahren verwendet, deren Wert über den kompletten Betriebsbereich gleich eins beträgt. In Abb. 5.18(a) ist zu erkennen, dass im Fall des Verfahren KM4 mit (5.41) und (5.42) der maximale Stromripple im kompletten Betriebsbereich festgelegt ist. Die zwei schwarzen, fett gedruckten Kurven verifizieren das analytische Ergebnis für $\omega t = 0$ und $\omega t = \frac{\pi}{6}$. Der Verlauf entspricht jeweils den Kurven in Abb. 5.10(a) und 5.10(b). Außerdem ist das analytische Ergebnis des optimalen Stromripples entsprechend (5.9) eingezeichnet.

Im Fall des KM6-Verfahrens sind für $\omega t = 0$ die Funktionen (5.50) und (5.51) sowie für $\omega t = \frac{\pi}{6}$ die Funktionen (5.50) und (5.53) dargestellt. Die Funktionen stimmen mit dem numerischen Ergebnis überein. Der dazwischenliegende Bereich unterteilt sich im Gegensatz zum Verfahren KM4 in mehrere Teilbereiche, in denen der minimale Stromripple kleiner wird als der Minimalwert des KM4-Verfahrens und in Bereiche, in denen dieser größer wird als der maximale Ripple des anderen Verfahrens.

In der Darstellung des Ripples des KM2_b-Verfahrens in Abb. 5.18(c) ist festzustellen, dass der kleinste Wert für den maximalen Stromripple gerade dem maximalen Ripple des KM4-Verfahrens entspricht und damit auch dem Ripple des KM2-Verfahrens. Insgesamt ist nur ein Bereich erkennbar, der mit (5.55) beschrieben wird. Das analytische Ergebnis für $A'_M = 1$ deckt sich mit dem numerischen Ergebnis.

Abbildung 5.18(d) bestätigt ebenfalls das analytische Ergebnis des maximalen Stromripples nach (5.57) für das DM2-Verfahren. Ähnlich wie beim Verfahren KM4 ist ein Bereich zu erkennen, in dem der Drosselstrom tatsächlich die doppelte Pulsfrequenz besitzt.

Das Verfahren DM4 ist in Abb. 5.18(e) dargestellt. Im Bereich der Vollaussteuerung ist der maximale Spannungsripple kleiner als beim Verfahren DM2 und deswegen kann ein Vorteil für die Drosselauslegung festgestellt werden. Die Gleichung (5.59) hat den gleichen Verlauf wie das numerische Ergebnis.

Obwohl beim Verfahren DM2_b der maximale Spannungsripple genauso groß ist

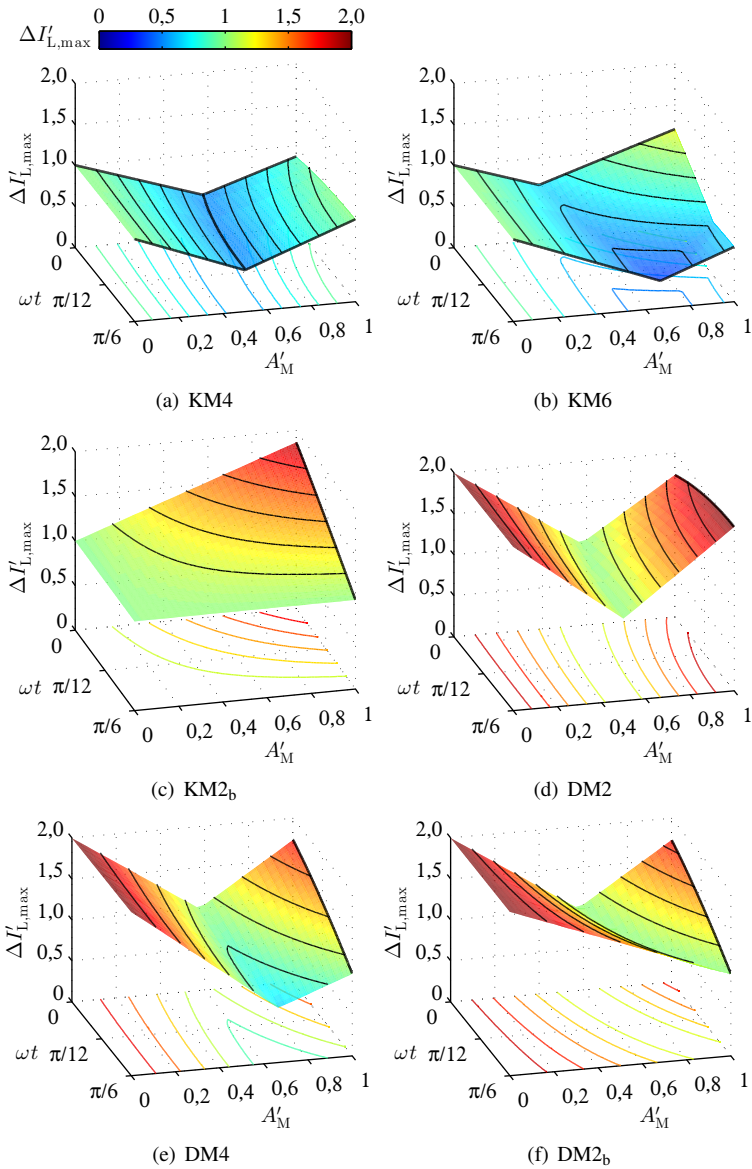


Abbildung 5.18: Maximale Stromrippe der Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und A'_M

wie bei der Variante DM4, ist in Abb. 5.18(f) zu erkennen, dass der Stromripple im Mittel beim Verfahren DM4 kleiner ist.

Es verbleiben die nicht dargestellten Varianten der Modulationsverfahren KM2_a und KM2_c, die zwischen den Freiläufen und aktiven Zuständen einen Boostzustand aufweisen. Verschwindet der jeweilige Freilaufzustand, ist der maximale Stromripple so groß wie der des Verfahrens DM1 und darüber hinaus in jedem Betriebspunkt größer als beim Verfahren KM2_b. Von einer genaueren Untersuchung wird deswegen abgesehen.

5.10 Berechnung der Drosselinduktivitäten

Tabelle 5.3 enthält für alle implementierten Modulationsverfahren zusammenfassend die Bestimmungsgleichungen für die Drosselinduktivitäten sowie den sich ergebenden Induktivitätswert mit dem Korrekturfaktor D_{korrr} laut Tab. 4.6 und ohne Korrekturfaktor $D_{\text{korrr}} = 0$.

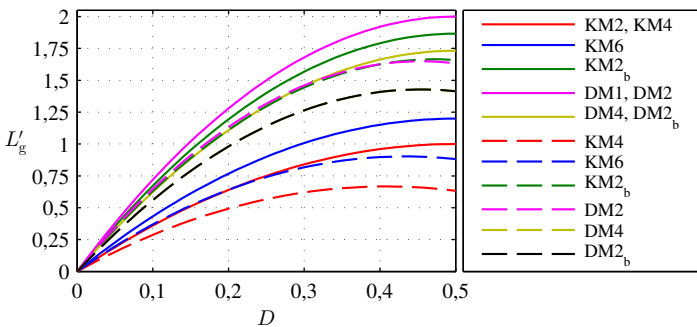


Abbildung 5.19: Grenzinduktivitäten der Modulationsverfahren, durchgezogene Linie ohne Aussteuerkorrektur, gestrichelte Linie mit Aussteuerkorrektur

Für die Induktivitätswerte wird zunächst der maximale Boost-Aussteuergrad $D_{g,\text{max}}$ anhand der minimalen Eingangsspannung $U_{E,\text{min}}$ und $\hat{U}_{ZK,\text{max}}$ nach (5.4) sowie den Spannungen nach Tab. 5.2 berechnet. Daraus ergibt sich wiederum die maximale mittlere Zwischenkreisspannung $U_{C2,\text{max}}$ nach (5.22). Um den maximalen Stromripple unter Vollaussteuerung zu bestimmen, wird der maximale Eingangsstrom $I_{L,\text{max}}$, bei gegebener U_{C2} -Spannung und den maximal angenommenen Eckdaten der Maschine, ermittelt. Der verbleibende Faktor $k_{L,\text{max}}$ (5.18) wird zu $k_{L,\text{max}} = 0,13$ gewählt. Die Systemparameter sind in Tab. 5.2 aufgelistet. Mit einer größeren mittleren Zwischenkreisspannung bis 350 V kann zwar eine

Tabelle 5.2: Parameter für die Berechnung der Drosselinduktivität

P_S	$U_{E,\min}$	$U_{C2,\max}$	$D_{g,\max}$	$k_{L,\max}$	$I_{L,\max}$	f_p
50,4 kW	150 V	250 V	0,286	0,13	336 A	8 kHz

Tabelle 5.3: Bestimmungsgleichungen für die Induktivitäten und Induktivitätswerte des QZSI für alle implementierten Modulationsverfahren

Verfahren	Bestimmungsgleichung	Glg. Nr.	$L/\mu\text{H}$	$L_{D_{\text{korr}}=0}/\mu\text{H}$
KM2	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} \frac{T_p}{2} D$	(5.20)	102,31	102,31
KM4	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} \frac{T_p}{2} D \left(1 - \frac{D_{\text{korr}}}{1-D}\right)$	(5.44)	76,03	102,31
KM6	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} \frac{T_p}{2} D \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{korr}}}{1-D}\right)$	(5.54)	99,95	122,70
KM2 _b	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} \frac{T_p}{2} D \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{korr}}}{1-D}\right)$	(5.56)	176,10	190,91
DM1	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} T_p D$	(5.21)	204,61	204,61
DM2	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} T_p D \left(1 - \frac{D_{\text{korr}}}{1-D}\right)$	(5.58)	178,29	204,61
DM4	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} T_p D \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{korr}}}{1-D}\right)$	(5.60)	154,41	177,20
DM2 _b	$\frac{U_{C2}}{\Delta I_{L,\max}} T_p D \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{D_{\text{korr}}}{1-D}\right)$	(5.61)	162,35	177,20

größere Maschinenleistung erzielt werden, jedoch wird dann auch das Produkt $U_{C2} \cdot D$ kleiner und der Stromripple ΔI_L größer. Insgesamt entsteht dann eine kleinere Induktivität, die im betrachteten worst-case Betriebspunkt nach Tab. 5.2 größere Stromripple zur Folge hätte.

In Abb. 5.19 sind die Induktivitäten als Funktion von D und in Bezug auf \hat{U}_{ZK} nach (5.24) zu sehen. Für die durchgezogenen Linien gilt $D_{\text{korr}} = 0$ und für die gestrichelten $D_{\text{korr}} \neq 0$. Die Berechnung von D_{korr} erfolgt verfahrensspezifisch anhand (4.19) und Tab. 4.6. Als Auswirkung der nichtlinearen Verkopplung der Aussteuerkorrektur mit dem Boost-Aussteuergrad entsteht eine überproportionale Verkleinerung der Grenzinduktivität mit steigendem Boost-Aussteuergrad. Im Vergleich mit den Verfahren konstanter Boostverteilung entsteht bei den Überlappverfahren als Auswirkung der Aussteuerkorrektur ein Vorteil in der Größe der Drosselinduktivitäten. Besonders stark ist dieser Effekt bei den

Verfahren KM4 und KM6 ausgeprägt, weil die relativ großen Schaltzeiten des Rückspeiseschalters [D4] in den Korrekturfaktor eingehen.

Die Induktivitäten der Drosseln wurden mit $L_1 = L_2 = L = 200 \mu\text{H}$ so gewählt, dass sich mit dem DM1-Verfahren ein maximaler Ripple von $\Delta I_L = 44,68 \text{ A}$ ergibt. Die technische Realisierung der Drosseln ist in Kap. 3 beschrieben.

5.11 Messergebnisse

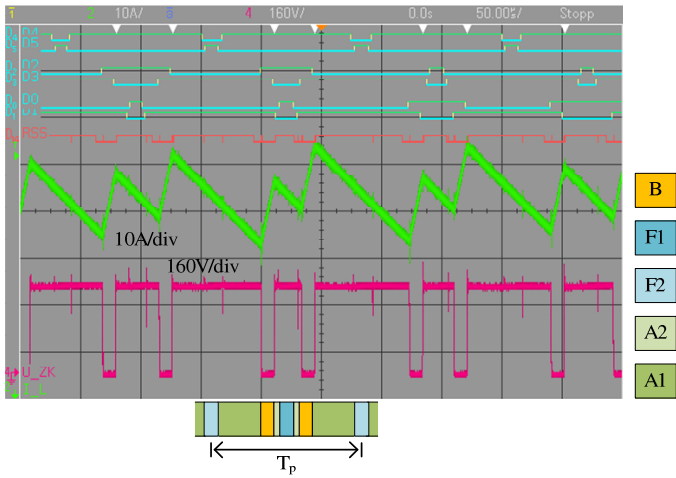
Zur Verifikation der erarbeiteten Modulationsverfahren und den Gleichungen für die Stromripple in den Drosseln zeigen Abb. 5.20 und 5.21 beispielhaft die zeitlichen Verläufe der Drosselströme für die Verfahren KM2_u und KM2_b sowie für die Verfahren KM4 und DM1. Desweiteren dargestellt sind die getaktete Zwischenkreisspannung und die Ansteuersignale der Drehstrombrücke sowie des Rückspeiseschalters. Außerdem sind die entstehenden Pulsmuster für eine Taktperiode unter den Oszillogrammen eingezeichnet.

Für alle Verfahren wurde der Betrieb an der Spannungsgrenze vorgegeben, mit ein Drehmoment von $M = 40 \text{ Nm}$, einer Drehzahl von $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$ sowie den Spannungen $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 200 \text{ V}$. Der Mittelwert des Drosselstroms beträgt $I_L = 95 \text{ A}$.

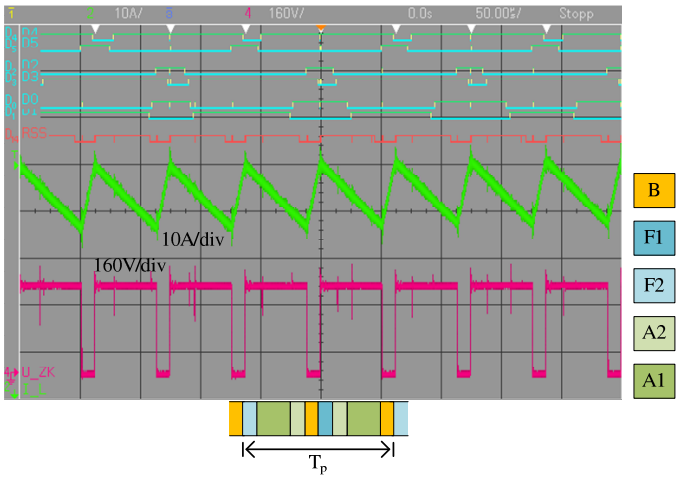
Im Fall des Verfahrens KM2_u ist aus dem Verlauf der Ansteuersignale die Unsymmetrische Verteilung der Boost-Zustände zu erkennen. Während der Boost-Phasen sinkt die Zwischenkreisspannung erwartungsgemäß auf Null ab. Der abgelesene Stromripple deckt sich mit $\Delta I_L = 12,85 \text{ A}$ gut mit dem theoretischen Wert von $\Delta I_L = 13,02 \text{ A}$.

Beim Verfahren KM2_b ist die Kopplung der Boostzustände an das Pulsmuster ersichtlich. Mit einem für alle Verfahren gleich gewählten Korrekturwert von $T_{\text{korrr}} = 6,25 \mu\text{s}$ für die Aussteuerbegrenzung (vgl. (4.19)) bleibt der Stromripple durch die relativ großen Freilaufzustände über eine elektrische Ausgangsperiode weitestgehend konstant. Das experimentelle Ergebnis des maximalen Ripples stimmt leicht abweichend mit dem theoretischen Wert $\Delta I_L = 21,59 \text{ A}$ überein.

Wird das Verfahren KM4 aktiviert, ist die Erhöhung der Anzahl der Boostphasen gegenüber der Methode KM2_u zu erkennen. Durch die Aussteuerbegrenzung entsteht wie theoretisch vorausgesagt ein maximaler Ripple von $\Delta I_L = 9,9 \text{ A}$. Der Stromripple des Verfahrens DM1 ist mit $\Delta I_L = 26,78 \text{ A}$ doppelt so groß wie beim Verfahren KM2_u. Aus den Verläufen der Ansteuersignale ist zu erkennen, dass zunächst ein Brückenweig auf -1 geklemmt ist und nach $350 \mu\text{s}$ der nächstliegende Brückenweig auf +1. Dadurch ist nach diesem Wechsellvorgang der Stromripple kurzfristig nur noch halb so groß.

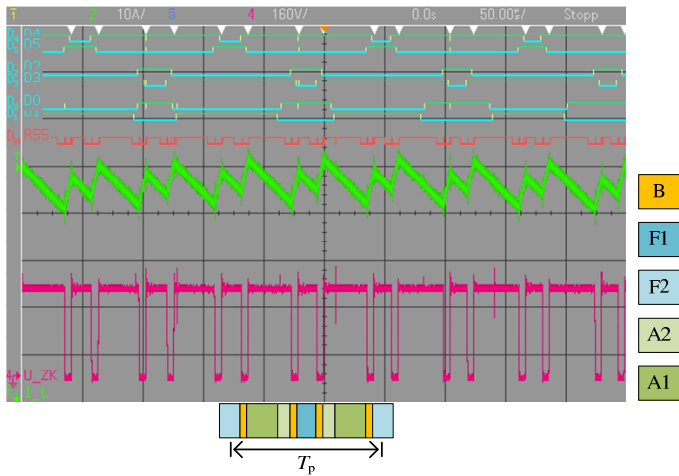


(a) $KM2_b$

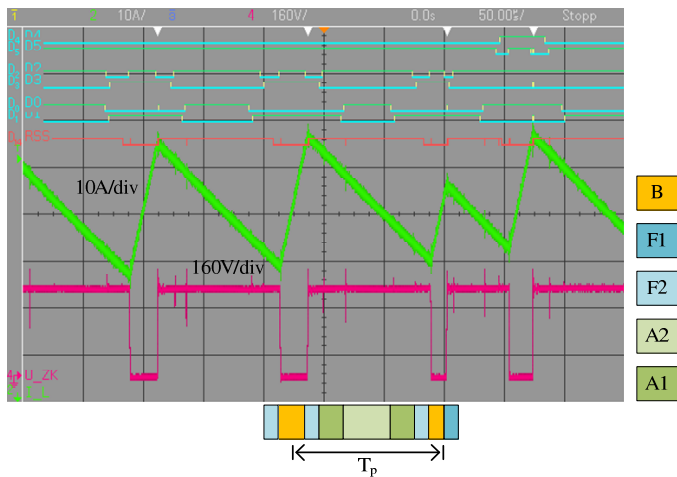


(b) $KM2_u$

Abbildung 5.20: Oszillogramme des Drosselstroms, der Zwischenkreisspannung sowie der Ansteuersignale der Modulationsverfahren $KM2_b$ und $KM2_u$



(a) KM4



(b) DM1

Abbildung 5.21: Oszillogramme des Drosselstroms, der Zwischenkreisspannung sowie der Ansteuersignale der Modulationsverfahren KM4 und DM1

6

Schaltungsdimensionierung - Kondensatoren

Die Kondensatoren C_1 und C_2 bilden in den aktiven Zuständen und Freilaufzuständen einen kapazitiven Zwischenkreis. Im Boostzustand wird die in den Drosseln gespeicherte Energie in die Kondensatoren entladen. Folglich dient der von den beiden Kondensatoren bereitgestellte Zwischenkreis als Entkopplungskomponente zwischen der dreiphasigen Last und dem DC-Eingangskreis und wird sowohl durch den Eingangsstrom als auch von den Lastströmen durchflossen.

Solange keine Spannungsquelle verwendet wird, die niederfrequente Ströme ins Z-Netzwerk einkoppelt, besteht eine Aufgabe des Zwischenkreises im quasistationären Zustand in der Pufferung taktfrequenter Ströme. Ansonsten müssen für die Auslegung auch niederfrequente Spannungsripple berücksichtigt werden. Für eine stabile Laststromregelung ist eine ausreichend kleine Welligkeit der Kondensatorspannungen sicherzustellen. Ein weiterer Aspekt der Kondensatordimensionierung ist die Beachtung der dynamischen Eigenschaften des Z-Netzwerkes, um durch die Taktung verursachte Resonanzen auszuschließen und ein gutes Regelverhalten zu erreichen.

Die Auslegung der Zwischenkreiskapazität auf einen bestimmten Energiehub bei dynamischen Laststromänderungen macht aus Kostensicht wenig Sinn, weil sehr große Kapazitätswerte benötigt werden. Zum Ausgleich transients Laststromänderungen im Zwischenkreis wird eine passende Regelungsstrategie angewendet [E1, E2].

In diesem Kapitel werden die benötigten Kapazitätswerte der Kondensatoren, ähnlich wie bei den Drosseln, anhand der maximal auftretenden Spannungsripple hergeleitet. Die Spannungsripple werden wiederum über die auftretenden Ladeströme berechnet. In der bekannten Literatur wird der Aspekt der Kondensatordimensionierung im speziellen Fall des QZSI und allgemein bei allen ZSI-Topologien vereinfacht betrachtet [18, 36, 39, 41, 117, 118]. Aus diesem Grund werden die Mechanismen der Entstehung der Spannungsverläufe umfassend erläutert. Darauf aufbauend werden Gleichungen zur Berechnung der Kapazitäten der Kondensatoren erarbeitet. Es wird sich herausstellen, dass sich in Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses zwischen der mittleren Zwischenkreisspannung und der Eingangsspannung unterschiedliche Bestimmungsgleichungen ergeben [E3].

Im Gegensatz zum Stromripple der Drossel wird der Spannungsripple des Kondensators von der Lastcharakteristik beeinflusst, weil stark unterschiedliche Stromverläufe in Abhängigkeit des Leistungsfaktors $\cos(\varphi)$, des Spannungswinkels ωt , der Maschinendrehzahl n_{mech} und dem Drehmoment M auftreten. Obwohl die weiteren Betrachtungen auf der Lastcharakteristik der verwendeten PMSM beruhen, können die Erkenntnisse grundsätzlich auch auf andere ohmsch-induktive Lasten mit Gegenspannung übertragen werden. Eine ausführlichere Analyse der Entstehung der Kondensatorspannung wird für das Modulationsverfahren KM2 durchgeführt. Für die restlichen Verfahren werden die Zusammenhänge kurz erläutert, weil die Mechanismen der Spannungsbildung prinzipiell die gleichen sind.

Zur Generierung der Spannungsverläufe kommt das bereits für die Drosseln verwendete *Matlab*-Tool zum Einsatz. Es beinhaltet nur die Grundwelle der PMSM-Ströme und den Drosselstrommittelwert. Für die Maschineninduktivitäten wird das in Abs. 8.3.2 vorgestellte Kennfeld mit Sättigung implementiert. Durch die Vernachlässigung der Stromripple der Lade- und Entladeströme der Kondensatoren werden geradenförmige Spannungsverläufe angenommen. Der entstehende Fehler gegenüber dem realen System kann toleriert werden, solange die durch die Kondensatoren und induktiven Bauelemente gebildeten Schwingkreise eine ausreichend kleine Resonanzfrequenz im Vergleich zur Taktfrequenz aufweisen (s. Abs. 6.12.4). Abbildung 6.1 zeigt diesbezüglich beispielhaft den simulierten Kondensatorspannungsverlauf eines detaillierten, getakteten *Simulink*-Modells (rot) und den des vereinfachten Geradenansatzes (blau) für das Verfahren KM2_b. Im getakteten *Simulink*-Modell sind teilweise nichtlineare Teilstücke im Spannungsverlauf zu sehen. Die Abweichungen zwischen den Modellen sind jedoch gering.

Abschließende Untersuchungen beinhalten eine Untersuchung der Resonanzeigenschaften des Zwischenkreises sowie die Berechnung des Kondensatorstrom-Effektivwerts.

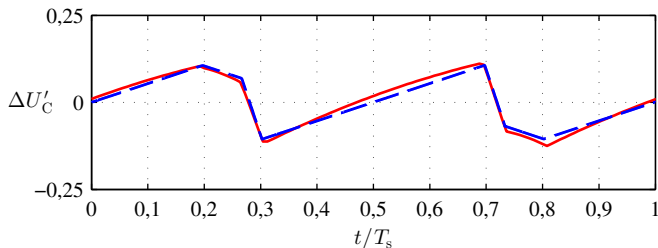


Abbildung 6.1: Vergleich des normierten Kondensatorspannung-Wechselanteils zwischen vereinfachtem- (blau) und getaktetem (rot) Modell beim Verfahren KM2b, $n_{\text{mech}} = 1000 \frac{1}{\text{min}}$, $M = 50 \text{ Nm}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 150 \text{ V}$, $\omega t = 0$

6.1 Kondensatorströme bei dreiphasiger, symmetrischer Drehstromlast

In den bisherigen Beschreibungen der Kondensatorströme wurden ein aktiver Zustand und ein Freilauf in einen Strommittelwert einer Pulsperiode zusammengefasst (s. Abschn. 2.3.2). Diese Vorgehensweise ist für die taktfrequente Modellierung der Kondensatorspannungen im Fall einer Drehstromlast nicht zulässig, weil in jedem der sechs Sektoren jeweils vier unterschiedliche Ströme den Kondensatoren innerhalb einer Pulsperiode beaufschlagt werden.

Die relevanten Gleichungen zur Charakterisierung des Spannungsverlaufs am Kondensator C_1 sind (2.28), (2.47) und (2.56). Im Fall von C_2 sind die Zusammenhänge nach (2.29), (2.48) und (2.57) bis auf dem DC-Offsetwert die gleichen wie bei C_1 . Deswegen wird in den folgenden Abbildungen immer nur der Wechselanteil mit $C_1 = C_2 = C$ dargestellt.

Neben dem wirksamen Kondensatorstrom während des Freilaufs ($i_C = I_L$) und während des Boosts ($i_C = -I_L$), gibt es in jedem der sechs Schaltsektoren jeweils zwei Kondensatorströme, die je nach Schalterstellung einem der beiden wirksamen Phasenströme während der Dauer des jeweiligen aktiven Zustands entsprechen ($i_C = I_L - i_{ZK,A}$). Tabelle 6.1 ordnet den sechs Sektoren die jeweiligen Zwischenkreisströme $i_{ZK,A,t}$ und $i_{ZK,A,t}$ in den aktiven Zuständen zu.

Die Indizes r und t deuten an, dass immer zwei benachbarte Schaltzustände nach Tab. 4.1 geschaltet werden ($r, t \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$).

Die veränderlichen Betriebsparameter der PMSM über die Vollaussteuerung hinaus erfordern die Darstellung des Spannungsripples in Abhängigkeit der Drehzahl, weil der Modulationsgrad sich bei Vollaussteuerung nicht mehr ändert, der Ripple aber weiterhin durch die Betriebseigenschaften der PMSM beeinflusst wird. Als Auswirkung zweier unterschiedlicher Zwischenkreisströme während der aktiven Zustände innerhalb der jeweiligen Sektoren, gibt es in der Darstellung der maximalen Spannungsripple über dem Betriebsbereich bei $\omega t = \frac{\pi}{6}$ nicht zwangsläufig eine Symmetrieebene. Eine vollständige Analyse des Winkelbereichs I $\omega t \in [0, \frac{\pi}{3}]$ wird notwendig.

Tabelle 6.1: Wirksame Phasenströme in den sechs Sektoren

Sektor	I	II	III	IV	V	VI
$i_{ZK,A,r}$	i_U	i_V	i_V	i_W	i_W	i_U
$i_{ZK,A,t}$	$-i_W$	$-i_W$	$-i_U$	$-i_U$	$-i_V$	$-i_V$

6.2 Betriebsbereiche

Ob ein bestimmtes Drehmoment bei einer vorgegeben Maximaldrehzahl der anisotropen PMSM über den kompletten Drehzahlbereich eingestellt werden kann, hängt beim QZSI von der mittleren Zwischenkreisspannung U_{C2} ab. Ist die Spannung ausreichend groß, kann das gewünschte Maximalmoment immer eingepreßt werden. Im anderen Fall wird vorher die Stromgrenze erreicht und das Moment sinkt ab. Dementsprechend sind auch der Verlauf des Leistungsfaktors $\cos(\varphi)$ sowie der Phasenströme i_U , i_V und i_W abhängig von U_{C2} und üben wiederum Einfluss auf die Spannungsbildung im Kondensator aus.

Wird U_{C2} auf einen konstanten Wert eingestellt und U_E als variabel angenommen, dann entstehen unterschiedliche Spannungsverläufe in den Kondensatoren für unterschiedliche Werte der Eingangsspannung. Aus Gleichstrom-Sicht ist der Eingangsstrom $I_E = I_L$ Einflussgröße in den Kondensatoren, der bei großen Boost-Aussteuergraden für den maximalen Spannungsripple verantwortlich sein kann.

Da der Wechselanteil der Kondensatorspannungen maßgeblich durch den Betriebspunkt beeinflusst wird, werden mehrere Betriebsfälle für die Berechnung

Tabelle 6.2: Parameter in den betrachteten Betriebsfällen mit $U_{C2} = 250\text{ V}$

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	$P_{\text{mech}}/\text{kW}$	\hat{I}_S/A	A'_M	$\cos(\varphi)$	$I_L/\text{A}^{1)}$	$I_L/\text{A}^{2)}$
2400	17,60	192,20	0,5	0,848	83,78	117,30
4960	36,39	192,85	1	0,871	173,28	242,60
7000	49,75	239,87	1	0,958	236,89	331,65

¹ Betriebsfall 1: $U_E = 210\text{ V}$

² Betriebsfall 2: $U_E = 150\text{ V}$

der Kondensatorkapazitäten berücksichtigt. Es werden im Folgenden zwei Betriebsfälle mit unterschiedlichen Eingangsspannungen von $U_E = 150\text{ V}$ und $U_E = 210\text{ V}$ sowie einer mittleren Zwischenkreisspannung von $U_{C2} = 250\text{ V}$ beschrieben. Diese Unterscheidung macht Sinn, weil verschiedene Bestimmungsgleichungen für die Kapazitäten auftreten werden und dann die geläufige Dimensionierungsgleichung [18, 36, 39, 41, 117, 118] nur noch teilweise gültig ist. Wie sich zeigen wird, reicht es bei der Mehrheit der hier untersuchten Modulationsverfahren aus diese zwei Betriebsfälle zu betrachten, um zu den Bestimmungsgleichungen zu gelangen. Diese sind auch für andere Spannungsverhältnisse gültig.

Die maximale mechanische Leistung beträgt jeweils $P_{\text{mech}} = 50,42\text{ kW}$ bei einer maximalen Drehzahl von $n_{\text{mech,max}} = 8000\frac{1}{\text{min}}$. Bis die Stromgrenze von $\hat{I}_S = 240,41\text{ A}$ bei einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 6595\frac{1}{\text{min}}$ erreicht wird, kann theoretisch ein konstantes Drehmoment von $M = 70\text{ Nm}$ eingepreßt werden. Tabelle 6.2 listet die für die durchgeführten Untersuchungen verwendeten Parameter auf. Es wird nur der motorische Betrieb berücksichtigt.

6.3 Spannungsverläufe- und Ripple beim Verfahren KM2

Im Unterschied zum Drosselstrom des Verfahrens KM2 ist die Kondensatorspannung vom zeitlichen Verlauf des Pulsmusters abhängig. Als Ursache der Variation der Zustandsdauern, in Abhängigkeit des Modulationsgrades und des Spannungswinkels, können dadurch alle vier vorkommenden Ladeströme die maximalen lokalen Spannungsripple alleine oder miteinander kombiniert generieren.

Diese lokalen Spannungsripple ergeben sich im ersten Sektor aus den Gleichungen

$$\Delta U_{C1,KM2} = \frac{I_L}{C} \frac{D}{2} T_p \quad (6.1)$$

$$\Delta U_{C2,KM2} = \frac{I_L - i_U}{C} \frac{a_{A1}}{2} T_p \quad (6.2)$$

$$\Delta U_{C3,KM2} = \frac{I_L + i_W}{C} \frac{a_{A2}}{2} T_p \quad (6.3)$$

$$\Delta U_{C4,KM2} = \frac{I_L}{C} \frac{a_{F1}}{2} T_p = \frac{I_L}{C} \frac{a_{F2}}{2} T_p \quad (6.4)$$

Für eine Gegenüberstellung aller Verfahren werden die Spannungsripple nach

$$\Delta U'_C = \frac{\Delta U_C}{\frac{I_{E,max}}{C} T_p \frac{D}{2}} \quad (6.5)$$

normiert. Zu beachten ist, dass durch diese Art der Normierung die Verfahren nur im jeweiligen Betriebsfall miteinander verglichen werden können, da die Boost-Aussteuergrade D im Betriebsfall 1 und 2 unterschiedlich groß sind. Die Wahl der Normierung hat eine rein praktische Bedeutung der besseren Lesbarkeit der Kurvenverläufe. Die Ladeströme der Kondensatoren werden mit

$$\Delta I'_C = \frac{\Delta I_C}{I_{E,max}} \quad (6.6)$$

normiert. Der maximale Eingangsstrom $I_{E,max} = I_L = 336,15 \text{ A}$ muss vorab anhand der kleinsten Eingangsspannung berechnet werden (s. Tab. 5.2).

6.3.1 Betriebsfall 1

Betriebspunkt 1: MMPA-Bereich

Als erstes zeigt Abb. 6.2 den Verlauf des Wechselanteils der Kondensatorspannungen sowie die dazugehörigen Ladeströme für eine Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$ im MMPA-Bereich. Der zeitliche Verlauf innerhalb der Taktperiode ist unter Variation des Spannungswinkels für vier verschiedene Winkel $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$ aufgetragen. Da der Spannungsverlauf für $\omega t = \frac{\pi}{3}$ gleich ist wie für $\omega t = 0$, wird auf die Darstellung beider Fälle verzichtet.

Im Fall von $\omega t = 0$ ist der A2-Zustand (4.4) gleich Null und die beiden gleichlangen Freilaufzustände sind maximal lang. Wird der Winkel davon ausgehend

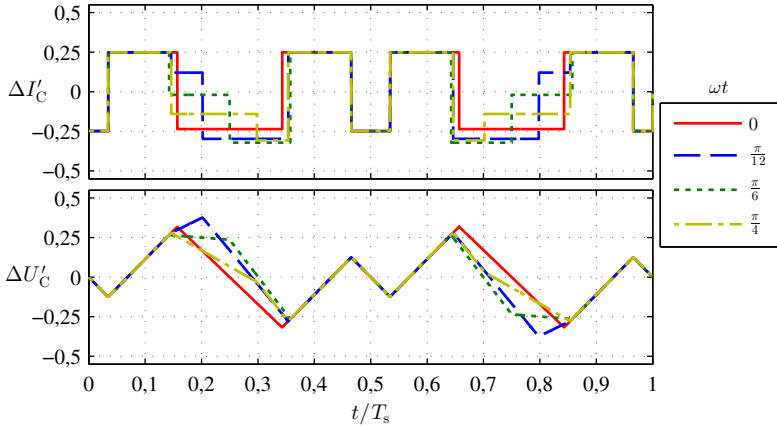


Abbildung 6.2: Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils des Verfahrens KM2 im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$

größer, dann bewirkt die positive Strom-Zeitfläche des A2-Zustands einen maximalen Spannungsripple, der sich aus

$$\begin{aligned} \Delta U'_{C134, \text{KM2}} &= \frac{-\Delta U_{C1, \text{KM2}} + 2\Delta U_{C3, \text{KM2}} + 2\Delta U_{C4, \text{KM2}}}{\frac{I_{E, \text{max}}}{C} T_p \frac{D}{2}} \\ &= \frac{2a_{F1} I_L + 2a_{A2} \cdot (I_L + i_W) - DI_L}{I_{E, \text{max}} D} \end{aligned} \quad (6.7)$$

nach (6.1), (6.3) und (6.4) ergibt. Die Gleichung hat Gültigkeit, solange

$$a_{A1} \cdot (I_L - i_U) \geq a_{F1} I_L - DI_L \quad (6.8)$$

erfüllt ist. Trifft diese Bedingung nicht zu, dann ist der maximale Stromripple durch (6.1) und (6.4) gegeben:

$$\Delta U'_{C14, \text{KM2}} = \frac{-\Delta U_{C1, \text{KM2}} + 2\Delta U_{C4, \text{KM2}}}{\frac{I_{E, \text{max}}}{C} T_p \frac{D}{2}} = \frac{2a_{F1} I_L - DI_L}{I_{E, \text{max}} D} \quad (6.9)$$

Insgesamt bedingt die relativ kleine Änderung der Dauern der Freilaufzustände weitestgehende Konstanz des lokalen Stromripples $\Delta U_{C4, \text{KM2}}$.

Betriebspunkt 2: Eckdrehzahl

Ein signifikanter Betriebspunkt besteht in der Eckdrehzahl bei $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$, weil hier die Spannungsgrenze erreicht wird und der Leistungsfaktor beginnt sich gegenüber dem konstanten Leistungsfaktor im MMPA-Bereich zu ändern. Der taktfrequente Zeitverlauf der Kondensatorspannung und der Ladeströme ist in Abb. 6.3 unter Variation der gleichen Winkel wie im ersten Betriebspunkt dargestellt. Mit der höheren Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ steigt auch der Eingangsstrom an und die Freilaufzustände werden kleiner. Die Ströme in den aktiven Zuständen und im Boostzustand tragen unter diesen Umständen maßgeblich zur Spannungsbildung im Kondensator bei. Für $\omega t = 0$ und $\omega t = \frac{\pi}{4}$ ist alleine der Boostzustand und somit (6.1) für den maximalen Spannungsripple verantwortlich und es gilt:

$$\Delta U'_{C1, KM2} = \frac{I_L}{I_{E, \text{max}}} \tag{6.10}$$

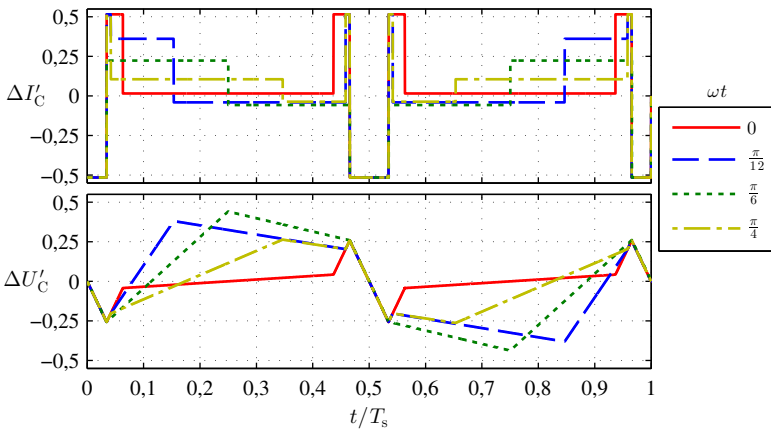


Abbildung 6.3: Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$

Wenn die Bedingung

$$\frac{a_{F1}}{4} I_L + \frac{a_{A2}}{2} (I_L + i_w) \geq \frac{D}{2} I_L \tag{6.11}$$

erfüllt ist, dann resultiert der maximale Spannungsripple wiederum aus (6.7). Dieser Fall ist für $\omega t = \frac{\pi}{12}$ und $\omega t = \frac{\pi}{6}$ erkennbar.

Betriebspunkt 3: Stromgrenze

Abbildung 6.3 zeigt, dass alleine der Boostzustand den maximalen Stromripple im kompletten Winkelbereich bewirken kann. Mit den gegebenen Betriebsparametern geschieht dies im Bereich der Stromgrenze bei $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$. Dieser Betriebsfall ist in Abb. 6.4, mit den Betriebsparametern aus Tab. 6.2, zu sehen. Die Darstellung der Ladeströme wird an dieser Stelle ausgelassen. Mit (6.10) wird für alle Winkel der maximale Ripple berechnet.

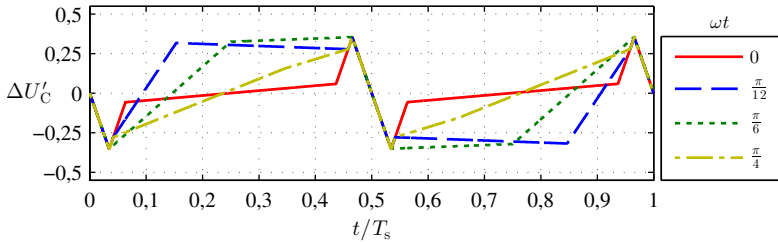


Abbildung 6.4: Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$

Verlauf der maximalen Spannungsripple in den drei Betriebspunkten

Aus dem Vergleich der drei Betriebspunkte wird klar, dass der maximale Spannungsripple nicht zwangsläufig bei maximaler Leistung erbracht wird. Zur besseren Übersicht zeigt Abb. 6.5 die maximalen normierten Spannungsripple in Abhängigkeit des Spannungswinkels. Außerdem sind einzelne Simulationsdatenpunkte mit einem „x“ gekennzeichnet, welche sich mit dem analytischen Ergebnis decken. Die Funktionsverläufe zeigen im Vergleich zu den Drosselstromverläufen keine Achsensymmetrie bezüglich $\omega t = \frac{\pi}{6}$. Desweiteren ist der größte Maximalwert für $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ nicht beim selbigen Winkel lokalisiert, sondern liegt etwas weiter links davon. Bei einer symmetrischen ohmsch-induktiven Last liegt hingegen Symmetrie bezüglich dieses Winkels vor.

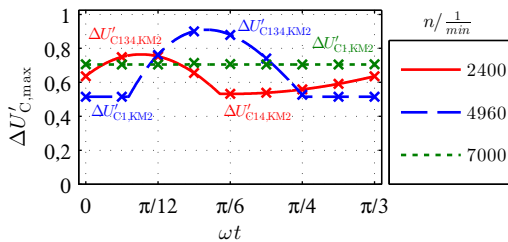


Abbildung 6.5: Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 1, für $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$, die Kreuze markieren Simulationsdaten

6.3.2 Betriebsfall 2

Treten im Betrieb des QZSI große Boost-Aussteuergrade auf, macht der Drosselstrom den dominierenden Anteil zur Bildung der Kondensatorspannung aus und generiert deshalb in weiten Betriebsbereichen die maximalen Spannungsrippel. Wie in Abb. 6.6 beispielhaft für die Eckdrehzahl $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ zu sehen ist, übersteigt der zum Drosselstrom zugehörige Spannungsripple alle anderen Ripple für alle Winkel. Der maximale Spannungsripple ist mit (6.10) ermittelbar.

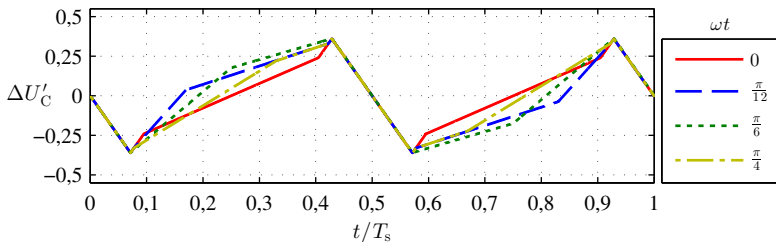


Abbildung 6.6: Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$

Verlauf der maximalen Spannungsrippe in den drei Betriebspunkten

Wie im Betriebsfall 1 stellt Abb. 6.7 die analytischen berechneten maximalen Stromripple sowie die Simulationspunkte für die drei betrachteten Drehzahlen gegenüber. In allen drei Fällen ist der Spannungsrippe über dem Winkelbereich

konstant, weil (6.10) gültig ist. Für eine Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$ erreicht der Drosselstrom nahezu den Maximalwert $I_{E,\text{max}}$.

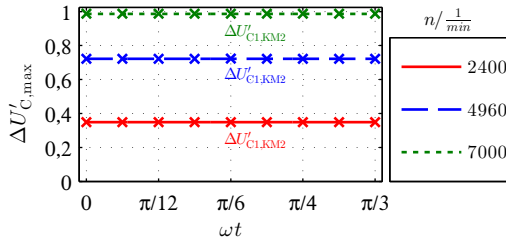


Abbildung 6.7: Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 2, für ωt , $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$, die Kreuze markieren Simulationsdaten

Für die im nachfolgend beschriebenen Modulationsverfahren entstehen die Spannungsripple auf ähnliche Weise wie beim Verfahren KM2. Um die Analyse für alle anderen Verfahren abzukürzen, werden nur noch die Zeitverläufe der Spannungen im Betriebsfall 1 bei der Eckdrehzahl sowie im Betriebsfall 2 im Bereich der Stromgrenze aufgeführt. Der Verlauf des maximalen Spannungsripples wird weiterhin auch für $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$ und $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$ betrachtet. Für alle berechneten Verläufe der Spannungsripple sind die Simulationsergebnisse zur Verifizierung eingezeichnet.

6.4 Spannungsverläufe- und Ripple beim Verfahren KM4

Abbildung 6.8(a) zeigt den getakteten Verlauf der Kondensatorspannungen für die Eckdrehzahl $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ im Betriebsfall 1. Die aktiven Zustände haben die längste Dauer und bilden zusammen mit den Boostzuständen den größten Spannungsripple. Bei $\omega t = \frac{\pi}{6}$ werden beide Freilaufzustände zu Null und zwei der vier Boostzustände verbinden sich. Wie aus dem Verlauf der Spannungsripple in Abb. 6.8(c) zu erkennen ist, wird der Spannungsripple bei dieser Drehzahl für den größten Winkelbereich mit $\Delta U'_{C134,\text{KM4}} = \Delta U'_{C134,\text{KM2}}$ gemäß (6.7) festgelegt. Im Bereich der Sektorgrenzen gibt (A.1) den maximalen Ripple vor. Beide Gleichungen sind der Tab. A.1 im Abs. A.1 des Anhangs zu entnehmen. Die Spannungsripple für die Drehzahlen $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$ und $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$ sind dort ebenfalls aufgeführt. Beim Vergleich der drei Betriebsbereiche fällt wieder-

um auf, dass der Spannungsripple bei der Eckdrehzahl am größten ist. Es handelt sich um den gleichen Maximalwert und Winkel wie beim Verfahren KM2 (s. Abb. 6.5). Folglich bringt das KM4-Verfahren auch hinsichtlich des maximalen Spannungsripples keine Vorteile. Im Unterschied zum KM2-Verfahren ist der maximale Ripple für $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$ annähernd gleich groß wie für $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$.

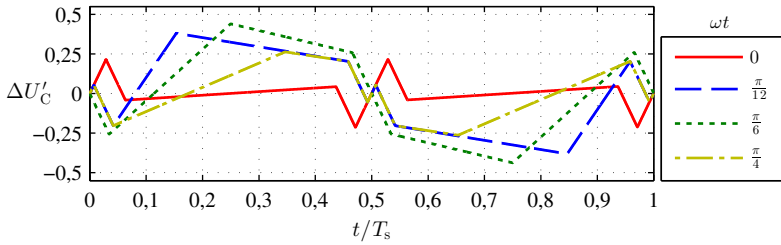
Wie im Fall des Verfahrens KM2 ist beim Verfahren KM4 für den Betriebsfall 2 hauptsächlich der Bereich der Stromgrenze von Interesse. Wie in Abb. 6.8(b) zu erkennen ist, bilden zwei der vier Boostzustände, geteilt durch einen Freilauf, den maximalen Ripple. Damit ist (A.2) gültig. Ohne weitere Erläuterung der Stromverläufe für die Drehzahlen $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$ und $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$, stellt Abb. 6.8(d) den Verlauf der maximalen Stromripple mit den Simulationsdaten dar. Für $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$ bestimmt (A.1) den maximalen Spannungsripple und für $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ erneut (A.2). Durch den dominierenden Drosselstrom liegt für alle Punkte der drei Kurven Symmetrie bezüglich $\omega t = \frac{\pi}{6}$ vor.

6.5 Spannungsverläufe- und Ripple beim Verfahren KM6

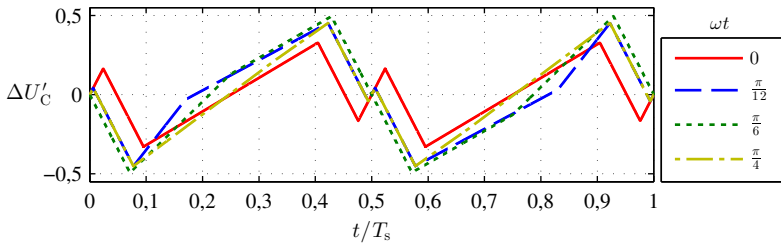
Im Fall des Verfahrens KM6 sind die auftretenden Spannungsripple der drei untersuchten Drehzahlen in Tab. A.3 und A.4 im Abs. A.1 des Anhangs aufgeführt. Für den Betriebsfall 1 sind die maximalen Spannungsripple für alle drei Betriebspunkte jeweils durch (A.4) und (A.5) gegeben. Abb. 6.9(a) verifiziert die Gleichungen mit den Zeitverläufen der getakteten Kondensatorspannung. Außerdem zeigt Abb. 6.9(c) die maximalen Spannungsripple über dem Spannungswinkel für die drei untersuchten Drehzahlen. Erwartungsgemäß ist auch hier der Ripple am größten, wenn die Eckdrehzahl erreicht wird. Verglichen mit den Verfahren KM2 und KM4 fällt der maximale Spannungsripple um 16,8% größer aus, obwohl sechs Boostphasen vorhanden sind. Es zeigt sich also auch für die Dimensionierung der Kondensatoren, dass eine große Anzahl an Boostphasen nicht zwangsläufig eine Verkleinerung des Spannungsripples mit sich bringt.

Wenn der Betriebsfall 2 eingestellt wird, dann sind die Gleichungen laut Tab. A.4 für die Ripplebestimmung zu verwenden. In Übereinstimmung mit Abb. 6.9(b) zeigt Abb. 6.9(d) den beim Erreichen der Stromgrenze relevanten Verlauf des maximalen Spannungsripples über dem Spannungswinkel. An den Sektorgrenzen werden die gleichen Maximalwerte erreicht wie beim Verfahren KM2.

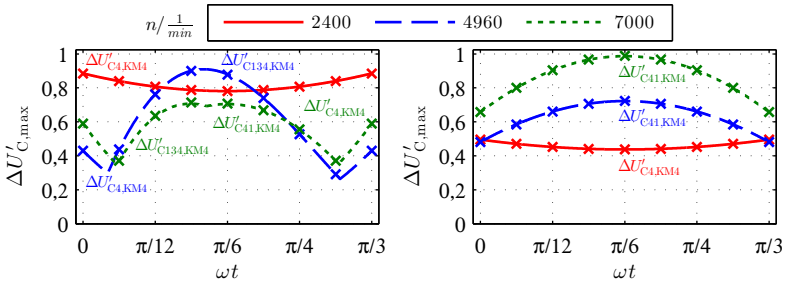
6.5 Spannungsverläufe- und Ripple beim Verfahren KM6



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$

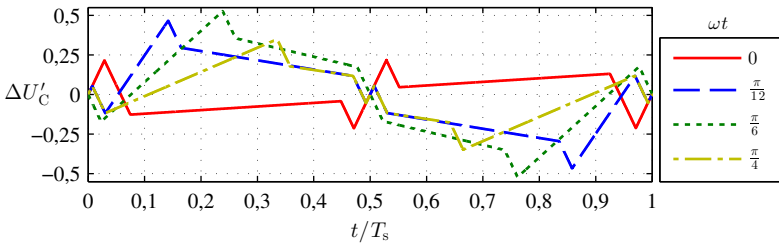


(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$

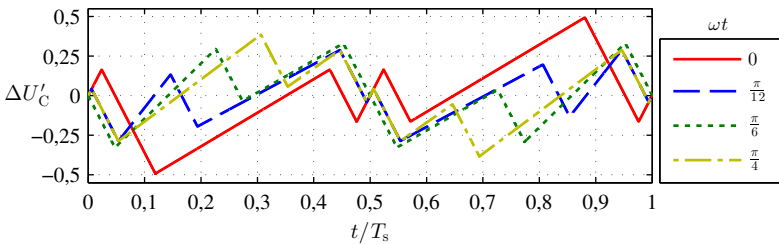
(d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.8: Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren KM4

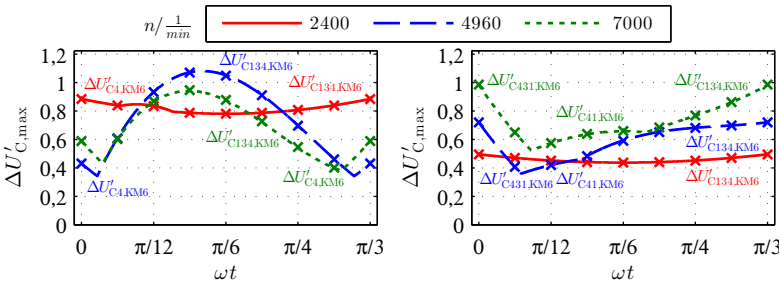
6 Schaltungsdimensionierung - Kondensatoren



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$



(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

(d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.9: Spannungsverläufe und Spannungsrippe beim Modulationsverfahren KM6

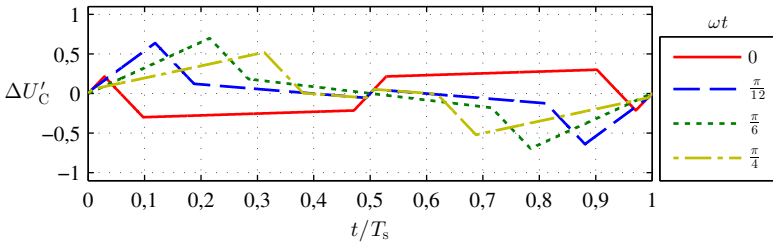
6.6 Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren KM2_b

Beim Verfahren KM2_b bewirkt die Anordnung der Boostzustände zwischen den beiden aktiven Zustände eine Vergrößerung der maximalen Spannungsripple um 51,6% gegenüber den Verfahren KM2 und KM4 im Betriebsfall 1 (s. Abb. 6.10(a)). Wie aus Abb. 6.10(d) deutlich wird, beträgt die Vergrößerung im Betriebsfall 2 66,6%. Wird Abs. 5.5 rekapituliert, dann fällt auf, dass der Spannungsripple gegenüber dem Drosselstromripple vergleichsweise weniger stark erhöht ist und somit das KM2_b-Verfahren aus Sicht des Kondensator noch mäßig gut ist. Die den dargestellten Kurven zugeordneten Funktionen sind Tab. A.5 und A.6 zu entnehmen und die Kurvenverläufe der getakteten Spannungen für $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ und $7000 \frac{1}{\text{min}}$ Abb. 6.10(c) und Abb. 6.10(d).

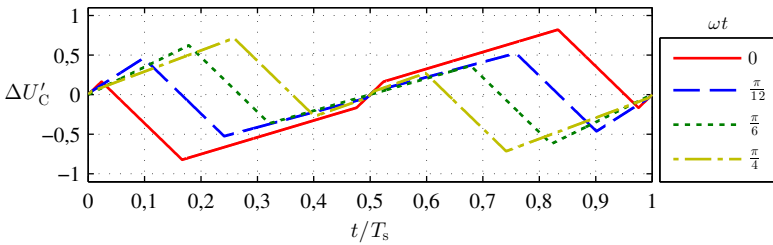
6.7 Spannungsverläufe und Ripple beim Verfahren KM2_u

Zunächst fällt bei der Betrachtung des zeitlichen Verlaufs des Kondensatorspannung-Wechselanteils des Verfahrens KM2_u in Abb. 6.11(a) und 6.11(b) auf, dass durch die unsymmetrische Verteilung der beiden Boostzustände ein DC-Offset entsteht. Dieser Nachteil ist bei der Abtastung der Istwerte, respektive bei der Regelung des QZSI, zu beachten. Mit den Gleichungen in Tab. A.7 und Tab. A.8 werden die in Abb. 6.11(c) und 6.11(d) dargestellten Verläufe der maximalen Spannungsripple beschrieben. Es kann sowohl für den Betriebsfall 1 als auch für den Betriebsfall 2 keine Verkleinerung des maximalen Ripple gegenüber den Verfahren KM2 und KM4 bei einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ festgestellt werden. Auffällig im Betriebsfall 1 ist außerdem der Betriebspunkt bei der Drehzahl $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$. Der Spannungsripple wird hier leicht größer als bei $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$.

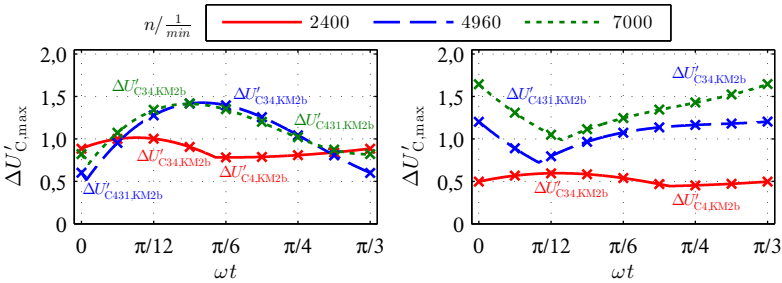
6 Schaltungsdimensionierung - Kondensatoren



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$

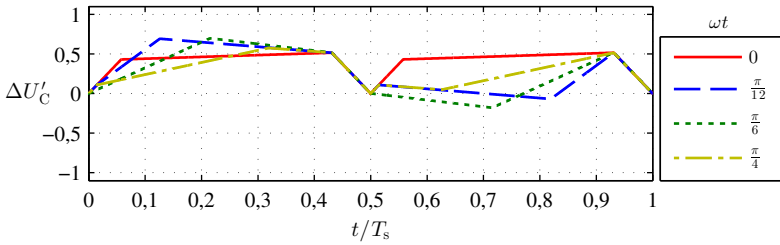


(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

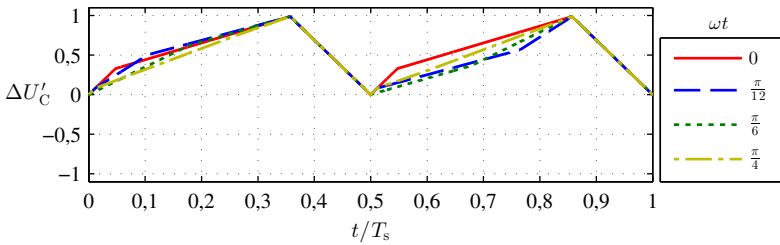
(d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.10: Spannungsverläufe und Spannungsrippe beim Modulationsverfahren KM2_b

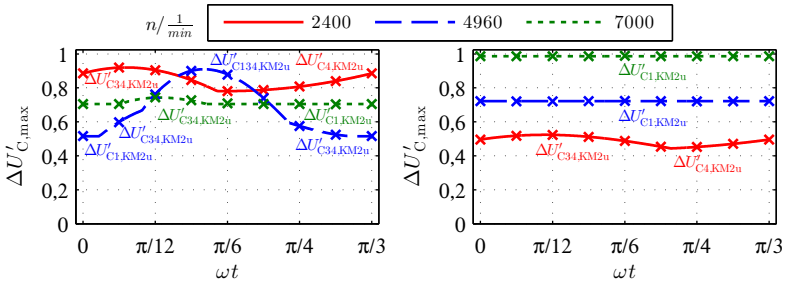
6.7 Spannungsverläufe und Ripple beim Verfahren $KM2_u$



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$



(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

(d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

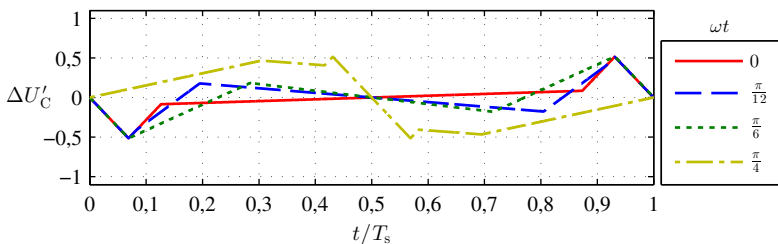
Abbildung 6.11: Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren $KM2_u$

6.8 Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM1

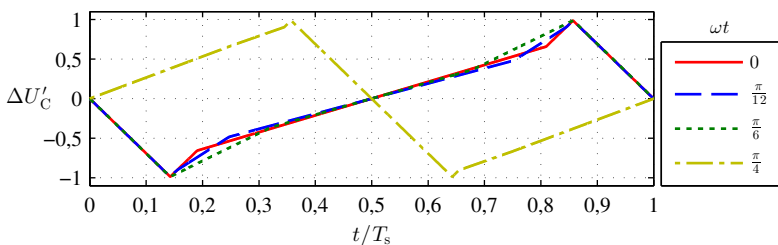
Für das diskontinuierliche Modulationsverfahren DM1 sind die entsprechenden Gleichungen für die Rippleberechnung für den Betriebsfall 1 in Tab. A.9 zu sehen. Im Betriebsfall 2 können die maximalen Spannungsrippel im kompletten Betriebsbereich mit (A.18) berechnet werden. Durch die Umschaltung der auf das Phasenmaximum geklemmten Sollspannungen entsteht, wie in Abb. 6.12(a) für den Betriebsfall 1 deutlich wird, eine sprungförmige Änderung des Kondensatorspannungsrippels bei $\omega t = \frac{\pi}{6}$. Der Betriebsfall 2 zeigt demgegenüber keinen Sprung, weil alleine der Boostzustand den maximalen Ripple bestimmt. Wie zu erwarten ist, resultiert ein maximaler Spannungsripple, der doppelt so groß ist wie beim Verfahren KM2. Exemplarische Zeitverläufe sind Abb. 6.12(c) und 6.12(d) für $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$ bzw. $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$ zu entnehmen.

6.9 Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM2

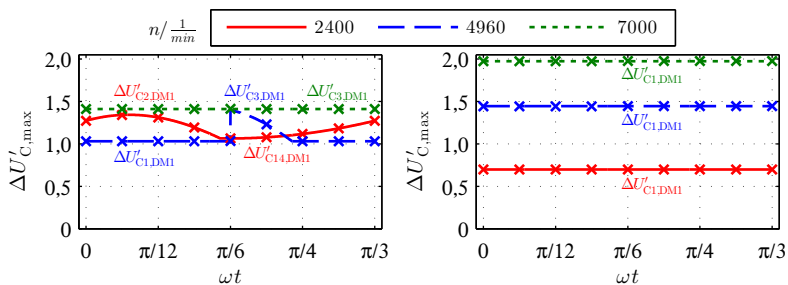
Die Verläufe der getakteten Spannungen des diskontinuierlichen Verfahrens DM2 sind in Abb. 6.13(a) und 6.13(b) dargestellt. Die zugeordneten simulierten und berechneten Verläufe des maximalen Spannungsrippels in Abhängigkeit des Spannungswinkels befinden sich darunter in Abb. 6.13(c) sowie 6.13(d). Wiederum zu erkennen ist der charakteristische Sprung im Betriebsfall 1 für $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$, welcher für die anderen beiden Drehzahlen nicht mehr auftritt und im Betriebsfall 2 komplett verschwindet. Es stellt sich außerdem heraus, dass der maximale Spannungsripple für die dargestellten Drehzahlen im Betriebsfall 1 nicht bei der Eckdrehzahl entsteht, sondern für $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$. Äquivalent zur Gegenüberstellung des Verfahrens KM2 und KM4 zeigt auch das Verfahren DM2 im Vergleich zum Verfahren DM1 keine Vorteile bezüglich des maximalen Spannungsrippels, auch wenn die Maxima unterschiedlich verteilt sind. Der maximale Ripple übersteigt den des DM1-Verfahrens im Betriebsfall 1 um 26,25% und hat im Betriebsfall 2 die gleiche Höhe. Die Gleichungen, mit denen die maximalen Ripple berechnet werden, sind in Tab. A.10 und A.11 aufgeführt.



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$

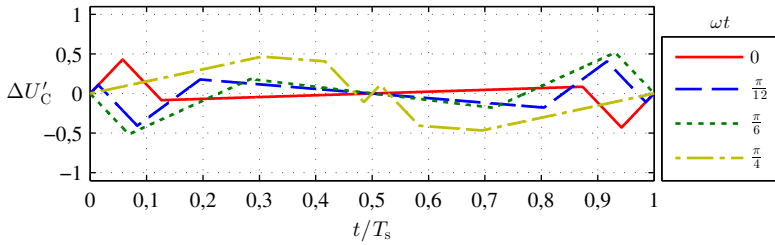


(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$

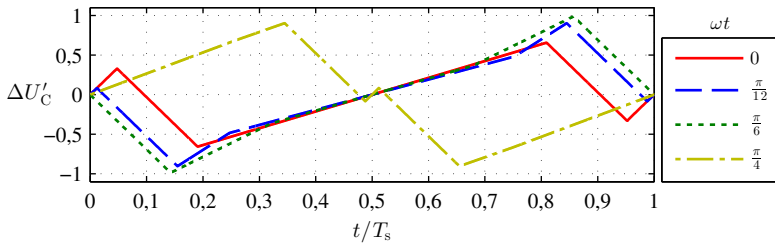
(d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.12: Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren DM1

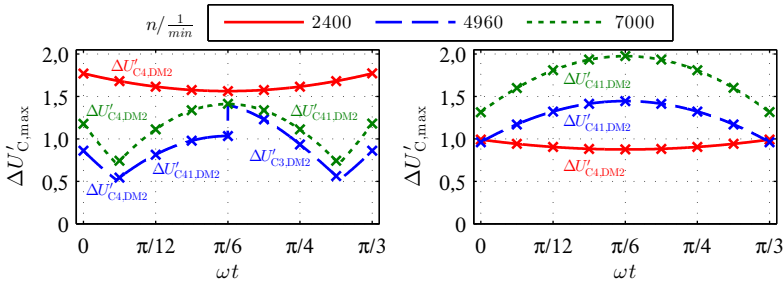
6 Schaltungsdimensionierung - Kondensatoren



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$



(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

(d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.13: Spannungsverläufe und Spannungsrippe beim Modulationsverfahren DM2

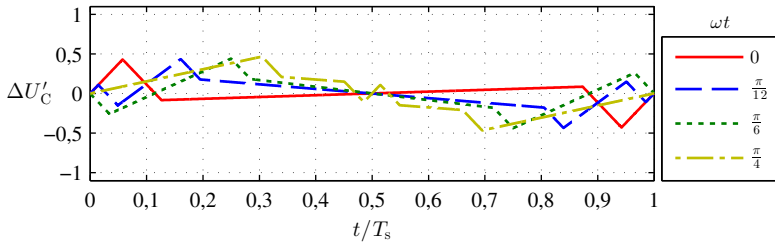
6.10 Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM4

Das Modulationsverfahren DM4 bringt in beiden Betriebsfällen die Sprungstelle bei $\omega t = \frac{\pi}{6}$ mit sich, wie in Abb. 6.14(a) und 6.14(b) zu erkennen ist. Der maximale Spannungsripple wird im Betriebsfall 1 wiederum bei $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$ erbracht und ist gleich groß wie beim Verfahren DM2. Für den Betriebsfall 2 lässt sich feststellen, dass der Spannungsripple um 32,7% kleiner ausfällt in der Gegenüberstellung mit den Verfahren DM1 und DM2. Obwohl nicht die vierfache Pulsfrequenz eingepreßt wird, ist dennoch ein Vorteil für die Auslegung der Kondensatoren ersichtlich. Die Tabellen A.13 und A.12 listen die Bestimmungsgleichungen für die Spannungsripple auf.

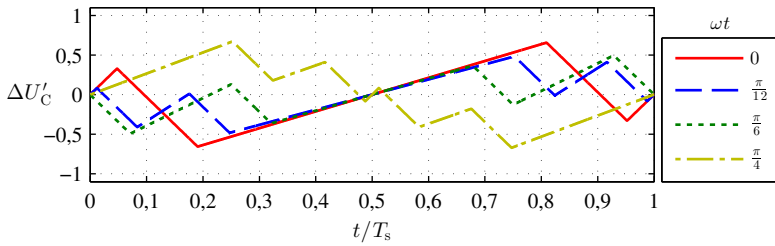
6.11 Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM2_b

Beim Verfahren DM2_b ergibt sich im Fall von Betriebsfall 1 der maximale Spannungsripple auch für $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, wie in Abb. 6.15(c) zu sehen ist. Dieser ist um 34,97% größer als beim Verfahren DM1 sowie um 7,2% größer als beim Verfahren DM2 und DM4. Im Betriebsfall 2 ähnelt der Verlauf der zugehörigen Kurve des maximalen Spannungsripples für $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$ der des Verfahrens DM4 und der maximale Ripple ist gleich groß. Beispielhafte Zeitverläufe sind Abb. 6.15(a) und 6.15(b) zu entnehmen.

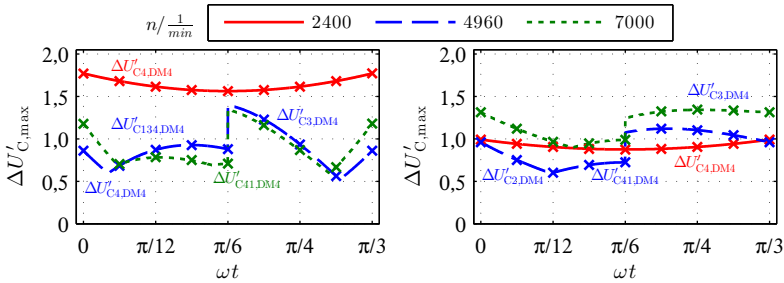
6 Schaltungsdimensionierung - Kondensatoren



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



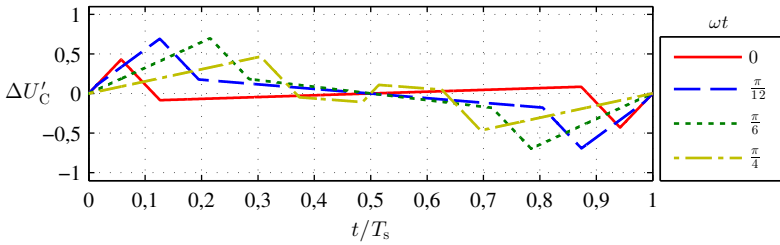
(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$



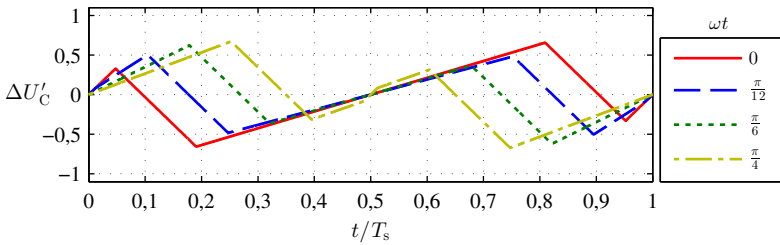
(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$ (d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.14: Spannungsverläufe und Spannungsrippe beim Modulationsverfahren DM4

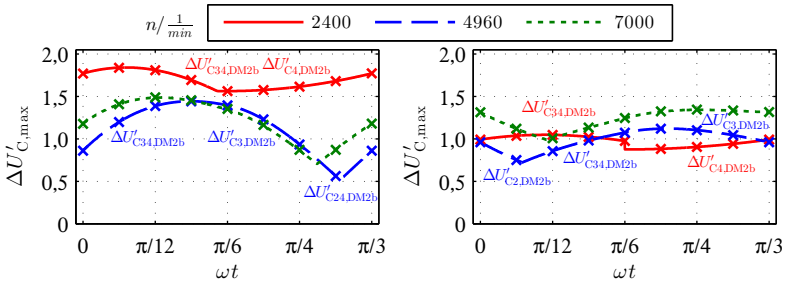
6.11 Spannungsverläufe - und Ripple beim Verfahren DM2_b



(a) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$



(b) Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$



(c) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

(d) Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$

Abbildung 6.15: Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren DM2_b

6.12 Gegenüberstellung der Spannungsrippe im kompletten Betriebsbereich

Bevor in Abs. 6.12.4 die Kapazitätswerte der Kondensatoren berechnet werden, erfolgt zunächst eine Gegenüberstellung aller vorgestellten Modulationsverfahren für beide Betriebsfälle, in dem die maximalen Spannungsrippe $\Delta U_{C,\max}(\omega t, n_{\text{mech}})$ innerhalb der Taktperiode als Funktion des Spannungswinkels $\gamma = \omega t$ und der mechanischen Drehzahl n_{mech} abgebildet werden. Die Drehzahl ist auf den Maximalwert $n'_{\text{mech}} = n_{\text{mech}} / (n_{\text{mech,max}} = 8000 \frac{1}{\text{min}})$ normiert. Es werden die in *Matlab* numerisch bestimmten Spannungsrippe verwendet und die normierte Darstellung nach (6.5) gewählt. Durch die Normierung können die Verfahren im Betriebsfall 1 und 2 jeweils nur für sich alleine verglichen werden. Außerdem sind die analytisch bestimmten maximalen Spannungsrippe der vorangegangenen Abschnitte für die drei Drehzahlen $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$, $4960 \frac{1}{\text{min}}$, $7000 \frac{1}{\text{min}}$ in die dreidimensionalen Kennfelder in roter-, bzw. schwarzer Farbe eingetragen.

Am Ende des Abschnitts werden die maximalen Spannungsrippe unter Variation der Eingangsspannung untersucht.

6.12.1 Betriebsfall 1

Als erstes sind in Abb. 6.16 die maximalen Spannungsrippe der untersuchten kontinuierlichen Modulationsverfahren dargestellt. Innerhalb des Grunddrehzahlbereichs besitzt das KM2-Verfahren von allen Verfahren vorwiegend den kleinsten maximalen Spannungsrippe. Im Bereich der Vollaussteuerung haben die Verfahren KM4 und KM6 zu großen Teilen kleinere Rippe, jedoch sind die größt vorkommenden Rippe gleich groß oder überwiegen die Rippe des Verfahrens KM2.

Desweiteren ist die Vergrößerung des maximalen Spannungsrippes des Verfahrens KM2_b gegenüber den anderen Verfahren, vor allem ab dem Erreichen der Vollaussteuerung, zu sehen. Die Maxima im Bereich der Vollaussteuerung und der Maximaldrehzahl sind für das betrachtete Spannungsverhältnis ungefähr gleich groß. Wird die Eingangsspannung kleiner als 210 V gewählt, überwiegt der Rippe bei maximaler Drehzahl die anderen Bereiche, solange der Drosselstrom noch nicht den Ladestrom dominiert. Als Bestimmungsgleichung kann trotzdem auch in diesem Fall Gleichung (A.10) verwendet werden.

Bei Betrachtung des Verfahrens KM2_u fällt auf, dass die unsymmetrische Verteilung der Boostzustände zu einer Verschiebung des maximalen

Spannungsripples von der Eckdrehzahl hin zum unteren Drehzahlbereich verursacht. Wird die Eingangsspannung gegenüber $U_E = 210 \text{ V}$ vergrößert, ist das Maximum jedoch auch wie bei den vorangegangenen Verfahren bei der Eckdrehzahl lokalisiert. Dadurch kann neben dem Betriebsfall 1 und 2 noch eine dritter Betriebsfall identifiziert werden, in welchem (A.14) gültig ist.

Bei den diskontinuierlichen Modulationsverfahren nach Abb. 6.18 weist das Verfahren DM1 den maximalen Ripple bei maximaler Drehzahl auf. Die Verfahren DM2, DM4 und DM2_b haben ihr Maximum im unteren Drehzahlbereich. Weiterhin ist die Sprungstelle bei $\omega t = \frac{\pi}{6}$ zu erkennen, die ab dem Bereich der Eckdrehzahl erscheint und beim Verfahren DM4 am deutlichsten ausgeprägt ist. Obwohl beim Verfahren DM1 nur eine Boostphase ins Pulsmuster integriert wird, ist der maximale Spannungsripple um 20,6% kleiner wie im Fall von DM2 und DM4 und 25,9% kleiner wie im Fall von DM2_b. Ähnlich wie beim Verfahren KM2_u gibt es beim DM1-Verfahren für kleine Boost-Aussteuergrade einen weiteren Betriebsfall, der auftritt, wenn die Eingangsspannung größer wird als $U_E = 210 \text{ V}$. Unter diesen Umständen überwiegt der Ripple im Grunddrehzahlbereich, der in Abb. 6.18(a) durch die Überhöhung im Bereich kleiner $\omega t = \frac{\pi}{12}$ zu sehen ist. Als Dimensionierungsgleichung ist (A.16) zu verwenden. Dieser Fall betrifft nur einen kleinen Spannungsbereich. Wird die Eingangsspannung auf Spannungswerte nahe der Eingangsspannung vergrößert, lässt sich auch bei den Verfahren DM2 und DM4 jeweils ein weiterer Betriebsfall identifizieren. Aus den bisherigen Verläufen sind diese nicht zu erkennen, es muss Abb. 6.20 im nächsten Abschnitt betrachtet werden.

6.12.2 Betriebsfall 2

Als Ursache eines großen Boost-Aussteuergrades und der damit dominierenden Drosselstromkomponente im Ladestrom der Kondensatoren, verändern sich die Kennfelder für die Spannungsripple merklich (s. Abb. 6.17). So ist der maximale Ripple des Verfahrens KM2 im kompletten Betriebsbereich durch den Drosselstrom festgelegt und beim Verfahren KM2_u ab dem mittleren Drehzahlbereich. Obwohl die Verfahren KM4 und KM6 in weiten Bereichen kleinere Ripple verursachen als das Verfahren KM2, sind die für die Kondensatordimensionierung entscheidenden Maximalwerte genauso groß wie die des KM2-Verfahrens. Wie zu erwarten war, ist auch im Betriebsfall 2 das Verfahren KM2_b von allen kontinuierlichen Verfahren am nachteiligsten, weil der maximale Spannungsripple die anderen um 66,6% übersteigt.

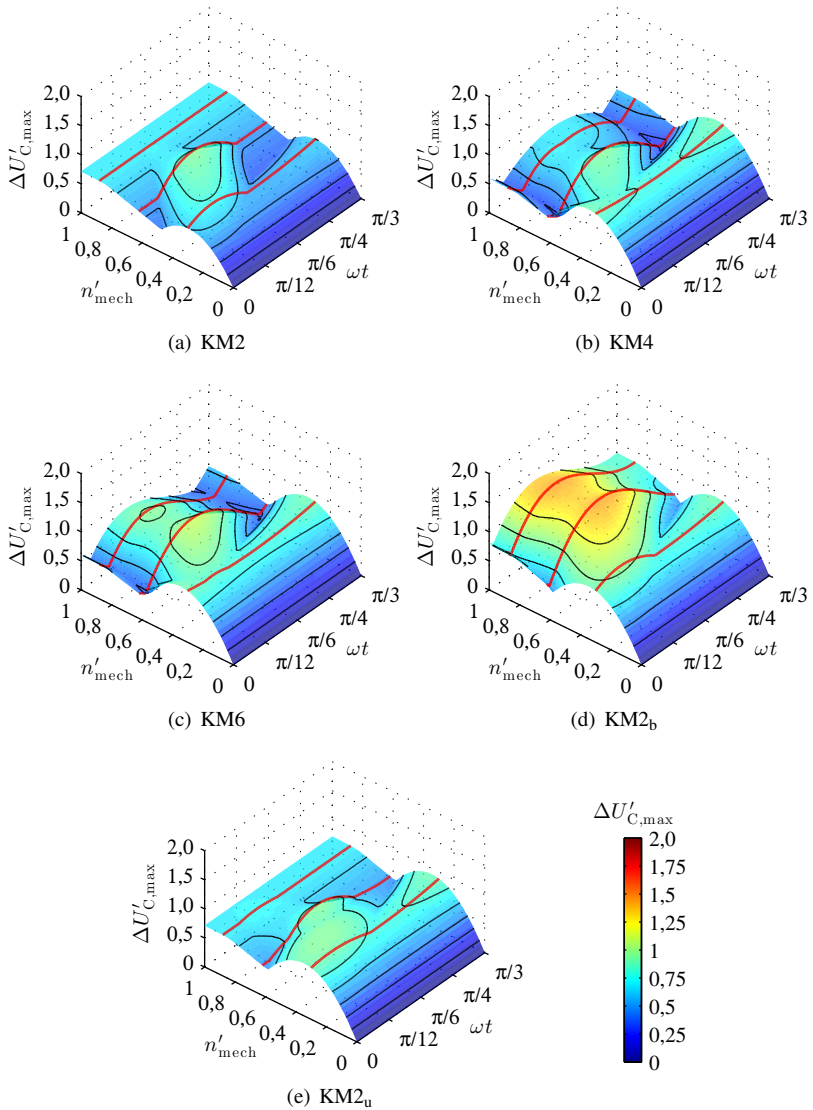


Abbildung 6.16: Maximale Spannungsrippe der kontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 1

6.12 Gegenüberstellung der Spannungsrippe im kompletten Betriebsbereich

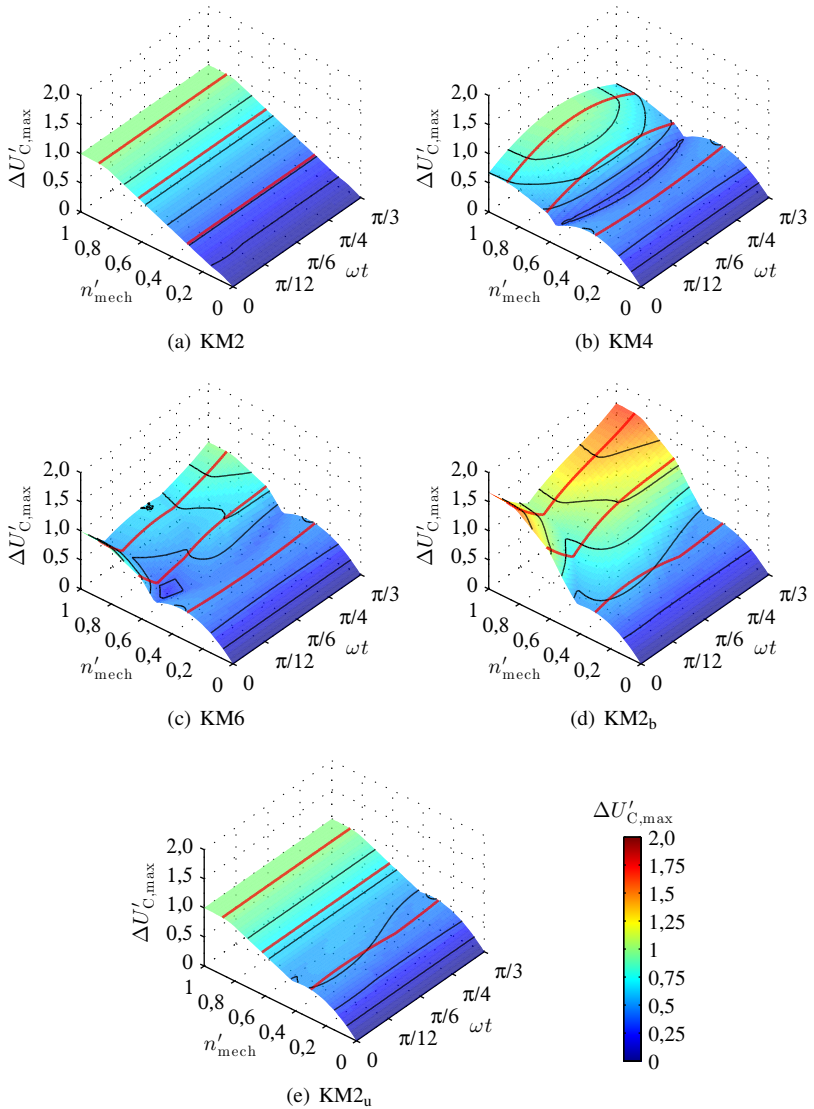


Abbildung 6.17: Maximale Spannungsrippe der kontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 2

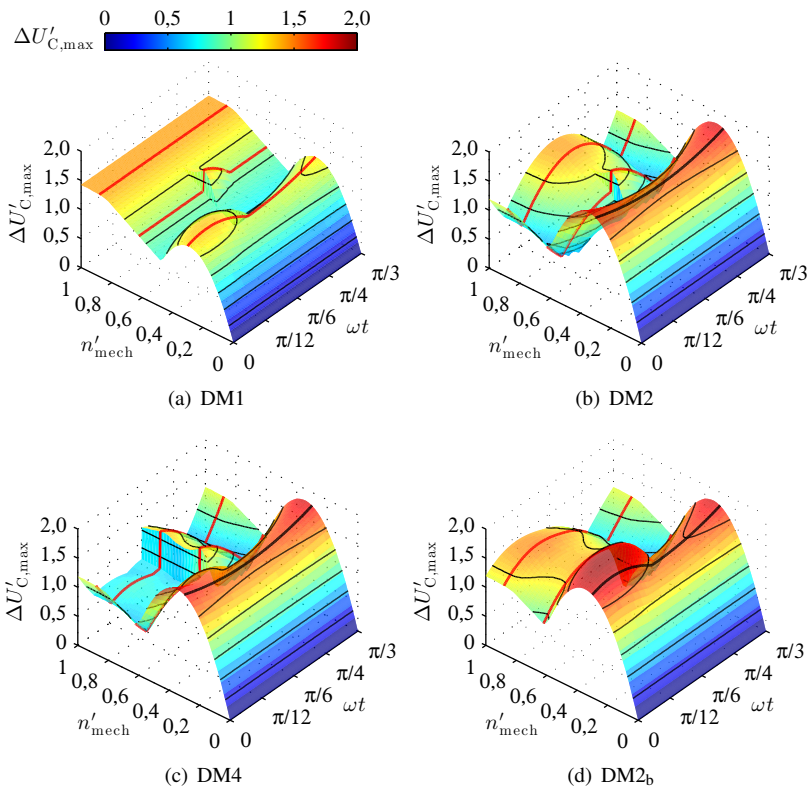


Abbildung 6.18: Maximale Spannungsrippele der diskontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 1

Abschließend kann bei den diskontinuierlichen Modulationsverfahren in Abb. 6.19 im Vergleich der Verfahren DM1 und DM2 wieder festgestellt werden, dass der Spannungsrippele beim Verfahren DM2 teilweise kleiner wird als beim Verfahren DM1, aber der Maximalwert genauso groß ist. Im Gegensatz zum Verfahren KM6 bringt das Verfahren DM4 tatsächlich einen Vorteil durch die größere Anzahl an Boostphasen. Im Bereich der Vollaussteuerung ist gegenüber den Verfahren DM1 und DM2 eine Verkleinerung des Ripples um 32,7% erreichbar. Wird das Verfahren DM2_b angewendet, kann ein genau so großer maximaler Rippele erzielt werden, wie beim Verfahren DM4.

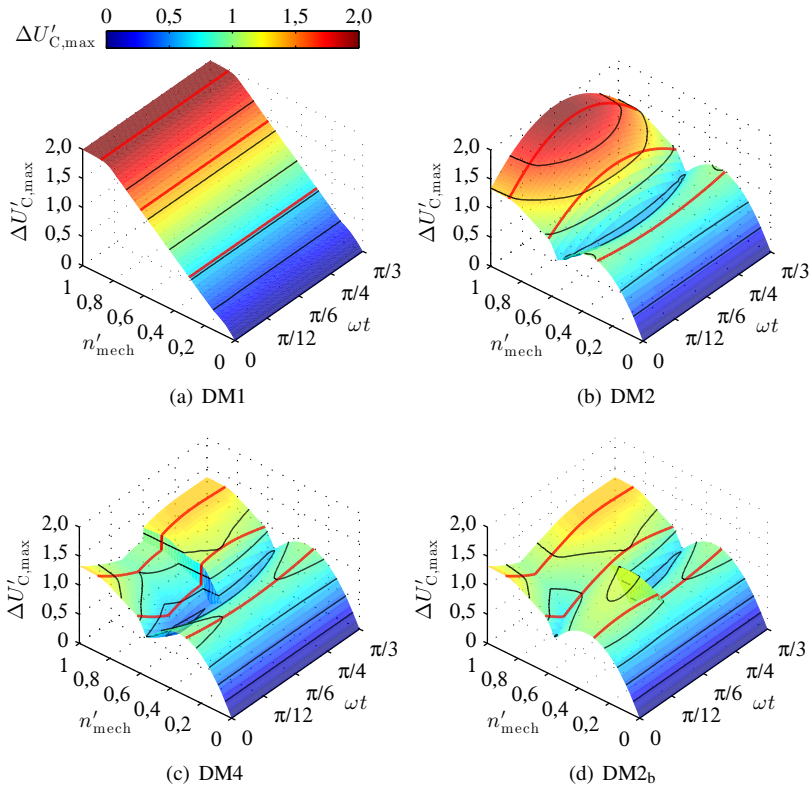


Abbildung 6.19: Maximale Spannungsrippe der diskontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 2

6.12.3 Spannungsrippe unter Variation der Eingangsspannung

Abbildung 6.20 zeigt den Verlauf des Absolutwerts des maximalen Spannungsripples $\Delta U_{C,max}$, unter Variation der Eingangsspannung und einer mittleren Zwischenkreisspannung von $U_{C2} = 250 \text{ V}$. In durchgezogener Linie sind die analytischen Funktionen zu sehen, welche mit den aus der Simulation gewonnenen Datenpunkten übereinstimmen. Für die Berechnung des maximalen Spannungsripples aus den analytischen Funktionen, müssen vorab die jeweiligen betriebspunktabhängigen Parameter I_L , \hat{I}_S , ωt , $\cos(\varphi)$ und A_M bestimmt werden.

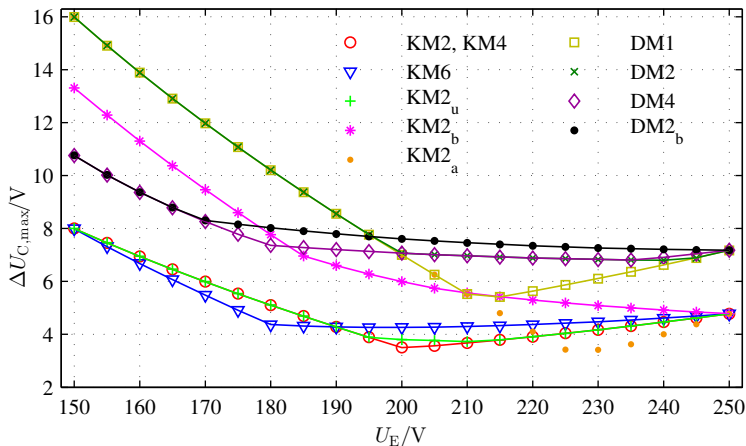


Abbildung 6.20: Verlauf des maximalen Absolutwerts der Spannungsripples aller Modulationsverfahren als Funktion von U_E , mit $U_{C2} = 250\text{ V}$

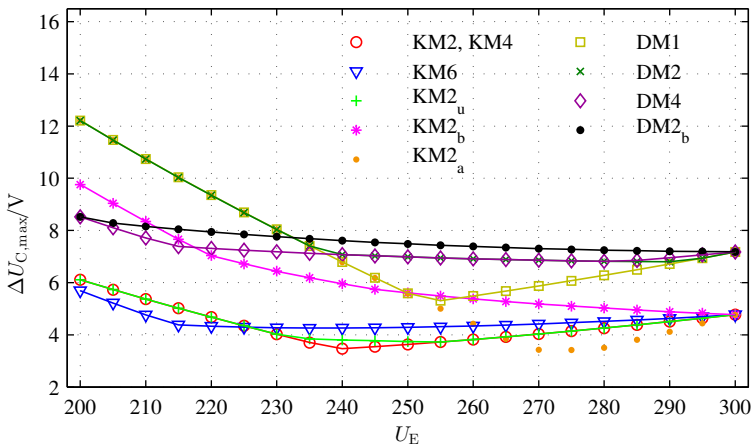


Abbildung 6.21: Verlauf des maximalen Absolutwerts der Spannungsripples aller Modulationsverfahren als Funktion von U_E , mit $U_{C2} = 300\text{ V}$

Es stellt sich heraus, dass die Spannungsripples der Verfahren KM2 und KM4 deckungsgleich sind und wie die Verfahren KM6 und KM2_b durch zwei Funktionen beschrieben werden können. Im Gegenzug dazu tritt bei den Ripplern der Verfahren KM2_u, DM1, DM2 und DM4 in kleinen Spannungsbereichen

noch eine dritte Bestimmungsgleichung auf. Außerdem sind die simulierten Ripple des Verfahrens $KM2_a$ (s. Abb. 4.6) zu sehen, die sich bis zu einer Spannung von $U_E = 210\text{V}$ mit den Ripplern des DM1-Verfahrens decken und bei weiterer Vergrößerung der Eingangsspannung von allen Verfahren den kleinsten Ripple generieren. Im Vergleich der Verfahren $KM2$, $KM2_u$ und $KM4$ mit dem Verfahren $KM6$ haben erstere ab einer Eingangsspannung von 190V einen kleineren Spannungsripple. Darunter überwiegt der Ripple des Verfahren $KM6$. Wie zu erwarten war, ist der Ripple des $KM2_b$ -Verfahrens immer größer als bei den eben genannten.

Die Ripple des Verfahrens DM1 sind bis $U_E = 200\text{V}$ deckungsgleich mit dem Verfahren DM2 und werden anschließend kleiner. Hingegen deckt sich der Ripple des Verfahren DM4 mit dem Verfahren DM2 ab dieser Eingangsspannung und wird für darunter liegende Werte der Eingangsspannung kleiner.

Abbildung 6.21 zeigt zusätzlich die Spannungsripple aller Modulationsverfahren für eine mittlere Zwischenkreisspannung von $U_{C2} = 300\text{V}$. Als maximale Spitzenzwischenkreisspannung wurde ein Wert von $\hat{U}_{ZK} = 400\text{V}$ festgelegt. Daraus folgt eine maximale mechanische Maschinenleistung von $P_{\text{mech}} = 58,41\text{kW}$. Anhand der Verläufe der Spannungsripple ist zu erkennen, dass die hergeleiteten Gleichungen für die Ripple auch für eine höhere mittlere Zwischenkreisspannung gültig sind. Der Bereich, in dem der Drosselstrom die Spannungsbildung festlegt, wird gegenüber Abb. 6.20 kleiner. Beim Verfahren $DM2_b$ ist der erste Bereich fast vollständig verschwunden.

6.12.4 Berechnung der Kapazitäten in den beiden Betriebsfällen

Basierend auf den Erkenntnissen der vorangegangenen Abschnitte können jetzt die Kapazitätswerte anhand der erarbeiteten Gleichungen für die Spannungsripple berechnet werden.

Es hat sich bei den kontinuierlichen Modulationsverfahren im Betriebsfall 1 gezeigt, dass der Maximalwert in den Kennfeldern der Spannungsripple nicht exakt beim Erreichen des maximalen Modulationsgrades vorliegt, sondern schon bei einer kleineren Drehzahl zu finden ist. Der Grund hierfür liegt in den im Modell verwendeten Kennfeldern für die Erzeugung der Stromsollwerte. Im Übergangsbereich zwischen MPPA-Bereich und dem Bereich der Vollaussteuerung werden schon vor dem Erreichen des maximalen Modulationsgrades die Stromsollwerte leicht verändert. Als Folge ändern sich wiederum die relevanten Maschinengrößen und verschieben damit den Idealwert hin zur Drehzahl $n_{\text{mech}} = 4640 \frac{1}{\text{min}}$. Wird keine Korrektur durch numerische Ermittlung

des richtigen Werts vorgenommen, entsteht ein Fehler von bis zu 6%. Neben den Maximalwerten müssen außerdem die Spannungswinkel, aufgrund der zu großen Teilen fehlenden Symmetrieeigenschaften, numerisch ermittelt werden. Bei den Verfahren DM2, DM4 und DM2_b wird der Maximalwert des Spannungsripples auch numerisch bestimmt, da dieser im Bereich kleiner Drehzahlen auftritt. Ebenso ist anhand der Kennfelder der Spannungswinkel zu ermitteln, bei welchem der Ripple am größten wird.

Leichter wird die Berechnung der Kapazitätswerte im Betriebsfall 2, weil die maximalen Spannungsripples, bis auf die Verfahren DM4 und DM2_b, bei der größten Drehzahl $n_{\text{mech}} = 8000 \frac{1}{\text{min}}$ gebildet werden und Symmetriepunkte vorhanden sind. Bei den Verfahren DM4 und DM2_b ist wiederum eine numerische Berechnung notwendig.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass für die Analyse der Spannungsripples einerseits zwischen verschiedenen Boost-Aussteuergraden unterschieden werden muss. Eine pauschale Beschränkung auf den Booststrom [18, 36, 39, 41, 117, 118] kann zu einer fehlerhaften Auslegung der Kondensatoren führen. Andererseits spielt die Lastcharakteristik eine große Rolle, die im Fall der eingesetzten PMSM zu nichtlinearen Verläufen der Spannungsripples führt und den Einsatz eines Rechnertools erfordert.

Tabelle 6.3 und 6.5 listen die Gleichungen zur Kapazitätsberechnung auf, die sich durch Umstellen von (6.5) nach C und Einsetzen der in den Tabellen aufgeführten Gleichungen für $\Delta U'_C$ ergeben:

$$C = \frac{\Delta U'_C}{\Delta U_C} I_{E,\text{max}} T_p \frac{D}{2} \quad (6.12)$$

Da sich Modulationsgrad und Spannungswinkel im Betriebsfall 1 im Gegensatz zum Betriebsfall 2 analytisch schwer bestimmen lassen, werden die Gleichungen in Tab. 6.3 zur Sicherstellung der Übersichtlichkeit nicht in geschlossener Form präsentiert.

Im Gegensatz zu der Drosseldimensionierung wird der Korrekturfaktor D_{korr} für die Berechnung der Kapazitätswerte nicht berücksichtigt, weil sich die Betriebspunkte durch die verminderte Spannung verändern. Der Einfluss der Verminderung des Aussteuergrads auf den Spannungsripple wird teilweise durch einen zwangsweise größeren Eingangsstrom kompensiert.

Zur Vermeidung von ungewollten Schwingungen im Z-Netzwerk werden die Kondensatoren C_1 und C_2 beide auf den gleichen Kapazitätswert $C_1 = C_2 = C$ ausgelegt. (s. (2.61), (2.62)).

Für die Wahl des Spannungsripples ΔU_C muss zunächst bedacht werden, dass der Zwischenkreiskondensator eine konstante Spannung für die PMSM liefern soll. Es ist deshalb sinnvoller die in den aktiven Zuständen wirksame Gesamtkapazität des Zwischenkreises

$$C_{ZK} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C}{2} \quad (6.13)$$

zu betrachten, als nur einen der beiden Kondensatoren. Der Spannungsripple wird zusammen mit einem auf die Spitzen-Zwischenkreisspannung bezogenen Gewichtungsfaktor

$$\Delta U_{C,ZK} = k_{C,ZK} \hat{U}_{ZK} \quad (6.14)$$

vorgegeben. Erstrebenswert ist eine möglichst kleine Zwischenkreiskapazität um Kosten und Bauraum zu sparen [119]. Demgegenüber steht die Forderung nach einer möglichst konstanten Zwischenkreisspannung und guten Resonanzeigenschaften.

Mit der Wahl eines Faktors von $k_{C,ZK} = 0,09$ stellt sich beim DM1-Verfahren für den Betriebsfall 2 ein maximaler Spannungsripple von $\Delta U_{C,ZK,max} = 0,09 \cdot 350 \text{ V} = 31,5 \text{ V}$ ein, der bei allen anderen Verfahren gemäß der durchgeführten Analyse in allen Betriebspunkten kleiner oder gleich groß ausfällt. Der benötigte Kapazitätswert beträgt damit $C = C_1 = C_2 = 750 \mu\text{F}$, bzw. $C_{ZK} = 375 \mu\text{F}$ (A.18). Die Kapazitätswerte und normierten Spannungsripples sind für alle Verfahren in Tab. 6.4 und 6.6 aufgeführt.

6.12.5 Resonanzverhalten des Zwischenkreises

Bezüglich der Forderung nach einem ausreichend kleinen Spannungsripple können die Resonanzeigenschaften des Zwischenkreises untersucht werden. Zu diesem Zweck wird zunächst der Freilaufzustand betrachtet, in welchem die Drossel L_1 und der Kondensator C_2 bzw. L_2 und C_1 einen Serienschwingkreis bilden (s. Abb. 2.6). Unter der Annahme, dass der Freilauf eine komplette Taktperiode wirkt und der Schwingkreis ungedämpft ist, muss zur Vermeidung von Schwingungen im Z-Netzwerk die Bedingung

Tabelle 6.3: Bestimmungsgleichungen für die Kapazitäten des QZSI für alle implementierten Modulationsverfahren im Betriebsfall 1

Verfahren	Bestimmungsgleichung	Glg. Nr.
KM2	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(a_{F1}(\omega t_{\max}) + a_{A2}(\omega t_{\max}) \frac{I_L + i_w(\omega t_{\max})}{I_L} - \frac{D}{2} \right)$	(6.7)
KM4	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(a_{F1}(\omega t_{\max}) + a_{A2}(\omega t_{\max}) \frac{I_L + i_w(\omega t_{\max})}{I_L} - \frac{D}{2} \right)$	(6.7)
KM6	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(a_{F1}(\omega t_{\max}) + a_{A2}(\omega t_{\max}) \frac{I_L + i_w(\omega t_{\max})}{I_L} - \frac{D}{3} \right)$	(A.4)
KM2 _b	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(a_{F1}(\omega t_{\max}) + a_{A2}(\omega t_{\max}) \frac{I_L + i_w(\omega t_{\max})}{I_L} \right)$	(A.8)
KM2 _u	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(a_{F1}(\omega t_{\max}) + \frac{1}{2} a_{A2}(\omega t_{\max}) \frac{I_L + i_w(\omega t_{\max})}{I_L} \right)$	(A.11)
DM1	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p D$	(A.18)
DM2	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(1 - D - \frac{\sqrt{3}}{2} A'_M(\omega t_{\max}) \cdot (1 - D - D_{\text{korr}}) \right)$	(A.19)
DM4	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(1 - D - \frac{\sqrt{3}}{2} A'_M(\omega t_{\max}) \cdot (1 - D - D_{\text{korr}}) \right)$	(A.22)
DM2 _b	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p \left(2a_{F1}(\omega t_{\max}) + a_{A2}(\omega t_{\max}) \frac{I_L + i_w(\omega t_{\max})}{I_L} \right)$	(A.30)

Tabelle 6.4: Kapazitätswerte des QZSI im Betriebsfall 1, $D_{\text{korr}} = 0$

	KM2, KM4	KM6	KM2 _b	KM2 _u	DM1	DM2, DM4	DM2 _b
$C/\mu\text{F}$	173	202	261	175	259	327	350
$\Delta U'_C$	0,95	1,11	1,44	0,97	1,43	1,80	1,93

$$f_{R,\text{QZSI}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \ll f_p \quad (6.15)$$

eingehalten werden [39, 41, 102]. Der Boostzustand ist bei Erfüllung dieser Bedingung nicht weiter zu untersuchen, weil die Schaltung aus Sicht des Schwingkreises gleich konfiguriert ist und der Boostzustand den Freilauf theoretisch komplett ausfüllen kann.

Für eine vollständige Charakterisierung des Schwingungsverhaltens muss jetzt noch die Schaltung im aktiven Zustand untersucht werden. In diesem Fall gilt das Ersatzschaltbild nach Abb. 6.22, in welchem beispielhaft der A1-Zustand mit der Schalterkonfiguration nach Tab. 4.1 geschaltet wird und die

6.12 Gegenüberstellung der Spannungsrippe im kompletten Betriebsbereich

Tabelle 6.5: Bestimmungsgleichungen für die Kapazitäten des QZSI für alle implementierten Modulationsverfahren im Betriebsfall 2

Verfahren	Bestimmungsgleichung	Glg. Nr.
KM2	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} \frac{T_p}{2} D$	(6.10)
KM4	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} \frac{T_p}{2} (D - D_{\text{korrr}})$	(A.2)
KM6	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} \frac{T_p}{2} \left(-1 + \frac{\sqrt{3}}{2} + \left(\frac{7}{3} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) D - \frac{\sqrt{3}}{2} D_{\text{korrr}} \right)$	(A.7)
KM2 _b	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} \frac{T_p}{2} \left(-1 + \frac{\sqrt{3}}{2} + \left(3 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) D - \frac{\sqrt{3}}{2} D_{\text{korrr}} \right)$	(A.10)
KM2 _u	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} \frac{T_p}{2} D$	(A.14)
DM1	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p D$	(A.18)
DM2	$\frac{I_L}{\Delta U_{C,\max}} T_p (D - D_{\text{korrr}})$	(A.20)
DM4	$\frac{I_L + i\omega(\omega t_{\max})}{\Delta U_{C,\max}} T_p a_{A2}(\omega t_{\max})$	(A.23)
DM2 _b	$\frac{I_L + i\omega(\omega t_{\max})}{\Delta U_{C,\max}} T_p a_{A2}(\omega t_{\max})$	(A.30)

Tabelle 6.6: Kapazitätswerte des QZSI im Betriebsfall 2, $D_{\text{korrr}} = 0$

	KM2, KM4, KM6	KM2 _b	KM2 _u	DM1, DM2	DM4, DM2 _b
$C/\mu\text{F}$	375	625	375	750	505
$\Delta U'_C$	1	1,66	1	2	1,34

Spannungsquellen kurzgeschlossen sind. Durch eine Netzwerkanalyse werden zwei Resonanzfrequenzen in Abhängigkeit der Bauteile des QZSI und der wirk-samen Gesamtinduktivität $L_{\text{ss,ges}}$ der PMSM ermittelt:

$$f_{\text{R,PMSM},1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{L_{\text{ss,ges}}C}} \quad (6.16)$$

$$f_{\text{R,PMSM},2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{2}{L_{\text{ss,ges}}C}} \quad (6.17)$$

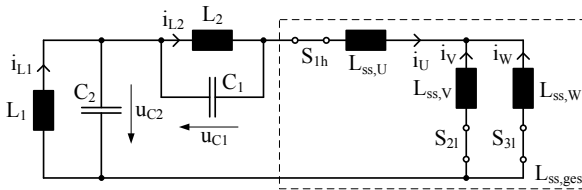


Abbildung 6.22: Ersatzschaltbild des QZSI mit Maschineninduktivitäten im A1-Zustand

Wenn wieder vereinfachend eine Wirkdauer des aktiven Zustands über eine Taktperiode angenommen wird, müssen beide Resonanzfrequenzen wieder deutlich kleiner als die Taktfrequenz sein. Die Gesamtinduktivität $L_{ss,ges}$ der PMSM ändert sich in Abhängigkeit des Rotorwinkels [120]. Auf die Herleitung der Bestimmungsgleichung wird verzichtet und es wird nur der für die Analyse benötigte Minimalwert $L_{ss,ges} = L_{ss,ges,min} = 279,1 \mu\text{H}$ angegeben.

Liegt die Resonanzfrequenz zu nahe an der Taktfrequenz der passiven Bauteile, entstehen Sinus- und Cosinusschwingungen in den Strömen und Spannungen, die zu einem erhöhten Anteil an Oberschwingungen führen und eine Erfassung der für die Regelung benötigten Mittelwerte problematisch machen. Im Gegensatz zu Schaltnetzteilen, die eine bestimmte Ripple-Spezifikation einhalten müssen, erlaubt die Auslegung von Zwischenkreiskondensatoren bei Antriebsumrichtern größere Ripple aufgrund der induktiven Last. Die Resonanzbedingung ist für die Frequenzen $f_{R,QZSI} = 410,93 \text{ Hz}$, $f_{R,PMSM,1} = 538,50 \text{ Hz}$ und $f_{R,PMSM,2} = 641,16 \text{ Hz}$ erfüllt.

6.13 Effektivwert des Kondensatorstroms

Kondensatoren besitzen einen frequenzabhängigen Serienwiderstand R_{ESR} (ESR = Equivalent Series Resistance), der in Verbindung mit dem wirksamen Kondensatorwechselstrom $I_{C,eff}$ Wärmeverluste $P_{V,C}$ erzeugt [D1, 121]:

$$P_{V,C} = R_{ESR} I_{C,eff}^2 \quad (6.18)$$

Der QZSI unterscheidet sich grundsätzlich von einer zweistufigen Schaltungstopologie, weil keine Überlagerungseffekte des Zwischenkreisstroms aus Anteilen der Drehstrombrücke und eines eingangsseitigen Stellglieds vorteilbringend zur Verkleinerung des Zwischenkreiskondensators genutzt werden können [122].

Die nachfolgende Berechnungsmethode basiert auf [121]. Es wird dabei keine vom Modulationsverfahren abhängige Oberschwingungsanalyse durchgeführt [123], sondern nur der Gesamteffektivwert berechnet. Alle Stromripple werden in den nachfolgenden Rechnungen zur Vereinfachung vernachlässigt und nur der Gleichanteil der entsprechenden Ströme innerhalb einer Pulsperiode berücksichtigt. In Abb. 6.2 ist der Stromverlauf im Kondensator beispielhaft für das KM2-Modulationsverfahren zu sehen. Prinzipiell ist es egal welches Verfahren betrachtet wird, weil bei Vernachlässigung der Stromripple nur die Reihenfolge der Zustände unterschiedlich ist.

Durch die gegebene Periodizität der Ströme und der relativen Zustandsdauern im stationären Zustand, reicht im Weiteren eine Betrachtung des ersten Sektors ($0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$) mit den aktiven Zuständen 1 und 2 aus (s. Tab. 6.1). Als erstes wird der quadrierte, vom Spannungswinkel ωt abhängige Kondensatorstromeffektivwert innerhalb einer Taktperiode ermittelt:

$$\begin{aligned} I_{C,\text{eff}}^2(\omega t) &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_C^2(\omega t) dt = \frac{1}{T_p} \int_0^{DT_p} (-I_L)^2 dt + \frac{1}{T_p} \int_0^{a_F T_p} I_L^2 dt + \\ &+ \frac{1}{T_p} \int_0^{a_{A1} T_p} (I_L - i_U(\omega t))^2 dt + \frac{1}{T_p} \int_0^{a_{A2} T_p} (I_L + i_W(\omega t))^2 dt = \\ &= DI_L^2 + a_F(\omega t) I_L^2 + a_{A1}(\omega t) (I_L + i_W(\omega t))^2 + a_{A2}(\omega t) (I_L - i_U(\omega t))^2 \end{aligned}$$

In allen Teilintegralen kann die untere Integrationsgrenze zu Null gewählt werden, weil die Ströme innerhalb einer Taktperiode als konstant angesehen werden und folglich nur noch die Zeitdifferenz für die Integration relevant ist.

Im nächsten Schritt wird der Mittelwert über den Winkelbereich des ersten Sektors gebildet:

$$I_{C,\text{eff}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_{C,\text{eff}}^2(\omega t) \omega t \quad (6.19)$$

Schließlich resultiert daraus der Kondensatorstromeffektivwert in analytisch geschlossener Form:

$$I_{C,\text{eff}} = \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{\pi} A_M \hat{I}_S^2 \left(\frac{1}{4} + \cos^2(\varphi) \right) - \frac{3}{2} A_M \hat{I}_S I_L \cos(\varphi) + I_L^2} \quad (6.20)$$

Zur Verifizierung dieser Gleichung sind in Abb. 6.23 die Kondensatorstromeffektivwerte mit den Kondensatorspannungen des Betriebsfalls 1 und Betriebsfalls 2 über der Drehzahl bis $n_{\text{mech}} = 8000 \frac{1}{\text{min}}$ aufgetragen.

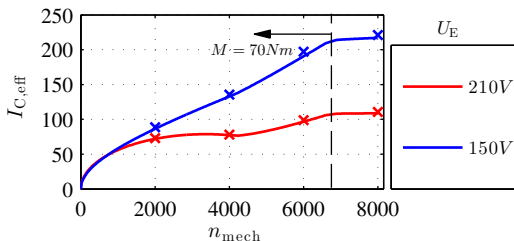


Abbildung 6.23: Simulierter und berechneter Verlauf Kondensatorstromeffektivwerts im Betriebsfall 1 und Betriebsfall 2, $U_{C2} = 250 \text{ V}$

Bis zu einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 6595 \frac{1}{\text{min}}$ wird ein konstantes Drehmoment von $M = 70 \text{ Nm}$ eingepreßt, das dann aufgrund der erreichten Stromgrenze bis 60 Nm abfällt. Die aus der getakteten *Simulink*-Simulation ermittelten Datenpunkte decken sich gut mit dem analytischen Ergebnis. Lediglich im Bereich hoher Ströme treten Abweichung von bis zu 2% auf, weil dann die Stromrippel beginnen die Effektivwertbildung zu beeinflussen. Erwartungsgemäß steigt der Kondensatorstrom-Effektivwert mit kleinerer Eingangsspannung und dem damit größeren Drosselstrom am stärksten an. Werden die Parameter aus Tab. 5.2 angesetzt, ergibt sich ein maximaler Kondensatorstrom-Effektivwert von $I_{C,\text{eff,max}} = 217 \text{ A}$.

Am Versuchsstand wurden die Zwischenkreiskapazitäten $C_1 = C_2 = 750 \mu\text{F}$ durch jeweils fünf parallel geschaltete Folienkondensatoren mit einer Kapazität von jeweils $150 \mu\text{F}$, vom Typ *C4DE* der Firma *KEMET* [D1], eingebaut (vgl. Kap. 7). Hinsichtlich der Wechselstrombelastbarkeit ist im Datenblatt eines Kondensators ein RMS-Wert von 90 A , bei einer Taktfrequenz von 10 kHz und 45°C Außentemperatur angegeben. Thermisch befinden sich die Zwischenkreiskondensatoren damit bei der Hälfte der Belastungsgrenze von 450 A Effektivstrom.

7

Schaltungsdimensionierung - Halbleiterverluste

Im technisch realisierten Antriebssystem, gebildet aus QZSI und PMSM, treten nachfolgende Verlustarten auf, welche durch die nichtidealen Eigenschaften der Systemkomponenten verursacht werden:

- Wicklungsverluste
- Magnetisierungsverluste
- Halbleiterverluste
- Mechanische Reibungsverluste der PMSM

Es gibt Wicklungsverluste in den passiven Komponenten, die in den Maschinenwicklungen, den Wicklungen der Drosseln und den Serienwiderständen der Kondensatoren sowie den Zuleitungen auftreten. In den Drosseln fallen außerdem Magnetisierungsverluste an, die vom magnetischen Werkstoff und der Stromkurvenform abhängig sind [124]. Bei der PMSM gibt es grund- und taktfrequente Magnetisierungsverluste, die als Eisenverluste beschrieben werden sowie Reibungsverluste [125]. Die entstehenden Halbleiterverluste unterteilen sich in ohmsche Durchlassverluste und dynamische Schaltverluste. Das Ziel des Kapitels ist die Vorhersage der im QZSI, unter dem Einfluss der bisher beschriebenen Modulationsverfahren, entstehenden Halbleiterverluste. Entsprechende analytische Gleichungen werden für die Durchlass- und Schaltverluste hergeleitet sowie simulativ verifiziert und experimentell untersucht.

Die Berechnung der Halbleiterverluste basiert auf der etablierten Methode aus [45] und wird erweitert auf den QZSI für den motorischen Betrieb angewendet [36, 38, 39, 42, 43, 60, 126].

Die Maschinenverluste werden bei den Messungen berücksichtigt. Weiterhin werden die Verluste in den Drosseln und Kondensatoren gegenüber den Halbleiterverlusten bei der Berechnung vernachlässigt, weil diese gemäß einer Abschätzung der ohmschen Verluste sowie der Messung der Drosselverluste klein ausfallen.

Eine weitere Annahme betrifft die Rückwirkung der Systemverluste auf den Eingangsstrom. Die Leistungsbilanz, vom Eingang des QZSI bis zum Dreiphasenanschluss der PMSM, lässt sich unter Berücksichtigung der Gesamtverluste $P_{v,ges}^{QZSI}(I_E, I_S)$ mit

$$P_E = U_E I_E = P_S + P_{v,ges}^{QZSI}(I_E, I_S) \quad (7.1)$$

ausdrücken. Es besteht demnach eine Abhängigkeit der Verluste vom Eingangsstrom $I_E = I_L$, die zu einer Erhöhung der Verluste gegenüber dem rückkopplungsfreien Fall führen. Dieser Effekt wird wie in den bekannten Veröffentlichungen nicht berücksichtigt.

7.1 Schaltströme in der Drehstrombrücke

Durch die im Pulsmuster der DBS integrierten Boostzustände (s. Abb. 4.13, 4.14, 4.15) fließen Anteile des Phasenstroms in der DBS und Anteile, die mit den Drosselströmen überlagert sind. Neben der Anordnung der Boostzustände bestimmt außerdem die Anzahl der kurzgeschlossenen Zweige die Höhe des zu schaltenden Stromes.

Für die Herleitung der analytischen Gleichungen werden zunächst die Schaltströme in Abhängigkeit des Schaltzustands und der Anzahl der kurzgeschlossenen Zweige beschrieben. Der Stromripple wird dabei vernachlässigt [42, 45, 60, 110, 126]. Wie sich im Abgleich der analytischen Funktionen mit den Simulationsergebnissen zeigen wird, bringt diese Vereinfachung bei allen Verfahren gute Ergebnisse. In [36, 38, 39] wird der Ripple des Drosselstroms einbezogen, jedoch steigt damit auch der Beschreibungsaufwand für die Gleichungen deutlich.

Desweiteren wird nur der Fall betrachtet, bei dem alleine die IGBTs der DBS den Booststrom führen und nur in der Eingangsdiode Strom fließt.

Tabelle 7.1: Ströme des IGBTs S_{1h} im Boostzustand bei den Überlappverfahren

Schaltzustand	Schalterstrom $i_{S_{1h}}$
B1 ₁	$i_{S_{1h,1}} = 2i_L$
B2 ₁	$i_{S_{1h,2}} = 2i_L - i_V$
B3 ₁	$i_{S_{1h,3}} = 2i_L + i_U$
B4 ₁	$i_{S_{1h,4}} = 2i_L - i_W$

Der andere Fall, in welchem auch die Freilaufdioden der DBS und der Rückspeiseschalter Strom führen, wird durch Simulationsergebnisse abgedeckt. Eine analytische Beschreibung ist sehr aufwendig, weil sich die Booststrom-Leitphasen der Dioden nur schwer bestimmen lassen.

Aus Symmetriegründen reicht es aus, den Schalter S_{1h} des ersten Brücken-zweiges über eine Ausgangsperiode $\Delta\omega t = 2\pi$ zu betrachten. Es werden nur die Varianten des Kurzschlusses eines Zweiges oder dreier Zweige untersucht.

7.1.1 Überlappverfahren

Als Grundlage zur Beschreibung der Überlappverfahren dient das Modulationsverfahren KM6, das zwischen allen Schaltzustandsübergängen einen Boostzustand aufweist. Alle anderen Verfahren mit Überlappung können durch Weglassen von Boostzuständen von diesem Verfahren abgeleitet werden. Abbildung 7.3(a) stellt den simulierten Verlauf des Stromes $i_{S_{1h}}$ durch den IGBT S_{1h} dar, mit Normierung auf den Drosselstrom $I_L = 142\text{ A}$. Zu erkennen sind Stromanteile, die dem Phasenstrom i_U zugeordnet sind und solche die im Boostzustand entstehen. Zum Vergleich ist in Abb. 7.3(b) und 7.3(c) der Verlauf mit den gleichen Simulationsparametern für das Verfahren KM2_b und das diskontinuierliche Verfahren DM2 zu sehen. Die Booststrom-Anteile treten beim Verfahren KM2_b im Vergleich zur Methode KM6 seltener auf. Aus diesem Grund sind hohe Gesamtverluste für das KM6-Verfahren zu erwarten. Auch das Verfahren DM2 weist Booststromanteile des Verfahrens KM6 auf, jedoch wird durch die geklemmten Spannungssollwerte in den entsprechenden Bereichen keine Umschaltung durchgeführt. Tabelle 7.1 listet die vorkommenden Boostströme auf, die den Schaltzuständen nach Tab. 4.1 zugeordnet sind. Im Winkelabschnitt I und VI nach Tab. 4.2 und Abb. 4.5 liegt der Spannungssollwert u_{U0}^* des ersten Brücken-zweiges über denen der Sollwerte u_{V0}^* und u_{W0}^* . Der Boostzustand B1₁ ist dann zwischen dem F2- Zustand und dem A1-Zustand lokalisiert und es

ergibt sich das Ersatzschaltbild nach Abb. 7.1(a). Für eine übersichtliche Darstellung ist nur die Drehstrombrücke abgebildet. Mit der Entkopplung des positiven Zwischenkreispotential von Phase V und W führt der IGBT S_{1h} den doppelten Eingangstrom. Im Schalter S_{1l} fließt entsprechend der mit dem Booststrom überlagerte Phasenstrom i_U . Je nach Strompolarität entsteht ein Stromfluss der Ströme i_V und i_W durch die IGBTs S_{2l} und S_{3l} oder durch die antiparallelen Dioden.

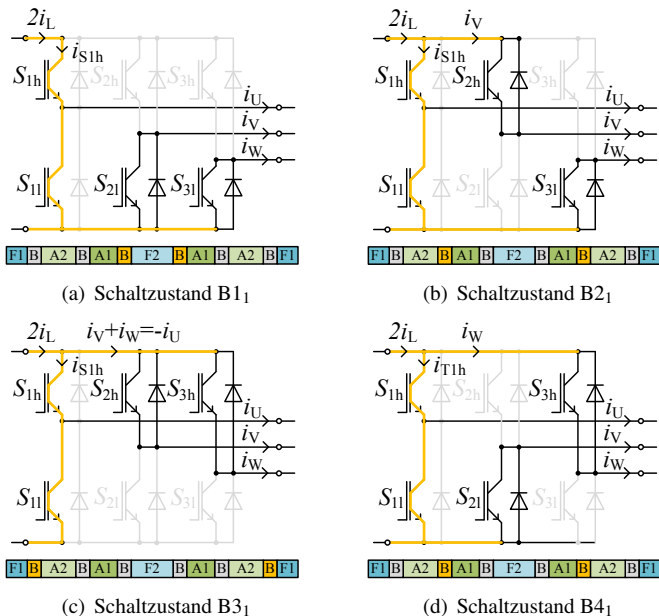


Abbildung 7.1: Schalterstellung und Schalterströme bei den überlappenden Boostzuständen

Die Sollwertschwelle u_{U0}^* ist in den Winkelabschnitten III und IV unter den anderen beiden angeordnet, was eine Platzierung der Boostzustände zwischen dem F1-Zustand und dem anschließenden A2-Zustand zur Folge hat. Es gilt das Ersatzschaltbild des Schaltzustands B3 nach Abb. 7.1(c). Der Schalterstrom i_{S1h} resultiert aus der Überlagerung der Phasenströme i_V und i_W mit dem doppelten Eingangsstrom (s. Tab. 7.1).

Es verbleiben die Winkelabschnitte II und V, in denen der Boostzustand zwischen zwei aktiven Zuständen zu finden ist. Es gibt in jedem der beiden

Winkelabschnitte zwei verschiedene Schalterkonfigurationen, passend zu den Schaltzuständen B_2 und B_4 sowie den Ersatzschaltbildern 7.1(b) und 7.1(d). In Abb. 7.3 ist zu beachten, dass teilweise bei Beginn eines neuen Winkelabschnitts noch kurz der Booststrom des vorangegangenen Winkelabschnitts geschaltet wird. Die Ursache dafür liegt im nichtidealen Übergang der Sollwertschwelen in der Simulation.

7.1.2 Mittiger Boost mit drei eingeschalteten Brückenzeigen

Wenn alle drei Brückenzeigen zum Erzeugen des Boostzustands eingeschaltet werden, verteilt sich der Zwischenkreisstrom auf alle drei Brückenzeigen. Für den Kurzschlussstrom im Schalter S_{1h} gilt nach [18]:

$$i_{S_{1h,5}} = \frac{2}{3}i_L + \frac{1}{2}i_U \quad (7.2)$$

Aus Abb. 7.2 ist zu erkennen, dass der Booststrom für alle Spannungswinkel geschaltet wird und der Spitzenwert kleiner ist als bei den vorher behandelten Überlappverfahren. Das Einschalten von drei Zweigen vermindert die Anforderung an die Halbleiter bezüglich des Spitzenstroms und verringert damit die maximale Spitzen-Schaltleistung. Jedoch kann der Strommittel- und Effektivwert der gesamten DBS über eine Ausgangsperiode betrachtet größer sein als bei den Überlappverfahren, weil der Booststrom in allen IGBTs geführt wird.

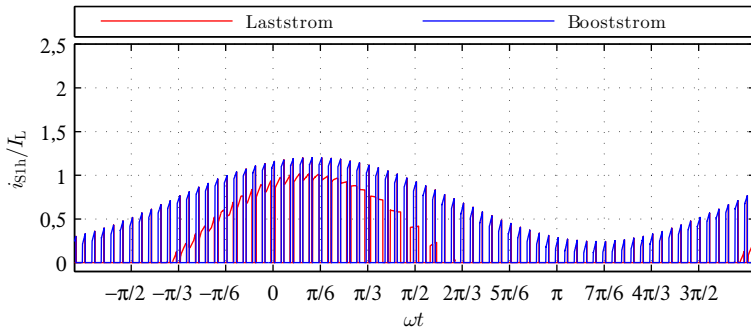
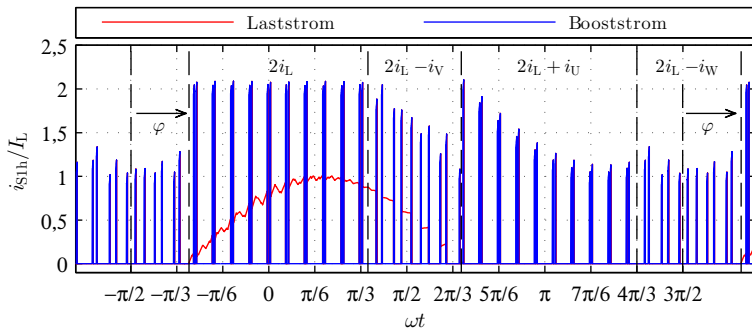
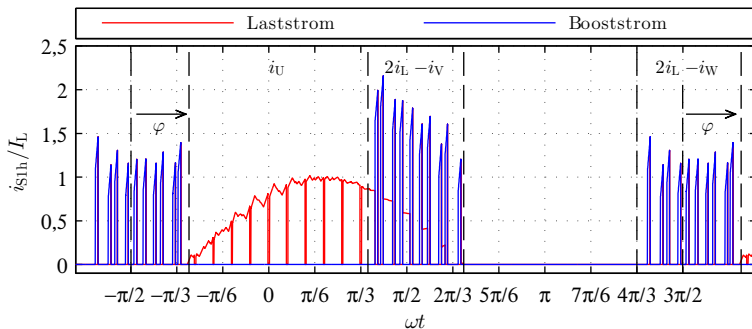


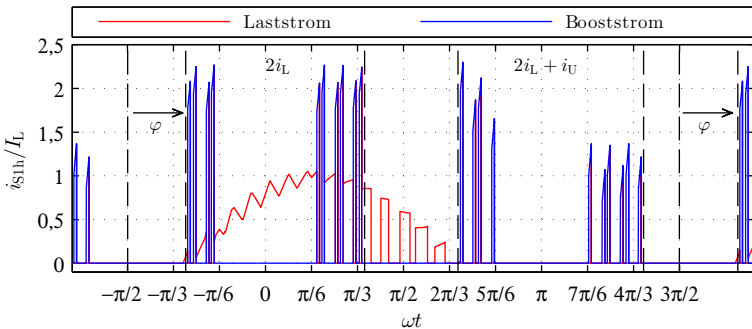
Abbildung 7.2: Simulierter Verlauf des IGBT-Stromes i_{T1h} beim Verfahren KM2, $M = 50\text{Nm}$, $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$, $\cos(\varphi) = 0,85$, $U_{C2} = 250\text{V}$, $U_E = 150\text{V}$, $I_L = 142\text{A}$



(a) Modulationsverfahren KM6



(b) Modulationsverfahren KM2_b



(c) Modulationsverfahren DM2

Abbildung 7.3: Simulierter Verlauf der IGBT-Ströme i_{T1h} , $M = 50\text{Nm}$, $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$, $\cos(\varphi) = 0,85$, $U_{C2} = 250\text{V}$, $U_E = 150\text{V}$, $I_L = 142\text{A}$

7.2 Schaltströme in der Eingangsdiode

Auch für die Strombelastung der Eingangsdiode D_E spielt die Verteilung der Boostzustände eine entscheidende Rolle. Beispielhaft ist in Abb. 7.4 der auf den Drosselstrom normierte Diodenstrom i_{DE} innerhalb des ersten Winkelsektors über vier Taktperioden für das Verfahren KM2_b dargestellt. Zu erkennen ist die Teilung der beiden aktiven Zustände durch den Boostzustand, während dessen Dauer der Diodenstrom zu Null wird. Vor dem Zeitpunkt $T/T_p = 3,5$ wechselt der Spannungsraumzeiger den Winkelabschnitt, was zu einem abrupten Wechsel der wirksamen Lastströme führt. Im Fall der anderen Verfahren ändert sich die Abfolge der Zustände im Pulsmuster.

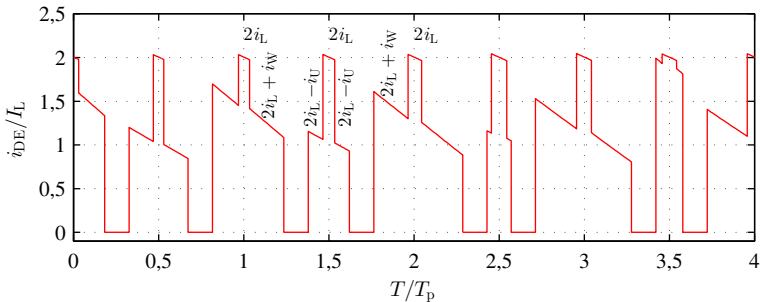


Abbildung 7.4: Simulierter Verlauf des Stromes i_{DE} der Eingangsdiode beim Verfahren KM2, $M = 50\text{Nm}$, $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$, $\cos(\varphi) = 0,85$, $U_{C2} = 250\text{V}$, $U_E = 150\text{V}$, $I_L = 142\text{A}$

7.3 Durchlassverluste in der Drehstrombrücke

Reale IGBTs besitzen eine Schwellenspannung $U_{f0,TR}$ einiger weniger Volt und einen Bahnwiderstand, modelliert durch einen differentiellen Widerstand $r_{f,TR}$. Bei Stromfluss verursachen beide ohmsche Verluste im IGBT [103, D5, 127]. Auf die gleiche Weise können die Verluste in der Leistungsdiode mit einer Schwellenspannung $U_{f0,D}$ und einem differentiellen Widerstand $r_{f,D}$ modelliert werden. Wird das nichtlineare stationäre Übertragungsverhalten [D2] der Bauteile bei kleinen Strömen vernachlässigt, modelliert eine Gerade das Durchlassverhalten des IGBTs (TR) und der Diode (DB) [45, D5, D7]:

$$u_f(t)^{\text{TR,DB}} = U_{f0}^{\text{TR,DB}} + r_f^{\text{TR,DB}} \cdot i(t)^{\text{TR,DB}} \quad (7.3)$$

Durch Integration der Momentanleistung $p_f(t)^{\text{TR,DB}} = u_f(t)^{\text{TR,DB}} \cdot i(t)^{\text{TR,DB}}$ über die Taktperiode resultiert die mittlere Durchlass-Verlustleistung $P_f^{\text{TR,DB}}$ eines IGBTs und einer Diode der DBS [45, D5, D7]:

$$P_f^{\text{TR,DB}} = U_{f0}^{\text{TR,DB}} \cdot I^{\text{TR,DB}} + r_f^{\text{TR,DB}} \cdot \left(I_{\text{eff}}^{\text{TR,DB}} \right)^2 \quad (7.4)$$

Aufgrund der Symmetrie des dreiphasigen Ausgangsstroms wird nachfolgend immer nur die erste Phase betrachtet und anschließend für die gesamte Brücke mit dem Faktor sechs multipliziert. Für die Berechnung der Halbleiterverluste eines Bauteils werden somit die Halbleiterparameter U_{f0} und r_f sowie der im Schalter wirksame Strommittelwert $I^{\text{TR,DB}}$ und Effektivwert $I_{\text{eff}}^{\text{TR,DB}}$ benötigt.

Ist der im Schalter entstehende Strom variabel über die Ausgangsperiode der Last, können die Ströme des IGBTs und der Diode allgemein durch Integration über eine Ausgangsperiode

$$I^{\text{TR,DB}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_x(\omega t)^{\text{TR,DB}} \cdot a_x(\omega t)^{\text{TR,DB}} d\omega t \quad , x \in \{U, V, W\} \quad (7.5)$$

$$\left(I_{\text{eff}}^{\text{TR,DB}} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(i_x(\omega t)^{\text{TR,DB}} \right)^2 \cdot a_x(\omega t)^{\text{TR,DB}} d\omega t \quad (7.6)$$

in guter Näherung abgeschätzt werden, wenn die Taktfrequenz als ausreichend groß angenommen wird [45]. Mit $a_x^{\text{TR,DB}}$ wird die relative Leitdauer eines Transistors bzw. Diode beschrieben. Die Integration über eine Ausgangsperiode der Last führt schließlich zu den gesuchten Schalterströmen, die für die Berechnung der mittleren Durchlass-Verlustleistung benötigt werden. Je nach Modulationsverfahren variieren die geschalteten Ströme und Leitauern in Abhängigkeit vom Spannungswinkel.

7.3.1 Strommittel- und Effektivwerte beim Verfahren KM6

Für die analytische Bestimmung der mittleren und effektiven Ströme in den Schaltelementen wird der Schalterstrom über eine Lastperiode berechnet. Integrationsanfang ist der Winkel $\omega t = -\frac{\pi}{2} + \varphi$. Die eingefügten Boostzustände verkürzen die Zeiten, in denen der IGBT den Laststrom führt. Dementsprechend entstehen Zeitabschnitte, in denen der Boostzustand geschaltet wird.

Wie in Abb. 7.3(a)-7.3(c) zu erkennen ist, besteht eine Abhängigkeit der Zeitabschnitte vom Leistungsfaktor. Prinzipiell ist aus diesem Grund die Unterscheidung nach drei Winkelbereichen $\varphi_1 \in [0, \frac{\pi}{6}]$, $\varphi_2 \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}]$ und $\varphi_3 \in [\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}]$ notwendig. Es wird gezeigt, dass es in guter Näherung ausreicht, für die ersten beiden Bereiche eine einzige Bestimmungsgleichung zu verwenden. Der dritte Bereich φ_3 mit kleinem Leistungsfaktor wird nicht weiter untersucht, weil Leistungsfaktoren $0 \leq \cos(\varphi) \leq 0,5$ in der PMSM praktisch nicht zu erwarten sind. Es findet eine Unterteilung der Stromkomponenten des IGBTs in Non-Boost-Anteile (ns) und Boost-Anteile (s) statt. Der Mittelwert und der quadratische Effektivwert des Gesamtstromes im IGBT und der Diode werden für alle Verfahren mit

$$I^{\text{TR,DB}} = I_{\text{ns}}^{\text{TR,DB}} + I_{\text{s}}^{\text{TR,DB}} \quad (7.7)$$

$$\left(I_{\text{eff}}^{\text{TR,DB}}\right)^2 = \left(I_{\text{eff,ns}}^{\text{TR,DB}}\right)^2 + \left(I_{\text{eff,s}}^{\text{TR,DB}}\right)^2 \quad (7.8)$$

ermittelt [12]. Wenn alleine die IGBTs den Booststrom leiten, dann gibt es in der Diode keine Booststromanteile.

IGBT-Laststromanteil

Der Strommittelwert $I_{\text{ns,KM6}}^{\text{TR}}$ des IGBT-Stromes, der durch den Laststrom i_U verursacht wird, kann für $\varphi_1 \in [0, \frac{\pi}{6}]$ nach

$$\begin{aligned} I_{\text{ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_1} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_U \cdot \left(a_{\text{U,TR}} - \frac{D}{6}\right) d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_U \cdot \left(a_{\text{U,TR}} + \frac{D}{6}\right) d\omega t + \right. \\ &\quad \left. \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U \cdot \left(a_{\text{U,TR}} - \frac{D}{6}\right) d\omega t \right) = \\ &= \frac{\hat{I}_S}{24\pi} \left(3M\pi \cos(\varphi) + 12 + 4D(\sqrt{3} \cos(\varphi) - 1) \right) \end{aligned} \quad (7.9)$$

mit Hilfe von (2.81), berechnet werden [60].

$a_{\text{U,TR}}$ beschreibt die relative Leitdauer des IGBTs ohne eingefügten Boostzustand, die sich mit (4.3) wie nachfolgend beschrieben ergibt.

$$a_{\text{U,TR}} = \frac{1}{2} (1 + u_{\text{U}}^*) \quad (7.10)$$

Der quadratische Effektivwert $I_{\text{eff,KM6,ns}}^{\text{TR}}$ lautet entsprechend:

$$\begin{aligned} \left(I_{\text{eff,ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_1}\right)^2 &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_{\text{U}}^2 \cdot \left(a_{\text{U,TR}} - \frac{D}{6}\right) d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{U}}^2 \cdot \left(a_{\text{U,TR}} + \frac{D}{6}\right) d\omega t + \right. \\ &\quad \left. \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_{\text{U}}^2 \cdot \left(a_{\text{U,TR}} - \frac{D}{6}\right) d\omega t \right) = \quad (7.11) \\ &= \frac{\hat{I}_{\text{S}}^2}{72\pi} \left(24M \cos(\varphi) + 9\pi + D(6\sqrt{3} \cos(\varphi)^2 - 3\sqrt{3} + \pi) \right) \end{aligned}$$

Gemäß (7.9) und (7.11) reduziert oder verlängert sich die relative Leitdauer der IGBTs in den entsprechenden Zeitabschnitten gegenüber der gewöhnlichen DBS um ein Sechstel der gesamten Kurzschlussdauer.

Wird die gleiche Vorgehensweise auf Phasenwinkel $\varphi_2 \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}]$ angewendet, erhält man für den Mittelwert

$$\begin{aligned} I_{\text{ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_2} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{U}} \cdot \left(a_{\text{U,TR}} + \frac{D}{6}\right) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{U}} \cdot \left(a_{\text{U,TR}} - \frac{D}{6}\right) d\omega t + \right. \\ &\quad \left. \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_{\text{U}} \cdot \left(a_{\text{U,TR}} - \frac{D}{6}\right) d\omega t \right) = \quad (7.12) \\ &= \frac{1}{24\pi} \hat{I}_{\text{S}} \left(3M\pi \cos(\varphi) + 12 + 2D(\sqrt{3} \cos(\varphi) - \sin(\varphi)) \right) \end{aligned}$$

und den quadratischen Effektivwert

$$\begin{aligned} \left(I_{\text{eff,ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_2}\right)^2 &= \frac{1}{144\pi} \hat{I}_{\text{S}}^2 \left(48M \cos(\varphi) + 18\pi + D(6\sqrt{3} \cos(\varphi)^2 + \right. \\ &\quad \left. 6\cos(\varphi) \sin(\varphi) - 3\sqrt{3} + 4\pi - 12\varphi) \right) \quad (7.13) \end{aligned}$$

Der Unterschied des Lösungsansatzes zwischen (7.9) und (7.12) bzw. (7.11) und (7.13) liegt in den Integrationsbereichen der Teilintegrale, da eine Abhängigkeit vom Phasenwinkel besteht.

Es stellt sich die Frage, inwieweit es notwendig ist für die Berechnung der Durchlassverluste in Abhängigkeit vom Phasenwinkel unterschiedliche

Gleichungen zu verwenden. Zur Klärung wird die Differenz aus den jeweiligen Strommittelwerten gebildet:

$$\Delta I_{\text{ns,KM6}}^{\text{TR}} = I_{\text{ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_2} - I_{\text{ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_1} = \frac{1}{12\pi} \hat{I}_S D (2 - \sqrt{3} \cos(\varphi) - \sin(\varphi)) \quad (7.14)$$

Mit $\hat{I}_S = 300\text{A}$ und $D = 0,5$ wird die Differenz nach oben abgeschätzt. Diese bewegt sich zwischen 0A und $1,06\text{A}$ für $\varphi \in [0, \frac{\pi}{3}]$. Multipliziert mit der Durchlassspannung $U_{f0}^{\text{TR}} = 0,82\text{V}$ entsteht eine vernachlässigbar kleine Verlustdifferenz.

Für die Differenz der quadratischen Effektivwerte folgt:

$$\begin{aligned} (\Delta I_{\text{eff,ns,KM6}}^{\text{TR}})^2 &= \left(I_{\text{eff,ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_2} \right)^2 - \left(I_{\text{eff,ns,KM6}}^{\text{TR},\varphi_1} \right)^2 = \\ &= \frac{\hat{I}_S^2 D}{144\pi} \left(-6\sqrt{3} \cos(\varphi)^2 + 6 \cos(\varphi) \sin(\varphi) + 3\sqrt{3} + 2\pi - 12\varphi \right) \quad (7.15) \end{aligned}$$

Mit den oben angenommenen Parametern variiert diese zwischen $-108,1\text{A}^2$ und $108,1\text{A}^2$. Nach Multiplikation mit dem differentiellen Widerstand $r_f^{\text{TR}} = 0,975\text{m}\Omega$ nach Tab. A.16 ist die Verlustdifferenz ebenfalls sehr klein.

In guter Näherung wird für das KM6-Verfahren (7.9) zur Berechnung des Strommittelwerts und (7.11) zur Berechnung des Effektivwerts benutzt.

IGBT-Booststromanteil

Für beide Bereiche des Phasenwinkels, $\varphi_1 \in [0, \frac{\pi}{6}]$ und $\varphi_2 \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}]$, erschließt sich der gleiche Mittelwert für die Booststrom-Anteile des IGBTs. Die Bestimmungsgleichung lautet für φ_1 mit den Strömen aus Tab. 7.1:

$$\begin{aligned} I_{\text{s,KM6}}^{\text{TR}} &= \frac{1}{2\pi} \frac{2D}{6} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_{\text{S1h,4}} d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{S1h,1}} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{S1h,2}} d\omega t + \right. \\ &\quad \left. \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} i_{\text{S1h,3}} d\omega t + \int_{\frac{3\pi}{2}+\varphi}^{\frac{4\pi}{3}} i_{\text{S1h,4}} d\omega t \right) = \frac{D}{3\pi} (2I_L \pi - \sqrt{3} \cos(\varphi) \hat{I}_S) \quad (7.16) \end{aligned}$$

Der Effektivwertanteil kann analog hergeleitet werden:

$$\left(I_{\text{eff,b,KM6}}^{\text{TR}}\right)^2 = \frac{D}{36\pi} \left((6\sqrt{3}\cos(\varphi)^2 - 3\sqrt{3} + 4\pi)\hat{I}_S^2 - 48\sqrt{3}\hat{I}_S I_L \cos(\varphi) + 48\pi I_L^2 \right) \quad (7.17)$$

Diode

Die Leitauern der Dioden verkürzen sich durch den Boostzustand. Für beide Bereiche des Phasenwinkels resultieren identische Gleichungen.

Mit $\varphi_1 \in [0, \frac{\pi}{6}]$ gilt für den Strommittelwert $I_{\text{KM6,b}}^{\text{DB}}$ des Stromes i_{DB11} der unteren Diode im ersten Brückenweig:

$$\begin{aligned} I_{\text{KM6}}^{\text{DB},\varphi_1} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_U \cdot \left(a_{\text{U,DB}} - \frac{D}{6} \right) d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_U \cdot \left(a_{\text{U,DB}} - \frac{D}{2} \right) d\omega t + \right. \\ &\quad \left. \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U \cdot \left(a_{\text{U,DB}} - \frac{D}{6} \right) d\omega t \right) = \\ &= \frac{\hat{I}_S}{24\pi} \left(-3M\pi \cos(\varphi) + 12 - 4D(\sqrt{3}\cos(\varphi) + 1) \right) \end{aligned} \quad (7.18)$$

Die relative Leitdauer der Diode ist mit

$$a_{\text{U,DB}} = 1 - a_{\text{U,TR}} = \frac{1}{2} (1 - u_U^*) \quad (7.19)$$

gegeben. Der quadratische Effektivwert ist mit

$$\left(I_{\text{eff,KM6}}^{\text{DB},\varphi_1}\right)^2 = \frac{\hat{I}_S^2}{72\pi} \left(-24M \cos(\varphi) + 9\pi - D(6\sqrt{3}\cos(\varphi)^2 - 3\sqrt{3} + 7\pi) \right) \quad (7.20)$$

zu berechnen.

7.3.2 Strommittel- und Effektivwerte beim Verfahren KM2

Als nächstes erfolgt die Herleitung der Gleichungen für die Strommittel- und Effektivwerte des Verfahrens KM2, stellvertretend für alle Verfahren mit drei kurzgeschlossenen Brückenweigen. Da immer nur der Booststrom nach (7.2) auftritt, sind die entsprechenden Gleichungen leichter zu ermitteln als beim vorgegangenen Verfahren.

IGBT-Laststromanteil

Solange alleine der IGBT S_{1h} den Booststrom leitet, wird der Strommittelwert mit

$$I_{ns,KM2}^{TR} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U \cdot \left(a_{U,TR} - \frac{D}{2} \right) d\omega t = \frac{\hat{I}_S}{8\pi} \left(M\pi \cos(\varphi) + 4(1-D) \right) \quad (7.21)$$

berechnet. Ebenso erhält man für den Effektivwertanteil:

$$\left(I_{eff,ns,KM2}^{TR} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U^2 \cdot \left(a_{U,TR} - \frac{D}{2} \right) d\omega t = \frac{\hat{I}_S^2}{24\pi} \left(8M \cos(\varphi) + 3\pi(1-D) \right) \quad (7.22)$$

IGBT-Booststromanteil

Die Integration der Ströme, die im Boost auftreten resultiert in:

$$I_{s,KM2}^{TR} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{3\pi}{2}+\varphi} D \left(\frac{2}{3} i_L + \frac{1}{2} i_U \right) d\omega t = \frac{2}{3} D I_L \quad (7.23)$$

$$\left(I_{eff,s,KM2}^{TR} \right)^2 = D \left(\frac{1}{8} \hat{I}_S^2 + \frac{4}{9} \hat{I}_L^2 \right) \quad (7.24)$$

Diode

Als letztes werden der Strommittelwert und der quadratische Effektivwert für die Diode gebildet:

$$I_{KM2}^{DB} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U \cdot \left(a_{U,DB} - \frac{D}{2} \right) d\omega t = \frac{\hat{I}_S}{8\pi} \left(-M\pi \cos(\varphi) + 4(1-D) \right) \quad (7.25)$$

$$\left(I_{eff,KM2}^{DB} \right)^2 = \frac{\hat{I}_S^2}{24\pi} \left(-8M \cos(\varphi) + 3\pi(1-D) \right) \quad (7.26)$$

7.3.3 Bestimmungsgleichungen für die Mittel- und Effektivwerte des Stromes bei den restlichen Modulationsverfahren

Die beschriebene Vorgehensweise für die Berechnung der benötigten Mittelwerte und Effektivwerte des Schalterstromes kann auf alle Modulationsverfahren angewendet werden. Es besteht jedoch die Vermutung, dass alle Gleichungen ähnliche Ergebnisse liefern. Aufgrund des hohen Umfangs ist es wünschenswert, möglichst wenige Gleichungen für die Abschätzung der Durchlassverluste zu verwenden. Es wird ohne Beweis angenommen, dass es wie im Fall des KM6-Verfahrens ausreichend ist, eine Gleichung im Phasenwinkelbereich $\varphi_1 \in [0, \frac{\pi}{6}]$ anzuwenden.

Um die Vermutung zu bestätigen, werden exemplarisch die Verfahren KM6 und KM4 im Anhang A.2.2 miteinander verglichen. Vernachlässigbar kleine Unterschiede sind feststellbar. Wie sich in der Simulation zeigen wird, sind selbst die Differenzen der Verfahren KM2 und KM6 nicht sehr groß.

Für die diskontinuierlichen Verfahren wird auf die Ausführung der entsprechenden Gleichungen komplett verzichtet. Es wird sich anhand der Simulationen zeigen, dass die Halbleiterverluste des Verfahren DM1 nahezu identisch sind mit denen des Verfahrens KM2. Für den Betrieb der DBS ohne Boostzustand wird dies in [45] für die DBS festgestellt. Bei den diskontinuierlichen Überlappverfahren kommen die Gleichungen des KM6-Verfahrens zur Anwendung. Die entstehenden Abweichungen in der Größenordnung weniger Prozent sind akzeptabel, zumal die Verluste nur abgeschätzt werden können.

7.4 Durchlassverluste der Eingangsdiode

In der Eingangsdiode D_E können die Mittelwerte und Effektivwerte leichter ermittelt werden, weil für alle Spannungswinkel in jeder Taktperiode immer die Ströme nach Tab. 2.1 eingepreßt werden (s. Abb. 7.4). Wenn die Stromrippel nicht berücksichtigt werden, kann für alle Verfahren eine Gleichung ausgemacht werden. Der Rechenansatz ist ähnlich wie bei den Kondensatorstrom-Effektivwerten in Abs. (6.13).

$$\begin{aligned}
 I^{DE} &= \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(a_F \cdot 2I_L + a_{A1} \cdot (2I_L - i_U) + a_{A2} \cdot (2I_L + i_W) \right) d\omega t = \\
 &= 2I_L(1-D) - \frac{3}{4} A_M \hat{I}_S \cos(\varphi) \tag{7.27}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (I_{\text{eff}}^{\text{DE}})^2 &= \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(a_F \cdot (2I_L)^2 + a_{A1} \cdot (2I_L - i_U)^2 + a_{A2} \cdot (2I_L + i_W)^2 \right) d\omega t = \\
 &= \frac{1}{4\pi} \left(\sqrt{3} A_M \hat{I}_S^2 (1 + 4 \cos(\varphi)^2) - 12\pi A_M \hat{I}_S I_L \cos(\varphi) + 16 I_L^2 \pi (1 - D) \right) \quad (7.28)
 \end{aligned}$$

7.5 Schaltverluste in der Drehstrombrücke und der Eingangsdiode

Bei allen Überlappverfahren muss aufgrund der Boostzustände für die Berechnung der Schaltverluste in der DBS eine Unterscheidung nach Phasenwinkeln unternommen werden. Ähnlich wird dies bei den diskontinuierlichen Verfahren in [45] durchgeführt. Wenn alle drei Zweige im Brückenkurzschluss eingeschaltet werden, ist diese Vorgehensweise nicht erforderlich. Die Schaltströme sind wiederum in Tab. 7.1 und (7.2) zu finden.

Unter Vernachlässigung der Stromrippe in den Drosseln und der PMSM werden die Schaltverluste $P_s^{\text{TR,DB}}$ in einem IGBT der DBS in Abhängigkeit der Zeit mit

$$p_{\text{sw}}^{\text{TR}}(\omega t) = (E_{\text{s,on}}^{\text{TR}} + E_{\text{s,off}}^{\text{TR}}) f_p \frac{i(\omega t)^{\text{TR}}}{I_{\text{ref}}^{\text{TR}}} \left(\frac{\hat{U}_{\text{ZK}}}{U_{\text{ref}}^{\text{TR}}} \right) \quad (7.29)$$

und in einer Diode mit

$$p_{\text{sw}}^{\text{DB}}(\omega t) = E_{\text{s,rec}}^{\text{DB}} f_p \frac{i(\omega t)^{\text{DB}}}{I_{\text{ref}}^{\text{DB}}} \frac{\hat{U}_{\text{ZK}}}{U_{\text{ref}}^{\text{DB}}} \quad (7.30)$$

linear modelliert [45]. Auf die gleiche Weise resultieren die Schaltverluste in der Eingangsdiode zu:

$$p_{\text{sw}}^{\text{DE}}(\omega t) = E_{\text{s,rec}}^{\text{DE}} f_p \frac{i(\omega t)^{\text{DE}}}{I_{\text{ref}}^{\text{DE}}} \frac{\hat{U}_{\text{ZK}}}{U_{\text{ref}}^{\text{DE}}} \quad (7.31)$$

Mit $E_{\text{on}}^{\text{TR}}$ und $E_{\text{off}}^{\text{TR}}$ sowie $E_{\text{rec}}^{\text{DB}}$ sind die in den Datenblättern [D2, D4] enthaltenen Schaltverlustenergien gegeben, die sich auf die Referenzwerte $I_{\text{ref}}^{\text{TR,DB}}$ und $U_{\text{ref}}^{\text{TR,DB}}$ beziehen. Durch die Rippe und die lineare Beschreibung der Verlustenergien entstehen Berechnungsfehler [D5], die jedoch für eine Abschätzung

der Verluste hinnehmbar sind.

Wenn die Schaltfrequenz wiederum deutlich größer ist als die Ausgangsfrequenz, können die mittleren Schaltverluste P_s^{TR} , P_s^{DB} und P_s^{DE} durch Integration der passenden Schaltströme über eine Lastperiode ermittelt werden. Die Aufgabe besteht somit darin, die Mittelwerte der geschalteten Ströme zu berechnen.

7.5.1 Mittlere Schaltströme beim Verfahren KM6

Als Basis für die Herleitung der Schaltverluste aller kontinuierlichen Modulationsverfahren dient die Variante KM6, weil im Boostzustand alle möglichen Ströme nach Tab. 7.1 auftreten. Die anderen Überlappverfahren sind daraus abzuleiten.

Drehstrombrücke

Für Phasenwinkel $\varphi_1 \in [0, \frac{\pi}{6}]$ lautet die Bestimmungsgleichung für die im Mittel geschalteten Ströme in der Drehstrombrücke:

$$I_{KM6}^{TR} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2} + \varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_{S1h,4} d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_{S1h,1} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{S1h,2} d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} i_{S1h,3} d\omega t + \int_{\frac{3\pi}{2} + \varphi}^{\frac{4\pi}{3}} i_{S1h,4} d\omega t \right) = \frac{1}{\pi} (2I_L \pi - \sqrt{3} \cos(\varphi) \hat{I}_S) \quad (7.32)$$

In jedem Umschaltzeitpunkt ist einer der Boostströme an der Umschaltung beteiligt. Deswegen fallen keine reinen Laststromanteile an. Die Verluste der Dioden entfallen vollständig, da vor Beginn der Diodenleitung der untere IGBT schon eingeschaltet ist und damit die darüber anliegende Spannung Null beträgt. Für $\varphi_2 \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}]$ erhält man eine identische Gleichung.

Eingangsdiode

Zwischen jedem Zustandswechsel in der Drehstrombrücke wird mit dem Boostzustand die Eingangsdiode ein- und ausgeschaltet. Insgesamt treten also sechs Schaltvorgänge auf, bei denen die Ströme nach Tab. 2.1 und 6.1 geschaltet werden. Es folgt für die mittleren Schaltströme der Eingangsdiode:

$$\begin{aligned}
 I_{KM6}^{DE} &= \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(2 \cdot 2I_L + 2 \cdot (2I_L - i_U) + 2 \cdot (2I_L + i_W) \right) d\omega t = \\
 &= \frac{6}{\pi} (2I_L \pi - \sqrt{3} \cos(\varphi) \hat{I}_S)
 \end{aligned} \tag{7.33}$$

7.5.2 Mittlere Schaltströme beim Verfahren KM2

Wenn alle drei Brückenarme für die Boostgenerierung eingeschaltet werden, muss wie bei den Strömen für die Durchlassverluste keine Unterscheidung nach Winkelabschnitten vorgenommen werden. Die geschalteten Ströme können wieder in reine Laststrom- und Booststromanteile aufgeteilt werden.

IGBT-Laststromanteil

Aufgrund der Platzierung der Boostzustände in der Mitte der Freiläufe, treten alle Umschaltungen wie bei der gewöhnlichen DBS auf. Der mittlere Schaltstrom erschließt sich zu:

$$I_{ns,KM2}^{TR} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U d\omega t = \frac{\hat{I}_S}{\pi} \tag{7.34}$$

IGBT-Booststromanteil

Durch Integration des Booststromes nach (7.2) über eine komplette Ausgangsperiode lässt sich der Booststromanteil ermitteln:

$$I_{s,KM2}^{TR} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{3\pi}{2}+\varphi} i_{S1h,5} d\omega t = \frac{2}{3} I_L \tag{7.35}$$

Diode

Der im Mittel geschaltete Diodenstrom ist gleich dem IGBT-Strom $I_{KM2}^{DB} = I_{ns,KM2}^{TR}$.

Eingangsdiode

In der Eingangsdiode wird der doppelte Eingangsstrom während einer Taktperiode geschaltet. Der mittlere Schaltstrom ergibt sich zu:

$$I_{KM2}^{DE} = 4I_L \quad (7.36)$$

7.5.3 Bestimmungsgleichungen für die mittleren Schaltströme der restlichen Modulationsverfahren

Mit Hilfe der beschriebenen Methode zur Bestimmung der mittleren Schaltverluste können die Schaltverluste für die verbleibenden Verfahren hergeleitet werden. Bei den diskontinuierlichen Verfahren ist zu beachten, dass während den Zeitabschnitten, in denen die Sollspannung auf den Maximalwert geklemmt wird, keine Umschaltung stattfindet. Die Lösungswege und die resultierenden Gleichungen sind im Anhang A.3 zu finden. Es findet eine Unterscheidung nach den beiden Winkelbereichen $\varphi_1 \in [0, \frac{\pi}{6}]$ und $\varphi_2 \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}]$ statt. Wenn kein Winkel in den hochgestellten Indizes vorkommen, dann ist die Formel für beide Bereiche gültig.

7.6 Gesamtverluste der Halbleiter

Mit Hilfe der Durchlass- und Schaltverluste der IGBTs und Dioden im Z-Netzwerk lassen sich die Gesamtverluste der Halbleiterbauteile mit

$$P_v^{TR} = 6 \cdot P_f^{TR} + 6 \cdot P_{sw}^{TR} \quad (7.37)$$

$$P_v^{DB} = 6 \cdot P_f^{DB} + 6 \cdot P_{sw}^{DB} \quad (7.38)$$

$$P_v^{DE} = P_f^{DE} + P_{sw}^{DE} \quad (7.39)$$

ausdrücken.

7.7 Simulationsergebnisse und analytische Ergebnisse

Um die entwickelten Bestimmungsgleichungen für die Halbleiterverluste zu verifizieren, wurden Simulationen mit der Software *Plecs* durchgeführt, in der die

beschriebenen linearen Modelle der Halbleiter hinterlegt sind und die Halbleiterverluste ausgegeben werden.

Neben der Untersuchung verschiedener Betriebsfälle erfolgt außerdem der Vergleich des QZSI mit einem konventionellen Hochsetzsteller, der an eine DBS gekoppelt ist. Für die Simulation wird die theoretisch maximale Aussteuerung der DBS, ohne Korrekturterm D_{korr} , zu Grunde gelegt (vgl. (2.88)).

7.7.1 Verluste in Abhängigkeit der Drehzahl

Abbildung 7.5 zeigt die Schalt- und Durchlassverluste der Dioden und IGBTs der DBS sowie der Eingangsdiode in Abhängigkeit der Drehzahl. Das eingepreßte Drehmoment beträgt $M = 50 \text{ Nm}$ und die Spannungen $U_{C2} = 250 \text{ V}$ sowie $U_E = 200 \text{ V}$. Die Verluste des Rückspeiseschalters sind vernachlässigbar, da nur der motorische Betrieb betrachtet wird. Neben den Simulationsdatenpunkten sind in durchgezogener Linie die Verläufe der analytischen Funktionen zu sehen. In allen Abbildungen ist eine gute Übereinstimmung mit den Datenpunkten zu erkennen. Im Fall der kontinuierlichen Modulation sind die Schaltverluste $P_{\text{sw}}^{\text{TR}}$ des Verfahrens KM6 ab einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ größer als die der anderen Verfahren. Für hohe Ausgangsleistungen zeigt sich deutlich der Einfluss einer hohen Anzahl an Boostzuständen, die mit großen Schaltströmen einhergehen. Bis zu $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ sind die Verluste des KM2-Verfahrens am größten, weil viele Umschaltungen in der Brücke stattfinden. Danach sind die Schaltverluste kleiner als bei den Verfahren KM6 und KM4. Erwartungsgemäß am kleinsten sind die Verluste der Verfahren KM2_b und KM2_u ausgeprägt, wobei letztere immer über denen des Verfahrens KM2_b liegen.

Im Fall der diskontinuierlichen Verfahren zeigen die Methoden DM1 und DM2_b die geringsten Verluste, gefolgt vom Verfahren DM2. Auch hier treten die größten Verluste für das Verfahren DM4 am deutlichsten durch die hohe Anzahl an Umschaltungen in Erscheinung.

Für Drehzahlen kleiner $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ sind nur die Simulationsdaten abgebildet, weil für kleine Leistungen auch die Dioden der DBS den Booststrom führen und dadurch die analytischen Gleichungen stark von den simulierten Datenpunkten abweichen. Dies lässt sich gut anhand der Diodenschaltverluste $P_{\text{sw}}^{\text{DB}}$ erkennen, die zunächst mit steigender Drehzahl bis $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ fallen und dann bis $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$ konstant bleiben. Gegenüber den Schaltverlusten der IGBTs sind die der Dioden im motorischen Betrieb vernachlässigbar. Eine hohe Anzahl an Boostzuständen wirkt sich positiv auf die Diodenverluste aus.

Auch bei den Schaltverlusten $P_{\text{sw}}^{\text{DE}}$ der Eingangsdiode bewirkt eine große Anzahl an Boostzuständen hohe Verluste.

7 Schaltungsdimensionierung - Halbleiterverluste

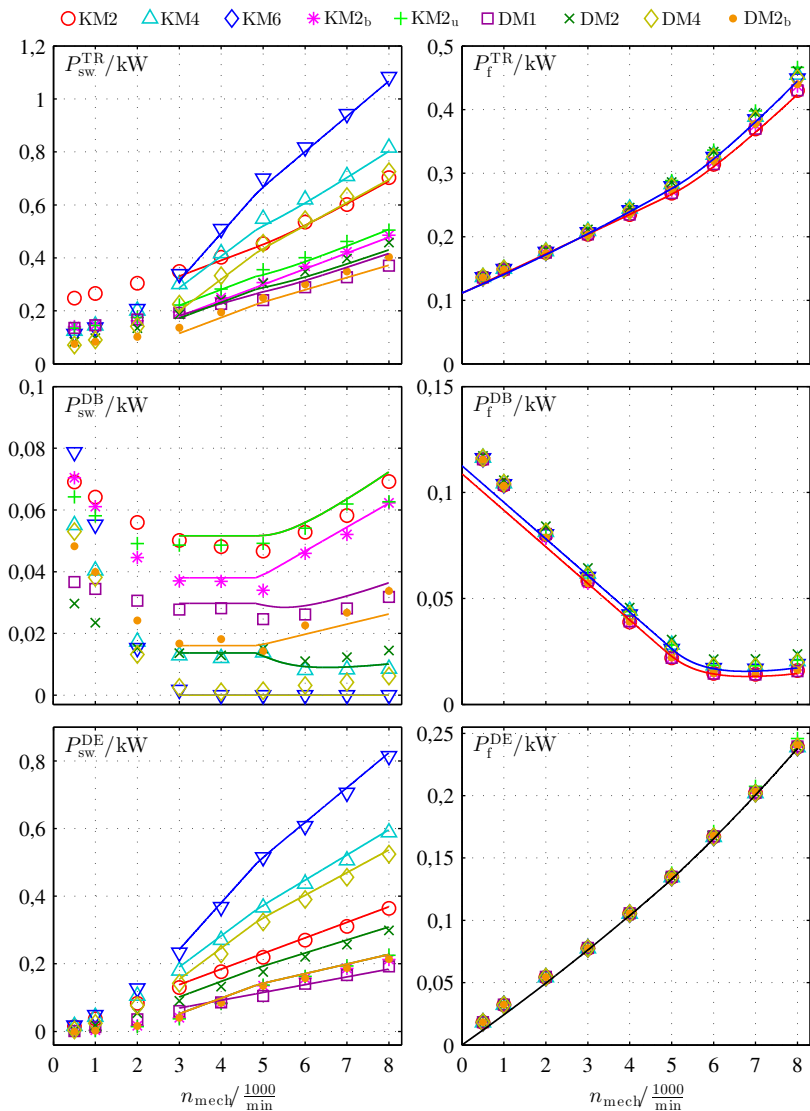


Abbildung 7.5: Berechnete (Linien) und simulierte (Datenpunkte) Halbleiterverluste in Abhängigkeit der Drehzahl, $M = 50 \text{ Nm}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 200 \text{ V}$

Am geringsten sind diese für die Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$, jeweils beschrieben durch den gleichen analytischen Zusammenhang. Ebenso werden die Verluste des Verfahrens $DM2_b$ mit der gleichen Formel wiedergegeben. Die Simulationsdaten liegen für die drei Verfahren deckungsgleich übereinander. Von allen Verfahren sind die Verluste von Methode $KM6$ am größten und die von Methode $DM1$ am geringsten.

Betrefflich der Durchlassverluste der IGBTs und der Dioden der DBS (P_f^{TR} , P_f^{DB}) bestätigt sich die Annahme, dass die Verluste für alle Verfahren leicht voneinander abweichend nahezu übereinstimmen. Bei der Maximaldrehzahl $n_{mech} = 8000 \frac{1}{min}$ gibt es beispielsweise zwischen den Verfahren $KM2$ und $KM2_u$ für P_f^{TR} eine Abweichung von 8,4%. Die erarbeiteten Gleichungen für die Durchlassverluste der Verfahren $KM2$ und $KM6$ geben sehr gut das simulierte Verhalten wieder. Beim Systementwurf können für eine Abschätzung der Verluste die Gleichungen des $KM2$ - und $KM6$ -Verfahrens verwendet werden. Ähnlich Aussagen können auch für die Durchlassverluste P_f^{DB} der Diode getroffen werden.

Zuletzt sei angemerkt, dass vollständige Übereinstimmung aller Modulationsverfahren bezüglich der Durchlassverluste P_f^{DE} der Eingangsdiode herrscht. Deshalb reicht wie beschrieben, eine einzige Gleichung zur Berechnung der Verluste aus.

7.7.2 Verluste in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Für die nächste Analyse wird eine variierende Eingangsspannung im Bereich $U_E = 150 V..250 V$, mit einem Drehmoment von $M = 50 Nm$, einer Drehzahl von $n_{mech} = 5000 \frac{1}{min}$ und $U_{C2} = 250 V$ vorgegeben. Die simulierten Gesamtverluste der Halbleiter

$$P_{v,ges}^{HL} = P_v^{TR} + P_v^{DB} + P_v^{DE} \quad (7.40)$$

nach (7.37), (7.38) und (7.39) sind in Abb. 7.6 für alle Verfahren dargestellt. Zusätzlich wurde die Simulation des Verfahrens $KM4$ mit allen drei Brückenzeigen im Kurzschluss ($KM4_{3ph}$) und das Verfahren $KM2$ mit einem kurzgeschlossenen Brückenzeig ($KM2_{1ph}$) durchgeführt. Zu beachten ist der unterdrückte Nullpunkt auf der y-Achse.

Wie zu erkennen ist, übersteigen die Verluste des Verfahrens $KM6$ die der anderen für alle Eingangsspannungen deutlich. Aufgrund der hohen Verluste sind auch die Varianten $KM4$, $KM2$ und $DM4$ für einen effizienten Betrieb der Leistungselektronik nicht empfehlenswert. Es zeigt sich außerdem, dass im gewähl-

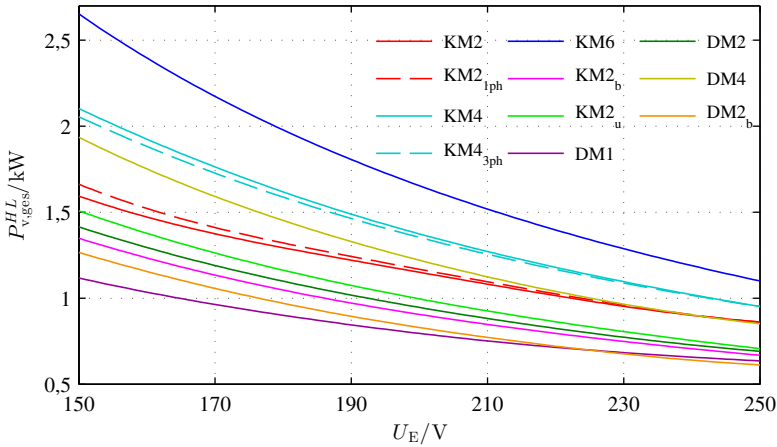


Abbildung 7.6: Simulierte Halbleiterverluste in Abhängigkeit Eingangsspannung, $M = 50\text{Nm}$, $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$, $U_{C2} = 250\text{V}$

ten Betriebsbereich die Anzahl der kurzgeschlossenen Zweige bei den betrachteten Verfahren KM2 und KM4 erst für kleinere Eingangsspannungen einen erkennbaren Einfluss auf die Verluste hat. So beträgt bei $U_E = 150\text{V}$ die Verlustdifferenz zwischen Methode KM4 und $KM4_{3\text{ph}}$ 47 W und zwischen KM2 und $KM2_{1\text{ph}}$ 69 W. In allen Betriebspunkten sind die Verluste der Methode $KM2_u$, wie schon in der Untersuchung des letzten Abschnitts, durchweg größer als im Fall von $KM2_b$. Wird der QZSI mit diskontinuierlicher Modulation betrieben, stechen die Verfahren DM1 und $DM2_b$ mit den niedrigsten Verlusten hervor. Bis zu einer Spannung von $U_E = 225\text{V}$ sind die Verluste von Variante DM1 am geringsten, danach die von $DM2_b$. Die Verluste des Verfahrens DM2 sind in allen Betriebspunkten größer als bei den eben erwähnten.

7.7.3 Gegenüberstellung der Halbleiterverluste zwischen QZSI und Hochsetzsteller

Beim Vergleich des konventionellen Z-Source-Umrichters mit dem an die DBS gekoppelten Hochsetzsteller können in der Literatur unterschiedliche Aussagen bezüglich der Verluste gefunden werden. Einerseits zeigen die Untersuchungsergebnisse in [19, 20] eine bessere Performanz für den ZSI, andererseits wird in [36, 38, 60, 126, 128] Gegenteiliges festgestellt. In [12, 42] konnte anhand von Simulationen und Messungen aufgezeigt werden, dass der ZSI bei kleinen

Spannungsübersetzungen Vorteile gegenüber dem Hochsetzstellersystem bietet. Um den Vergleich beider Systeme weiter zu vertiefen und auf den Betrieb mit der PMSM zu übertragen, werden die Halbleiterverluste des QZSI mit denen des Hochsetzstellersystems für einen Eingangsspannung von $U_E = 230\text{ V}$ und $U_E = 170\text{ V}$ miteinander verglichen. Im Gegensatz zu [12, 19, 20, 42] wird hier der Fall einer konstanten mittleren Zwischenkreisspannung diskutiert. Diese beträgt $U_{C2} = 250\text{ V}$, das Drehmoment $M = 50\text{ Nm}$ und die Drehzahl wird variiert. In Abb. 7.7 sind beide Betriebsfälle mit den verlustärmsten Verfahren des QZSI dargestellt. Auf der linken Seite wird die kontinuierliche Modulation mit den Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$ untersucht und auf der rechten die diskontinuierliche Modulation mit den Verfahren $DM1$ und $DM2_b$. Für einen fairen Vergleich der beiden Umrichter Systeme wird die Eingangsdiode des QZSI durch eine Diode der DBS ersetzt (s. Anhang A.4). Der Hochsetzsteller und die daran gekoppelte DBS sind ebenfalls mit den Bauteilen der DBS des QZSI ausgestattet. Desweiteren wird der Hochsetzsteller bei kontinuierlicher Modulation mit der doppelten Taktfrequenz der DBS betrieben ($f_p = 16\text{ kHz}$) und bei diskontinuierlicher Modulation mit der gleichen Taktfrequenz ($f_p = 8\text{ kHz}$).

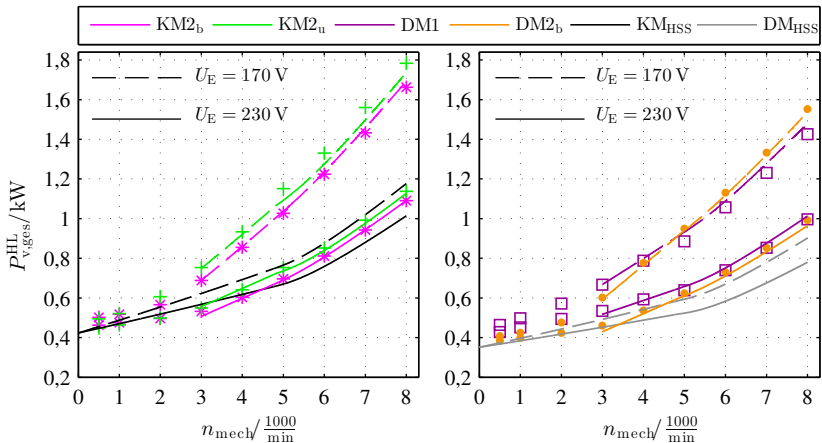


Abbildung 7.7: Gegenüberstellung der Halbleiterverluste zwischen QZSI und Hochsetzsteller für $U_E = 230\text{ V}$ und $U_E = 170\text{ V}$ (gestrichelt), $M = 50\text{ Nm}$, $U_{C2} = 250\text{ V}$. Die Linien stellen die analytischen Ergebnisse dar, die Datenpunkte die Simulation

Wie in Abs. 7.7.1 erläutert wurde, sind die analytisch bestimmten Verluste des QZSI ab einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ dargestellt. Im kompletten Dreh-

zahlbereich sind außerdem die Datenpunkte aus der Simulation eingetragen. Bei den Kurven des Hochsetzstellersystems handelt es sich um die analytischen Gleichungen [36, 45, D5, 111, 126], die im Anhang A.5 zu finden sind.

Liegt eine Eingangsspannung von $U_E = 230\text{V}$ vor, sind die Verluste der Verfahren KM2_b und KM2_u bis zu $n_{\text{mech}} = 4500 \frac{1}{\text{min}}$ bzw. $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ im Mittel 12,3 W kleiner als beim Hochsetzsteller (KM_{HSS}) bzw. ungefähr gleich groß. Ab den genannten Drehzahlen sind die Verluste des Hochsetzstellers in allen Betriebspunkten kleiner. Im Gegensatz dazu sind die Verluste des Hochsetzstellersystems bei diskontinuierlicher Modulation (DM_{HSS}) immer kleiner als bei den Verfahren DM1 und DM2_b .

Wird die Eingangsspannung auf $U_E = 170\text{V}$ verringert, steigen die Verluste aller vier Verfahren beispielsweise bei $n_{\text{mech}} = 8000 \frac{1}{\text{min}}$ um ca. 50% deutlich an. Hingegen bleibt beim Hochsetzstellersystem die Verluststeigerung bei dieser Drehzahl mit 16% für beide Fälle der Modulation vergleichsweise klein. Die Analyse bestätigt im untersuchten Anwendungsfall das Vorhandensein von Betriebspunkten mit kleiner Leistung, in denen die Verluste für den QZSI kleiner ausfallen als für das Hochsetzstellersystem. Je kleiner jedoch die Eingangsspannung wird, desto steiler wachsen die Verluste mit steigender Ausgangsleistung an. Die Ergebnisse einer besseren Performanz [19, 20] des ZSI kann nicht bestätigt werden. Vermutlich fällt der Vergleich der beiden Systeme für den ZSI besser aus, weil dieser mit diskontinuierlicher Modulation und die DBS des Hochsetzstellersystems mit kontinuierlicher Modulation betrieben wird.

In Abb. 7.8 sind die einzelnen Verlustkomponenten für einen Betriebspunkt mit $M = 50\text{Nm}$, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$, $U_{C2} = 250\text{V}$ und $U_E = 170\text{V}$, aufgeschlüsselt.

Im Fall des QZSI machen die durch die Boostströme verursachten Verluste $P_{\text{sw},s}^{\text{TR}}$ der IGBTs der DBS den größten Anteil der Gesamtverluste aus. Die Verluste $P_{\text{sw},\text{ns}}^{\text{TR}}$, welche durch das Schalten des Laststroms anfallen, sind gering. Ebenso fallen die zusätzlichen Durchlassverluste $P_{f,s}^{\text{TR}}$ merklich ins Gewicht. Außerdem machen die Schalt- und Durchlassverluste der Eingangsdiode, P_s^{DE} und P_f^{DE} , nahezu ein Drittel der Gesamtverluste aus. Der Einfluss der Dioden der DBS ist gering.

Wird die Spannung mit dem Hochsetzsteller eingestellt, verursacht der Drosselstrom deutlich geringere Schalt- und Durchlassverluste, $P_{\text{sw},E}^{\text{TR}}$, $P_{f,E}^{\text{TR}}$, im IGBT des Hochsetzstellers als die mit dem Booststrom assoziierten Verluste beim QZSI. Die dominierenden Verluste der Gesamtschaltung entstehen als Durchlassanteile $P_{f,A}^{\text{TR}}$ in der DBS. Wie außerdem zu erkennen ist, sind die

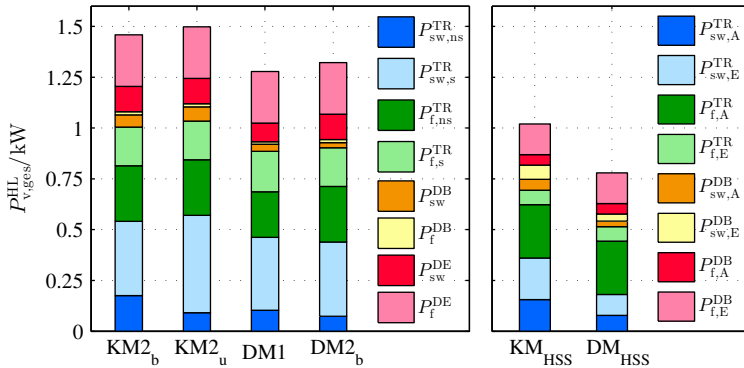


Abbildung 7.8: Aufteilung der Halbleiterverluste beim QZSI und Hochsetzsteller,
 $M = 50 \text{ Nm}$, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 170 \text{ V}$

Schaltverluste der Brücke $P_{\text{sw,A}}^{\text{TR}}$ kleiner als die des Hochsetzstellers. Einen großen Anteil zur Verlustbilanz tragen desweiteren die Eingangsdiode des Hochsetzstellers sowie die Dioden der DBS bei.

Für hohe Spannungsübersetzungen macht sich einerseits die große Spannungsbeanspruchung der Halbleiter des QZSI bemerkbar und andererseits das Schalten des doppelten Eingangsstroms bzw. die Überlagerung des doppelten Eingangsstroms mit den Lastströmen. Die Vergleichsschaltung zeigt eine bessere Performanz. Sind dagegen kleine Spannungsübersetzungen spezifiziert, kann für kleine Ausgangsleistungen ein Vorteil des QZSI gegenüber dem Hochsetzstellersystem festgestellt werden.

7.8 Messergebnisse

Dieser Abschnitt umfasst die am Versuchsstand durchgeführten Messungen. Als erstes werden Wirkungsgradkennfelder bei konstantem Drehmoment und variabler Drehzahl verglichen. Anschließend erfolgt die Untersuchung der Verluste des QZSI, der PMSM und der Gesamtverluste für ein Drehmoment und variable Eingangsleistung. Alle erwähnten Messungen wurden mit den Spannungen $U_{C2} = 210 \text{ V}$ und $U_E = 180 \text{ V}$ durchgeführt, das eine maximale Eingangsleistung von $P_E = 30 \text{ kW}$ ermöglicht. Höhere Ausgangsleistungen werden für die Verfahren KM2 , KM2_b , KM2_u , DM1 und DM2_b erprobt.

Für die Leistungsmessung wurde eine Routine in *Labview* programmiert [S4],

die es ermöglicht automatisiert Drehzahl- und Drehmoment-Messpunkte anzufahren und synchronisiert Messdaten aus dem DSP und einem Leistungsmessgerät auszulesen. Als Bezugstemperatur wurde für alle Messpunkte eine Wicklungstemperatur der PMSM von $\vartheta = 65^\circ\text{C}$ eingestellt. Die Funktion des Programms orientiert sich an der Messroutine aus [92]. Für die Messung der elektrischen Leistung kam ein *Norma D6000* Leistungsmessgerät der Firma *LEM* zum Einsatz.

7.8.1 Wirkungsgradkennfelder

In Abb. 7.9 und Abb. 7.10 sind die gemessenen Wirkungsgradkennfelder des QZSI zu sehen. In den grauen Punkten sind die Messpunkte hinterlegt, die als Stützstellen für die mit Hilfe von *Matlab*-Funktionen interpolierten Kennfelder dienen. Das Drehmoment wurde dabei von $M = 10\text{Nm}$ bis $M = 70\text{Nm}$ in Schritten von $\Delta M = 10\text{Nm}$ variiert und die Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 500 \frac{1}{\text{min}}$ bis $n_{\text{mech}} = 8000 \frac{1}{\text{min}}$ mit einer Schrittweite von $\Delta n_{\text{mech}} = 500 \frac{1}{\text{min}}$.

Beim Vergleich der Verfahren KM2 und KM4 in Abb. 7.9(a) und 7.9(c) weist das Verfahren KM2 bis ca. $n_{\text{mech}} = 2500 \frac{1}{\text{min}}$ höhere Wirkungsgrade η_{QZSI} auf als das Verfahren KM4. Es bestätigt sich, dass sich die große Anzahl an Umschaltungen des Verfahrens KM2 bei kleinen Ausgangsleistungen nachteilig gegenüber dem hohen Schaltstrom des Verfahrens KM4 auswirkt. Ab einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 2500 \frac{1}{\text{min}}$ liegen die Wirkungsgrade des KM2-Verfahrens im Mittel über denen des Verfahrens KM4. Die maximalen Wirkungsgrade sind hingegen mit $\eta_{\text{QZSI}} \approx 93,3\%$ nahezu gleich.

Zum Vergleich mit dem Verfahren KM2 wurde auch der Fall mit einem Brückenweig im Kurzschluss gemessen (KM2_{lph}). Aufgrund der relativ kleinen Spannungsübersetzung lassen sich durch diese Maßnahme im gesamten Betriebsbereich leichte Wirkungsgradsteigerung erzielen, mit einem Maximalwert von $\eta_{\text{QZSI}} \approx 93,8\%$.

Das Verfahren KM6 konnte erst ab einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 2000 \frac{1}{\text{min}}$ stabil eingestellt werden, da ungewollte Boostzustände in den Verriegelungszeiten zwischen dem Rückspeiseschalter und der Drehstrombrücke den Betrieb stören. Prinzipbedingt lassen sich diese Zustände nicht vermeiden und treten besonders in Hochleistungssystemen in Erscheinung. Auch hier ist der Wirkungsgrad bis zu einer Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 2500 \frac{1}{\text{min}}$ größer als im Fall KM2. Dennoch fallen die Wirkungsgrade in allen anderen Betriebspunkten in der Gegenüberstellung mit den anderen Verfahren deutlich am schlechtesten aus. Im gesamten Betriebsbereich sind die Wirkungsgrade der Verfahren KM2_{b} und KM2_{u} erwartungsgemäß am größten.

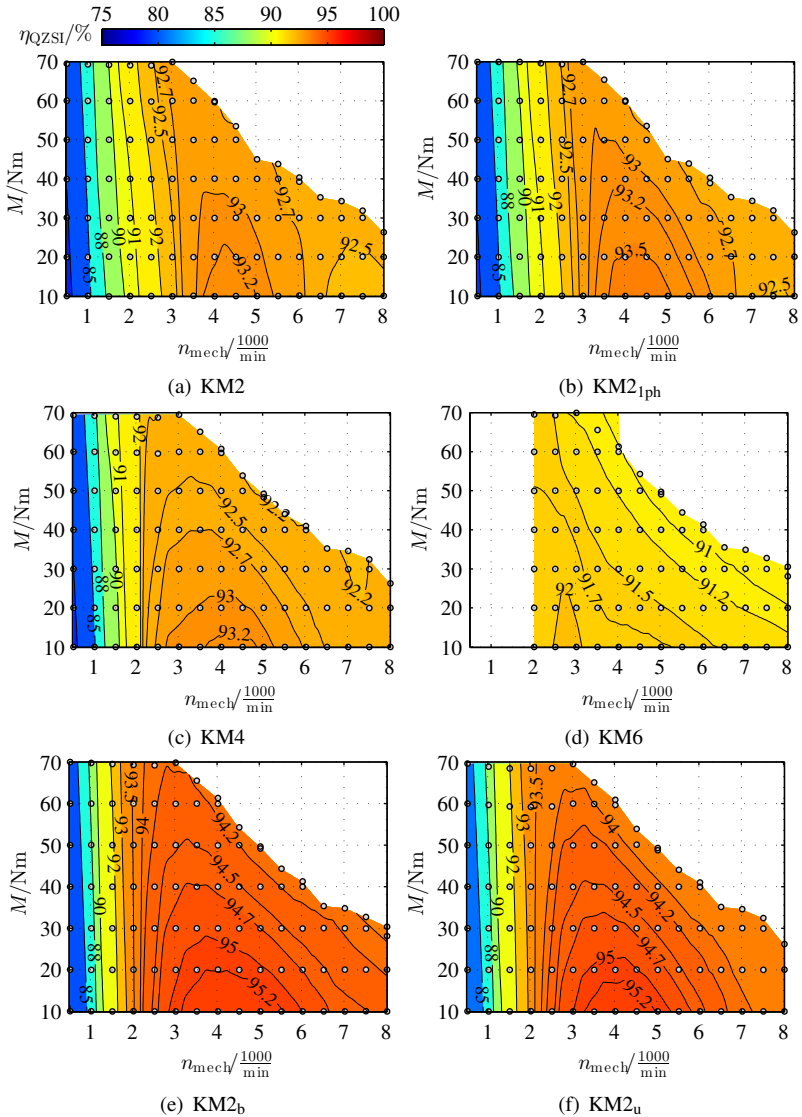


Abbildung 7.9: Gemessene Wirkungsgradkennfelder der kontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210 \text{ V}$, $U_E = 180 \text{ V}$

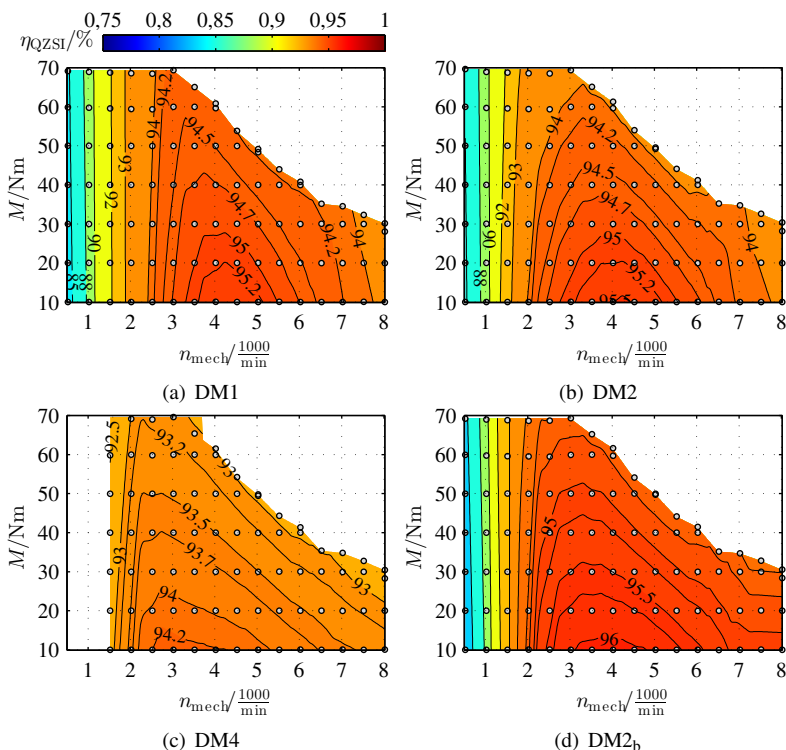


Abbildung 7.10: Gemessene Wirkungsgradkennfelder der diskontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210\text{V}$, $U_E = 180\text{V}$

Die maximalen Wirkungsgrade sind mit $\eta_{QZSI} \approx 95,49\%$ bzw. $\eta_{QZSI} \approx 95,47\%$ praktisch gleich groß. Über den kompletten Betriebsbereich betrachtet, schneidet das Verfahren $KM2_b$ aufgrund der kleineren Ströme während des Boostzustands besser ab.

Hinsichtlich der Verluste der diskontinuierlichen Verfahren erbringt das Verfahren $DM2_b$ die größten Wirkungsgrade mit maximal $\eta_{QZSI} \approx 96,01\%$. Am schlechtesten ist das Verfahren $DM4$, das aus den gleichen Gründen wie beim Verfahren $KM6$ erst ab einer Drehzahl von $n_{mech} = 1500 \frac{1}{\text{min}}$ stabil betrieben werden konnte. Auch bei den diskontinuierlichen Verfahren bestätigt sich, dass das Einschalten aller Zweige im Fall des Verfahrens $DM1$ den Wirkungsgrad im Bereich kleiner Drehzahlen im Vergleich zu den Verfahren $DM2$ und $DM4$

verringert. Obwohl der maximale Wirkungsgrad des Verfahrens DM1 kleiner ist als der des Verfahrens DM2, sind die Wirkungsgrade für das Verfahren DM1 im Bereich mittlerer und hoher Leistung leicht größer.

7.8.2 Verluste in Abhängigkeit von der Eingangsleistung

Die Analyse der Wirkungsgradkennfelder dient hauptsächlich einer qualitativen Gegenüberstellung der Modulationsverfahren. Deutlicher identifiziert werden können die Unterschiede der Verfahren, wenn die Absolutwerte der Verluste zweidimensional für ein Drehmoment dargestellt werden.

Verluste des QZSI

Für diesen Zweck stellt zunächst Abb. 7.11 die gemessenen elektrischen Verluste $P_{v,QZSI}$ des QZSI für alle bereits beschriebenen Verfahren, in Abhängigkeit der Eingangsleistung P_E und für ein Drehmoment von $M = 40\text{Nm}$, dar.

Vorab sei angemerkt, dass die Messungen von den simulierten und analytisch berechneten Verlusten abweichen. Zurückzuführen ist dies auf die deutliche Erhöhung der Schaltenergien gegenüber den Werten im Datenblatt, was wiederum durch die im Versuchsstand stark ausgeprägten Streuinduktivitäten, in Verbindung mit den relativ kleinen Gate-Vorwiderständen und hohen Schaltgeschwindigkeiten [129], bedingt ist. Andere Einflussfaktoren, wie ein abweichender Leistungsfaktor oder nicht vernachlässigbare Verluste der Drosseln konnten durch Messungen ausgeschlossen werden. Eine qualitative Übereinstimmung mit den theoretischen Ergebnissen ist dennoch gegeben.

Wie in den Berechnungen und Simulationen überwiegen die Verluste des Verfahrens KM6 die der anderen Verfahren ab einer Eingangsleistung von ca. $P_E = 10\text{kW}$. Die maximale Verlustleistung beträgt $P_{v,QZSI} = 2,79\text{kW}$. Deutlich darunter liegen die Verluste des Verfahrens KM4 mit maximal $P_{v,QZSI} = 2,38\text{kW}$, gefolgt von KM2 und $KM2_{1ph}$ mit $P_{v,QZSI} = 2,22\text{kW}$. Letztere Verluste sind bis in den hohen Leistungsbereich leicht kleiner als die von Methode KM2. Der Abstand reduziert sich mit zunehmender Leistung, bis sich die Kurven schneiden. Die durchweg beste Performanz erhält man für die Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$, bei einer maximalen Verlustleistung von $P_{v,QZSI} = 1,87\text{kW}$ bzw. $P_{v,QZSI} = 1,75\text{kW}$. Wie vorhergesagt, erweist sich Methode die $KM2_b$ am verlustärmsten.

Wird die diskontinuierliche Modulation angewendet, sticht wiederum das Verfahren DM4 mit den größten Verlusten hervor. Es stellt sich eine maximale Verlustleistung von $P_{v,QZSI} = 2,21\text{kW}$ ein. Desweiteren liegen die Verluste

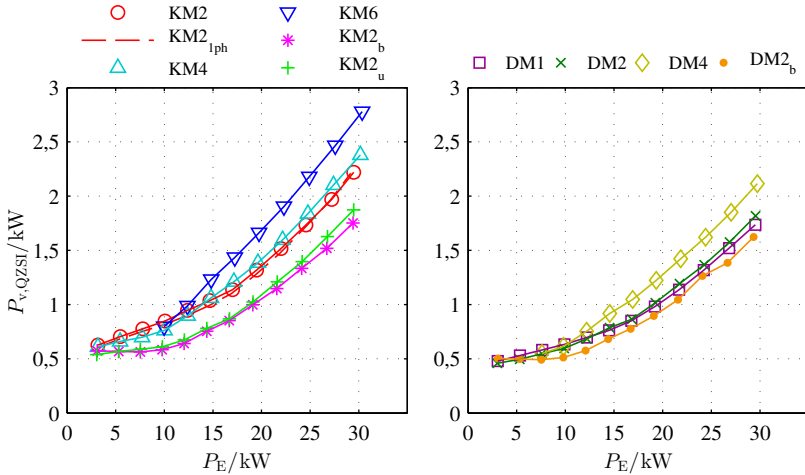


Abbildung 7.11: Verluste des QZSI in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei kontinuierlicher Modulation, für $U_{C2} = 210\text{ V}$, $U_E = 180\text{ V}$ und $M = 40\text{ Nm}$

der Varianten DM2 und DM1 für alle Betriebspunkte dicht beieinander, gefolgt von Methode DM2_b. Die maximalen Verluste sind mit $P_{v,QZSI} = 1,82\text{ kW}$, $P_{v,QZSI} = 1,74\text{ kW}$ und $P_{v,QZSI} = 1,63\text{ kW}$ gegeben. Insgesamt sind die Abweichungen der Verluste voneinander weniger stark ausgeprägt als bei den kontinuierlichen Verfahren.

Anders als bei der gewöhnlichen Drehstrombrücke, welche ohne zusätzliche Boostzustände betrieben wird, setzen sich die diskontinuierlichen Verfahren DM1, DM2 und DM2_b nicht mehr deutlich von den besten kontinuierlichen Verfahren KM2_b und KM2_u ab.

Verluste der PMSM

In Abb. 7.12 sind die Maschinenverluste $P_{v,PMSM}$ zu sehen, die weniger weit auseinander liegen als die QZSI-Verluste.

Das Verfahren KM6 erzeugt hier die kleinsten Verluste, mit einem Maximalwert von $P_{v,QZSI} = 2,36\text{ kW}$. Weiterhin entstehen die größten Verlustleistung mit $P_{v,QZSI} = 2,58\text{ kW}$ beim Verfahren KM4. Die Verfahren KM2 und KM2_{1ph} erreichen eine ähnlich große maximale Verlustleistung, jedoch sind die Verlustwerte in den darunter liegenden Betriebspunkten kleiner als die der Variante

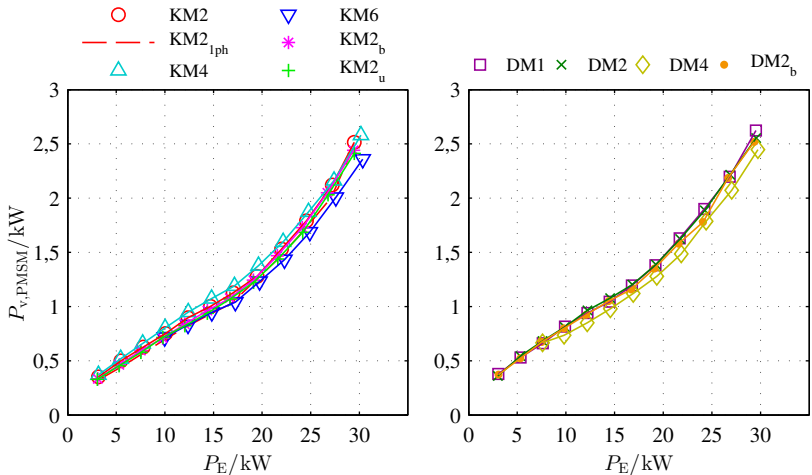


Abbildung 7.12: Verluste des PMSM in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei kontinuierlicher Modulation, für $U_{C2} = 210\text{ V}$, $U_E = 180\text{ V}$ und $M = 40\text{ Nm}$

KM4. Ähnlich ist die Situation für die Verfahren KM2_b und KM2_u. Bei den diskontinuierlichen Verfahren verursacht die Methode DM4 die kleinsten Verluste mit einem Maximalwert von $P_{v,QZSI} = 2,45\text{ kW}$. Die restlichen Verluste sind nahezu deckungsgleich und erreichen maximal $P_{v,QZSI} = 2,6\text{ kW}$.

Im Gegensatz zu den Halbleiterverlusten beeinflusst das Einfügen einer größeren Anzahl an Boostzuständen, wie bei den Verfahren KM6 und DM4, die Verluste positiv. Hierfür verantwortlich sind die zusätzlichen Boostzustände, die wie zusätzliche Freilaufzustände auf die PMSM wirken und den Stromripple in der PMSM reduzieren.

In Übereinstimmung mit der kontinuierlichen und diskontinuierlichen Modulation der gewöhnlichen DBS [45, 92], sind die Maschinenverluste auch beim QZSI mit diskontinuierlicher Modulation tendenziell größer als mit kontinuierlicher. Da die Pulsmuster zusätzlich durch die Boostzustände beeinflusst werden, kann diese Annahme jedoch nicht pauschal getroffen werden.

Gesamtverluste

Als letztes sind in Abb. 7.13 die Gesamtverluste von QZSI und PMSM zusammengefasst. Die hohen Verluste im QZSI werden beim Verfahren KM6 durch die vergleichsweise niedrigen Maschinenverluste teilweise ausgeglichen. Dementsprechend liegen die Gesamtverluste nur noch leicht über denen des Verfahrens KM4. Als Maximalwert ergibt sich $P_{V,ges}^{max} = 5,14\text{kW}$ für Methode KM6 und $P_{V,ges}^{max} = 4,96\text{kW}$ für Methode KM4. Desweiteren sind die Verluste der Verfahren KM2 und $KM2_{1ph}$, mit annähernd gleich großen Maximalwerten von $P_{V,ges}^{max} = 4,74\text{kW}$, kleiner als die eben erwähnten. Am besten schneiden wieder die Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$ ab, mit $P_{V,ges}^{max} = 4,19\text{kW}$ bzw. $P_{V,ges}^{max} = 4,29\text{kW}$. Bis in den hohen Leistungsbereich fallen die Verluste beider Verfahren nahezu identisch aus.

Auch bei den diskontinuierlichen Verfahren bleibt die Anordnung der Verluste untereinander erhalten wie bei den Einzelverlusten des QZSI. Die größten Verluste treten für das Verfahren DM4 auf, mit $P_{V,ges}^{max} = 4,56\text{kW}$. Am kleinsten sind die Verluste des Verfahrens $DM2_b$ mit $P_{V,ges}^{max} = 4,14\text{kW}$. Dazwischen liegen kaum voneinander abweichend im gesamten Betriebsbereich die Varianten DM1 und DM2, mit maximal $P_{V,ges}^{max} = 4,37\text{kW}$.

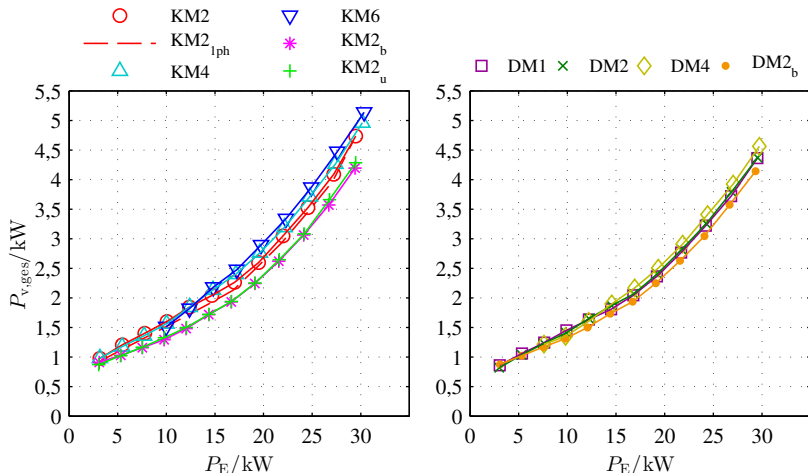


Abbildung 7.13: Verluste des QZSI und der PMSM in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei kontinuierlicher Modulation, für $U_{C2} = 210\text{V}$, $U_E = 180\text{V}$ und $M = 40\text{Nm}$

Ähnlich wie bei einem Antriebssystem, das aus einer DBS und einer PMSM gleicher Baureihe besteht [92], macht sich auch im Anwendungsfall des QZSI der Unterschied in den Gesamtverlusten zwischen den besten kontinuierlichen und diskontinuierlichen Modulationsverfahren nicht stark bemerkbar. Werden die Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$ mit $DM2_b$ verglichen, dann gleichen die in der Maschine höher anfallenden Verluste im diskontinuierlichen Fall die entsprechend niedrigeren QZSI-Verluste aus.

Um die Verlusteigenschaften des gesamten Antriebssystems für alle Modulationsverfahren übersichtlich, in qualitativer Weise darzustellen, sind im Anhang A.6 zusätzlich die Kennfelder der Gesamtwirkungsgrade zu finden. Die für die beschriebenen Betriebspunkte gemachten Aussagen treffen für den gesamten Betriebsbereich zu. Auch hier bestätigen sich die vergleichsweise guten Performanzeigenschaften der Verfahren $KM2_b$, $KM2_u$ und $DM2_b$. Das Verfahren $KM2_b$ hat dabei die größten Wirkungsgrade, auch wenn die Unterschiede im Vergleich zu $KM2_u$ nicht stark ausgeprägt sind. Deutlichere Differenzen treten auf, wenn das Spannungsverhältnis zwischen Eingangs- und mittlerer Zwischenkreisspannung größer wird (s. Abb. 7.14).

7.8.3 Verluste des QZSI und der PMSM für höhere mittlere Zwischenkreisspannungen

In Abb. (7.14) sind die Verluste des QZSI $P_{v,QZSI}$ und der PMSM $P_{v,PMSM}$ sowie die Gesamtverluste $P_{v,ges}$ für die verlustärmsten Verfahren $KM2_b$, $KM2_u$, $DM1$ und $DM2_b$ dargestellt. Aufgrund der höheren mittleren Zwischenkreisspannung von $U_{C2} = 250\text{ V}$ kann eine höhere Leistung bis $P_E = 35\text{ kW}$ erzielt werden. Die Verfahren zeigen untereinander ein ähnliches Verhalten wie in den vorangegangenen Untersuchungen. Bei den Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$ ergibt sich durch das größere Spannungsverhältnis eine höhere Verlustdifferenz bei den QZSI-Verlusten $P_{v,QZSI}$. Insgesamt am besten scheidet das diskontinuierliche Verfahren $DM2_b$ ab. Die Verluste des Verfahrens $DM1$ liegen im Bereich hoher Leistungen leicht unterhalb denen der Methode $KM2_u$ und für kleinere Leistungen oberhalb.

Auf der rechten Seite sind wiederum die Maschinenverluste $P_{v,PMSM}$ der vier Verfahren gegenübergestellt. Jeweils beide kontinuierliche und diskontinuierliche Verfahren bewirken nahezu identische Verluste. Der Unterschied zwischen kontinuierlicher und diskontinuierlicher Modulation ist dagegen deutlich.

Das Verfahren $KM2_b$ verursacht bei den Gesamtverlusten $P_{v,ges}$ in Summe wiederum die geringsten Verluste. Der Unterschied zum Verfahren $KM2_u$ ist bis in den höheren Leistungsbereich nicht stark ausgeprägt. Da die

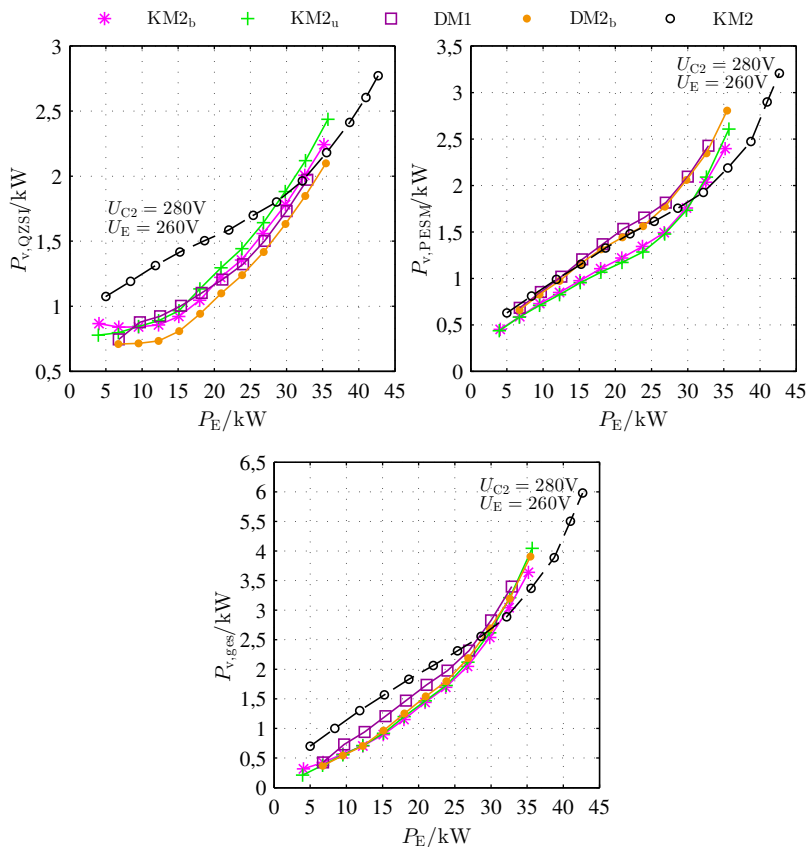


Abbildung 7.14: Gemessene Verluste des QZSI und der PMSM in Abhängigkeit der Eingangsleistung für die Verfahren $KM2_b$, $KM2_u$, $DM1$ und $DM2_b$, für $U_{C2} = 250V$, $U_E = 200V$ und $M = 50Nm$. Verfahren $KM2$ ist für $U_{C2} = 280V$, $U_E = 260V$ dargestellt, das Drehmoment kann bis ca. $P_E = 40kW$ konstant auf $M = 60Nm$ gehalten werden

Maschinenverluste für diskontinuierliche Modulation anteilig größer ausfallen als die Umrichterverluste, zeigt Methode $DM1$ ähnlich große Verluste wie das Verfahren $KM2_u$.

Zusätzlich zu den erläuterten Messungen ist als letztes noch das Verfahren $KM2$ mit einer größeren mittleren Spannung von $U_{C2} = 280V$ und einer

Eingangsspannung von $U_E = 260\text{ V}$ gemessen worden. Folglich konnte eine maximale Eingangsleistung von $P_E \approx 43\text{ kW}$ erzielt werden.

Beim Vergleich der Modulationsverfahren haben sich die von der Variante KM2 abgeleiteten Verfahren KM2_b und KM2_u als diejenigen mit dem besten Wirkungsgrad bzw. kleinsten Strom- und Spannungsripple (s. Kap. 5 und 6) erwiesen. In Kap. 9 wird eine Betriebsstrategie vorgestellt, bei der diese Modulationsverfahren miteinander kombiniert werden.

8

Modellierung und Regelung des Quasi-Z-Source-Umrichters

In diesem Kapitel wird die regelungstechnische Modellierung des QZSI besprochen, die anschließend als Grundlage für die Herleitung einer geeigneten Regelungsstruktur zum Einstellen der Zwischenkreissspannung dient.

Leistungselektronische Schaltungen verursachen durch das periodische Schalten verschiedener Schaltzustände eine Nichtlinearität in der Regelstrecke. Eine Möglichkeit einer solchen regelungstechnischen Problemstellung zu begegnen, besteht in der Mittelung der Differentialgleichungen der Schaltzustände mit anschließender Linearisierung um den Arbeitspunkt. Diese Vorgehensweise ist als *Averaging* oder *State Space Averaging* (SSA) bekannt geworden [116, 130]. Beide Methoden liefern die gleichen Kleinsignalmodelle, jedoch ist die SSA Methode aufgrund einer Matrixschreibweise, vor allem bei der rechnergestützten Anwendung, effektiver in der Handhabung. Obwohl durch die Linearisierung des Systems Streckeninformationen verloren gehen, hat sich das SSA als Standardmethode zur Modellierung leistungselektronischer Schaltungen durchgesetzt [103, 116] und wurde wie im folgenden beschrieben auch vielfach auf die Z-Source-Umrichter Topologie übertragen.

Mit den gewonnenen linearisierten, zeitinvarianten Differentialgleichungen können die Methoden der zeitkontinuierlichen Regelungstechnik appliziert werden, wenn die Taktfrequenz im Vergleich zu den Zeitkonstanten des Systems ausreichend groß ist [91, 131]. Im anderen Fall muss eine zeitdiskrete Struktur erarbeitet werden [94, 132, 133, E7]. Eine zeitdiskrete Betrachtung ist auch dann notwendig, wenn Zustandsregler eingesetzt werden sollen.

Grundsätzlich besteht bei der Regelung der Ströme und Spannungen des Umrichters der Wunsch, die entsprechenden Mittelwerte mit konstanter Taktfrequenz zu regeln. Insbesondere Systeme für Antriebsanwendungen sind durch die Verwendung von DSPs und FPGAs derart beschaffen, um eine hohe Regelgüte zu erzielen. Bei leistungselektronischen Systemen, die in großer Stückzahl und preisgünstig hergestellt werden müssen, beispielsweise Netzteile kleiner bis mittlerer Leistung für die Versorgung mit Gleichspannungen, kommen andere Regelungsansätze zum Einsatz. Weit verbreitet ist die Regelung des Spitzenwertes des Drosselstroms oder des Schalterstroms mit überlagertem Spannungsregler [116, 134].

Grundlegende Erkenntnisse bei der zeitkontinuierlichen Kleinsignalmodellierung durch Averaging bzw. SSA wurden als erstes in [64–67] für den gewöhnlichen dreiphasigen ZSI bei Speisung durch eine Gleichspannungsquelle geschaffen. In [66, 67] wird eine ohmsch-induktive Last in den Systemgleichungen berücksichtigt und in [64, 65] wird die dreiphasige Drehstromlast als Stromquelle modelliert. Letztgenannter Ansatz reduziert die Systemordnung signifikant und ist für eine Streckenmodellierung mit Drehstrommaschine geeignet. Die wichtigste Erkenntnis der Veröffentlichungen ist das Vorhandensein einer Nullstelle in der rechten Halbebene im Laplace-Bereich, das zu einer Nicht-Minimalphasigkeit der Regelstrecke führt [131].

Eine Vielzahl an Veröffentlichungen behandelt die Regelung der Zwischenkreisspannung und der Lastgrößen. Mehrheitlich wird dabei eine Kleinsignalanalyse der Regelstrecke vorgenommen, das Streckenverhalten durch entsprechende Übertragungsfunktionen modelliert und der geschlossene Regelkreis entworfen. Die Last wird abgesehen von [86] getrennt von den Größen des Z-Netzwerks geregelt. Neben einschleifigen Regelkreisen [67, 75–85, 135] kommen aufgrund der besseren dynamischen Eigenschaften auch zweischleifige Regler in einer Kaskadenstruktur zum Einsatz [15, 67, 78, 136]. Der Schwerpunkt der in [82–85] behandelten Reglerstrukturen liegt auf der Entwicklung von Steuerstrategien, die bei variabler Zwischenkreisspannung auf eine Minimierung des Spitzenwerts abzielen. Es wird jedoch keine Kleinsignalanalyse durchgeführt und die Algorithmen werden aus den stationären Übertragungsfunktionen hergeleitet. Die Parametrierung der Regler ist damit nicht ersichtlich.

Zur Verbesserung der Unterdrückung bei Einwirkung von periodischen Schwankungen der Eingangsspannung, sind in [39, 137–139] Möglichkeiten zur Vorsteuerung aufgezeigt.

Unterschiede in den Veröffentlichungen sind auch in der Methode der Messung der Zwischenkreisspannung des ZSI auszumachen. Es besteht nämlich das Problem der Taktung, das eine direkte Messung der Zwischenkreisspannung wie bei der DBS unterbindet. Deswegen sind unterschiedliche direkte [75, 77, 82–86] und indirekte [15, 39, 67, 78, 136, 138, 139] Messmethoden und in [75, 81] die Verwendung von Hilfsschaltungen zur direkten Spannungsmessungen der getakteten Zwischenkreisspannung beschrieben.

Neben der Modellierung des ZSI bei Speisung durch eine DC-Spannungsquelle, wird in [68, 69] die Anwendung des ZSI im Gleichrichterbetrieb vorgestellt.

Da sich der ZSI und der QZSI nur im Gleichspannungsanteil eines Kondensators unterscheiden, lässt sich die Methodik zur Modellierung und Regelung ohne Weiteres auf den QZSI übertragen. Oft wird aber die unsymmetrische Anordnung des Z-Netzwerks beim QZSI nicht berücksichtigt, was im schlimmsten Fall zur Instabilität des Regelkreises führen kann [E2].

So wurden in [16, 37, 71, 72] ähnliche oder gleiche Kleinsignalmodelle und Regelungsschemata, wie oben erläutert, erarbeitet. Die Autoren von [73, 140] weisen auf die Asymmetrie hin, jedoch wird dies nicht für die Regelung berücksichtigt. In [3, 44, 141] werden Regelungsverfahren angewendet, mit denen es prinzipiell möglich ist, den Störgrößeneinfluss einer veränderlichen Eingangsspannung auszuregulieren. Die explizite Beschreibung des Problems ist nicht zu finden. Eine effektive Regelmethode zur Vermeidung von Schwingungen in der Spitzen-Zwischenkreisspannung bei gestörter Eingangsspannung wurde in [E2] entwickelt.

Weiterhin sind die Methoden zur Bestimmung der Zwischenkreisspannung vom ZSI auf den QZSI übertragen worden. Hinzu kommt die direkte Messung der Spitzen-Zwischenkreisspannung als Summe der beiden Kondensatorspannungen [3, E1, E2, 44, 141].

Hauptsächliche Anwendungsgebiete der Regelungsstrategien sind die Netzankopplung von Gleichspannungsquellen [15, 37, 73, 140] oder Antriebsanwendungen [E1, 44, 72, 78]. In den anderen Veröffentlichungen steht keine spezielle Anwendung im Fokus. Die meisten Veröffentlichungen präsentieren dabei ähnliche oder gleiche Ansätze. In [E1, E2] werden Verbesserungen in der Regelungsstruktur mit erweiterten Vorsteuerstrukturen erarbeitet, mit denen sehr gute dynamische Eigenschaften erzielt werden können.

Weiterhin gibt es Veröffentlichungen, in denen die Modellierung und Regelung von ZSI/QZSI als DC/DC-Wandler oder zur Generierung von einphasigen Wechselspannungen thematisiert wird [101, 135, 142–145].

Das Kapitel unterteilt sich wie folgt. Zuerst wird das Streckenmodell des QZSI erarbeitet, das als Ausgangspunkt für die Herleitung der Kaskadenregler-Struktur zur Regelung der Kondensatorspannungen dient. Nach Auslegung des Drosselstromreglers und schrittweiser Modellvereinfachung erfolgt die Auslegung des Spannungsreglers. Da für die Regelungsparameter des Spannungsregelkreises in der Literatur keine Entwurfsgleichungen zu finden waren, werden entsprechende Bestimmungsgleichungen anhand der Polvorgabe des geschlossenen Spannungsregelkreises ermittelt. Geeignete Vorsteuerungen ergänzen die Regelungsstruktur. Unterschiede und Vorteile zu bestehenden Regelungs- und Modellierungsansätzen werden aufgezeigt. Anschließend wird die Modellierung und Regelung der PMSM vorgestellt und die gesamte Regelungsstruktur abgeleitet. Simulationen und Messungen am Prüfstand bestätigen die theoretischen Ergebnisse und weisen die Leistungsfähigkeit der Regelungsstruktur nach.

8.1 Modellierung des Z-Netzwerks

In Kapitel 2 wurden die linearen Differentialgleichungen der Schaltzustände des QZSI hergeleitet, die in diesem Abschnitt als Grundlage für die regelungstechnische Modellierung des Z-Netzwerks und die Reglerauslegung dienen. Die folgenden Betrachtungen beziehen sich ausschließlich auf den Betrieb ohne ungewollte Zustände. Wie später gezeigt wird, können die Regelgrößen des Z-Netzwerks weitestgehend unabhängig von der Lastimpedanz modelliert werden. Dementsprechend werden die DC-Größen des Z-Netzwerks unabhängig von der Last geregelt und die mittlere Zwischenkreisspannung gibt die maximal zur Verfügung stehende Strangspannung vor.

Die Modellierung teilt sich in zwei Schritte. Als erstes wird das Kleinsignalmodell mit den passiven Bauteilen des Z-Netzwerks aufgestellt. Dann erfolgt die Erweiterung auf die im Mittel wirksame Zwischenkreisspannung.

8.1.1 Allgemeine Gleichungen des State Space Averagings

Die Differentialgleichungen des Boostzustands (indiziert mit s) und des non-Boost Zustands (indiziert mit ns) aus Kap. 2 werden in Matrizenform umgeschrieben:

$$\dot{\mathbf{x}}_s(t) = \underline{\mathbf{A}}_s \mathbf{x}(t) + \underline{\mathbf{E}}_s \mathbf{u}(t) \quad (8.1)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{ns}(t) = \underline{\mathbf{A}}_{ns} \mathbf{x}(t) + \underline{\mathbf{E}}_{ns} \mathbf{u}(t) \quad (8.2)$$

Der Zustandsvektor $\underline{x}(t)$ enthält die Zustandsgrößen und $\underline{u}(t)$ vom System unabhängige Eingangsgrößen [116]. $\underline{\mathbf{A}}_s$ und $\underline{\mathbf{A}}_{ns}$ sind zeitinvariant und beschreiben die Eigenbewegung des Systems in den Schaltzuständen. $\underline{\mathbf{E}}_s$ sowie $\underline{\mathbf{E}}_{ns}$ beeinflussen die erzwungene Bewegung bei Störgrößeneinwirkung.

Im nächsten Schritt erfolgt die Mittelwertbildung der beiden Differentialgleichungen, bei der beide Schaltzustände mit der entsprechenden relativen Wirkdauer multipliziert werden:

$$\dot{\underline{x}}(t) = d(t) \dot{\underline{x}}_s(t) + d'(t) \dot{\underline{x}}_{ns}(t) \quad (8.3)$$

Mit dem Boostzustand wird der zeitlich veränderliche Aussteuergrad $d(t)$ definiert:

$$d(t) = \frac{t_s}{T_p} \quad (8.4)$$

Der zweite Zustand hat die relative Dauer

$$d'(t) = 1 - d(t) = \frac{t_{ns}}{T_p} \quad (8.5)$$

Wird (8.3) ausmultipliziert, und die zeitveränderlichen Größen um den Arbeitspunkt linearisiert, kann die entstehende Gleichung nach DC-Anteilen, Kleinsignalanteilen 1. Ordnung und 2. Ordnung aufgeteilt werden. Anteile 2. Ordnung werden vernachlässigt. Es resultiert das linearisierte Kleinsignalmodell der getakteten Regelstrecke mit zwei Schaltzuständen [116, 130]:

$$\dot{\tilde{\underline{x}}}(t) = \underline{\mathbf{A}} \tilde{\underline{x}}(t) + \underline{\mathbf{E}} \tilde{\underline{u}}(t) + \left((\underline{\mathbf{A}}_s - \underline{\mathbf{A}}_{ns}) \underline{\mathbf{X}} + (\underline{\mathbf{E}}_s - \underline{\mathbf{E}}_{ns}) \underline{\mathbf{U}} \right) \tilde{d}(t) \quad (8.6)$$

Die mit Tilde gekennzeichneten Zustandsvektoren sind Kleinsignaländerungen um den vom Arbeitspunkt abhängigen Vektor

$$\underline{\mathbf{X}} = -\underline{\mathbf{A}}^{-1} \underline{\mathbf{E}} \underline{\mathbf{U}} \quad (8.7)$$

Desweiteren sind die gemittelten Matrizen $\underline{\mathbf{A}}$ und $\underline{\mathbf{E}}$ mit

$$\underline{\mathbf{A}} = D \underline{\mathbf{A}}_s + (1 - D) \underline{\mathbf{A}}_{ns} \quad (8.8)$$

$$\underline{\mathbf{E}} = D \underline{\mathbf{E}}_s + (1 - D) \underline{\mathbf{E}}_{ns} \quad (8.9)$$

gegeben.

Die ausführliche Herleitung und die Gültigkeit der Gleichungen ist [116] zu entnehmen. Auf die Ausführung des Ausgangsvektors wird verzichtet, weil die Ausgangsgrößen hier gleich den Zustandsgrößen gewählt werden.

8.1.2 Kleinsignalmodell des QZSI mit vier Energiespeichern

Mit den Systemparametern des QZSI lauten die beiden linearen Zustandsgleichungen im s- und ns-Zustand mit $\dot{\underline{x}} = \dot{\underline{x}}_s = \dot{\underline{x}}_{ns}$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{u}_{C1} \\ \dot{u}_{C2} \end{bmatrix}}_{\dot{\underline{x}}_s} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}+R_{C1}}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{L2}+R_{C2}}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_s} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \\ u_{C2} \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{E}_s} \underbrace{\begin{bmatrix} u_E \\ i_{Last,m} \end{bmatrix}}_{\underline{u}} \quad (8.10)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{u}_{C1} \\ \dot{u}_{C2} \end{bmatrix}}_{\dot{\underline{x}}_{ns}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}+R_{C2}}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L2}+R_{C1}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_{ns}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \\ u_{C2} \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{R_{C2}}{L_1} \\ 0 & \frac{R_{C1}}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix}}_{\underline{E}_{ns}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_E \\ i_{Last,m} \end{bmatrix}}_{\underline{u}} \quad (8.11)$$

Unter Annahme gleicher Bauteilwerte sowie mit Hilfe von (8.6), (8.7), (8.8), (8.9) und den Vektoren

$$\underline{X} = [i_{L1} \ i_{L2} \ u_{C1} \ u_{C2}]^T \quad (8.12)$$

$$\underline{U} = [u_E \ i_{Last}]^T \quad (8.13)$$

für die Arbeitspunktbestimmung resultiert das linearisierte Kleinsignalmodell des QZSI in (8.14). Wird (8.7) angewendet, lassen sich die stationären Übertragungsfunktionen aus Kap. 2 bestimmen.

Obwohl es beim QZSI insgesamt drei Schaltzustände gibt, Freilauf, aktiver Zustand und Boost, kann die Wirkung des aktiven Zustands und des Freilaufs regelungstechnisch betrachtet in den Non-Boostzustand zusammengefasst werden [64]. In diesem Zustand wirkt ein äquivalenter, mittlerer DC-Laststrom

$i_{L_{last,m}}$ auf das Z-Netzwerk [E1, 101], der zeitlich veränderlich ist. Unter welchen Bedingungen diese Annahme gültig ist, wird in Abs. 8.4 besprochen.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{u}}_{C1} \\ \dot{\tilde{u}}_{C2} \end{bmatrix}}_{\dot{\tilde{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L+R_C}{L} & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1-D}{L} \\ 0 & -\frac{R_L+R_C}{L} & -\frac{1-D}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C} & \frac{1-D}{C} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{D}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{u}_{C1} \\ \tilde{u}_{C2} \end{bmatrix}}_{\tilde{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} U_{C1}+U_{C2}-R_C I_{Last} \\ U_{C1}+U_{C2}-R_C I_{Last} \\ -\frac{2I_L-I_{Last}}{L} \\ -\frac{2I_L-I_{Last}}{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}} \tilde{d} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{(1-D)R_C}{L} \\ 0 & \frac{(1-D)R_C}{L} \\ 0 & -\frac{1-D}{C} \\ 0 & -\frac{1-D}{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{u}_E \\ \tilde{i}_{L_{last,m}} \end{bmatrix}}_{\tilde{u}} \quad (8.14)$$

8.1.3 Diskussion des Kleinsignalmodells mit vier Energiespeichern

Das aus dem mathematischen Kleinsignalmodell (8.14) abgeleitete Strukturbild ist in Abb. 8.1 dargestellt.

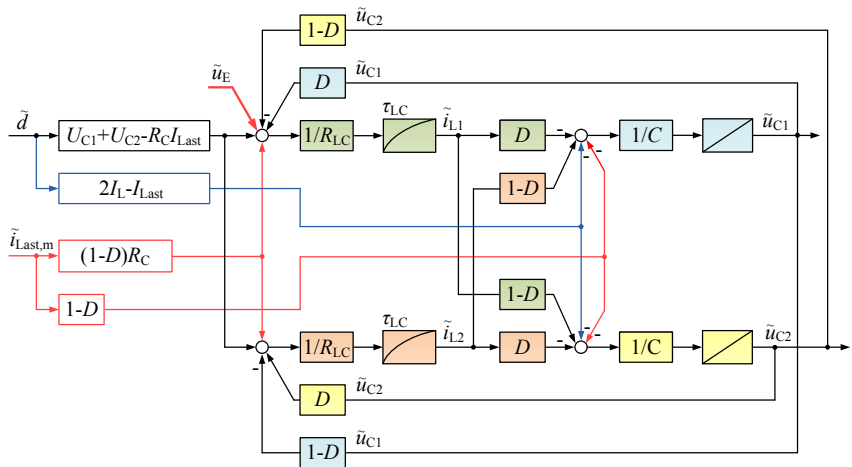


Abbildung 8.1: Strukturbild der Regelstrecke des QZSI

Tabelle 8.1: Simulationsparameter für die Kleinsignalanalyse

U_{C2}	U_E	D	P_{Last}	I_{Last}	I_L	R_L	R_C
250 V	200 V	0,167	35 kW	140 A	175 A	2,5 mΩ	0,75 mΩ

Der Drossel- und Kondensatorwiderstand wirken beide in den Pfaden der Drosselströme zusammengefasst als Widerstand $R_{LC} = R_L + R_C$. In Verbindung mit den Integratoren der Drosseln entstehen zwei PT1-Übertragungsglieder mit der Zeitkonstanten $\tau_{LC} = \frac{L}{R_{LC}}$. Mit den als Integratoren modellierten Kondensatoren sind vier Energiespeicher im Kleinsignalmodell vertreten.

Beim gesteuerten Betrieb der Regelstrecke verursacht eine Kleinsignaländerung des Boost-Aussteuergrads \tilde{d} , unter Annahme gleicher Bauteilwerte, eine gleichartige Änderung der beiden Drosselströme \tilde{i}_{L1} und \tilde{i}_{L2} . Im Anschluss an die beiden PT1-Glieder folgt eine Kreuzverkopplung der beiden Drosselstrompfade mit den Verstärkungen D und $1 - D$. Durch die identische Konfiguration der beiden Strompfade ändern sich die beiden Kondensatorspannungen \tilde{u}_{C1} und \tilde{u}_{C2} in gleicher Weise über einen integralen Zusammenhang. Beide Kondensatorspannungen koppeln wiederum auf die beiden Drosselstrompfade zurück. Der Boost-Aussteuergrad \tilde{d} wirkt weiterhin über die arbeitspunktabhängigen Ströme $2I_L - I_{\text{last}}$ auf die Integratoren der Kondensatoren ein. Demzufolge verursacht eine positive Änderung von \tilde{d} ein Absinken der Kondensatorspannungen, obwohl Gegenteiliges erwünscht ist. Regelungstechnisch wird dieses Phänomen als Nullstelle in der rechten Halbebene erscheinen.

Änderungen des Laststroms $\tilde{i}_{\text{last},m}$ koppeln wiederum auf beide Summationsstellen vor den Integratoren der Kondensatoren ein. Der Einfluss des Innenwiderstands R_C der Kondensatoren auf die Drosselströme bei Laststromänderungen ist im Vergleich zu den Spannungen U_{C1} und U_{C2} des Führungsgrößenpfades vernachlässigbar klein.

Wenn nur Änderungen des Boost-Aussteuergrads und des Laststroms auftreten, kann das symmetrische regelungstechnische Blockschaltbild in zwei identische Teilmodelle aufgeteilt werden [16, 71, 73, 74, 140] und die Regelung einer der beiden Spannungen reicht für das Einstellen der Spitzen-Zwischenkreisspannung aus [E2]. Die Modelle des QZSI und ZSI sind dann identisch [15, 16] und es gilt $\tilde{i}_{L1} = \tilde{i}_{L2} = \tilde{i}_L$ sowie $\tilde{u}_{C1} = \tilde{u}_{C2} = \tilde{u}_C$.

Wird jedoch eine Änderung der Eingangsspannung \tilde{u}_E auf das Z-Netzwerk beaufschlagt, zeigt sich ein grundlegender Unterschied zum ZSI, weil die Eingangsspannung im Gegensatz zu den anderen Eingangsgrößen unsymmetrisch auf das Z-Netzwerk einwirkt. Als Folge können je nach Anregungsfrequenz Schwingungen im Z-Netzwerk ausgelöst werden, welche zu einer Destabilisierung des Regelkreises führen. Um diese Eigenschaft des QZSI besser zu

verstehen, wird das Übertragungsverhalten der einzelnen Energiespeicher des Z-Netzwerks im Frequenzbereich, bei Einwirkung der Eingangsspannung, untersucht. Nach Laplace-Transformation von (8.14) können mit $\tilde{d} = 0$ und $\tilde{i}_{\text{Last}} = 0$ die Übertragungsfunktionen aufgestellt werden:

$$G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{\tilde{i}_{L1}(s)} = \frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{u}_E(s)} = \frac{s^3 LC^2 + sC(1 - 2D + 2D^2)}{s^4 L^2 C^2 + s^2 LC^2(1 - 2D + 2D^2) + (1 - 2D)^2} \quad (8.15)$$

$$G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{\tilde{i}_{L2}(s)} = \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{u}_E(s)} = \frac{sC2D(1 - D)}{s^4 L^2 C^2 + s^2 LC^2(1 - 2D + 2D^2) + (1 - 2D)^2} \quad (8.16)$$

$$G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{u_{C1}} = \frac{\tilde{u}_{C1}(s)}{\tilde{u}_E(s)} = \frac{s^2 LCD - D(1 - 2D)}{s^4 L^2 C^2 + s^2 LC^2(1 - 2D + 2D^2) + (1 - 2D)^2} \quad (8.17)$$

$$G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{u_{C2}} = \frac{\tilde{u}_{C2}(s)}{\tilde{u}_E(s)} = \frac{s^2 LC(1 - D) + 1 - 3D + 2D^2}{s^4 L^2 C^2 + s^2 LC^2(1 - 2D + 2D^2) + (1 - 2D)^2} \quad (8.18)$$

Zur Bewahrung der Übersichtlichkeit, sind die parasitären Widerstände der passiven Bauteile zu Null gewählt worden $R_L = R_C = 0$. Abbildung 8.2 zeigt die Frequenzgänge der Übertragungsfunktionen $G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{u_{C1}}$ und $G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{u_{C2}}$ der Kondensatorspannungen nach (8.17) und (8.18) gemeinsamen in einem Bode-Diagramm. In durchgezogener Linie sind zum Vergleich die Frequenzgänge der detaillierteren Modelle bei Berücksichtigung der parasitären Widerstände $R_L = R_C \neq 0$ zu sehen. Da im ausführlichen Modell nur die Resonanzüberhöhung beeinflusst wird, aber kaum die Eigenfrequenz, kann das ungedämpfte System für die Analyse ohne Weiteres verwendet werden. Zum größten Teil sind beide Modelle deckungsgleich.

Auffällig ist, dass der Phasengang beider Übertragungsfunktionen bis kurz nach der ersten Resonanzfrequenz bei 274 Hz nahezu deckungsgleich ist und die Amplitudengänge sich unterscheiden. Nach dem ersten Resonanzpunkt weichen Phasen- und Amplitudengänge stark voneinander ab. Werden Eingangsspannungen eingepreist, die Frequenzanteile größer als die zweite Resonanzfrequenz aufweisen, sind die resultierenden Spannungsanteile am Kondensator C_2 um -180° phasenverschoben und an C_1 um -360° . Die Amplituden haben unterschiedlich große Verstärkungen. Für die Übertragungsfunktionen $G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{i_{L1}}$ und $G(s) \Big|_{\tilde{u}_E}^{i_{L2}}$ der Drosselströme ergibt sich ein ähnliches Bodediagramm mit Phasenverschiebungen von -90° und -270° [E2]. Wirkt also eine Störung mit Frequenzen größer der zweiten Resonanzfrequenz ein, oszillieren die Ströme und Spannungen im Z-Netzwerk gemäß den Übertragungsfunktionen (8.15)-(8.18).

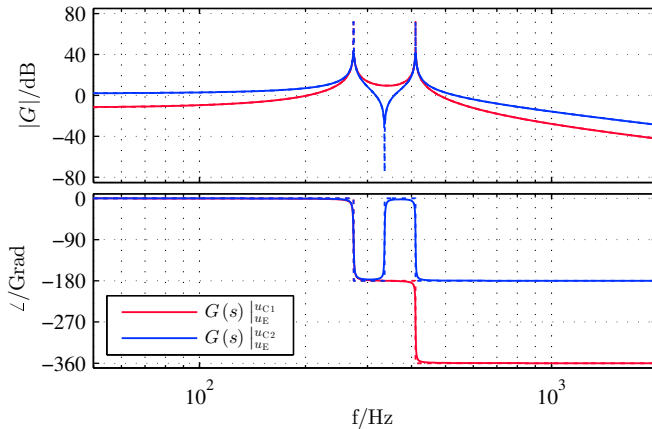


Abbildung 8.2: Bodediagramme der Übertragungsfunktionen $G(s) \Big|_{\substack{u_{C1} \\ u_E}}$ und $G(s) \Big|_{\substack{u_{C2} \\ u_E}}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 200 \text{ V}$

8.1.4 Kleinsignalmodell des QZSI mit reduzierter Ordnung

Selbst im geregelten Betrieb des QZSI ist beim Auftreten von Störungen der Eingangsspannung eine Konstanzhaltung der Zwischenkreisspannung nicht zu bewerkstelligen, weil die Annahme der gleichen dynamischen Änderung der Drosselströme bzw. Kondensatorspannungen nicht mehr gültig ist und nur der Boost-Aussteuergrad als Stellgröße verfügbar ist. Vor allem periodische Störungen führen zu einer dauerhaften Schwingung in der Zwischenkreisspannung bis hin zur Instabilität [E2]. Aber auch hochdynamische Sprünge in der Eingangsspannung, wie sie bei Leistungsänderungen in Batterien und Brennstoffzellen auftreten können [4], beeinträchtigen eine Regelung der Zwischenkreisspannung.

Ordnungsreduktion durch Summenbildung

Um die unsymmetrische Einkopplung der Eingangsspannung auf das Z-Netzwerk regelungstechnisch zu eliminieren, wird das Kleinsignalmodell vierter Ordnung nach (8.14) durch Summation der ersten und zweiten Zeile, bzw. der dritten und vierten Zeile

$$\tilde{i}_{L12} = \tilde{i}_{L1} + \tilde{i}_{L2} \tag{8.19}$$

$$\tilde{u}_{ZK} = \tilde{u}_{C1} + \tilde{u}_{C2} \tag{8.20}$$

in ein Modell zweiter Ordnung umgeformt:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L12} \\ \dot{\tilde{u}}_{ZK} \end{bmatrix}}_{\dot{\tilde{\mathbf{x}}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1-2D}{L} \\ \frac{1-2D}{C} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}'} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L12} \\ \tilde{u}_{ZK} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{x}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2\hat{U}_{ZK}}{L} \\ -\frac{2(2I_L - I_{Last})}{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}'} \tilde{d} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{2(1-D)}{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}'} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{u}_E \\ \tilde{i}_{Last,m} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{u}}} \quad (8.21)$$

Mit \mathbf{A}' wird die in der Ordnung reduzierte System- oder Dynamikmatrix beschrieben [94, 131], mit \mathbf{b}' der Eingangsvektor und mit \mathbf{E}' wird das Störverhalten der Strecke charakterisiert.

Durch die Summation ist eine symmetrische Regelstrecke entstanden, bei der keine Schwingungen in den Summenstrom \tilde{i}_{L12} und die Summenspannung \tilde{u}_{ZK} bei Änderungen der Eingangsspannung injiziert werden. Vereinfacht wird jetzt der parasitäre Widerstand der Kondensatoren zu Null gewählt $R_C = 0$, da dieser vernachlässigbar klein ist [D1].

Wird anstelle der Summe die Differenz gebildet, entfällt die Stellgröße d , weil die Elemente des Eingangsvektors sich zu Null ergeben. Damit wird klar, dass eine zusätzliche Regelung des Differenzstroms nicht möglich ist. Nur ein zusätzlich aufgeschaltetes Eingangssignal könnte laut der Differenzbetrachtung Abhilfe schaffen.

Die Übertragungseigenschaften der Regelstrecke können durch die entsprechenden Führungs- und Störgrößen-Übertragungsfunktionen charakterisiert werden. Zur Modellverifikation ist in Abb. 8.3 das Bodediagramm der Führungsgrößen-Übertragungsfunktion mit Totzeitglied

$$G_{Tot}(s) \Big|_{\tilde{d}}^{\tilde{u}_{ZK}} = G(s) \Big|_{\tilde{d}}^{\tilde{u}_{ZK}} \cdot G_{Tot}(s) = \frac{2(1-2D)\hat{U}_{ZK} - 2(2I_L - I_{Last})(sL + R_L)}{s^2LC + sR_LC + (1-2D)^2} \cdot e^{-sT_{Tot}} \quad (8.22)$$

dargestellt. $G(s) \Big|_{\tilde{d}}^{\tilde{u}_{ZK}}$ kann mit

$$G(s) = \mathbf{c}^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A}')^{-1} \mathbf{b}' \quad (8.23)$$

direkt ermittelt werden.

Das Totzeitglied

$$G_{\text{Tot}}(s) = e^{-sT_{\text{Tot}}} \tag{8.24}$$

modelliert näherungsweise die im Signalverarbeitungssystem vorhandene Rechenzeit von einer Taktperiode sowie das abtastende Verhalten des Stromrichters [131, 146]:

$$T_{\text{Tot}} = 1,5 \cdot T_p \tag{8.25}$$

Zur Modellverifikation sind zusätzlich noch Datenpunkte ins Diagramm eingetragen, die aus einer Kleinsignalanalyse mit Hilfe der Simulation der getakteten Strecke aus der Software *Plecs* gewonnen wurden. Der Frequenzgang der ebenfalls dargestellten zeitdiskreten Übertragungsfunktion $G_{\text{Tot}}(z) \Big|_{\tilde{u}_{\text{ZK}}/\tilde{d}}$ wird in Abs. 8.2 thematisiert.

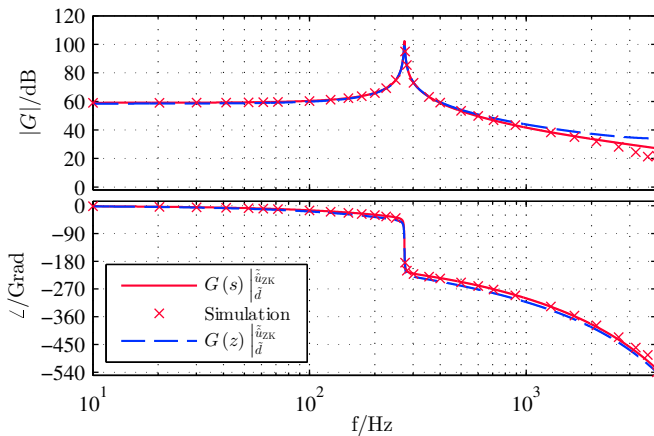


Abbildung 8.3: Bodediagramm der Übertragungsfunktion $G_{\text{Tot}}(s) \Big|_{\tilde{u}_{\text{ZK}}/\tilde{d}}$ mit den Parametern aus Tab. 8.1. Die Kreuze zeigen Simulationsdaten, in blau ist der Verlauf der zeitdiskreten Funktion zu sehen

Weitergehende Analysen des Kleinsignalmodells des offenen Regelkreises, die auch das Streckenverhalten bei Parametervariation berücksichtigen, sind hinsichtlich in der Literatur besprochen worden [15, 16, 64, 66, 67, 72, S8].

Bestimmung der Zwischenkreisspannung

Wie in Abs. 2.5.2 gezeigt wurde, ist die Phasenspannung des ausgangsseitigen Stellglieds im stationären Zustand durch die stationären Größen der Spitzen-Zwischenkreisspannung und des Boost-Aussteuergrad durch $\frac{\hat{U}_{ZK}}{\sqrt{3}}(1-D)$ oder $\frac{U_{C2}}{\sqrt{3}}$ begrenzt (s. (2.89)). Für den stationären Betrieb reicht es demnach aus, entweder \hat{U}_{ZK} oder U_{C2} einzustellen.

Aufgrund der Taktung der Zwischenkreisspannung wurden für den ZSI verschiedene indirekte Messmethoden vorgestellt, die den direkt gemessenen oder indirekt berechneten Wert der Spannung \hat{u}_{ZK} oder den Messwert von u_{C2} verwenden. Gemeinsamer Nachteil ist das Auftreten von ungewollten Schwingungen in der Zwischenkreisspannung des QZSI, falls die Eingangsspannung gestört ist. Außerdem wird nicht der tatsächliche Mittelwert gemessen.

In [39, 67, 78, 136, 138, 139] wird der zeitlich veränderliche Spannungswert der Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} durch Differenzbildung aus $2u_{C2} - u_E$ mit Hilfe der gemessenen Spannungen gewonnen. Angewendet auf den QZSI [117] liefert diese Methode den korrekten Wert von \hat{u}_{ZK} , solange die Eingangsspannung nicht gestört ist. Wird weiterhin beim ZSI nur eine der beiden Kondensatorspannungen gemessen [75, 77, 82–86] oder beim QZSI die Spannung u_{C2} [73, 140], ist wie weiter unten gezeigt wird, keine genau Vorhersage der mittleren Zwischenkreisspannung möglich. Die Autoren aus [15] schlagen für den ZSI vor, die Spannung eines Kondensators zu messen und den Spitzenwert der Zwischenkreisspannung mit

$$\hat{u}_{ZK,ga} = \frac{u_{C2}}{1-d} \quad (8.26)$$

zu berechnen. Da es sich um die Gleichung des stationären Falls nach (2.64) handelt, ist diese Vorgehensweise für dynamische Vorgänge nicht korrekt. Trotzdem findet diese Variante der Spannungsbestimmung in [71] Anwendung für den QZSI.

Beim QZSI kann passend zum entwickelten Kleinsignalmodell der Spitzenwert der Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} durch Messung beider Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C2} sowie anschließender Addition exakt bestimmt werden [3, E1, E2, 44, 141]. Mit einer geeigneten Regelungsstrategie ist \hat{u}_{ZK} dann auch bei gestörter Eingangsspannung stabil regelbar [E2].

Für eine korrekte Bestimmung der tatsächlich verfügbaren maximalen Spannung ist jetzt noch der Mittelwert zu bestimmen.

Vervollständigung des Kleinsignalmodells um die mittlere Zwischenkreisspannung

Das bisherige Kleinsignalmodell beschränkte sich auf die Energiespeicher des Z-Netzwerks, die sich aufgrund des integralen Verhaltens nicht sprungförmig ändern können. Anders ist dies bei der mittleren Zwischenkreisspannung

$$u_{ZK,m}(t) = (1 - d(t)) \hat{u}_{ZK}(t) \tag{8.27}$$

Gemäß dieser Gleichung können sich bei dynamischen Vorgängen sowohl der Boost-Aussteuergrad d als auch die Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} ändern. Da d die Stellgröße der Regelstrecke des QZSI darstellt, kann sich diese sprungförmig ändern und eine ebenfalls sprungförmige Änderung der mittleren Zwischenkreisspannung $u_{ZK,m}$ bewirken.

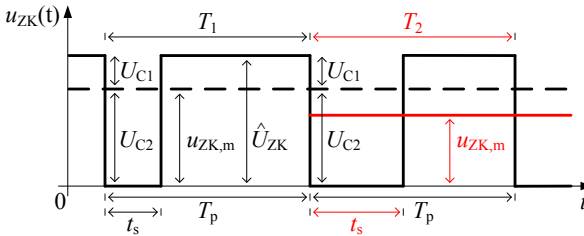


Abbildung 8.4: Verlauf der mittleren Zwischenkreisspannung bei Änderung des Boost-Aussteuergrads

Abbildung 8.4 zeigt den prinzipiellen Vorgang, wenn der Boost-Aussteuergrad ausgehend vom stationären Zustand in der Taktperiode T_1 , in der darauf folgenden Periode T_2 sprungförmig geändert wird. Mit den über die Taktperiode als konstant angenommenen Kondensatorspannungen ist zu erkennen, dass eine Vergrößerung des Aussteuergrads zu einem sofortigen Einbruch des Mittelwerts $u_{ZK,m}$ führt. Wenn die Last an der Spannungsgrenze betrieben wird, verursacht eine abrupte Änderung $u_{ZK,m}$ einen Einbruch des Laststroms. In diesem Fall ist kein Freilaufzustand mehr als Reserve vorhanden, der zum Ausgleich des vergrößerten Boostzustands mit aktiven Zuständen gefüllt werden kann. Das Phänomen wird in [64] genauer analysiert und zeigt sich auch hier in den Messergebnissen.

Offensichtlich begrenzen nicht direkt die Kondensatorspannungen die Phasenspannungen der Maschine, sondern der dynamische Mittelwert $u_{ZK,m}$. Regelungstechnisch gesehen wird die unverzögerte Einwirkung der Stellgröße auf

eine Ausgangsgröße mit einem Durchgriff beschrieben [131]. Somit ist $u_{ZK,m}$ nur als Ausgangsgröße nach (8.29) festzulegen und kann nicht als Zustandsgröße definiert werden. Selbst wenn die getaktete Spannung des Zwischenkreises durch kostenintensive Überabtastung gemessen wird, ist die direkte Regelung des Spannungsmittelwerts nicht möglich. Deswegen wird der Spitzenwert \hat{u}_{ZK} geregelt und $u_{ZK,m}$ mit (8.27) berechnet. Vor allem für die Generierung der Steuerimpulse der DBS ist es wichtig den dynamisch korrekten Wert zu verwenden (s. Abs. 8.4).

Das Kleinsignalmodell der mittleren Zwischenkreisspannung kann durch Linearisierung von (8.27) um den Arbeitspunkt (D, \hat{U}_{ZK}) gewonnen werden [E1, 67]:

$$\tilde{u}_{ZK,m} = \tilde{u}_{ZK} (1 - D) - \tilde{d} \hat{U}_{ZK} \quad (8.28)$$

Das reduzierte Kleinsignalmodell des QZSI wird vollständig mit (8.21) und (8.28) beschrieben. Wenn der Mittelwert als Ausgangsgröße des Modells definiert wird, folgt mit dem Ausgabevektor \underline{c} in Vektorschreibweise:

$$\underbrace{\tilde{u}_{ZK,m}}_{\underline{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 - D \end{bmatrix}}_{\underline{c}^T} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L12} \\ \tilde{u}_{ZK} \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \hat{U}_{ZK} \tilde{d} \quad (8.29)$$

Das Strukturbild des Modells der mittleren Zwischenkreisspannung ist in Abb. 8.6 dargestellt.

8.2 Regelung der Zwischenkreisspannung

Da der Stromrichter ein Halteglied darstellt [99, 146] und die Regelung zeitdiskret in einem digitalen Signalverarbeitungssystem ablaufen soll, besteht prinzipiell die Notwendigkeit der Zeitdiskretisierung der Regelstrecke und die Anwendung zeitdiskreter Regelalgorithmen. Bei einer ausreichend großen Abtastfrequenz im Verhältnis zu den vorkommenden Streckenzeitkonstanten, kann jedoch zu einer quasikontinuierlichen Systembetrachtung übergegangen werden [99, 131]. Mit Ausnahme von Zustandsreglern lassen sich dann Standardregelkreise im Frequenzbereich nach Laplace-Transformation [131, 147] entwerfen. Die Regler sind dann noch zeitdiskret im Signalprozessor zu implementieren.

Aufgrund einer ausreichend großen Abtastfrequenz kommt in dieser Arbeit zweischleifiger Kaskadenregler zum Einsatz, dessen Entwurf quasikontinuierlich erfolgt. Vorteil dieser Vorgehensweise gegenüber einem zeitdiskreten Entwurf ist der deutlich geringere mathematische Modellierungsaufwand. Neben Kaskadenreglern sind oft auch einschleifige Spannungsregelkreise zu finden, die aber eine schlechtere Regelgüte aufweisen und keine Möglichkeit zur Begrenzung des Drosselstroms vorsehen [67, 75–85]. Aus Sicherheitsgründen sollte auf eine kontrollierte Begrenzung der Drosselströme auf die vorgesehenen Maximalwerte nicht verzichtet werden.

Um zu überprüfen, ob die Abtastfrequenz ausreichend groß ist für einen quasikontinuierlichen Entwurf, stellt Abb. 8.3 die Frequenzgänge der kontinuierlichen Übertragungsfunktion (8.22) und der zeitdiskreten gegenüber. Die Herleitung der zeitdiskreten Strecke ist in Kurzfassung im Anhang A.7 dargelegt. Ausführliche Beschreibungen sind in [132, S8] zu finden. Die geringe Abweichung der Modelle bei der gewählten Taktfrequenz von $f_p = 8\text{kHz}$ rechtfertigt die Anwendung eines quasikontinuierlichen Entwurfs in diesem Betriebspunkt. Für kleine Systemleistungen entstehen größere Abweichungen der Frequenzgänge, die jedoch aufgrund der Robustheit des Regelkreises noch vernachlässigbar klein sind. Es ist anzumerken, dass die zeitdiskrete Übertragungsfunktion explizit das Verhalten des symmetrischen Dreieck-Modulators berücksichtigt [133, S8]. Wird eine konventionelle Zeitdiskretisierung der Strecke mit Totzeiten vorgenommen [131, 132], kommt es zu deutlich größeren Abweichungen aufgrund der fehlerhaften Modellierung.

Sollen Zustandsregler für totzeitbehaftete Strecke appliziert werden, ist von Grund auf ein zeitdiskreter Entwurf notwendig [99, S8]. Obwohl mit einem klassischen Zustandsregler, mit einer Vorgabe der Pole, im Vergleich zum Kaskadenregler eine bessere Regelgüte erreicht werden kann [S8], wird von einer Implementierung abgesehen. Nachteil ist die fehlende Möglichkeit, den Drosselstrom in einfacher Weise unabhängig von der Spannung zu begrenzen sowie einer geringeren Robustheit gegenüber Parameteränderungen.

Im folgenden wird schrittweise die Kaskadenreglerstruktur hergeleitet und die Parametrisierung der Regler beschrieben. Der Regelkreis wird auf das Verhalten bei Variation der Streckenparameter untersucht. Simulationen und Versuchsergebnisse verifizieren das theoretische Verhalten.

8.2.1 Stromregelkreis

Im ersten Schritt wird die Strecke des inneren Stromregelkreises mit $\tilde{u}_E = 0$ und $\tilde{u}_{ZK} = 0$ aus der ersten Zeile von (8.21) gebildet. Die Führungsgrößen-Übertragungsfunktion resultiert mit der Drosselzeitkonstanten $\tau_L = \frac{L}{R_L}$ zu

$$G_i(s) = \frac{\tilde{i}_{L12}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{2\hat{U}_{ZK}}{R_L} \frac{1}{1+s\tau_L} \quad (8.30)$$

Erweitert um die bereits beschriebene Totzeit nach (8.24) lautet die Übertragungsfunktion

$$G_{i,Tot}(s) = \frac{\tilde{i}_{L12}(s)}{\tilde{d}(s)} = G_i(s) \cdot G_{Tot}(s) = \frac{2\hat{U}_{ZK}}{R_L} \frac{1}{1+s\tau_L} e^{-sT_{Tot}} \quad (8.31)$$

Der Einfluss der Kondensatorspannung \tilde{u}_{ZK} kann nur vernachlässigt werden, wenn die Kondensatoren relativ große Kapazitätswerte besitzen, oder \tilde{u}_{ZK} als Störgröße vorgesteuert wird. Ist beides nicht gegeben, muss die Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises aus der ersten und zweiten Zeile von (8.21) gebildet werden [15, 16, 67, 71, 78]. Als Auswirkungen des nicht vernachlässigbaren Einflusses der Kondensatorspannung weist der Stromregelkreis sehr schlechte dynamische Eigenschaften auf. Aus diesem Grund wird in der Regelungsstruktur die Zwischenkreisspannung vorgesteuert [E1, 148]. Ebenso wird \tilde{u}_E als Störgröße aufgefasst und durch einen Vorwärtspfad kompensiert [76]. Das Kleinsignal-Strukturmodell der Regelstrecke ist in Abb. 8.5 mit den Störgrößen und den entsprechenden Kompensationsgrößen als Teil des geschlossenen Regelkreises zu sehen. Die Störgrößen sind in rot dargestellt und die Kompensationsgrößen in blau. Durch die Totzeit kann keine vollständige Auslöschung erreicht werden.

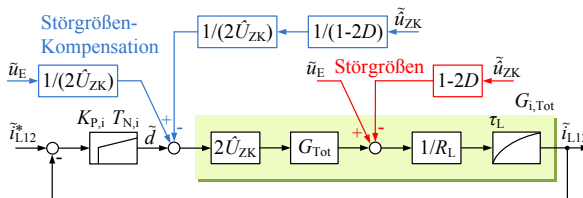


Abbildung 8.5: Kleinsignalmodell des geschlossenen Stromregelkreises mit PI-Regler und Störgrößenkompensation

Für die Implementierung der Störgrößenaufschaltung im DSP wird (2.63) nach dem Boost-Aussteuergrad umgestellt und die stationären Spannungen durch die entsprechenden Messwerte ersetzt:

$$d_{vw} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{u_E}{\hat{u}_{ZK}} \right) \quad (8.32)$$

Als nächstes wird die Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises $G'_{i,O}(s)$ unter Verwendung eines PI-Reglers $G_{i,PI}(s)$ betrachtet:

$$\begin{aligned} G'_{i,O}(s) &= \frac{G_i(s)}{\hat{U}_{ZK}} \cdot G_{Tot}(s) \cdot G_{i,PI}(s) = \\ &= \frac{2}{R_L} \frac{1}{1 + s\tau_L} e^{-sT_{Tot}} \frac{K_{P,i}(1 + sT_{N,i})}{sT_{N,i}} \end{aligned} \quad (8.33)$$

Die vom Arbeitspunkt abhängige Spannung \hat{U}_{ZK} wurde aus dem offenen Regelkreis herausgezogen und wird im DSP online als gefilterter Messwert verrechnet (s. Abb. 8.13). Als Resultat dieser Streckenadaptation an den Arbeitspunkt ist die Stromregelstrecke nur noch abhängig von den Parametern der Drosseln. Mit dem I-Anteil des PI-Reglers müssen durch die Entkopplung des Stromregelkreises von den besprochenen Störgrößeneinflüssen nur noch Parameterungenauigkeiten der passiven Komponenten und der Halbleiter ausgeglichen werden. Die Nachstellzeit $T_{N,i}$ des PI-Reglers kann unter diesen Bedingungen relativ groß gewählt werden.

Für die Auslegung des Stromreglers bietet es sich deswegen an, das Führungsgrößenverhalten des Regelkreises mit dem *Betragsoptimum* zu optimieren [99]. Mit einer Nachstellzeit von

$$T_{N,i} = \tau_L = \frac{200 \mu\text{H}}{2,5 \text{ m}\Omega} = 80 \text{ ms} \quad (8.34)$$

wird die Nenner-Nullstelle $s = -\frac{1}{\tau_L}$ kompensiert. Die Proportionalverstärkung $K_{P,i}$ ist mit

$$K_{P,i} = \frac{L}{2T_{Tot}} \left(\frac{\pi}{2} - \phi_i \right) \quad (8.35)$$

zu bestimmen [99]. Als Phasenreserve wird $\phi_i = 63,5^\circ$ wie beim *Betragsoptimum* ohne Totzeit gewählt [99] und ergibt $K_{P,i} = 0,247$.

Die Durchtrittsfrequenz des offenen Stromregelkreises liegt damit bei $\omega_0 = 2466,73 \frac{1}{s}$.

Für die anschließende Bildung des Spannungsregelkreises wird die Führungsgrößen-Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises unter Einbeziehung von \hat{U}_{ZK} aufgestellt:

$$G_{i,G}(s) = \frac{\tilde{i}_{L12}(s)}{\tilde{i}_{L12}^*(s)} = \frac{\hat{U}_{ZK} G'_{i,O}(s)}{1 + \hat{U}_{ZK} G'_{i,O}(s)} = \frac{2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} (1 + sT_{N,i}) e^{-sT_{Tot}}}{s^2 T_{N,i} L + sT_{N,i} R_L + 2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} (1 + sT_{N,i}) e^{-sT_{Tot}}} \quad (8.36)$$

8.2.2 Spannungsregelkreis

Im nächsten Schritt wird der Stromregelkreis um einen überlagerten Spannungsregler erweitert und ein Verfahren beschrieben, mit dessen Hilfe die Reglerparameter anhand der Polvorgabe des geschlossenen Regelkreises berechnet werden können. Dabei werden schrittweise unterschiedliche Streckenvereinfachungen durchgeführt. Es wird sich zeigen, dass die Zeitkonstante der Nullstelle in der rechten Halbebene einen entscheidenden Einfluss auf die Reglerparametrierung nimmt.

Das resultierende Kleinsignal-Strukturmodell der gesamten Regelstrecke ist in Abb. 8.6 mit unterlagertem Stromregler abgebildet. In blauer Farbe ist das Kleinsignalmodell der mittleren Zwischenkreisspannung nach (8.29) illustriert. Vor dem Kondensatorpfad koppelt der Laststrom $\tilde{i}_{Last,m}$ als Störgröße ein, welcher über die Vorgabe eines zusätzlichen Drosselstromsollwerts mit

$$i_{L12,vw} = 2 \frac{p_{Last}}{u_E} = 2 \frac{\frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q)}{u_E} \quad (8.37)$$

mit Hilfe der momentanen Wirkleistung $p_{Last} = p_S$ der PMSM in dq-Schreibweise in der DSP-Software vorgesteuert wird [94]. Die Dynamik des inneren Stromregelkreises wird dabei vernachlässigt. Innerhalb der Spannungsgrenze $\frac{u_{ZK,m}}{\sqrt{3}}$ der Maschine werden für i_d und i_q die Sollwerte verwendet und an der Spannungsgrenze die Istwerte. An der Spannungsgrenze stimmt die Sollleistung nicht mehr mit der Istleistung überein. Durch die Verwendung der Istwerte an der Spannungsgrenze wird eine unnötig große Solländerung der Zwischenkreisspannung vermieden.

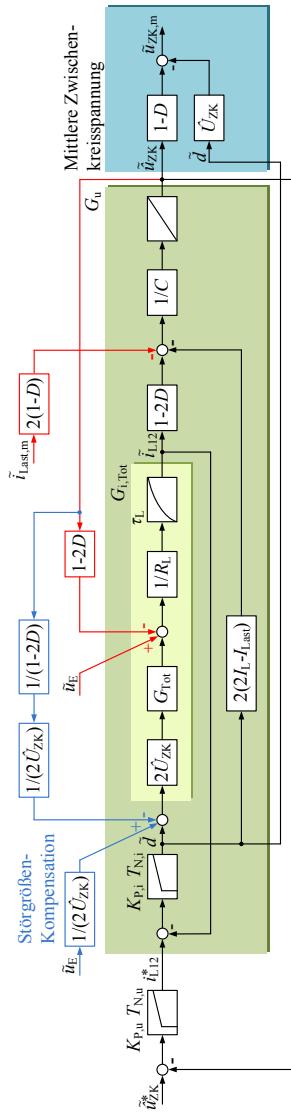


Abbildung 8.6: Kleinsignal-Gesamtmodell des Spannungsregelkreises

Modellierung der Spannungsregelstrecke

Für die Modellierung der Spannungsregelstrecke wird zuerst (8.31) nach \tilde{d} aufgelöst

$$\tilde{d}(s) = \frac{\tilde{i}_{L12}(s)}{G_{i,Tot}(s)} \quad (8.38)$$

und (8.36) nach \tilde{i}_{L12} umgestellt

$$\tilde{i}_{L12} = \tilde{i}_{L12}^* G_{G,i}(s) \quad (8.39)$$

sowie anschließend in (8.38) eingesetzt:

$$\tilde{d}(s) = \tilde{i}_{L12}^*(s) \frac{G_{G,i}(s)}{G_{i,Tot}(s)} \quad (8.40)$$

Um zur Übertragungsfunktion der Spannungsregelstrecke $G_u(s) = \frac{\tilde{u}_{ZK}}{\tilde{i}_{L12}^*(s)}$ zu gelangen, werden (8.39) und (8.40) in die zweite Zeile von (8.21) eingesetzt. Mit $\tilde{i}_{Llast,m}(s) = 0$ resultiert:

$$G_u(s) = \frac{\tilde{u}_{ZK}}{\tilde{i}_{L12}^*(s)} = \frac{2V_{P,i}(1+sT_{N,i})((1-2D)\hat{U}_{ZK}e^{-sT_{Tot}} - (2I_L - I_{Last})(sL + R_L))}{s^2T_{N,i}L + sT_{N,i}R_L + 2\hat{U}_{ZK}V_{P,i}(1+sT_{N,i})e^{-sT_{Tot}}} \frac{1}{sC} \quad (8.41)$$

Um diese Übertragungsfunktion besser handhabbar zu machen, wird das Totzeitglied $G_{Tot}(s)$ durch ein PT1-Glied angenähert

$$G'_{Tot}(s) \approx \frac{1}{1+sT_{Tot}} \quad (8.42)$$

mit dem Ergebnis einer approximierten Übertragungsfunktion der Spannungsregelstrecke

$$G'_u(s) = \frac{\tilde{u}_{ZK}(s)}{\tilde{i}_{L12}^*(s)} \approx \frac{2K_{P,i}(1+sT_{N,i})\left(\hat{U}_{ZK}(1-2D) - (2I_L - I_{Last})(s^2LT_{Tot} + s(L - R_L T_{Tot}) - R_L)\right)}{\left(s^3LT_{N,i}T_{Tot} + s^2T_{N,i}(L + R_L T_{Tot}) + sT_{N,i}(2\hat{U}_{ZK}K_{P,i} + R_L) + 2\hat{U}_{ZK}K_{P,i}\right)} sC \quad (8.43)$$

Die Annäherung mit einem PT1-Glied ist zulässig, weil der Spannungsregler aus Stabilitätsgründen auf eine niedrigere Durchtrittsfrequenz als der Stromregler ausgelegt wird. Der Einfluss der Totzeit auf die Auslegung des Spannungsreglers ist damit geringer als auf den Stromregler. Wie in Abb. 8.7 zu sehen ist, weichen die Frequenzgänge des approximierten und ausführlichen Modells bis $\omega = 2000 \frac{1}{s}$ wenig voneinander ab. Erst im Bereich höherer Frequenzen treten deutlichere Differenzen auf, die aber vernachlässigbare Auswirkungen auf die Modellierung haben.

Eine Annäherung des Übertragungsverhaltens des inneren Stromregelkreises als PT1-Glied [99] ist aufgrund der deutlichen Modellabweichungen nicht sinnvoll.

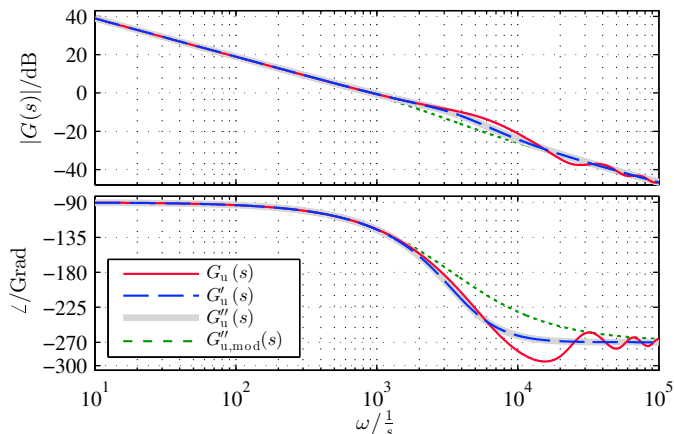


Abbildung 8.7: Bodediagramme der Übertragungsfunktionen der Spannungsregelstrecke mit und ohne Totzeinäherung ($G'_u(s)$, $G_u(s)$) sowie der approximierten Übertragungsfunktion $G''_u(s)$ und der in der Ordnung reduzierten Funktion $G''_{u,mod}(s)$, Parameter aus Tab. 8.1

Vereinfachung der Spannungsregelstrecke

Das Modell der Spannungsregelstrecke nach (8.43) hat ohne Rechnerstützung wenig Aussagekraft hinsichtlich des dynamischen Verhaltens, weil die Nullstellen des Nenners nicht ohne weiteres ersichtlich sind. Um zu einer besseren Darstellung mit faktorisierten Polynomen zu gelangen, wird die Methode der *Low-Q* Approximation angewendet [116, 149]. Diese erlaubt es, ein beliebiges

Polynom n-ter Ordnung in ein faktorisiertes Polynom zu überführen, wenn die Koeffizienten bestimmte Bedingungen erfüllen [116]. Als prinzipielle Voraussetzung müssen die Null- bzw. Polstellen weit genug auseinander liegen. Mit der Herleitung aus dem Anhang A.8.1 wird das vereinfachte Modell der Spannungsregelstrecke

$$G_u''(s) = \frac{\tilde{u}_{ZK}(s)}{\tilde{i}_{L12}^*(s)} \approx \frac{\hat{U}_{ZK}(1-2D) - (2I_L - I_{Last})(s^2 LT_{Tot} + s(L - R_L T_{Tot}) - R_L)}{sC\hat{U}_{ZK}\left(s^2 \frac{LT_{Tot}}{2\hat{U}_{ZK}K_{P,i}+R_L} + s \frac{L+R_L T_{Tot}}{2\hat{U}_{ZK}K_{P,i}+R_L} + 1\right)} \quad (8.44)$$

ermittelt. Die Zählernullstelle $1 + sT_{N,i}$ aus (8.43) kann, wie im Anhang A.8.1 beschrieben, mit einer Nullstelle des Zählers in guter Näherung gekürzt werden. Nach Abb. 8.7 stimmen der approximierte und der originale Frequenzgang überein.

Das Nennerpolynom von $G_u''(s)$ besteht aus einem PT2-Glied in Standard-Notation [131]

$$G_{PT2}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_e^2} + 2\frac{\xi}{\omega_e}s + 1} \quad (8.45)$$

und einem Integrierglied. Die Dämpfung des PT2-Glieds beträgt

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{L + R_L T_{Tot}}{2\hat{U}_{ZK}K_{P,i} + R_L} \omega_e \quad (8.46)$$

und die ungedämpfte Eigenkreisfrequenz

$$\omega_e = \sqrt{\frac{2\hat{U}_{ZK}K_{P,i} + R_L}{LT_{Tot}}} \quad (8.47)$$

Aus dem Zähler ergeben sich durch Lösen der quadratischen Gleichung eine Nullstelle s_{NLH} in der linken Halbebene und $s_{N RH}$ in der rechten:

$$s_{NLH} = -\frac{1}{2} \frac{L - R_L T_{Tot}}{LT_{Tot}} + \sqrt{\frac{(1-2D)\hat{U}_{ZK}}{LT_{Tot}(2I_L - I_{Last})} + \frac{R_L}{LT_{Tot}} + \frac{1}{4} \left(\frac{L - R_L T_{Tot}}{LT_{Tot}} \right)^2} \quad (8.48)$$

$$s_{\text{NRH}} = -\frac{1}{2} \frac{L - R_L T_{\text{Tot}}}{LT_{\text{Tot}}} - \sqrt{\frac{(1 - 2D) \hat{U}_{\text{ZK}}}{LT_{\text{Tot}}(2I_L - I_{\text{Last}})} + \frac{R_L}{LT_{\text{Tot}}} + \frac{1}{4} \left(\frac{L - R_L T_{\text{Tot}}}{LT_{\text{Tot}}} \right)^2} \quad (8.49)$$

Durch die Nullstelle in der rechten Halbebene ist die Spannungsregelstrecke nicht-minimalphasig [131, 147], was eine Verschlechterung der dynamischen Eigenschaften der Regelstrecke und einen erhöhten Aufwand bei der Reglerauslegung zur Folge hat.

Faktoriert lautet die Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises mit $K = C\hat{U}_{\text{ZK}}$:

$$G_u''(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ZK}}(s)}{i_{\text{L12}}^*(s)} \approx \frac{(1 + s_{\text{NLH}})(1 - s_{\text{NRH}})}{K \left(\frac{s^2}{\omega_c^2} + 2 \frac{\xi}{\omega_c} s + 1 \right) s} \quad (8.50)$$

Dynamische Eigenschaften der Spannungsregelstrecke

Anhand der reduzierten Kleinsignal-Übertragungsfunktion $G_u''(s)$ lassen sich Aussagen über das dynamische Verhalten der Spannungsregelstrecke treffen. Zu diesem Zweck wird die Pol- und Nullstellenverteilung in der komplexen Ebene, unter Variation der Streckenparameter untersucht. Da die mittlere Zwischenkreisspannung auf einen konstanten Wert geregelt werden soll, sind die Eingangsspannung sowie die Ausgangsleistung als variabel angenommen.

In Abb. 8.8 ist das Pol-Nullstellendiagramm der Regelstrecke $G_u''(s)$ zu sehen. Die Ausgangsleistung variiert im Bereich $P_{\text{Last}} = 50\text{kW}, 25\text{kW}, 10\text{kW}, 5\text{kW}, 2,5\text{kW}$. Wie auch aus (8.46) und (8.47) ersichtlich ist, sind die Polstellen unabhängig von Änderungen der Ausgangsleistung. Die Nullstellen dagegen wandern für größer werdende Leistungen in Richtung Nullpunkt und verursachen eine zunehmende Destabilisierung der Regelstrecke.

Im zweiten Fall wird die Eingangsspannung U_E variiert und die mittlere Zwischenkreisspannung auf einen Wert von $U_{C2} = 250\text{V}$ festgelegt sowie die Ausgangsleistung auf $P_{\text{Last}} = 35\text{kW}$. Abb. 8.9 zeigt entsprechend (8.46) und (8.47) eine Veränderung der Dämpfung und der Eigenfrequenzen. Während die Realteile $\xi \omega_c$ für alle Spannungen unverändert bleiben, ändern sich die gedämpften Eigenkreisfrequenzen gemäß $\omega_c \sqrt{1 - \xi^2}$. Die Polstellen bewegen sich auf einer Parallelen zur Imaginärachse vom Ursprung weg. Desweiteren wandern die Nullstellen desto weiter Richtung Ursprung, je kleiner die Eingangsspannung wird. Für die Auslegung des Spannungsreglers muss der Einfluss der arbeitspunktabhängigen Parameter berücksichtigt werden.

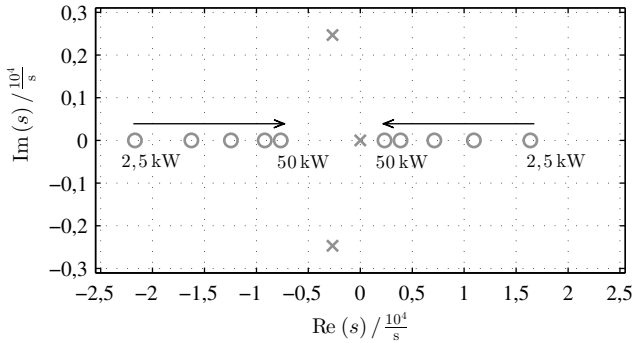


Abbildung 8.8: Pol-Nullstellendiagramm der Übertragungsfunktion $G_u''(s)$ der Spannungs-Regelstrecke unter Variation der Ausgangsleistung, $P_{\text{Last}} = 50 \text{ kW}, 25 \text{ kW}, 10 \text{ kW}, 5 \text{ kW}, 2,5 \text{ kW}$ und $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 200 \text{ V}$

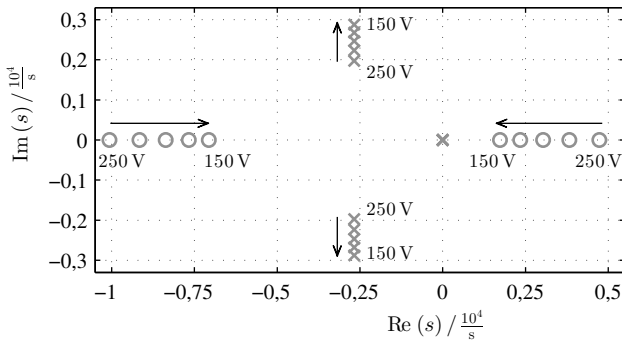


Abbildung 8.9: Pol-Nullstellendiagramm der Übertragungsfunktion $G_u''(s)$ der Spannungs-Regelstrecke unter Variation der Eingangsspannung $U_E = 250 \text{ V}, 225 \text{ V}, 200 \text{ V}, 175 \text{ V}, 150 \text{ V}$ und $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $P_{\text{Last}} = 35 \text{ kW}$

Bestimmung der Reglerparameter

In der Leistungselektronik kommt zur Bestimmung der Reglerparameter oft das Frequenzkennlinienverfahren zum Einsatz [73, 78, 103], bei dem anhand des offenen Regelkreises eine Phasenreserve bei einer festgelegten Durchtrittsfrequenz mit Hilfe des Bode-Diagramms vorgegeben wird [131, 147]. Da hierbei nicht die Eigenschaften des geschlossenen Regelkreis betrachtet werden, ist

die Vorgabe bestimmter dynamischer Eigenschaften nur durch sukzessives Variieren der Regelungsparameter möglich.

Im Rahmen dieser Arbeit wird basierend auf dem Verfahren der Polvorgabe [150–152] eine anwendungsorientierte Methode zur Reglerauslegung erarbeitet, die es trotz der relativ komplizierten Regelstrecke ermöglicht, das Führungsgrößenverhalten des geschlossenen Regelkreises weitgehend vorzugeben. Es wird sich zeigen, dass die Nullstelle in der rechten Halbebene maßgeblich das Schwingungsverhalten der Regelstrecke mitbestimmt. Da der QZSI in der Regelungsstruktur anderen hochsetzenden Schaltungstopologien ähnelt [103], ist das Verfahren auch auf diese anwendbar.

Für die Polvorgabe wird zuerst die Übertragungsfunktion des geschlossenen Spannungsregelkreises aufgestellt. Wird dieser mit $G_u''(s)$ nach (8.44) und einem PI-Regler gebildet

$$G_{u,G}''(s) = \frac{G_{u,O}''(s)}{1 + G_{u,O}''(s)} = \frac{G_u''(s) G_{u,PI}(s)}{1 + G_u''(s) G_{u,PI}(s)} \quad (8.51)$$

gibt es zwei konjugiert-komplexe Polstellen und drei Nullstellen (s. Abb. 8.11(a)). Wie sich herausstellen wird, ist es für die Reglerauslegung nicht notwendig, diese relativ aufwendige Funktion zu verwenden. Deswegen wird die Übertragungsfunktion $G_u''(s)$ des offenen Spannungsregelkreises in der Ordnung reduziert, indem die Totzeit T_{Tot} und der Drosselwiderstand R_L zu Null gesetzt werden. Da der Drosselwiderstand nach Tab. 8.1 relativ klein ausfällt, ist der entstehende Fehler vernachlässigbar. Die Vernachlässigung der Totzeit verursacht hingegen eine ausgeprägte Abweichung des Phasengangs ab dem Bereich mittlerer Frequenzen, wie in Abb. 8.7 zu sehen ist. Die Auswirkungen der Modellabweichungen werden später anhand der Pol-Nullstellenverteilung des geschlossenen Regelkreises, der Bodediagramme und der Sprungantworten diskutiert.

Mit den getroffenen Annahmen resultiert die in der Ordnung reduzierte Übertragungsfunktion zu:

$$G'_{u,mod}(s) = \frac{\tilde{u}_{ZK}(s)}{\tilde{i}_{L,12}^*(s)} = \frac{2K_{P,i}(1 + sT_{N,i}) \left(\hat{U}_{ZK}(1 - 2D) - (2I_L - I_{Last})Ls \right)}{\left(s^2 T_{N,i}L + sT_{N,i}2\hat{U}_{ZK}K_{P,i} + 2\hat{U}_{ZK}K_{P,i} \right) sC} \quad (8.52)$$

So wie bei der ausführlichen Übertragungsfunktion $G'_u(s)$ (8.43) kürzt sich bei $G'_{u,\text{mod}}(s)$ nach der im Anhang A.8.2 beschriebenen Faktorisierung die Zählernullstelle $1 + sT_{N,i}$ heraus und es resultiert in sehr guter Näherung:

$$G''_{u,\text{mod}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ZK}}(s)}{\tilde{i}_{\text{L12}}^*(s)} \approx \frac{(1-2D) \left(1 - \frac{(2I_L - I_{\text{Last}})L}{(1-2D)\hat{U}_{\text{ZK}}}\right)}{C \left(1 + \frac{L}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{P,i}}s\right)} \quad (8.53)$$

Als nächstes wird die Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises mit PI-Regler verallgemeinert notiert:

$$G''_{u,\text{mod},\text{O}}(s) = G''_{u,\text{mod}}(s) \cdot G_{u,\text{PI}}(s) = K_u \frac{1 - sT_{\text{NRH}}}{1 + sT_u} \frac{1}{s} \frac{K_{P,u}(1 + sT_{N,u})}{sT_{N,u}} \quad (8.54)$$

Durch Koeffizientenvergleich mit (8.53) ergeben sich die Streckenparameter zu

$$T_u = \frac{L}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{P,i}} \quad (8.55)$$

$$T_{\text{NRH}} = \frac{(2I_L - I_{\text{Last}})L}{(1-2D)\hat{U}_{\text{ZK}}} \quad (8.56)$$

$$K_u = \frac{1-2D}{C} \quad (8.57)$$

Da die Nenner-Nullstelle $s = -\frac{1}{T_u}$ in der Nähe der Durchtrittsfrequenz des Stromreglers liegt, lässt diese sich nicht durch die Zählernullstelle $1 + sT_{N,u}$ des PI-Reglers kompensieren.

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises resultiert zu

$$G''_{u,\text{mod},\text{G}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ZK}}(s)}{\tilde{i}_{\text{ZK}}^*(s)} = \frac{G''_{u,\text{mod},\text{O}}(s)}{1 + G''_{u,\text{mod},\text{O}}(s)} = \frac{(1 - sT_{\text{NRH}})(1 + sT_{N,u})}{\frac{T_{N,u}T_u}{K_{P,u}K_u}s^3 + \frac{T_{N,u}(1 - K_{P,u}K_uT_{\text{NRH}})}{K_{P,u}K_u}s^2 + \frac{K_{P,u}(K_uT_{N,u} - K_uT_{\text{NRH}})}{K_{P,u}K_u}s + 1} \quad (8.58)$$

anhand der die Proportionalverstärkung $K_{P,u}$ und die Nachstellzeit $T_{N,u}$ des Spannungsreglers durch Polvorgabe zu ermitteln sind. Der Zähler enthält wie die Übertragungsfunktion $G''_{u,\text{mod},\text{O}}(s)$ des offenen Regelkreises die Nullstelle

in der rechten Halbebene (NRH) sowie die Nullstelle in der linken (NLH), welche von der Nachstellzeit $T_{N,u}$ abhängt. Durch die NRH ist es nicht möglich, die Reglerparameter $K_{P,u}$ und $T_{N,u}$ durch Vergleich der Zähler- und Nennerkoeffizienten zu bewerkstelligen, wie es bei der Betragsanschiebung nach [99] getan wird.

Wie später anhand der Führungsgrößen-Sprungantwort gezeigt werden kann (s. Abb. 8.14), ist der Einfluss der NRH auf das dynamische Verhalten weniger stark ausgeprägt und wird für die Reglerauslegung nicht berücksichtigt. Da außerdem die NLH durch ein Führungsgrößenfilter

$$G_{u,F}(s) = \frac{1}{1 + sT_{N,u}} \quad (8.59)$$

kompensiert wird, entscheidet das Nennerpolynom maßgeblich über die Dynamik des Regelkreises. Für die Polvorgabe wird die Referenzfunktion

$$G''_{u,ref,G}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_1^2} + 2\frac{\xi_1}{\omega_1}s + 1} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_2}} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_1^2 \omega_2} s^3 + \left(\frac{2\xi_1}{\omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_1^2}\right) s^2 + \left(\frac{2\xi_1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2}\right) s + 1} \quad (8.60)$$

mit einem PT1- und einem PT2-Glied angesetzt. Durch Koeffizientenvergleich der Nennerpolynome von $G''_{u,ref,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ entsteht ein Gleichungssystem dritter Ordnung

$$\frac{1}{\omega_1^2 \omega_2} = \frac{T_{N,u} T_u}{K_{P,u} K_u} \quad (8.61)$$

$$\frac{2\xi_1}{\omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_1^2} = \frac{T_{N,u} (1 - K_{P,u} K_u T_{NRH})}{K_{P,u} K_u} \quad (8.62)$$

$$\frac{2\xi_1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2} = T_{N,u} - T_{NRH} \quad (8.63)$$

mit den Unbekannten $K_{P,u}$, $T_{N,u}$, ω_1 , ω_2 und ξ_1 . Im Gegensatz zum Zustandsregler sind also die Pole und die Dämpfung des Regelkreises nicht frei einstellbar. Die Frequenz des PT1-Glieds wird deswegen gleich der Eigenfrequenz des konjugiert-komplexen Polpaares gewählt

$$\omega_2 = \omega_1 \quad (8.64)$$

und die Dämpfung ξ_1 frei vorgegeben. Aus (8.63) ergibt sich dann die Eigenkreisfrequenz

$$\omega_1 = \frac{1 + 2\xi_1}{T_{N,u} - T_{NRH}} \quad (8.65)$$

Eingesetzt in (8.62) folgt für die gesuchte Proportionalverstärkung

$$K_{P,u} = \frac{1 + 2\xi_1}{K_u} \frac{T_{N,u}}{T_{N,u}^2 + (2\xi_1 - 1) T_{NRH} T_{N,u} + T_{NRH}^2} \quad (8.66)$$

Es verbleibt die Nachstellzeit $T_{N,u}$, die nach Einsetzen von $K_{P,u}$ und ω_1 in (8.61) durch Lösen der kubischen Gleichung

$$\begin{aligned} T_{N,u}^3 - \left(K_u (1 + 2\xi_1)^2 + 3T_{NRH} \right) T_{N,u}^2 - \dots \\ T_{NRH} \left(K_u (1 + 2\xi_1)^2 (1 - 2\xi_1) + 3T_{NRH} \right) T_{N,u} - \dots \\ T_{NRH}^2 \left(T_{NRH} + K_u (1 + 2\xi_1)^2 \right) = 0 \end{aligned} \quad (8.67)$$

entweder analytisch [153] oder rechnergestützt ermittelt wird. Ohne Beweis wird angenommen, dass sich für alle Kombinationen der Betriebsparameter eine reelle Lösung und eine konjugiert-komplexe Lösung ergeben. Die Formel für die Berechnung wird nicht angegeben und nur das Ergebnis diskutiert.

Die Zeitkonstante der NRH nach (8.56) wird für kleine Systemleistungen klein. Dementsprechend ist dann der Einfluss auf das Übertragungsverhalten des geschlossenen Regelkreises vernachlässigbar und die Gleichungen (8.65), (8.66) sowie (8.67) vereinfachen sich mit $T_{NRH} \approx 0$ annähernd zu:

$$\omega_1 \approx \frac{1}{T_u} \frac{1}{1 + 2\xi_1} \quad (8.68)$$

$$K_{P,u} \approx \frac{1}{K_u T_u} \frac{1}{1 + 2\xi_1} \quad (8.69)$$

$$T_{N,u} \approx T_u (1 + 2\xi_1)^2 \quad (8.70)$$

Im Sonderfall, wenn ξ_1 mit $\frac{1}{\sqrt{2}}$ vorgegeben wird, liegt das *Symmetrische Optimum* vor [152], mit dem eine gute Störgrößenunterdrückung des Laststroms erreicht werden kann. Die Frequenzen ω_1 und $\omega_N = \frac{1}{T_{N,u}}$ haben dann

den gleichen Abstand vom Realteil $\xi_1 \omega_1$ des konjugiert-komplexen Polpaares ($\omega_1 > \xi_1 \omega_1 > \omega_{N,u}$) und die Durchtrittsfrequenz des offenen Regelkreises liegt im Maximum des Phasengangs.

Je größer die Ausgangsleistung wird, desto deutlicher verlieren die Gleichungen (8.68)-(8.70) durch den zunehmenden Einfluss der Zeitkonstanten der NRH auf das Nennerpolynom ihre Gültigkeit. Auch mit den Gleichungen nach (8.65) und (8.67), welche die NRH beinhalten, können die Regelungsparameter so bestimmt werden, dass der Abstand zu $\xi_1 \omega_1$ jeweils gleich groß ist. Da aber die Abweichungen im Vergleich zu einer fest vorgegeben Dämpfung $\xi_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ sehr gering sind, wird angelehnt an das symmetrische Optimum in allen Betriebspunkten

$$\xi_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (8.71)$$

festgelegt.

Mit den Gleichungen für $K_{P,u}$ und $T_{N,u}$ nach (8.66) und (8.67) können die Parameter des überlagerten Spannungsreglers berechnet werden. Wird mit den Spannungen $U_{C2} = 250\text{ V}$ und $U_E = 200\text{ V}$ die Ausgangsleistung variiert $P_{\text{Last}} = 1\text{ kW}..50\text{ kW}$, bewegen sich die Parameter im Bereich $K_{P,u} = 1,138..0,789$ und $T_{N,u} = 2,383\text{ ms}..3,292\text{ ms}$. Im Fall einer konstanten Leistung $P_{\text{Last}} = 35\text{ kW}$, $U_{C2} = 250\text{ V}$ und einer variablen Eingangsspannung $U_E = 150\text{ V}..240\text{ V}$ verändern sich die Parameter im Bereich $K_{P,u} = 1,083..0,692$ und $T_{N,u} = 3,670\text{ ms}..2,774\text{ ms}$. Insbesondere eine variable Eingangsspannung wirkt sich in Übereinstimmung mit dem Pol-Nullstellen Diagramm nach Abb. 8.9 deutlich auf die Dynamik des Regelkreises aus. Deswegen sollte zumindest eine Parameternachführung bei Variation der Eingangsspannung implementiert werden.

8.2.3 Bodediagramme des Spannungsregelkreises und Modellvergleich

Offener Regelkreis

Zur Verifizierung der Reglerparametrierung sind in Abb. 8.10 die Frequenzgänge der offenen Regelkreise $G''_{u,\text{mod},O}(s)$ (8.54) ohne Totzeit T_{Tot} sowie $G''_{u,O}(s) = G''_u(s) G_{u,PI}(s)$ mit T_{Tot} dargestellt. Außerdem ist der Frequenzgang der Spannungsregelstrecke $G''_u(s)$ (8.44) zu sehen. Die Reglerparameter sind

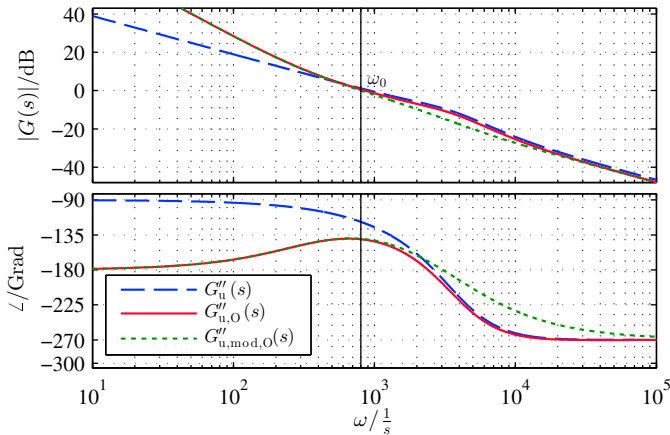
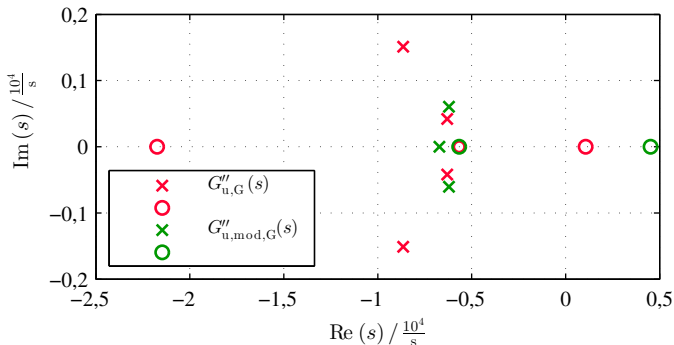


Abbildung 8.10: Bodediagramme der Spannungsregelstrecke $G''_u(s)$ und des offenen Regelkreises $G''_{u,O}(s)$ sowie des offenen Regelkreises $G''_{u,mod,O}(s)$ ohne Totzeitnäherung, Parameter aus Tab. 8.1, $K_{P,u} = 0,867$, $T_{N,u} = 3,03$ ms

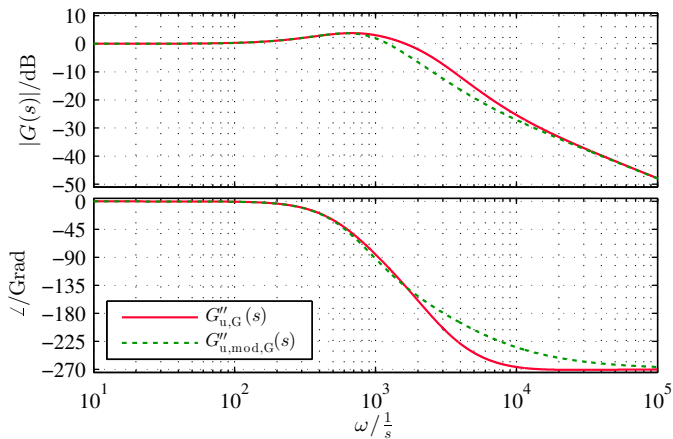
zu $K_{P,u} = 0,867$ und $T_{N,u} = 3,03$ ms berechnet worden, unter Zugrundelegung der Parameter aus Tab. 8.1. Der offene Regelkreis $G''_{u,mod,O}(s)$ hat eine Phasenreserve von $\varphi_R = 40,04^\circ$, bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_0 = 803,79 \frac{1}{s}$. Im Fall des detaillierteren Modells $G''_{u,O}(s)$ verschiebt sich die Durchtrittsfrequenz mit den gleichen Parametern nach $\omega_0 = 858,27 \frac{1}{s}$ und $\varphi_R = 38,85^\circ$ Phasenreserve. Die Modellunterschiede im Bereich der Durchtrittsfrequenz können als gering eingeschätzt werden, zumal Abweichungen von den Modellparametern im realen System weitere Modellungenauigkeiten mit sich bringen. Es ist außerdem zu erkennen, dass die Durchtrittsfrequenz ein wenig rechts vom Maximum des Phasengangs liegt. Die Abweichungen von diesem Idealfall sind aber klein.

Geschlossener Regelkreis

In Abb. 8.11(a) sind die Pol-Nullstellenverteilungen der geschlossenen Regelkreise, der in der Ordnung reduzierten Funktion $G''_{u,mod,G}(s)$ (8.58) sowie der ursprünglichen Funktion $G''_{u,G}(s)$ (8.51), in einem gemeinsamen Diagramm gegenübergestellt. Das Modell $G''_{u,G}(s)$ mit Totzeitnäherung hat ein konjugiert-komplexes Polpaar mit hoher Frequenz und eines mit niedrigerer Frequenz, welches das Schwingungsverhalten der Regelstrecke dominiert. Die weit vom Ursprung entfernte Nullstelle in der linken Halbebene beeinflusst die Dynamik



(a) Pol-Nullstellendiagramm



(b) Bodediagramm

Abbildung 8.11: Vergleich der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ mit Totzeinäherung und $G''_{u,mod,G}(s)$ ohne Totzeinäherung, Parameter aus Tab. 8.1, $K_{P,u} = 0,867$, $T_{N,u} = 3,03 \text{ ms}$

des Regelkreises kaum, im Gegensatz zur zweiten Nullstelle, die nahe am Ursprung liegt und durch die Nachstellzeit gegeben ist.

Beim Vergleich der Nullstellen von $G''_{u,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ in der rechten Halbebene fällt auf, dass sich die Nullstelle im Fall von $G''_{u,mod,G}(s)$ vom Ursprung wegbewegt. Das konjugiert-komplexe Polpaar von $G''_{u,mod,G}(s)$ liegt in der Nähe des niederfrequenten Polpaars von $G''_{u,G}(s)$. So wie bei der Berechnung

der Reglerparameter angestrebt wurde, hat die reelle Polstelle von $G''_{u,\text{mod},G}(s)$ den gleichen Abstand zum Realteil des konjugiert komplexen Polpaars wie die Zählernullstelle $s = \frac{1}{T_{N,u}}$.

Die Pole und Nullstellen beider Modelle weichen voneinander ab. Aus dem Bodediagramm nach Abb. 8.11(b) ist zu erkennen, dass sich die Unterschiede im Bereich höherer Frequenzen auswirken. Mit dem Führungsgrößenfilter nach (8.59) sind jedoch nur geringe Unterschiede in der Führungsgrößen-Sprungantwort zu erwarten.

8.3 Modellierung und Regelung der permanenterregten Synchronmaschine

Wie in klassischen Antriebssystemen mit DC/DC-Wandler üblich [154], erfolgt die Auslegung der Regelung der eingesetzten anisotropen, permanenterregten Synchronmaschine unabhängig vom QZSI. Aufgrund des unsymmetrischen Rotoraufbaus, mit unterschiedlich großen Flussverkettungen in d- und q-Richtung, sowie Sättigungs- und Verkopplungseffekten, sind besondere Anforderungen an die Regelungsstruktur und die Sollwerterzeugung gestellt. Da der Fokus der vorliegenden Arbeit auf dem QZSI liegt, werden nur die grundlegenden Aspekte der Modellbildung und Regelung der PMSM hervorgehoben, die für das Systemverständnis notwendig sind. Hauptaugenmerk der Regelung ist weniger der höchstdynamische Betrieb [92, 97], sondern ein stabiles und stationär genaues Betriebsverhalten mit guten dynamischen Eigenschaften. Ausführliche Erläuterungen zur Regelung der anisotropen PMSM sind in [88–94, 97] nachzulesen.

8.3.1 Modellbildung

Für die Modellbildung der Regelstrecke der PMSM wird von den ins rotororientierte Koordinatensystem transformierten dq-Spannungsgleichungen in Komponentenschreibweise ausgegangen [92, 97]:

$$u_d = R_s i_d + \dot{\Psi}_d - \omega \Psi_q \quad (8.72)$$

$$u_q = R_s i_q + \dot{\Psi}_q + \omega \Psi_d \quad (8.73)$$

Mit Ψ_d und Ψ_q sind die in d- und q-Richtung wirksamen Flussverkettungen bezeichnet und mit i_d , i_q die entsprechenden Komponenten des Statorstroms.

Zwischen der elektrischen Kreisfrequenz ω und der mechanischen Drehzahl n_{mech} der Welle besteht über die Polpaarzahl p der Zusammenhang

$$\omega = p \cdot 2\pi \cdot n_{\text{mech}} \quad (8.74)$$

Die verwendete PMSM zeigt aufgrund des hochausgenutzten Maschinendesigns ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten, mit dem ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen den Flussverkettungen und den Maschinenströmen einhergeht. Eine korrekte Modellierung der dynamischen Anteile Ψ_d , Ψ_q in (8.72) und (8.72) benötigt daher die Betrachtung der differentiellen Induktivitäten [92, 97]. Für die Berechnung der Induktivitätswerte ist die Kenntnis der Flussverkettungen Ψ_d , Ψ_q notwendig, jeweils in Abhängigkeit von i_d und i_q . Besonders wenn ein hochdynamisches Verhalten des Regelkreises bis hin zu den physikalisch maximal möglichen Einregelzeiten gewünscht ist, kann nur anhand dieses Modells die entsprechende Regelgüte erzielt werden. Die Flussverkettungen können beispielsweise anhand von Messungen ermittelt werden, um diese in Abhängigkeit der d- und q-ströme in zwei Kennfeldern zu speichern und mit Hilfe passender Regelverfahren weiterzuverarbeiten [92, 97]. An das Signalverarbeitungssystem steigen entsprechend die Anforderungen.

Die mit den Bewegungsspannungen $\omega\Psi_d$, $\omega\Psi_q$ in Verbindung stehenden Flussverkettungen sind im Gegensatz zu den dynamischen Anteilen über die Absolutinduktivitäten und die zugeordneten Ströme festgelegt. Absolutinduktivitäten beschreiben einen linearen Zusammenhang zwischen Flussverkettung und Maschinenstrom.

Aufgrund der geringeren Anforderungen an die Regelgüte und der begrenzten Leistungsfähigkeit des verwendeten digitalen Signalverarbeitungssystems, werden nachfolgend auch die dynamischen Flussverkettungen mit Absolutinduktivitäten modelliert. Aus den Spannungsgleichungen (8.72) und (8.73) resultieren die konventionellen Modellgleichungen der PMSM [91, 94]:

$$u_d = R_s i_d + L_d \dot{i}_d - \omega L_q i_q \quad (8.75)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \dot{i}_q + (\omega L_d i_d + \Psi_{\text{PM}}) \quad (8.76)$$

Bei Ψ_{PM} handelt es sich um die von den Permanentmagneten hervorgerufene Flussverkettung. Weitere Vereinfachungen umfassen die Vernachlässigung von Kreuzkopplungseffekten sowie Winkelabhängigkeiten der Induktivitäten. Die Sättigung der Absolutinduktivitäten wird anhand von Messdaten berücksichtigt und durch Polynome dritter Ordnung modelliert, welche die Induktivitäten L_d und L_q als Funktion von i_q wiedergeben.

Der Einfluss von i_d wird vernachlässigt. Die entstehenden Fehler in der Modellierung werden toleriert und ein zeitdiskreter Zustandsregler nach [93, 94] implementiert. Wie sich in den Messergebnissen zeigen wird, ist der Regelkreis ausreichend robust um trotzdem gute Regelergebnisse zu erzielen.

Es fehlt noch die Gleichung für das innere Drehmoment der anisotropen PMSM [91, 94]

$$M = \frac{3}{2}p\Psi_{PM}i_q + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_di_q \quad (8.77)$$

mit der die Verbindung zum mechanischen System hergestellt wird. Der Summand auf der linken Seite steht für das synchrone Drehmoment und auf der rechten Seite für das Reluktanzmoment, das in dieser Anwendung durch $L_d < L_q$ maßgeblich zur Drehmomentbildung beiträgt.

8.3.2 Betriebsbereiche und Sollwertgenerierung

Die verwendete PMSM wurde mit deutlich unterschiedlichen L_d - und L_q -Werten, die ungefähr im Verhältnis 1:2 stehen, explizit für eine Ausnutzung des Reluktanzmoments konzipiert. Deswegen kann ein sinnvoller Betrieb der PMSM nicht über Vorgabe eines q-Stroms im Grunddrehzahlbereichs und die zusätzliche Steuerung des d-Stroms im Feldschwächbereich [91] erreicht werden.

Da die Drehmomentgleichung (8.77) für ein gewünschtes Drehmoment unbegrenzte Variationsmöglichkeiten von i_d und i_q zulässt, wird für die Findung von möglichst optimalen Stromkombinationen die etablierte Strategie des verlustoptimalen Betriebs angewendet [88–92]. Ziel ist es ein gewünschtes Drehmoment unter Minimierung der ohmschen Wicklungsverluste zu erzeugen. Eisenverluste werden nicht einbezogen. Diese Strategie führt zu vier Betriebsbereichen:

- Bereich des maximalen Moments pro Ampere (MMPA)
- Spannungsgrenze
- Stromgrenze
- Bereich des maximalen Moments pro Volt (MMPV)

Wird keine Sättigung berücksichtigt [88, 89, 91], können die Bereiche analytisch berechnet werden. Da die entsprechenden Gleichungen hinlänglich in der Literatur beschrieben wurden, wird auf die erneute Darstellung verzichtet.

Im ersten Betriebsbereich, dem MMPA-Bereich, lässt sich das Drehmoment mit dem kleinst möglichen Statorstrom einstellen, weil weder die maximal zur Verfügung stehende Umrichterspannung noch die Stromgrenze erreicht ist.

Ab einer gewissen Drehzahl reicht die Ausgangsspannung des Umrichters nicht mehr aus, der induzierten Spannung der Maschine entgegenzuwirken. Das geforderte Drehmoment kann weiterhin eingestellt werden, indem die Stromkomponente i_d betragsmäßig vergrößert wird und i_q verkleinert. i_d trägt dabei den deutlich größeren Anteil zur Erhöhung des Statorstroms bei.

Erreicht der Statorstrom die thermisch begründete Stromgrenze, kann das Drehmoment nicht mehr eingepreßt werden und sinkt mit steigender Drehzahl ab.

Im Betriebsbereich des maximalen Moments pro Volt (MMPV) reicht die maximale Umrichterspannung nicht mehr aus, um den maximalen Statorstrom einzuprägen. Soll dennoch das maximal mögliche Drehmoment eingestellt werden, müssen die Statorströme mit minimaler Statorspannung gesteuert werden. Wie anhand des Kennfelds in Abb. 8.12 gezeigt werden kann, hängt das Vorhandensein des MMPV-Bereichs von der Höhe des maximalen Statorstroms und des Kurschlussstroms $\hat{I}_{KS} = \frac{\Psi_{PM}}{L_d}$ ab [91].

Prinzipiell lassen sich die Sollströme für i_d und i_q bei einem gegebenen Sollmoment und unter Berücksichtigung der maximalen Umrichterspannung sowie der Stromgrenze aus den Gleichungen der erläuterten Betriebsbereiche online im DSP berechnen. Diese Vorgehensweise ist aber nur gültig, solange keine Sättigung auftritt. Nachteilig ist außerdem der sehr hohe Rechenaufwand im DSP.

Aufgrund der Sättigung werden die Sollwerte i_d^* und i_q^* anhand der durch die Polynome modellierten Induktivitäten erstellt und jeweils in einem Kennfeld hinterlegt. Das entstehende Kennfeld ist in Abb. 8.12 für eine maximale Drehzahl von $n_{\text{mech}} = 10000 \frac{1}{\text{min}}$ sowie Drehmomente bis $M = 88 \text{ Nm}$ als Funktion von i_d und i_q für den motorischen Betrieb aufgetragen. Für den generatorischen Betrieb kann das gleiche Kennfeld verwendet werden, wenn die Kennfeldwerte an der x-Achse gespiegelt werden.

In blau sind die Hyperbeln konstanten Drehmoments an der Spannungsgrenze zu sehen. Die Anfangspunkte in Richtung der q-Achse schneiden die in orange eingezeichnete MMPA-Kennlinie. Solange die mit grüner Farbe dargestellte Amplitude $\hat{\Psi}_S$ der Stator-Flussellipsen oberhalb des entsprechenden MMPA-Punkts des Sollmoments liegt, wird der MMPA-Betriebspunkt eingestellt. Die Amplitude der Flussverkettung kann über die Winkelgeschwindigkeit und die mittlere Zwischenkreisspannung

$$\hat{\Psi}_S = \frac{\hat{u}_{S,\text{max}}}{\omega} = \frac{u_{ZK,m}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\omega} \quad (8.78)$$

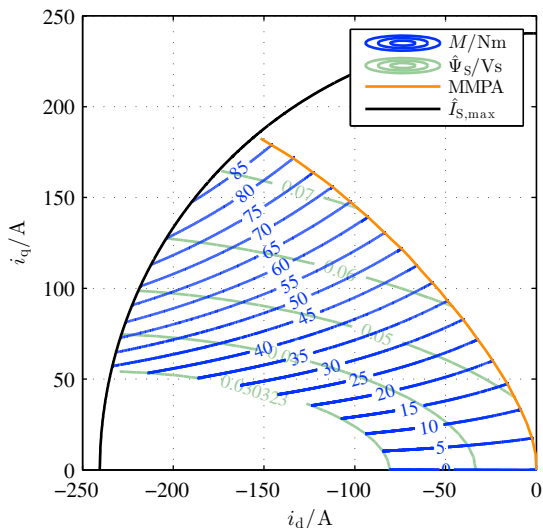


Abbildung 8.12: Aus Messdaten interpolierte Kennfelder der Hyperbeln konstanten Drehmoments, der Ellipsen konstanter Statorflüsse, der MMPA-Kennlinie sowie der Stromgrenze, in Abhängigkeit der i_d - und i_q -Ströme

berechnet werden. Mit steigender Drehzahl oder kleiner werdenden Zwischenkreisspannungen schneidet die Flussellipse den zum gewünschten Drehmoment zugehörigen MMPA-Punkt und die durch den Umrichter vorgegebene Spannungsgrenze wird erreicht. Bis hin zur Stromgrenze kann das Sollmoment weiterhin beibehalten werden, indem auf der Trajektorie der passenden Drehmomenthyperbeln entlanggelaufen wird. Aus den Schnittpunkten der jeweiligen Flussellipsen und den Drehmomenthyperbeln ergeben sich somit die stationären Arbeitspunkte.

In Richtung der Achse des negativen d-Stroms wird der Betriebsbereich durch die kleinste Flussellipse begrenzt, die sich aus der maximal gewählten Drehzahl sowie der entsprechenden Zwischenkreisspannung ergibt.

Durch die Wahl eines kleineren maximalen Phasenstroms ($\hat{I}_S = 240,42\text{ A}$) als theoretisch möglich ($\hat{I}_S = 353,55\text{ A}$), liegt der maximale Stromkreis ausserhalb des Mittelpunkts $\frac{V_{PM}}{L_d} = 287,93\text{ A}$ der Flussellipsen. Damit ist es nicht notwendig den MMPV-Bereich weiter zu berücksichtigen.

Im Speicher des DSPs sind die für die Erzeugung der Stromsollwerte i_d^* , i_q^* benötigten Datenpunkte in jeweils einer Tabelle in Matrixform hinterlegt. Die Matrixelemente der beiden Tabellen werden durch einen entsprechenden Drehmoment-Wert sowie den zugehörigen Flusswert nach (8.78) online im DSP indiziert. Zwischen den Stützstellen liegende Stromsollwerte werden interpoliert.

Die Kennfelddaten wurde an einer baugleichen Maschine gemessen [92] und mit den Algorithmen aus [92, 155] an die maximalen Ströme und Spannungen des behandelten Umrichtersystems angepasst.

8.3.3 Stromzustandsregler

Um eine gute Regelgüte zu erzielen, wurde ein zeitdiskreter Zustandsregler für beide Stromkomponenten mit Entkopplung der induzierten Spannungen implementiert [94]. Für die Wahl des Reglers war weniger das Führungsgrößenverhalten entscheidend, sondern die verbesserte Unterdrückung des Störgrößeneinflusses des Strom-Nulldurchgangs. Nachteil des Reglers ist der deutlich größere Rechenaufwand im Vergleich zu einer klassischen Struktur mit PI-Reglern und Entkopplungsnetzwerk [91, 95].

Für eine vollständige Beschreibung der implementierten Regelungsstruktur ist nachfolgend das Ergebnis der Herleitung des Regelgesetzes aus [94] in Komponentenschreibweise notiert. Das Strukturbild ist ebenfalls in [94] abgebildet.

$$u'_{St,dq,k} = M'_{dq} \cdot i_{dq,k}^* - K'_{P,1,dq} \cdot i_{dq,k} - K'_{P,2,dq} \cdot i'_{dq,k} - K'_{P,3,dq} \cdot i''_{dq,k} \quad (8.79)$$

$$+ K'_{I,dq} \cdot v_{I,dq,k} - K'_{T,1,dq} \cdot v_{T,dq,k} - K'_{T,2,dq} \cdot v'_{T,dq,k} + K'_{Z,dq} \cdot u_{ind,dq,k}$$

Abgekürzt werden die einzelnen d- und q-Komponenten durch den Index dq impliziert. Die mit Großbuchstaben gekennzeichneten Reglerparameter sind im Anhang A.9 in komplexer Schreibweise aufgeführt.

Im Regelgesetz (8.79) beschreibt $i_{dq,k}^*$ den Sollwert des d- und q-Stroms zum Abtastzeitpunkt und $i_{dq,k}$ den Istwert. Die Hilfsfunktionen in Raumzeigernotation

$$i'_{dq,k} = e^{-\frac{T_p}{T_s} - j\omega T_p} \cdot \left(\frac{L_d}{L_q} i_d + j i_q \right) \quad (8.80)$$

$$i''_{dq,k} = e^{-\frac{T_p}{T_s} - j\omega T_p} \cdot i'_{dq,k} \quad (8.81)$$

beinhalten ebenfalls die Istwerte. Um stationäre Genauigkeit zu erreichen, ist ein Integrator umgesetzt, der in der Form

$$\underline{v}_{I,dq,k+1} = \underline{v}_{I,dq,k} + \underline{i}_{dq,k,korr}^* - \underline{i}_{dq,k} \quad (8.82)$$

mit dem modifizierten Strom-Sollraumzeiger

$$\underline{i}_{dq,k,korr}^* = \frac{L_d}{L_q} \underline{i}_{d,k}^* + \underline{j} \underline{i}_{q,k}^* - \underline{M}'_{dq}{}^{-1} (\underline{u}'_{St,dq,k} - \underline{u}'_{St,dq,l,k}) \quad (8.83)$$

realisiert wird. $\underline{u}'_{St,dq,l,k}$ ist die begrenzte Stellgröße. Aufgrund der Rechenzeit von einer Taktperiode, sind zusätzlich die Anteile

$$\underline{v}_{T,dq,k} = \underline{u}'_{St,dq,l,k} \cdot e^{-j2\omega T_p} - \underline{K}'_{Z,dq} \cdot \underline{u}_{ind,dq,k} \quad (8.84)$$

$$\underline{v}'_{T,dq,k} = e^{-\frac{T_p}{\tau_s} - j\omega T_p} \cdot \underline{v}_{T,dq,k} \quad (8.85)$$

notwendig. Als verbleibender Term in (8.79) sorgt $\underline{K}'_{Z,dq} \cdot \underline{u}_{ind,dq,k}$ mit $\underline{u}_{ind,dq,k} = j\omega \Psi_{PM}$ für die Vorsteuerung der induzierten Spannung. Der Stellgrößen-Raumzeiger $\underline{u}'_{St,dq,k}$ bzw. der begrenzte Zeiger $\underline{u}'_{St,dq,l,k}$ muss letztlich noch um zwei Taktperioden gedreht werden:

$$\underline{u}_{St,dq,k} = \underline{u}'_{St,dq,l,k} e^{j2\omega T_p} \quad (8.86)$$

8.4 Regelungsstruktur des Gesamtsystems

Mit den Zusammenhängen der bisherigen Abschnitte kann die gesamte Regelungsstruktur des Umrichtersystems gebildet werden, dessen Signalfussplan in Abb. 8.13 dargestellt ist.

Im unteren Teil befindet sich der Kaskadenregler des QZSI mit der Vorsteuerung der Leistung (8.37) sowie der Vorsteuerung der Zwischenkreis- und Eingangsspannung (8.32). Da die Spannung am Kondensator C_2 geregelt werden soll, wird der Sollwert der Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK}^* mit Hilfe von (2.63) und dem Messwert von u_E berechnet:

$$\hat{u}_{ZK}^* = 2u_{C2}^* - u_E \quad (8.87)$$

Die Verbindung zum Maschinenregler wird mit dem Boost-Aussteuergrad $d' = d + d_{vw}$ über den berechneten Wert der maximalen Strangspannung hergestellt (s. (8.27), (8.28) und (4.18)):

$$\hat{u}_{S,\max} = \frac{\hat{u}_{ZK}}{\sqrt{3}} (1 - d' - D_{\text{korr}}) \quad (8.88)$$

Die vom Stromregler der PMSM generierten Sollspannungen u_d^* und u_q^* werden einem Block zugeführt, der den Betrag des Spannungszeigers auf $\hat{u}_{S,\max}$ begrenzt, indem die dynamischen Anteile der Sollspannungen gekürzt werden [92]. Anschließend erfolgt die Transformation der rotorbezogenen Größen ins statorfeste Dreiphasensystem mit Hilfe der *Park*-Transformation. Durch die Division mit der halben Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} werden die Spannungssollwerte u_U^* , u_V^* , u_W^* auf Schwellenwerte umgerechnet, die dem Modulator zugeführt werden können. Außerdem sind dann der Maschinenregler und der Regler des QZSI weitestgehend voneinander entkoppelt. Einzig die Messzeit der Spannung unterbindet die vollständige Unabhängigkeit der Teilsysteme. Der Modulator stellt die pulsweitenmodulierten Ansteuersignale für die DBS zur Verfügung, mit der das Drehspannungssystem erzeugt wird. Die drei Strangströme i_U , i_V und i_W werden wieder ins dq-System transformiert und dann als Istwerte auf den Stromregler zurückgeführt.

Zur Sollwertgenerierung dienen die beiden Tabellen (TAB) gemäß der Beschreibung in Abs. 8.3.2. Aufgrund von Eisenverlusten und der Annäherung des Sättigungsverhaltens der Maschine durch Polynome dritter Ordnung, sinkt das Drehmoment im Betrieb mit steigender Drehzahl leicht ab [111]. Um diesem Effekt entgegenzuwirken, ist ein langsamer Drehmomentregler mit integralem Verhalten vorgesehen, der das Sollmoment mit dem gemessenen Istmoment vergleicht und einen zusätzlichen q-Strom liefert. Durch diese Maßnahme wird ein gleichmäßiges Raster für die Verlustmessungen garantiert. Ein weiterer überlagerter Regler dient dazu, die gewünschten Ströme auch unter dem Einfluss von Modellungenauigkeiten beim Erreichen der Spannungsgrenze stabil und stationär genau einstellen zu können [92]. Beim QZSI dient dieser Regler außerdem dazu, Fehler in der berechneten Spannung $\hat{u}_{S,\max}$ (8.88) auszugleichen. Diese Fehler entstehen durch Abweichungen des berechneten Boost-Aussteuergrads vom idealen Wert. Besonders wenn laststrombedingte Kurzschlüsse auftreten, kann es zu deutlichen Abweichungen kommen. Im Regler werden die Quadrate der Sollspannungen u_d^* , u_q^* von der Maximalspannung $\hat{u}_{S,\max}^*$ abgezogen und aufintegriert, wenn die Sollspannungen über den begrenzten Werten liegen. Auch hier ist eine große Integrationszeitkonstante zu wählen. Weiterführende Erläuterungen sind [92, 155] zu entnehmen.

Das mit der Zeitkonstanten τ_s ausgeführte PT1-Glied wird benötigt um Instabilität an der Spannungsgrenze zu vermeiden. Dies kann passieren, wenn sich die Zwischenkreisspannung sprunghaft ändert und die sich ändernden

Maschinenströme wiederum Schwingungen in der Zwischenkreisspannung anregen. Für den Betrieb an der Spannungsgrenze ist dies nicht weiter nachteilig, weil die Regeldynamik der Maschinenströme deutlich schlechter ist als im unbegrenzten Fall.

8.5 Simulationsergebnisse und Messungen

Um die Performanz der erarbeiteten Regelungsstruktur und die Modelle zu validieren, sind Simulationen in einem getakteten *Simulink*-Modell und Messungen am realen System durchgeführt worden. Die Betriebsbereiche innerhalb- und an der Spannungsgrenze finden dabei Beachtung.

Die Simulation enthält das idealisierte Modell der PMSM, welche bis zur theoretischen Maximalspannung $\frac{U_{C2}}{\sqrt{3}}$ betrieben wird. Mit der Aussteuerbegrenzung des QZSI nach (4.6.4) wird die Spannungsgrenze am Versuchsstand schon früher erreicht als in der Simulation.

8.5.1 Kleinsignal Führungsgrößenverhalten

In Abb. 8.14(a) sind die Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ (8.51) und $G''_{u,\text{mod},G}(s)$ (8.58) nach einem Führungsgrößensprung von 10 V aufgetragen. Außerdem ist der simulierte Zeitverlauf der Spannungsmittelwerte des getakteten *Simulink* Gesamtmodells zu sehen. Darunter befindet sich der zu der simulierten Spannung zugehörige Verlauf der halbierten Summe der Drosselstromsollwerte $i_{L12}^*/2$ und der Istwerte $i_{L12}/2$. Auf der rechten Seite in Abb. 8.14(b) sind die selben Zeitverläufe mit dem Vorfilter nach (8.59) zu sehen. Die Systemleistung wurde mit $M = 60 \text{ Nm}$ und $n_{\text{mech}} = 4000 \frac{1}{\text{min}}$ zu $P_{\text{Last}} = 25,13 \text{ kW}$ gewählt. So wird sichergestellt, dass die PMSM innerhalb der Spannungsgrenze betrieben wird. Dementsprechend sind die Regelungsparameter in $K_{P,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85 \text{ ms}$ abgeändert worden.

Der Spannungsverlauf der Spitzen-Zwischenkreisspannung des ausführlichen Modells $G''_{u,G}(s)$ mit Totzeitznäherung zeigt nach dem Sprung bei $t = 5 \text{ ms}$ mit und ohne Vorfilter jeweils ein ähnliches Zeitverhalten wie das in der Ordnung reduzierte Modell $G''_{u,\text{mod},G}(s)$. Das Vorfilter erhöht die Anstiegszeit von $t_{ri} = 1,658 \text{ ms}$ auf annähernd $t_{ri} = 5 \text{ ms}$ und der Überschwinger von 38,94% verschwindet vollständig. Zu Beginn der Sprungantwort wird außerdem der durch die Nullstelle in der rechten Halbebene verursachte Einbruch der Zwischenkreisspannung deutlich.

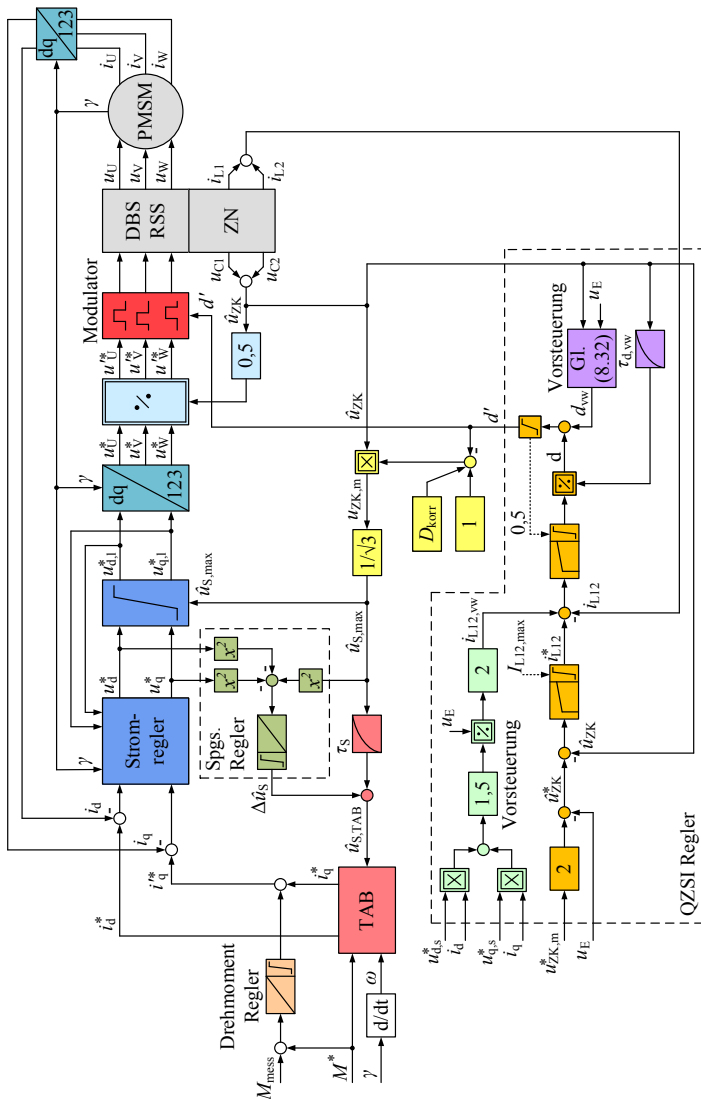


Abbildung 8.13: Signalfussplan der gesamten Regelungsstruktur

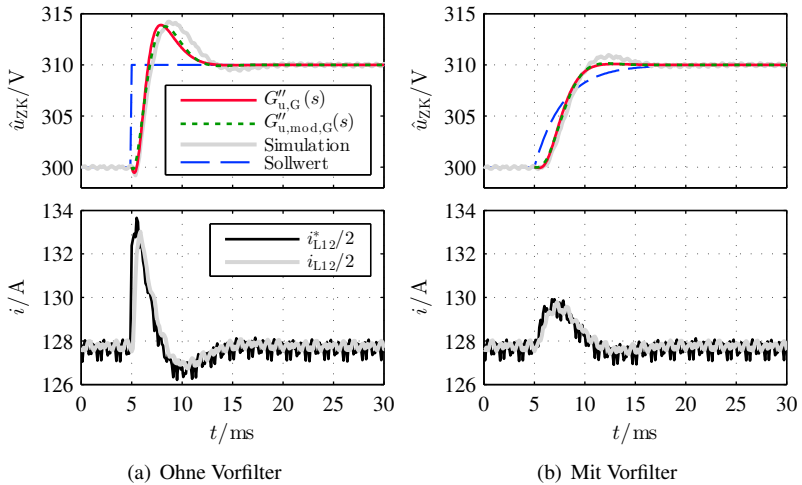


Abbildung 8.14: Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ sowie simulierte Zeitverläufe der Kondensatorspannung \hat{u}_{ZK} und der halbierten Summe der Drosselstromsollwerte $i_{L12}^*/2$ und der Istwerte $i_{L12}/2$ nach einem 10V Führungsgrößensprung, $P_{Last} = 25,13kW$, $K_{P,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85ms$

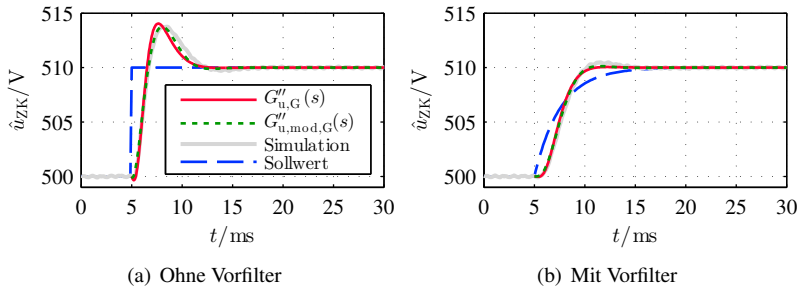


Abbildung 8.15: Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ sowie simulierte Zeitverläufe der Kondensatorspannung \hat{u}_{ZK} , $P_{Last} = 25,13kW$, $K_{P,u} = 1,149$ und $T_{N,u} = 2,594ms$, $\hat{U}_{C2} = 400V$, $\hat{U}_E = 300V$

Beim Vergleich mit der Simulation sind Abweichungen vom Modellverlauf zu erkennen. Diese entstehen, weil sich die Maschinenströme durch die nicht-

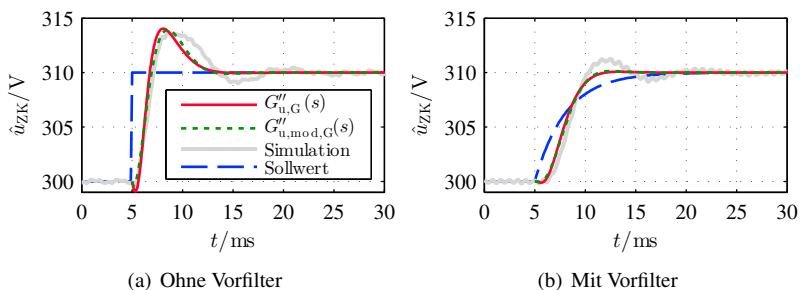


Abbildung 8.16: Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ sowie simulierte Zeitverläufe der Kondensatorspannung \hat{u}_{ZK} an der Spannungsgrenze, $P_{L,ast} = 37,7\text{kW}$, $K_{P,u} = 0,852$ und $T_{N,u} = 3,077\text{ms}$, $\hat{U}_{C2} = 250\text{V}$, $\hat{U}_E = 200\text{V}$

ideale Entkopplung der PMSM vom QZSI beim Spannungssprung kurzzeitig um weniger als ein Ampere ändern und sofort auf die Kondensatorspannungen als Störgröße wirken. Je größer die Zwischenkreisspannung für die Simulation gewählt wird, desto kleiner wird die Abweichung vom Modellverlauf, weil dann der relative Energiehub im Kondensator durch die höhere Spannung kleiner ausfällt. Um dieses Verhalten zu demonstrieren, sind in Abb. 8.15 die Spannungsverläufe nochmals mit einer mittleren Zwischenkreisspannung von $U_{C2} = 400\text{V}$ und einer Eingangsspannung von $U_E = 300\text{V}$ zu sehen.

Die Verkopplung von Last und Z-Netzwerk tritt noch deutlicher in Erscheinung, wenn die Maschine an der Spannungsgrenze betrieben wird. Aus Sicht des Z-Netzwerkes wirkt dann bei Änderungen der Zwischenkreisspannung zusätzlich die Maschinenimpedanz auf den Regelkreis. Dies dauert solange an, bis die Amplitude der Sollwerte des Maschinenreglers wieder unter der maximal zur Verfügung stehenden Spannung $\frac{u_{ZK,m}}{\sqrt{3}}$ liegt. Eine Modellierung der Vorgänge an der Spannungsgrenze ist schwierig, weil sich die Streckenimpedanz kurzzeitig, einhergehend mit dem Begrenzungsfall und dem unbegrenzten Fall, abwechseln kann. Zur Verdeutlichung zeigen Abb. 8.16(a) und 8.16(b) wiederum einen Führungsgrößensprung von \hat{u}_{ZK} beim Betrieb des Maschine an der Spannungsgrenze, mit den Parametern $M = 60\text{Nm}$ und $n_{mech} = 6000 \frac{1}{\text{min}}$, $K_{P,u} = 0,852$ und $T_{N,u} = 3,077\text{ms}$. Die Eigenfrequenz und die Dämpfung des Regelkreises werden gemäß der Zeitverläufe größer, weil die wirksame Impedanz endliche Werte aufweist. Trotz der Abweichungen vom Modellverlauf, ist der Regelkreis hinreichend robust gegenüber der Streckenänderung an der

Spannungsgrenze. Das Entwurfsverfahren kann damit auch bei Kopplung an die Maschinenimpedanz angewendet werden. Kritisch wird der Betrieb an der Spannungsgrenze, wenn die Drosselinduktivität große Werte gegenüber den d- und q-Induktivitäten der Maschine annimmt, weil dann Energie nicht mehr ausreichend schnell in den Zwischenkreis übertragen werden kann.

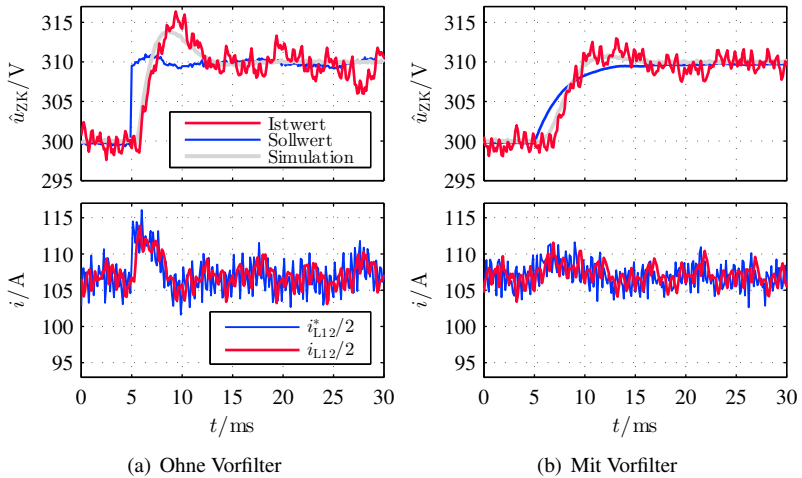


Abbildung 8.17: Gemessene Sprungantworten nach einem 10V Führungsgrößensprung, $P_{\text{Last}} = 18,85\text{kW}$, $K_{P,u} = 0,975$ und $T_{N,u} = 2,733\text{ms}$, $\hat{U}_{C2} = 250\text{V}$, $\hat{U}_E = 200\text{V}$

Abbildung 8.17 demonstriert das reale Verhalten des Spannungs- und Drosselstromreglers nach einem Kleinsignalsprung von 10V mit und ohne Vorfilter. Um den Betrieb innerhalb der Spannungsgrenze zu gewährleisten, ist die Drehzahl zu $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ und das Drehmoment zu $M = 60\text{Nm}$ gewählt worden. Der Spannungssollwert wird nach (8.87) über den Sollwert der mittleren Zwischenkreisspannung und den Messwert der Eingangsspannung erzeugt und schwankt deswegen geringfügig. In guter Übereinstimmung mit dem ebenfalls abgebildeten Simulationsergebnis, verifiziert die Sprungantwort der Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} in Abb. 8.17(a) das theoretische Übertragungsverhalten ohne Vorfilter. Auch der Stromistwert folgt dem Sollwert erwartungsgemäß. Im Gegensatz zur Simulation treten Störungen in der Spannung auf, welche durch den beim Nulldurchgang des Phasenstromes entstehenden Stellfehler eingepreßt werden. Auch das in Abb. 8.17(b) zu

sehende Messergebnis des Führungsgrößensprungs mit Vorfilter deckt sich gut mit dem theoretischen Verhalten.

Zusammenfassend kann aus den Zeitverläufen der Simulation und der Messung auf die Tauglichkeit des erarbeiteten Verfahrens zur Bestimmung der Reglerparameter des Strom- und Spannungsreglers geschlossen werden. Es stellt sich heraus, dass mit dem in der Ordnung reduzierten Modell das Verhalten des Spannungsregelkreises hinreichend genau wiedergegeben wird.

8.5.2 Kleinsignal-Änderung der Eingangsspannung

Wenn die Regelstrecke ausgehend von $U_E = 200\text{ V}$ mit einer sprungförmigen Änderung der Eingangsspannung von -10 V bei $t = 5\text{ ms}$ beaufschlagt wird, dann bilden sich wie in Abb. 8.18 zu sehen ist, aufgrund der unsymmetrischen Struktur der Regelstrecke gemäß Abb. 8.1, Schwingungen in den Kondensatoren und den Drosseln aus. Um alleine das Störverhalten zu charakterisieren, wird der Spannungssollwert für u_{C2} nicht dynamisch nach (8.87) angepasst. Die Regelungsparameter lauten $K_{P,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85\text{ ms}$.

Durch die Messung und Regelung der Summe der beiden Drosselströme i_{L1} und i_{L2} sowie der Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C2} , schwingen diese nach einem kurzen dynamischen Einschwingvorgang jeweils mit gleicher Amplitude gegenphasig zueinander. Für eine bessere Darstellung ist die Eingangsspannung u_E zu u_{C1} addiert worden. Als Folge der gegenphasigen Schwingungen treten der Summenstrom i_{L12} und die Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} weiterhin als DC-Größen im Z-Netzwerk auf. Damit bleibt auch der Boost-Aussteuergrad und folglich auch der Mittelwert $u_{ZK,m}$ der Zwischenkreisspannung konstant und garantiert den ungestörten Leistungsfluss zur PMSM. Die Ermittlung von $u_{ZK,m}$ erfolgt anhand (8.27) mit der vom Regler ausgegebenen Stellgröße d .

Unvermeidbar bleibt ein oszillierender Eingangsstrom $i_E = i_{L1}$, der sich negativ auf die Betriebseigenschaften der speisenden Quelle auswirken kann. Als Ursache der geringen Dämpfung des *Simulink*-Modells, dauert das Abklingen der Schwingung relativ lange und wird nicht vollständig dargestellt.

Wird im Gegensatz zu dieser Regelungsstrategie wie in [73] vorgeschlagen nur u_{C2} und i_{L1} geregelt, kann \hat{u}_{ZK} bzw. $u_{ZK,m}$ nicht mehr stabil eingestellt werden. In Abb. 8.19 ist zunächst zu erkennen, dass der Drosselstrom-Istwert i_{L1} nach der sprungförmigen Änderung der Eingangsspannung um -10 V bei $t = 5\text{ ms}$ dem Sollwert i_{L1}^* phasenverschoben folgt. Die Phasenverschiebung wird durch den Integrator des PI-Reglers verursacht. Da die Spannungen und Ströme im Z-Netzwerk nicht mehr gegenphasig oszillieren, entstehen ausgeprägte

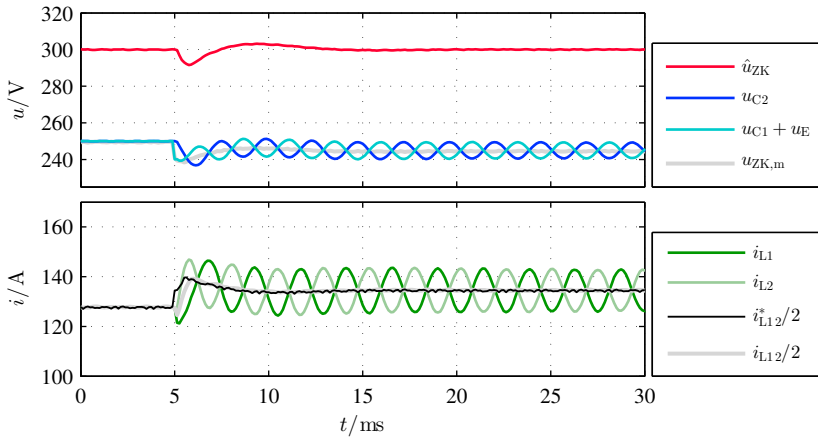


Abbildung 8.18: Simulierter Verlauf der Spannungen und Ströme im Z-Netzwerk bei Regelung der Summenströme i_{L12} und der Spitzenzwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} nach Einbruch der Eingangsspannung, $P_{\text{Last}} = 25,13\text{kW}$, $K_{P,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85\text{ms}$

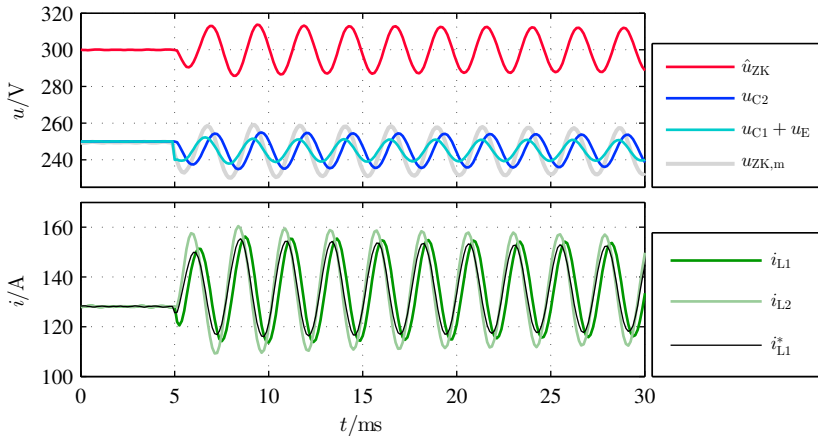


Abbildung 8.19: Simulierter Verlauf der Spannungen und Ströme im Z-Netzwerk bei Regelung des Eingangsstromes i_{L1} und der Spannung \hat{u}_{C2} , $P_{\text{Last}} = 25,13\text{kW}$

Schwingungen in \hat{u}_{ZK} und $u_{ZK,m}$. Obwohl der Schwingungsvorgang bei sprunghaftigen Änderungen der Eingangsspannung zeitlich begrenzt ist, sollte dieser Zustand zur Vermeidung des instabilen Betriebs vermieden werden. Insbesondere an der Spannungsgrenze der PMSM regt die gestörte Zwischenkreisspannung wiederum Schwingungen in den Maschinenströmen an. Folglich ist bei gestörter Eingangsspannung von dieser Variante zur Regelung der Zwischenkreisspannung abzusehen.

8.5.3 Großsignal-Laststromänderungen und Vergleich der Bestimmungsmethoden für die Zwischenkreisspannung

Als nächstes erfolgt die Analyse des Störverhaltens des Spannungsregelkreises, indem Großsignal-Sollwertänderungen des Drehmoments vorgegeben werden. Durch die Charakterisierung des Großsignalverhaltens lassen sich auch Aussagen über die geeignete Wahl der Zwischenkreisspannung treffen.

Betrieb innerhalb der Spannungsgrenze

Abbildung 8.20 zeigt den simulierten Verlauf der Spannungen und Ströme im Z-Netzwerk, \hat{u}_{ZK} , u_{C2} , $i_{L12}^*/2$ und $i_{L12}/2$ sowie der Maschinenstrom-Sollwerte i_d^* , i_q^* und Istwerte i_d , i_q nach einem Großsignal-Drehmomentsprung von $M = 5 \text{ Nm}$ auf $M = 70 \text{ Nm}$, bei $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$ sowie $U_{C2} = 250 \text{ V}$ und $U_E = 200 \text{ V}$. Die Maschine wird innerhalb der Spannungsgrenze betrieben.

Der Großsignalsprung eignet sich gut dafür, die Unterschiede in der Erfassung der Zwischenkreisspannung (s. Absch. 8.1.4) aufzuzeigen, weil große dynamische Änderungen auftreten. In Abb. 8.20 finden sich deswegen auch die mittlere Zwischenkreisspannung $u_{ZK,m}$ sowie die in [15, 71] angewandte Bestimmungsgleichung für die Spitzen-Zwischenkreisspannung mit Hilfe von $\hat{u}_{ZK,ag} = \frac{u_{C2}}{1-d}$ (2.64). Die Variante der Berechnung von \hat{u}_{ZK} aus $2u_{C2} - u_E$ wird nicht untersucht, da die Gleichung den korrekten Wert für \hat{u}_{ZK} liefert, solange die Eingangsspannung konstant bleibt.

Wie zu erkennen ist, bedingt die Änderung des Drehmoments eine entsprechende Änderung der d- und q-Ströme in der PMSM. Die entstehende Störung wird vom Kaskadenregler, verbunden mit einem Einbruch der Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} von 22,3 V und einem Überschwinger von 35,6 V, ausgeregelt. Die der Maschine zur Verfügung stehende Spannung wird korrekt durch $u_{ZK,m}$ (8.27) begrenzt, die sprunghaft um 90,6 V einbricht.

Wird dagegen u_{C2} zur Begrenzung vorgegeben, kann es durch die Abweichung von $u_{ZK,m}$ zu einer fehlerhaften Begrenzung der Ausgänge der dq-Stromregler

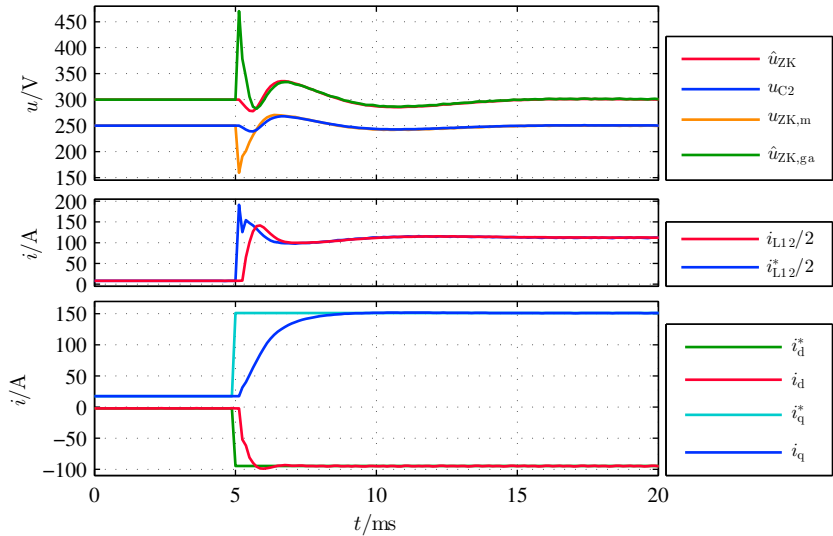


Abbildung 8.20: Gegenüberstellung der simulierten Spannungsverläufe nach einem Drehmomentsprung von $M = 5 \text{ Nm}$ auf $M = 70 \text{ Nm}$ innerhalb der Spannungsgrenze, $n_{\text{mech}} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$, $K_{p,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85 \text{ ms}$

kommen. Die Auswirkungen auf die Reglerdynamik können als gering bewertet werden, weil der Übergangsvorgang zeitlich begrenzt ist. Das größere Problem bei der Verwendung von u_{C2} als begrenzende Spannung besteht in der fehlerhaften Berechnung der Sollwertschwellen für die Übergabe an den FPGA. In der vorliegenden Betriebspunktänderung würden die Sollwertschwellen über die begrenzende Spannung $u_{ZK,m}$ hinaus gehen und der Steuersatz würde den linearen Aussteuerbereich verlassen. Im schlimmsten Fall kann es außerdem zu einem Kurzschluss des Rückspeiseschalters kommen. Besonders kritisch ist die Spannungsbegrenzung mit u_{C2} in leistungselektronischen Systemen hoher Leistung, weil vor allem die stark ausgeprägten parasitären Eigenschaften der Halbleiter eine deutliche Verkleinerung des tatsächlich wirksamen Boost-Aussteuergrads bewirken. Der Drosselstromregler muss diesen Fehler kompensieren und liefert entsprechend größere Aussteuergrade wie theoretisch notwendig. Unter diesen Umständen ist der berechnete Wert von $u_{ZK,m}$ auch stationär nicht deckungsgleich mit u_{C2} . Messungen am Versuchsstand haben bis zu 20% Abweichungen zwischen dem berechneten und tatsächlich gestellten Boostzustand ergeben [S2].

Als letztes wird der direkt erfasste Wert der Spitzen-Zwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} mit dem indirekt berechneten Wert $\hat{u}_{ZK,ag} = \frac{uc^2}{1-d}$ [15, 71] verglichen. Zum einen tritt neben der Abweichung zum korrekten Verlauf \hat{u}_{ZK} auch die eben beschriebene Problematik der realen Halbleiter auf. Zum anderen macht es aus Sicht der Maschine keinen Sinn, \hat{u}_{ZK} indirekt zu bestimmen und dann wieder für die Begrenzung der Sollspannungen in eine mittlere Spannung umzurechnen. Inwiefern die Spannung $\hat{u}_{ZK,ag}$ für die Begrenzung verarbeitet wird, kann in [15, 71] nicht nachvollzogen werden.

Die gemessenen Verläufe der Ströme und Spannungen im Z-Netzwerk sowie der Soll- und Istwerte der PMSM-Ströme nach einem Drehmoment-Sollwertsprung von $M = 5 \text{ Nm}$ auf $M = 70 \text{ Nm}$ sind in Abb. 8.21 enthalten. Zusätzlich sind die Eingangsspannung u_E sowie die Statorströme i_U , i_V und i_W eingetragen. Der Mittelwert $u'_{ZK,m}$ der Zwischenkreisspannung wurde mit Hilfe eines Mittelwertfilters erfasst, das den Zeitverlauf mit 1,5 MHz abtastet. Um innerhalb der Spannungsgrenze zu bleiben, wurde die Drehzahl auf $n_{\text{mech}} = 2000 \frac{1}{\text{min}}$ im Vergleich zur Simulation reduziert.

In Abhängigkeit des Sollmoments liefert die Sollwerttabelle die Sollwerte $i_d^* = -112,3 \text{ A}$ und $i_q^* = 158,3 \text{ A}$ auf der MMPA-Kennlinie. Entsprechend der Reglerparametrierung erreichen die Istwerte i_d und i_q die Sollwerte nach $t = 0,58 \text{ ms}$ bzw. $t = 2,6 \text{ ms}$. Der Spannungseinbruch von \hat{u}_{ZK} beträgt 71 V und der von $u_{ZK,m}$ 42 V. Die Unterschiede zur Simulation lassen sich durch die nicht konstante Eingangsspannung u_E während des Sprungs begründen, weil diese über die Vorsteuerung nach (8.37) den Drosselstrom-Sollwert beeinflusst. Aus den Zeitverläufen ist zu erkennen, dass der QZSI und die PMSM unabhängig voneinander agieren können. Die Laststromänderung wird innerhalb von $t = 30 \text{ ms}$ im Zwischenkreis ausgeglichen.

Betrieb an der Spannungsgrenze

Als regelungstechnisch kritischer erweist sich der Betrieb von QZSI und PMSM an der Spannungsgrenze, weil die PMSM direkt mit der getakteten Zwischenkreisspannung verkoppelt ist. Änderungen des Boost-Aussteuergrads wirken direkt über die mittlere Zwischenkreisspannung sprungförmig auf die Maschineninduktivitäten ein. Im Gesamtverbund interagiert der Maschinenregler über das Sollwertkennfeld, den überlagerten Spannungsregler sowie die Teilung der Spannungssollwerte durch die Spitzen-Zwischenkreisspannung mit dem Spannungsregelkreis des QZSI (s. Abb. 8.13).

Zur Charakterisierung des dynamischen Verhaltens des QZSI und der PMSM an der Spannungsgrenze, sind in Abb. 8.22 die gleichen Größen wie im

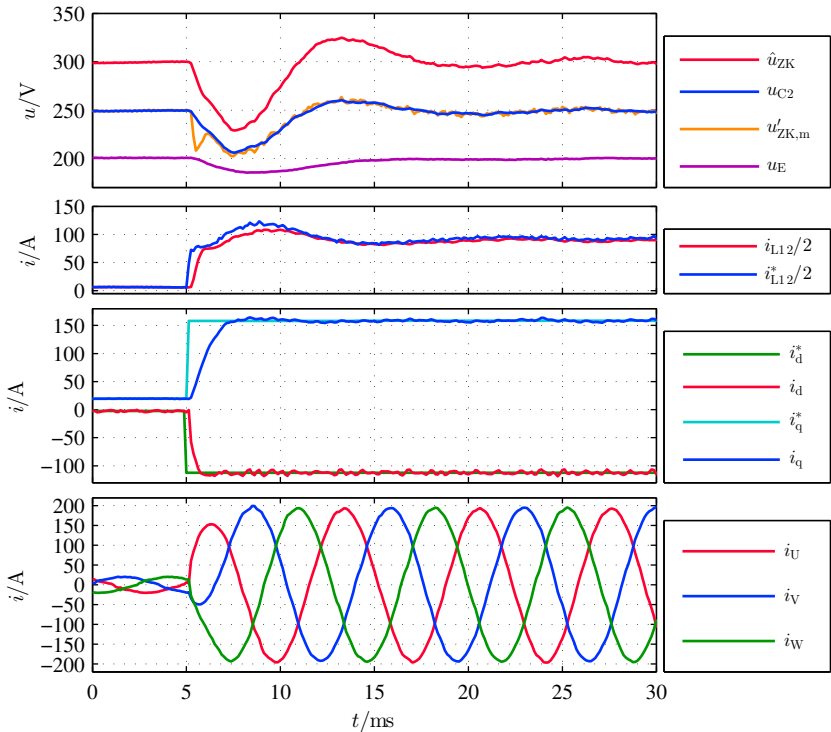


Abbildung 8.21: Gemessene, abgetastete Spannungsverläufe und Ströme nach einem Drehmomentsprung von $M = 5 \text{ Nm}$ auf $M = 70 \text{ Nm}$ innerhalb der Spannungsgrenze, $n_{\text{mech}} = 2000 \frac{1}{\text{min}}$, $K_{P,u} = 0,975$ und $T_{N,u} = 2,273 \text{ ms}$

vorangegangenen Betriebsfall zu sehen. Zu Beginn des Messverlaufs operiert die PMSM bei $M = 20 \text{ Nm}$ und $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$ im stationären Zustand an der Spannungsgrenze. Zum Zeitpunkt $t = 5 \text{ ms}$ wird der Drehmomentsollwert sprunghaft auf $M^* = 60 \text{ Nm}$ erhöht, das eine korrespondierende Änderung der Stromsollwerte i^*_d und i^*_q bedingt. Die Maschine befindet sich noch nicht an der Stromgrenze.

Als Folge des Eingriffs des Spannungsreglers der PMSM verlassen die Sollwerte der d- und q-Spannungen unter Vorgabe der maximalen Sollspannungsamplitude ihre Begrenzungswerte. Daraufhin können die Maschinenströme verlangsamt im Vergleich zum unbegrenzten Fall ausgeregelt werden.

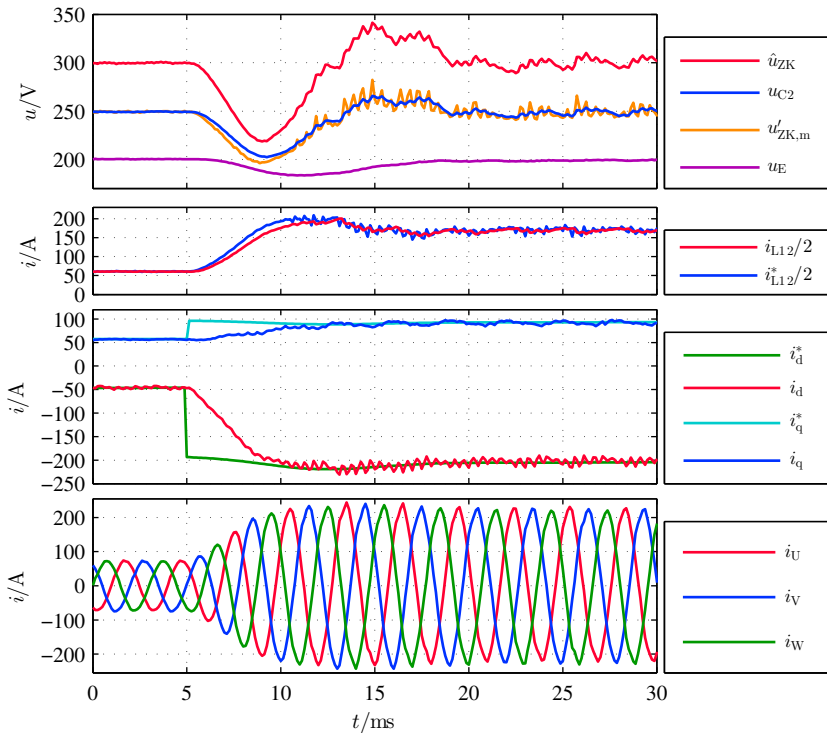


Abbildung 8.22: Gemessene, abgetastete Spannungsverläufe und Ströme nach einem Drehmomentsprung von $M = 20\text{Nm}$ auf $M = 60\text{Nm}$ an der Spannungsgrenze, $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$, $K_{P,u} = 0,975$ und $T_{N,u} = 2,273\text{ms}$

Die Spitzen-Zwischenkreisspannung bricht auf einen Wert von $\hat{u}_{ZK} = 218,7\text{V}$ ein.

Nach dem Drehmomentsprung fällt auf, dass der d-Strom mit einem ausgeprägten Ripple überlagert ist. Diese vom Phasenstrom-Nulldurchgang verursachte Störung hat die sechsfache elektrische Ausgangsfrequenz. Da die Bandbreite des Spannungsregelkreises nicht mehr ausreicht, die Störung vollständig auszuregulieren, tritt diese auch in den Kondensatorspannungen auf. Als Besonderheit des QZSI wirken sich die Stelleingriffe des Spannungsreglers sofort auf die mittlere Zwischenkreisspannung $u_{ZK,m}$ aus. Durch die fehlende Spannungsreserve ist der Zwischenkreis wiederum direkt an die PMSM gekoppelt und verändert

sprungförmig die Spannung an den Maschineninduktivitäten. Gegenüber einem Zwischenkreis mit konstanter Spannung destabilisiert der QZSI das gesamte Regelungssystem an der Spannungsgrenze. Bei sprungförmig ausgeprägten dynamischen Änderungen von $u_{ZK,m}$ ist dieses Phänomen, das einer lastseitigen Nullstelle in der rechten Halbebene ähnelt [64], deutlich ausgeprägt.

Als Ergebnis der Untersuchung kann festgehalten werden, dass es mit der beschriebenen Regelungsstruktur möglich ist, das durch QZSI und PMSM gebildete Gesamtsystem stabil und mit guter Dynamik zu regeln. Außerdem erschließt sich die Notwendigkeit, den Spannungsmittelwert $u_{ZK,m}$ für eine dynamisch korrekte Regelung der Maschine zu verwenden. Die relativ kleine Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren stellt kein Problem für die Regelung dar.

9

Betriebsstrategie

In diesem Kapitel wird abschließend ein Steuerverfahren entwickelt, das eine Betriebsführung des QZSI mit möglichst geringen Verlusten ermöglicht und den Ripple in den Drosseln klein hält.

In den Kapiteln 5 und 6 wurden die für die Dimensionierung der passiven Bauteile benötigten Bestimmungsgleichungen der Drosselstromripple und Kondensatorspannungsripple erarbeitet. Es konnte gezeigt werden, dass eine große Anzahl an Boost-Zuständen nur unter dem Einfluss der Aussteuerbegrenzung eine Reduktion der Ripple mit sich bringt. Da außerdem die Verluste für diese Verfahren nach Kap. 7 sehr hoch ausfallen, wird von einer weiteren Betrachtung abgesehen. Bezüglich eines kleinen Ripples verbleiben im Fall der kontinuierlichen Modulation die Verfahren $KM2$ und $KM2_u$, von denen die Variante $KM2_u$ deutlich kleinere Verluste verursacht. Die kleinsten Verluste entstehen beim Verfahren $KM2_b$, das aber die größten Ripple in den passiven Bauteilen erzeugt.

In der Gegenüberstellung der kontinuierlichen Verfahren mit den diskontinuierlichen Verfahren hat sich gezeigt, dass die Halbleiterverluste für die Methoden $DM1$ und $DM2_b$ kleiner bzw. vergleichbar sind wie im Fall der Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$. Inklusiv der Maschinenverluste schneiden die Verfahren $KM2_b$ und $KM2_u$ wiederum ähnlich ab wie die diskontinuierlichen Verfahren. Aufgrund der durchweg größeren Ripple im Fall der diskontinuierlichen Modulation und ähnlicher Verlusteigenschaften wie bei den besten kontinuierlichen Verfahren, empfiehlt es sich den QZSI grundsätzlich mit kontinuierlicher Modulation zu betreiben. Damit entfällt der Nachteil, der kurzzeitigen Änderung des Mittel-

werts der Drosselströme und Kondensatorsspannungen, wenn die geklemmten Sollwerte der Phasenspannungen von +1 auf -1 wechseln. Desweiteren vereinfacht sich der Implementierungsaufwand [S5] und es ergeben sich Vorteile bei der Geräuschaussendung des Antriebssystems.

In den bisherigen Veröffentlichungen wurde immer ein Modulationsverfahren für den Betrieb des ZSI bzw. QZSI verwendet. Für die vorgestellte Strategie zur Betriebsführung wird dagegen das verlustärmste Verfahren $KM2_b$ mit den Verfahren $KM2$ bzw. $KM2_u$ kombiniert, die wiederum den kleinsten Ripple aufweisen. Hierbei wird der Drosselstromripple als Basis verwendet. Die Auswirkungen auf die Dimensionierung der Kondensatoren werden kurz am Ende des Kapitels diskutiert.

9.1 Umschaltung der Modulationsverfahren anhand des Drosselstromripples

Beim Betrieb der Schaltung muss sichergestellt werden, dass der Drosselstrom die spezifizierte maximale Flussdichte nicht überschreitet. Je nach Verfahren wird durch den mit dem Stromripple überlagerten Gleichstrom die Sättigungsgrenze für unterschiedliche Leistungen erreicht. Unterhalb der Sättigungsgrenze ist es jedoch unerheblich welches Verfahren im QZSI eingestellt wird.

Als Grundlage für das Steuerverfahren werden die Induktivitäten für das Verfahren $KM2$ ausgelegt (s. Tab. 5.3). Solange der Scheitelwert \hat{I}_L des Drosselstroms unter der Sättigungsgrenze $\hat{I}_{L,max}$ liegt, wird der QZSI mit dem Modulationsverfahren $KM2_b$ betrieben. Anschließend wird auf das Verfahren $KM2_u$ bzw. $KM2$ umgeschaltet. Indirekt kommt diese Vorgehensweise einer Umschaltung der Taktfrequenz gleich. Allgemein formuliert lautet die Bedingung für das Umschalten der Modulationsverfahren:

$$I_L + \frac{\Delta I_{L,KM2b}}{2} \geq \hat{I}_{L,max} \quad (9.1)$$

Der Drosselstromripple $\Delta I_{L,KM2b}$ des Verfahrens $KM2_b$ wird nach Abs. 5.5 und Abb. 5.18(c) für $\omega t = 0$ am größten. Mit Hilfe von (5.55) und (2.64) sowie dem Induktivitätswert des Verfahrens $KM2$ kann der Ripple zu

$$\Delta I_{L,KM2b} = \frac{1}{8} \frac{D \hat{U}_{ZK} T_p}{L_{KM2}} \left(3A_M + 4(1 - D) \right) \quad (9.2)$$

bestimmt werden. Zusammen mit (9.1) kann daraus der Umschaltpunkt online im DSP berechnet werden. Im Spezialfall der anisotropen PMSM ist für den Modulationsgrad A_M der Maximalwert $A_{M,\max} = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D - D_{\text{kor}})$ einzusetzen, weil auch an der Spannungsgrenze die Leistung weiter ansteigt. Der Ripple resultiert dann zu

$$\Delta i_{L,\text{KM2b}} = \frac{1}{4} \frac{D\hat{U}_{\text{ZK}}T_p}{L_{\text{KM2}}} \left((2 + \sqrt{3})(1 - D) - \sqrt{3}D_{\text{kor}} \right) \quad (9.3)$$

Für eine korrekte Berechnung des Umschaltpunkts ist es wichtig, den tatsächlichen wirksamen Boost-Aussteuergrad zu verwenden. Zeigen die Halbleiter stark ausgeprägte parasitäre Eigenschaften, muss der Aussteuergrad deswegen mit Hilfe von Spannungsmesswerten und den stationären Übertragungsfunktionen berechnet werden. Der vom Regler ausgegebene Vorgabewert des Aussteuergrads weicht unter diesen Umständen vom tatsächlich wirksamen Wert ab.

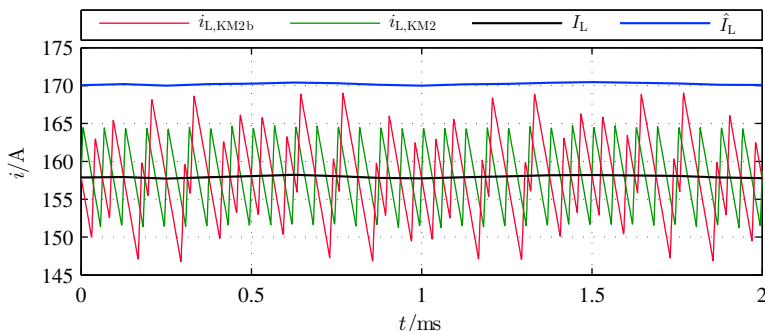


Abbildung 9.1: Simulierter zeitlicher Verlauf der getakteten Drosselströme im Fall der Verfahren KM2 und KM2_b sowie des Mittelwerts und des Spitzenstroms für Methode KM2_b, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_{C2} = 200 \text{ V}$, $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$ und $M = 60 \text{ Nm}$

Für ein besseres Verständnis des Funktionsprinzips zeigt Abb. 9.1 die getakteten Drosselstromverläufe $i_{L,\text{KM2}}$ und $i_{L,\text{KM2b}}$ der Verfahren KM2 und KM2_b, mit den Betriebsparametern $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_{C2} = 200 \text{ V}$, $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$ und $M = 60 \text{ Nm}$. Der aus dem Mittelwert I_L und dem halben Ripple (9.2) berechnete Spitzenwert $\hat{I}_{L,\max,\text{KM2}}$ ist in blauer Farbe eingetragen. Sobald dieser Wert den Maximalwert $\hat{I}_{L,\max}$ erreicht, muss umgeschaltet werden. Es ist zu erkennen, dass $\hat{I}_{L,\max,\text{KM2}}$ ein wenig über dem Spitzenwert des getakteten Stromes liegt.

Die Abweichung entsteht, weil bei der relativ hohen elektrischen Ausgangsfrequenz von $f = 400\text{ Hz}$ nicht mehr jeder Spannungssollwert des kontinuierlichen Verlaufs abgetastet wird. Der Fehler kann aber vernachlässigt werden, zumal in der Implementierung des Verfahrens eine Hysterese für die Umschaltung der Verfahren vorzusehen ist.

Die Entscheidung, ob vom Verfahren KM2_b auf das Verfahren KM2 oder KM2_u umgeschaltet wird, hängt von den Komponenten der Signalverarbeitung ab. Ohne Probleme kann von Methode KM2_b auf KM2 umgeschaltet werden, weil jeweils immer die Periodenmittelwerte der Ströme und Spannungen erfasst werden. Wird das Verfahren KM2_u aktiviert, entsteht eine unsymmetrische Verteilung der Schaltzustände im Pulsmuster und es werden nicht mehr die Mittelwerte abgetastet. Damit verbundene Abweichungen des Drehmoments vom Sollwert können entweder durch Überabtastung mit einem Mittelwertfilter verhindert werden, oder softwareseitig durch den überlagerten Drehmomentregler nach Abs. 8.4.

Die aus den Verlusten des QZSI und der PMSM gebildeten Gesamtverluste des Verfahrens KM2_u sind für das vorliegende Antriebssystem nicht viel größer als für das Verfahren KM2_b . Trotzdem lohnt es sich den QZSI auch mit Methode KM2_b zu betreiben, weil die Schaltleistung gegenüber Methode KM2_u reduziert werden kann.

Als Nachteil der besprochenen Betriebsstrategie müssen die Kondensatoren für das Verfahren KM2_b ausgelegt werden, weil der Spannungsripple in allen Betriebspunkten größer ist als bei den Verfahren KM2 und KM2_u . Durch die Aussteuerbegrenzung im realen System mit $T_{\text{kor}} = 6,25\ \mu\text{s}$ kann jedoch die tatsächlich benötigte Kapazität im Vergleich zum Idealfall kleiner dimensioniert werden.

10

Zusammenfassung

Die vorliegende Dissertation umfasst die ganzheitliche Untersuchung des dreiphasigen Quasi-Z-Source-Umrichters (QSI) mit einer anisotropen, permanentenregten Synchronmaschine als Last. Aus den erarbeiteten Erkenntnissen wird ein Konzept für die Dimensionierung und den Betrieb des QZSI abgeleitet. Da es sich beim QZSI um eine Schaltungsvariante dreiphasiger Wechselrichter mit Impedanzzwischenkreis handelt, lassen sich die Erkenntnisse auf ähnlich geartete Topologien übertragen.

Für den Test der entwickelten Modulationsverfahren und Regelungsstrategien wurde ein Versuchsstand geplant und aufgebaut, mit einem 50kW QZSI-Prototyp und zwei baugleichen, wassergekühlten permanentenregten Synchronmaschinen. Zwei weitere Stromrichter sind als Gleichspannungsquelle und zur Speisung der Belastungsmaschine vorgesehen.

Für ein grundlegendes Verständnis der Schaltungsfunktion wird eine Schaltungsanalyse durchgeführt, bei der die Differentialgleichungen der Drosselströme und Kondensatorspannungen in den verschiedenen Schaltungszuständen aufgestellt werden. Daraus kann das stationäre Verhalten der Komponenten des Impedanznetzwerks hergeleitet werden. Die Erkenntnisse dienen als Grundlage für die spätere Dimensionierung und Regelung des QZSI.

Aus dem stationären Übertragungsverhalten wird ersichtlich, dass der QZSI in der Lage ist, eine gegenüber der Eingangsspannung größere Zwischenkreisspannung zu erzeugen. Die für die Hochsetzstellerfunktion verantwortlichen Boostzustände bewirken gewollte Brückenkurzschlüsse, welche zu einer

Erhöhung der wirksamen Zwischenkreisspannung gegenüber dem wirksamen Spitzenwert führen. Neben den für den Betrieb zweckdienlichen Schaltzuständen treten ungewollte Zustände auf, die den stabilen Betrieb der Schaltung stören können.

Im nächsten Schritt werden die Modulationsverfahren beschrieben, die für die Generierung der Hochsetzstellerfunktion und der dreiphasigen Ausgangsspannung benötigt werden. Mit Hilfe von konventionellen trägerbasierten Modulationsverfahren mit Regular Sampling werden die Boostzustände durch modifizierte Schwellensignale in das Pulsmuster eingefügt. Etablierte Modulationsverfahren dreiphasiger Z-Source-Umrichter mit kontinuierlichen- und diskontinuierlichen Referenzsignalen dienen als Grundlage für die Entwicklung weiterer Verfahren. Die Boostzustände der hier applizierten Varianten befinden sich zwischen den aktiven- und Freilaufzuständen sowie in der Mitte der Freilaufzustände. Aus Sicht der passiven Komponenten des Z-Netzwerks macht es keinen Unterschied, ob einer, zwei oder drei Brückenarme kurzgeschlossen werden. Die Anzahl der kurzgeschlossenen Arme beeinflusst jedoch die Halbleiterverluste.

In der Anwendung der Verfahren kommt dem Rückspeiseschalter selbst im motorischen Betrieb eine besondere Bedeutung zu, weil dieser bei kleinen Leistungen zur Unterbindung der ungewollten Schaltzustände in den Freiläufen und aktiven Zuständen eingeschaltet werden muss. Um im Boostzustand Kurzschlüsse zwischen den Kondensatoren, dem Rückspeiseschalter und der Drehstrombrücke zu vermeiden, muss eine Verriegelungszeit vorgesehen werden. Folglich ist die aus der Literatur versprochene Kurzschlussfestigkeit der Z-Source-Umrichter nur gegeben, solange der Rückspeiseschalter nicht getaktet wird. Zusammen mit weiteren Schalt- und Verriegelungszeiten der Drehstrombrücke wird der mögliche Aussteuerbereich durch die zusätzliche Verriegelungszeit des Rückspeiseschalters gegenüber der konventionellen DBS reduziert.

Für die Untersuchung der Auswirkungen der Modulationsverfahren auf die Dimensionierung der Drosseln werden als erstes die Verfahren betrachtet, die eine feste Taktfrequenz einprägen. Es wird geprüft, ob durch eine passende Dimensionierung der Drosseln auf Basis des Laststroms ungewollte Schaltzustände vermieden werden können. Da dies nur in einem eingeschränkten Betriebsbereich möglich ist, erfolgt die Auslegung der Drosseln anhand des maximalen Ripples bei maximalem Drosselstrom. Die Modulationsverfahren, bei denen sich die Boostzustände zwischen den Schaltzuständen befinden

(Überlappverfahren), prägen einen mit der Ausgangsfrequenz variablen Ripple in die Drosseln ein. Trotz des im Mittel kleineren Stromripples bringt eine große Anzahl an Boostphasen für die hier beschriebenen Verfahren keine Vorteile im Vergleich zu den Verfahren mit konstantem Stromripple. Einzig die Aussteuerbegrenzung der Drehstrombrücke reduziert den Stromripple bei den Überlappverfahren. Der Vergleich der Induktivitätswerte mit denen des Hochsetzstellers zeigt, dass dieser dem QZSI in allen Betriebspunkten überlegen ist.

Wie bei den Drosseln spielen die Modulationsverfahren eine große Rolle bei der Dimensionierung der Kondensatoren. Für die Berechnung der entsprechenden Kapazitäten werden die Spannungsripple im stationären Zustand betrachtet. Es besteht eine Abhängigkeit von den Betriebseigenschaften der eingesetzten PMSM. Auch hier kann festgestellt werden, dass bei der Mehrzahl der Verfahren eine große Anzahl an Boostphasen nicht den gewünschten Effekt einer Bauteilreduktion mit sich bringt. Lediglich bei der diskontinuierlichen Modulation wird in gewissen Betriebspunkten eine Reduktion des Bauteilaufwands erreicht. Weiterhin ist es für eine optimale Ausnutzung der Kondensatoren und zur Vermeidung einer fehlerhaften Dimensionierung wichtig, das Verhältnis zwischen der mittleren Zwischenkreisspannung und der Eingangsspannung zu betrachten. Anhand des Spannungsverhältnisses muss entschieden werden, ob alleine der Eingangsstrom für die Dimensionierung der Kondensatoren benutzt werden kann oder ob auch die Lastströme und die aktiven Zustände eingehen. Die Kapazitätswerte können anhand der hier hergeleiteten analytischen Gleichungen berechnet werden. Simulationsergebnisse bestätigen die analytischen Gleichungen.

Weiterhin werden die Resonanzeigenschaften des QZSI untersucht und der Effektivwert des Kondensatorstroms berechnet.

Um den Einfluss der Modulationsverfahren auf die Halbleiterverluste zu untersuchen, werden für alle Verfahren die Durchlass- und Schaltverluste der Drehstrombrücke und der Eingangsdiode analytisch berechnet. Im Vergleich mit dem Hochsetzstellersystem sind die Verluste des QZSI in den meisten Betriebspunkten größer. Vor allem bei großen Spannungsverstärkungen ist der QZSI deutlich im Nachteil. Die Berechnungen zeigen eine gute Übereinstimmung mit Simulationsergebnissen.

Am Versuchsstand wurden Kennfeldmessungen durchgeführt, die qualitativ mit den vorhergesagten Verlusten übereinstimmen. Für einen verlustarmen Betrieb des QZSI empfiehlt es sich auch hier möglichst wenige Boostzustände

anzuwenden und diese in die Schaltzustandswechsel zu integrieren. Es hat sich gezeigt, dass die effizientesten kontinuierlichen Verfahren kaum schlechter oder ähnlich ausfallen wie die besten diskontinuierlichen Methoden. Deswegen ist es aufgrund der kleineren Ripple in den passiven Bauteilen besser, die kontinuierlichen Verfahren für den Betrieb des QZSI zu applizieren.

Zwei nachteilige Aspekte des QZSI sind bei den Messungen aufgefallen. Erstens entstehen aufgrund des vierlagigen Aufbaus des Zwischenkreises und der in den Zwischenkreis integrierten Diode merkliche Schaltüberspannungen bei hohen Ausgangsströmen. Prinzipbedingt fallen diese größer aus als bei einer konventionellen Lösung. Da keine industriell gefertigten Snubber mit niederinduktivem Spezialaufbau für den Einsatz in Z-Source-Umrichtern verfügbar sind, musste zur Reduktion der Überspannungen ein Snubber entworfen und aufgebaut werden. Durch die begrenzte Fertigungstechnik beim Eigenbau der Schaltung gibt es immer noch vergleichsweise hohe Überspannungen.

Zweitens treten ungewollte Boostzustände in der Verriegelungszeit zwischen dem Schalten des Boost-Zustands und des Rückspeiseschalters auf. Problematisch ist dabei die Ausschaltverzögerungszeit, die sich bei den hier eingesetzten IGBTs stromabhängig um mehrere Mikrosekunden innerhalb einer Lastperiode ändert. Am besten geeignet für den stabilen Betrieb einen QZSI mit hoher Leistung sind die Verfahren, bei denen sich die Boostzustände in den Freilaufzuständen befinden und keine ungewollten Boostzustände auftreten können.

Die Regelung des QZSI stellt einen weiteren Kernpunkt der Forschungsarbeit dar. Das auf Basis von State Space Averaging hergeleitete Kleinsignalmodell wird für die Entwicklung einer Regelungsstrategie verwendet. Hervorstechendes Merkmal des QZSI ist die asymmetrische Konfiguration des Z-Netzwerks, die bei Einwirkung von Störungen in das Z-Netzwerk zur Instabilität des Regelkreises führen kann, wenn die Regelungsmethoden den konventionellen ZSI appliziert werden. Deswegen wird ein Regelungskonzept entwickelt, mit dem die Zwischenkreisspannung auch bei gestörter Eingangsspannung stabil bleibt. Hierfür müssen jedoch beide Kondensatorspannungen und Drosselströme gemessen werden. Es kommt eine Kaskadenregelung zur Anwendung, bei der ein Kondensatorspannungsregler dem Drosselstromregler überlagert ist. In Hinblick auf die Regelung des Gesamtsystems mit PMSM, ist es wichtig den richtigen Wert der Zwischenkreisspannung zu regeln. Ansonsten ist mit Dynamikeinbußen und Fehlern bei der Pulsgenerierung für die Drehstrombrücke zu rechnen.

Aufgrund der kleinen Zwischenkreiskondensatoren und der hohen geforderten dynamischen Eigenschaften der PMSM sind Vorsteuerungen vorgesehen, mit denen die Regelgüte deutlich gegenüber konventionellen Lösungen verbessert wird.

Für die Parametrierung der Reglerparameter des Spannungsregelkreises werden Bestimmungsgleichungen anhand der Polvorgabe des geschlossenen Regelkreises hergeleitet, die explizit die Nullstelle in der rechten Halbebene berücksichtigen. Vor allem wenn der Arbeitspunkt, wie im vorliegenden Antriebssystem, nicht konstant bleibt, kann auf diese Weise die unkomfortable Parametrierung durch Bode-Diagramme umgangen werden.

Die eingesetzte anisotrope, permanenterregte Synchronmaschine wurde für die Ausnutzung des Reluktanzmoments konzipiert. Für die Erzeugung der notwendigen Stromsollwerte wird eine Betriebsstrategie gewählt, welche die Stromwärmeverluste reduziert. Unter Berücksichtigung der Sättigung der Induktivitäten werden die Sollwerte in Tabellen gespeichert, die dann im Betrieb in Abhängigkeit des geforderten Drehmoments und des Flusses ausgegeben werden. Mit Hilfe von Stromzustandsreglern können die Ströme mit sehr guter Dynamik eingeregelt werden. An der Spannungsgrenze wird ein überlagerter Spannungsregler eingesetzt, der Parameterungenauigkeiten kompensiert.

Messungen und Simulationen validieren die Modelle und das Regelungskonzept des Gesamtsystems. Sowohl der Betrieb mit ausreichender Spannungsreserve als auch an der Spannungsgrenze kann mit der erarbeiteten Regelungsstrategie bewerkstelligt werden. Es hat sich gezeigt, dass der Stellgrößendurchgriff auf die mittlere Zwischenkreisspannung direkte Auswirkungen auf die Regelung hat.

Am Ende dieser Forschungsarbeit wird eine Betriebsstrategie vorgestellt, mit der es möglich ist den QZSI in einem weiten Betriebsbereich mit den geringsten Verlusten zu betreiben. Hierbei wird das kontinuierliches Modulationsverfahren mit dem größten Stromripple und der besten Performanz solange aktiviert, bis der Maximalwert des zulässigen Scheitelwerts des Drosselstroms erreicht wird. Dann wird auf ein Verfahren umgeschaltet, das den kleinsten Ripple verursacht.

A

Anhang

A.1 Spannungsrippele der restlichen Verfahren

Verfahren KM4

Tabelle A.1: Spannungsrippele des Modulationsverfahrens KM4 im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C4,KM4} = \frac{a_{F1} I_L}{I_{E,\text{max}} D}$	(A.1)
4960	$\Delta U'_{C134,KM4} = \Delta U'_{C134,KM2}$	
7000	$\Delta U'_{C4,KM4}, \Delta U'_{C134,KM4}$ $\Delta U'_{C41,KM4} = \frac{-2a_{F1} I_L + D I_L}{I_{E,\text{max}} D}$	(A.2)

Tabelle A.2: Spannungsrippele des Modulationsverfahrens KM4 im Betriebsfall 2

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C4,KM4}$	(A.3)
4960	$\Delta U'_{C41,KM4}$	
7000	$\Delta U'_{C41,KM4}$	

Verfahren KM6

Tabelle A.3: Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM6 im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C134, \text{KM6}} = \frac{2a_{F1}I_L + 2a_{A2} \cdot (I_L + i_W) - \frac{2}{3}DI_L}{I_{E, \text{max}}D}$	(A.4)
	$\Delta U'_{C4, \text{KM6}} = \Delta U'_{C4, \text{KM4}}$	(A.5)
4960	$\Delta U'_{C134, \text{KM6}}, \Delta U'_{C4, \text{KM6}}$	
7000	$\Delta U'_{C134, \text{KM6}}, \Delta U'_{C4, \text{KM6}}$	

Tabelle A.4: Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM6 im Betriebsfall 2

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C4, \text{KM6}} = \Delta U'_{C4, \text{KM4}}$	
4960	$\Delta U'_{C41, \text{KM6}} = \frac{-2a_{F1}I_L + \frac{2}{3}DI_L}{I_{E, \text{max}}D}$	(A.6)
	$\Delta U'_{C431, \text{KM6}} = \frac{-2a_{F1}I_L - 2a_{A2} \cdot (I_L + i_W) + \frac{4}{3}DI_L}{I_{E, \text{max}}D}$	(A.7)
	$\Delta U'_{C134, \text{KM6}}$	
7000	$\Delta U'_{C41, \text{KM6}}, \Delta U'_{C134, \text{KM6}}, \Delta U'_{C431, \text{KM6}}$	

Verfahren KM2_b

Tabelle A.5: Spannungsrippl des Modulationsverfahrens KM2_b im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C34, KM2b} = \frac{2a_{F1}I_L + 2a_{A2} \cdot (I_L + i_w)}{I_{E, \max} D}$	(A.8)
	$\Delta U'_{C4, KM2b} = \Delta U'_{C4, KM4}$	(A.9)
4960	$\Delta U'_{C431, KM2b} = \frac{-2a_{F1}I_L - 2a_{A2} \cdot (I_L + i_w) + 2DI_L}{I_{E, \max} D}$	(A.10)
	$\Delta U'_{C34, KM2b}$	
7000	$\Delta U'_{C431, KM2b}, \Delta U'_{C34, KM2b}$	

Tabelle A.6: Spannungsrippl des Modulationsverfahrens KM2_b im Betriebsfall 2

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen
2400	$\Delta U'_{C34, KM2b}, \Delta U'_{C4, KM2b}$
4960	$\Delta U'_{C34, KM2b}, \Delta U'_{C431, KM2b}$
7000	$\Delta U'_{C34, KM2b}, \Delta U'_{C431, KM2b}$

Verfahren KM2_u

Tabelle A.7: Spannungsripplle des Modulationsverfahrens KM2_u im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C34, KM2u} = \frac{2a_{F1} I_L + a_{A2} \cdot (I_L + i_W)}{I_{E, \max} D}$	(A.11)
	$\Delta U'_{C4, KM2u} = \Delta U'_{C4, KM4}$	(A.12)
4960	$\Delta U'_{C134, KM2u} = \frac{2a_{F1} I_L + 2a_{A2} \cdot (I_L + i_W) - D I_L}{I_{E, \max} D}$	(A.13)
	$\Delta U'_{C1, KM2u} = \Delta U'_{C1, KM2}$	(A.14)
	$\Delta U'_{C34, KM2u}$	
7000	$\Delta U'_{C134, KM2u}, \Delta U'_{C1, KM2u}, \Delta U'_{C34, KM2u}$	

Tabelle A.8: Spannungsripplle des Modulationsverfahrens KM2_u im Betriebsfall 2

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen
2400	$\Delta U'_{C4, KM2u}, \Delta U'_{C34, KM2u}$
4960	$\Delta U'_{C1, KM2u}$
7000	$\Delta U'_{C1, KM2u}$

Verfahren DM1

Tabelle A.9: Spannungsripple des Modulationsverfahrens DM1 im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C14,DM1} = \frac{2a_F I_L - 2D I_L}{I_{E,\text{max}} D}$	(A.15)
	$\Delta U'_{C2,DM1} = -\frac{2a_{A1} \cdot (I_L - i_U)}{I_{E,\text{max}} D}$	(A.16)
4960	$\Delta U'_{C3,DM1} = \frac{2a_{A2} \cdot (I_L + i_W)}{I_{E,\text{max}} D}$	(A.17)
	$\Delta U'_{C1,DM1} = \frac{2I_L}{I_{E,\text{max}}}$	(A.18)
7000	$\Delta U'_{C3,DM1}, \Delta U'_{C1,DM1}$	

Verfahren DM2

Tabelle A.10: Spannungsrippe des Modulationsverfahrens DM2 im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C4,DM2} = \frac{2a_F I_L}{I_{E,\text{max}} D}$	(A.19)
4960	$\Delta U'_{C41,DM2} = \frac{-2a_F I_L + 2D I_L}{I_{E,\text{max}} D}$	(A.20)
	$\Delta U'_{C3,DM2} = \Delta U'_{C3,DM1}$	(A.21)
	$\Delta U'_{C4,DM2}$	
7000	$\Delta U'_{C4,DM2}, \Delta U'_{C41,DM2}$	

Tabelle A.11: Spannungsrippe des Modulationsverfahrens DM2 im Betriebsfall 2

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen
2400	$\Delta U'_{C4,DM2}$
4960	$\Delta U'_{C41,DM2}$
7000	$\Delta U'_{C41,DM2}$

Verfahren DM2

Tabelle A.12: Spannungsrippl des Modulationsverfahrens DM4 im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C4,DM4} = \Delta U'_{C4,DM2}$	(A.22)
4960	$\Delta U'_{C3,DM4} = \Delta U'_{C3,DM1}$	(A.23)
	$\Delta U'_{C134,DM4} = \Delta U'_{C134,KM2u}$	(A.24)
	$\Delta U'_{C4,DM4}$	
7000	$\Delta U'_{C41,DM4} = \frac{-2a_F I_L + D I_L}{I_{E,\max} D}$	(A.25)
	$\Delta U'_{C4,DM4}, \Delta U'_{C3,DM4}, \Delta U'_{C134,DM4}$	(A.26)

Tabelle A.13: Spannungsrippl des Modulationsverfahrens DM4 im Betriebsfall 2

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C4,DM4}$	
4960	$\Delta U'_{C2,DM4} = \frac{2a_{A1} \cdot (I_L - i_U)}{I_{E,\max}}$	(A.27)
	$\Delta U'_{C3,DM4} = \Delta U'_{C3,DM1}$	(A.28)
	$\Delta U'_{C41,DM4}$	(A.29)
7000	$\Delta U'_{C2,DM4}, \Delta U'_{C41,DM4}, \Delta U'_{C3,DM4}$	

Verfahren DM2_b

Tabelle A.14: Spannungsripplle des Modulationsverfahrens DM2_b im Betriebsfall 1

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C34,DM2b} = \frac{2a_{\text{F}}I_{\text{L}} + 2a_{\text{A}2} \cdot (I_{\text{L}} + i_{\text{W}})}{I_{\text{E,max}}D}$	(A.30)
	$\Delta U'_{C4,DM2b} = U'_{C4,DM2}$	
4960	$\Delta U'_{C3,DM2b} = U'_{C3,DM1}$	
	$\Delta U'_{C24,DM2b} = \frac{2a_{\text{F}}I_{\text{L}} + 2a_{\text{A}1} \cdot (I_{\text{L}} - i_{\text{U}})}{I_{\text{E,max}}D}$	(A.31)
	$\Delta U'_{C34,DM2b}$	
7000	$\Delta U'_{C3,DM2b}, \Delta U'_{C24,DM2b}, \Delta U'_{C34,DM2b}$	(A.32)

Tabelle A.15: Spannungsripplle des Modulationsverfahrens DM2_b im Betriebsfall 2

$n_{\text{mech}}/\frac{1}{\text{min}}$	Bestimmungsgleichungen	
2400	$\Delta U'_{C34,DM2b}, \Delta U'_{C4,DM2b}$	
4960	$\Delta U'_{C2,DM2b} = \Delta U'_{C2,DM4}$	
	$\Delta U'_{C34,DM2b}, \Delta U'_{C3,DM2b}$	
7000	$\Delta U'_{C2,DM2b}, \Delta U'_{C34,DM2b}, \Delta U'_{C3,DM2b}$	

A.2 Herleitung der Strommittel- und Effektivwerte zur Berechnung der Durchlassverluste

A.2.1 Modulationsverfahren KM4

$$I_{\text{nb,KM4}}^{\text{TR},\varphi_1} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U \cdot a_{\text{U,TR}} d\omega t = \frac{\hat{I}_S}{8\pi} (M\pi \cos(\varphi) + 4) \quad (\text{A.33})$$

$$\left(I_{\text{eff,nb,KM4}}^{\text{TR},\varphi_1} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U^2 \cdot a_{\text{U,TR}} d\omega t = \frac{\hat{I}_S^2}{24\pi} (8M \cos(\varphi) + 3\pi) \quad (\text{A.34})$$

$$I_{\text{b,KM4}}^{\text{TR}} = \frac{1}{2\pi} \frac{2D}{4} \left(\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{S1h,1}} d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} i_{\text{S1h,3}} d\omega t + \right) \quad (\text{A.35})$$

$$= \frac{D}{12\pi} (8I_L \pi - \sqrt{3} \cos(\varphi) \hat{I}_S) \quad (\text{A.36})$$

$$\left(I_{\text{eff,b,KM4}}^{\text{TR}} \right)^2 = \frac{D}{48\pi} \left((6\sqrt{3} \cos(\varphi)^2 - 3\sqrt{3} + 4\pi) \hat{I}_S^2 - 48\sqrt{3} \hat{I}_S I_L \cos(\varphi) + 64\pi I_L^2 \right) \quad (\text{A.37})$$

$$I_{\text{KM4}}^{\text{DB},\varphi_1} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_U \cdot a_{\text{U,DB}} d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_U \cdot \left(a_{\text{U,DB}} - \frac{D}{2} \right) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U \cdot a_{\text{U,DB}} d\omega t \right) = \quad (\text{A.38})$$

$$= \frac{\hat{I}_S}{8\pi} \left(-M\pi \cos(\varphi) + 4 - 2\sqrt{3}D \cos(\varphi) \right)$$

$$\left(I_{\text{eff,KM4}}^{\text{DB}} \right)^2 = \frac{\hat{I}_S^2}{48\pi} \left(-16M \cos(\varphi) + 6\pi - D(6\sqrt{3} \cos(\varphi)^2 - 3\sqrt{3} + 4\pi) \right) \quad (\text{A.39})$$

A.2.2 Vergleich der Durchlassverluste zwischen Verfahren KM4 und KM6

Für den Vergleich der mittleren- und quadrierten effektiven IGBT-Ströme der Verfahren KM4 und KM6 werden Boost- und Non-Boostströme nach (7.8) zu einem Gesamtstrom zusammengefasst. Die Differenz aus der Summe von (A.33) und (A.36) sowie (7.9) und (7.16) ergibt für Phasenwinkel $\varphi_1 \in \{0.. \frac{\pi}{6}\}$:

$$\Delta I_{KM4, KM6}^{TR, \varphi_1} = I_{KM4}^{TR, \varphi_1} - I_{KM6}^{TR, \varphi_1} = \frac{1}{12\pi} \hat{I}_S D (2 - \sqrt{3} \cos(\varphi)) \quad (A.40)$$

Ebenso folgt mit (A.34) und (A.37) sowie (7.11) und (7.17) für die Differenz des quadratischen Effektivwerts:

$$\begin{aligned} \left(\Delta I_{\text{eff}, KM4, KM6}^{TR, \varphi_1} \right)^2 &= \left(I_{\text{eff}, KM4}^{TR, \varphi_1} \right)^2 - \left(I_{\text{eff}, KM6}^{TR, \varphi_1} \right)^2 = \\ &= \frac{\hat{I}_S^2 D}{48\pi} (3\sqrt{3} - 2\pi - 6\sqrt{3} \cos(\varphi))^2 + 16\sqrt{3} \cos(\varphi) \frac{I_L}{\hat{I}_S} \end{aligned} \quad (A.41)$$

Werden $\hat{I}_S = 300\text{A}$, $I_L = 300\text{A}$ sowie $D = 0,5$ zur Abschätzung der maximalen Differenzen in die Gleichungen eingesetzt, resultiert für $\varphi \in \{0.. \frac{\pi}{3}\}$ ein Abweichung zwischen 0A und 4,5A beim Mittelwert und zwischen 4834A^2 und 3035A^2 beim quadratischen Effektivwert. In Verbindung mit den Halbleiterparametern entsteht eine vernachlässigbare Verlustdifferenz mit Werten im einstelligen Prozentbereich.

A.3 Herleitung der Strommittelwerte zur Berechnung der Schaltverluste

A.3.1 Modulationsverfahren KM4

$$I_{nb,KM4}^{TR,\varphi_1} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U d\omega t \right) = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S (2 - \sqrt{3} \cos(\varphi)) \quad (A.42)$$

$$I_{nb,KM4}^{TR,\varphi_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_U d\omega t = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S \sin(\varphi) \quad (A.43)$$

$$I_{b,KM4}^{TR} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{3}+\varphi}^{\frac{\pi}{3}} 2I_L d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} i_{S1h,3} d\omega t \right) = \frac{1}{6\pi} (-3\sqrt{3}\hat{I}_S \cos(\varphi) + 8\pi I_L) \quad (A.44)$$

$$I_{KM4}^{DB,\varphi_1} = I_{nb,KM4}^{TR,\varphi_1} \quad (A.45)$$

$$I_{KM4}^{DB,\varphi_2} = I_{nb,KM4}^{TR,\varphi_2} \quad (A.46)$$

$$\begin{aligned} I_{KM4}^{DE} &= \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} (2 \cdot 2I_L + (2I_L - i_U) + (2I_L + i_W)) d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} (8I_L\pi - 3\sqrt{3} \cos(\varphi) \hat{I}_S) \end{aligned} \quad (A.47)$$

A.3.2 Modulationsverfahren KM2b

$$I_{\text{nb,KM2b}}^{\text{TR},\varphi_1} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{U}} d\omega t = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_{\text{S}} \sqrt{3} \cos(\varphi) \quad (\text{A.48})$$

$$I_{\text{nb,KM2b}}^{\text{TR},\varphi_2} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{U}} d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_{\text{U}} d\omega t \right) = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_{\text{S}} (2 - \sin(\varphi)) \quad (\text{A.49})$$

$$I_{\text{b,KM2b}}^{\text{TR}} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{3}+\varphi}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{S2h},1} d\omega t + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}} i_{\text{S4h},1} d\omega t \right) = \frac{1}{6\pi} (-3\sqrt{3}\hat{I}_{\text{S}} \cos(\varphi) + 4\pi I_{\text{L}}) \quad (\text{A.50})$$

$$I_{\text{nb,KM2b}}^{\text{DB},\varphi_1} = I_{\text{nb,KM2b}}^{\text{TR},\varphi_1} \quad (\text{A.51})$$

$$I_{\text{nb,KM2b}}^{\text{DB},\varphi_2} = I_{\text{nb,KM2b}}^{\text{TR},\varphi_2} \quad (\text{A.52})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{KM2b}}^{\text{DE}} &= \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left((2I_{\text{L}} - i_{\text{U}}) + (2I_{\text{L}} + i_{\text{W}}) \right) d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} (4I_{\text{L}}\pi - 3\sqrt{3}\cos(\varphi)\hat{I}_{\text{S}}) \end{aligned} \quad (\text{A.53})$$

A.3.3 Modulationsverfahren KM2_u

Die unsymmetrische Aufteilung des Pulsmusters beim Verfahren KM2_u erfordert eine Auftrennung der Verlustenergien des Ein- und Ausschaltvorgangs. Deswegen werden die Verlustenergien $E_{s,on}$, $E_{s,off}$ sowie $E_s = E_{s,on} + E_{s,off}$ explizit in die Gleichungen eingefügt und die mittleren Ströme mit einer Raute markiert. Für die schlussendliche Berechnung sind die Gleichungen (7.29), (7.30) und (7.31) zu verwenden.

$$\begin{aligned} I_{nb,KM2u}^{TR,\varphi_1,\#} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} E_s i_U d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} E_{s,on} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} E_s i_U d\omega t \right) \\ &= \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S \left(E_s (2 - \sqrt{3} \cos(\varphi)) + E_{s,on} \sqrt{3} \cos(\varphi) \right) \end{aligned} \quad (A.54)$$

$$\begin{aligned} I_{nb,KM2u}^{TR,\varphi_2,\#} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{3}} E_{s,on} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} E_s i_U d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} E_{s,off} i_U d\omega t \right) \\ &= \frac{1}{4\pi} \hat{I}_S \left(E_s (2 + \sin(\varphi)) + E_{s,on} \sqrt{3} \cos(\varphi) - E_{s,off} \sqrt{3} \cos(\varphi) \right) \end{aligned} \quad (A.55)$$

$$\begin{aligned} I_{b,KM2u}^{TR,\#} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} E_{s,off} i_{S1h,1} d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} E_{s,on} i_{S1h,3} d\omega t \right) \\ &= \frac{1}{6\pi} E_s (4I_L \pi - 3\sqrt{3} \hat{I}_S \cos(\varphi)) \end{aligned} \quad (A.56)$$

$$I_{KM2u}^{DB,\varphi_1} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U d\omega t = \frac{1}{\pi} \hat{I}_S \quad (A.57)$$

$$I_{KM2u}^{DB,\varphi_2} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{\pi}{3}} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_U d\omega t \right) = \frac{1}{4\pi} \hat{I}_S (2 + \sin(\varphi) + \sqrt{3} \cos(\varphi)) \quad (A.58)$$

$$\begin{aligned}
 I_{\text{KM2u}}^{\text{DE,\#}} &= \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(E_s 2 \cdot 2I_L + E_{s,\text{on}}(2I_L - i_U) + E_{s,\text{off}}(2I_L + i_W) \right) d\omega t = \\
 &= \frac{1}{\pi} \left(E_{s,\text{off}}(4\pi I_L - 3\sqrt{3} \cos(\varphi) \hat{I}_S) \right)
 \end{aligned} \tag{A.59}$$

A.3.4 Modulationsverfahren DM1

$$I_{\text{nb,DM1}}^{\text{TR}} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{6}} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U d\omega t \right) = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S (2 - \cos(\varphi)) \tag{A.60}$$

$$\begin{aligned}
 I_{\text{b,DM1}}^{\text{TR,\varphi1}} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{6}} i_{\text{S1h,5}} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_{\text{S1h,5}} d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}+\varphi} i_{\text{S1h,5}} d\omega t \right) \\
 &= \frac{1}{8\pi} (4\pi I_L - \sqrt{3} \hat{I}_S \cos(\varphi) - \hat{I}_S \sin(\varphi))
 \end{aligned} \tag{A.61}$$

$$\begin{aligned}
 I_{\text{b,DM1}}^{\text{TR,\varphi2}} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{6}} i_{\text{S1h,5}} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_{\text{S1h,5}} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}+\varphi}^{\frac{3\pi}{2}+\varphi} i_{\text{S1h,5}} d\omega t \right) \\
 &= \frac{1}{36\pi} (20\pi I_L - 12\varphi I_L - 9\hat{I}_S)
 \end{aligned} \tag{A.62}$$

$$I_{\text{DM1}}^{\text{DB}} = I_{\text{nb,DM1}}^{\text{TR}} \tag{A.63}$$

$$I_{\text{DM1}}^{\text{DE}} = 2I_L \tag{A.64}$$

A.3.5 Modulationsverfahren DM2

$$I_{\text{nb,DM2}}^{\text{TR},\varphi_1} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U d\omega t \right) = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S (2 - \sqrt{3} \cos(\varphi)) \quad (\text{A.65})$$

$$I_{\text{nb,DM2}}^{\text{TR},\varphi_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_U d\omega t = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S \sin(\varphi) \quad (\text{A.66})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{b,DM2}}^{\text{TR}} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{3}+\varphi}^{-\frac{\pi}{6}} i_{\text{S1h},1} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{S1h},1} d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} i_{\text{S1h},3} d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} i_{\text{S1h},3} d\omega t \right) \\ &= \frac{1}{6\pi} \left(4\pi I_L + 3\hat{I}_S \cos(\varphi) (1 - \sqrt{3}) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.67})$$

$$I_{\text{DM2}}^{\text{DB},\varphi_1} = I_{\text{nb,DM2}}^{\text{TR},\varphi_1} \quad (\text{A.68})$$

$$I_{\text{DM2}}^{\text{DB},\varphi_2} = I_{\text{nb,DM2}}^{\text{TR},\varphi_2} \quad (\text{A.69})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{DM2}}^{\text{DE}} &= 2I_L + \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} 2I_L + i_W d\omega t + \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} 2I_L - i_U d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} \left(4\pi I_L + 3\hat{I}_S \cos(\varphi) (1 - \sqrt{3}) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.70})$$

A.3.6 Modulationsverfahren DM4

$$I_{\text{nb,DM4}}^{\text{TR},\varphi 1} = 0 \quad (\text{A.71})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{b,DM4}}^{\text{TR}} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_{\text{S1h},4} d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{6}} i_{\text{S1h},1} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} i_{\text{S1h},1} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{S1h},2} d\omega t + \right. \\ &\quad \left. \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} i_{\text{S1h},3} d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} i_{\text{S1h},3} d\omega t + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}+\varphi} i_{\text{S1h},4} d\omega t \right) \\ &= \frac{1}{6\pi} \left(8\pi I_L + 3\hat{I}_S \cos(\varphi) (1 - 2\sqrt{3}) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.72})$$

$$I_{\text{DM4}}^{\text{DB}} = 0 \quad (\text{A.73})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{DM4}}^{\text{DE}} &= 2I_L + \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} (2I_L - i_U) + 2(2I_L + i_W) d\omega t + \\ &\quad \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} 2(2I_L - i_U) + (2I_L + i_W) d\omega t = \frac{1}{\pi} \left(8\pi I_L + 3\hat{I}_S \cos(\varphi) (1 - 2\sqrt{3}) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.74})$$

A.3.7 Modulationsverfahren DM2b

$$I_{\text{nb,DM2b}}^{\text{TR},\varphi_1} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{6}} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} i_U d\omega t \right) = \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S \cos(\varphi) (\sqrt{3} - 1) \quad (\text{A.75})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{nb,DM2b}}^{\text{TR},\varphi_2} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{6}} i_U d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} i_U d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} i_U d\omega t \right) \\ &= \frac{1}{2\pi} \hat{I}_S (2 - \cos(\varphi) - \sin(\varphi)) \end{aligned} \quad (\text{A.76})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{b,DM2b}}^{\text{TR}} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}+\varphi}^{-\frac{\pi}{3}} i_{S1h,4} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{S1h,2} d\omega t + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}+\varphi} i_{S1h,4} d\omega t \right) \\ &= \frac{1}{6\pi} (4\pi I_L - 3\sqrt{3} \hat{I}_S \cos(\varphi)) \end{aligned} \quad (\text{A.77})$$

$$I_{\text{DM2b}}^{\text{DB},\varphi_1} = I_{\text{nb,DM2b}}^{\text{TR},\varphi_1} \quad (\text{A.78})$$

$$I_{\text{DM2b}}^{\text{DB},\varphi_2} = I_{\text{nb,DM2b}}^{\text{TR},\varphi_2} \quad (\text{A.79})$$

$$\begin{aligned} I_{\text{DM2b}}^{\text{DE}} &= \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} (2I_L - i_U) + (2I_L + i_W) d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} (4I_L \pi - 3\sqrt{3} \cos(\varphi) \hat{I}_S) \end{aligned} \quad (\text{A.80})$$

A.4 Halbleiterparameter für die analytische Berechnung der Halbleiterverluste

Die für die Simulation benötigten Halbleiterparameter für die Drehstrombrücke sind [D2] entnommen und für die Eingangsdiode [D4]. Für die lineare Annäherung der Verluste sind die Bezugswerte $U_{\text{ref}}^{\text{TR}} = U_{\text{ref}}^{\text{DB}} = U_{\text{ref}}^{\text{DE}} = 300\text{ V}$ und $I_{\text{ref}}^{\text{TR}} = I_{\text{ref}}^{\text{DB}} = I_{\text{ref}}^{\text{DE}} = 300\text{ A}$ verwendet. Die Sperrschichttemperatur der Halbleiter wurde zu $\vartheta = 125^\circ\text{C}$ gewählt, mit der noch ein ausreichender Abstand zu der im Datenblatt spezifizierten maximalen Sperrschichttemperatur $\vartheta_{\text{max}} = 150^\circ\text{C}$ gegeben ist. Die im Versuchsstand vorhandenen Gate-Vorwiderstände der Gate-treiber liegen mit $R_{\text{G,on}} = 1,66\ \Omega$ und $R_{\text{G,off}} = 0,83\ \Omega$ nahe an den Werten, mit denen die Messkurven der Schaltenergien im Datenblatt aufgenommen worden sind.

Tabelle A.16: Halbleiterparameter für die analytische Berechnung der Halbleiterverluste

	IGBT (TR)	Diode (DB)	Eingangsdiode (DE)
U_{f0}/V	0,82	0,9	0,8
$r_{\text{f}}/\text{m}\Omega$	0,975	0,75	1,3
$E_{\text{s,on}}/\text{mJ}$	7,5	-	-
$E_{\text{s,off}}(E_{\text{rec}})/\text{mJ}$	13,88	7,28	29,33

A.5 Halbleiterverluste des Hochsetzstellers und der Drehstrombrücke

Strommittel- und Effektivwerte der Drehstrombrückenschaltung:

$$I_A^{\text{TR,DB}} = \frac{3}{\pi} \hat{I}_S \left(1 \pm \frac{1}{4} A_M \cos(\varphi) \right) \quad (\text{A.81})$$

$$\left(I_{\text{eff,A}}^{\text{TR,DB}} \right)^2 = \frac{3}{\pi} \hat{I}_S^2 \left(\frac{\pi}{4} \pm \frac{2}{3} A_M \cos(\varphi) \right) \quad (\text{A.82})$$

Schaltströme der Drehstrombrückenschaltung nach (7.34):

$$I_A^{\text{TR,DB}} = \frac{\hat{I}_S}{\pi} \quad (\text{A.83})$$

$$I_A^{\text{TR,DB}} = \frac{\hat{I}_S}{2\pi} (2 - \cos(\varphi)) \quad (\text{A.84})$$

Strommittel- und Effektivwerte des IGBTs und der Diode des Hochsetzstellers:

$$I_E^{\text{TR}} = D_{\text{HSS}} I_L \quad (\text{A.85})$$

$$I_E^{\text{D}} = (1 - D_{\text{HSS}}) I_L \quad (\text{A.86})$$

$$\left(I_{\text{eff,E}}^{\text{TR}} \right)^2 = D_{\text{HSS}} I_L^2 \quad (\text{A.87})$$

$$\left(I_{\text{eff,E}}^{\text{D}} \right)^2 = (1 - D_{\text{HSS}}) I_L^2 \quad (\text{A.88})$$

Schaltströme für IGBT und Diode des Hochsetzstellers sind jeweils die Drosselströme.

A.6 Kennfelder der gemessenen Wirkungsgrade des Gesamtsystems

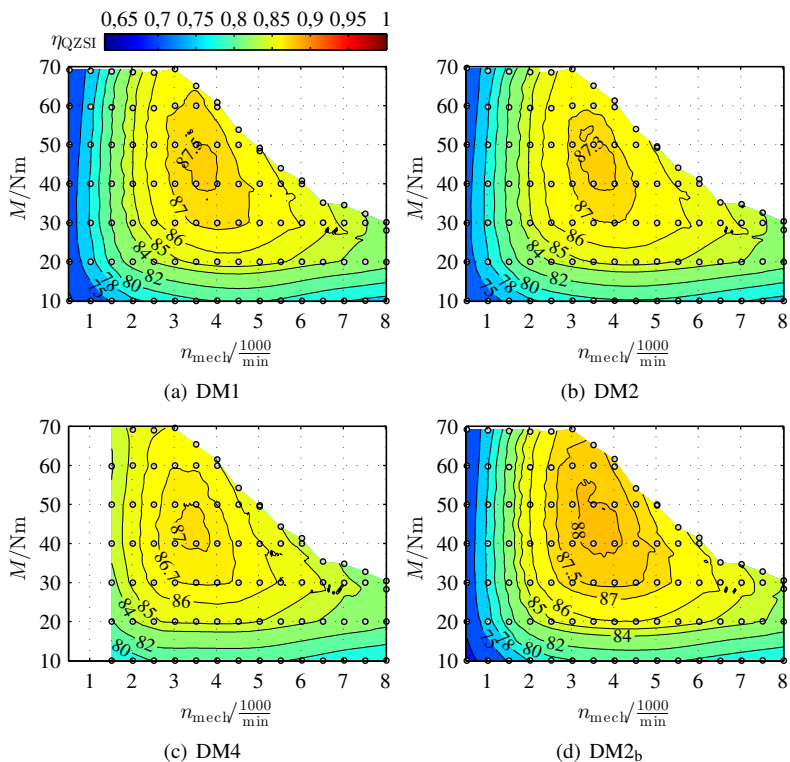


Abbildung A.1: Gemessene Wirkungsgradkennfelder der diskontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210V$, $U_E = 180V$

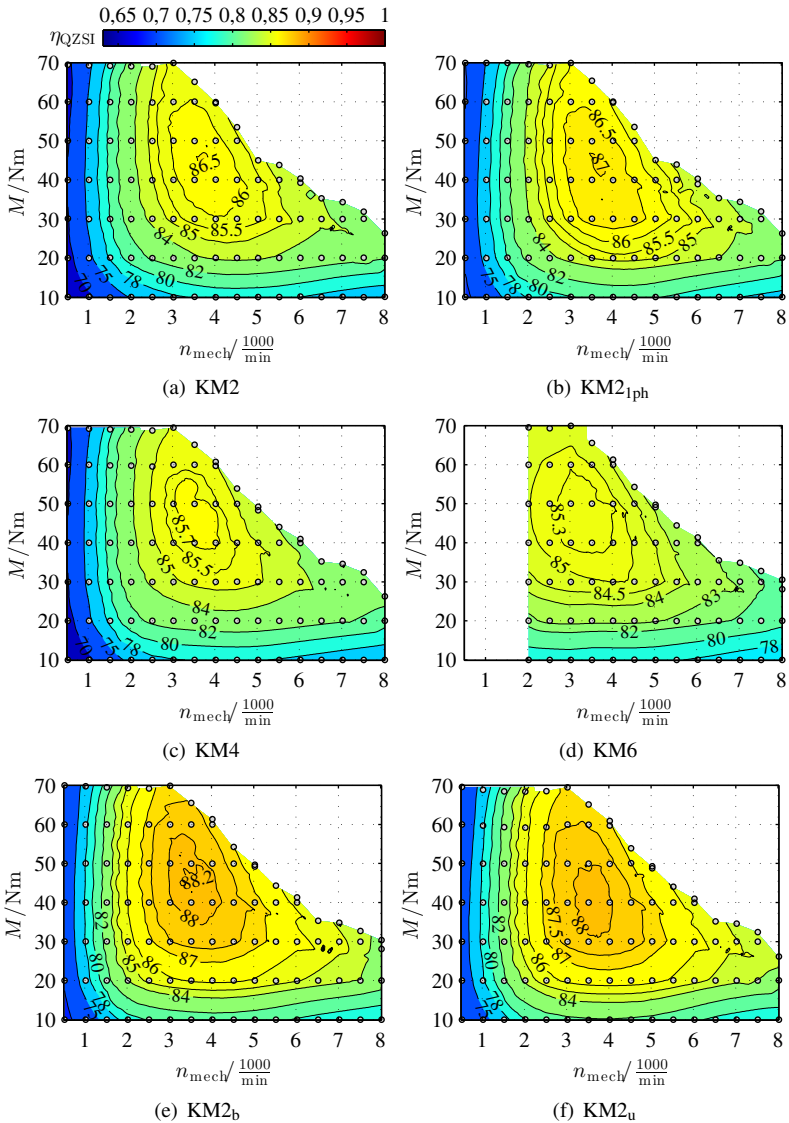


Abbildung A.2: Gemessene Wirkungsgradkennfelder der kontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210\text{ V}$, $U_E = 180\text{ V}$

A.7 Herleitung des zeitdiskreten Streckenmodells des QZSI

Die zeitdiskrete, Z-Transformierte Übertragungsfunktion mit dem Boost-Aussteuergrad als Eingangsgröße und der Spitzen-Zwischenkreisspannung als Ausgangsgröße berechnet sich zu

$$G_{\text{Tot}}(z) \Big|_{\hat{u}_{\text{ZK}}} = \frac{\tilde{\hat{u}}_{\text{ZK}}(z)}{\hat{d}(z)} = \underline{\mathbf{c}}^T (\underline{\mathbf{I}} - \underline{\Phi}_{3 \times 3})^{-1} \underline{\mathbf{h}}_{3 \times 3} \quad (\text{A.89})$$

Die für die Rechnung benötigten Matrizen sind im folgenden zu finden. Aufgrund des Umfangs der entstehenden Übertragungsfunktion wird das Ergebnis nicht dargelegt. Es empfiehlt sich eine rechnergestützte Vorgehensweise.

$$\underline{\Phi}_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} \underline{\Phi}_{2 \times 2} & \underline{\mathbf{h}}_{2 \times 2} \\ \underline{\mathbf{0}}^T & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.90})$$

$$\underline{\mathbf{h}}_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{0}} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.91})$$

$$\underline{\mathbf{c}}_{3 \times 3}^T = [0 \quad 1 \quad 0] \quad (\text{A.92})$$

$$\underline{\Phi}_{2 \times 2} = e^{\underline{\mathbf{A}}_s D T_p} \cdot e^{\underline{\mathbf{A}}_{\text{ns}} (1-D) T_p} \quad (\text{A.93})$$

$$\underline{\Phi}_{2 \times 2} \approx \sum_{n=0}^{n=2} \frac{\left((\underline{\mathbf{A}}_s D + \underline{\mathbf{A}}_{\text{ns}} (1-D)) T_p \right)^n}{n!} = \quad (\text{A.94})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} \frac{(C R_L^2 - 4D^2 L + 4DL - L) T_p^2 - 2LC R_L T_p + 2L^2 C}{L^2 C} & \frac{1}{2} \frac{(2D-1)(2L - R_L T_p) T_p}{L^2} \\ -\frac{1}{2} \frac{(2D-1)(2L - R_L T_p) T_p}{LC} & \frac{1}{2} \frac{(-4D^2 + 4D - 1) T_p^2 + 2LC}{LC} \end{bmatrix}$$

$$\underline{\mathbf{h}}_{2 \times 2} = e^{\underline{\mathbf{A}}_s T_p} \cdot e^{\underline{\mathbf{A}}_s (1-D) T_p} \cdot \alpha \cdot T_p \quad (\text{A.95})$$

$$\alpha = (\underline{\mathbf{A}}_s - \underline{\mathbf{A}}_{ns}) \underline{\mathbf{X}} + (\underline{\mathbf{B}}_s - \underline{\mathbf{B}}_{ns}) \begin{bmatrix} U_E \\ I_{Last} \end{bmatrix} \quad (\text{A.96})$$

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{h}}_{mod, 2 \times 2} &\approx \alpha \cdot T_p \sum_{n=0}^1 \frac{((\underline{\mathbf{A}}_s + \underline{\mathbf{A}}_{ns}(1-D)) T_p)^n}{n!} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{2T_p(L+T_p R_L(D-2)) \hat{U}_{ZK}}{L^2} - \frac{2T_p^2 D(2I_L - I_{Last})}{LC} \\ \frac{2T_p^2 D \hat{U}_{ZK}}{LC} - \frac{2T_p(2I_L - I_{Last})}{C} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.97})$$

Zur Vollständigkeit ist das entsprechende zeitdiskrete Zustandsraum-Modell mit Differenzgleichungen angeben:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_{k+1} \\ \tilde{u}_{1,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{2 \times 2} & \underline{\mathbf{h}}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_k \\ \tilde{u}_{1,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} \tilde{d}_k \quad (\text{A.98})$$

$$\tilde{y}_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_k \\ \tilde{u}_{1,k} \end{bmatrix} \quad (\text{A.99})$$

Der Index k gibt die Abtastzeitpunkte an, die ein vielfaches der Pulsperiode T_p sind. $\tilde{u}_{1,k}$ bezeichnet die durch die Totzeit bedingte zusätzliche Zustandsgröße.

A.8 Herleitung für den Spannungsregler

A.8.1 Approximierte Übertragungsfunktion der Spannungsregelstrecke mit Totzeit

Ausgehend von der Übertragungsfunktion (8.43)

$$G'_u(s) = \frac{Z(s)}{N(s)} = \frac{\tilde{u}_{ZK}(s)}{\tilde{i}_{L12}^*(s)} = \frac{2K_{P,i} (1 + sT_{N,i}) \left(\hat{U}_{ZK} (1 - 2D) - (2I_L - I_{Last}) (s^2 LT_{tot} + s(L - R_L T_{tot}) - R_L) \right)}{\left(s^3 LT_{N,i} T_{tot} + s^2 T_{N,i} (L + R_L T_{tot}) + s T_{N,i} (2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} + R_L) + 2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} \right) sC}$$

wird der kubische Term des Nennerpolynoms in die Form

$$N(s) = 2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} \left(s^3 \frac{LT_{N,i} T_{tot}}{2\hat{U}_{ZK} K_{P,i}} + s^2 \frac{T_{N,i} (L + R_L T_{tot})}{2\hat{U}_{ZK} K_{P,i}} + s \frac{T_{N,i} (2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} + R_L)}{2\hat{U}_{ZK} K_{P,i}} + 1 \right) = 2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} (a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1) \quad (\text{A.100})$$

gebracht. Die für die Approximation relevanten Koeffizienten des Polynoms lauten:

$$a_1 = \frac{T_{N,i} (2\hat{U}_{ZK} K_{P,i} + R_L)}{2\hat{U}_{ZK} K_{P,i}} \quad (\text{A.101})$$

$$a_2 = \frac{T_{N,i} (L + R_L T_{tot})}{2\hat{U}_{ZK} K_{P,i}} \quad (\text{A.102})$$

$$a_3 = \frac{LT_{N,i} T_{tot}}{2\hat{U}_{ZK} K_{P,i}} \quad (\text{A.103})$$

Da nach [116] die Bedingung

$$|a_1| \gg \left| \frac{a_2}{a_1} \right| \gg \left| \frac{a_3}{a_2} \right| \quad (\text{A.104})$$

erfüllt ist, kann das Nennerpolynom in sehr guter Näherung durch ein PT1-Glied und ein PT2-Glied approximiert werden:

$$N'(s) \approx 2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}(1+a_1s) \left(1 + \frac{a_2}{a_1}s + \frac{a_3}{a_2}s^2 \right) \quad (\text{A.105})$$

Der Term $(1+a_1s)$ und $(1+sT_{\text{N},i})$ des Zählerpolynoms sind annähernd gleich und kürzen sich aus der Übertragungsfunktion $G'_u(s)$, weil die Bedingung

$$R_{\text{L}}T_{\text{N},i} \leq 1 \quad (\text{A.106})$$

gegeben ist. Lösen der Gleichung

$$1 + s \underbrace{\frac{T_{\text{N},i}(2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} + R_{\text{L}})}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}}}_{a_1} = 1 + sT_{\text{N},i} \quad (\text{A.107})$$

führt zu diesem Ergebnis.

Mit allen angenommenen Näherungen ergibt sich die approximierte Übertragungsfunktion der Spannungsregelstrecke zu

$$G''_u(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ZK}}(s)}{\tilde{i}_{\text{L}12}^*(s)} = \frac{\hat{U}_{\text{ZK}}(1-2D) - (2I_{\text{L}} - I_{\text{Last}})(s^2LT_{\text{tot}} + s(L - R_{\text{L}}T_{\text{tot}}) - R_{\text{L}})}{sC\hat{U}_{\text{ZK}} \left(s^2 \frac{LT_{\text{tot}}}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} + R_{\text{L}}} + s \frac{L + R_{\text{L}}T_{\text{tot}}}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} + R_{\text{L}}} + 1 \right)}$$

A.8.2 Approximierte Übertragungsfunktionen der Spannungsregelstrecke ohne Totzeit

Das Nennerpolynom $N'(s)$ der Übertragungsfunktion (8.52)

$$G'_{\text{u,mod}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ZK}}(s)}{\tilde{i}_{\text{L}12}^*(s)} = \frac{2K_{\text{P},i}(1+sT_{\text{N},i}) \left(\hat{U}_{\text{ZK}}(1-2D) - (2I_{\text{L}} - I_{\text{Last}})Ls \right)}{\left(s^2T_{\text{N},i}L + sT_{\text{N},i}2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} + 2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} \right) sC}$$

wird in die Form

$$N(s) = 2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} \left(s^2 \frac{T_{\text{N},i}L}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}} + s \frac{2T_{\text{N},i}\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}} + 1 \right) = \\ 2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} (a_2s^2 + a_1s + 1)$$

überführt. Gemäß [116] gilt

$$|a_1| \gg \left| \frac{a_2}{a_1} \right| \quad (\text{A.108})$$

und das Nennerpolynom kann durch

$$N'(s) \approx 2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i} (1 + a_1s) \left(1 + \frac{a_2}{a_1}s \right) \quad (\text{A.109})$$

mit

$$a_2 = \frac{T_{\text{N},i}L}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}} \quad (\text{A.110})$$

$$a_1 = \frac{2T_{\text{N},i}\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}} \quad (\text{A.111})$$

angegeben werden. Wie im Fall des ausführlichen Modells nach (8.44) kürzen sich die Terme $(1 + a_1s)$ und $(1 + sT_{\text{N},i})$ und es resultiert die vereinfachte Funktion

$$G''_{\text{u,mod}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ZK}}(s)}{\tilde{i}_{\text{L12}}^*(s)} \approx \frac{\hat{U}_{\text{ZK}}(1 - 2D) - (2I_{\text{L}} - I_{\text{Last}})Ls}{C\hat{U}_{\text{ZK}} \left(1 + \frac{T_{\text{N},i}L}{2\hat{U}_{\text{ZK}}K_{\text{P},i}T_{\text{N},i}}s \right) s} \quad (\text{A.112})$$

A.9 Reglerparameter des Stromzustandsreglers der PMSM

$$\underline{M}'_{dq} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_S}}} \frac{1}{\tau_S} \left(L_d (1 - z_{R,1,d}) + jL_q (1 - z_{R,1,q}) \right) \quad (\text{A.113})$$

$$\underline{K}'_{P,1,dq} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_S}}} \frac{1}{\tau_S} \left(L_d (1 - z_{R,1,d}) (1 - z_{R,2,d}) + jL_q (1 - z_{R,1,q}) (1 - z_{R,2,q}) \right) \quad (\text{A.114})$$

$$\underline{K}'_{I,1,dq} = \underline{K}'_{P,1,dq} \quad (\text{A.115})$$

$$\underline{K}'_{P,2,dq} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_S}}} \frac{1}{\tau_S} \left(L_d (1 - z_{R,1,d} - z_{R,2,d}) + jL_q (1 - z_{R,1,q} - z_{R,2,q}) \right) \quad (\text{A.116})$$

$$\underline{K}'_{P,3,dq} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_S}}} \frac{L_q}{\tau_S} \quad (\text{A.117})$$

$$\underline{K}'_{T,1,dq} = 1 - z_{R,1,d} - z_{R,2,d} + j(1 - z_{R,1,q} - z_{R,2,q}) \quad (\text{A.118})$$

$$\underline{K}'_{T,2,dq} = 1 \quad (\text{A.119})$$

$$\underline{K}'_{Z,dq} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_S}}} \frac{1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_S} - j\omega T_p}}{1 + j\omega T_p} \quad (\text{A.120})$$

B

Abbildungs- und Tabellenverzeichnis

B.1 Abbildungsverzeichnis

1.1	Rückspeisefähiger Quasi-Z-Source-Umrichter mit Drehstromlast . . .	1
1.2	Rückspeisefähiger Z-Source-Umrichter mit Drehstromlast	4
1.3	Bidirektionaler Hochsetzsteller mit Drehstromlast	5
2.1	Komponenten des QZSI	12
2.2	QZSI mit Stromquelle als Last und DBS-Ersatzschalter	13
2.3	Ersatzschaltbild des QZSI im Boostzustand	15
2.4	Qualitativer zeitlicher Verlauf von Kondensatorspannung, Drosselspannung und Drosselstrom im stationären Zustand	17
2.5	Ersatzschaltbild des QZSI im aktiven Zustand	19
2.6	Ersatzschaltbild des QZSI im Freilaufzustand	22
2.7	Qualitativer zeitlicher Verlauf von Kondensator-, Eingangsdioden- und Zwischenkreisstrom im stationären Betrieb	24
2.8	Verlauf der normierten Spannungs-Übertragungsfunktionen über dem Boost-Aussteuergrad, die Kreise zeigen Messwerte	26
3.1	Komponenten des Versuchsstands	34
3.2	Leistungsteil	35
3.3	Gekoppelte permanenterregte Synchronmaschinen mit Drehmomentmesswelle mit Wasserkühlung	36
3.4	Kompletter Versuchsstand	37

3.5	Signalflussplan der Signalverarbeitung	38
4.1	Schaltsignalerzeugung und Pulsmuster bei der Drehstrombrückenschaltung	42
4.2	QZSI in dreiphasiger Konfiguration	43
4.3	Modulationsfunktionen ohne Boostfunktion, $A_M = \frac{\sqrt{3}}{2}$	47
4.4	Relative Zustandsdauern in Abhängigkeit von ωt	49
4.5	Raumzeigerdarstellung beim QZSI	49
4.6	Pulsmuster für kontinuierliche Modulation (KM)	51
4.7	Pulsmuster für diskontinuierliche Modulation (DM)	51
4.8	Schwellensignale des Modulationsverfahrens KM2 _b und DM2 _b , $D = 0,2, A_M = 0,8 \cdot A_{M,max} = 0,739$	59
4.9	Schwellensignale der Modulationsverfahren KM2, KM4 und KM6, $D = 0,2, A_M = 0,8 \cdot A_{M,max} = 0,739$	60
4.10	Schwellensignale der Modulationsverfahren DM1, DM2 und DM4, $D = 0,2, A_M = 0,8 \cdot A_{M,max} = 0,739$	61
4.11	Gemessene Ausschaltverzögerungszeit der Drehstrombrücken IGBTs, in Abhängigkeit des Kollektorstroms und $\vartheta = 45^\circ C$ Kühlmitteltemperatur	63
4.12	Schaltsignale des Modulationsverfahrens KM2 mit Schaltverzögerungszeiten	65
4.13	Schaltsignale der Modulationsverfahren KM2, KM4 und KM6	68
4.14	Schaltsignale der Modulationsverfahren DM1, DM2 und DM4	69
4.15	Schaltsignale der Modulationsverfahren KM2 _b , KM2 _u und DM2 _b	70
5.1	Normiertes Eingangsspannungskennfeld und maximale Eingangsspannung über D , mit U'_{C2} als Parameter	73
5.2	Spannungsbereich des QZSI	74
5.3	Zeitlicher Verlauf des Wechselanteils des Drosselstroms innerhalb einer Pulsperiode für die Verfahren KM2, KM2 _u und DM1	75
5.4	Linien konstanter minimaler Induktivität L_{min} in bezogener Darstellung als Funktion von D und A'_M	78
5.5	Verlauf der normierten Grenzinduktivität	81
5.6	Vergleich der normierten Stromripple von QZSI und Hochsetzsteller	83
5.7	Drosselstromverlauf beim Verfahren KM4, $\omega t = 0, D = 0,2$	85
5.8	Drosselstromverlauf beim Verfahren KM4, $\omega t = \frac{\pi}{6}, D = 0,2$	86
5.9	Verlauf des Modulationsgrads im ersten Sektor für einen optimalen Stromripple beim Verfahren KM4	87
5.10	Verlauf des maximalen Stromripples über A'_M beim Verfahren KM4	88

5.11	Drosselstromverlauf beim Verfahren KM6, $\omega t = 0, D = 0,2$	91
5.12	Drosselstromverlauf beim Verfahren KM6, $\omega t = \frac{\pi}{6}, D = 0,2$	92
5.13	Verlauf des maximalen Stromripples über A'_M beim Verfahren KM6	93
5.14	Drosselstromverlauf beim Verfahren KM2 _b unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D), D = 0,2$	96
5.15	Drosselstromverlauf beim Verfahren DM2 unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D), D = 0,2$	96
5.16	Drosselstromverlauf beim Verfahren DM4 unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D), D = 0,2$	97
5.17	Drosselstromverlauf beim Verfahren DM2 _b unter Variation des Winkels, $A_M = \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - D), D = 0,2$	98
5.18	Maximale Stromrippe der Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und A'_M	100
5.19	Grenzinduktivitäten der Modulationsverfahren, durchgezogene Linie ohne Aussteuerkorrektur, gestrichelte Linie mit Aussteuerkorrektur	101
5.20	Oszillogramme des Drosselstroms, der Zwischenkreisspannung sowie der Ansteuersignale der Modulationsverfahren KM2 _b und KM2 _u	104
5.21	Oszillogramme des Drosselstroms, der Zwischenkreisspannung sowie der Ansteuersignale der Modulationsverfahren KM4 und DM1	105
6.1	Vergleich des normierten Kondensatorspannung-Wechselanteils zwischen vereinfachtem- (blau) und getaktetem (rot) Modell beim Verfahren KM2 _b , $n_{\text{mech}} = 1000 \frac{1}{\text{min}}, M = 50\text{Nm}, U_{C2} = 250\text{V},$ $U_E = 150\text{V}, \omega t = 0$	109
6.2	Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils des Verfahrens KM2 im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}$	113
6.3	Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$	114
6.4	Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 1, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$	115
6.5	Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 1, für $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$, die Kreuze markieren Simulationsdaten	116
6.6	Zeitlicher Verlauf des Kondensatorspannung-Wechselanteils beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 2, $n_{\text{mech}} = 4960 \frac{1}{\text{min}}$	116

6.7	Simulierter und berechneter Verlauf des maximalen Spannungsripples beim Verfahren KM2 im Betriebsfall 2, für ωt , $n_{\text{mech}} = 2400 \frac{1}{\text{min}}, 4960 \frac{1}{\text{min}}, 7000 \frac{1}{\text{min}}$, die Kreuze markieren Simulationsdaten	117
6.8	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren KM4	119
6.9	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren KM6	120
6.10	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren KM2 _b	122
6.11	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren KM2 _u	123
6.12	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren DM1	125
6.13	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren DM2	126
6.14	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren DM4	128
6.15	Spannungsverläufe und Spannungsripple beim Modulationsverfahren DM2 _b	129
6.16	Maximale Spannungsripple der kontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 1	132
6.17	Maximale Spannungsripple der kontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 2	133
6.18	Maximale Spannungsripple der diskontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 1	134
6.19	Maximale Spannungsripple der diskontinuierlichen Modulationsverfahren in Abhängigkeit von ωt und n'_{mech} im Betriebsfall 2	135
6.20	Verlauf des maximalen Absolutwerts der Spannungsripples aller Modulationsverfahren als Funktion von U_E , mit $U_{C2} = 250 \text{ V}$	136
6.21	Verlauf des maximalen Absolutwerts der Spannungsripples aller Modulationsverfahren als Funktion von U_E , mit $U_{C2} = 300 \text{ V}$	136
6.22	Ersatzschaltbild des QZSI mit Maschineninduktivitäten im A1-Zustand	142

6.23	Simulierter und berechneter Verlauf Kondensatorstromeffektivwerts im Betriebsfall 1 und Betriebsfall 2, $U_{C2} = 250 \text{ V}$	144
7.1	Schalterstellung und Schalterströme bei den überlappenden Boostzuständen	148
7.2	Simulierter Verlauf des IGBT-Stromes i_{T1h} beim Verfahren KM2, $M = 50 \text{ Nm}$, $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$, $\cos(\varphi) = 0,85$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 150 \text{ V}$, $I_L = 142 \text{ A}$	149
7.3	Simulierter Verlauf der IGBT-Ströme i_{T1h} , $M = 50 \text{ Nm}$, $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$, $\cos(\varphi) = 0,85$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 150 \text{ V}$, $I_L = 142 \text{ A}$	150
7.4	Simulierter Verlauf des Stromes i_{DE} der Eingangsdiode beim Verfahren KM2, $M = 50 \text{ Nm}$, $n = 4000 \frac{1}{\text{min}}$, $\cos(\varphi) = 0,85$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 150 \text{ V}$, $I_L = 142 \text{ A}$	151
7.5	Berechnete (Linien) und simulierte (Datenpunkte) Halbleiterverluste in Abhängigkeit der Drehzahl, $M = 50 \text{ Nm}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 200 \text{ V}$	164
7.6	Simulierte Halbleiterverluste in Abhängigkeit Eingangsspannung, $M = 50 \text{ Nm}$, $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$	166
7.7	Gegenüberstellung der Halbleiterverluste zwischen QZSI und Hochsetzsteller für $U_E = 230 \text{ V}$ und $U_E = 170 \text{ V}$ (gestrichelt), $M = 50 \text{ Nm}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$. Die Linien stellen die analytischen Ergebnisse dar, die Datenpunkte die Simulation	167
7.8	Aufteilung der Halbleiterverluste beim QZSI und Hochsetzsteller, $M = 50 \text{ Nm}$, $n_{\text{mech}} = 7000 \frac{1}{\text{min}}$, $U_{C2} = 250 \text{ V}$, $U_E = 170 \text{ V}$	169
7.9	Gemessene Wirkungsgradkennfelder der kontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210 \text{ V}$, $U_E = 180 \text{ V}$	171
7.10	Gemessene Wirkungsgradkennfelder der diskontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210 \text{ V}$, $U_E = 180 \text{ V}$	172
7.11	Verluste des QZSI in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei kontinuierlicher Modulation, für $U_{C2} = 210 \text{ V}$, $U_E = 180 \text{ V}$ und $M = 40 \text{ Nm}$	174
7.12	Verluste des PMSM in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei kontinuierlicher Modulation, für $U_{C2} = 210 \text{ V}$, $U_E = 180 \text{ V}$ und $M = 40 \text{ Nm}$	175
7.13	Verluste des QZSI und der PMSM in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei kontinuierlicher Modulation, für $U_{C2} = 210 \text{ V}$, $U_E = 180 \text{ V}$ und $M = 40 \text{ Nm}$	176

7.14	Gemessene Verluste des QZSI und der PMSM in Abhängigkeit der Eingangsleistung für die Verfahren KM2 _b , KM2 _u , DM1 und DM2 _b , für $U_{C2} = 250\text{ V}$, $U_E = 200\text{ V}$ und $M = 50\text{ Nm}$. Verfahren KM2 ist für $U_{C2} = 280\text{ V}$, $U_E = 260\text{ V}$ dargestellt, das Drehmoment kann bis ca. $P_E = 40\text{ kW}$ konstant auf $M = 60\text{ Nm}$ gehalten werden .	178
8.1	Strukturbild der Regelstrecke des QZSI	187
8.2	Bodediagramme der Übertragungsfunktionen $G(s) _{u_E}^{u_{C1}}$ und $G(s) _{u_E}^{u_{C2}}$, $U_{C2} = 250\text{ V}$, $U_E = 200\text{ V}$	190
8.3	Bodediagramm der Übertragungsfunktion $G_{\text{Tot}}(s) _{\tilde{d}}^{\tilde{z}_{\text{ZK}}}$ mit den Parametern aus Tab. 8.1. Die Kreuze zeigen Simulationsdaten, in blau ist der Verlauf der zeitdiskreten Funktion zu sehen	192
8.4	Verlauf der mittleren Zwischenkreisspannung bei Änderung des Boost-Aussteuergrads	194
8.5	Kleinsignalmodell des geschlossenen Stromregelkreises mit PI-Regler und Störgrößenkompensation	197
8.6	Kleinsignal-Gesamtmodell des Spannungsregelkreises	200
8.7	Bodediagramme der Übertragungsfunktionen der Spannungsregelstrecke mit und ohne Totzeitnäherung ($G'_u(s)$, $G_u(s)$) sowie der approximierten Übertragungsfunktion $G''_u(s)$ und der in der Ordnung reduzierten Funktion $G''_{u,\text{mod}}(s)$, Parameter aus Tab. 8.1	202
8.8	Pol-Nullstellendiagramm der Übertragungsfunktion $G''_u(s)$ der Spannungs-Regelstrecke unter Variation der Ausgangsleistung, $P_{\text{Last}} = 50\text{ kW}$, 25 kW , 10 kW , 5 kW , $2,5\text{ kW}$ und $U_{C2} = 250\text{ V}$, $U_E = 200\text{ V}$	205
8.9	Pol-Nullstellendiagramm der Übertragungsfunktion $G''_u(s)$ der Spannungs-Regelstrecke unter Variation der Eingangsspannung $U_E = 250\text{ V}$, 225 V , 200 V , 175 V , 150 V und $U_{C2} = 250\text{ V}$, $P_{\text{Last}} = 35\text{ kW}$	205
8.10	Bodediagramme der Spannungsregelstrecke $G''_u(s)$ und des offenen Regelkreises $G''_{u,O}(s)$ sowie des offenen Regelkreises $G''_{u,\text{mod},O}(s)$ ohne Totzeitnäherung, Parameter aus Tab. 8.1, $K_{P,u} = 0,867$, $T_{N,u} = 3,03\text{ ms}$	211
8.11	Vergleich der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ mit Totzeitnäherung und $G''_{u,\text{mod},G}(s)$ ohne Totzeitnäherung, Parameter aus Tab. 8.1, $K_{P,u} = 0,867$, $T_{N,u} = 3,03\text{ ms}$	212

8.12	Aus Messdaten interpolierte Kennfelder der Hyperbeln konstanten Drehmoments, der Ellipsen konstanter Statorflüsse, der MPPA-Kennlinie sowie der Stromgrenze, in Abhängigkeit der i_d - und i_q -Ströme	217
8.13	Signalfussplan der gesamten Regelungsstruktur	222
8.14	Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ sowie simulierte Zeitverläufe der Kondensatorspannung \hat{u}_{ZK} und der halbierten Summe der Drosselstromsollwerte $i_{L12}^*/2$ und der Istwerte $i_{L12}/2$ nach einem 10V Führungsgrößensprung, $P_{Last} = 25,13\text{kW}$, $K_{P,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85\text{ms}$	223
8.15	Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ sowie simulierte Zeitverläufe der Kondensatorspannung \hat{u}_{ZK} , $P_{Last} = 25,13\text{kW}$, $K_{P,u} = 1,149$ und $T_{N,u} = 2,594\text{ms}$, $\hat{U}_{C2} = 400\text{V}$, $\hat{U}_E = 300\text{V}$	223
8.16	Sprungantworten der Übertragungsfunktionen $G''_{u,G}(s)$ und $G''_{u,mod,G}(s)$ sowie simulierte Zeitverläufe der Kondensatorspannung \hat{u}_{ZK} an der Spannungsgrenze, $P_{Last} = 37,7\text{kW}$, $K_{P,u} = 0,852$ und $T_{N,u} = 3,077\text{ms}$, $\hat{U}_{C2} = 250\text{V}$, $\hat{U}_E = 200\text{V}$	224
8.17	Gemessene Sprungantworten nach einem 10V Führungsgrößensprung, $P_{Last} = 18,85\text{kW}$, $K_{P,u} = 0,975$ und $T_{N,u} = 2,733\text{ms}$, $\hat{U}_{C2} = 250\text{V}$, $\hat{U}_E = 200\text{V}$	225
8.18	Simulierter Verlauf der Spannungen und Ströme im Z-Netzwerk bei Regelung der Summenströme i_{L12} und der Spitzenzwischenkreisspannung \hat{u}_{ZK} nach Einbruch der Eingangsspannung, $P_{Last} = 25,13\text{kW}$, $K_{P,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85\text{ms}$	227
8.19	Simulierter Verlauf der Spannungen und Ströme im Z-Netzwerk bei Regelung des Eingangsstromes i_{L1} und der Spannung \hat{u}_{C2} , $P_{Last} = 25,13\text{kW}$	227
8.20	Gegenüberstellung der simulierten Spannungsverläufe nach einem Drehmomentsprung von $M = 5\text{Nm}$ auf $M = 70\text{Nm}$ innerhalb der Spannungsgrenze, $n_{mech} = 3000 \frac{1}{\text{min}}$, $K_{P,u} = 0,93$ und $T_{N,u} = 2,85\text{ms}$	229
8.21	Gemessene, abgetastete Spannungsverläufe und Ströme nach einem Drehmomentsprung von $M = 5\text{Nm}$ auf $M = 70\text{Nm}$ innerhalb der Spannungsgrenze, $n_{mech} = 2000 \frac{1}{\text{min}}$, $K_{P,u} = 0,975$ und $T_{N,u} = 2,273\text{ms}$	231

8.22 Gemessene, abgetastete Spannungsverläufe und Ströme nach einem Drehmomentsprung von $M = 20\text{Nm}$ auf $M = 60\text{Nm}$ an der Spannungsgrenze, $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$, $K_{P,u} = 0,975$ und $T_{N,u} = 2,273\text{ms}$ 232

9.1 Simulierter zeitlicher Verlauf der getakteten Drosselströme im Fall der Verfahren KM2 und KM2_b sowie des Mittelwerts und des Spitzenstroms für Methode KM2_b, $U_{C2} = 250\text{V}$, $U_{C2} = 200\text{V}$, $n_{\text{mech}} = 5000 \frac{1}{\text{min}}$ und $M = 60\text{Nm}$ 237

A.1 Gemessene Wirkungsgradkennfelder der diskontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210\text{V}$, $U_E = 180\text{V}$ 265

A.2 Gemessene Wirkungsgradkennfelder der kontinuierlichen Verfahren, $U_{C2} = 210\text{V}$, $U_E = 180\text{V}$ 266

B.2 Tabellenverzeichnis

2.1	Getaktete Ströme und Spannungen in den drei Schaltzuständen	23
2.2	Stationäre Übertragungsfunktionen	28
3.1	Eckdaten der permanenterregten Synchronmaschine	36
4.1	Mögliche Schaltzustände des QZSI	44
4.2	Sortierung der Sollwerte	56
4.3	Schwellenverschiebungen zur Boostgenerierung	57
4.4	Schwellenverschiebungen zur Boostgenerierung	57
4.5	Verriegelungszeiten und kompensierte Schaltverzögerungszeiten . .	64
4.6	Aussteuerkorrekturen der implementierten Modulationsverfahren .	66
5.1	Spannungsbereich des Quasi-Z-Source Umrichters	74
5.2	Parameter für die Berechnung der Drosselinduktivität	102
5.3	Bestimmungsgleichungen für die Induktivitäten und Induktivitätswerte des QZSI für alle implementierten Modulationsverfahren	102
6.1	Wirksame Phasenströme in den sechs Sektoren	110
6.2	Parameter in den betrachteten Betriebsfällen mit $U_{C2} = 250\text{ V}$. . .	111
6.3	Bestimmungsgleichungen für die Kapazitäten des QZSI für alle implementierten Modulationsverfahren im Betriebsfall 1	140
6.4	Kapazitätswerte des QZSI im Betriebsfall 1, $D_{\text{kor}} = 0$	140
6.5	Bestimmungsgleichungen für die Kapazitäten des QZSI für alle implementierten Modulationsverfahren im Betriebsfall 2	141
6.6	Kapazitätswerte des QZSI im Betriebsfall 2, $D_{\text{kor}} = 0$	141
7.1	Ströme des IGBTs S_{1h} im Boostzustand bei den Überlappverfahren	147
8.1	Simulationsparameter für die Kleinsignalanalyse	188
A.1	Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM4 im Betriebsfall 1	246
A.2	Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM4 im Betriebsfall 2	246
A.3	Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM6 im Betriebsfall 1	247
A.4	Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM6 im Betriebsfall 2	247
A.5	Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM2 _b im Betriebsfall 1	248
A.6	Spannungsripple des Modulationsverfahrens KM2 _b im Betriebsfall 2	248

A.7 Spannungsripple des Modulationsverfahrens $KM2_u$ im Betriebsfall 1 249
A.8 Spannungsripple des Modulationsverfahrens $KM2_u$ im Betriebsfall 2 249
A.9 Spannungsripple des Modulationsverfahrens DM1 im Betriebsfall 1 250
A.10 Spannungsripple des Modulationsverfahrens DM2 im Betriebsfall 1 251
A.11 Spannungsripple des Modulationsverfahrens DM2 im Betriebsfall 2 251
A.12 Spannungsripple des Modulationsverfahrens DM4 im Betriebsfall 1 252
A.13 Spannungsripple des Modulationsverfahrens DM4 im Betriebsfall 2 252
A.14 Spannungsripple des Modulationsverfahrens $DM2_b$ im Betriebsfall 1 253
A.15 Spannungsripple des Modulationsverfahrens $DM2_b$ im Betriebsfall 2 253
A.16 Halbleiterparameter für die analytische Berechnung der
Halbleiterverluste 263

C

Literaturverzeichnis

C.1 Quellen mit eigenen Beiträgen

- [E1] T. LANNERT, A. WELTE, T. GEMASSMER und M. BRAUN. „Control and dynamic performance of the Quasi-Z-Source-Inverter feeding an Interior-Permanent-Magnet-Synchronous-Machine“. In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014 International Symposium on*. 2014, S. 860–865.
- [E2] T. LANNERT, M. ISEN und M. BRAUN. „Small signal modeling of the Quasi-Z-Source-Inverter and a novel control strategy to minimize the influence of input voltage disturbances“. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. 2013, S. 1–10.
- [E3] T. LANNERT, E. MITTWEDE, R. KEMPF und M. BRAUN. „Impact of the modulation strategy on the dimensioning of three-phase Z-source inverters“. In: *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*. 2015, S. 1039–1046.
- [E4] T. LANNERT und M. BRAUN. *Projektbericht - Versuchsstand für einen Quasi-Z-Source-Umrichter mit zwei Energiequellen*. unveröffentlichter Forschungsbericht. Elektrotechnisches Institut / Daimler AG, 2012.
- [E5] J. RICHTER, T. LANNERT, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER. „Mitigation of Current Harmonics in Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics“. In: *Power Conversion Intelligent Motion Conference (PCIM) Europe*. 2014.

- [E6] T. LANNERT und M. BRAUN. *Quasi-Z-Source-Umrichter für die Anwendung in elektrischen Antrieben*. unveröffentlichter Forschungsbericht. Elektrotechnisches Institut / Daimler AG, 2012.
- [E7] F. BECKER, T. LANNERT und M. BRAUN. „An improved adaptive current control for d.c.-d.c. converters based on current slope detection“. In: *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*. 2010, S. 70–75.

C.2 Betreute studentische Arbeiten im Rahmen der Dissertation

- [S1] T. SCHROFF. „Dimensionierung und Aufbau eines Hochleistungs-Quasi-Z-Source-Inverters“. Diplomarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Apr. 2011.
- [S2] A. WELTE. „Programmierung und Erprobung des Quasi-Z-Source-Inverters in einem Antriebssystem für elektrische Fahrzeuge mit permanenterregter Synchronmaschine“. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Okt. 2012.
- [S3] J. von KÜR TEN. „Aufbau und DSP-basierte Programmierung eines elektronischen Brennstoffzellensimulators“. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Nov. 2012.
- [S4] E. MITTWEDE. „Verlustoptimaler Betrieb des Quasi-Z-Source-Umrichters mit permanenterregter Synchronmaschine“. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Okt. 2014.
- [S5] R. KEMPF. „Untersuchung und Implementierung verschiedener Modulationsverfahren für den Quasi-Z-Source-Inverter“. Studienarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2014.
- [S6] S. FLADE. „Programmierung und Inbetriebnahme eines dreiphasigen Quasi-Z-Source-Umrichters“. Studienarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Jan. 2012.
- [S7] M. ISEN. „Implementierung eines Steuerverfahrens zur Minimierung der Spitzenzwischenkreisspannung des Quasi-Z-Source-Umrichters“. Diplomarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Feb. 2013.

- [S8] P. FÖLLMER. „Zeitdiskrete Modellierung und Regelung des Quasi-Z-Source-Umrichters in Matlab-Simulink“. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Nov. 2014.

C.3 Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] *Datenblatt - C4DE MKP Series - Low inductance capacitors DC Link Applications*. Kemet.
- [D2] *Technische Information - FS800R07A2A3 IGBT-Module*. 3.0. Infineon Technologies AG. 2011.
- [D3] *Application Note - Hybrid Kit for HybridPACK 2 - Evaluation Kit for Applications with HybridPACK 2 Module*. 2.4. Infineon Technologies AG. 2014.
- [D4] *Technische Information - FZ900R12KE4 IGBT-Module*. 2.3. Infineon Technologies AG. 2009.
- [D5] SEMIKRON INTERNATIONAL GMBH. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. ISLE Verlag, 2010.
- [D6] *Application Note - How to calculate and minimize the dead time requirement for IGBTs properly*. 1.0. Infineon Technologies AG. 2007.
- [D7] *Application Note - IGBT Power Losses Calculation Using Data-Sheet Parameters*. 1.1. Infineon Technologies AG. 2009.

C.4 Fremdliteratur

- [1] F. PENG. „Z-source inverter“. In: *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. Bd. 2. 2002, 775–781 vol.2.
- [2] A. KHALIGH und Z. LI. „Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art“. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 59.6 (2010), S. 2806–2814. ISSN: 0018-9545.
- [3] J. LIU, S. JIANG, D. CAO und F. Z. PENG. „A Digital Current Control of Quasi-Z-Source Inverter With Battery“. In: *Industrial Informatics, IEEE Transactions on* 9.2 (2013), S. 928–937. ISSN: 1551-3203.
- [4] M. SCHENCK, J.-S. LAI und K. STANTON. „Fuel cell and power conditioning system interactions“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*. Bd. 1. 2005, 114–120 Vol. 1.
- [5] F. Z. PENG, M. SHEN und K. HOLLAND. „Application of Z-Source Inverter for Traction Drive of Fuel Cell mdash;Battery Hybrid Electric Vehicles“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22.3 (2007), S. 1054–1061. ISSN: 0885-8993.
- [6] Y.-H. KIM, H.-W. MOON, S.-H. KIM, E.-J. CHEONG und C.-Y. WON. „A fuel cell system with Z-source inverters and ultracapacitors“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*. Bd. 3. 2004, 1587–1591 Vol.3.
- [7] Y. ZHOU, L. LIU und H. LI. „A High-Performance Photovoltaic Module-Integrated Converter (MIC) Based on Cascaded Quasi-Z-Source Inverters (qZSI) Using eGaN FETs“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 28.6 (2013), S. 2727–2738. ISSN: 0885-8993.
- [8] H. ABU-RUB, A. IQBAL, S. MOIN AHMED, F. PENG, Y. LI und G. BAOMING. „Quasi-Z-Source Inverter-Based Photovoltaic Generation System With Maximum Power Tracking Control Using ANFIS“. In: *Sustainable Energy, IEEE Transactions on* 4.1 (2013), S. 11–20. ISSN: 1949-3029.

- [9] L. HARTMANN, E. SANTOS, A. LIMA, A. OLIVEIRA und M. CORREA. „Photovoltaic lighting system based on Z-source/quasi-Z-source converter topology“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*. 2011, S. 407–411.
- [10] J. CINTRON-RIVERA, Y. LI, S. JIANG und F. PENG. „Quasi-Z-Source inverter with energy storage for Photovoltaic power generation systems“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*. 2011, S. 401–406.
- [11] X. DING, Z. QIAN, S. YANG, B. CUI und F. PENG. „A New Adjustable-Speed Drives (ASD) System Based on High-Performance Z-Source Inverter“. In: *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*. 2007, S. 2327–2332.
- [12] M. von ZIMMERMANN, S. LABUSCH und B. PIEPENBREIER. „Bi-directional AC-AC Z-source inverter with active rectifier and feedforward control“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. 2010, S. 3180–3186.
- [13] F. Z. PENG, A. JOSEPH, J. WANG, M. SHEN, L. CHEN, Z. PAN, E. ORTIZ-RIVERA und Y. HUANG. „Z-source inverter for motor drives“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 20.4 (2005), S. 857–863. ISSN: 0885-8993.
- [14] O. ELLABBAN, J. VAN MIERLO, P. LATAIRE und P. VAN DEN BOSSCHE. „Z-source inverter for vehicular applications“. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*. 2011, S. 1–6.
- [15] C. GAJANAYAKE, D. VILATHGAMUWA und P. C. LOH. „Development of a Comprehensive Model and a Multiloop Controller for Z-Source Inverter DG Systems“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 54.4 (2007), S. 2352–2359. ISSN: 0278-0046.
- [16] Y. LI, S. JIANG, J. CINTRON-RIVERA und F. Z. PENG. „Modeling and Control of Quasi-Z-Source Inverter for Distributed Generation Applications“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 60.4 (2013), S. 1532–1541. ISSN: 0278-0046.
- [17] M. O. OAK RIDGE NATIONAL LABORATORY. *Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles*. Techn. Ber. U.S Department of Energy, Freedom-CAR und Vehicle Technologies, 2005.

- [18] M. SHEN, A. JOSEPH, Y. HUANG, F. PENG und Z. QIAN. „Design and Development of a 50kW Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*. Bd. 2. 2006, S. 1–5.
- [19] M. SHEN, A. JOSEPH, J. WANG, F. PENG und D. ADAMS. „Comparison of Traditional Inverters and Z -Source Inverter for Fuel Cell Vehicles“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 22.4* (2007), S. 1453–1463. ISSN: 0885-8993.
- [20] M. SHEN, A. JOSEPH, J. WANG, F. PENG und D. ADAMS. „Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles“. In: *Power Electronics in Transportation, 2004*. 2004, S. 125–132.
- [21] J. ANDERSON und F. PENG. „Four quasi-Z-Source inverters“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008, S. 2743–2749.
- [22] Y. SIWAKOTI, F. Z. PENG, F. BLAABJERG, P. C. LOH und G. TOWN. „Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 30.2* (2015), S. 699–716. ISSN: 0885-8993.
- [23] C. GAJANAYAKE, F. L. LUO, H. B. GOOI, P. L. SO und L. K. STOW. „Extended-Boost Z-Source Inverters“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 25.10* (2010), S. 2642–2652. ISSN: 0885-8993.
- [24] M.-K. NGUYEN, Y. cheol LIM und G.-B. CHO. „Switched-Inductor Quasi-Z-Source Inverter“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 26.11* (2011), S. 3183–3191. ISSN: 0885-8993.
- [25] W. QIAN, F. Z. PENG und H. CHA. „Trans-Z-Source Inverters“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 26.12* (2011), S. 3453–3463. ISSN: 0885-8993.
- [26] R. STRZELECKI, M. ADAMOWICZ, N. STRZELECKA und W. BURY. „New type T-Source inverter“. In: *Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09*. 2009, S. 191–195.
- [27] Y. SIWAKOTI, P. C. LOH, F. BLAABJERG und G. TOWN. „Y-Source Impedance Network“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 29.7* (2014), S. 3250–3254. ISSN: 0885-8993.
- [28] P. C. LOH, D. LI und F. BLAABJERG. „Gamma-Z-Source Inverters“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 28.11* (2013), S. 4880–4884. ISSN: 0885-8993.

-
- [29] M. ADAMOWICZ, R. STRZELECKI, F. Z. PENG, J. GUZINSKI und H. RUB. „New type LCCT-Z-source inverters“. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. 2011, S. 1–10.
- [30] P. C. LOH, F. GAO und F. BLAABJERG. „Embedded EZ-Source Inverters“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 46.1 (2010), S. 256–267. ISSN: 0093-9994.
- [31] S. TENNER und W. HOFMANN. „A comparison of Z-Source three-level NPC inverter versus Z-Source two-level inverter“. In: *Emobility - Electrical Power Train, 2010*. 2010, S. 1–7.
- [32] B. GE, Q. LEI, W. QIAN und F. Z. PENG. „A Family of Z-Source Matrix Converters“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 59.1 (2012), S. 35–46. ISSN: 0278-0046.
- [33] M. SHEN und F. Z. PENG. „Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter With Small Inductance or Low Power Factor“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 55.1 (2008), S. 89–96. ISSN: 0278-0046.
- [34] X. DING, Z. QIAN, S. YANG, B. CUI und F. PENG. „A High-Performance Z-Source Inverter Operating with Small Inductor at Wide-Range Load“. In: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*. 2007, S. 615–620.
- [35] S. DONG, Q. ZHANG und S. CHENG. „Analysis of Critical Inductance and Capacitor Voltage Ripple for Bi-directional Z-Source Inverter“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* PP.99 (2014), S. 1–1. ISSN: 0885-8993.
- [36] W.-T. FRANKE, N. OESTREICH und F. FUCHS. „Comparison of transformerless converter topologies for photovoltaic application concerning efficiency and mechanical volume“. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. 2010, S. 724–729.
- [37] Y. LIU, B. GE, H. ABU-RUB und F. Z. PENG. „Control System Design of Battery-Assisted Quasi-Z-Source Inverter for Grid-Tie Photovoltaic Power Generation“. In: *Sustainable Energy, IEEE Transactions on* 4.4 (2013), S. 994–1001. ISSN: 1949-3029.

- [38] W.-T. FRANKE, M. MOHR und F. FUCHS. „Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008, S. 1814–1820.
- [39] M. v. ZIMMERMANN. „Rückspeisefähiger Antriebsstromrichter mit Impedanzzwischenkreis zum Ausgleich von Netzspannungsschwankungen“. Diss. Universität Erlangen-Nürnberg, 2012.
- [40] L. SACK, B. PIEPENBREIER und M. von ZIMMERMANN. „Dimensioning of the Z-source inverter for general purpose drives with three-phase standard motors“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008, S. 1808–1813.
- [41] K. BEER und B. PIEPENBREIER. „Properties and advantages of the quasi-Z-source inverter for DC-AC conversion for electric vehicle applications“. In: *Emobility - Electrical Power Train, 2010*. 2010, S. 1–6.
- [42] S. TENNER, A. BRIX und W. HOFMANN. „Energy optimal pulse pattern for Z-source inverter to increase the efficiency of electric drive systems in automotive applications“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*. 2014, S. 1–10.
- [43] S. TENNER, S. GUNTHER und W. HOFMANN. „Loss minimization of electric drive systems using a Z-source inverter in automotive applications“. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. 2013, S. 1–8.
- [44] A. BATTISTON, E. MILIANI, J. MARTIN, B. NAHID-MOBARAKEH, S. PIERFEDERICI und F. MEIBODY-TABAR. „A Control Strategy for Electric Traction Systems Using a PM-Motor Fed by a Bidirectional Z-Source Inverter“. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 63.9 (2014), S. 4178–4191. ISSN: 0018-9545.
- [45] J. KOLAR, H. ERTL und F. C. ZACH. „Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 27.6 (1991), S. 1063–1075. ISSN: 0093-9994.
- [46] F. JENNI und D. WÜEST. *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf / B.G. Teubner, 1995.

-
- [47] D. G. HOLMES und T. LIPO. *Pulse width modulation for power converters : principles and practice*. Springer Verlag, 2003.
- [48] K. ZHOU und D. WANG. „Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49.1 (2002), S. 186–196. ISSN: 0278-0046.
- [49] F. Z. PENG. „Z-source inverter“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 39.2 (2003), S. 504–510. ISSN: 0093-9994.
- [50] P. C. LOH, D. VILATHGAMUWA, Y. S. LAI, G. T. CHUA und Y. LI. „Pulse-width modulation of Z-source inverters“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 20.6 (2005), S. 1346–1355. ISSN: 0885-8993.
- [51] M. von ZIMMERMANN, M. LECHLER und B. PIEPENBREIER. „Z-source drive inverter using modified SVPWM for low Output Voltage and regenerating Operation“. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. 2009, S. 1–10.
- [52] Y. LIU, B. GE, H. ABU-RUB und F. Z. PENG. „Overview of Space Vector Modulations for Three-Phase Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 29.4 (2014), S. 2098–2108. ISSN: 0885-8993.
- [53] Y. LIU, B. GE und H. ABU-RUB. „Theoretical and experimental evaluation of four spacevector modulations applied to quasi-Z-source inverters“. In: *Power Electronics, IET* 6.7 (2013), S. 1257–1269. ISSN: 1755-4535.
- [54] J. RABKOWSKI, R. BARLIK und M. NOWAK. „Pulse Width Modulation methods for bidirectional/high-performance Z-source inverter“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008, S. 2750–2756.
- [55] J. RABKOWSKI. „Improvement of Z-source inverter properties using advanced PWM methods“. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. 2009, S. 1–9.
- [56] F. Z. PENG, M. SHEN und Z. QIAN. „Maximum boost control of the Z-source inverter“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 20.4 (2005), S. 833–838. ISSN: 0885-8993.

- [57] M. SHEN, J. WANG, A. JOSEPH, F. Z. PENG, L. TOLBERT und D. ADAMS. „Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 42.3 (2006), S. 770–778. ISSN: 0093-9994.
- [58] O. ELLABBAN, J. VAN MIERLO und P. LATAIRE. „Comparison between different PWM control methods for different Z-source inverter topologies“. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. 2009, S. 1–11.
- [59] T.-W. CHUN, Q.-V. TRAN, J.-R. AHN und J.-S. LAI. „AC Output Voltage Control with Minimization of Voltage Stress Across Devices in the Z-Source Inverter Using Modified SVPWM“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. 2006, S. 1–5.
- [60] J. LI, J. LIU und Z. LIU. „Loss Oriented Evaluation and Comparison of Z-Source Inverters Using Different Pulse Width Modulation Strategies“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*. 2009, S. 851–856.
- [61] J. DING, S. XIE und Y. TANG. „Optimal design of the inductor in Z-source inverter with single phase shoot-through SVPWM strategy“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. 2010, S. 2878–2882.
- [62] Y. TANG, S. XIE und J. DING. „Pulsewidth Modulation of Z-Source Inverters With Minimum Inductor Current Ripple“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 61.1 (2014), S. 98–106. ISSN: 0278-0046.
- [63] Q. ZHANG, S. DONG, P. XUE, C. ZHOU und S. CHENG. „Novel MSVPWM to Reduce the Inductor Current Ripple for Z-Source Inverter in Electric Vehicle Applications“. In: *The Scientific World Journal* (2014).
- [64] P. C. LOH, D. VILATHGAMUWA, C. GAJANAYAKE, Y. R. LIM und C. W. TEO. „Transient Modeling and Analysis of Pulse-Width Modulated Z-Source Inverter“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22.2 (2007), S. 498–507. ISSN: 0885-8993.
- [65] C. GAJANAYAKE, D. VILATHGAMUWA und P. C. LOH. „Small-signal and signal-flow-graph modeling of switched Z-source impedance network“. In: *Power Electronics Letters, IEEE* 3.3 (2005), S. 111–116. ISSN: 1540-7985.

-
- [66] J. LIU, J. HU und L. XU. „Dynamic Modeling and Analysis of Z Source Converter-Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22.5 (2007), S. 1786–1796. ISSN: 0885-8993.
- [67] G. SEN und M. ELBULUK. „Voltage and Current-Programmed Modes in Control of the Z-Source Converter“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 46.2 (2010), S. 680–686. ISSN: 0093-9994.
- [68] D. VILATHGAMUWA, P. LOH und K. KARUNAKAR. „Modelling of Three phase Z-Source Boost Buck Rectifiers“. In: *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*. 2007, S. 1471–1476.
- [69] X. DING, Z. QIAN, Y. XIE und F. PENG. „Transient Modeling and Control of the Novel ZVS Z-Source Rectifier“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. 2006, S. 1–5.
- [70] O. H. DMITRI VINNIKOV und I. ROASTO. „Lossless Dynamic Models of the Quasi-Z-Source Converter Family“. In: *Scientific Journal of Riga Technical University Power and Electrical Engineering* 29.1 (2011), S. 73–78. ISSN: 1407-7345.
- [71] Y. LIU, B. GE, F. FERREIRA, A. de ALMEIDA und H. ABU-RUB. „Modeling and SVPWM control of quasi-Z-source inverter“. In: *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on*. 2011, S. 1–7.
- [72] F. GUO, L. FU, C.-H. LIN, C. LI und J. WANG. „Small signal modeling and controller design of a bidirectional Quasi-Z-Source inverter for electric vehicle applications“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. 2012, S. 2223–2228.
- [73] Y. LI und F. Z. PENG. „AC small signal modeling, analysis and control of quasi-Z-Source Converter“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*. Bd. 3. 2012, S. 1848–1854.
- [74] A. LISKE, G. CLOS und M. BRAUN. „Analysis and modeling of the Quasi-Z-Source-Inverter“. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2011, S. 1197–1202.

- [75] X. DING, Z. QIAN, S. YANG, B. CUI und F. PENG. „A direct DC-link boost voltage PID-like fuzzy control strategy in Z-source inverter“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008, S. 405–411.
- [76] X. DING, Z. QIAN, S. YANG und F. PENG. „A new feedforward compensation to reject Dc-link voltage ripple in bi-directional Z-Source inverter ASD system“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*. 2008, S. 1809–1813.
- [77] X. DING, Z. QIAN, S. YANG, B. CUI und F. PENG. „A PID Control Strategy for DC-link Boost Voltage in Z-source Inverter“. In: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*. 2007, S. 1145–1148.
- [78] O. ELLABBAN, J. VAN MIERLO und P. LATAIRE. „Voltage mode and current mode control for a 30 kW high-performance Z-source Inverter“. In: *Electrical Power Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE*. 2009, S. 1–6.
- [79] O. ELLABBAN, J. VAN MIERLO und P. LATAIRE. „Capacitor Voltage Control Techniques of the Z-source Inverter: A Comparative Study“. In: *EPE Journal* 21.4 (2011), S. 13–24.
- [80] YU TANG, S. XIE und C. ZHANG. „Feedforward plus feedback control of the improved Z-source inverter“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. 2009, S. 783–788.
- [81] Y. TANG, J. WEI und S. XIE. „A new direct peak dc-link voltage control strategy of Z-source inverters“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*. 2010, S. 867–872.
- [82] T.-W. CHUN, Q.-V. TRAN, J.-R. AHN und J.-S. LAI. „AC Output Voltage Control with Minimization of Voltage Stress Across Devices in the Z-Source Inverter Using Modified SVPWM“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. 2006, S. 1–5.
- [83] H. ROSTAMI und D. KHABURI. „A new method for minimizing of voltage stress across devices in Z-source inverter“. In: *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd*. 2011, S. 610–614.

- [84] Q.-V. TRAN, T.-W. CHUN, J.-R. AHN und H.-H. LEE. „Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-Source Inverter“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 54.5 (2007), S. 2745–2750. ISSN: 0278-0046.
- [85] S. YANG, X. DING, F. ZHANG, F. PENG und Z. QIAN. „Unified control technique for Z-Source inverter“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008, S. 3236–3242.
- [86] M. SHEN, Q. TANG und F. PENG. „Modeling and Controller Design of the Z-Source Inverter with Inductive Load“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. 2007, S. 1804–1809.
- [87] M. STEMPFLE, S. BINTZ, J. WOLFLE und J. ROTH-STIELOW. „Adaptive Closed Loop State Control System for a Three-Level Z-Source Inverter“. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014 IEEE*. 2014, S. 1–6.
- [88] S. MORIMOTO, M. SANADA und Y. TAKEDA. „Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 30.4 (1994), S. 920–926. ISSN: 0093-9994.
- [89] P. VACLAVEK und P. BLAHA. „Interior permanent magnet synchronous machine field weakening control strategy - the analytical solution“. In: *SICE Annual Conference, 2008*. 2008, S. 753–757.
- [90] M. MEYER und J. BÖCKER. „Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*. 2006, S. 282–286.
- [91] D. SCHRÖDER. *Elektrische Antriebe-Regelung von Antriebssystemen*. 3. Aufl. Springer Verlag, 2009.
- [92] T. GEMASSMER. „Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten“. Diss. Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [93] C. ACKERMANN. „Optimale Regelung der permanentenregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments“. Diss. Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [94] U. NUSS. *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. 1. Aufl. VDE Verlag, 2010.

- [95] U. NUSS und A. ROOT. *Benötigt ein pulsweitenmoduliert betriebener Drehstromantrieb einen Stromzustandsregler?* Technischer Bericht. Hochschule Offenburg, 2012.
- [96] T. GEMASSMER, J. RICHTER, M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN. „Dynamic overmodulation for highly dynamic current control of IPMSM with saturation characteristics“. In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014 International Symposium on*. 2014, S. 842–847.
- [97] J. RICHTER, T. GEMASMER und M. DOPPELBAUER. „Predictive current control of saturated cross-coupled permanent magnet synchronous machines“. In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014 International Symposium on*. 2014, S. 830–835.
- [98] M. MEYER. *Leistungselektronik*. Springer Verlag, 1990.
- [99] D. SCHRÖDER. *Leistungselektronische Schaltungen*. 2. Aufl. Springer Verlag, 2008.
- [100] M. von ZIMMERMANN und B. PIEPENBREIER. „Steady-state analysis of an AC-AC Z-Source inverter including discontinuous power flow“. In: *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*. 2010, S. 815–820.
- [101] A. VAZQUEZ SIEBER, H. HAIMOVICH und M. ROMERO. „Control-oriented modelling and adaptive control of a single-phase quasi-Z-source inverter“. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. 2013, S. 572–577.
- [102] S. RAJAKARUNA und L. JAYAWICKRAMA. „Steady-State Analysis and Designing Impedance Network of Z-Source Inverters“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 57.7 (2010), S. 2483–2491. ISSN: 0278-0046.
- [103] F. ZACH. *Leistungselektronik-Ein Handbuch*. Springer Verlag, 2010.
- [104] M. SHEN und F. PENG. „Operation modes and characteristics of the Z-source inverter with small inductance“. In: *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*. Bd. 2. 2005, 1253–1260 Vol. 2.
- [105] Y. ZHANG, S. SOBHANI und R. CHOKHAWALA. *Snubber Considerations for IGBT Applications*. Techn. Ber. International Rectifier Applications Engineering.

- [106] S. DONG, Q. ZHANG, C. ZHOU und S. CHENG. „Analysis and design of snubber circuit for Z-source inverter“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*. 2014, S. 1–10.
- [107] N. URASAKI, T. SENJYU, T. KINJO, K. UEZATO, T. FUNABASHI und H. SEKINE. „Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero current clamp and parasitic capacitor effects into account“. In: *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*. Bd. 3. 2004, 2718–2723 Vol. 3.
- [108] J.-W. CHOI und S.-K. SUL. „Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 11.2 (1996), S. 221–227. ISSN: 0885-8993.
- [109] A. MUNOZ und T. LIPO. „On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 14.4 (1999), S. 683–689. ISSN: 0885-8993.
- [110] M. BIERHOFF, H. BRANDENBURG und F. FUCHS. „An Analysis on Switching Loss Optimized PWM Strategies for Three Phase PWM Voltage Source Converters“. In: *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*. 2007, S. 1512–1517.
- [111] T. GEMASSMER und M. BRAUN. „Analysis of current harmonics in inverter-driven interior permanent magnet synchronous machines“. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. 2013, S. 1–10.
- [112] Q. TRAN, J. AHN, T. CHUN, H. KIM und E.-C. NHO. „A modified space vector PWM for common mode voltage mitigation in diode rectifier / Z-source inverter system“. In: *Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on*. 2007, S. 592–597.
- [113] F. GAO, P. LOH, D. VILATHGAMUWA und F. BLAABJERG. „Performance Analysis of Random Pulse-Width Modulated Z-Source Inverter with Reduced Common Mode Switching“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. 2006, S. 1–7.
- [114] U. SCHLIENZ. *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*. 3. Aufl. Vieweg, 2007.

- [115] V. GALIGEKERE und M. KAZIMIERCZUK. „Analysis of PWM Z-Source DC-DC Converter in CCM for Steady State“. In: *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on* 59.4 (2012), S. 854–863. ISSN: 1549-8328.
- [116] R. W. ERICKSON und D. MAKSIMOVIC. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. Aufl. Kluwer Academic Publisher, 2004.
- [117] F. GUO, L. FU, C.-H. LIN, C. LI, W. CHOI und J. WANG. „Development of an 85-kW Bidirectional Quasi-Z-Source Inverter With DC-Link Feed-Forward Compensation for Electric Vehicle Applications“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 28.12 (2013), S. 5477–5488. ISSN: 0885-8993.
- [118] H. XU, F. PENG, L. CHEN und X. WEN. „Analysis and design of Bi-directional Z-source inverter for electrical vehicles“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*. 2008, S. 1252–1257.
- [119] A. ROLDAN, A. BARRADO, J. PLEITE, J. VAZQUEZ und E. OLIAS. „Size and cost reduction of the energy-storage capacitors“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Ninth Annual IEEE*. Bd. 2. 2004, 723–729 vol.2.
- [120] H. SPÄTH. *Elektrische Maschinen*. Springer Verlag, 1973.
- [121] J. KOLAR und S. ROUND. „Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems“. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings -* 153.4 (2006), S. 535–543. ISSN: 1350-2352.
- [122] M. WINKELNKEMPER. „Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe“. Diss. Technische Universität Berlin, 2005.
- [123] M. BIERHOFF und F. FUCHS. „DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source Converters Influenced by the Pulsewidth-Modulation Strategy-An Analysis“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 55.5 (2008), S. 2085–2092. ISSN: 0278-0046.
- [124] J. MÜHLETHALER, J. BIELA, J. KOLAR und A. ECKLEBE. „Improved core loss calculation for magnetic components employed in power electronic system“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*. 2011, S. 1729–1736.

- [125] J. RICHTER, A. DOLLINGER und M. DOPPELBAUER. „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines“. In: *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*. 2014, S. 1635–1641.
- [126] J. LI, J. LIU und J. LIU. „Comparison of Z-source inverter and traditional two-stage boost-buck inverter in grid-tied renewable energy generation“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*. 2009, S. 1493–1497.
- [127] S. KONRAD. „Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeicherter IGBT-Wechselrichter“. Diss. Technische Universität Ilmenau, 1997.
- [128] W.-T. FRANKE. „Vergleich von Siliziumkarbid-Leistungshalbleitern und ihre Anwendung in einem wirkungsgradoptimierten PV-Wechselrichter“. Diss. Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2013.
- [129] C. R. MUELLER und S. BUSCHHORN. „Impact of module parasitics on the performance of fastswitching devices“. In: *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*. 2014, S. 1–8.
- [130] S. CUK und R. MIDDLEBROOK. *Modeling, Analysis and Design of switching converter*. Techn. Ber.
- [131] J. LUNZE. *Regelungstechnik 1*. 7. Aufl. Springer Verlag, 2008.
- [132] J. ACKERMANN. *Abtastregelung*. 2. Aufl. Springer Verlag, 1983.
- [133] D. MAKSIMOVIC und R. ZANE. „Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22.6 (2007), S. 2552–2556. ISSN: 0885-8993.
- [134] B. CHOI, J. KIM, B. H. CHO, S. CHOI und C. WILDRICK. „Designing control loop for DC-to-DC converters loaded with unknown AC dynamics“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49.4 (2002), S. 925–932. ISSN: 0278-0046.
- [135] M. STEINBRING und M. PACAS. „Modified Control Structure for Single Phase Z-Source Inverter and Efficiency Analysis“. In: *Power Conversion Intelligent Motion Conference (PCIM) Europe*. 2012, S. 230–237.

- [136] O. ELLABBAN, J. VAN MIERLO und P. LATAIRE. „A DSP-Based Dual-Loop Peak DC-link Voltage Control Strategy of the Z-Source Inverter“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 27.9 (2012), S. 4088–4097. ISSN: 0885-8993.
- [137] X. DING, Z. QIAN, S. YANG und F. PENG. „A new feedforward compensation to reject Dc-link voltage ripple in bi-directional Z-Source inverter ASD system“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*. 2008, S. 1809–1813.
- [138] M. von ZIMMERMANN, S. LABUSCH und B. PIEPENBREIER. „Bi-directional AC-AC Z-source inverter with active rectifier and feedforward control“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. 2010, S. 3180–3186.
- [139] M. von ZIMMERMANN, S. KELLNER und B. PIEPENBREIER. „P+resonant control of a Z-source inverter for mains voltage drop compensation“. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. 2011, S. 1–10.
- [140] Y. LI, F. PENG, J. CINTRON-RIVERA und S. JIANG. „Controller design for quasi-Z-source inverter in photovoltaic systems“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. 2010, S. 3187–3194.
- [141] H. LIU, P. LIU und Y. ZHANG. „Design and digital implementation of voltage and current mode control for the quasi-Z-source converters“. In: *Power Electronics, IET* 6.5 (2013), S. 990–998. ISSN: 1755-4535.
- [142] O. HUSEV, D. VINNIKOV und I. ROASTO. „Stability analysis of the quasi-Z-Source DC/DC converter based on small signal model“. In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*. 2012, S. 298–303.
- [143] S. AMODEO, H. CHIACCHIARINI und A. OLIVA. „High-Performance Control of a DC-DC Z-Source Converter Used for an Excitation Field Driver“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 27.6 (2012), S. 2947–2957. ISSN: 0885-8993.
- [144] I. ROASTO und D. VINNIKOV. „New voltage mode control method for the quasi-Z-source-based isolated DC/DC converters“. In: *Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on*. 2012, S. 644–649.

- [145] M. STEINBRING, M. PACAS und M. ALNAJJAR. „Emulation of a micro-hydro-turbine for stand-alone power plants with Z-Source inverter“. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2012, S. 5291–5296.
- [146] J. WEIGOLD. „Ein neues aufwandsarmes Verfahren zur hochdynamischen Stromregelung für permanenterregte Synchronmaschinen“. Diss. Karlsruher Institut für Technologie, 2009.
- [147] O. FÖLLINGER. *Regelungstechnik*. 8. Aufl. Springer Verlag, 1994.
- [148] D. M. Van de SYPE, K. DE GUSSEME, A. Van den BOSSCHE und J. MELKEBEEK. „Duty-ratio feedforward for digitally controlled boost PFC converters“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 52.1 (2005), S. 108–115. ISSN: 0278-0046.
- [149] B. JOHANSSON. „DC-DC Converters-Dynamic Model Design and Experimental Verification“. Diss. Lund University, 2004.
- [150] G. ZHANG. „Speed control of two-inertia system by PI/PID control“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 47.3 (2000), S. 603–609. ISSN: 0278-0046.
- [151] S. THOMSEN und F. W. FUCHS. „Konventionelle Regelung und Zustandsregelung für elektrische Antriebssysteme zur aktiven Dämpfung mechanischer Schwingungen bei Wirkung von Lose“. In: *Elektrisch-mechanische Antriebssysteme - Innovationen - Trends - Mechatronik*. 2008, S. 1–6.
- [152] V. NICOLAU. „On PID Controller Design by Combining Pole Placement Technique with Symmetrical Optimum Criterion“. In: *Mathematical Problems in Engineering* (2013), S. 1–8.
- [153] I. BRONSTEIN, K. SEMENDJAEV, H. MÜLIG und G. MUSIOL. *Taschenbuch der Mathematik*. 5. Aufl. Verlag Harri Deutsch, 2001.
- [154] C. KLÖFFER, M. VEIGEL und M. DOPPELBAUER. „Fahrzyklusbasierte Auslegung eines DC/DC-Wandlers zur wirkungsgradoptimalen Anpassung der Zwischenkreisspannung“. In: *Internationaler ETG-Kongress*. 2013.
- [155] M. SCHNARRENBERGER. „Optimierung der rotororientierten Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für den Betrieb an der Spannungsgrenze“. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Okt. 2012.