



Institut für Elektrische Messtechnik  
und Messsignalverarbeitung  
Technische Universität Graz



## Masterarbeit

# Gekoppelte Regelung zweier Synchronmaschinen mit Hilfe frei programmierbarer Umrichter

vorgelegt von  
Gabriel Gruber  
Studiengang Elektrotechnik  
Matrikelnummer: 1031900

Betreuer:  
Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Hannes Wegleiter

Co-Betreuer:  
Dipl.-Ing. David Lindenthaler

Institutsleiter: Univ.-Prof. Dr. Georg Brasseur

A - 8010 Graz, Inffeldgasse 23/II  
Telefon: + 43 (0) 316 873 - 30501  
Telefax: + 43 (0) 316 873 - 30502  
<http://www.emt.tugraz.at/>

Graz, am 27. Februar 2017

---

## **EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG**

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am 27. Februar 2017

Gabriel Gruber

---

## Kurzfassung

Schärfere Klimaschutzziele und die angestrebte Abgas-Emissionsfreiheit veranlassen viele Unternehmen die Potentiale von Hybridantrieben zu untersuchen. Die permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) mit ihrer hohen Leistungsdichte und Wartungsfreundlichkeit gewinnt einen größeren Stellenwert als elektrische Arbeitsmaschine in Hybrid- und reinen Elektrofahrzeugen. Antriebshersteller geben über ihre fertig implementierten Motorsteuerungen meist nur geringe Informationen über die Anpassungsfähigkeit und Implementierung der Software- und Hardwareinstrumentierung preis.

Ziel dieser Masterarbeit ist ein universelles Antriebskonzept anhand eines Prüfstands zu präsentieren, das software- und hardwaremäßig frei implementierbar ist und eine Anpassung an gegebene Randbedingungen ermöglicht. Der Fokus liegt dabei in der Demonstration der Freizügigkeit der Generierung hochdynamischer Sollwertvorgaben und der Flexibilität optimaler Modulationsstrategien zur Ansteuerung des Umrichters. Um eine hohe Dynamik zu gewährleisten wird die feldorientierte Regelung zur Regelung der PMSM eingesetzt. Für Drehzahlaufgaben wird die übliche Kaskadenstruktur einer Drehzahlregelung mit unterlagertem Stromregelkreis verwendet. Die Drehzahl- und Stromregelung erfolgt mit einem klassischen PI-Regler mit Anti-Windup-Struktur. Das Zusammenspiel des Prüfstands mit der universellen Sollwertvorgabe erlaubt die Nachstellung praxisnaher Fahrprofile und gibt Einblick in Leistungsflüsse des Systems.

Neben den oben genannten Einblicken schafft die dynamische Sollwertgenerierung Aufschluss über die Funktionalität der Drehzahl- und Stromregelung. Zugehörige Messauswertungen demonstrieren ein spezielles Verhalten der Stromdynamik, das bei PMSM mit vergrabenen Magneten auftritt. Die unterschiedlichen Modulationsstrategien lassen geringe Unterschiede in den harmonischen Verzerrungen zugunsten der diskontinuierlichen Strategien erkennen. Die erreichten Resultate zeigen, dass mit einfachen Mitteln eine transparente, universell implementierbare Motorsteuerung entwickelt werden kann.

## Abstract

A number of companies are investigating the potential of hybrid drives to achieve stricter climate change objectives and desired zero emission. The permanent magnet synchronous machine (PMSM), with its high power density and low maintenance requirement, is gaining an increasing role as an electric drive in hybrid and electric vehicles. Drive manufacturers usually give little information about their motor control considering the implementation and adaptability of the software and hardware.

---

The aim of this master thesis is to present a universal drive concept on basis of a test stand, being fully adjustable in hard- and software. This freedom allows for adjusting the test stand to given boundary conditions. The main focus is demonstrating the flexibility in generating high dynamic setpoints and implementing various modulation methods. To ensure high dynamics, the field oriented control is used to control the PMSM. The typical cascade structure of a speed control with a underlying current control loop is utilized. The speed and current control are realized with a classic PI-controller with anti-windup. The test stand is capable of simulating practical driving profiles and gives insight into the power flows of the system.

In addition to the above mentioned insights, the dynamic setpoint generation provides information on the functionality of the speed and current control. Corresponding measurements show an special behavior of the current dynamics, which occurs with PMSM with interior permanent magnets. The different modulation methods show only slight differences in the harmonic distortions in favor of the discontinuous strategies. The results obtained show that a free implementable motor control can be developed through simple means.

---

## Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meines Masterstudiums am Institut für Elektrische Messtechnik und Messsignalverarbeitung an der Technischen Universität Graz.

Ermöglicht wurde diese Arbeit durch Herrn Dipl.-Ing. David Lindenthaler, den ich zugleich für die Co-Betreuung und sein Interesse an meiner Forschung danke. Des Weiteren möchte ich mich bei Herrn Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Hannes Wegleiter für die Übernahme der Betreuung und die zusätzliche Unterstützung bedanken. Dankbar bin ich auch für die konstruktiven Diskussionen, sowohl mit Betreuer als auch Co-Betreuer, Universitäts- und Studienkollegen.

Bei beiden Betreuern, Frau Charlotte Fuchs und meiner Familie möchte ich mich für das Korrekturlesen bedanken.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Prüfstands Aufbau</b>	<b>5</b>
2.1. Maschinensatz mit zwei permanentmagneterregten Synchronmaschinen	5
2.2. Kupplung . . . . .	7
2.3. Encoder . . . . .	8
2.4. Umrichter . . . . .	8
2.4.1. Umrichtertemperatur . . . . .	8
2.4.2. Zwischenkreisspannung . . . . .	10
2.5. Bremschopper . . . . .	10
2.6. Hybrid Kit-Interfaceboard . . . . .	11
2.6.1. Aufbau und Spannungsversorgung . . . . .	11
2.6.2. Messung der Phasenströme . . . . .	12
<b>3. Parameteridentifikation</b>	<b>15</b>
3.1. Statorwicklungswiderstand $R_S$ . . . . .	15
3.2. Längs- und Querinduktivität $L_d, L_q$ . . . . .	17
3.3. Permanentmagnetflussverkettung $\Psi_{PM}$ . . . . .	20
<b>4. Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine</b>	<b>22</b>
4.1. Funktionsprinzip der permanentmagneterregten Synchronmaschine .	22
4.2. Gleichungssysteme . . . . .	23
4.2.1. Statorspannungsgleichung . . . . .	23
4.2.2. Mechanische Gleichungen . . . . .	25
4.3. Lage-Drehzahl-Bestimmung . . . . .	27
4.4. Reglerentwurf . . . . .	27
4.4.1. Kompensation der Kreuzkopplung . . . . .	27
4.4.2. Stellgrößenbegrenzung . . . . .	28
4.4.3. Reglerstruktur . . . . .	29
4.4.4. Stromregler . . . . .	31
4.4.5. Drehzahlregler . . . . .	36
<b>5. Mikrocontrollerboard</b>	<b>40</b>
5.1. Mikrocontroller STM32F746 . . . . .	40
5.2. Digitale Bausteine . . . . .	41
5.2.1. Timer . . . . .	41
5.2.2. Analog-Digital-Converter . . . . .	51

5.2.3.	Positions- und Drehzahlerfassung . . . . .	55
5.3.	Digitale Reglerimplementierung am Mikrocontroller . . . . .	59
5.3.1.	Regelalgorithmus . . . . .	59
5.3.2.	Messwertaufbereitung . . . . .	60
5.3.3.	Sollwertvorgabe . . . . .	62
<b>6.</b>	<b>Experimentelle Prüfstandsmessungen</b>	<b>63</b>
6.1.	Geschwindigkeitsregelung für beliebige Sollwertverläufe . . . . .	63
6.2.	Individuelle Vorgabe von Bremsmomenten . . . . .	66
6.2.1.	Versuch mit konstantem Bremsmoment . . . . .	69
6.2.2.	Versuch mit gepulstem Bremsmomentenverlauf . . . . .	71
6.3.	Prüfstandsmessungen mit diskontinuierlicher Raumzeigermodulation	73
6.3.1.	Diskontinuierliche Modulation DPWM0 . . . . .	75
6.3.2.	Diskontinuierliche Modulation DPWM3 . . . . .	76
6.3.3.	Resultierende Sternpunktspannungen und harmonischen Verzerrungen des Phasenstroms der Phase b . . . . .	77
<b>7.</b>	<b>Schlussbetrachtung</b>	<b>83</b>
7.1.	Zusammenfassung . . . . .	83
7.2.	Ausblick . . . . .	84
<b>A.</b>	<b>Permanentmagneterregte Synchronmaschine</b>	<b>90</b>
A.1.	Koordinatentransformation . . . . .	90
A.1.1.	Koordinatensysteme . . . . .	90
A.1.2.	Clarke und inverse Clarke-Transformation . . . . .	91
A.1.3.	Park und inverse Park-Transformation . . . . .	92
A.1.4.	Clarke-Park-Transformation . . . . .	93
A.2.	Raumzeigertheorie . . . . .	93

# Abbildungsverzeichnis

2.1. Aufbau des Prüfstands. . . . .	6
3.1. Bestimmung des Statorwicklungswiderstands. . . . .	16
3.2. Strom- und Spannungsverläufe zur Auswertung von $L_d$ . . . . .	18
3.3. Strom- und Spannungsverläufe zur Auswertung von $L_q$ . . . . .	19
4.1. Prinzipbild der PMSM mit vergrabenen Magneten. . . . .	23
4.2. Zeitkontinuierliche Anti-Windup-Reglerstruktur. . . . .	30
4.3. Zeitdiskrete Anti-Windup-Reglerstruktur. . . . .	31
4.4. Stromregelkreis mit zeitdiskretem PI-Regler $R(z)$ . . . . .	32
4.5. Amplitudengang des offenen und geschlossenen Kreises $L_i(q), T_i(q)$ . . . . .	35
4.6. Phasengang des offenen und geschlossenen Kreises $L_i(q), T_i(q)$ . . . . .	35
4.7. Sprungantwort der Führungsübertragungsfunktion $L_i(q)$ . . . . .	36
4.8. Kaskadenstruktur des Drehzahlregelkreises. . . . .	37
4.9. Amplitudengang des offenen Kreises $L_\omega(q)$ . . . . .	38
4.10. Phasengang des offenen Kreises $L_\omega(q)$ . . . . .	39
4.11. Sprungantwort der Führungsübertragungsfunktion $L_\omega(q)$ . . . . .	39
5.1. Zeitlicher Ablauf der Motorsteuerung. . . . .	42
5.2. Prinzipschaltbild eines Wechselrichters. . . . .	44
5.3. Raumzeigerdarstellung der Ausgangsspannung des Wechselrichters. . . . .	45
5.4. Statorspannungsraumzeiger bei der SVPWM im ersten Sektor. . . . .	46
5.5. SVPWM mit jeweiligen Zeitspannen. . . . .	49
6.1. Reale Maschine und Simulation bei trapezförmiger Solldrehzahl. . . . .	66
6.2. Schematischer Aufbau des Prüfstands mit mechanisch gekoppelten PMSM. . . . .	68
6.3. Querstrom, Winkelgeschwindigkeit und Zwischenkreisspannung bei konstantem Bremsmoment. . . . .	70
6.4. Querstrom, Winkelgeschwindigkeit und Zwischenkreisspannung bei gepulstem Bremsmoment. . . . .	72
6.5. Aufteilung der Nullzustände (DPWM0 und DPWM3). . . . .	75
6.6. Sternpunktspannung (SVPWM, DPWM0 und DPWM3) mit Schaltanteilen. . . . .	78
6.7. Sternpunktspannung (SVPWM, DPWM0 und DPWM3) ohne Schaltanteile. . . . .	79

6.8. Phasenstrom $I_b$ und verkettete Spannung $U_{ab}$ (SVPWM, DPWM0 und DPWM3). . . . .	80
A.1. Clarke-Transformation mit Abbildungsvorschrift ( $\alpha = 0$ ). . . . .	92
A.2. Koordinatensysteme für die Park-Transformation. . . . .	93

# Abkürzungen und Formelzeichenverzeichnis

## Abkürzungen

AC	Alternating Current
AD	Analog Digital
ADC	Analog Digital Converter
ADCCLK	Analog Digital Converter Clock
APB	Advanced Peripheral Bus
ARR	Auto Reload Register
CCR	Capture Compare Register
DC	Direct Current
DIR	Direction Register
DMA	Direct Memory Access
DPWM	Discontinuous Pulse Width Modulation
DTC	Direct Torque Control
FKL	Frequenzkennlinienverfahren
FOC	Field Oriented Control
GDPWM	Generalized Discontinuous Pulse Width Modulation
HI	High
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
LO	Low
M	Modulationsgrad
OC	Output Compare
PI	Proportional-Integral
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PSC	Prescaler
PWM	Pulse Width Modulation
RKS	Rotorfeste Koordinatensystem
RMS	Root Mean Square
SKS	Statorfeste Koordinatensystem
SMD	Surface Mounted Device
SVM	Space Vector Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
SYSCLK	Systemclock
UEV	Update Event
UIF	Update Interrupt Flag
VBAT	Voltage Battery

## Formelzeichenverzeichnis

$A$	Abtastglied erster Ordnung
$ADC_{Dig.}$	digitale Zahl
$a, a^2$	komplexe Drehoperatoren

$b_i$	Reglerkoeffizienten
$e$	Reglereingangsfehler
$e_k$	diskreter Reglereingangsfehler
$e_{max}$	maximaler Winkelfehler
$e_S$	Differenz aus $\tilde{u}$ und $u$
$F_i(s)$	Übertragungsfunktion des Stromfilters
$f_{ADC}$	Taktfrequenz des AD-Wandlers
$f_g$	Grenzfrequenz
$f_{PCLK}$	peripheral clock frequency
$f(x)$	Polynomfunktion
$G_{HKI}$	Verstärkungsfaktor am Interfaceboard
$G_i(s)$	Streckenübertragungsfunktion des Stromregelkreises
$G_{id}(s)$	d-Komponente der Streckenübertragungsfunktion des Stromregelkreises
$G_{iq}(s)$	q-Komponente der Streckenübertragungsfunktion des Stromregelkreises
$G_{PWM}(s)$	Übertragungsfunktion der PWM-Implementierung
$G_\omega(s)$	Streckenübertragungsfunktion des mechanischen Modells
$G_\omega(z)$	diskrete Streckenübertragungsfunktion des mechanischen Modells
$H$	Halteglied erster Ordnung
$I$	Strom
$I$	Inkmente
$\vec{I}_S$	Raumzeiger Statorstrom SKS
$\vec{I}_R$	Raumzeiger Statorstro RKS
$\vec{I}_S^*R$	konjugiert komplexer Statorstrom-Raumzeiger im RKS
$I_a, I_b, I_c$	Phasenströme
$I_{DC}$	Zwischenkreisstrom
$I_{Inv.}$	Umrichterstrom
$I_{max}$	maximaler Betrag des Statorstroms
$I_d, i_d$	d-Komponente des Statorstroms, normiert
$I_q, i_q$	q-Komponente des Statorstroms, normiert
$i_\alpha$	$\alpha$ -Komponente des Statorstroms
$i_\beta$	$\beta$ -Komponente des Statorstroms
$\vec{i}(t)$	komplexer Stromraumzeiger
$J$	Massenträgheitsmoment
$K_N$	Conversion Ratio
$k$	Steigung
$k_{aw}$	Anti-Windup-Faktor
$k_p$	Verstärkungsfaktor
$L_S$	Statorinduktivität
$L_d$	d-Komponente der Induktivität Statorwicklung
$L_q$	q-Komponente der Induktivität Statorwicklung
$L_i(q)$	q-Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises
$L_i(q)$	q-Übertragungsfunktion des offenen Drehzahlregelkreises
$l$	Schaltzustand bei Stromregelverfahren
$M_{brems}$	Bremsmoment
$M_L$	Lastmoment
$M_{Mi}$	Luftspalmmoment
$N$	Zählerstand
$N$	Auflösung
$P$	Leistung
$P_{elektr.}$	elektrische Leistung

$P_i(q)$	q-Führungsgrößenübertragungsfunktion des Stromregelkreises
$P_i(s)$	kontinuierliche Führungsgrößenübertragungsfunktion des Stromregelkreises
$P_i(z)$	diskreten Führungsgrößenübertragungsfunktion des Stromregelkreises
$P_i(z)$	diskreten Streckenübertragungsfunktion des inneren Stromregelkreises
$P_\delta$	Luftspalteleistung
$P_\omega(q)$	q-Streckenübertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises
$P_\omega(z)$	diskrete Streckenübertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises
$p$	Polpaarzahl
$q$	Querachse der Synchron-Schenkelpolmaschine
$q$	komplexe Variable der q-Transformation
$R$	Hochgestellter Index für das rotorfeste Koordinatensystem
$R_M$	Measuring Resistance
$R_S$	Statorwicklungswiderstand
$R_{S_{LdLq}}$	Statorwicklungswiderstand für $L_d, L_q$ Berechnung
$R_i(q)$	q-Übertragungsfunktion des Stromreglers
$R(z)$	diskrete Übertragungsfunktion des Stromreglers
$R_\omega(z)$	diskrete Übertragungsfunktion des Drehzahlreglers
$r_k$	diskreter Führungsgröße
$S$	Strichzahl
$S$	Hochgestellter Index für das statorfeste Koordinatensystem
$S_a, S_b, S_c$	Schalterstellung
$T$	Zeitintervall, Abtastperiode
$\mathbf{T}$	Transformationsmatrix (Clark-Transformation)
$\mathbf{T}^{-1}$	inverse Transformationsmatrix (inverse Clark-Transformation)
$T_a$	Abtastperiode
$T_{con}$	Umwandlungszeit des AD-Wandlers
$T_{HK}$	Umrichtertemperatur
$T_I$	Nachstellzeit
$T_{PWM}$	PWM-Periodendauer
$T_{sample}$	Samplingzeit
$T_t$	Totzeit
$T_i(q)$	q-Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises
$T_\omega(q)$	q-Übertragungsfunktion des geschlossenen Drehzahlregelkreises
$t_0 \dots t_7$	Einschaltzeiten der Stromrichterzustände
$t_{remain}$	verbleibenden Datenübertragungszeit
$\frac{1}{T_i}$	Zeitkonstante
$\vec{U}_S^S$	Raumzeiger der Statorspannung im SKS
$\vec{U}_S^R$	Raumzeiger der Statorspannung im RKS
$\vec{U}_0 \dots \vec{U}_7$	Statorspannungsraumzeiger am Stromrichter in Drehzeigerdarstellung
$U_a, U_b, U_c$	Phasenspannungen
$U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$	Verkettete Spannungen
$U_{ADC}$	Ausgangsspannung ADC nach Differenzverstärker
$U_d$	d-Komponente der Statorspannung
$U_q$	q-Komponente der Statorspannung
$U_{d,komp.}$	d-Komponente der Kompensationsspannung
$U_{q,komp.}$	q-Komponente der Kompensationsspannung
$U_{d,sat}$	d-Komponente der Sättigungsspannung
$U_{q,sat}$	q-Komponente der Sättigungsspannung
$U_{N0}$	Sternpunkt(-Nullpunkt)-Spannung
$U_{Offset}$	Offsetspannung
$U_{Ref.}$	Referenzspannung
$U_{Tref}$	Spannung proportional zur Umrichtertemperatur
$U_{Zk}$	DC-Spannung des Wechselrichters, Zwischenkreisspannung
$U_{Zkout}$	Zu $U_{ZK}$ proportionaler Ausgangsspannung des Hybridkit's
$U_\alpha, u_\alpha$	$\alpha$ -Komponente der Statorspannung, normiert
$U_\beta, u_\beta$	$\beta$ -Komponente der Statorspannung, normiert
$u$	begrenzte Reglerausgangsspannung

$\tilde{u}$	Reglerausgangsspannung
$u_k$	diskrete begrenzte Reglerausgangsspannung
$\tilde{u}_k$	diskrete Reglerausgangsspannung
$V_R$	Reglerverstärkung bei Betragsoptimum
$V_S$	Streckenverstärkung bei Betragsoptimum
$X_{RMS}$	Effektivwert im Frequenzbereich
$X(f)$	Frequenzspektrum
$X_G(f), X_{G,RMS}$	Grundswingungsanteil des Frequenzspektrums, Effektivwert
$X_S(f), X_{S,RMS}$	Schaltverlustanteil des Frequenzspektrums, Effektivwert
$x_k$	diskreter Zustand des Integrators
$y_i$	diskreter Messwerte
$y_k$	diskreter Messgröße
$z$	Variable der z-Transformation
$z^{-1}$	Zeitverzögerung
$\alpha$	statorfeste Koordinatenachse
$\alpha$	Realteil-Achse des statorfesten KOS
$\alpha_i$	Polynomkoeffizienten
$\beta$	statorfeste Koordinatenachse
$\beta$	Imaginärteil-Achse des statorfesten KOS
$\tau_d$	Zeitkonstante in d-Richtung
$\tau_{PMSM}$	Zeitkonstante der PMSM
$\tau_R$	Zeitkonstante des PI-Reglers
$\tau_{Fi}$	Zeitkonstante des Stromfilters
$\varphi$	Drehwinkel
$\varphi$	Phasenwinkel
$\varphi_k$	diskreten Winkelposition zum Zeitpunkt $k$
$\varphi_{off}$	Rotoroffset
$\Phi_r$	Phasenreserve
$\Delta\Phi_k$	Anzahl der Inkremente pro Sample
$\vec{\Psi}_S^S$	Statorflussraumzeiger SKS
$\vec{\Psi}_R^R$	Statorflussraumzeiger RKS
$\Psi$	Modulationsphasenwinkel
$\Psi_d$	d-Komponente des Statorflusses $\vec{\Psi}_S$
$\Psi_q$	q-Komponente des Statorflusses $\vec{\Psi}_S$
$\hat{\Psi}_{PM}$	Permanentmagnetflussverkettung
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit
$\omega_c$	Durchtrittsfrequenz
$\omega_{elektr.}$	elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{mech.}$	mechanische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{min}$	minimale Winkelgeschwindigkeit
$\Delta\omega$	Drehzahlfehler
$\mathcal{Z}$	z-Transformation

# 1. Einleitung

Elektromobilität ist ein wichtiger Baustein in Richtung lokale Abgas-Emissionsfreiheit und spielt eine bedeutende Rolle für eine zukünftige Gestaltung des Personen- und Güterverkehrs [1]. Nach allen Prognosen steigt die weltweite Verkehrsleistung an, in einigen Studien wird von einer Verdopplung des globalen Fahrzeugbestands bis 2030 ausgegangen [1]. Aufgrund von schärferen Klimaschutzziele steigt die Bedeutung von Hybrid- und Elektrofahrzeugen [1]. Neben dem Energiespeichersystem stellt der Elektroantrieb einen Hauptbestandteil im Hybrid- und Elektrofahrzeug dar und muss folgende Eigenschaften aufweisen [2]:

- Hohe Leistungsdichte
- Hohes Beschleunigungsmoment und schnelle Ansprechzeiten
- Gutes stationäres Drehmomentverhalten
- Hohe Zuverlässigkeit und Robustheit
- Geringe Kosten und Bauvolumen.

Einige Motoren erfüllen die meisten dieser Anforderungen, wobei sich die permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) aufgrund ihres hohen Wirkungsgrads und ihrer guten mechanischen Dynamik (Drehmomentverhalten) besonders eignet [2], [3]. All diese Eigenschaften sind auf die Einarbeitung hochenergetischer Seltenerdlegierungen zurückzuführen [4]. Gewöhnlich erfordern Hochleistungsantriebe im Automobilsektor ein schnelles und genaues Ansprechverhalten, schnelle Regeneration von Störungen und Unempfindlichkeit gegenüber Parametervariationen [4]. Das dynamische Verhalten eines Wechselstrommotors kann durch die Vektorregelung deutlich verbessert werden [5]. Die Vektorregelung ermöglicht die getrennte Regelung von Geschwindigkeit und Drehmoment [5]. Ebenso sollen elektrische Antriebe im Automobilbereich so effizient wie möglich sein, eine Verbesserung des Wirkungsgrads kann durch Verlustminimierung erzielt werden [6]. Neben der effizienten Nutzung der Leistungselektronik z.B. durch ein optimales Schaltmuster zur Ansteuerung des Umrichters, gibt es auch softwareseitig entscheidende Qualitätskriterien, beispielsweise die Wahl eines idealen Regelalgorithmus, um eine Reduktion der Verluste im System zu erzielen.

Mittlerweile stehen fertige Systeme, von der Ansteuerungssoftware über den Umrichter bis hin zum elektrischen Antrieb, für eine Vielzahl an Automatisierungsaufgaben auch im Automobilbereich zur Verfügung. Der Großteil der industriellen Antriebssysteme ist für den Serieneinsatz tauglich, deckt sowohl Standard- als auch Spezialanwendungen ab und erfüllt Anforderungen verschiedener Branchen. Für den

Entwickler steht die Optimierung der Arbeitsweise des Antriebssystems im Vordergrund. Dazu zählen zum Beispiel die Realisierbarkeit individueller Regelungsstrategien und die Wahl eines speziellen Ansteuerumusters zur Anpassung an unterschiedliche Last- bzw. Randbedingungen. Neben der ordnungsgemäßen Funktion sollte der eingesetzte Regelalgorithmus auch die Verluste des Antriebsstrangs auf ein Minimum beschränken. Hersteller von elektrischen Maschinen weisen üblicherweise die Maschinenparameter ihrer Erzeugnisse im Datenblatt zumeist nicht aus. Bei den meisten Serienprodukten gestaltet sich die Arbeitsweise des Antriebssystems im Hintergrund als undurchsichtig, charakteristische Parameter werden oft nicht angegeben und eine nachfolgende Optimierung ist durch den Anwender nur bedingt möglich. Diese Arbeit präsentiert universelle transparente hardware- und softwareseitige Lösungen zur Ansteuerung von Antriebssystemen für z.B. automobiler Anwendungen anhand eines Prüfstands.

In den vergangenen Jahren haben sich zwei Methoden der Vektorregelung als Industriestandard für die Drehmomentregelung von Drehfeldmaschinen etabliert [7]. Diese zwei Methoden, die feldorientierte Regelung (Field Oriented Control, FOC) und direkte Drehmomentregelung (Direct Torque Control, DTC), haben sich zur Regelung der PMSM durchgesetzt [8]. Beide Regelungsstrategien verfolgen dieselben Ziele, unterscheiden sich jedoch im Arbeitskonzept [9]. Sie streben eine effektive Regelung des Maschinenmoments und -flusses an, damit die Maschine einen gewünschten Sollverlauf unabhängig von Maschinen- und Lastparametervariationen oder etwaigen Fremdeinflüssen genau verfolgt [9]. Jede Regelungsstrategie bringt Vor- und Nachteile mit sich [9]. Im Gegensatz zur FOC benötigt die DTC keinen expliziten Stromregler, keine Koordinatentransformation und keine PWM Signalgenerierung [7]. Die DTC erfordert keine Positions- und Drehzahlermittlung [9]. Trotz dieser Einfachheit ermöglicht die DTC eine gute Drehmomentregelung unter stationären und transienten Betriebsbedingungen [7]. Auf der anderen Seite ist bekannt, dass die DTC einige Nachteile mit sich bringt, darunter Schwierigkeiten bei der Drehmoment- und Flussregelung im unteren Drehzahlbereich, hohe Strom- und Drehmomentrippel verursacht durch das hysteresebasierte Schaltverhalten des Umrichters, variable Schaltfrequenzen und einen hohen Rauschpegel bei niedriger Geschwindigkeit [7]. Für die FOC spricht die Entkopplung zwischen Fluss- und Drehmomentkomponente, ein gutes Verhalten im unteren Drehzahlbereich, besseres Bremsverhalten und geringere Strom- und Drehmomentrippel aufgrund geringerer Schaltvorgänge des Umrichters [7].

Gegenüber anderen Regelungsstrategien hat die FOC den Vorteil, dass der Wirkungsgrad der Maschine höher und die Geräuschentwicklung geringer ist [10]. Für die Bordnetzstabilität ergibt sich darüber hinaus der Vorteil, dass die PMSM mit FOC beim Anlauf deutlich geringere Lastspitzen verursacht [10]. In dieser Arbeit wird für die Regelung der PMSM die FOC herangezogen, da im Automobilbereich minimale Verluste erwünscht sind. Als zugrundeliegendes Schaltmuster der FOC kommt das sogenannte Space Vector Modulation Verfahren (SVM Verfahren) mit zwei gleich langen Nullzuständen pro Abtastperiode zum Einsatz. Im Gegensatz zu

trägerbasierten Modulationen mit dreieckförmigem Träger stellt diese Aufteilung der Nullzustände in Hinblick auf Strom- und Drehmomentripple ein Optimum dar [11]. Zum Vergleich werden zwei weitere Schaltmuster angewandt.

Aus der Sicht eines Entwicklers ist eine universell einsetzbare Hardware notwendig, die es erlaubt unterschiedliche Versuchsszenarien durchzuführen. Mit der gewählten Hardwarekonstellation des Prüfstands eröffnet sich eine Spielwiese an unterschiedlichen Adaptionsmöglichkeiten. Die sehr flexible Schaltmuster-generierung und Implementierbarkeit unterschiedlicher Regelungsstrategien sind nur zwei Beispiele aus der Facettenvielfalt, welche die Hardwarekonstellation zur Verfügung stellt. Mit dem Mikrocontroller kann dem Umrichter jedes beliebige Verhalten durch Softwareänderungen aufgeprägt werden, beliebige Sollwertvorgaben z.B. der Momentenverlauf einer Verbrennungskraftmaschine im Schleppbetrieb, und unterschiedlichen Reglerstrukturen können realisiert werden. Als Regler wird ein konventioneller Proportional-Integral (PI) Regler mit Anti-Windup-Struktur eingesetzt. Der Entwurf basiert auf dem Grundwellenmodell der PMSM, das auf der Raumzeigertheorie, den Koordinatentransformationen und dem spezifischen mathematischen Maschinenmodell samt Reluktanzeffekten beruht. Die theoretischen Grundlagen, ohne welche die praktische Umsetzung nur bedingt möglich wäre, werden im Verlauf dieser Arbeit näher gebracht.

Der Entwurf von modernen modellorientierten Regelungssystemen mit hoher Performance erfordert die genaue Kenntnis der aktuellen Parameter der Maschine. Zum großen Nachteil stehen die charakteristischen Maschinenparameter nur selten frei zur Verfügung [12]. Auch wenn das Datenblatt Parameter zur Verfügung stellt, muss von Exemplarstreuungen ausgegangen werden [13], [14]. Ebenso lässt sich an elektrischen Maschinen auch ein zeitvariantes Parameterverhalten beobachten, das gegebenenfalls nicht berücksichtigt wurde [14]. D.h. einige Parameter neigen dazu, sich während verschiedener Betriebspunkte zu ändern [12]. Wird eine PMSM in einem neuen Anwendungsgebiet wie dem Maschinensatz eingesetzt, muss der Anwender die Maschinenparameter eigenständig bestimmen. Solche messtechnischen Parameterbestimmungen sind seit langem bekannt und werden allgemein akzeptiert [13], [14]. Ein Teil dieser Arbeit beschäftigt sich mit der Parameteridentifikation der PMSM (Kapitel 3). Ebenso spielt für den Entwurf eines Reglers ein exaktes Abbild des realen Prüfstands eine wichtige Rolle. Je genauer die Modellierung gestaltet wird, desto besser kann sich der Regler an die unterschiedlichen Betriebsbedingungen anpassen, weshalb sich ein Teil der Arbeit auf die Modellierung der PMSM bezieht.

Mit dieser Arbeit wird ein Prüfstand vorgestellt, welcher das Austesten adaptierbarer Regelungsstrategien und optimaler Ansteuermuster ermöglicht. Variable Regelalgorithmen für kürzere Ansprechzeiten auf Zustandsänderungen können implementiert werden. Die gleichzeitige softwareseitige Transparenz der Abläufe bietet die Möglichkeit einer einfachen und genauen Fehlererkennung, sollten Stellgrößenabweichungen, Fehler bei der Schaltmuster-generierung oder sonstige Mängel auftreten.

Der eingesetzte Prüfstand ist aus folgenden Komponenten aufgebaut: Ein Maschi-

nensatz, bestehend aus zwei PMSM, der die Leistungsflüsse im elektrischen Antriebsstrang eines Fahrzeuges nachstellen soll. Ein Motor erzeugt das Antriebsmoment des Fahrzeugs und ein zweiter über eine Klauenzahnkupplung mit dem Antriebsmotor verbundener Motor das Bremsmoment. Als Stellglieder dienen zwei Umrichter, die von einem Netzteil mit isoliertem DC Ausgang versorgt werden. Ein individuelles Mikrocontrollerboard basierend auf dem ARM Cortex-M7 Chip und einem Echtzeitbetriebssystem stellen die Steuersignale der Umrichter zur Verfügung.

Mit obigem Konzept aus Mikrocontroller und Umrichter ist eine flexible Basis für die Umsetzung verschiedener Regelalgorithmen, Regelungsstrategien und Sollwertvorgaben geschaffen. Mit dem Einsatz eines Mikrocontrollers als digitalen Regler schafft man nicht nur eine alternative Realisierung herkömmlicher z.B. PID-Regler, sondern diese sind aus der Sicht des Übertragungsverhaltens des digitalen Reglers nur mehr eine von vielen Möglichkeiten [15]. Der Vielfalt der Regler sind aus der Sicht der Programmierung keine Grenzen gesetzt [15]. Mit dem Umrichter können beliebige Modulationsstrategien, die am Mikrocontroller implementiert werden, realisiert werden. Jede Modulationsstrategie ist durch ihre Eigenschaften für unterschiedliche, spezifische Anwendungsfälle geeignet. Ebenso ermöglicht der beschriebene Prüfstands Aufbau einen energieeffizienten Betrieb des Maschinensatzes, bei dem das Netzteil im stationären Fall lediglich die Verlustleistungen von PMSM und Leistungselektronik bereitstellen muss [16].

Um die variable Einsatzmöglichkeit des Prüfstands ebenso aufzuzeigen, werden zwei Fahrprofile simuliert, welche durch die sehr variable Sollwertvorgabe ermöglicht werden. Ein Vergleich zwischen verschiedenen Modulationsstrategien soll Aufschluss über die Performance und das optimale Anwendungsgebiet der speziellen Strategie geben. Alle Prüfstandsmessungen dienen der Demonstration der freien Implementierbarkeit, die sich durch die spezielle Prüfstandskonstellation eröffnet.

## 2. Prüfstands Aufbau

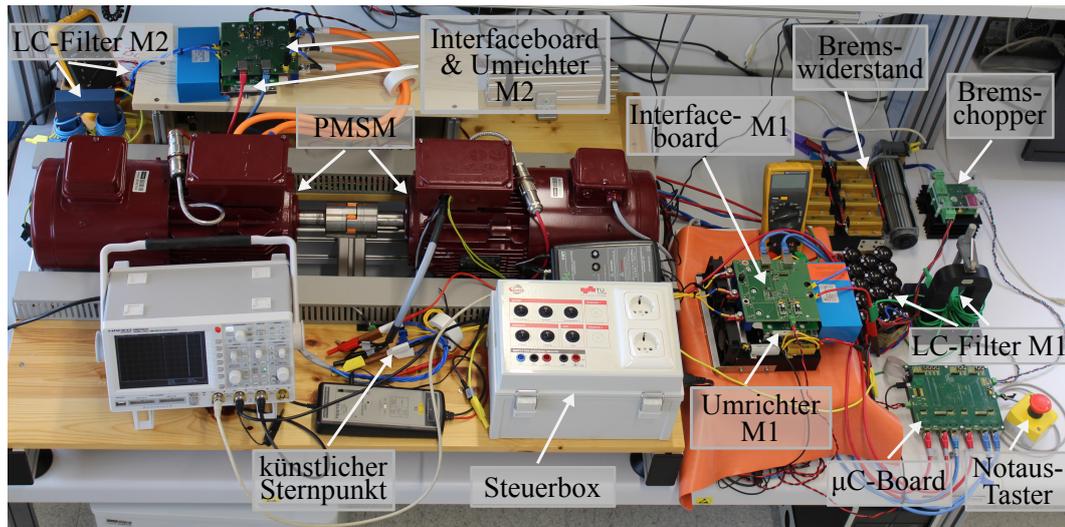
In dieser Arbeit wird ein Prüfstand vorgestellt, der software- und hardwareseitig unterschiedliche, adaptierbare Regelungsstrategien umsetzen kann, mit dem Ziel Verluste im Antriebsstrang zu minimieren und eine optimale Anpassung an die Last zu gewährleisten. Es können beliebige Regelungsstrukturen, Sollwertvorgaben und Modulationsstrategien realisiert werden. Es eröffnet sich eine Spielwiese an unterschiedlichen Funktionen, die benutzerfreundlich und transparent sind.

Der Prüfstand ist in Abbildung 2.1a und der schematische Aufbau des Prüfstands ist in Abbildung 2.1b dargestellt. Er besteht aus zwei permanentmagneterregten synchronen Antriebs- und Lastmaschinen, die mechanisch über eine Klauenzahnkupplung gekoppelt sind. Als Stellglieder dienen zwei Umrichter mit Zwischenkreis Kondensator und vorgeschaltetem Zwischenkreisfilter (LC Filter). Die Umrichter bekommen vom Mikrocontroller Steuersignale mit einem speziellen zugrundeliegenden Schaltmuster zur Verfügung gestellt. Zusätzlich ist ein Bremschopper vorhanden, der überschüssige Energie vom Zwischenkreis abführt. Mit diesem Antriebskonzept kann die feldorientierte Regelung, die es erlaubt, einen Drehstrommotor genauso dynamisch zu betreiben wie eine Gleichstrommaschine, implementiert werden [17]. In den folgenden Abschnitten werden die wichtigsten spezifischen Eckdaten des Prüfstandsbaus und die verwendete Leistungselektronik sowie die Messwerterfassung näher erläutert. Die anschließende Parameterbestimmung und Modellbildung der PMSM gelten für diese spezielle PMSM, können aber auch für Maschinentypen derselben Kategorie hergenommen werden.

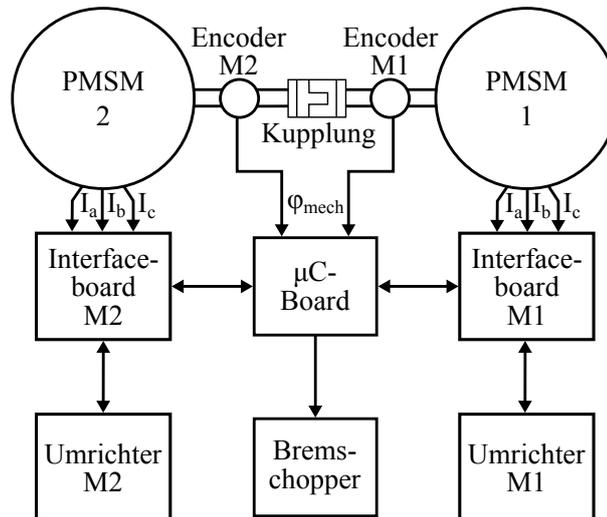
### 2.1. Maschinensatz mit zwei permanentmagneterregten Synchronmaschinen

Ein Maschinensatz, bestehend aus zwei PMSM der Firma Emerson Industrial Automation vom Typ 5500 LSRPM100L 10.4kW B3 400 V bildet den Antriebsstrang eines Fahrzeuges nach, wobei eine PMSM als Antrieb dient und die zweite das Bremsmoment generiert.

Es gibt unterschiedliche Arten von Synchronmaschinen, darunter Synchronmaschinen mit Oberflächen- und vergrabenen Magneten, als auch synchrone Reluktanzmotoren [18]. Die vorliegende PMSM besitzt vergrabene Magnete (wie in 3.2 ermittelt wird) und wird in der englischen Literatur meist als IPMSM (Interior Permanent



(a) Aufbau des Prüfstands.



(b) Schematischer Aufbau des Prüfstands.

Abbildung 2.1.: Prüfstands Aufbau mit zwei mechanisch gekoppelten, permanentmagneterregten synchronen Antriebs- und Lastmaschinen samt Inkrementalencodern. Als Stellglieder dienen zwei Umrichter mit Zwischenkreiskondensator und vorgeschaltetem LC Filter. Über das *Hybrid Kit* und *Hybrid Kit* Interfaceboard werden die Phasenströme  $I_a, I_b, I_c$ , Zwischenkreisspannung  $U_{Zk}$  und IGBT Temperatur  $T_{HK}$  gemessen und an den Mikrocontroller weitergeleitet. Der Mikrocontroller erzeugt die Steuersignale mit einem speziellen zugrundeliegenden Schaltmuster und stellt sie dem Umrichter zur Verfügung. Die LC Filter dienen der Reduktion der Spannungsvariation im Zwischenkreis. Ein Bremschopper samt Bremswiderstand wird verwendet, um Energie aus dem Zwischenkreis abzuführen.

Magnet Synchronous Motor) bezeichnet. Verglichen zu PMSM mit Oberflächenmagneten weisen IPMSM eine wesentlich höhere Induktivität in der d-q Achse auf [19]. Speziell die IPMSM haben durch vergrabene Magnete im Rotorkern eine mechanisch robuste Rotorkonstruktion und verfügen über einen geringen effektiven Luftspalt [20], [21]. Der Rotor dieser Maschinen besitzt einen komplexen geometrischen Aufbau, um eine optimale Nutzung des teuren Permanentmagnetmaterials Samarium-Cobalt zu gewährleisten [20]. Durch den geometrischen Aufbau wird der Betrieb der PMSM bei hohen Geschwindigkeiten ermöglicht [20], [21]. Die wesentlichen Maschinendaten sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst.

Tabelle 2.1.: Eckdaten der PMSM [22].

$n$	Synchrondrehzahl	$5500 \frac{1}{\text{min}}$
$I_r$	Nennstrom (RMS)	19 A
$P_r$	Nennleistung	10.4 kW
$T_r$	Nennmoment	18.1 Nm
$T_{max}$	Kippmoment	24.4 Nm
$V_{Netz}$	Netzspannung	400 V
$f_{Netz}$	Netzfrequenz	366 Hz
$m$	Gewicht	19 kg
$J$	Massenträgheitsmoment	$0.006 \text{ kgm}^2$

## 2.2. Kupplung

Die Antriebswellen der beiden Motoren sind mit einer Klauenkupplung vom Typ ROTEX 28 miteinander verbunden. Aus Tabelle 2.2 können die technischen Daten entnommen werden.

Tabelle 2.2.: Eckdaten der Kupplung [23].

$n$	maximale Drehzahl	
	$V = 30 \frac{m}{s}$	$10\,100 \frac{1}{\text{min}}$
	$V = 40 \frac{m}{s}$	$11\,500 \frac{1}{\text{min}}$
$T_{KN}$	Nenn Drehmoment	95 Nm
$T_{Kmax}$	maximales Drehmoment	190 Nm
$T_{KW}$	Wechseldrehmoment	25 Nm
$P_{KW}$	Dämpfungsleistung bei $+30^\circ C$	8.4 W

## 2.3. Encoder

Für die Positionsbestimmung wird ein Inkrementalencoder von BEIsensors der Serie KOH5S verwendet. Aus dem Datenblatt wurden die wichtigsten technischen Daten entnommen und in Tabelle 2.3 zusammengefasst.

Inkrementalencoder wandeln die Position in eine diskrete Anzahl von elektrischen Impulsen um. Pro Umdrehung wird also eine genau definierte Anzahl von Impulsen ausgegeben. Der verwendete Inkrementalencoder besitzt eine lichtdurchlässige Codescheibe mit drei Spuren. Zwei Spuren generieren die zählbaren Impulse für die Positionserkennung. Mit der dritten Spur wird ein Null-Impuls generiert, welcher die Referenzlage angibt. Der Null-Impuls tritt pro Umdrehung einmal auf und wird als Nullmarke bezeichnet. Für detaillierte Informationen zum Aufbau und Funktionsprinzip wird auf [17, Seite 25], [24, Kapitel 8.5.1] verwiesen.

Tabelle 2.3.: Eckdaten des Encoders [25].

$N$	Auflösung	4096
$f_{max}$	maximale elektr. Frequenz	300 kHz
$d$	Durchmesser	14 mm

## 2.4. Umrichter

Das *Hybrid Kit 1* von Infineon kommt als Umrichter zum Einsatz und agiert im Vierquadrantenbetrieb. Vorerst wird nur der Motorbetrieb angestrebt, die Energie wird also aus dem Zwischenkreis zum Motor geführt. Bei abrupten Bremsvorgängen muss die gespeicherte Energie über den Zwischenkreis abgeführt werden, wobei die einfachste Reduktion die Überführung der elektrischen Energie in Wärme über einen Bremswiderstand, der vom sogenannten Bremschopper gesteuert wird (siehe Kapitel 2.5), ist. Die Hauptbestandteile und Eckdaten des *Hybrid Kits* sind in Tabelle 2.4 aufgelistet. Eine Spannungsmessung für die Zwischenkreisspannung (Gleichspannungsseite) und eine Temperaturmessung der IGBTs sind in *Hybrid Kit 1* inkludiert. Zur Messung der Phasenströme mittels Kompensationsstromwandler wurde ein eigenes Modul, das *Hybrid Kit* Interfaceboard entwickelt.

### 2.4.1. Umrichtertemperatur

Im drehzahlgeregelten Betrieb bei Lastwechsel und variierender Solldrehzahl fließen hohe Ströme, die über einen längeren Zeitbereich (Minuten- bis Stundenbetrieb) zur Erwärmung der Bauelemente und folglich zu einem Temperaturanstieg führen, d.h. die Stromgrenze wird zur Temperaturgrenze. Laut Datenblatt liegt die obere Betriebstemperaturgrenze bei 105 °C. Ein Dauerbetrieb mit Temperaturen über der

Tabelle 2.4.: Hauptbestandteile und Eckdaten des *Hybrid Kits* [26].

Bestandteile	Spezifikationen		
Driver Board	6 Kanal IGBT Driver Board, elektrisch bis zu 600 V ausgelegt	externe DC/DC Spannungsversorgung	Kurzschlusschutz mit $t_{off} < 6 \mu\text{s}$
HybridPACK 1	Leistungsmodul mit einer maximalen Versorgungsspannung von 450 V und einem Leistungsbereich bis 20 kW	maximale Schaltfrequenz $f_S = 20 \text{ kHz}$	Operationstemperaturen bis zu 105 °C
Zwischenkreis-kapazität	$C_R = 300 \mu\text{F}$ , $V_R = 450 \text{ V}$ , $I_{max} = 80 \text{ A}$	$T_{max} = 110 \text{ °C}$	
Kühlplatte	Wasserkühlungssystem, das direkt mit dem HybridPACK verbunden ist		

Betriebsgrenze muss vermieden werden, da höhere Lastwechselbeanspruchungen der IGBT Module auftreten, die zum Teilausfall des Umrichters führen können. Um Schäden am Umrichter zu verhindern, wird bei Überschreiten der Betriebstemperatur, die indirekt durch eine Spannung an einem externen Pin abgreifbar ist, eine sichere Abschaltung des Umrichters samt Maschinensatz eingeleitet.

Infineon stellt eine charakteristische Spannungs-Temperaturkennlinie zur Verfügung, welche die Umrichtertemperatur von  $-40 \text{ °C}$  bis  $95 \text{ °C}$  auf eine Spannung von 2.5 V bis 4.5 V abbildet. Die Kennlinie ist in weiten Temperaturbereichen nichtlinear und wird deshalb in drei lineare Teilabschnitte (Gleichung 2.1) zerlegt. Bei der Zerlegung wurde darauf geachtet, dass die Abweichung zwischen den linearen Teilabschnitten und dem nichtlinearen Temperaturverlauf bei höheren Temperaturen geringer ausfällt, als bei niedrigen. Zudem soll die angenäherte Kennlinie bei  $0 \text{ °C}$  starten, weshalb ein Offset von  $40 \text{ °C}$  eingeführt wird. Prinzipiell kann sich der Einsatzbereich des Maschinensatzes auch unter den Gefrierpunkt ausdehnen, für die temperaturbe-

dingte Abschaltung des *Hybrid Kits* spielt er keine Rolle.

$$U_{T_{ref}} = \begin{cases} -24 \cdot 10^{-3} \cdot (T_{HK} + 40) + 4.64, & \text{für } T_{HK} > 30^\circ \\ -0.01 \cdot (T_{HK} + 40) + 3.67, & \text{für } 50^\circ < T_{HK} \leq 30^\circ \\ -34 \cdot 10^{-3} \cdot (T_{HK} + 40) + 3.04, & \text{für } T_{HK} \leq 50^\circ \end{cases} \quad (2.1)$$

Um die aktuelle Temperatur des Umrichters zu bestimmen, muss Gleichung 2.1 auf  $T_{HK}$  umgeformt werden und resultiert zu Gleichung 2.2.

$$T_{HK} = \begin{cases} -\left(U_{T_{ref}} - 4.64\right) \cdot 41.18 - 40, & \text{für } U_{T_{ref}} > 2.94 \text{ V} \\ -\left(U_{T_{ref}} - 3.67\right) \cdot 95.89 - 40, & \text{für } 2.73 \text{ V} < U_{T_{ref}} \leq 2.94 \text{ V} \\ -\left(U_{T_{ref}} - 3.04\right) \cdot 297.87 - 40, & \text{für } U_{T_{ref}} \leq 2.73 \text{ V} \end{cases} \quad (2.2)$$

## 2.4.2. Zwischenkreisspannung

Am *Hybrid Kit* wird die Zwischenkreisspannung mit einem Isolationsverstärker gemessen [26], welcher die notwendige galvanische Trennung zur Verfügung stellt. An einem externen Pin kann eine der Zwischenkreisspannung proportionale Spannung abgegriffen werden. Der Zusammenhang zwischen Zwischenkreisspannung  $U_{Zk}$  und proportionaler Ausgangsspannung  $U_{Zk_{out}}$  des *Hybrid Kits* wird durch folgende Gleichung wiedergespiegelt,

$$U_{Zk_{out}} = 7.22 \cdot U_{Zk} + 1294.4 \text{ V} \quad (2.3)$$

wobei die Zwischenkreisspannung im Bereich von 0 V bis 400 V auf 1294.4 mV bis 4181 mV abgebildet wird, um eine Weiterverarbeitung mittels Mikrocontroller zu ermöglichen. Der Maximalwert der abgebildeten Zwischenkreisspannung (4181.24 mV) überschreitet die maximale Eingangsspannung des ADC's (3.3 V), weshalb am Mikrocontrollerboard ein Spannungsteiler mit Teilungsverhältnis 2 nötig ist. Zusätzlich wird ein Tiefpassfilter eingebunden.

## 2.5. Bremschopper

Wie in Abschnitt 2.4 beschrieben, wird ein Bremswiderstand verwendet um Energie aus dem Zwischenkreis abzuführen. Der zugehörige Bremschopper wird an den Spannungszwischenkreis angeschlossen und dient der Überwachung der Zwischenkreisspannung  $U_{Zk}$ . Wird eine eingestellte obere Schwelle von der Zwischenkreisspannung überschritten, schaltet der Bremschopper den Bremswiderstand in den Zwischenkreis, wodurch ein Gleichstrom fließt, der den Zwischenkreiskondensator entlädt und die Zwischenkreisspannung absenkt. Unterschreitet die Zwischenkreisspannung den Schwellwert, unterbricht der Bremschopper den Stromfluss durch den Bremswiderstand. Die entstehende Wärme wird über ein Kühlblech mit abgeführt und ein separater Lüfter sorgt für eine zusätzliche Kühlung [27].

Grundsätzlich ist der Betrieb mit aktiven Bremschopper und Bremswiderstand nur für kurzzeitige Bremsvorgänge im Sekundenbereich vorgesehen. Dieses Verfahren ist ineffizient, daher empfiehlt sich bei größeren Energiemengen ein Rückspeisen der Energie [28].

## 2.6. Hybrid Kit-Interfaceboard

Das *Hybrid Kit 1* besteht aus zwei Platinen, dem Evaluation Driver Board und Logic Board. Das Logic Board enthält alle Komponenten, die für die Steuerung des *Hybrid Kits* notwendig sind, d.h. es stellt dem Umrichter Steuersignale zur Verfügung und dient der Signalverarbeitung. Ein Ziel ist die Ansteuerung beider PMSM mit einem Mikrocontrollerboard, daher wird auf das Logic Board verzichtet, da mit diesem nur eine PMSM angesteuert werden kann. Mit dem Verzicht des Logic Boards geht der Wegfall von Anpassungsschaltungen für die Stromaufnahme und Motoransteuerung einher, weshalb ein eigenes Modul, das *Hybrid Kit* Interfaceboard entwickelt wird. Der eigenständige Entwurf eröffnet Möglichkeiten für eine flexible Signalverarbeitung im Bereich der Stromaufnahme.

Das *Hybrid Kit* Interfaceboard ist die Verbindungsstelle, welche die Kommunikation zwischen PMSM und Umrichter in die Wege leitet. Hauptaufgabe ist die Messung der Phasenströme und die Aufbereitung der Signale, um eine Weiterverarbeitung mittels Mikrocontroller zu ermöglichen. Von Seiten des Mikrocontrollers wird das generierte PWM Muster über das *Hybrid Kit* Interfaceboard zum Umrichter geleitet. Die Signalverarbeitung des PWM Signals findet am Mikrocontrollerboard statt, vom Umrichter gelangen proportionale Spannungen der Zwischenkreisspannung und Temperatur des Umrichters über das Interfaceboard zum Mikrocontroller.

### 2.6.1. Aufbau und Spannungsversorgung

Der geometrische Aufbau und Standort des Interfaceboards soll den Vorteil einer simplen Übertragung der Signale bieten. Die Platine wird so entworfen, dass sie an den vorgesehenen Schraubverbindungsstellen des Evaluation Boards mittels Abstandshülsen angebracht werden kann, d.h. das Interfaceboard befindet sich in einem gewissen Abstand direkt oberhalb des Evaluation Boards.

Besonderes Augenmerk wird auf die exakte Positionierung der mechanischen Verbindungsstellen und des 16 poligen Steckverbinders zwischen Evaluation Board und Interfaceboard gelegt. Vier Schraubverbindungen mit Abstandshülsen stellen die mechanischen Verbindungsstellen dar. Die exakte Positionierung ist nötig, um mechanische Verspannungen weitgehend zu vermeiden. Bei herrschenden Verspannungen könnte sich ein Pin anheben und den Kontakt zur Leiterbahn verlieren. Am Interfaceboard werden noch 5 Bohrungen vorgenommen, um an die Kontaktstellen der

Zwischenkreisspannung und Phasenströme zu kommen, und LEMs zur Strommessung angebracht. Auch hier muss auf eine exakte Positionierung geachtet werden, damit mechanische Verspannungen, die zu Fehlern führen könnten, nicht auftreten.

Sicherheitstechnische Aspekte spielen eine wichtige Rolle, weshalb das Design der Platine so ausgelegt wurde, dass die Kontaktstellen der Zwischenkreisspannung und Phasenströme am Evaluation Board nach Anbringung des Interfaceboards nicht bzw. nur schwer zugänglich sind. Ein einfacher, nicht vollständiger Schutz gegen direktes Berühren aller aktiven elektrischen Komponenten ist gegeben. Versorgt wird das Interfaceboard mit einer Spannung von 15 V, welche von einer allgemeinen Steuerbox, die sich am Prüfstand befindet, abgegriffen werden kann. Das Evaluation Board muss mit einer externen geregelten Gleichspannung im Bereich von 8 V bis 18 V versorgt werden.

### 2.6.2. Messung der Phasenströme

Zur Messung der Phasenströme werden *Closed Loop Hall Effect* Kompensationsstromwandler der Marke LEM LA 55-P verwendet.

#### Funktionsprinzip

Der Kompensationsstromwandler nutzt den Hall-Effekt aus, um Wechsel-, Gleich- und komplexe Mischströme (AC, DC, PULSED,...) zu messen. Eine galvanische Trennung zwischen der zu messenden elektrischen Größe und dem Messausgang wird durch den technischen Aufbau realisiert. Die technischen Daten sind aus Tabelle 2.5 zu entnehmen.

Der durch den Primärstrom erzeugte Magnetfluss wird mit Hilfe einer Sekundärspule kompensiert, wobei ein Hallsensor mit zugehöriger Elektronik-Schaltung verwendet wird. Der sekundärseitige Kompensationsstrom ist ein exaktes Abbild des Primärstroms. Durch die Kompensation werden die Leistungsdaten im Vergleich zum *Open Loop Hall Effect* deutlich verbessert.

Tabelle 2.5.: Eckdaten des LEM's [29].

$I_{PN}$	Primary nominal current rms		50 A
$R_M$	Measuring resistance		
	$\pm 12\text{ V}$	$\pm 50\text{ A}$	$10\ \Omega \leq R_M \leq 100\ \Omega$
		$\pm 70\text{ A}$	$10\ \Omega \leq R_M \leq 50\ \Omega$
	$\pm 15\text{ V}$	$\pm 50\text{ A}$	$50\ \Omega \leq R_M \leq 160\ \Omega$
		$\pm 70\text{ A}$	$50\ \Omega \leq R_M \leq 90\ \Omega$
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5$ )		$\pm 0\text{ V bis }10\text{ V}$
$I_{SN}$	Secondary nominal current rms		50 mA
$K_N$	Conversion ratio		1 : 1000

## Signalverarbeitung

Um die Phasenströme auf eine für den Mikrocontroller verarbeitbare Größe zu überführen, sind weitere Signalverarbeitungsmaßnahmen nötig. Folgend wird die Messsignalverarbeitungskette für einen Phasenstrom angeführt. Der Schaltungsaufbau für die übrigen zwei Phasenströme ist identisch.

Erster Schritt ist die Wahl eines passenden Messwiderstands für den entsprechenden Spannungs- und Strombereich. Bei  $\pm 12\text{ V}$  und  $\pm 50\text{ A}$  ist ein Widerstand im Bereich von  $R = 10\ \Omega$  bis  $100\ \Omega$  am Messanschluss des LEM's nachzuschalten. Aus den Daten ist zu entnehmen, dass der LEM ein Übersetzungsverhältnis von  $1 : 1000$  besitzt, d.h. der sekundärseitig fließende Strom ist mit dem verwendeten Messwiderstand von  $R_M = 100\ \Omega$  um den Faktor 10 kleiner als der primärseitige. Anschließend wird das Signal durch einen nichtinvertierenden Verstärker (Verstärker Aufbau wie in [30, S. 193]) um den Faktor

$$V = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{1000\ \Omega}{1000\ \Omega} = 2 \quad (2.4)$$

verstärkt und ein Tiefpassfilter mit Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000\ \Omega \cdot 100\ \text{nF}} = 1592\ \text{Hz} \quad (2.5)$$

nachgeschaltet. Die Messsignalverarbeitungskette der Phasenströme endet am Interfaceboard mit der Tiefpassfilterung und wird am Mikrocontrollerboard fortgeführt. Die vorzeitige Verstärkung der gemessenen Ströme am Interfaceboard wird mit  $G_{HKI}$  bezeichnet, beinhaltet den Messwiderstand  $R_M$ , die Stromübersetzung  $K_N$ , die Spannungsverstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers  $V$  und beträgt für alle drei Phasenströme:

$$G_{HKI} = V \cdot R_M \cdot K_N = \frac{2 \cdot 100}{1000} = \frac{1}{5} \quad (2.6)$$

Am Mikrocontrollerboard wird die dem Phasenstrom proportionale Spannung  $U_{HKI}$  mittels Differenzverstärker weiterverarbeitet. Der Schaltungsaufbau des Differenzverstärkers entspricht dem Verstärker Aufbau aus [30, S. 194]. Der Differenzverstärker bildet am Ausgang die Differenz zwischen einer gewichteten Referenzspannung und der gewichteten Spannung  $U_{HKI}$  wie folgt:

$$\begin{aligned} U_{ADC} &= \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_2 + R_4} U_{Ref.} - \frac{R_3}{R_1} U_{HKI} \\ &= \left(1 + \frac{1.2\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega}\right) \frac{10\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega} U_{Ref.} - \frac{1.2\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} U_{HKI} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Die Absolutwerte der Widerstände werden so gewählt, dass die maximal messbaren Phasenströme von  $\pm 50\text{ A}$  auf den Eingangsspannungsbereich des ADC's abgebildet werden können. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  des Differenzverstärkers unterscheiden sich von den Widerständen des nichtinvertierenden Verstärkers im Absolutwert,

jedoch nicht in der Notation. Ein Verstärkungsverhältnis von  $\approx \frac{1}{8}$  durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_3$  gewährleistet, dass die Abbildungsvorschrift eingehalten wird. Bei gleichzeitiger Verwendung der zur Verfügung stehenden SMD Widerstandsreihe ergeben sich folgende Widerstandswerte:

- $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 1.2 \text{ k}\Omega$

Die Wahl von  $R_2$  und  $R_4$  hängt mit der resultierenden Spannungsanhebung am Differenzverstärkerausgang zusammen. Diese wird so gewählt, dass der ganze Messbereich der Phasenströme auf den Eingangsspannungsbereich des ADC's von 0 V bis 3.3 V abgebildet wird. Aus diesen Forderungen ergibt sich eine Spannungsanhebung von 1.25 V, d.h. eine Referenzspannung von  $U_{ref.} = 2.5 \text{ V}$  und Widerstandswerte von

- $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ .

Schlussendlich ergibt sich die Ausgangsspannung am Differenzverstärker zu:

$$U_{ADC} = 0.12 \left( \frac{U_{Ref.}}{2} - U_{HKI} \right) + \frac{U_{Ref.}}{2} \quad (2.8)$$

Die Referenzspannung von 2.5 V wird durch einen linearen Spannungsregler geregelt. Dem linearen Spannungsregler wird zusätzlich ein Impedanzwandler nachgeschaltet, der den Strom treibt, wodurch am Differenzverstärkereingang eine stabile Referenzspannung anliegt. Sowohl die den Messströmen proportionalen Spannungen als auch das vom Mikrocontroller generierte Schaltmuster werden über Cat 5e Twisted Pair Kabel übertragen. Die verdrehten Aderpaare und der elektrische Schirm des Cat 5e Twisted Pair Kabels bieten Schutz gegen magnetische Wechselfelder und elektrostatische Beeinflussungen.

## 3. Parameteridentifikation

Die feldorientierte Regelung einer PMSM für den Grundstellbereich erfordert die Kenntnis folgender Parameter:

- $R_s \dots$  Statorwicklungswiderstand,
- $\hat{\Psi}_{PM} \dots$  Permanentmagnetflussverkettung und
- $L_d, L_q \dots$  Statorinduktivitäten

Diese Parameter werden für den Entwurf des Strom- und Drehzahlreglers benötigt, um dem geschlossenen Regelkreis das gewünschte Verhalten einzuprägen. Neben fehlenden Herstellerangaben über die Maschinenparameter muss darüber hinaus von Exemplarstreuungen der Parameter eines Maschinentyps ausgegangen werden [13], [14]. Genauere Parameterbestimmungen können damit nur durch Messungen an der elektrischen Maschine vor Ort selbst vorgenommen werden [14].

Zur Parameteridentifikation speziell von IPMSM werden in der Literatur verschiedene Verfahren vorgeschlagen [16]. Diese Arbeit stellt Methoden zur Identifikation der Maschinenparameter einer PMSM mit vergrabenen Magneten vor. Der Fokus liegt in der einfachen Ermittlung der Parameter. Der Statorwicklungswiderstand  $R_S$  wird mit einer Widerstandsmessung ermittelt. Zur Messung der Längs- und Querinduktivität  $L_d, L_q$  bietet sich die Anregung der PMSM mit sprungförmig aufgeschalteten Spannungen bei festgebremster PMSM an [31], [32]. Dabei werden die Spannung und die Sprungantwort des Stroms aufgezeichnet, um aus dem zeitlichen Verlauf sowie dem stationären Endwert die Induktivitäten zu bestimmen [31], [32]. Für die Berechnung der Permanentmagnetflussverkettung  $\Psi_{PM}$  wird eine Messung im stationären Betrieb herangezogen [31].

### 3.1. Statorwicklungswiderstand $R_S$

Der Statorwicklungswiderstand  $R_S$  wird mit einem digitalen Multimeter mittels Vierleitermessverfahren bestimmt. Die Statorwicklung besteht aus drei Wicklungssträngen, die symmetrisch am Maschinenumfang verteilt sind. Vom Typenschild der PMSM kann entnommen werden, dass die Wicklungen in Stern geschaltet sind. Die Widerstandsmessung erfolgt wie in Abbildung 3.1 dargestellt, folglich entspricht der Statorwicklungswiderstand der Hälfte des gemessenen Widerstandswerts.

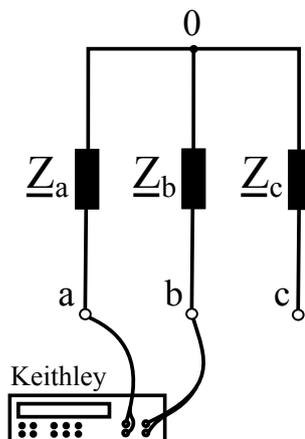


Abbildung 3.1.: Bestimmung des Statorwicklungswiderstands mit einem digitalen Multimeter (Keithley 2100) im Vierleitermessverfahren. Der gemessene Widerstandswert entspricht dem doppelten Wert des Statorwicklungswiderstands.

Tabelle 3.1.: Mittels Vierleitermessverfahren gemessener Statorwicklungswiderstand  $\tilde{R}_i$  bei Stillstand der PMSM zwischen den Phasen a-b, b-c und a-c.

Messung Nr.	Phase-Phase	$\tilde{R}_i$ m $\Omega$	$R_S$ m $\Omega$
1	a-b	373	186.5
2	b-c	362	181
3	c-a	349	174.5

Die gemessenen Widerstandswerte im Stillstand der Maschine bei Raumtemperatur zeigt Tabelle 3.1. Um den Statorwicklungswiderstand  $R_S$  zu bestimmen (Gleichung 3.1), wird der Strangmittelwert unter Berücksichtigung der Ersatzschaltung der Wicklungswiderstände bei der Messung berechnet.

$$R_S = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \frac{\tilde{R}_i}{3} = \frac{373 \text{ m}\Omega + 362 \text{ m}\Omega + 349 \text{ m}\Omega}{6} = 180.66 \text{ m}\Omega \quad (3.1)$$

Ein zeitvariantes Parameterverhalten, das sich beim Statorwicklungswiderstand in der Erhöhung der Wicklungswiderstände infolge der Maschinenerwärmung widerspiegelt [14], bleibt unberücksichtigt. Um temperaturbedingte Änderungen der Statorwicklungswiderstände zu berücksichtigen, müsste die PMSM in mehreren Arbeitspunkten betrieben werden, damit sich eine konstante Betriebstemperatur einstellt. Bei konstanter Betriebstemperatur müssten die drei Widerstandsmessungen wiederholt durchgeführt werden, um die Temperaturabhängigkeit in die Ergebnisse mit einfließen zu lassen.

### 3.2. Längs- und Querinduktivität $L_d$ , $L_q$

Längs- und Querinduktivität hängen vom Aufbau der Maschine ab, welche entweder Oberflächenmagnete oder vergrabene Magnete besitzen kann [33, S. 634]. Bei Maschinen mit Oberflächenmagneten entspricht die Längsinduktivität annähernd der Querinduktivität  $L_d \approx L_q$ , wenn der Einfluss der Eisensättigung vernachlässigt wird. Die Reluktanz der d- und q-Achse ist gleich groß [33, S. 634]. Für die tatsächliche Erfüllung obiger Bedingung muss die Maschine auch mit  $I_d = 0$  betrieben werden. Die eingesetzte PMSM ist mit vergrabenen Magneten aufgebaut, wodurch  $L_d \neq L_q$  ist und Reluktanzeinflüsse berücksichtigt werden müssen.

Da Sättigungserscheinungen vernachlässigt werden, reichen zur Ermittlung der Induktivitäten Versuche im statischen Betriebsbereich aus. Dazu wird die PMSM festgebremst und mit einer sprungförmig aufgeschalteten Spannung angeregt [31], [32]. Aus der Sprungantwort des Stroms kann die Längs- bzw. Querinduktivität bestimmt werden. Diese Messung wird als ungesättigte Induktivitätsmessung bezeichnet. Für gesättigte Induktivitätsmessungen muss die axiale Position der Permanentmagnete berücksichtigt werden. Durch den größeren effektiven Luftspalt in der d-Achse, ist die Variation der Magnetisierungsreaktanz in Abhängigkeit des Längsstroms minimal und die Längsinduktivität wird als konstant angenommen [34]. Der effektive Luftspalt der q-Achse ist hingegen wesentlich kleiner, Sättigungserscheinungen sind dominanter, wodurch die Querinduktivität in Abhängigkeit des Querstroms stärker variiert und die Regelung beeinträchtigt wird [34].

Das mit  $\omega_{elek.}$  rotierende, rotorfeste d-q-Koordinatensystem unterscheidet sich vom statorfesten  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem durch den Winkel  $\varphi$ , der durch die Rotation entsteht. Aus dem Zeigerdiagramm [24, Abbildung 16.48, S. 1075] ist ersichtlich, dass die Permanentmagnetflussverkettung  $\Psi_{PM}$  auf der d-Achse liegt. Die verwendete Transformationsvorschrift besagt, dass die d-Achse bei  $\varphi = 0$  auf die  $\alpha$ -Achse ausgerichtet ist.

Für die Bestimmung der Längsinduktivität  $L_d$  wird der Rotor zunächst auf die d-Achse ausgerichtet. Es genügt somit eine Spannung im statorfesten Koordinatensystem in  $\alpha$ -Richtung vorzugeben. Dies wird durch eine positive Phasenspannung  $U_a$  erreicht, die beiden anderen Phasenspannungen  $U_b$  und  $U_c$  liegen auf negativem Potential. Um Reluktanzeinflüsse auf das Messergebnis so gering wie möglich zu halten, wird die Ruheposition von beiden Seiten angenähert und die Welle beim Mittelwert der beiden Endpositionen blockiert. Anschließend wird ein negativer Spannungssprung angelegt, d.h. die Spannung wird in negative  $\alpha$ -Richtung vorgegeben. Die Sprungantwort des Stroms wird mit dem Oszilloskop aufgenommen und der Verlauf gespeichert. Die Messwerte dienen der Auswertung der Zeitkonstante  $\tau_d$ , die für die Berechnung der Längsinduktivität  $L_d$  notwendig ist. Zur einfachen Auswertung der Längsinduktivität  $L_d$  wird eine Ausgleichskurve durch die aufgenommenen Messwerte gelegt.

Abbildung 3.2 zeigt den Verlauf der Sprungantwort des Stroms, die Ausgleichskurve

und den angelegten Spannungssprung. Ersichtlich ist, dass eine Gleichspannung von 1 V bei einem Strom von ca. 3 A angelegt wurde. Zur Bestimmung der Längsinduktivität  $L_d$  sollte sich die Amplitude des Stroms im Bereich von 10 % des Nennstroms der Maschine bewegen [35]. Mit der Wahl von 3 A fließen ca. 15 % des Nennstroms.

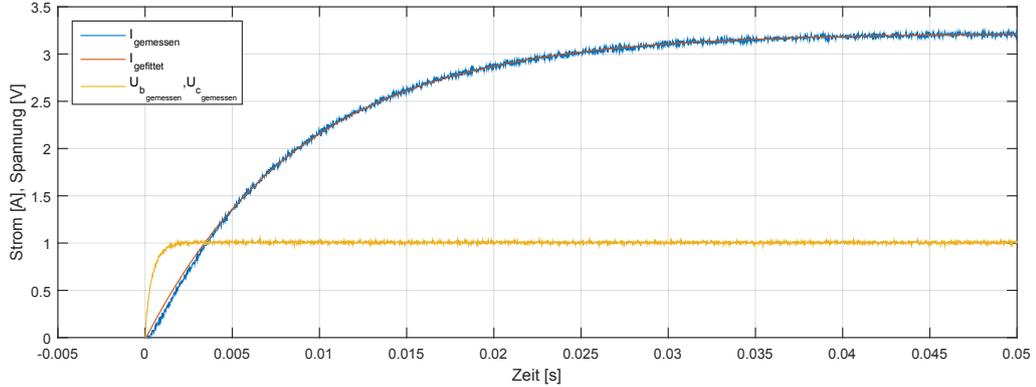


Abbildung 3.2.: Sprungantwort des Stroms, die Ausgleichskurve und der angelegte Spannungssprung zur Auswertung von  $L_d$ . Gut erkennbar ist, dass eine Gleichspannung von 1 V bei einem Strom von ca. 3 A angelegt wurde. Durch die mechanische Fixierung der Welle und die Eigenschaft, dass die d-Komponente des Statorstroms flussbildend ist, bleibt die Welle beim Anlegen des Spannungssprungs bewegungslos.

Die Sprungantwort des Stroms entspricht der Sprungantwort eines Verzögerungsglieds erster Ordnung und kann durch folgende Gleichung 3.2 beschrieben werden, die den Verlauf einer Exponentialfunktion aufweist.

$$i(t) = I_{\text{inf}} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}} \right) \quad (3.2)$$

Der Verlauf von Gleichung 3.2 entspricht der gefitteten Stromkennlinie. Zur Bestimmung der Zeitkonstante  $\tau_d$  wird die least squares Methode angewandt, wobei für nähere Informationen auf die Fachliteratur [36] verwiesen wird. Das Minimierungsproblem liefert für die Zeitkonstante folgenden Wert:

$$\tau_d = 9.10 \text{ ms}$$

Aus der Zeitkonstante kann über den Zusammenhang

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_S} \quad (3.3)$$

die Längsinduktivität  $L_d$  bestimmt werden. Die Längsinduktivität ergibt sich zu

$$L_d = \tau_d \cdot R_S = 9.10 \text{ ms} \cdot 180.66 \text{ m}\Omega = 1.64 \text{ mH} \quad (3.4)$$

Zur Bestimmung der Querinduktivität  $L_q$  wird der Rotor auf die q-Achse mit einer Spannungsvorgabe im statorfesten Koordinatensystem in  $\beta$ -Richtung ausgerichtet. Dazu wird positives Potential an der Phasenspannung  $U_b$ , negatives Potential an  $U_c$  angelegt und  $U_a$  nicht verbunden. Es stellt sich eine Ruheposition ein, wobei die Reluktanzeinflüsse noch gegeben sind. Um diese zu vermindern, wird der Rotor in beide Richtungen aus der Ruheposition ausgelenkt, die Phasenspannungen angelegt und die Endpositionen vermerkt. Die Welle wird beim berechneten Mittelwert der beiden Endpositionen blockiert und ein Sprung in  $\alpha$ -Richtung vorgegeben.

Der Verlauf der Sprungantwort des Stroms, die Ausgleichskurve und der angelegte Spannungssprung ist in Abbildung 3.3 zu sehen. Auffällig ist der wellenförmige Verlauf des Stroms, der sich folgendermaßen erklären lässt. Die Welle konnte mechanisch nicht perfekt fixiert werden. Bei anlegen des Spannungssprungs wird durch den Querstrom  $I_q$  ein Moment erzeugt, sodass sich die Welle etwas ausrichtet. Die minimale Änderung der Rotorposition spiegelt sich im Verlauf des Stroms wider, ihr Einfluss auf die Induktivitätsauswertung ist vernachlässigbar gering. Anhand der Ausgleichskurve kann die Zeitkonstante  $\tau_q$  bestimmt und anschließend die Querinduktivität  $L_q$  ausgewertet werden.

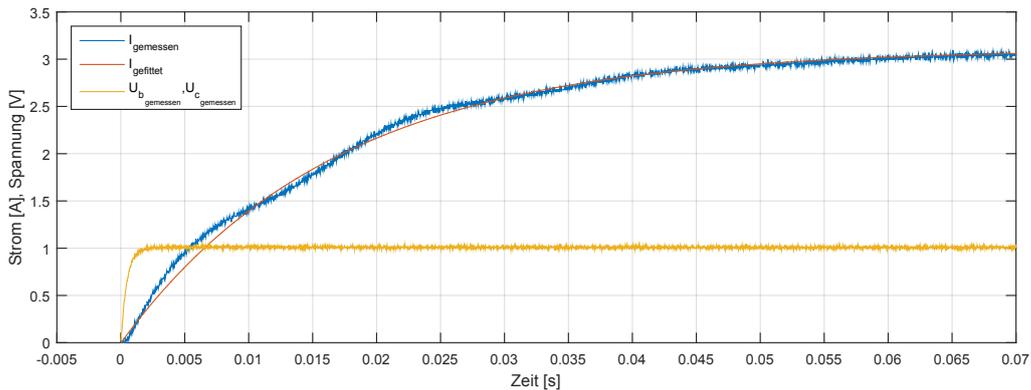


Abbildung 3.3.: Sprungantwort des Stroms, die Ausgleichskurve und der angelegte Spannungssprung zur Auswertung von  $L_q$ . Ersichtlich ist ein wellenförmiger Verlauf des Stroms. Grund dafür ist die Momentenbildung des Querstroms  $I_q$  und die mechanisch nicht perfekt fixierte Welle.

$$L_q = \tau_q \cdot R_S = 16.79 \text{ ms} \cdot 180.66 \text{ m}\Omega = 3.03 \text{ mH} \quad (3.5)$$

$L_d$  und  $L_q$  unterscheiden sich annähernd um den Faktor 2. Das Verhältnis  $\frac{L_d}{L_q} \approx 0.5$  geht auch aus der Literatur hervor [33, S. 635].

### 3.3. Permanentmagnetflussverkettung $\Psi_{PM}$

Die Permanentmagnetflussverkettung  $\Psi_{PM}$  erhält man im generatorischen Leerlaufbetrieb der PMSM bei konstanter Drehzahl durch Messung der induzierten Spannung [35]. Informationen zur Permanentmagnetflussverkettung sind in der Fachliteratur [24, S. 1071] zu finden. Im generatorischen Leerlauf wird die PMSM durch eine zweite PMSM angetrieben und auf konstanter Drehzahl gehalten. Das Drehmoment zur Überwindung des Reibmoments des gesamten Maschinensatzes wird von der Antriebsmaschine aufgebracht. Praktisch gesehen betreibt man die angetriebene Maschine nicht als Generator. Der Versuch wird lediglich als „generatorischer Leerlaufbetrieb“ bezeichnet.

Als sehr aufwändig würde sich die messtechnische Erfassung der Spitze-Spitze Phasenspannung erweisen, da der Sternpunkt nicht zugänglich ist. Deshalb wird die induzierte verkettete Spannung  $U_{ab_{pp}}$  (Spitze-Spitze Spannung) gemessen. Bei niedrigen Drehzahlen ( $\omega_{mech.} < 5 \text{ rad/s}$ ) ist der Verlauf der induzierten Spannung nur annähernd sinusförmig und die Messung der Spitze-Spitze Spannung gestaltet sich schwer. Um den Spannungsmessfehler so gering wie möglich zu halten, erfolgen zur Auswertung von  $\Psi_{PM}$  mehrere Messungen im hohen Drehzahlbereich. In Tabelle 3.2 sind die aufgenommenen Messwerte für Drehzahl und Spitze-Spitze verkettete Spannung als auch die berechneten Werte für  $\Psi_{PM}$  ersichtlich. Die Permanentmagnetflussverkettung berechnet sich für Messung Nr.1 wie folgt:

Tabelle 3.2.: Aufgenommene Spitze-Spitze verkettete Spannung, Drehzahl im generatorischen Leerlauf und berechnete Permanentmagnetflussverkettung  $\Psi_{PM}$ .

Messung Nr.	$\omega_{mech.}$ rad/s	$\omega_{elektr.}$ rad/s	$U_{ab_{pp}}$ V	$\Psi_{PM}$ Vs/rad $\cdot 10^{-3}$
1	30	120	76.8	184.74
2	60	240	154	185.24
3	-230	-120	77	185.2
4	-60	-240	155	186.44

$$\Psi_{PM} = \frac{U_{ab_{pp}}}{2\sqrt{3} \cdot \omega_{elektr.}} = \frac{76.8V}{2\sqrt{3} \cdot 120 \text{ rad/s}} = 184.74 \cdot 10^{-3} \text{Vs/rad} \quad (3.6)$$

Durch Mittelwertbildung der berechneten  $\Psi_{PM}$ 's ergibt sich die für die Modellierung verwendete Permanentmagnetflussverkettung, wobei  $i$  dem Index der 4 aufgenommenen Messungen entspricht, zu:

$$\bar{\Psi}_{PM} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 \Psi_{PM_i} = 185.4 \cdot 10^{-3} \text{Vs/rad}$$

Aus diesem Abschnitt ist ersichtlich, dass nur der Statorwicklungswiderstand  $R_S$  direkt gemessen werden kann. Die restlichen Maschinenparameter müssen indirekt bestimmt werden. Dennoch besteht die Möglichkeit die Maschinenparameter mit einfachen Versuchen, wie den hier vorgestellten, zu bestimmen. Mit der Kenntnis der ermittelten Maschinenparameter kann das Modell der PMSM entworfen werden.

## 4. Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Der Entwurf von Regelungssystemen mit hoher Performance erfordert die genaue Kenntnis über die Parameter der Maschine, als auch eine genaue Abbildung der Maschine in Form eines Modells. Ziel der Modellbildung ist, dass die Lücke zwischen realer Maschine und Modell annähernd geschlossen wird. Das Modell soll eine Abbildung der realen Maschine sein. Sind die Voraussetzungen erfüllt, kann der Regler dimensioniert werden. Zur Umsetzung des Modells sind theoretische Grundlagen nötig, wobei die wichtigsten in diesem Kapitel näher erläutert werden. Einige grundlegende Konzepte, die sich als sehr vorteilhaft erweisen, wenn man das transiente Verhalten von Antrieben betrachtet [37], und auf denen das Maschinenmodell beruht, sind im Anhang A zu finden.

### 4.1. Funktionsprinzip der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Der Stator der PMSM besteht aus drei räumlich um  $120^\circ$  versetzt angeordnete Wicklungen. Wird das dreiphasige, symmetrische Wicklungssystem von drei um  $120^\circ$  elektrisch phasenverschobenen Strömen durchflossen (Ursprung der Raumzeittheorie), entsteht im Luftspalt der Maschine ein umlaufender magnetischer Fluss, das sogenannte Drehfeld [24, S. 462].

Der Rotor besteht aus einem Polrad mit ausgeprägten Polen, der vergrabene Permanentmagnete aus Samarium-Cobalt besitzt. Aufgrund dieser ausgeprägten Pole, bildet sich die Permanentmagnetflussverkettung vorwiegend in Richtung der Längsachse aus. Zur weiteren Beschreibung müssen folgende Voraussetzungen getroffen werden:

1. Der Rotor darf keine Wirbelströme zulassen [24].
2. Die PMSM wird mit sinusförmigen Spannungen bzw. Strömen gespeist [24].
3. Die Harmonischen in der induzierten Spannung müssen vernachlässigbar sein [24].

4. Zur Beschreibung der Dreiphasen-Größen der PMSM wird die Raumzeigertheorie verwendet [24], die in Kapitel A.2 näher erläutert wird.

Abbildung 4.1 zeigt den Querschnitt einer PMSM mit vergrabenen Permanentmagneten.

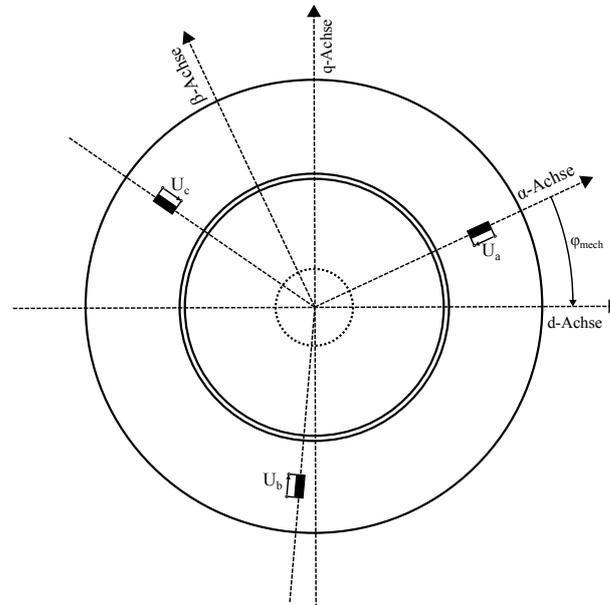


Abbildung 4.1.: Prinzipbild der PMSM mit vergrabenen Magneten. Zusätzlich sind die drei räumlich um  $120^\circ$  versetzten Statorspannungswicklungen, das zweiphasige statorfeste  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem und das mit  $\omega_{mech.}$  rotierende zweiphasige orthogonale d-q-Koordinatensystem angeführt.

## 4.2. Gleichungssysteme

### 4.2.1. Statorspannungsgleichung

Die Statorspannungsgleichung der PMSM kann von den Gleichungen der allgemeinen Drehfeldmaschine übernommen werden, da Maschinentypen dieser Art ein dreiphasiges, symmetrisches Wicklungssystem im Stator besitzen. Die Statorspannung ist als komplexer Raumzeiger in Gleichung 4.1 im statorfesten Koordinatensystem, das mit dem hochgestellten Index S gekennzeichnet ist, angeführt. Der tiefgestellte Index S beschreibt Statorgrößen.

$$\vec{U}_S^S = R_S \cdot \vec{I}_S^S + \frac{d\vec{\Psi}_S^S}{dt} \quad (4.1)$$

Für die feldorientierte Regelung wird die Statorspannungsgleichung vom statorfesten ins rotorfixe Koordinatensystem transformiert. Dazu wird die Statorspannungsgleichung 4.1 mit  $e^{-j\varphi}$  multipliziert. Die Statorspannung  $\vec{U}_S$ , der Statorstrom  $\vec{I}_S$  und die Permanentmagnetflussverkettung  $\vec{\Psi}_S$  im rotorfixen Koordinatensystem sind in Gleichung 4.2 angeführt.

$$\begin{aligned}\vec{U}_S^R &= \vec{U}_S^S \cdot e^{-j\varphi} \\ \vec{I}_S^R &= \vec{I}_S^S \cdot e^{-j\varphi} \\ \vec{\Psi}_S^R &= \vec{\Psi}_S^S \cdot e^{-j\varphi}\end{aligned}\quad (4.2)$$

Aus Abschnitt A.1.1 ist zu entnehmen, dass das rotorfixe gegenüber dem statorfesten Koordinatensystem mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{mech.}$  rotiert. Bei Transformationen von Signalgrößen aus raumfesten in umlaufende Koordinatensysteme muss die Zeitabhängigkeit berücksichtigt werden. Es ist sowohl der Betrag der Statorflussverkettung als auch die Lage, also der Winkel  $\varphi$  (Abbildung 4.1), zeitvariant, d.h. bei der Differentiation der Flussverkettung muss die Produktregel angewendet werden [24, S. 470]. Gleichung 4.3 stellt die Statorspannungsgleichung der PMSM im rotorfixen Koordinatensystem dar.

$$\begin{aligned}\vec{U}_S^R &= R_S \vec{I}_S^R + \frac{d(\vec{\Psi}_S^R \cdot e^{j\varphi})}{dt} \cdot e^{-j\varphi} \\ \vec{U}_S^R &= R_S \vec{I}_S^R + \frac{d\vec{\Psi}_S^R}{dt} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\varphi} + j\vec{\Psi}_S^R \frac{d\varphi}{dt} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\varphi} \\ \vec{U}_S^R &= R_S \vec{I}_S^R + \frac{d\vec{\Psi}_S^R}{dt} + j\vec{\Psi}_S^R \Omega_{elektr.}\end{aligned}\quad (4.3)$$

In Gleichung 4.3 entspricht der erste Term dem ohmschen Spannungsabfall, der zweite Term der Änderung der induzierten Spannung aufgrund von Amplitudenänderungen der Flussverkettung und der dritte Term der Änderung der induzierten Spannung aufgrund von Lageänderungen [24, S. 988].

Die Statorflussverkettung setzt sich aus dem durch die Statorströme hervorgerufenen Fluss  $L_s I_S^S$  und dem Fluss, der durch das Feld der Permanentmagnete  $\Psi_{PM}^S$  hervorgerufen wird, zusammen.

$$\vec{\Psi}_S^S = L_s \vec{I}_S^S + \Psi_{PM}^S \quad (4.4)$$

Für die Regelung müssen die Ausdrücke 4.3 und 4.4 noch in Realteil (d-Komponente) und Imaginärteil (q-Komponente) zerlegt werden. Bei der Zerlegung der Statorflussverkettung ist zu beachten, dass die Induktivitäten in Längs- und Querrichtung unterschiedlich sind. Für die Statorflussverkettung ergeben sich für die d- und q-Komponente folgende Gleichungen, wobei im weiteren Verlauf auf die Notation bzgl. rotorfixen Koordinatensystems verzichtet wird.

$$\Psi_d = L_d I_d + \Psi_{PM} \quad (4.5)$$

$$\Psi_q = L_q I_q \quad (4.6)$$

Bei der Statorspannungsgleichung im rotorfesten Koordinatensystem (Gleichung 4.3) ist bei der Zerlegung zu beachten, dass der dritte Term ( $\vec{\Psi}_S^R \Omega_{elektr.}$ ) mit dem reinen Imaginärteil  $j$  multipliziert wird.

$$U_d = R_S I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \Omega_{elektr.} L_q \cdot I_q \quad (4.7)$$

$$U_q = R_S I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \Omega_{elektr.} (L_d I_d + \Psi_{PM}) \quad (4.8)$$

Zur besseren Übersicht wird die Statorspannungsgleichung in Matrixschreibweise erneut dargestellt und in zwei Teile zerlegt.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix}}_{\text{Teil I}} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} -\Omega_{elektr.} L_q & 0 \\ 0 & \Omega_{elektr.} L_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Omega_{elektr.} \Psi_{PM} \end{bmatrix}}_{\text{Teil II}} \end{aligned} \quad (4.9)$$

#### 4.2.2. Mechanische Gleichungen

Das Drehmoment kann aus der zugeführten elektrischen Leistung, die in Gleichung 4.10 für den stationären Betrieb, d.h.  $\frac{d}{dt} = 0$ , angeführt ist, berechnet werden. Anhand der in Abschnitt A.2 getroffenen Annahmen können Verluste vernachlässigt werden, somit entspricht das resultierende innere Moment dem Luftspaltmoment [33, S. 639]. Da ausschließlich die relative Lage der beiden Raumzeiger eine Rolle spielt, ist das Drehmoment unabhängig von der Wahl des Koordinatensystems.

$$\begin{aligned} P_{elektr.} &= \frac{3}{2} \text{Re}(\vec{U}_S^R \vec{I}_S^{*R}) \\ &= \frac{3}{2} \text{Re} \left( \left( R_S \vec{I}_S^R + j \Omega_{elektr.} (L_d I_d + j L_q I_q + \Psi_{PM}) \right) \vec{I}_S^{*R} \right) \\ &= \frac{3}{2} \text{Re} \left( \left( R_S |\vec{I}_S^R|^2 + j \Omega_{elektr.} (L_d I_d + j L_q I_q + \Psi_{PM}) \right) (I_d - j I_q) \right) \quad (4.10) \\ &= \frac{3}{2} \underbrace{R_S |\vec{I}_S^R|^2}_{\text{Statorverluste}} + \underbrace{\Omega_{elektr.} (L_d I_d I_q - L_q I_q I_d + \Psi_{PM} I_q)}_{\text{Luftspaltleistung } P_\delta} \end{aligned}$$

$$P_\delta = \frac{3}{2} \Omega_{elektr.} (\Psi_{PM} I_q + (L_d - L_q) (I_q I_d)) \quad (4.11)$$

Über die Winkelgeschwindigkeit ergibt sich das Luftspaltmoment aus der Luftspaltleistung,

$$\begin{aligned} M_{Mi} &= \frac{P_\delta}{\Omega_{mech.}} \quad \text{mit} \quad \Omega_{mech.} = \frac{\Omega_{elektr.}}{p} \\ &= \frac{3}{2} p (\Psi_{PM} I_q + (L_d - L_q) (I_q I_d)) \end{aligned} \quad (4.12)$$

wobei  $p$  der Polpaarzahl entspricht.

Der erste Term in der inneren Momentengleichung beschreibt das Hauptmoment, das sich aus der Wechselwirkung der Permanentmagnetflussverkettung mit dem Querstrom ergibt [38, S. 105]. Dieser Term wird nur vom drehmomentbildenden Querstrom erzeugt [38, S. 105]. Der zweite Term stellt das Reluktanzmoment dar, das sich durch unterschiedliche Induktivitäten in Längs- und Querrichtung ergibt. Dieser Momentenanteil wird durch die Reluktanz als auch dem Längs- und Querstrom erzeugt [38, S. 105]. Aus Gleichung 4.12 ist ersichtlich, wie Reluktanzeinflüsse sinnvoll genutzt werden können. Mit  $L_d < L_q$  und einem negativen Längsstrom, kommt zum Hauptmoment ein Reluktanzmoment hinzu, wodurch das innere Moment größer wird.

Anfängliche Betrachtungen der feldorientierten Regelung beziehen sich vorerst nur auf den Grundstellbereich der Maschine. Dazu muss der eingeprägte Strom der Maschine ein reiner Querstrom sein, d.h. die Maschine wird mit dem Längsstrom  $I_d = 0$  betrieben, ist unabhängig von Reluktanzeffekten und das resultierende Moment (Gleichung 4.13) kann direkt durch den Querstrom gesteuert werden [24, S. 1075]. Voraussetzung für die Einprägung der Stromkomponenten ist die Verwendung eines Stromrichters als Stellglied [24, S. 1076].

$$M_{Mi} = \frac{3}{2}p(\Psi_{PM}I_q) \quad (4.13)$$

Die mechanische Bewegungsgleichung wird mit Hilfe des Momentensatzes beschrieben,

$$J \frac{d\Omega_{mech.}}{dt} = M_{Mi} - M_L \quad (4.14)$$

mit

1.  $J$  Trägheitsmoment der Maschine
2.  $M_L$  Summe der Lastmomente

In Gleichungssatz 4.15 sind alle Gleichungen, die für die Regelung der PMSM im d-q-Koordinatensystem benötigt werden, angeführt.

$$\begin{aligned} U_d &= R_S I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Omega_{elektr.} \Psi_q \\ U_q &= R_S I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Omega_{elektr.} \Psi_d \\ \Psi_d &= L_d I_d + \Psi_{PM} \\ \Psi_q &= L_q I_q \\ M_{Mi} &= \frac{3}{2}p(\Psi_{PM}I_q + (L_d - L_q)(I_q I_d)) \\ J \frac{d\Omega_{mech.}}{dt} &= M_{Mi} - M_L \end{aligned} \quad (4.15)$$

### 4.3. Lage-Drehzahl-Bestimmung

Aus dem mechanischen Gleichungssystem kann durch zweimalige Integration mit Anfangswerten gleich Null die Position der Welle (Winkelinformation) bestimmt werden. Dabei ist auf die Spezifikationen des verwendeten Inkrementalencoders (Kapitel 2.3) zu achten. Die Drehzahl wird aus der verarbeiteten Lageinformation durch Bildung der ersten Ableitung bestimmt.

### 4.4. Reglerentwurf

Ziel ist der drehzahlgeregelte Betrieb der PMSM, wobei für die Drehzahlregelung eine kaskadierte Reglerstruktur verwendet wird. Durch die Kaskadenstruktur ist dem Drehzahlregler ein Stromregler unterlagert. Die Statorstromregelung der PMSM erfolgt wie bereits im Kapitel 4.2.1 und 4.2.2 erwähnt, komponentenweise im rotorfesten Koordinatensystem, d.h. d- und q-Komponente des Statorstroms werden getrennt voneinander geregelt. Im Grundstellbereich wird in die Maschine  $I_d = 0$  eingepreßt. Als Regler wird ein Proportional-Integral (PI)-Regler eingesetzt, wobei auf die Wahl einer geeigneten Regelungsstruktur näher eingegangen wird (Kapitel 4.4.3).

Aus der Differentialgleichung der Statorspannung im rotorfesten Koordinatensystem (4.3) ist ersichtlich, dass diese im Unterschied zum statorfesten Koordinatensystem einen komplexwertigen Verkopplungsterm aufweist, der zu einer Kreuzkopplung zwischen d- und q-Komponente des Statorstroms führt [39, S. 722]. Soll das Übertragungsverhalten einer Komponente (d- oder q-Komponentendynamik) analysiert werden, führt der Verkopplungseffekt zu einer Abhängigkeit dieser Dynamik zu der Übertragungsdynamik der orthogonalen Stromkomponente [39, S. 722]. Ohne Kompensation der Kreuzkopplung ist eine komponentenweise Statorstromregelung nicht möglich.

#### 4.4.1. Kompensation der Kreuzkopplung

Um die Kreuzkopplung der Statorstromdynamik bei der Stromregelung zu kompensieren, wird ein Entkopplungsnetzwerk verwendet, damit der Stromregler eine linearisierte Übertragungstrecke sieht. Dazu wird der als Teil II bezeichnete Spannungsanteil aus Gleichung 4.9 dem Reglerausgang mit inversem Vorzeichen aufgeschaltet. Der sogenannte Kompensationsanteil ist in Gleichung 4.16 für beide Komponenten nochmals angeführt, wobei für diese Vorsteuerung die Messströme  $I_d, I_q$  verwendet werden [40, S. 752].

$$\begin{aligned} U_{d,komp.} &= -\Omega_{elektr.} L_q I_q \\ U_{q,komp.} &= \Omega_{elektr.} (L_d I_d + \Psi_{PM}) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Die Spannungskompensation wirkt dem Effekt der Kreuzkopplung entgegen und ermöglicht eine getrennte Regelung der d- und q-Statorstromkomponente. In Gleichung 4.17 ist die linearisierte Differentialgleichung zu sehen, die dem Spannungsanteil I aus Gleichung 4.9 entspricht.

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Aufgrund der geringeren Ständerinduktivität der d-Achse gegenüber der q-Achse, erfolgt ein separater Reglerentwurf für die d- als auch q-Statorstromkomponente.

#### 4.4.2. Stellgrößenbegrenzung

Bei praktisch allen regelungstechnischen Anwendungen darf die Stellgröße vorgegebene Maximalwerte nicht überschreiten [41, S. 197]. Dies kann einerseits damit zusammenhängen, dass die Leistung des Stellglieds beschränkt ist oder andererseits, dass die Strecke nicht beliebig belastbar ist [41, S. 197].

Im Stromregelkreis wird deshalb eine Spannungsbegrenzung eingeführt. Dabei soll der feldbildende Anteil (d-Komponente) den Vorzug erhalten und der momentenbildende Anteil (q-Komponente) bekommt den Teil zur Verfügung, der vom d-Anteil übrig bleibt. Der maximale Betrag des Spannungsraumzeigers beträgt

$$|\vec{U}_S| = \frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}$$

wobei  $U_{Zk}$  der Zwischenkreisspannung entspricht. Der Vorfaktor dient dem Verbleib des maximalen Referenzspannungszeigers im linearen Modulationsbereich, der Raumzeiger bewegt sich innerhalb des aufgespannten Sechsecks (Kapitel 5.2.1.1).

$$U_{d_{sat}} = \begin{cases} \frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}, & \text{für } U_d > \frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}} \\ U_d, & \text{für } |U_d| \leq \frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}} \\ -\frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}, & \text{für } U_d < -\frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (4.18)$$

$$U_{q_{sat}} = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}\right)^2 - U_{d_{sat}}^2}, & \text{für } U_q > \sqrt{\left(\frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}\right)^2 - U_{d_{sat}}^2} \\ U_q, & \text{für } |U_q| \leq \sqrt{\left(\frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}\right)^2 - U_{d_{sat}}^2} \\ -\sqrt{\left(\frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}\right)^2 - U_{d_{sat}}^2}, & \text{für } U_q < -\sqrt{\left(\frac{U_{Zk}}{\sqrt{3}}\right)^2 - U_{d_{sat}}^2} \end{cases} \quad (4.19)$$

Überschreitet eine Komponente den zulässigen Stellgrößenbereich, wird der Regelkreis durch die verwendete Sättigungskennlinie, mit der die Spannungsbegrenzung realisiert wird, nichtlinear [41, S. 198].

Die überlagerte Drehzahlregelung verlangt eine Begrenzung des Statorstroms. Die maximale thermische Belastbarkeit gibt die Stromgrenze der PMSM vor, weshalb

die Stromraumzeigeramplitude einen maximalen Betrag  $I_{max}$  über längere Zeit (Sekundenbereich und oberen Sekundenbereich) nicht überschreiten darf, um eine thermische Überlastung der PMSM zu vermeiden. Über die Länge der Raumzeiger wird die Begrenzung des Statorstroms umgesetzt.

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{max}$$

Für den Grundstellbereich wird  $I_d = 0$  in die Maschine eingepreßt, wodurch sich die Strombegrenzung auf die q-Komponente reduziert. Einen maximalen Wert  $I_{max}$ , der aus den Maschinenspezifikationen hervorgeht, darf die Amplitude von  $I_q$  nicht über längere Zeit überschreiten.

$$|I_{q,soll}| \leq I_{max}$$

Kurzzeitige Überschreitungen (im oberen ms-Bereich) der Amplitude von  $I_q$  können in Kauf genommen werden. Treten sie zu frequent auf, ist die thermische Belastung der Maschine zu hoch und irreversible Schäden der Permanentmagnete sind absehbar.

Regelkreise mit Stellgrößenbeschränkungen bergen bei Überschreiten der zulässigen Stellgrößen Gefahren. Das dynamische Verhalten des nichtlinearen Regelkreises verschlechtert sich im Allgemeinen, es kann sogar zur Instabilität des Regelkreises kommen, die im folgenden Kapitel 4.4.3 erläutert werden [41].

### 4.4.3. Reglerstruktur

Für den Strom- und Drehzahlregler werden Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) eingesetzt. Wie in Abschnitt 4.4.2 erwähnt, werden Stellgrößenbegrenzungen in den Regelkreis integriert, um Überschreitungen der Stellgröße über festgelegte Grenzen zu vermeiden. Reglerstrukturen die einen Integralanteil und eine Stellgrößenbegrenzung enthalten, bergen negative Eigenschaften [42], die im Folgenden näher beschrieben werden.

Spricht die Stellbegrenzung an, ist die auf die Strecke einwirkende Stellgröße kleiner als das vom Regler generierte Ausgangssignal, sodass sich der Sollwert dem Endwert gegenüber dem unbegrenzten Fall langsamer annähert [42]. Diese verzögernde Wirkung ist nicht vermeidbar und man würde vermuten, dass sie zu besser gedämpften Übergangsvorgängen führt. Besitzt die Reglerstruktur jedoch einen Integralanteil, wird die Strecke im Falle einer wirkenden Begrenzung mit einem reduzierten Stell-eingriff beaufschlagt [42]. Damit stellt sich eine größere Regelabweichung ein, die ein überhöhtes Reglerausgangssignal bewirkt, das zu erheblichen Überschwingern in der Führungssprungantwort führt. Die Ursache ist eine Überreaktion des Integrierers, die als Windup bezeichnet wird [42].

Diese unerwünschte Aufintegration kommt durch den Integralanteil des Reglers zustande und wird deshalb als Regler-Windup bezeichnet [42]. Zur Veranschaulichung

des Regler-Windups verweise ich auf ein einfaches Beispiel aus dem Vorlesungsinhalt [43]. In weiterer Folge wird das Regler-Windup als Windup bezeichnet.

Um dem unerwünschten Windup-Effekt entgegen zu wirken, wird die Reglerstruktur um eine Anti-Windup-Maßnahme erweitert (Abbildung 4.2). Dabei wird die Differenz  $e_s$  aus der Reglerausgangsgröße  $\tilde{u}$  und dem beschränkten Signal  $u$  mit einem geeignet gewählten Faktor  $k_{aw}$  gewichtet und an den Integratoreingang zurückgeführt [41]. Im Falle der Sättigung wirkt die über  $\frac{1}{T_t}$  gewichtete Einkopplung von  $e_s$  der weiteren Integration entgegen, d.h. der Integrator wird abgedreht, und es wirkt eine innere Regelschleife, die in Abbildung 4.2 zu sehen ist.

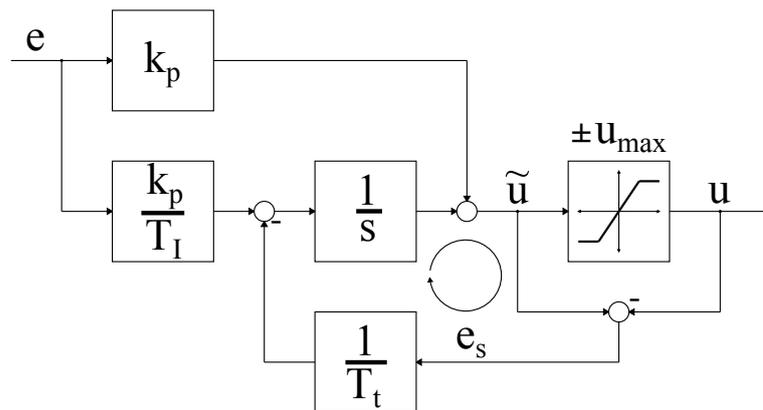


Abbildung 4.2.: Zeitkontinuierliche Reglerstruktur mit Anti-Windup-Maßnahme und Sättigungskennlinie; die innere Regelschleife im Sättigungsfall ist ebenfalls enthalten. Im Sättigungsfall wird der Integrator mit  $\frac{1}{T_t}$  abgedreht.

Im zeitkontinuierlichen Fall bewirkt die innere Regelschleife mit der Rückkopplung über  $\frac{1}{T_t}$  für den Integratorausgang ein Verhalten nach der gewöhnlichen Differentialgleichung

$$\frac{du_I}{dt} = -\frac{1}{T_t} u_I. \quad (4.20)$$

Im Sättigungsfall wird der Integrator mit der Zeitkonstante  $\tau = \frac{1}{T_t}$  abgedreht. Naheliegender ist, dass  $T_t$  kleiner als die Nachstellzeit gewählt wird, da der Integrator im Sättigungsfall für  $T_t \ll T_I$  quasi ausgeschaltet wird [43].

Die Regelung der PMSM wird mit einem Mikrocontroller durchgeführt, dafür wird die Reglerstruktur in den zeitdiskreten Bereich überführt. Die zeitdiskrete Reglerstruktur ist in Abbildung 4.3 ersichtlich.

Aus der diskreten Reglerübertragungsfunktion (Gleichung 4.21)

$$R(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z - 1} \quad (4.21)$$

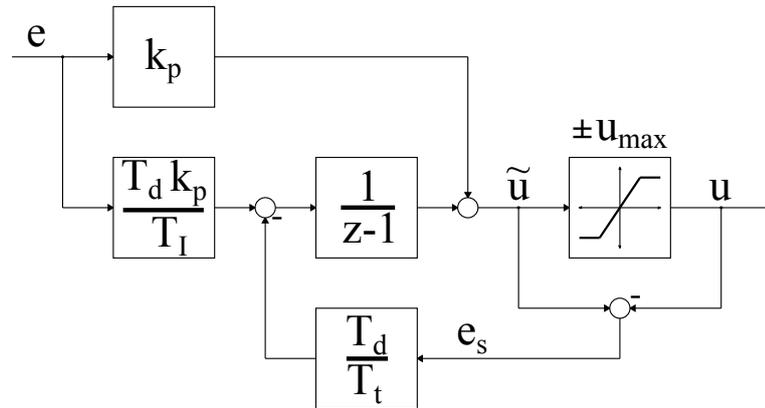


Abbildung 4.3.: Zeitdiskrete Reglerstruktur mit Anti-Windup-Maßnahme, Stellgrößenbegrenzung und Berechnung der entsprechenden Vorfaktoren. Der Integrator wird im Sättigungsfall mit  $\frac{T_d}{T_t}$  abgedreht.

werden die unbekannt Parameter

- $k_p \dots$  Verstärkungsfaktor,
- $T_I \dots$  Nachstellzeit und
- $\frac{1}{T_t} \dots$  Zeitkonstante

ermittelt. Sie berechnen sich für den zeitdiskreten Fall wie folgt.

$$\begin{aligned} k_p &= b_0 \\ T_I &= \frac{b_0}{b_0 + b_1} \\ T_t &= \frac{1}{5} T_I \end{aligned} \quad (4.22)$$

#### 4.4.4. Stromregler

Aus der linearisierten Ständerspannungsgleichung 4.17, d.h. der Differentialgleichung der Stromdynamik, kann die Streckenübertragungsfunktion  $G_i(s)$  des Stromregelkreises für die d- und q-Komponente mithilfe der Laplace-Transformation und der Annahme, dass die Anfangswerte null sind, berechnet werden.

$$G_{id}(s) = \frac{I_d}{U_d} = \frac{1}{sL_d + R_S} \quad (4.23)$$

$$G_{iq}(s) = \frac{I_q}{U_q} = \frac{1}{sL_q + R_S} \quad (4.24)$$

Ein Stromfilter  $F_i(s)$  (Gleichung 4.25) wird der Streckenübertragungsfunktion nachgeschaltet, um während des Samplevorgangs (20 kHz) unerwünschte hochfrequente

Störsignale bei maximaler Stromaufnahme (bei 400 Hz) zu unterdrücken. Der Stromfilter ist ein Tiefpassfilter dessen Grenzfrequenz bei 1.3 kHz liegt. Durch diese Wahl wird die Signalamplitude der Messwertaufnahme bei 400 Hz und darunter mit maximal  $-0.4$  dB gedämpft. Höherfrequente Störsignale im Bereich von 20 kHz werden bereits mit  $-24$  dB gedämpft.

$$F_i(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_g}\right)} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (4.25)$$

#### 4.4.4.1. Abtastregelkreis

Der Regelalgorithmus wird mit einem Mikrocontroller umgesetzt, wodurch analoge Ein- und Ausgangssignale für weitere Verarbeitungsschritte digitalisiert werden müssen. Um analoge Systeme regeln zu können, muss ein Abtastregelkreis verwendet werden. Abbildung 4.4 zeigt das verwendete Abtastsystem.

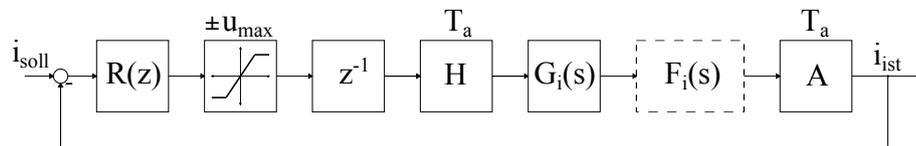


Abbildung 4.4.: Stromregelkreis mit zeitdiskretem PI-Regler  $R(z)$ , Stellgrößenbegrenzung, zeitdiskretem Ersatzmodell des Wechselrichters bzw. der Pulsweitenmodulation und Abtastsystem (Abtast-/Halteglied). Zwischen Halte- und Abtastglied befinden sich die zeitkontinuierliche Streckenübertragungsfunktion  $G_i(s)$  und der Stromfilter  $F_i(s)$ .

Die zeitdiskrete Reglerausgangsfolge wird durch ein Halteglied in ein zeitkontinuierliches Signal umgeformt [15, S. 17]. Vorausgesetzt wird eine verzugszeitfreie Wandlung und, dass das analoge Signal zu den Wandlungszeitpunkten jeden beliebigen Wert annehmen kann [15, S. 17]. Zwischen den Abtastzeitpunkten bleibt das analoge Signal konstant [15, S. 17]. Anschließend passiert das zeitkontinuierliche Stellsignal die Strecke und wird durch ein Abtastglied in eine zeitdiskrete Ausgangsfolge rückgewandelt. Es wird wiederum angenommen, dass die Wandlungszeit verschwindend klein ist und eine unendlich feine Quantisierung bei der Wandlung jedes analogen Signals stattfindet [15, S. 16]. Um einen reibungsfreien Ablauf zu ermöglichen, muss das Halteglied und der Abtaster synchron mit derselben Abtastperiode  $T_a$  arbeiten [15, S. 21].

In Kapitel 5.2.1.1 wird ein spezielles Verfahren, die sogenannte SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), das für die feldorientierte Regelung der PMSM verwendet wird, vorgestellt. Dabei wird die PWM mit asymmetrischen Ausgangspulsen mit Abtastung des Stroms zu Beginn und zur Mitte einer Trägerperiode ausgeführt. Werden die benötigte Rechenzeit der Regelung und der Umstand berücksichtigt, dass das Schaltmuster der SVPWM pro Abtastperiode aktualisiert wird, so ergibt

sich bei dieser Abtaststrategie eine gesamte Verzögerungszeit zwischen Abtastung und PWM-Aktualisierung von einer Abtastperiode  $T_a$ , die einer halben Trägerperiode entspricht [39, S. 727]. Für die Modellierung im zeitdiskreten Bereich muss diese Zeitverzögerung durch die SVPWM berücksichtigt werden. Dazu wird die zeitdiskrete begrenzte Reglerausgangsfolge bevor sie das Halteglied passiert um eine Abtastperiode verzögert. Die Struktur  $z^{-1}$  spiegelt diese Verzögerung wieder.

#### 4.4.4.2. Entwurfsverfahren

In diesem Kapitel wird ein Reglerentwurfsverfahren, das dem Reglerentwurf nach dem Betragsoptimum sehr ähnlich ist, vorgestellt. Alle Überlegungen aus Abschnitt 4.4.4.1, darunter die Berücksichtigung des Abtast-/Halteglieds und der SVPWM, dienen der Berechnung der zeitdiskreten Führungsgrößenübertragungsfunktion  $P_i(z)$ . Dazu muss das zeitkontinuierliche System  $G(s)$ , bestehend aus Streckenübertragungsfunktion und Stromfilter

$$G(s) = G_i(s) \cdot F_i(s) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + s\tau_{PMSM}} \cdot \frac{1}{1 + s\tau_{F_i}} \quad (4.26)$$

in den zeitdiskreten Bereich transformiert werden. Die angewandte Transformationsvorschrift wird als sprunginvariante Transformation bezeichnet und ist in Gleichung 4.27 angeführt.

$$P_i(z) = \underbrace{z^{-1}}_{\text{Zeitverzögerung}} \cdot \underbrace{\left(1 - z^{-1}\right) \cdot \mathcal{Z}\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}}_{\text{sprunginvariante Transformation}} \quad (4.27)$$

Mit Hilfe der Bilineartransformation (Transformationsvorschrift 4.28) wird die z-Übertragungsfunktion  $P_i(z)$  des Abtastsystems in die q-Übertragungsfunktion  $P_i(q)$  übergeführt.

$$z = e^{j\omega T_a} = \frac{1 + q\frac{T_a}{2}}{1 - q\frac{T_a}{2}} \quad (4.28)$$

$$P_i(q) = P_i(z) \Big|_{z = \frac{1+q\frac{T_a}{2}}{1-q\frac{T_a}{2}}} \quad (4.29)$$

In der so ermittelten q-Übertragungsfunktion ersetzt man die komplexe Variable  $q$  durch  $j\Omega$ , mit dem großen Vorteil, dass der Abtastfrequenzgang in voller Analogie zum zeitkontinuierlichen Frequenzgang als rationale Funktion der transformierten Frequenz  $\Omega$  darstellbar ist [41]. Mit der Bilineartransformation ist es möglich, auch an Hand der q-Übertragungsfunktion zu entscheiden, ob ein Abtastsystem die Eigenschaft der BIBO-Stabilität besitzt [15, S. 53]. Somit steht dem Einsatz aller bekannten Verfahren, darunter das hier angewendete Frequenzkennlinienverfahren, zur Stabilitätsprüfung kontinuierlicher Übertragungssysteme bei Abtastsystemen nichts im Wege [15, S. 53].

#### 4.4.4.3. Adaptiertes Betragsoptimum

Für den Reglerentwurf stehen mehrere Methoden zur Verfügung, wobei nur das Frequenzkennlinienverfahren (FKL) und der Entwurf nach dem Betragsoptimum in Erwägung gezogen werden. Beide Methoden stellen in der Simulation ihr Können bzgl. Einhaltung der gewünschten Kriterien unter Beweis, sind in der Praxis jedoch untauglich, da der Verstärkungsfaktor bzw. Proportionalanteil wesentlich zu hoch ausfällt. Testläufe am realen Prüfstand haben gezeigt, dass sich der hohe Proportionalanteil vor allem beim Anlauf und Richtungswechsel als kritisch erweist. Aus regelungstechnischer Sicht sprechen die Stellgrößenbegrenzungen früh an, der Windup-Effekt tritt frühzeitig ein und der Bremschopper ist über längere Zeit (ms-Bereich) aktiv. Im Dauerbetrieb und beim Simulieren bestimmter straßenbezogener Fahrprofile können thermische Probleme auftreten, die sich auf die Leistungselektronik negativ auswirken und im schlimmsten Fall zu einer Entmagnetisierung der Permanentmagnete führen. Um Defekte am mechanischen Aufbau, der PMSM und der Leistungselektronik zu vermeiden, wurde für den Reglerentwurf der Verstärkungsfaktor  $V_R$  der Betragsoptimum Faustformel adaptiert. Nähere Informationen zum Entwurf nach dem Betragsoptimum sind in der Fachliteratur [24, Kapitel 3.1] zu finden.

Die Adaptierung der Reglerverstärkung  $V_R$  (Gleichung 4.30) beinhaltet eine Multiplikation der Reglerverstärkungsausformel aus [24, Kapitel 3.1] mit dem Faktor  $\frac{2}{5}$ . Ebenso wurde die Zeitkonstante  $\tau_R$  des Reglers etwas verändert. Sie hat die Aufgabe, die größte Zeitkonstante der Strecke zu kompensieren. In der Literatur [24, Kapitel 3.1] findet der Entwurf im s-Bereich statt, durch die Eigenschaften der Bilineartransformation gelten die Faustformeln auch im q-Bereich. Dabei entspricht

- $V_R \dots$  der Reglerverstärkung,
- $V_S \dots$  der Streckenverstärkung,
- $\tau_R \dots$  der Zeitkonstante des Reglers und
- $\tau_{F_i} \dots$  der Zeitkonstante des Stromfilters.

$$V_R = \frac{\tau_R}{5 \cdot V_S \cdot \tau_{F_i}} \quad (4.30)$$

Eine Feinadjustierung der Reglerverstärkung und der Zeitkonstante des Reglers wurden mit Hilfe von Matlab durchgeführt. Die resultierende q-Übertragungsfunktion (Gleichung 4.31) bügelt die Nachteile der Reglerauslegung nach dem FKL und dem Betragsoptimum aus und stellt bzgl. Spezifikationen beider Faustformeln den besten Kompromiss dar. Die Faustformeln zur Reglersynthese sind in [41, Kapitel 16.3.2] nachzulesen.

$$R_i(q) = 306.13 \cdot \frac{1 + \frac{q}{48.43}}{q} \quad (4.31)$$

Abbildung 4.5 zeigt den Amplitudengang, 4.6 den Phasengang des offenen und geschlossenen Stromregelkreises und 4.7 die Sprungantwort des Reglers.

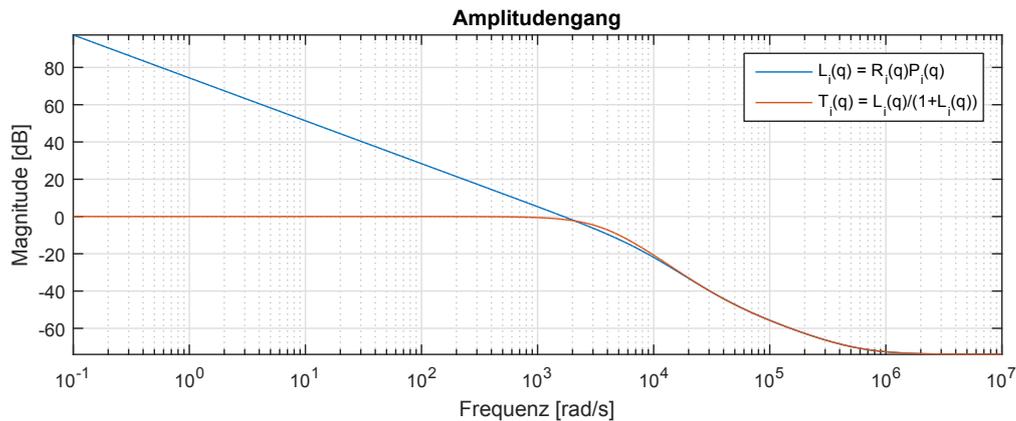


Abbildung 4.5.: Amplitudengang des offenen und geschlossenen Kreises  $L_i(q)$  und  $T_i(q)$ . Gut ersichtlich ist, dass der Betrag des Amplitudengangs der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises in einem möglichst großen Frequenzbereich nahe Eins bleibt. Laut [24] ergibt sich das Betragsoptimum aus der Forderung, dass der Betrag des Amplitudengangs bis zu so hohen Frequenzen wie möglich auf dem Wert Eins bleibt.

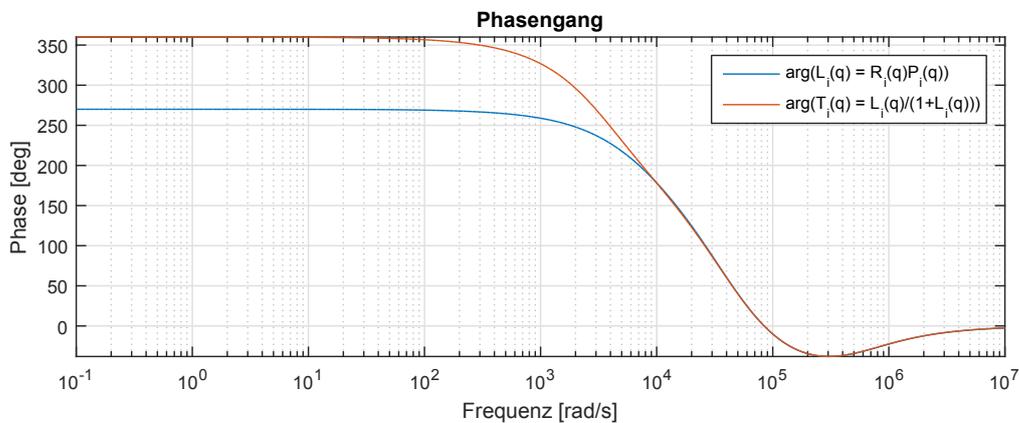


Abbildung 4.6.: Phasengang des offenen und geschlossenen Kreises  $L_i(q)$  und  $T_i(q)$ . Im Phasengang ist erkennbar, dass die Phase der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises bis zu möglichst hohen Frequenzen bei Null gehalten wird. Laut [24] ist beim Betragsoptimum zudem gefordert, den Phasengang bis zu so hohen Frequenzen wie möglich bei Null zu halten.

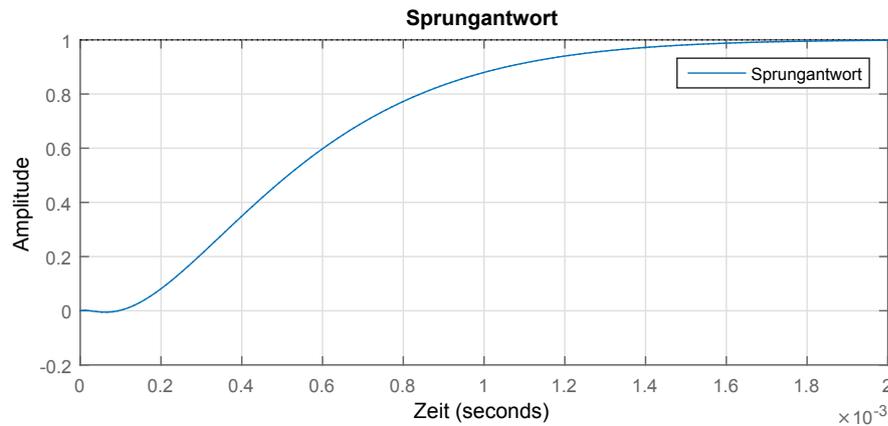


Abbildung 4.7.: Sprungantwort der Führungsübertragungsfunktion  $L_i(q)$  des Stromreglers. Der Stromregel besitzt ein geringes Überschwingen und eine geringe Anstiegszeit. Laut [24] garantiert die Erfüllung der Forderungen für Amplituden- und Phasengang diese Merkmale.

#### 4.4.5. Drehzahlregler

Im automobilen Bereich ist es essentiell, dass die vorgegebene Drehzahl schnell, schwingungsarm und stationär genau erreicht wird [44, S. 811]. Um diese Anforderungen zu erfüllen, kommt eine Drehzahlregelung zum Einsatz. Typisch für die FOC von Drehfeldmaschinen ist die Kaskadenstruktur der Drehzahlregelung mit unterlagertem Stromregelkreis [44, S. 811]. Die Kaskadenstruktur bringt einige Vorteile mit sich, darunter kann die Aufgabe einer Regeleinrichtung auf verschiedene einander unterlagerte Regelkreise aufgeteilt werden [24, S. 123]. Komplizierte Regelstrecken können unterteilt und einfache Regelkreise entworfen werden [24, S. 123]. Weiters können Stellgrößenbegrenzungen sehr einfach berücksichtigt werden und einwirkende Störungen innerhalb der Regelstrecke in der jeweiligen Regelschleife schneller ausgeregelt werden, d.h. sie müssen nicht den gesamten Regelkreis durchlaufen [24, S. 123], [44, S. 811]. Nachteile der Kaskadenstruktur ergeben sich beim Frequenzkennlinienverfahren bei der Wahl der Zeitkonstanten der unterlagerten Regelkreise, die von innen nach außen abnehmen. Die Kaskadenregelung kann eventuell langsamer auf Änderungen der Führungsgröße reagieren als ein anderes Regelverfahren [24, S. 123].

Für die Auslegung des Drehzahlreglers  $R_\omega(z)$  wird das zeitdiskrete Modell des geschlossenen Stromregelkreises der q-Komponente, da im Grundstellbereich nur  $I_q$  momentenbildend ist, verwendet und um ein mechanisches Modell erweitert. Abbildung 4.8 zeigt den Drehzahlregelkreis. Um die Übersicht zu bewahren, wird die zeitdiskrete Streckenübertragungsfunktion  $P_\omega(z)$  Schritt für Schritt zusammengestellt. Angefangen bei der zeitkontinuierlichen Strecke  $G_\omega(s)$  des mechanischen Modells. Als Eingangsgröße fungiert der Querstrom, über den Momentensatz gelangt man

durch Umformung und Integration auf die Kreisfrequenz  $\Omega_{mech.}$ .

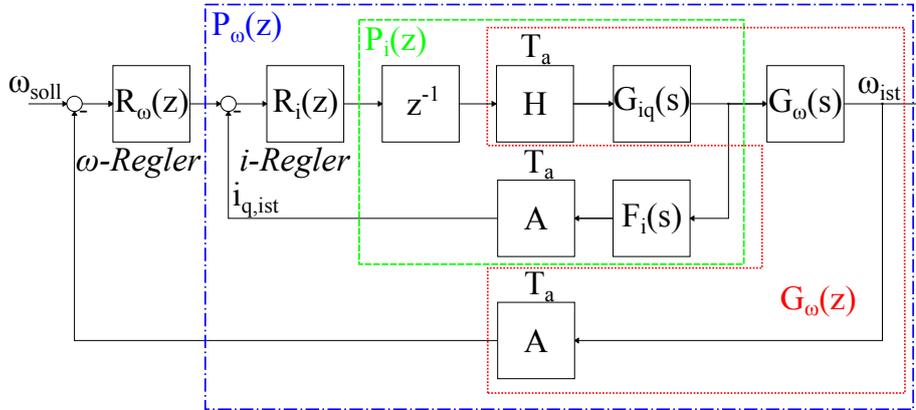


Abbildung 4.8.: Kaskadenstruktur des Drehzahlregelkreises mit unterlagertem Stromregelkreis. Zudem ist die zeitdiskrete Streckenübertragungsfunktion  $P_\omega(z)$  für die Drehzahlreglerauslegung angeführt. Ebenso enthalten sind die zeitdiskreten Übertragungsfunktionen  $G_\omega(z)$  und  $P_i(z)$ , die für die Bestimmung der Übertragungsfunktion  $P_\omega(z)$  nötig sind.

$$G_\omega(s) = \frac{\Omega_{mech.}}{I_q} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot \frac{1}{J} \cdot \frac{1}{s} \quad (4.32)$$

Folgend kann die Hintereinanderschaltung der zeitkontinuierlichen Übertragungsfunktionen  $G_{iq}(s)G_\omega(s)$  mittels sprunginvarianter Transformation in die  $z$ -Ebene übergeführt werden.

$$G_\omega(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_{iq}(s) \cdot G_\omega(s)}{s} \right\} \quad (4.33)$$

Anschließend wird die  $z$ -Übertragungsfunktion der Strecke (4.34) des inneren Stromregelkreises

$$P_i(z) = z^{-1} \cdot (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G_{iq}(s) \cdot F_i(s)}{s} \right\} \quad (4.34)$$

und des geschlossenen Stromregelkreises (4.35)

$$\frac{R_i(z) \cdot z^{-1}}{1 + R_i(z) \cdot P_i(z)} \quad (4.35)$$

gebildet. Aus obigen Gleichungen ergibt sich für die Streckenübertragungsfunktion  $P_\omega(z)$  des Drehzahlregelkreises der Ausdruck in Gleichung 4.36.

$$P_\omega(z) = \frac{R_i(z) \cdot z^{-1}}{1 + R_i(z) \cdot P_i(z)} \cdot G_\omega(z) \quad (4.36)$$

Für den Drehzahlregler gelten dieselben Forderungen wie für den Stromregler, lediglich die Durchtrittsfrequenz muss weitaus geringer sein, um die Dynamik des Stromregelkreises nicht zu beeinflussen. Auf die Reglerauslegung mittels Betragsoptimum wurde verzichtet, da das Frequenzkennlinienverfahren hinreichend gute Resultate liefert. In Abbildung 4.9 ist der Amplitudengang und in 4.10 der Phasengang der  $q$ -Übertragungsfunktion des offenen Drehzahlregelkreises  $L_\omega(q)$  mit der Strecke  $P_\omega(q)$  und dem Drehzahlregler  $R_\omega(q)$  zu sehen. Erkennbar ist, dass die Durchtrittsfrequenz bei  $\omega_c = 240$  rad/s liegt und eine Phasenreserve  $\Phi_r = 68^\circ$  erreicht wird. Der Drehzahlregelkreis besitzt eine weitaus geringere Durchtrittsfrequenz und beeinflusst den Stromregelkreis nicht.

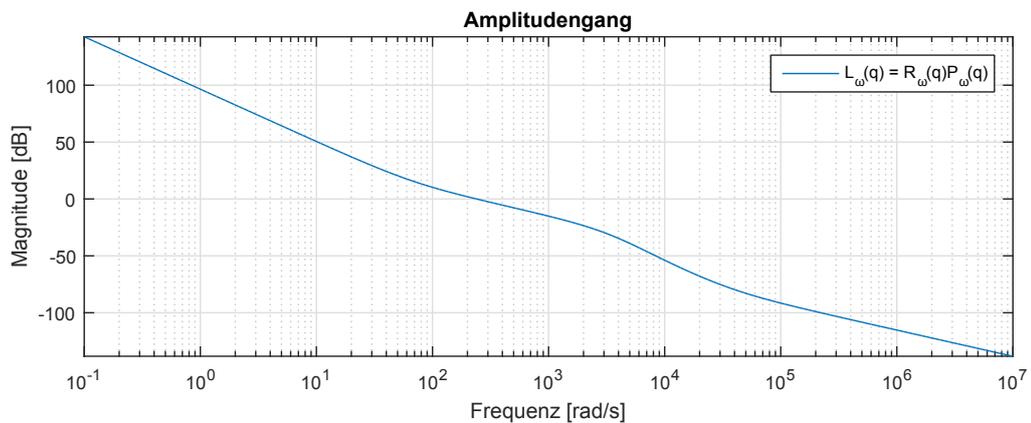


Abbildung 4.9.: Amplitudengang des offenen Drehzahlregelkreises  $L_\omega(q)$ . Die Durchtrittsfrequenz des Drehzahlregelkreises beträgt  $\omega_c = 240$  rad/s, ist weitaus geringer als die Durchtrittsfrequenz des Stromregelkreises und beeinflusst diesen nicht.

In Abbildung 4.11 ist die Sprungantwort des Drehzahlreglers dargestellt. Im Vergleich zur Sprungantwort des Stromreglers ist zu erkennen, dass wesentlich mehr Zeit benötigt wird, um den Sollwert zu erreichen. Ein Überschwingen von über 16.25% ist ebenfalls ersichtlich und liegt weit außerhalb des Bereichs der Forderungen aber innerhalb des Toleranzbereichs, der mit knapp 20% Überschwingen bemessen wird.

Die Nichtlinearität der PMSM wurde durch eine Linearisierung ersetzt und der Regler nach dem linearisierten Modell entworfen. Grundsätzlich wird mit dem PI-Regler versucht die größte Zeitkonstante der Regelstrecke zu kompensieren, um die bestmögliche Dynamik zu erzielen [24]. Bei großen dynamischen Änderungen außerhalb des Arbeitspunkts ist die herkömmliche Regelung mit PI-Reglern in Kaskadenstruktur nur bedingt einsetzbar [24]. Es sei angemerkt, dass der Schwerpunkt der Masterarbeit nicht in einer exakten Abbildung des Gesamtsystems und einem optimalen Regler für alle Drehzahlbereiche mit zusätzlich realisierten Störunterdrückungen liegt, sondern in der Demonstration der Flexibilität des Prüfstandsbaus. Mit

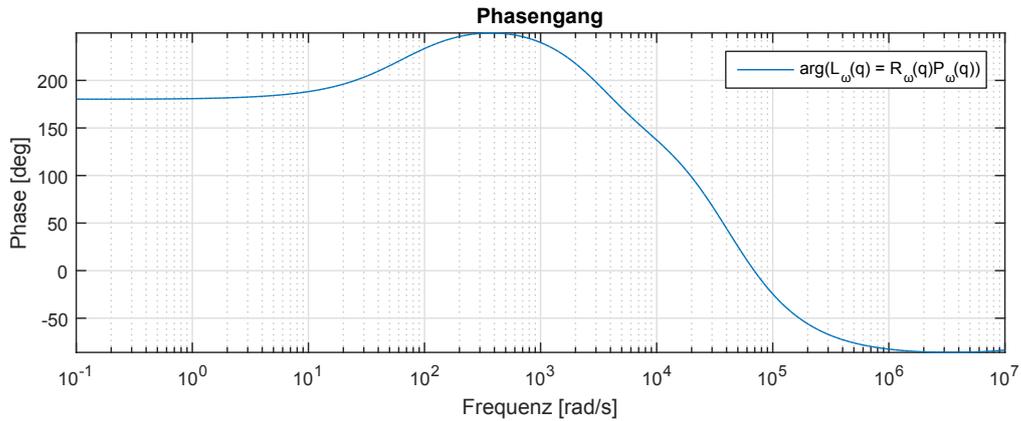


Abbildung 4.10.: Phasengang des offenen Drehzahlregelkreises  $L_\omega(q)$ . Bei der Durchtrittsfrequenz von  $\omega_c = 240$  rad/s liegt und eine Phasenreserve  $\Phi_r = 68^\circ$  vor.

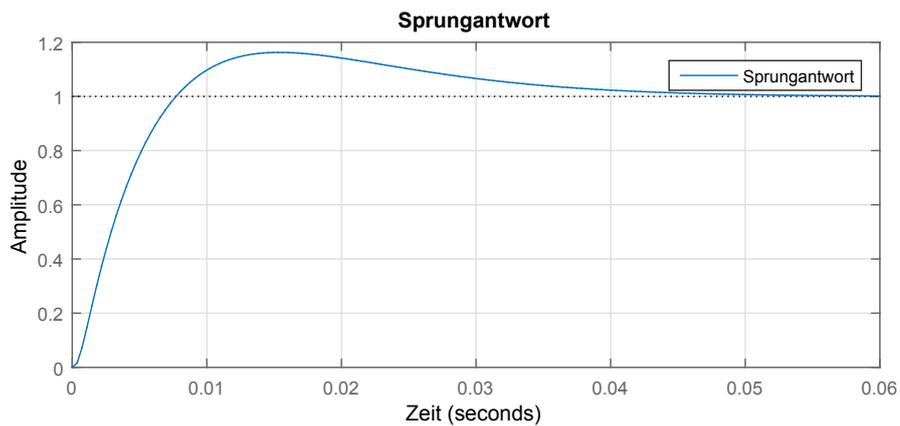


Abbildung 4.11.: Sprungantwort der Führungsübertragungsfunktion  $L_\omega(q)$  des Drehzahlreglers. Der Drehzahlregel besitzt eine größere Anstiegszeit als der Stromregel und weist zudem einen größeren Überschwinger auf. Bei Kaskadenregelungen ist es üblich, dass der äußere Regelkreis langsamer als die inneren Regelkreise ist.

dem hier beschriebenen PI-Regler werden sehr konservative Ergebnisse erzielt, das Regelverhalten ist für die bevorstehenden Prüfstandsmessungen ausreichend.

## 5. Mikrocontrollerboard

Die Regelung der PMSM erfolgt mit einem Mikrocontroller, welcher dem Umrichter die Steuersignale zur Verfügung stellt. Durch das spezifische Zusammenspiel aus Mikrocontroller und Umrichter eröffnet sich eine Vielfalt an unterschiedlichen Hardware- und Softwareeinstellmöglichkeiten zur Motorsteuerung. Mit dem Mikrocontroller können beliebige Sollwertvorgaben erzeugt werden, die in Verbindung mit der flexiblen Generierung von Schaltmustern, als Steuersignale für den Umrichter, auch für Leistungsmessungen interessant sind.

Der zeitliche Ablauf der Motorsteuerung von der Messwertaufnahme bis hin zum Regelalgorithmus und der Datenübertragung gestaltet sich übersichtlich und kann modifiziert werden. Demgegenüber stehen fertig implementierte Motorsteuerungen verschiedener Hersteller. Bei diesen Gesamtsystemen bzw. Serienprodukten ist es nur schwer möglich den Rechenablauf übersichtlich über einen Abtastschritt darzustellen.

- Welcher Arbeitsschritt erfolgt zu welchem Zeitpunkt (serielle oder parallele Abarbeitung)?
- Wie gestaltet sich die Messwertaufnahme?
- Welche Modulationsstrategie wird zur Schaltmustererzeugung herangezogen?

Serienprodukte können nur selten durch den Anwender optimiert werden. Für den Entwickler ist die Optimierung jedoch wichtig. Durch die Flexibilität der individuellen Prüfstandskomponenten und dessen außerordentliches Zusammenspiel wird die Möglichkeit zur Optimierung geschaffen. Jegliche Funktion, von der Messwertaufnahme über die Raumzeigermodulation bis hin zum Regelalgorithmus und zur Synchronisierung des Antriebsstrangs beruht auf optimal an den Anwendungsbe- reich angepassten Methoden. In diesem Kapitel werden alle nötigen Grundlagen zur Ansteuerung des Maschinensatzes mittels Mikrocontroller näher erläutert.

### 5.1. Mikrocontroller STM32F746

Die Regelung des Maschinensatzes wird mit einem Mikrocontroller vom Typ STM32-F746 umgesetzt. Dieser basiert auf einem AMR Cortex-M7 32 bit Prozessor mit *single floating point unit* und einer Taktfrequenz von 216 MHz. Das Mikrocontrollerboard wird mit einer Spannung von 5 V, die von einem externen Netzteil abgegriffen wird, versorgt. Für den Versorgungsspannungsbereich des Mikrocontrollers muss

diese Spannung auf 1.7 V bis 3.6 V transformiert werden. Dies geschieht mit einem linearen Spannungsregler, welcher die Eingangsspannung von 5 V auf eine stabile Ausgangsspannung von 3.3 V regelt. Über einen zweiten linearen Spannungsregler erhält der Mikrocontroller seine analoge Referenzspannung von 2.5 V. Wird gewährleistet, dass die Versorgungsspannung im angegebenen Eingangsspannungsbereich liegt, erstreckt sich der Temperaturbereich, in dem der Mikrocontroller stabil arbeitet, auf  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  bis  $105\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Der Mikrocontroller liegt im Package LQFP176 mit 176 Pins vor, besitzt drei 12 bit Analog Digital Converter, zwei Digital Analog Converter, 13 *general-purpose* 16 bit Timer, wobei zwei als PWM Timer für die Ansteuerung der Leistungselektronik verwendet werden können und zwei *general-purpose* 32 bit Timer [45].

In den folgenden Abschnitten wird die Konfiguration des Mikrocontrollers zur Regelung des Maschinensatzes näher erklärt. Es wird auf die wesentlichen Register, die für die anschließenden Konfigurationen nötig sind, eingegangen. Auf detaillierte Registerkonfigurationen des Mikrocontrollers wird verzichtet, weiterführende Informationen sind aus dem Benutzerhandbuch [46] von STMicroelectronics zu entnehmen. Allerdings werden die verwendeten Spezifikationen kurz beschrieben.

## 5.2. Digitale Bausteine

In diesem Abschnitt wird die Portierung der Regelung auf den Mikrocontroller STM32-F746 behandelt. Grundlegende Funktionen wie das Strom-Sampling und die Raumzeigermodulation müssen händisch programmiert werden, da der Mikrocontroller dafür keine vorgefertigten Funktionen besitzt. Die Umsetzung dieser Funktionen wird in den folgenden Kapiteln (5.2.1, 5.2.2 und 5.2.3) beschrieben.

In Abbildung 5.1 sind ein vereinfachter zeitlicher Ablauf und das grobe Prinzip der Motorregelung graphisch dargestellt. Die Zeitdauer  $T_{PWM}$  entspricht jener Zeit, in welcher jeder IGBT des Umrichters (*Hybrid Kit 1*) einmal ein- bzw. ausgeschaltet werden kann.

### 5.2.1. Timer

Um Drehzahlaufgaben durchzuführen wird wie in Abschnitt 4 erläutert eine Kaskadenstruktur aus Drehzahlregelkreis mit unterlagertem Stromregelkreis eingesetzt. Der Drehzahlregler berechnet den Strom-Sollwert für das benötigte Drehmoment, der unterlagerte Stromregler ermittelt die nötige Statorspannung. Das zugrundeliegende Schaltmuster der Steuersignale für den Umrichter basiert auf einer Raumzeigermodulation, und der Umrichter stellt die gewünschte Statorspannung zur Verfügung. Zur Erzeugung der PWM ist ein Timer notwendig, welcher die erforderliche Periodendauer und das passende Schaltmuster aus der vom Stromregler gelieferten Statorspannung einstellt.

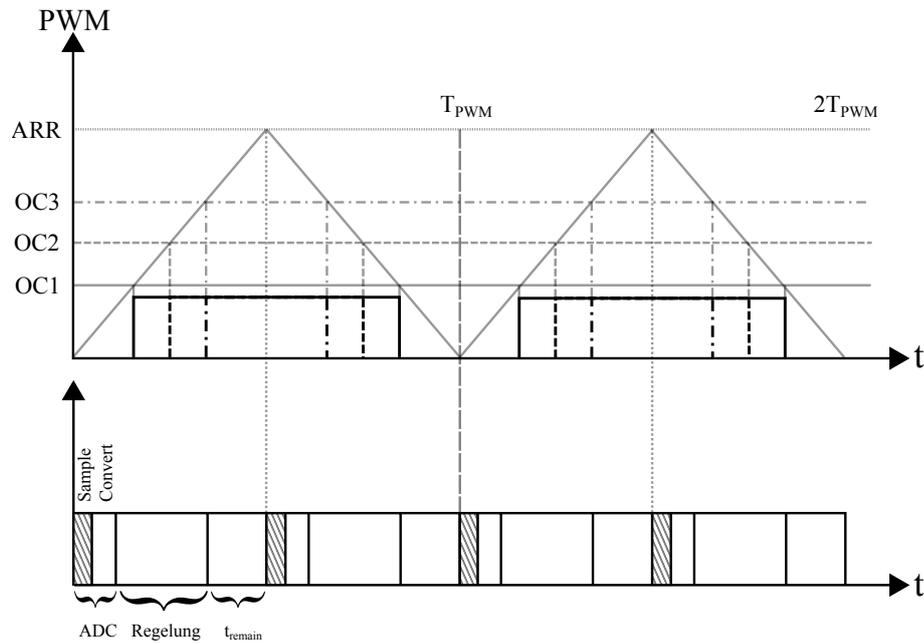


Abbildung 5.1.: Zeitlicher Ablauf der Motorsteuerung. Ein Timer zählt von 0 bis zum ARR-Wert, der dem maximalen Zählwert entspricht, und wieder zurück. Während diesem Vorgang vergeht eine PWM Periode, die auch als Trägerperiode bezeichnet wird. Die Schaltzeitpunkte der drei Channels können durch den jeweiligen Output Compare-Wert (OC-Wert) eingestellt werden. Innerhalb einer halben Trägerperiode, also pro Abtastperiode laufen folgende Vorgänge ab: Die Wandlung der ADCs bestehend aus einem Sample und Convert Vorgang, die Regelung, darunter die Strom- und Drehzahlregelung. Die verbleibende Zeit  $t_{remain}$  steht für die Übertragung von Messdaten zur Verfügung.

Ein wichtiger Aspekt ist der Schutz des Umrichters, der mit der *break function* der sogenannten *advanced control timer* (TIM1 und TIM8) zur Verfügung gestellt wird. Ist die *break function* aktiv, schaltet der *break circuitry* die PWM Ausgänge ab und zwingt diese in einen, für den Umrichter, sicheren Zustand. Um größere Schäden am gesamten Prüfstand zu vermeiden, wird ein Notastaster installiert, der bei Fehlverhalten der Regelung die *break function* aktiviert.

Der periodische Interrupt zum Start der AD Wandlung, der alle  $50 \mu\text{s}$  ablaufen soll, wird mit dem ARR-Wert und entsprechendem Vorteiler wie folgt konfiguriert,

$$\text{ARR} = \frac{\text{SYSCLK}}{(1 + \text{PSC})} \cdot T \quad (5.1)$$

wobei

ARR...	dem Wert des <i>Auto Reload Registers</i> [46],
SYSCLK...	dem Systemclock von 216 MHz [46],
PSC...	dem Wert des Vorteilers [46] und
T...	dem Wert des Zeitintervalls in s [46]

entspricht. Bei einem Vorteiler von 0 und einem Zeitintervall von  $T = 50 \mu\text{s}$  (Abtastperiode) ergibt sich ein ARR Wert von:

$$ARR = 216 \text{ MHz} \cdot 50 \mu\text{s} = 10800$$

Zur Erzeugung einer asymmetrischen PWM werden die Timer im *center-aligned mode 3* konfiguriert. Bei jedem Über- bzw. Unterlauf wird ein Update generiert, das die AD Wandlung startet, d.h. der Trigger bezieht sich auf das Update Ereignis und dieses wird nur beim Über- bzw. Unterlauf generiert. Die Schaltzeitpunkte der jeweiligen Channels werden entsprechend der benötigten Statorspannung mit dem Raumzeigermodulationsverfahren aus Kapitel 5.2.1.1 ermittelt und ein der Zeit entsprechender Wert im *Capture Compare Register* (CCR) eingetragen. Der CCR-Wert kann Werte zwischen Null und dem ARR-Wert annehmen, der entsprechende Ausgang wird aktiv bzw. inaktiv, wenn der Zähler den Wert beim Inkrementieren bzw. Dekrementieren erreicht hat. Für die eingesetzte Raumzeigermodulation (Kapitel 5.2.1.1) müssen auch die komplementären Ausgänge verwendet werden. Diese sind aktiv bzw. inaktiv, bis der Zähler den Wert beim Inkrementieren bzw. Dekrementieren erreicht hat. Der positive PWM Ausgang ist active high und der komplementäre active low, daher werden sie in weiterer Folge mit HI und LO bezeichnet.

### 5.2.1.1. SVPWM

Jedes Modulationsverfahren hat zum Ziel, dass mit dem erzeugten Pulsmuster und der damit erzeugten Ausgangsspannung bei vorgegebener Zwischenkreisspannung  $U_{Zk}$  der Grundschwingungsanteil in der Ausgangsspannung möglichst groß und der Oberschwingungsanteil möglichst klein ist [39]. Für die Regelung der PMSM kommt eine spezielle Raumzeigermodulation, die sogenannte Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) zur Anwendung. Ziel der SVPWM ist ein Optimum zwischen

- Minimierung der Schaltverluste im Umrichter [11, S. 136] und
- Minimierung der Oberschwingungen in den Ausgangsströmen

zu finden. Das vereinfachte Modell des Umrichters ist in Abbildung 5.2 zu sehen. An die drei Ausgangsklemmen kann entweder die positive oder negative Zwischenkreisspannung angelegt werden, d.h. die steuerbaren IGBTs können als ideale Schalter ( $S_a, S_b, S_c$ ) angenommen werden. Es gibt zwei Schalterstellungen  $S = 0, 1$ ; für  $S = 1$  leitet der obere IGBT und der untere sperrt. Für die Schalterstellung  $S = 0$  leitet der untere IGBT und der obere sperrt. Damit ergeben sich  $2^3 = 8$  erlaubte Schalterkombinationen  $l$ , mit denen 8 Werte der Statorspannung realisiert werden können (siehe Tabelle 5.1).

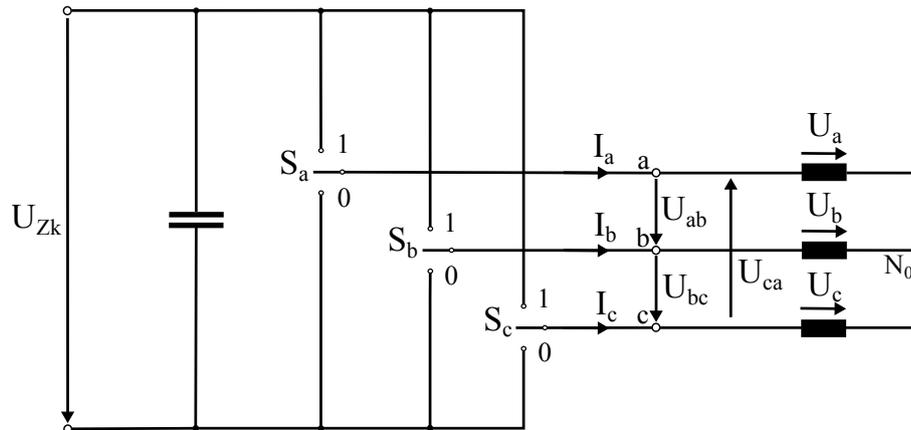


Abbildung 5.2.: Prinzipschaltbild eines Wechselrichters mit Zwischenkreiskondensator. Die steuerbaren IGBTs können als ideale Schalter ( $S_a, S_b, S_c$ ) angenommen werden. Es gibt zwei Schalterstellungen  $S = 0, 1$ ; für  $S = 1$  leitet der obere IGBT und der untere sperrt. Für die Schalterstellung  $S = 0$  leitet der untere IGBT und der obere sperrt. Zusätzlich sind die Phasenströme ( $I_a, I_b, I_c$ ), Phasenspannungen ( $U_a, U_b, U_c$ ) als auch die verketteten Spannungen ( $U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$ ) und der Sternpunkt  $N_0$  eingezeichnet.

Tabelle 5.1.: Erlaubte Schalterkombinationen mit 8 unterschiedlichen Statorspannungen  $\vec{U}_S$ . Für  $l = 0 \dots 7$  wird  $\vec{U}_S$  mit  $\vec{U}_{1\dots 7}$  bezeichnet.

Kombinationen	Schalterstellung			Raumzeiger
1	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$\vec{U}_S = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot (S_a + S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}})$
0	0	0	0	$\vec{U}_0 = 0$
1	1	0	0	$\vec{U}_1 = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk}$
2	1	1	0	$\vec{U}_2 = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$
3	0	1	0	$\vec{U}_3 = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$
4	0	1	1	$\vec{U}_4 = -\frac{2}{3} \cdot U_{Zk}$
5	0	0	1	$\vec{U}_5 = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
6	1	0	1	$\vec{U}_6 = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot e^{-j\frac{\pi}{3}}$
7	1	1	1	$\vec{U}_7 = 0$

Mit den Kombinationen 1 bis 6 ergibt sich der maximale Augenblickswert der geschalteten Phasenspannungen zu  $\pm \frac{2}{3} U_{Zk}$  [11, S. 132]. In der komplexen Raumzeigerdarstellung bilden sich daraus sechs Zeiger mit der Länge  $\frac{2}{3} U_{Zk}$ , die mit Phasenunterschieden von  $60^\circ$  elektrisch in der Orientierung angeordnet sind [24, S. 628]. Diese sechs Raumzeiger spannen ein Sechseck auf, das in Abbildung 5.3 dargestellt

ist und unterteilen dieses in sechs Sektoren  $k = 1$  bis 6. Die beiden verbleibenden Schaltzustände  $l = 0, 7$  erzeugen die Spannung Null in allen Phasen, d.h. die Last ist kurzgeschlossen und die Differenzspannung zwischen den Phasen ist Null [24, S. 628].

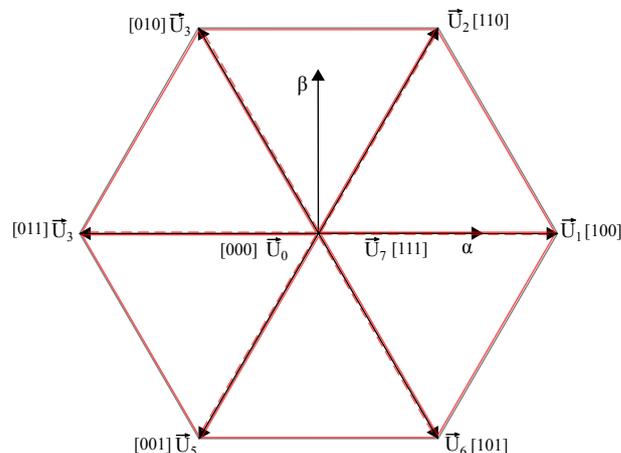


Abbildung 5.3.: Raumzeigerdarstellung der acht Ausgangsspannungen des Wechselrichters. Die sechs aktiven Spannungsraumzeiger sind mit Phasenunterschieden von  $60^\circ$  elektrisch in der Orientierung angeordnet. Diese sechs Raumzeiger spannen ein Sechseck auf und unterteilen es in sechs Sektoren mit bestimmten Sektorgrenzen auf.

Die Grundidee besteht darin, den Statorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_S(t)$  mit einer konstanten Periode  $T_a$  abzutasten. Während der Abtastperiode kann der geforderte Raumzeiger  $\vec{U}_S$  im Mittel durch eine Folge von drei Schaltzuständen realisiert werden [39, 598]. Ein gewünschter Statorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_S$  zwischen den Raumzeigern  $\vec{U}_2$  und  $\vec{U}_3$ , kann durch gezieltes Einschalten der benachbarten Raumzeiger  $\vec{U}_2$ ,  $\vec{U}_3$  und der Nullzeiger  $\vec{U}_0$  und  $\vec{U}_7$  erreicht werden, so dass sich im zeitlichen Mittel der Statorspannungsraumzeiger nach Betrag und Phase ergibt [24]. Angenommen der geforderte Statorspannungsraumzeiger befindet sich im  $k$ -ten Sektor, dann kann dieser innerhalb einer Abtastperiode wie folgt berechnet werden

$$\vec{U}_S = \frac{1}{T_a} \cdot (t_k \vec{U}_k + t_{k+1} \vec{U}_{k+1}) \quad (5.2)$$

wobei

- $k \dots$  den aktuellen Sektor,
- $\vec{U}_k, \vec{U}_{k+1} \dots$  den an den Sektor  $k$  angrenzende Raumzeiger ungleich Null und
- $t_k, t_{k+1} \dots$  die Zeit, in der der Raumzeiger  $\vec{U}_k$  bzw.  $\vec{U}_{k+1}$  eingeschaltet ist

angibt. Abbildung 5.4 zeigt die zugehörige Raumzeigerdarstellung für einen beliebigen Statorspannungsraumzeiger im ersten Sektor. Die beiden Nullraumzeiger gehen

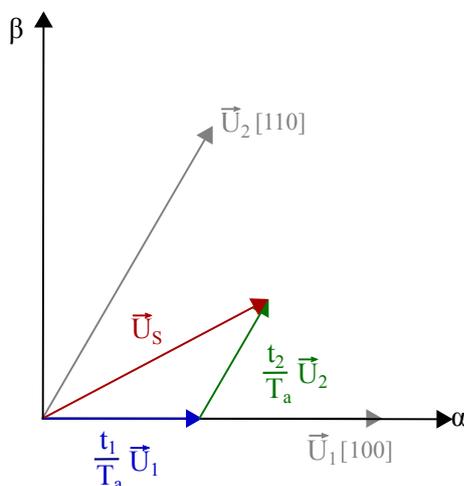


Abbildung 5.4.: Gewünschter Statorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_S$  bei der Raumzeigermodulation im ersten Sektor. Durch gezieltes Einschalten der benachbarten Raumzeiger  $\vec{U}_1$ ,  $\vec{U}_2$  und der Nullzeiger  $\vec{U}_0$  und  $\vec{U}_7$  ergibt sich der Statorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_S$  im zeitlichen Mittel nach Betrag und Phase.

in Gleichung 5.2 nicht mit ein (Betrag Null), die Spannungswerte der restlichen Raumzeiger können aus Tabelle 5.1 entnommen werden und sind in Gleichung 5.3 verallgemeinert dargestellt.

$$\vec{U}_k = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad \text{für } k = 1, \dots, 6 \quad (5.3)$$

In der Raumzeigerdarstellung der Umrichter Ausgangsspannung können die beiden nichtspannungsbildenden Schaltzustände 0 und 7, d.h. die Nullzustände, nicht voneinander unterschieden werden [47]. Daher kann zur Definition der Umrichter Ausgangsspannung durch Raumzeiger nur die gesamte Nullzeit, die auch Freilaufzeit genannt wird, angegeben werden [47].

$$\underbrace{t_0 + t_7}_{t_z} = T_a - t_k - t_{k+1} \quad (5.4)$$

Mit Gleichung 5.2 und 5.4 ergeben sich drei reelle Gleichungen, mit denen die drei Zeiten  $t_z, t_k, t_{k+1}$  bestimmt werden können. Der Statorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_S$  besteht im statorfesten Koordinatensystem aus zwei Komponenten. Gleichung 5.2 kann

auf

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} T_a &= \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot \left( t_k \begin{bmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} + t_{k+1} \begin{bmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \cdot \begin{bmatrix} t_k \\ t_{k+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.5)$$

umgeschrieben werden. Durch Umformung von Gleichung 5.5 kann  $t_k, t_{k+1}$  bestimmt werden.

$$\begin{bmatrix} t_k \\ t_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot T_a \cdot \begin{bmatrix} \sin k\frac{\pi}{3} & -\cos k\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Für die sechs verschiedenen Sektoren ergeben sich die in Tabelle 5.2 angeführten Zeiten  $t_k, t_{k+1}$ .

Tabelle 5.2.: Zeiten  $t_k, t_{k+1}$  für die unterschiedlichen Sektoren.

Sektor	Schaltzeiten	
	$t_k$	$t_{k+1}$
1	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{1}{2} U_\beta \right)$	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot U_\beta$
2	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha + \frac{1}{2} U_\beta \right)$	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha + \frac{1}{2} U_\beta \right)$
3	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot U_\beta$	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{1}{2} U_\beta \right)$
4	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha + \frac{1}{2} U_\beta \right)$	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot (-U_\beta)$
5	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{1}{2} U_\beta \right)$	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{1}{2} U_\beta \right)$
6	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot (-U_\beta)$	$\frac{\sqrt{3}}{U_{Zk}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha + \frac{1}{2} U_\beta \right)$

Die Bildung des Spannungssollraumzeigers  $\vec{U}_S$  wird laut Gleichung 5.2 durch zwei aktive Spannungsraumzeiger gebildet. Die zeitliche Verteilung der beiden Nullzustände beeinflusst den Spannungssollraumzeiger nicht [47]. Die Definition einer speziellen Verteilung der beiden Nullzustände ist die letzte Grundlage bzw. ein Freiheitsgrad für die Definition von Phasenmodulationsfunktionen [47]. Der vorliegende Freiheitsgrad kann nun für die Optimierung des Modulationsverfahrens angewendet werden [47]. Allgemein existieren drei Freiheitsgrade bei der Drehzeigermodulation, die in [48, S. 154] angeführt sind. Sinnvollerweise wird die Schaltfolge der drei Raumzeiger so realisiert, dass unnötige Schaltvorgänge ausgeschlossen werden [48].

Bei der SVPWM erfolgt die Verteilung der Nullzustände auf gleiche Teile am Anfang und am Ende jeder Trägerperiode [47]. Um den gewünschten Statorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_S$  in Betrag und Phase zu erzielen, müssen die Schaltzeiten berechnet und

den aktiven Spannungs- und Nullraumzeigern zugeordnet werden. Die Schaltzeiten  $t_z, t_k$  und  $t_{k+1}$  werden pro Abtastperiode entsprechend

$$\begin{aligned}
 T_a &= \underbrace{\frac{t_z}{2}}_{t_0} + t_k + t_{k+1} + \underbrace{\frac{t_z}{2}}_{t_7} && \text{für Sektor 1,3,5} \\
 T_a &= \underbrace{\frac{t_z}{2}}_{t_0} + t_{k+1} + t_k + \underbrace{\frac{t_z}{2}}_{t_7} && \text{für Sektor 2,4,6}
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

neu berechnet. Gut ersichtlich ist die symmetrische Aufteilung der beiden Nullzustände pro Abtastperiode und die Anordnung der aktiven Spannungsraumzeiger in Abhängigkeit vom Sektor. Diese Aufteilung ist das charakteristische Merkmal der SVPWM. Bei maximaler Aussteuerung dürfen die Einschaltzeiten  $t_0, t_7$  Null werden. Auf diese Weise lässt sich der maximale Modulationsgrad erreichen [48]. Die Auswahl der Schaltvorgänge der aktiven Spannungsraumzeiger für die sechs Sektoren ist in Tabelle 5.3 aufgelistet, sie wird auch als Schalttabelle bezeichnet. Wie zu erkennen ist, gibt es für jeden Sektor eine optimale Schaltfolge, die sich aus der Zuordnung der Einschaltzeiten zu den Spannungsraumzeigern und einer entsprechenden Anordnung dieser zusammensetzt, und so eine minimale Anzahl an Schaltvorgängen aufweist.

Tabelle 5.3.: Schalttabelle zur SVPWM mit Schaltungsauswahl der Raumzeiger  $\vec{U}_k$  für  $k = 0 \dots 7$ , Reihenfolge und Einschaltdauer der drei Phasen a,b,c für die unterschiedlichen Sektoren pro Trägerperiode.

Sektor	Raumzeiger				Reihenfolge und Einschaltdauer		
1	0	1	2	7	a	b	c
					$\frac{t_z}{2}$	$\frac{t_z}{2} + t_k$	$\frac{t_z}{2} + t_k + t_{k+1}$
2	0	3	2	7	b	c	a
					$\frac{t_z}{2}$	$\frac{t_z}{2} + t_{k+1}$	$\frac{t_z}{2} + t_{k+1} + t_k$
3	0	3	4	7	b	a	c
					$\frac{t_z}{2}$	$\frac{t_z}{2} + t_k$	$\frac{t_z}{2} + t_k + t_{k+1}$
4	0	5	4	7	c	b	a
					$\frac{t_z}{2}$	$\frac{t_z}{2} + t_{k+1}$	$\frac{t_z}{2} + t_{k+1} + t_k$
5	0	5	6	7	c	a	b
					$\frac{t_z}{2}$	$\frac{t_z}{2} + t_k$	$\frac{t_z}{2} + t_k + t_{k+1}$
6	0	1	6	7	a	c	b
					$\frac{t_z}{2}$	$\frac{t_z}{2} + t_{k+1}$	$\frac{t_z}{2} + t_{k+1} + t_k$

Abbildung 5.5 zeigt die Schaltfolge für einen beliebigen Statorspannungsraumzeiger im ersten Sektor.

Um den gewünschten Statorspannungsraumzeiger generieren zu können, muss bekannt sein, in welchem Sektor sich der einzustellende Raumzeiger befindet. Die ein-

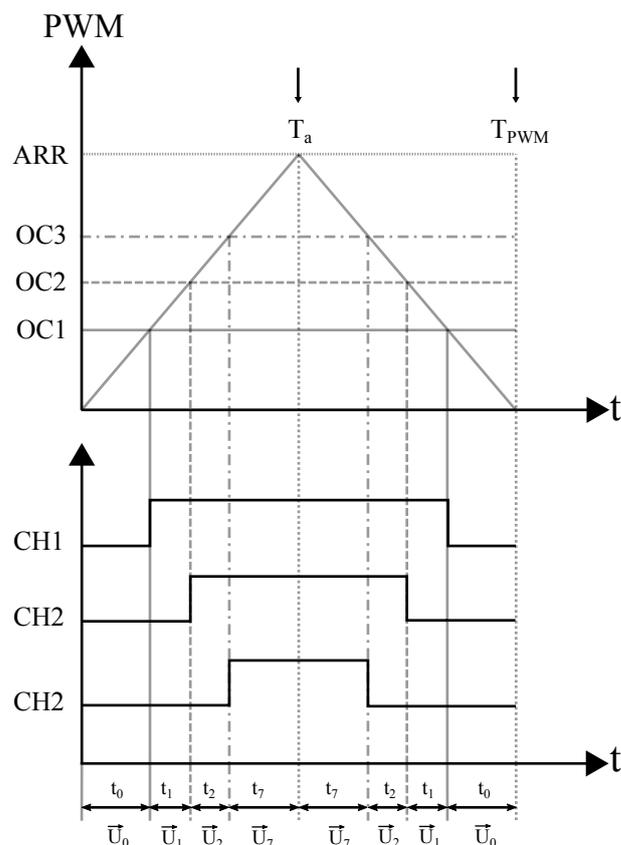


Abbildung 5.5.: PWM mit jeweiligen Zeitspannen über eine Trägerperiode für einen Statorspannungsraumzeiger im ersten Sektor. Die berechnete Einschaltdauer und Reihenfolge ( $t_0, t_1, t_2$  und  $t_7$ ) spiegelt sich in den OC-Werten der Channels wider. Der Sollraumzeiger wird in jedem Nullzustand abgetastet. Die Schaltsequenz beginnt und endet immer im Koordinatenursprung, somit werden unnötige Schaltvorgänge vermieden.

fachste Methode wäre den Winkel zwischen den Komponenten des Statorspannungsraumzeigers zu bestimmen und aus der Winkelinformation den Sektor. Nachteile ergeben sich durch die hohe Rechenintensität dieser Methode, weshalb eine alternative Lösung zum Einsatz kommt.  $U_\alpha$  und  $U_\beta$  müssen für die Berechnung der Zeiten  $t_k, t_{k+1}$  bekannt sein, daher wäre es geschickt, die Sektoren anhand der Länge und des Vorzeichens einer Vektorkomponente zu bestimmen. Nimmt man die Sektorgrenzen als Anhaltspunkt können drei Geradengleichungen aufgestellt werden, wobei eine der Geraden auf die  $\alpha$ -Achse fällt, die beiden anderen unterscheiden sich lediglich

durch das Vorzeichen der Steigung.

$$\begin{aligned}
 U_\beta &= k \cdot U_\alpha \\
 &= U_\alpha \cdot \tan \pm \frac{\pi}{3} \\
 &= \pm \sqrt{3} \cdot U_\alpha
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Für die Sektorgrenzen wird angenommen, dass in Sektor  $k$  nur der Raumzeiger  $\vec{U}_k$  enthalten ist,  $\vec{U}_{k+1}$  befindet sich außerhalb. Im Gegensatz zur rechenintensiven tan-Funktion erfolgt die Sektorbestimmung durch Vergleich der Länge und des Vorzeichens von  $U_\beta$ , die in Tabelle 5.4 angeführt sind.

Tabelle 5.4.: Sektorbestimmung anhand der Länge und des Vorzeichens von  $U_\beta$ .

Sektor	Winkel	Konditionen für $U_\beta$
1	$[0, \frac{\pi}{3})$	$U_\beta \geq 0$ $U_\beta < \sqrt{3}U_\alpha$
2	$[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3})$	$U_\beta \geq \sqrt{3}U_\alpha$ $U_\beta > -\sqrt{3}U_\alpha$
3	$[\frac{2\pi}{3}, \pi)$	$U_\beta \leq -\sqrt{3}U_\alpha$ $U_\beta > 0$
4	$[\pi, \frac{4\pi}{3})$	$U_\beta \leq 0$ $U_\beta > \sqrt{3}U_\alpha$
5	$[\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3})$	$U_\beta \leq \sqrt{3}U_\alpha$ $U_\beta < -\sqrt{3}U_\alpha$
6	$[\frac{5\pi}{3}, 2\pi)$	$U_\beta < 0$ $U_\beta \geq -\sqrt{3}U_\alpha$

### 5.2.1.2. Timer-Synchronisation

Die Antriebsmaschine ist mit der Lastmaschine mechanisch über eine Klauenkupplung verbunden. Um eine möglichst realistische Nachbildung des Fahrverhaltens einer Fahrt (Anfahren, Bremsen, Gleichlauf) zu gewährleisten, muss die Regelung des Maschinensatzes zeitlich abgestimmt sein, d.h. die Strom- und Drehzahlreglersynchronität der Wechselrichter muss gewährleistet sein. Damit ist man in der Lage, Unruhen auf der gesamten Regelungsstruktur zu reduzieren, vor allem die Welligkeit der Stromkomponenten geht zurück [49, S. 93].

Der Mikrocontroller bietet mehrere Timer, die intern verbunden sind, zur Synchronisierung an. Dabei arbeitet ein Timer als Master, der weitere als Slave konfigurierte Timer zurücksetzen, starten oder stoppen kann. Timer 5 generiert einen periodischen

Interrupt für die Drehzahlregelung, gleichzeitig besteht eine interne Verbindung mit Timer 1 und 8 [46]. Die Synchronisation kann ohne Mehraufwand mit den bereits in Verwendung befindlichen Timern erfolgen, wobei Timer 5 als Master fungiert und Timer 1 und 8 als Slave. Über die steigende Flanke des *update events* (UEV) von Timer 5, das bei jedem Überlauf aktiv wird, wird der Counter von Timer 1 und 8 reinitialisiert und die Register aktualisiert. Beide Timer (1 und 8) starten synchron bei Null. Die Synchronisierung ist nur einmal notwendig, weshalb nach dem ersten Interrupt sowohl das *update interrupt flag* (UIF) von Timer 5 als auch der *slave mode* von Timer 1 und 8 deaktiviert werden.

### 5.2.2. Analog-Digital-Converter

Die Messung der drei Phasenströme  $I_a, I_b, I_c$ , der Zwischenkreisspannung  $U_{Zk}$  und der Temperatur des Umrichters  $T_{HK}$  geschieht über ADCs. Vom STM32F746 werden drei 12 bit ADCs, die als sukzessive approximations ADCs arbeiten, zur Verfügung gestellt. Jeder ADC hat bis zu 19 Channels, welche die Messung von Signalen auf 16 externen und zwei internen Quellen sowie dem VBAT Channel erlauben [46]. Die Wandlung kann einzeln, im kontinuierlichen, scan und diskontinuierlichen Modus erfolgen. Das Ergebnis der Konvertierung wird in einem links- oder rechtsbündigen 16 bit Datenregister gespeichert.

Der Versorgungsspannungsbereich des ADC's liegt bei 2.4 V bis 3.6 V, zur Versorgung wird die geregelte Spannung von 3.3 V verwendet. Die Messspannung wird bei jedem ADC mit einer Referenzspannung verglichen. Als Referenzspannung dient die stabile 2.5 V Referenzspannung des Mikrocontrollers. Ihr Einfluss zeigt sich vor allem bei der Messsignalverarbeitungskette bzgl. Anpassung an den Messbereich und der statischen Genauigkeit der Messung, da eine höhere Versorgungsspannung eine höhere Taktfrequenz des ADC's erlaubt [45]. Auf die genaue Bitsetzung der Register für die unterschiedlichen Konfigurationen des ADC's wird nicht eingegangen, diese sind aus dem Benutzerhandbuch [46] zu entnehmen.

#### 5.2.2.1. ADC Taktfrequenz

Die Taktfrequenz für den analogen Schaltkreis (ADCCLK) wird vom APB2 generiert und durch einen programmierbaren Vorteiler dividiert, sodass der ADC mit einer Frequenz von  $f_{PCLK}/2, /4, /6$  oder  $/8$  arbeiten kann. Lese- und Schreiboperationen bei Registern werden mit dem APB2 Clock durchgeführt, Rechenoperationen erfolgen mit der internen APB2 Taktfrequenz von 108 MHz. Dieser muss für jeden ADC individuell freigegeben werden. Die maximale Frequenz, mit der der ADC arbeitet, beträgt bei der verwendeten Versorgungsspannung von 3.3 V,  $f_{ADC} = 36$  MHz. Die Taktfrequenz des ADC's wurde auf folgenden Wert einge-

stellt:

$$f_{ADC} = \frac{f_{PLCK}}{4} = \frac{108 \text{ MHz}}{4} = 27 \text{ MHz} \quad (5.9)$$

Damit wird der ADC mit der höchstmöglich einstellbaren Frequenz betrieben, was Zeitvorteile mit sich bringt, da der Samplingvorgang als auch das Zugreifen auf die ADC Register, somit das Auslesen von Daten, schneller vonstattengeht.

### 5.2.2.2. Sampling- und Umwandlungszeit

Der ADC sampelt die Eingangsspannung für eine bestimmte Anzahl an ADC Taktzyklen, die im Bereich von 3 bis 480 verändert werden kann. Jeder Channel kann mit einer unterschiedlichen Samplingzeit  $T_{sample}$  konfiguriert werden. Die volle Umwandlungszeit berechnet sich wie folgt:

$$T_{con} = T_{sample} + 12 \cdot \text{Taktzyklen} \quad (5.10)$$

Je schneller die Konvertierung abläuft, desto mehr Zeit steht für die Regelung zur Verfügung. Konvertierungszeit und Auflösung können nicht getrennt voneinander betrachtet werden. Es ist möglich die Konvertierung schneller ablaufen zu lassen, in dem man die Auflösung reduziert. Die minimale Konvertierungszeit für jede Auflösung kann dem Datenblatt entnommen werden. Gefordert wird die maximale Auflösung des ADC's, die 12 bit beträgt. Somit ergibt sich laut Datenblatt folgende minimale Anzahl an ADC Taktzyklen:

$$12 \text{ bit} : 3 + 12(\text{bit}) = 15 \text{ADCCLK Zyklen}$$

Die Samplingzeit der einzelnen Channels bleibt gleich und wird mit 56 ADC Taktzyklen konfiguriert. Die Umwandlungszeit kann nun anhand von Gleichung (5.10) bei einer Frequenz von 27 MHz berechnet werden.

$$T_{con} = \left( \underbrace{56}_{T_{sample}} + 12 \right) \cdot \frac{1}{f_{ADC}} = \frac{68}{27 \text{ MHz}} = 2.52 \mu\text{s} \quad (5.11)$$

2.52  $\mu\text{s}$  benötigt der ADC um einen Channel zu wandeln, wobei die drei ADCs gleichzeitig arbeiten. Die in Gleichung 5.11 berechnete Zeit ist ein theoretischer Wert, sie basiert nicht auf praktischen Untersuchungen. Ausgehend von der theoretischen Wandlungszeit können innerhalb der Abtastperiode mehrere Channels hintereinander gesampelt werden, ohne dass timing-Probleme entstehen. Damit können die Phasenströme, die Zwischenkreisspannung und die Temperatur beider Motoren hintereinander gewandelt werden.

### 5.2.2.3. ADC Modus

Wie bereits erwähnt, kann die Wandlung einzeln, im kontinuierlichen, scan und diskontinuierlichen Modus erfolgen. Für das Stromsampling werden die drei ADCs im sogenannten *injected simultaneous mode*, der zur Gruppe der *multi-modi* gehört, betrieben. Dieser Modus wandelt eine ganze Gruppe von *injected* Channels aller drei ADCs. Aus praktischer Sicht soll jeder Samplingvorgang mit der Abtastperiode starten, d.h. ein externes Event leitet den Start des Samplingvorgangs ein. Der dazugehörige externe Trigger stammt vom *injected group* Multiplexer des ADC1. Im Register muss lediglich das externe Event, das den Start der Konvertierung der *injected group* triggert, gewählt werden. Im vorliegenden Fall soll der Samplingvorgang mit dem *TRGO* Event von Timer 1, mit dem die PWM erzeugt wird, starten. Es wird zusätzlich auf die steigende Flanke vom *TRGO* Event getriggert. Wichtig hierbei ist, dass nur ADC1 durch das externe Event getriggert wird, ADC2 und ADC3 wird ein simultaner Trigger zur Verfügung gestellt.

Für die Messung der Phasenströme beider PMSM muss die Sequenzlänge der *injected* Channels entsprechend konfiguriert werden. Im Simultanbetrieb spielt die Länge der Sequenzen eine essentielle Rolle, um eine korrekte Wandlung zu gewährleisten. Diese sollte bei allen ADCs gleich gewählt werden, andernfalls muss sichergestellt werden, dass sich die Wandlung der drei Sequenzen im *triple ADC mode* innerhalb der Abtastperiode ausgeht [46].

Neben den Phasenströmen, werden auch die Zwischenkreisspannung und die Temperatur des Umrichters gemessen. Diese Messungen erfolgen im Gegensatz zu den Phasenströmen nicht mit *injected* sondern *regular* Channels. *Injected* Channels erhalten den Vorzug, sie werden für zeitkritische Wandlungen eingesetzt, d.h. *regular* Channels werden durch *injected* Channels unterbrochen. Augenmerk wird auf das korrekte Sampling der Phasenströme gelegt. Innerhalb einer Abtastperiode muss gewährleistet sein, dass die aktuellen Phasenströme bekannt sind. Für die Zwischenkreisspannung und Temperatur reicht es aus, dass sie innerhalb der Trägerperiode in einer Reglerperiode bekannt sind. Eine Unterbrechung ihrer Wandlung führt zu keiner großen Beeinträchtigung der Regelung, da sich beide Werte im Normalfall nicht sprunghaft ändern. Im schlimmsten Fall wird für den aktuellen Regelalgorithmus der vorangegangene Samplingwert verwendet. Im Prinzip könnte man jedoch alle Messwerte mit *injected* Channels auswerten. Aufgrund von Rechenzeitproblemen könnte die Gefahr bestehen, dass innerhalb einer Reglerperiode keine Messwerte abrufbar sind. Für die Raumzeigermodulation müssen die aktuellen Phasenströme verfügbar sein, andernfalls könnte die gesamte Regelung instabil werden. Um Instabilitäten zu vermeiden, werden *injected* und *regular* Channels verwendet, und der ADC arbeitet im *combined regular simultaneous and injected simultaneous mode*.

Zu vermeiden gilt, dass ein Channel auf einen der drei ADCs gleichzeitig wandelt. Bereits das Design des Mikrocontrollerboards wurde so ausgelegt, dass diese Fälle vermieden werden. Für den gesamten Prüfstand sind folgende Channels der ADCs in Verwendung:

- Motor 1
  - Phase 1: ADC1, Channel 5
  - Phase 2: ADC2, Channel 4
  - Phase 3: ADC3, Channel 3
  - Zwischenkreisspannung: ADC1, Channel 2
  - Temperatur: ADC1, Channel 1
- Motor 2
  - Phase 1: ADC1, Channel 13
  - Phase 2: ADC2, Channel 12
  - Phase 3: ADC3, Channel 11
  - Zwischenkreisspannung: ADC1, Channel 15
  - Temperatur: ADC1, Channel 9

Die Messwerte der *regular* Channels werden mittels DMA (Direct Memory Access) auf einen Buffer übertragen und können aus diesem ausgelesen werden. Große Mengen an Daten können ohne große Belastung der Systemperformance übertragen werden, da die Datenübertragung im Hintergrund abläuft und Prozessorressourcen freihält [46]. Während der Datenübertragung kann der Prozessor andere Aufgaben durchführen, da er lediglich unterbrochen wird, wenn ein ganzer Datenblock zur Verarbeitung zur Verfügung steht.

Der Mikrocontroller besitzt zwei DMA Controller, wobei jeder über 8 Streams und jeder Stream über 8 Channels verfügt. Beide DMA Controller weisen ein unterschiedliches Mapping auf. Für die Datenübertragung von ADC1 wird Channel 0 von Stream 2 des DMA2 Controllers verwendet. Bei der Konfiguration können Fehler bei unterschiedlicher Länge der Datengröße von Peripherie und Speicher auftreten. Um dem zu entgehen werden beide Datengrößen mit 16 bit gewählt. Weiterführende Informationen bzgl. Registerkonfiguration sind aus dem Benutzerhandbuch [46] zu entnehmen.

### Messwertaufbereitung

Der ADC wandelt eine Spannung in eine digitale Zahl  $ADC_{Dig}$ . um. Wie bereits erwähnt, wird die Messspannung mit einer Referenzspannung verglichen und die digitale Zahl entspricht dem Verhältnis von Mess- zu Referenzspannung. Für die feldorientierte Regelung muss der Messwert des ADC's noch in einen Spannungswert umgerechnet werden. In diese Umrechnung (Gleichung 5.12) geht die Auflösung und Referenzspannung mit ein.

$$U_{ADC} = ADC_{Dig} \cdot \frac{U_{Ref.}}{2^{12}} = ADC_{Dig} \cdot 610.35 \cdot 10^{-6} \text{V} \quad (5.12)$$

Referenzspannung und Auflösung sind konstant. Um Rechenzeit zu sparen, wird nur eine Multiplikation mit einer Konstanten ausgeführt.

### 5.2.3. Positions- und Drehzahlerfassung

Für die Positionserfassung wird ein spezieller Modus der Timer verwendet, der sogenannte *encoder interface mode*. Der hierfür verwendete Timer 3 ist ein 16 bit *general purpose timer* mit einem 16 bit Vorteiler. In diesem Modus wird die Reihenfolge der beiden um  $90^\circ$  phasenverschobenen Signale A und B evaluiert und Zählimpulse generiert, d.h. dass der Zähler kontinuierlich zwischen 0 und dem *auto-reload*-Wert (ARR-Wert) zählt. Der ARR-Wert wird vor dem Start im ARR Register konfiguriert. Der Encoder hat eine Auflösung von  $2^{12}$  Inkrementen, die auch in der Software übernommen werden muss. Im ARR Register muss unter Berücksichtigung von Strichzahl S und verwendeter Auswertung A somit folgender Wert stehen:

$$ARR = S \cdot A - 1 = 2^{12} \cdot 2^2 - 1 = 2^{14} - 1 = 16383$$

Mit diesem Encoder können 4096 Inkremente pro Umdrehung bzw. mit der gewählten Timerkonfiguration können 16384 Inkremente pro Umdrehung erfasst werden. Der maximale Fehler bei der Erfassung des Winkels beträgt somit:

$$e_{max} = \frac{2\pi}{2^{14}} = 0.38 \text{ mrad/Ink} \quad (5.13)$$

### Rotorausrichtung

Der Zähler wird automatisch modifiziert, folgt der Geschwindigkeit und Richtung der Ausgangssignale des Inkrementalencoders und repräsentiert die Rotorposition. Da der Inkrementalencoder nicht die absolute Rotorposition liefert, muss die exakte Ausrichtung des Rotors vor der Inbetriebnahme des Motors bekannt sein, damit die reale Feldorientierung mit jener des Modells übereinstimmt. Eine mögliche Lösung bietet die Rotorausrichtung, welche den Rotor in eine definierte Position bringt.

Wie aus vorangegangenen Kapiteln bekannt ist, ist der Permanentmagnetfluss  $\hat{\Psi}_{PM}$  auf die Längsachse (d-Achse) ausgerichtet. D.h. um den Offset zu bestimmen wird ein Raumzeiger in  $\alpha$ -Richtung vorgegeben, wodurch ein Fluss erzeugt wird, der den Rotor dazu zwingt, sich in eine bekannte Position auszurichten. Um Reluktanzeinflüsse so gering wie möglich zu halten, wird der Rotor von beiden Seiten auf die Längsachse ausgerichtet. In Tabelle 5.5 sind die eingestellten Raumzeiger  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  für die jeweiligen Winkel und der zugehörige Wert des Zählers enthalten.

Aufgrund der vier Polpaare der PMSM kann der Rotor am Umfang genau vier Mal auf die Längsachse ausgerichtet werden, je nach aktueller Rotorposition wird eine dieser vier Ruhelagen eingenommen. Bildet man den Mittelwert der markierten

Tabelle 5.5.: Ausrichtung des Rotors auf die Längsachse zur Bestimmung des Offsets.

Messung	Rotorlage	Spannungsraumzeiger		Zählerstand
Nr.	$\varphi$ °	$u_\beta$ V	$u_\alpha$ V	N
1	-90	-5	0	944
2	-45	-3.5	3.5	1584
3	0	0	5	1803
4	45	3.5	3.5	2364
5	90	5	0	2997
6	135	3.5	-3.5	3626
7	90	5	3.5	3004
8	45	3.5	3.5	2376
9	0	0	5	2137
10	-45	-3.5	3.5	1597

Ruhelagen aus Tabelle 5.5 (Messung Nr. 3 und 9) erhält man den Rotoroffset in Zählerimpulsen.

$$\varphi_{off} = \frac{N|_{\varphi=0^\circ, Nr.9} + N|_{\varphi=0^\circ, Nr.3}}{2} = \frac{2137 + 1803}{2} = 1970 \quad (5.14)$$

Mit der Kenntnis der Rotorposition und des Rotoroffsets stimmt die Feldorientierung der realen Maschine mit jener des Modells überein. Für standardisierte Messergebnisse wird noch eine Initialisierung implementiert, somit können unterschiedliche Messungen miteinander verglichen werden, da die elektrischen Rotorpositionen übereinstimmen. Als Indikator für die Initialisierung bzw. das Zurücksetzen der elektrischen Rotorposition wird die Nullmarke des Encoders verwendet, wobei bei eingehenden Nullimpuls ein *capture compare* Register mit dem aktuellen Zählwert gefüllt wird.

In Gleichung 5.15 ist die Rotorposition in rad, die für die Koordinatentransformationen der feldorientierten Regelung benötigt wird, angeführt.

$$\varphi = \left( \underbrace{TIM3 \rightarrow CNT}_{\text{Zählerstand}} - \underbrace{TIM3 \rightarrow CCR4}_{\text{Nullmarke}} - \underbrace{\varphi_{off}}_{\text{Rotoroffset}} \right) \cdot \frac{2\pi}{2^{14}} \quad (5.15)$$

Die Rotorposition wird zur Anschaulichkeit für späterer Versuche auf den Bereich von  $[0, 2\pi]$  mittels modulo-Operator begrenzt. In C unterscheidet sich der Operator % vom modulo-Operator bei negativen Zahlen. Er wird als remainder-Operator bezeichnet und übernimmt das Vorzeichen des Arguments. Da nicht ausgeschlossen werden kann, dass  $\varphi$  nur positive Werte annehmen kann, muss die Bereichseingrenzung folgendermaßen umgesetzt werden, damit negative Rotorpositionen richtig

interpretiert werden.

$$\varphi = (2^{14} + \varphi \% 2^{14}) \% 2^{14} \quad \text{für } 0 \leq \varphi \leq 2\pi \quad (5.16)$$

$$= \text{mod}(\varphi, 2^{14}) \quad (5.17)$$

### Messwertaufbereitung

Für die Positionsumsetzung stehen mehrere Optionen bzgl. der Signalverarbeitung zur Verfügung. Die vom Encoder kommenden Signale A und B können gefiltert und nach Polarität selektiert werden. Zusätzlich kann ein entsprechendes Mapping der Eingangssignale stattfinden, d.h. dem Eingangssignal können mehrere konfigurierbare Signalverarbeitungsblöcke nachgeschaltet werden. Folglich kann entschieden werden, ob eine Signalverarbeitung überhaupt nötig ist und falls sie nötig ist, nach welchem Signalverarbeitungsblock das Ausgangssignal abgegriffen wird.

Beim Maschinensatz wird die steigende Flanke des Eingangssignals detektiert und diesem ein digitales Filter (*input capture* Filter) mit der höchstmöglichen Länge N nachgeschaltet [46]. Die Wahl der Länge N ist von der Auflösung des Encoders und der Taktfrequenz des Timers abhängig [46].

### Drehzahlerfassung

Für die Drehzahlregelung muss die Winkelgeschwindigkeit bzw. Drehzahl bekannt sein, sonst wäre ein geschlossener Drehzahlregelkreis nicht realisierbar. Beim vorliegenden Prüfstand kann die Drehzahl nicht direkt gemessen werden, sie muss aus dem Positionssignal der Encoder bestimmt werden. Hier bestehen zwei Möglichkeiten:

- Ermittlung des Zeitintervalls, in dem sich der Winkel  $\varphi$  um eine festgelegte Anzahl von Inkrementen verändert hat
- oder Zählen der Inkremente, um die sich der Winkel  $\varphi$  innerhalb einer konstanten Periode verändert [24, S. 332].

Eine wichtige Rolle bei der Drehzahlermittlung spielt die Anzahl der Inkremente pro Sample ( $\Delta\Phi_k$ ), die aufgenommen werden. Hauptaugenmerk ist ein Mindestwert von  $\Delta\Phi_k$ , der nicht unterschritten werden sollte. Umgekehrt bedeutet dies, dass der Drehzahlfehler  $\Delta\omega$  so gering wie möglich sein soll.

Beim ersten Verfahren wird die Zeit, innerhalb derer sich der Winkel um eine bestimmte Anzahl von Inkrementen verändert, gemessen. Fehler entstehen aufgrund der Quantisierung schon bei der Zeitmessung selbst, d.h. die Zeit kann nicht beliebig genau bestimmt werden [24, S. 333]. Der Einsatz von drehzahlgeregelten Systemen erfordert, dass die Berechnung der Drehzahl innerhalb eines Abtastschritts erfolgen muss, d.h. die gemessene Zeit darf die Abtastperiode nicht überschreiten [24, S. 333].

Somit gibt es eine minimale Drehzahl unter derer das Verfahren nicht eingesetzt werden kann [24, S. 333]. Angenommen wird, dass  $I = 5$  Inkremente bei einer Abtastperiode  $T_a = 0.5$  ms des Drehzahlregelkreises aufgenommen werden müssen. Daraus ergibt sich eine minimale Drehzahl von

$$\omega_{min} = \frac{I \cdot e_{max}}{T_a} = \frac{5 \cdot 0.38 \cdot 10^{-3}}{0.5 \cdot 10^{-3}} = 3.83 \text{ rad/s.} \quad (5.18)$$

Je höher die Drehzahl ist, desto größer ist der behaftete Messfehler dieses Verfahrens. Eine gewisse Genauigkeit bei hohen Drehzahlen muss gegeben sein, essentiell bei der Simulation von Fahrprofilen ist die Ausfallsicherheit im gesamten Drehzahlbereich. Bei diesem Verfahren wäre der Messfehler bei geringen Drehzahlen kleiner, jedoch ist der Ausfall des Verfahrens bei unterschreiten einer minimalen Drehzahl nicht akzeptabel [24, S. 333].

Beim zweiten Messverfahren wird die Drehzahl in einem bestimmten Zeitintervall, in dem die Welle einen entsprechenden Weg zurückgelegt hat, bestimmt [24, S. 332]. Im Unterschied zur ersten Variante ist hier das Zeitintervall konstant und die Änderung der Anzahl der Inkremente während dieses Intervalls wird evaluiert.

$$\omega = \frac{\Delta\varphi}{T_a} \quad (5.19)$$

Der Drehzahlfehler lässt sich bei einem maximalen Winkelfehler folgendermaßen ermitteln:

$$\Delta\omega = \pm \frac{e_{max}}{T_a} \quad (5.20)$$

Aus Gleichung 5.20 ist ersichtlich, dass der Drehzahlfehler bei hoher Auflösung und geringer Messzeit gering ausfällt. Im Vergleich zum ersten Verfahren dient für dieses Messverfahren die Abtastperiode des Stromregelkreises als Messzeit. Grundlegend ist der Drehzahlfehler über den gesamten Drehzahlbereich konstant, d.h. bei niedrigen Drehzahlen fällt dieser stärker ins Gewicht und stellt sich als problematisch dar. Die maximale Auflösung des Encoders ist begrenzt, somit ergibt sich ein Drehzahlfehler von  $\Delta\omega = 7.67$  rad/s. Abhilfe schafft die Tatsache, dass die aktuelle Drehzahl innerhalb einer Drehzahlreglerperiode zur Verfügung stehen muss. Der Drehzahlfehler ist somit um den Faktor 10 kleiner. Um den Drehzahlfehler so gering wie möglich zu halten, wird die Winkelgeschwindigkeit durch einen Tiefpassfilter geglättet.

Aus regelungstechnischer Sicht ist eine genaue Bestimmung der Drehzahl, also ein exaktes und verzögerungsfreies Abbild der Winkelgeschwindigkeit der Welle, erwünscht. Der Drehzahlregler gibt dem unterlagerten Stromregler mit der Differenz aus Soll- und Istwert der Drehzahl einen entsprechenden Strom als Stellgröße vor. Etwaige Abweichungen der berechneten zur realen Drehzahl führen zu einem verzögerten Ansprechverhalten des Reglers und können die Stabilität beeinflussen. Dabei spielt auch die Vorzeichenbehaftung der Drehzahl eine entscheidende Rolle. Die Positionserfassung ist vorzeichenfrei, liefert die aktuelle Rotorlage, jedoch nicht den

Drehsinn der Welle. Eine zusätzliche Besonderheit, welche der *encoder interface mode* mit sich bringt, ist die Erkennung der Drehrichtung. Aus der Phasenverschiebung der zwei Encodersignale erkennt der Mikrocontroller den Drehsinn und verändert das sogenannte DIR-bit, welches den Umlaufsinn widerspiegelt. Die Drehzahl kann unter der Berücksichtigung der Drehrichtung aus  $\Delta\varphi_k$  wie folgt berechnet werden,

$$\omega = \frac{\Delta\varphi_k \cdot 2\pi f}{2^{14}} \quad (5.21)$$

wobei  $\Delta\varphi_k = \varphi_k - \varphi_{k-1}$  entspricht. Beide Winkel werden mit Gleichung 5.16 bestimmt, wobei  $\varphi_k$  der diskreten Winkelposition zum Zeitpunkt  $k$  (aktuellen Zeitpunkt) und  $\varphi_{k-1}$  der diskreten Winkelposition zum vorangegangenen Zeitpunkt  $k-1$  entspricht. Für die Drehzahlberechnung muss  $\varphi_{k-1}$  zwischengespeichert werden. Neben dem Umlaufsinn, muss bei der Berechnung der Drehzahl ebenso beachtet werden, dass die Positionsauswertung auf den Bereich von  $[0, 2\pi]$  eingeschränkt ist. Daher werden noch zwei Fälle betrachtet, die prinzipiell nur auftreten können, wenn zwischen zwei Abtastperioden die Nullmarke aktiv wird.

- inkrementieren  $\omega > 0$ 
  - $\Delta\varphi_k < 0$
- dekrementieren  $\omega < 0$ 
  - $\Delta\varphi_k > 0$

Im ersten Fall wird solange  $2\pi$  addiert, bis die Differenz  $\Delta\varphi_k > 0$  ist, hingegen wird beim zweiten Fall solange  $2\pi$  subtrahiert, bis die Differenz  $\Delta\varphi_k < 0$  ist. Die Addition bzw. Subtraktion wird nur einmal durchgeführt. Der Fall, dass die Welle innerhalb einer Abtastperiode mehr als eine Umdrehung durchführt, wird ausgeschlossen, da die maximale Umdrehungszahl der PMSM auf  $\pm 5500$  rpm begrenzt ist.

## 5.3. Digitale Reglerimplementierung am Mikrocontroller

### 5.3.1. Regelalgorithmus

Der Mikrocontroller kann die Regelung nur zu diskreten Zeitpunkten ausführen, für die Implementierung des Regelalgorithmus am Mikrocontroller wird die zu der  $z$ -Übertragungsfunktion aus Gleichung 4.21 samt Anti-Windup-Maßnahme gehörige äquivalente Differenzgleichung

$$\begin{aligned} \tilde{u}_k &= k_p e_k + x_k \\ u_k &= \begin{cases} \pm U_{max}, & \text{für } |\tilde{u}_k| \geq U_{max} \\ \tilde{u}_k, & \text{für } |\tilde{u}_k| < U_{max} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.22)$$

$$\begin{aligned}
 e_k &= r_k - y_k \\
 e_s &= \tilde{u}_k - u_k \\
 x_{k+1} &= x_k + \frac{T_d k_p}{T_I} e_k - \frac{T_d}{T_I} e_s
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

mit

- $r_k \dots$  Führungsgröße,
- $y_k \dots$  Messgröße und
- $x_k \dots$  Zustand des Integrators (Zustandsgröße)

aufgestellt. Alle Größen, darunter die Führungsgröße, Messgröße und Zustandsgröße stehen zum Zeitpunkt  $t_k = kT_a$  zur Verfügung, obige Ausdrücke wurden mit der vereinfachten Notation  $u_k = u(kT_a) = u_{t_k}$  mit  $k = 0, 1, 2, \dots$  geschrieben [15]. Mit Beziehung 5.22 ist eine Vorschrift gefunden, mit welcher die Stellgröße  $u_k$  zum Zeitpunkt  $t_k$  aus den eingelesenen Werten  $r_k, y_k, x_k$  bestimmt werden kann. Die aktuelle Zustandsgröße  $x_k$  setzt sich aus vergangenen Mess- bzw. Rechenwerten zusammen, dies würde einen erheblichen rechentechnischen Aufwand bedeuten. Im Regelprogramm soll die Ausgabe der neuen Stellgröße mit möglichst kleiner Zeitverzögerung erfolgen, daher wird der Regelalgorithmus in zwei Teilaufgaben, einer zeitkritischen Berechnung und dem Vorwegrechnen, zerlegt. Für den Zeitpunkt  $t_{k+1}$  wird die Zustandsgröße  $x_{k+1}$  (Gleichung 5.23) aus den aktuellen Mess- bzw. Rechenwerten bestimmt. Damit der Regelalgorithmus wie nach Vorschrift arbeitet und keine Instabilitäten entstehen, muss der Regler initialisiert werden, d.h. vor jedem Start wird die Zustandsgröße  $x_k$  zurückgesetzt.

## 5.3.2. Messwertaufbereitung

### 5.3.2.1. Offsetabgleich

Die Messung der Phasenströme, Zwischenkreisspannung und Temperatur des Umrichters erfolgt über eine Messsignalverarbeitungskette, die AD-Wandler und Operationsverstärker beinhaltet. Bei AD-Wandlern und Operationsverstärkern treten aufgrund ihrer Unvollkommenheit Fehlergrößen auf, welche die Messung beeinflussen [50]. Eine dieser Fehlergrößen wird als Offsetfehler bezeichnet und gibt die Abweichung der tatsächlichen von der idealen Kennlinie im Nullpunkt der analogen Eingangsgröße an [51, S. 39]. Der Offsetfehler ist ein konstanter Genauigkeitsfehler, welcher in die Kategorie der systematischen Fehler eingereicht wird und korrigiert werden kann [51, S. 39].

Im Regelprogramm erfolgt immer zu Beginn jedes Versuchs eine Offsetkorrektur. Dabei wird eine große Anzahl von Messwerten bei bekannter Eingangsgröße aufgenommen und der Mittelwert gebildet. Dieser Mittelwert wird für weitere Rechenschritte vom jeweiligen Messwert subtrahiert. In Gleichung 5.25 ist die Offsetkorrektur für

einen Phasenstrom bei inaktivem Wechselrichter ( $I_a = I_b = I_c = 0$ ) angeführt. Um den Phasenstrom zu erhalten, muss Gleichung 2.8 unter Berücksichtigung von Gleichung 5.12 umgeformt werden, wobei Gleichung 5.24 für alle Phasenströme gilt. Der Offsetfehler wird mit Null initialisiert ( $U_{Offset} = 0$ ), ansonsten würden bereits bei der Berechnung des Offsets in Gleichung 5.25 Fehler entstehen.

$$\begin{aligned} I &= \frac{U_{HKI}}{G_{HKI}} - U_{Offset} \\ &= 5 \cdot \left( \frac{1 + 0.12}{2} U_{ref} - U_{ADC} \right) \frac{1}{0.12} - U_{Offset} \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$U_{Offset} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I \quad (5.25)$$

### 5.3.2.2. Least squares Ausgleich

Mit dem Offsetabgleich sollte die größte Fehlerquelle bei der Messwertaufnahme der Phasenströme beseitigt sein, jedoch zeigte sich an Vergleichsmessungen mit einem digitalen Multimeter eine zusätzliche Abweichung der Messwerte. Um auch diesen Fehler so gering wie möglich zu halten, wurde eine Messreihe innerhalb der Stromgrenzen des LEM's durchgeführt. Mit einer linearen Ausgleichsgeraden (Gleichung 5.26) wird die Abweichung zwischen der gesuchten Geraden und den jeweiligen Messwerten mittels least squares Methode ermittelt [52]. Dieses Vorgehen gründet auf der Annahme, dass die Messwerte des digitalen Multimeters wesentlich genauer, als jene der Messwertaufnahme des Prüfstands sind.

$$f(x) = \alpha_1 x + \alpha_0 \quad (5.26)$$

Durch den zuvor durchgeführten Offsetabgleich wird angenommen, dass keine Nullpunktverschiebung vorhanden ist und somit der Faktor  $\alpha_0$  wegfällt. Gesucht ist nun der Koeffizient  $\alpha_1$  mit der least squares Methode

$$\min_{\alpha_1} \sum_{i=1}^n (f(x_i) - y_i)^2 \quad (5.27)$$

für alle drei Phasenströme [52]. Dieser Abgleich wird im Gegensatz zum Offsetfehler nur einmal durchgeführt und bleibt für alle zukünftigen Messungen gleich. Die errechneten Minima belaufen sich auf

$$\alpha_1 = \begin{bmatrix} 1.0042 \\ 1.0001 \\ 1.0072 \end{bmatrix}$$

und werden in Gleichung 5.24 beim Term  $U_{ADC}$  berücksichtigt.

### 5.3.3. Sollwertvorgabe

#### 5.3.3.1. Antriebsmaschine

Um den entworfenen Regler samt Regelalgorithmus und Messwertaufnahme des Mikrocontrollerboards zu testen, sind Sollwertvorgaben für den Strom- und Drehzahlregler notwendig. Sprungförmige Sollwertvorgaben sollten vermieden werden, da die Maschine in ihre Begrenzung gehen könnte. Für die Antriebsmaschine wurden folgende drei Sollwertverläufe ausgelegt:

- rampenförmiger Sollwertverlauf
- sinusförmiger Sollwertverlauf
- trapezförmiger Sollwertverlauf

Mit der Lastmaschine können beliebige Bremsmomentenverläufe generiert werden, wobei zwei Verläufe zum Einsatz kommen. Ein konstanter Bremsmomentenverlauf und ein mit Rechteckfunktionen angenäherter Momentenverlauf von Verbrennungsmotoren im Schleppbetrieb werden vorgegeben. Dabei sind das Verhältnis von Impuls zu Periodendauer und die Amplitude der Impulse von Relevanz.

## 6. Experimentelle Prüfstandsmessungen

In diesem Abschnitt erfolgt eine Demonstration der Funktionalität der entworfenen Strom- und Drehzahlregelung für den Prüfstand anhand von drei Versuchen. In Kapitel 6.1 wird die Funktionalität der Geschwindigkeitsregelung und implizit der Stromregelung für beliebige Sollwertverläufe untersucht. Abschnitt 6.2 präsentiert die Generierung beliebiger Bremsmomente durch die zweite PMSM, um Fahrsituationen im Straßenbereich nachzustellen. Eine Demonstration der freien Implementierbarkeit verschiedener Raumzeigermodulationen für den Einsatz im Automobilbereich bietet Abschnitt 6.3. Übergreifend können die drei Versuche mit der

- Regelung des momentenbildenden Stromanteils  $i_q$  und der
- Regelung der Drehzahl  $\omega$

bewerkstelligt werden.

### 6.1. Geschwindigkeitsregelung für beliebige Sollwertverläufe

Das Hauptaugenmerk dieses Kapitels richtet sich auf die Möglichkeit zur Generierung hochdynamischer, beliebiger Sollwertvorgaben und die gleichzeitige Überprüfung der Funktionalität der entworfenen Strom- und Geschwindigkeitsregelung. Die Geschwindigkeitsregelung der PMSM hat die Aufgabe, die Winkelgeschwindigkeit dem vorgegebenen Sollwert möglichst genau und überschwingungsfrei nachzuführen. Vom Drehzahlregler wird der Sollwert mit dem Istwert der Drehzahl verglichen und die Stellgröße entsprechend angepasst. Die PMSM steht dabei unter keinem äußeren Lasteinfluss. Der Antriebsmotor muss lediglich das Trägheitsmoment der zweiten PMSM mit überwinden. Bei diesem und allen weiteren Versuchen kann die PMSM durch das spezielle Zusammenspiel des Prüfstandsbaus hochdynamisch betrieben werden. Als Sollwertverlauf kommt ein trapezförmiger Drehzahlverlauf zum Einsatz, dessen Kurvenform sich zur Überprüfung der Funktionalität des Drehzahlreglers eignet. Drei essentielle Betriebsbereiche der Maschine, darunter der dynamische Betrieb mit Beschleunigungs- und Bremsvorgängen und der stationäre Bereich konstanter Drehzahlen, können dank der universellen Sollwertvorgabe mit einem trapezförmigen Drehzahlverlauf abgehandelt werden. Die PMSM agiert dabei in einem Drehzahlbereich, in dem die Maschine ein lineares Verhalten aufweist. Dies ist aus  $|i_q(t)| < I_{max}$  ersichtlich.

In Abbildung 6.1 ist der zugehörige Drehzahlverlauf ersichtlich, darunter die Soll-drehzahl (blau), Ist-drehzahl der Simulation (rot) und der realen Maschine (orange).

Zusätzlich ist der Querstrom  $i_q$  der Simulation (violett) und der realen Maschine (grün) aufgezeichnet. Die Analyse der gesamten Verläufe unterteilt sich in die drei oben genannten Bereiche.

**Beschleunigungsvorgang:** Beschleunigt wird die Maschine in 200 ms von 0 rad/s auf 64.5 rad/s. Die Analyse des Beschleunigungsvorgangs beginnt nicht im Stillstand, sondern beim Richtungswechsel, womit ein bestimmter Querstrom bereits vorhanden ist und sich über den Zeitbereich von 0 s bis 0.5 s erstreckt. Nach dem Richtungswechsel stellt sich zur weiteren Beschleunigung der Maschine ein bestimmter Querstrom ein, der solange auf demselben Niveau bleibt, bis die gewünschte Drehzahl erreicht ist. Im Vergleich zur realen Maschine steigt der Querstrom der Simulation bis zum Erreichen der Solldrehzahl konstant an. Der Querstrom der realen Maschine ist größer als jener der Simulation. Der Größenunterschied könnte auf die nichtrealitätsgetreue Modellierung des Systems und einen ungünstig gewählten Winkelvorhalt zurückzuführen sein. In beiden Fällen bleibt der Querstrom unter dem maximalen Strom  $I_{max}$ . Die Stellgröße geht nicht in die Begrenzung, was bei niedrigen Drehzahlsprüngen zu erwarten ist.

Durch den positiven Querstrom stellt sich ein positives Moment ein, das die Maschine bis zum Erreichen der Solldrehzahl beschleunigt. Betrachtet man die Verläufe von Simulation und realer Maschine so folgt die Istdrehzahl der Solldrehzahl. Der Drehzahlverlauf der realen Maschine zeigt bis zum Erreichen der Solldrehzahl eine kleine Welligkeit auf. Ursprung dieser Welligkeit ist die mechanische Verbindung der beiden Motoren, die schwingfähig ist. Aufgrund der Steifigkeit der Verbindung der beiden Motoren tritt eine Rückwirkung auf den Antriebsmotor auf, selbst wenn die zweite PMSM nicht angesteuert wird. In der Simulation ist die Drehzahlwelligkeit nicht vorhanden, weil der mechanische Aufbau und dessen Steifigkeit im Modell nur minimal berücksichtigt werden.

Ab 200 ms ist der Sollanstieg beendet und es stellt sich eine konstante Solldrehzahl ein. Simulation und reale Maschine weisen einen kurzen Überschwinger in der Winkelgeschwindigkeit auf, wobei dieser bei der realen Maschine geringer ausfällt. Die Regeldifferenz der Winkelgeschwindigkeit ist negativ, wodurch der Stromregler durch Absenken von  $i_q$  korrigierend eingreift und die Maschine einbremst, bis die Solldrehzahl erreicht ist. Der Querstrom geht beim Einbremsen der Maschine sowohl in der Simulation, als auch bei der realen Maschine in den negativen Bereich und spiegelt die korrekte Funktion der Stromregler wider. Während sich bei der realen Maschine ein konstanter positiver Querstrom einstellt, weist die Simulation eine Welligkeit im Querstromverlauf auf. Diese Welligkeit ist auf die nichtrealitätsgetreue Modellierung der mechanischen Verbindung samt Reibungsverluste und eventuell auch die nicht perfekte Symmetrie der drei Phasen zurückzuführen. Während bei der realen Maschine Reibungsverluste zu ausreichend Dämpfung führen, sodass keine Schwingung auftritt, ist dies in der Simulation nicht der Fall.

**Stationärer Bereich:** Der stationäre Betriebsbereich erstreckt sich von 0.5 s bis 1.8 s. Im eingeschwungenen Zustand geht die Regeldifferenz der Winkelgeschwindig-

keit gegen Null, der fließende Querstrom sollte minimal sein. Da die Lastmaschine ein Trägheitsmoment besitzt und mit der Antriebsmaschine fest verbunden ist, ist ein gewisser Querstrom notwendig, um das Trägheitsmoment zu überwinden. Bei der realen Maschine stellt sich ein positiver Querstrom ein, der nötig ist, um das Trägheitsmoment des Antriebssatzes zu überwinden und die Winkelgeschwindigkeit konstant zu halten. Aufgrund der sehr sporadischen Modellierung der mechanischen Verbindung sollte sich der Querstrom von Simulation und Messung (reale Maschine) im stationären Bereich deutlich unterscheiden. Im Vergleich zur Simulation weist die reale Maschine Schwankungen im Querstrom auf, die sich aufgrund von minimalen Drehzahlschwankungen ergeben.

Für den stationären und dynamischen Bereich ist diese minimale Berücksichtigung der mechanischen Verbindung ausreichend, um die gewünschte Drehzahl zu erzielen. Mit dem sehr allgemein ausgelegten Regler können somit nicht nur stationäre Betriebszustände, sondern auch dynamische Fahrprofile gehandhabt werden.

**Bremsvorgang:** Die Maschine wird zum Zeitpunkt 1.8s von 64.5 rad/s auf eine Winkelgeschwindigkeit von 0 rad/s in 200 ms abgebremst, vollführt einen Richtungswechsel und wird anschließend in 200 ms von 0 rad/s auf eine negative Winkelgeschwindigkeit von  $-64.5$  rad/s beschleunigt.

Das obige Prozedere der einzelnen Parameter wiederholt sich, jedoch mit umgekehrten Vorzeichen. Der Querstrom geht vom Positiven ins Negative, die Maschine wird abgebremst. Bei der Messung ist ersichtlich, dass die Regeldifferenz der Winkelgeschwindigkeit negativ ist und sich ein konstantes Bremsmoment durch einen konstanten negativen Querstrom einstellt. Hingegen weist die Simulation Schwingungen des Querstroms auf, die sich aufgrund der minimal ausgeführten Modellierung der mechanischen Verbindung der beiden Maschinen ergibt. Beide Querströme sind negativ, weshalb auch die Winkelgeschwindigkeit bis auf 0 rad/s reduziert wird. Die Schwingung des Querstroms der Simulation wird durch die Drehzahlschwingung verursacht.

Zum Zeitpunkt  $t = 2$  s, genau beim Richtungswechsel, weist der Querstrom der Messung einen großen Ausreißer auf, der sich aufgrund der geringen Winkelgeschwindigkeitsauflösung im Bereich sehr niedriger Drehzahlen bis hin gegen Null ergibt. Die Simulation zeigt, dass sich beim Beschleunigen bis zur Solldrehzahl von  $-64.5$  rad/s im Vergleich zur Messung kein konstanter, sondern ein linear abfallender Querstrom einstellt. Der Größenunterschied und das unterschiedliche Verhalten des Querstroms von Simulation und Messung sind auf die beim Beschleunigungsvorgang genannten Effekte zurückzuführen. Ebenso gut ersichtlich ist, dass zum Abbremsen der Maschine weniger Bremsmoment, widergespiegelt durch den Querstrom, benötigt wird als zum Beschleunigen, da sich das Trägheitsmoment der Lastmaschine beim Bremsen positiv auswirkt. Beim Beschleunigungsvorgang treten dieselben Effekte auf, wie beim Beschleunigen von 0 rad/s bis 64.5 rad/s.

Der Drehzahlverlauf von der realen Maschine unterscheidet sich von der Simulation nur minimal, hingegen sind beim Stromverlauf größere Abweichungen zu erkennen.

Diese Abweichungen könnten sich aufgrund der oben genannten Effekte ergeben. Grundsätzlich funktionieren beide allgemein entworfenen Regler und halten die gewünschten Spezifikationen für einen hochdynamischen Betrieb ein.

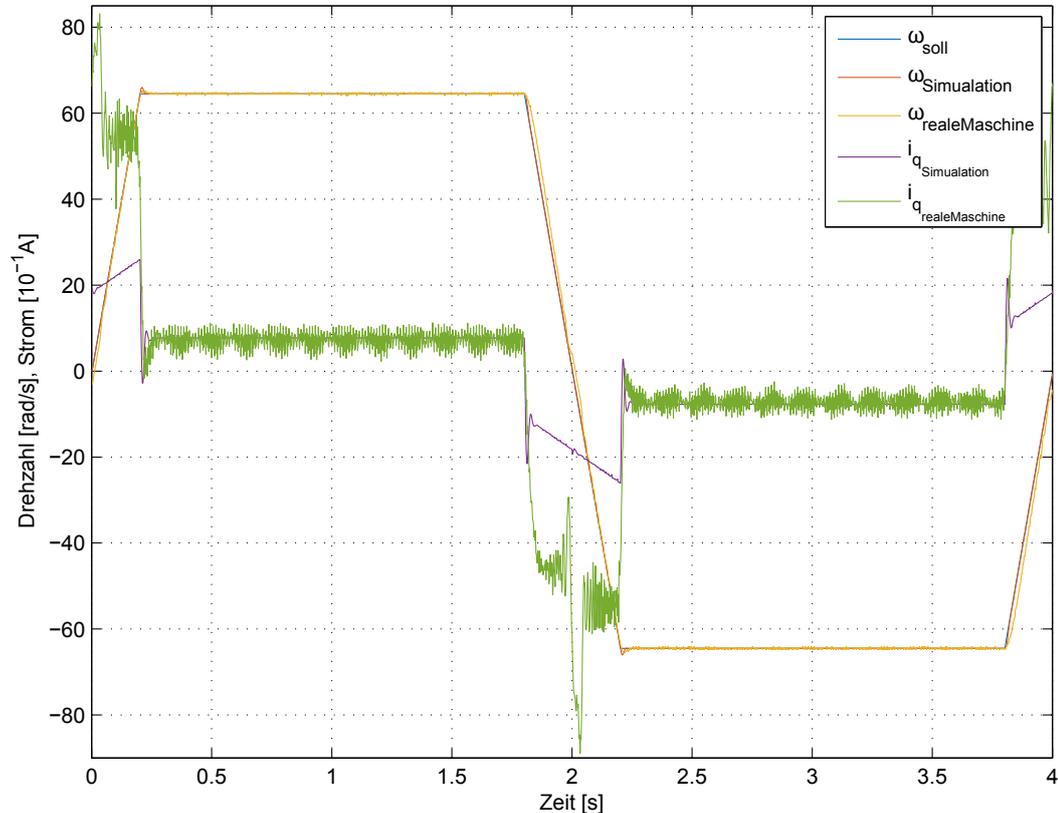


Abbildung 6.1.: Vergleich zwischen realer Maschine und Simulation bei einer trapezförmigen Solldrehzahl. Die Antriebsmaschine wird in  $0.2 \text{ s}$  auf  $64.5 \text{ rad/s}$  beschleunigt, nach  $1.6 \text{ s}$  innerhalb von  $0.4 \text{ s}$  abgebremst und auf  $-64.5 \text{ rad/s}$  beschleunigt. Damit wird der dynamische und stationäre Betriebsbereich der PMSM abgedeckt. Zu sehen ist die Solldrehzahl  $\omega_{\text{soll}}$  (blau), Istdrehzahl  $\omega$  der Simulation (rot) und der realen Maschine (orange), und der Querstrom  $i_q$  der Simulation (violett) und der realen Maschine (grün).

## 6.2. Individuelle Vorgabe von Bremsmomenten

Der vorangegangene Abschnitt bezog sich auf die Überprüfung der Funktionalität der Strom- und Drehzahlregelung und demonstrierte die hochdynamische, beliebige

Sollwertvorgabe. In diesem Abschnitt wird ein Bereich der umfangreichen Konfigurationsmöglichkeiten der Prüfstandskonstellation mit zwei praxisnahen Versuchen präsentiert. Eine PMSM dient als Antriebsmaschine, mit der zweiten PMSM, die als sogenannte Lastmaschine bezeichnet wird, werden hingegen individuelle Bremsmomentenverläufe vorgegeben. Mit der Lastmaschine wird in Abschnitt 6.2.1 ein konstantes Bremsmoment vorgegeben, während in Abschnitt 6.2.2 ein gepulster Bremsmomentenverlauf generiert wird.

Dieses Kapitel gibt einen Einblick in die Nachbildung eines Antriebsstrangs mit Antriebs- und Lastmoment (Antriebs- und Bremsmotor), wobei sich das Augenmerk auf die Generierung universeller Fahr- und Lastprofile und die Veranschaulichung der Leistungsflüsse richtet. Im realen Straßenverkehr kommt es zu einer Vielzahl von unterschiedlichen Fahrsituationen, von denen zwei nachgebildet werden. Mit dessen Messdaten wird das Systemverhalten des Antriebsstrangs analysiert, wobei zusätzlich die Leistungsflüsse näher betrachtet werden. Die Leistungsflüsse lassen sich auf einfache Art und Weise nachbilden und illustrieren die Wirkungsweise des zusammenarbeitenden Verbunds aus Antriebs- und Lastmaschine anschaulich. Der Verbund beider PMSM macht es möglich große Leistungen zu generieren, die im System zirkulieren. Der Versuch in Abschnitt 6.2.1 soll aufzeigen, dass Fahrprofile vorkommen, bei denen das Netzteil im stationären Betriebsfall lediglich die Verlustleistungen von Maschinen und Leistungselektronik abdecken muss.

Für die Umsetzung der Versuche wird ein veränderter Prüfstandsaufbau herangezogen. Ein Netzteil, das den Gleichspannungszwischenkreis (DC Zwischenkreis) versorgt, und zwei umrichter gesteuerte Antriebe, wobei die Antriebsmaschine mit konstanter Drehzahl betrieben wird, während die Lastmaschine eine beliebige Momentenvorgabe erfährt.

Abbildung 6.2 zeigt den Aufbau des Prüfstands mitsamt allen Einzelkomponenten für den Betrieb im Verbund. Die beiden PMSM sind mechanisch über eine Klauenkupplung miteinander verbunden und werden getrennt über zwei Umrichter angesteuert. Zusätzlich wurden zwei LC Filter am Eingang der Umrichter vorgesehen, um die Rückwirkungen der Umrichter auf den DC Zwischenkreis zu minimieren, d.h. der DC Zwischenkreis soll von den Oberschwingungsströmen der Umrichter entlastet werden [27], [53]. Aus Sicherheitsgründen wird ein Umrichter mit vorgeschaltetem Bremschopper betrieben. Zur Veranschaulichung der Leistungsflüsse wird der Gleichstrom des Netzteils ( $I_{DC}$ ) und der Strom der Umrichter ( $I_{Inv,2}$  und  $I_{Inv}$ ) gemessen. Um einen Eindruck über den Stromripple zu erlangen, wird ein Phasenstrom ( $I_b$ ) mit einer Rogowskispule am Oszilloskop dargestellt.

Wie bereits erwähnt wird die Antriebsmaschine drehzahl geregelt betrieben, während mit der Lastmaschine ein beliebiger Momentenverlauf vorgegeben wird. Realisiert wird die Momentenvorgabe durch eine Stromvorgabe in q-Richtung. Die Lastmaschine wird strom geregelt betrieben, über die Maschinengleichung 4.13 kann auf den näherungsweise Verlauf des Moments geschlossen werden. Diese Art der Momentenvorgabe ist nur dann zulässig, wenn der Strom  $i_d$  auf Null geregelt wird. Die

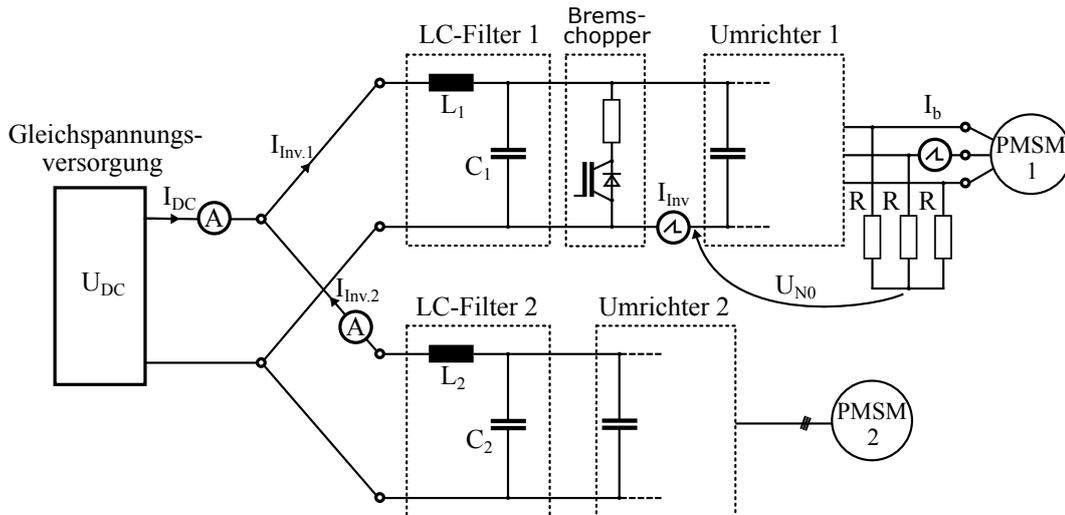


Abbildung 6.2.: Schematischer Aufbau des Prüfstands mit mechanisch gekoppelten PMSM. Sie werden getrennt über zwei Umrichter angesteuert. Am Eingang der Umrichter sind LC Filter angebracht, um die Rückwirkungen der Umrichter auf den DC Zwischenkreis zu minimieren. Dem Umrichter der Antriebsmaschine wird ein Bremschopper vorgeschaltet. Zur Veranschaulichung der Leistungsflüsse wird der Gleichstrom des Netzteils ( $I_{DC}$ ) und der Strom der Umrichter ( $I_{Inv.2}$  und  $I_{Inv}$ ) gemessen. Zur Analyse der Stromrippe wird mit einer Rogowskispule ein Phasenstrom ( $I_b$ ) gemessen. Über einen künstlichen Sternpunkt wird die Sternpunktspannung ( $U_{N0}$ ) aufgenommen.

Lastmaschine ist in der Lage ein Antriebs- und Bremsmoment zu generieren.

Beim Bremsen wird Energie rückgewonnen, die im Zwischenkreis zirkulieren soll. Dabei muss das Netzteil nur für die Differenz aus der Energie, welche die Antriebsmaschine benötigt und der von der Lastmaschine rekuperierten Energie aufkommen. Diese Variante der Energierückgewinnung ist mit Schwierigkeiten behaftet, da es durch den Verbund von Antriebs- und Lastmaschine zu einer starken Spannungsvariation im Zwischenkreis kommen kann. Um diese gering zu halten, wurden die Kapazitäten der LC Filter mit 18 mF und 9.4 mF gewählt. Einen bestimmten Anteil der Schwankungen kann das Netzteil selbst ausregeln, bei dem ein Überspannungsschutz (*overvoltage protection*) eingerichtet wurde, um eine Beschädigung des Geräts zu verhindern.

Die höhere Belastung der Maschinen führt zur Erwärmung der Maschinen selbst und die Schaltvorgänge der Umrichter zur Erwärmung der IGBTs, weshalb die Umrichtertemperatur im Auge behalten wird, um Schäden zu vermeiden. Für die Versuche in Abschnitt 6.2.1 und 6.2.2 wurde die Zwischenkreisspannung mit 85 V gewählt.

### 6.2.1. Versuch mit konstantem Bremsmoment

Bei diesem Versuch wird die Antriebsmaschine drehzahl geregelt betrieben, während die Lastmaschine ein konstantes Bremsmoment ausübt. Die einzelnen Einstellungen beider Maschinen sind in Tabelle 6.1 aufgelistet, wobei der Sollstrom von 14 A einem

Tabelle 6.1.: Eingestellte Werte für Messungen am Prüfstand bei konstantem Bremsmoment.

Antriebsmaschine: PMSM 1	Lastmaschine: PMSM 2
$\omega_{elektr.,soll}$ rad/s	$i_{q,soll}$ A
240	14

Bremsmoment von  $M_{brems} = 16.8 \text{ N m}$  (Gleichung 4.13) entspricht, das unter dem Nennmoment der PMSM liegt. Die aufgenommenen Messwerte beziehen sich auf den stationären Betrieb des Prüfstands. Solch ein Szenario ist im Straßenverkehr üblich. Im Vordergrund steht aber die Illustration der Leistungsflüsse. Sie soll aufzeigen, wie viel Leistung man im Kreis schicken kann, während das Netzteil nur für die Verluste im System aufkommen muss.

In Abbildung 6.3 ist der Verlauf des Soll- (rot) und Istwerts (blau) des Querstroms  $i_q$  beider PMSM, der Soll- (rot) und Istwert (blau) der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{elektr.}$  der Antriebsmaschine und die DC Zwischenkreisspannung dargestellt. Der Istwertverlauf von  $i_q$  beider PMSM weist Schwankungen im Bereich von 0.8 A um den Sollwert auf, die sich aufgrund von Effekten wie Nichtlinearitäten, Reibungsverlusten etc., welche im Modell für den Reglerentwurf nicht berücksichtigt sind, ergeben. Am Sollwertverlauf des Querstroms und am Istwertverlauf der elektrischen Winkelgeschwindigkeit der Antriebsmaschine erkennt man die Arbeitsweise des entworfenen Reglers. Ist die Regeldifferenz der Winkelgeschwindigkeit negativ, bremst der Stromregler die Maschine durch Absenkung des Querstroms ab, bis die Solldrehzahl erreicht ist. Ist die Regeldifferenz positiv, reagiert der Stromregler mit einer Erhöhung vom Querstrom und beschleunigt die Maschine.

Aus Abschnitt 6.1 ist bekannt, dass zur Aufrechterhaltung einer Winkelgeschwindigkeit von 64.5 rad/s mechanisch im stationären Bereich ein Querstrom von etwa 1 A nötig ist. Hier bremst die Lastmaschine die Antriebsmaschine mit 14 A, weshalb die Antriebsmaschine 11.5 A benötigt, damit die stationäre Drehzahl von 240 rad/s elektrisch nicht einbricht. Auffällig ist auch die Abweichung des Istwerts des Querstroms beider PMSM ( $i_{q,M1} \approx 11.5 \text{ A}$ ,  $i_{q,M2} \approx 14 \text{ A}$ ), die geringer ausfallen sollten. Die Abweichung der Querströme  $i_{q,ist}$  könnte am Aufbau der PMSM liegen, der nicht vollkommen symmetrisch ist, wodurch eine Vorzugsrichtung ausgeprägt und der Anteil dieser Phase stärker in der Grundwelle vertreten ist. Dieses von der Lage des Stators abhängige unsymmetrische Verhalten der Stromdynamik tritt bei IPMSM und u.a. auch bei fremderregten Synchronmaschinen in Schenkelpolbauweise auf [40, S. 769].

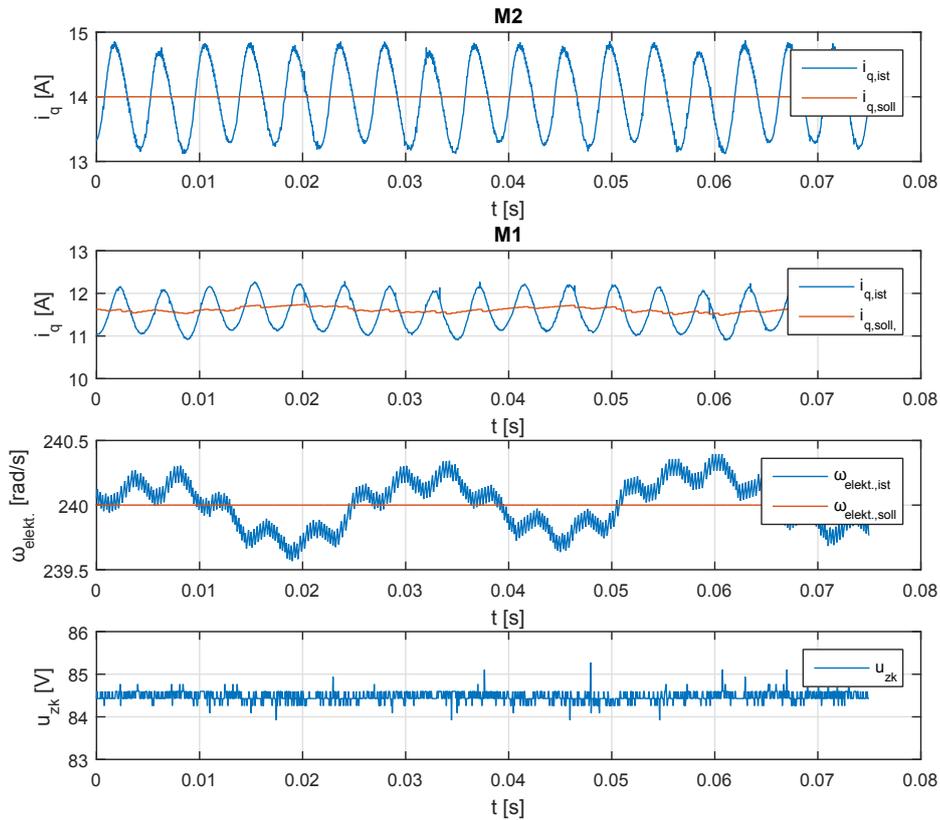


Abbildung 6.3.: Verlauf des Soll- und Istwerts des Querstroms beider PMSM, der Winkelgeschwindigkeit und die DC Zwischenkreisspannung. Die Antriebsmaschine (M1) wird drehzahl geregelt mit 240 rad/s elektrisch betrieben, während die Lastmaschine (M2) ein konstantes Bremsmoment von 16,8 N m ausübt.

Ein weiterer Grund könnte die Strommessung der beiden PMSM sein, die aufgrund von Exemplarstreuungen in der Messsignalverarbeitungskette und unterschiedlichen Designs nicht identisch ist.

Deutlich erkennbar ist die Schwankung der Winkelgeschwindigkeit mit der Frequenz des Soll- und Istwerts des Querstroms der Antriebsmaschine. Die Schwankungsperiode der Söldrehzahl  $\omega_{\text{elekt.,soll}}$  von ca. 26 ms entspricht einer elektrischen Frequenz von 38,2 Hz, welcher der elektrischen Winkelgeschwindigkeit von 240 rad/s entspricht. Die Antriebsmaschine hat über die mechanische Verbindung zwischen Antriebs- und Lastmaschine rückwirkend Einfluss auf sich selbst. Die höherfrequenten Schwankungen der Winkelgeschwindigkeit ergeben sich durch die Querstromschwankungen des inneren Stromregelkreises.

Am Verlauf der Zwischenkreisspannung ist ersichtlich, dass sie einige kleine Ausreißer aber keine große Spannungsvariation aufweist. Das Netzteil ist in der Lage die

Zwischenkreisspannung so nachzuregeln, dass sie stabil verläuft. Der Spannungsabfall an der Induktivität des LC Filters hat keinen merklichen Einfluss auf die Zwischenkreisspannung.

Die Essenz dieses Versuchs liegt in der Illustration der Leistungsflüsse vom Prüfstand, weshalb die Ströme vom Zwischenkreis  $I_{DC}$  und den beiden Umrichtern  $I_{Inv.2}$  und  $I_{Inv}$  gemessen und in Tabelle 6.2 festgehalten wurden.

Tabelle 6.2.: Gemessene Ströme vom Zwischenkreis  $I_{DC}$  und den beiden Umrichtern  $I_{Inv.2}, I_{Inv}$ .

$I_{DC}$	$I_{Inv.2}$	$I_{Inv}$
A	A	A
2.58	6.84	9.3

Bei  $I_{DC}$  und  $I_{Inv.2}$  handelt es sich um Gleichgrößen, während  $I_{Inv}$  den Effektivwert des Wechselstroms darstellt. Die Leistungsflüsse spiegeln sich in den aufgenommenen Stromwerten in Tabelle 6.2 wider. Die Antriebsmaschine nimmt  $P = U_{Zk} \cdot I_{Inv} = 85 \text{ V} \cdot 9.3 \text{ A} = 790 \text{ W}$  auf. Durch die bremsende Lastmaschine werden 580 W rekurriert und zirkulieren im Kreis, sodass das Netzteil nur für Verluste von ca. 220 W aufkommen muss.

### 6.2.2. Versuch mit gepulstem Bremsmomentenverlauf

In Abschnitt 6.2.1 wurde der Schwerpunkt bei der Bremsmomentvorgabe auf die Leistungsflüsse und die Zirkulation der Leistung im Kreis gelegt. Im Folgenden wird die Möglichkeit der Generierung vielfältiger hochdynamischer Bremsmomentenverläufe demonstriert. Mit dem vorliegenden Aufbau des Prüfstands können nahezu alle Fahr- und Lastprofile nachgebildet werden. Aus der Fülle an Fahrbahnsituationen fiel die Wahl auf ein Lastprofil mit gepulsten Bremsmomentenverlauf in Anlehnung an einen sehr einfachen Momentenverlauf eines Verbrennungsmotors im Schleppbetrieb. Solch ein Lastprofil zeigt Auswirkungen auf die Antriebsmaschine und den Zwischenkreis, auf dessen Verhalten in der Analyse der Messdaten näher eingegangen wird.

Die Arbeitsmaschine wird drehzahlregelt mit einer elektrischen Winkelgeschwindigkeit von 240 rad/s betrieben, während mit der Lastmaschine ein gepulster Bremsmomentenverlauf vorgegeben wird. Wie in Kapitel 6.2.1 wird die Momentenvorgabe mit einer Stromvorgabe realisiert. Der Absolutwert des Moments kann näherungsweise über die Maschinengleichung 4.13 berechnet werden. Eingestellt wird ein Stromverlauf mit einer Amplitude von 4 A bei einer Impulsdauer von 10 ms mit Periode 50 ms. Die Amplituden- und Zeitverhältnisse stehen so zueinander, dass sich die Lastmaschine im stromgeregelten Betrieb nicht zu drehen beginnt. Alle Messdaten wurden im stationären Betrieb beider PMSM aufgenommen.

Der zum Bremsmoment proportionale Verlauf des Querstroms ist in Abbildung 6.4 dargestellt. Zu erkennen ist, dass der Querstrom der Lastmaschine dem Sollwert gut folgt jedoch Schwankungen aufweist, die sich aufgrund der in Kapitel 6.2.1 angeführten Faktoren z.B. der fehlenden Modellierung der Reibungsverluste, erklären lassen. Um die Arbeitsweise des Antriebssystems besser zu veranschaulichen werden die Verläufe in zwei Abschnitte um den Zeitpunkt 25 ms aufgeteilt.

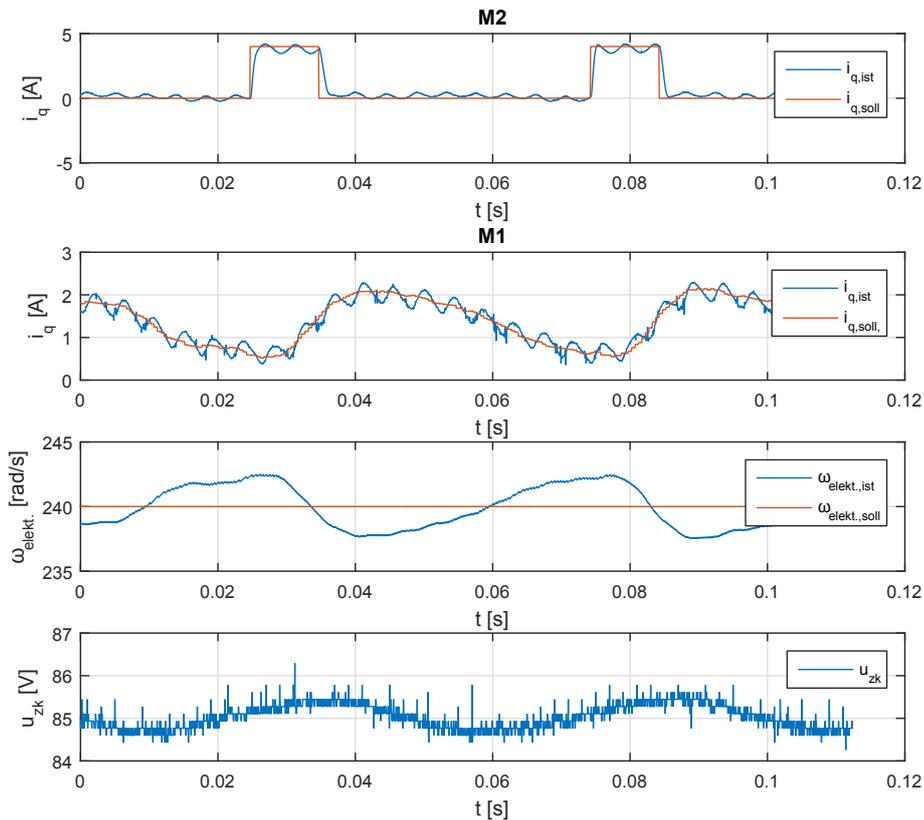


Abbildung 6.4.: Verlauf des Soll- und Istwerts des Querstroms beider PMSM, der Winkelgeschwindigkeit und die DC Zwischenkreisspannung. Die Arbeitsmaschine wird drehzahlregelt mit einer elektrischen Winkelgeschwindigkeit von 240 rad/s betrieben. Mit der Lastmaschine wird ein gepulster Bremsmomentenverlauf in Anlehnung an einen einfachen Momentenverlauf eines Verbrennungsmotors im Schlepptrieb vorgegeben.

**Abschnitt 1:** Dieser Abschnitt bezieht sich auf Zeitpunkte vor Einsetzen des Bremsimpulses. Der Querstrom der Lastmaschine ist Null, kein Bremsmoment wird der Antriebsmaschine beaufschlagt. Die Regeldifferenz der Winkelgeschwindigkeit ist negativ, weshalb der Querstrom der Antriebsmaschine reduziert wird und diese abgebremst, um die Solldrehzahl zu erreichen.

**Abschnitt 2:** In diesem Abschnitt wird das Verhalten des Antriebsstrangs ab Einsetzen des Bremsimpulses betrachtet. Zum Zeitpunkt 25 ms setzt ein zum Querstrom proportionales Bremsmoment von rechnerisch 4.8 N m über eine Zeitspanne von 10 ms ein. Die Antriebsmaschine wird durch die Lastmaschine abgebremst und die Winkelgeschwindigkeit vermindert sich und fällt unter den Sollwert. Dies führt zu einer positiven Regelabweichung des Geschwindigkeitsreglers wodurch der Querstrom der Antriebsmaschine ansteigt, bis der Sollwert erreicht wird.

Werden Querstrom- und Winkelgeschwindigkeitsverlauf der Antriebsmaschine betrachtet, ist der periodische Bremsmomentenverlauf mit 50 ms in der Strom- bzw. Winkelgeschwindigkeitsschwankung gut erkennbar. Im Vergleich zu Abschnitt 6.2.1 fällt der Einfluss der Antriebsmaschine über die mechanische Verbindung auf sich selbst geringer als der Einfluss der Bremsmomentenvorgabe der Lastmaschine aus, sodass dieser im Verlauf nicht erkennbar ist. Deutlich wird ebenso, dass die Antriebsmaschine zum Erhalt der Winkelgeschwindigkeit von 240 rad/s elektrisch wesentlich weniger Querstrom als im Falle der Beaufschlagung mit konstantem Bremsmoment benötigt. Im Mittel fließen bei der Durchführung dieses Lastprofils 0.8 A.

Augenmerk ist auf den Verlauf der Zwischenkreisspannung zu legen. Die Spannungsvariation dieser ist auf den Laststrom bzw. das Bremsmoment der Lastmaschine zurückzuführen. Im Vergleich zu 6.2.1 wird deutlich, dass das Netzteil die Schwankungen der Zwischenkreisspannung nicht komplett ausregeln kann und dass der Spannungsabfall an der Induktivität des LC Filters durch den gepulsten Bremsmomentenverlauf die Zwischenkreisspannung ebenso beeinflusst. Obwohl im Mittel wesentlich weniger Querstrom fließt, hat der gepulste Momentenverlauf deutlichere Auswirkungen auf die Stabilität der Zwischenkreisspannung.

Aus den Messwerten in Tabelle 6.3 ist ersichtlich, dass Energie durch die Lastmaschine rekuperiert wird und das Netzteil nur noch für die Differenz der Ströme  $I_{Inv.2}$  und  $I_{Inv}$  aufkommen muss, die im Vergleich zu 6.2.1 wesentlich geringer sind.

Tabelle 6.3.: Gemessene Ströme vom Zwischenkreis  $I_{DC}$  und den beiden Umrichtern  $I_{Inv.2}, I_{Inv}$ .

$I_{DC}$ mA	$I_{Inv.2}$ mA	$I_{Inv}$ A
750	400	1.2

### 6.3. Prüfstandsmessungen mit diskontinuierlicher Raumzeigermodulation

In diesem Abschnitt werden zwei Varianten (DPWM0 und DPWM3) der sogenannten diskontinuierlichen Raumzeigermodulation (Discontinuous Pulse Width Modula-

tion DPWM) präsentiert und der Einfluss auf den Sternpunktspannungsverlauf und die harmonischen Verzerrungen der Phasenströme (Verzerrungsstrom) gegenübergestellt. Der Prüfstandsaufbau bleibt identisch zum vorangegangenen Versuch, eine PMSM wird drehzahl geregelt betrieben, während die zweite ohne Funktion agiert. Die folgenden Versuche geben Einblick in die Möglichkeit der einfachen Umsetzung unterschiedlicher Raumzeigermodulationen und deren spezifische Eigenschaften. Die exakte Messwerterfassung rückt etwas in den Hintergrund, essentiell sind laut [11] die Einflüsse der eingesetzten Modulationsstrategien auf den Sternpunktspannungsverlauf. Kontinuierliche und diskontinuierliche Modulationsstrategien liefern denselben Spannungsraumzeiger, sie unterscheiden sich jedoch in der Aufteilung der Nullzustände.

Die bisher eingesetzte Raumzeigermodulation, die sogenannte SVPWM zeigt durch ihre einfache Implementierung und guten Leistungsmerkmale auf und zählt möglicherweise zu den am häufigsten eingesetzten Methoden [54]. Sie findet einen Kompromiss zwischen Schaltverlusten im Umrichter und Verzerrungsstrom. Der Sollraumzeiger wird in jedem Nullzustand abgetastet und die Schaltzeiten neu berechnet. Da die Schaltsequenz immer im Koordinatenursprung beginnt und endet, sind keine zusätzlichen Schaltvorgänge beim Übergang von einem Sektor in den nächsten erforderlich [11, S. 137]. Das Verfahren wird als kontinuierliche Raumzeigermodulation bezeichnet [11, S. 137]. Kontinuierliche Raumzeigermodulationen nutzen zur Generierung der Schaltsequenz immer beide Nullzustände pro Trägerperiode. D.h. alle Halbbrücken auf der positiven und negativen Zwischenkreisspannung werden verwendet.

Im Gegensatz dazu erzeugen alle diskontinuierlichen Modulationen Schaltmuster, bei denen pro Trägerperiode nur ein Nullzustand verwendet wird. D.h. jede Phase wird während einer Trägerperiode in Abhängigkeit vom Sektor nicht geschaltet, sondern an die positive oder negative DC Zwischenkreisspannung geklemmt [54], [11, S. 138]. Innerhalb dieses Intervalls unterbricht der zugehörige Umrichterbrückenweig seine Modulation. Keine Modulation impliziert keine Schaltverluste, weshalb sich die Schaltverlustcharakteristik von kontinuierlicher und diskontinuierlicher Raumzeigermodulation unterscheidet [54].

Diskontinuierliche Raumzeigermodulationen unterscheiden sich von kontinuierlichen Raumzeigermodulationen im Freiheitsgrad der Zuteilung der Nullzeit ( $t_z = t_0 + t_7$ ) auf die Nullzustände. Die unterschiedliche Zuteilung der Nullzeit auf die Nullzustände beeinflusst den Sollspannungsraumzeiger nicht. Sie äußert sich aber in der Sternpunktspannung  $U_{N0}$ , wodurch Spannungs- und Stromverzerrungen beeinflusst werden [48, S. 159]. Die DPWM verwendet eine Anordnung der Schaltzustandsfolge, bei der nur ein Nullzustand genutzt wird, d.h.  $t_0 = 0$  oder  $t_7 = 0$  [47]. Hier wird die gesamte Nullzeit  $t_z$  am Anfang oder am Ende einer Trägerperiode konzentriert [47]. Aufgrund der gegebenen, nicht optimalen Verteilung ergeben sich höhere harmonische Verluste des Systems [47]. Hingegen reduzieren sich die Schaltvorgänge pro Trägerperiode im Vergleich zur SVPWM auf  $\frac{2}{3}$ , d.h. die resultierende Schaltfrequenz

und damit auch die Schaltverluste im Umrichter werden kleiner [48, S. 158].

Es stellt sich die Frage, welcher Nullzustand in welchem Abschnitt verwendet werden soll [48, S. 161]. Allgemein sind die Schaltverluste in den Halbleitern proportional zum Produkt von Strom und Spannung in den Schaltzeitpunkten. Ein Gedanke wäre den nicht schaltenden  $60^\circ$  Abschnitt innerhalb des  $120^\circ$  Bereichs zu platzieren, in dem die zugehörige Phasenreferenzspannung der drei Phasen maximal bzw. minimal ist [55, S. 304]. Detailliertere Informationen bzgl. unterschiedlicher Phasenreferenzspannungssegmente von diskontinuierlichen Raumzeigermodulationen sind in [55, S. 307] zu finden. Dieser Freiheitsgrad erlaubt unterschiedliche  $60^\circ$  diskontinuierliche Modulationsstrategien, welche die Schaltverluste minimieren, in Betracht zu ziehen [55, S. 304]. Es existieren mehrere Strategien, wobei hier zwei repräsentative Strategien dargestellt werden.

Die Aufteilung der Nullzustände für die diskontinuierlichen Raumzeigermodulationen DPWM0 (links) und DPWM3 (rechts) sind in Abbildung 6.5 dargestellt.

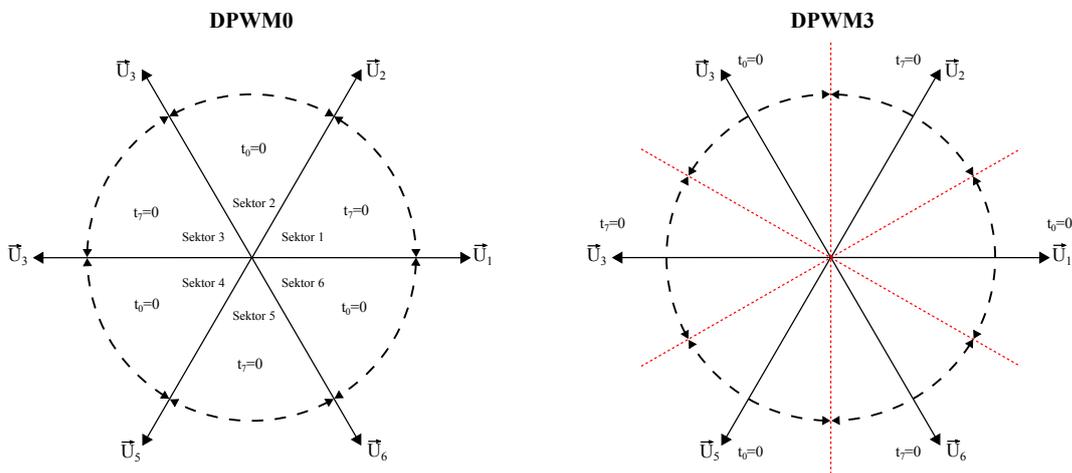


Abbildung 6.5.: Aufteilung der Nullzustände für die diskontinuierlichen Raumzeigermodulationen DPWM0 (links) und DPWM3 (rechts). Die nicht schaltenden  $60^\circ$  Abschnitte der DPWM0 überdecken sich mit den sechs Sektoren der SVPWM. Bei der DPWM3 sind die nicht schaltenden  $60^\circ$  Abschnitte gegenüber der DPWM0 um  $30^\circ$  versetzt.

### 6.3.1. Diskontinuierliche Modulation DPWM0

Die DPWM0 zählt laut [54] zu den *generalized* DPWM (GDPWM) Methoden. Diese Methode ordnet die Nullzeit entweder  $\vec{U}_0$  oder  $\vec{U}_7$  zu. Detaillierte Informationen zur GDPWM sind in Literatur [54, S. 52] zu finden. Die DPWM0 vermeidet das Schalten im Bereich des Stromscheitelwerts, wodurch Schaltverluste reduziert

werden [48, S. 163]. D.h. die Zeitintervalle, in denen ein Brückenweig nicht geschaltet wird, überdecken sich mit den sechs Sektoren im Raumzeigerdiagramm.

Aus der linken Darstellung in Abbildung 6.5 geht hervor, dass in allen ungeraden Sektoren der Nullzustand 7 und in allen geraden Sektoren der Nullzustand 0 nicht verwendet wird. Die drei Phasen werden für Abschnitte von je  $2 \times 60^\circ$  pro Grundschwingung nicht geschaltet. Phase A in Sektoren 3,6, Phase B in Sektoren 2,5, sowie Phase C in Sektoren 1,4. Die Ausgangsspannung wird nur durch das Schalten zweier Brückenweige geformt, während die dritte Phase auf positivem oder negativem Potential der Zwischenkreisspannung geklemmt bleibt [47]. Demgemäß ist die Schlussfolgerung offensichtlich, dass eine Erhöhung der Schaltfrequenz um den Faktor  $\frac{3}{2}$  zu gleichen Schaltverlusten und gleicher thermischer Belastung der Leistungshalbleiterbauelemente wie bei kontinuierlichen Raumzeigermodulationen führt [47].

Der  $60^\circ$  Abschnitt, in dem nicht geschaltet wird, wird bei der DPWM0 asymmetrisch um einen der 6 aktiven Spannungsraumzeiger angeordnet [55, S. 304]. Er ist um  $30^\circ$  vorgerückt, wodurch Asymmetrien in der verketteten Spannung entstehen (Abbildung 6.17 [55, S. 304]). Die DPWM0 wird bevorzugt für Lasten mit kapazitiven Leistungsfaktor angewendet [55, S. 304]. Der Sternpunktspannungsverlauf ist in Abbildung 6.6 dargestellt, Abbildung 6.8 zeigt die harmonischen Verzerrungen des Phasenstroms der Phase b.

### 6.3.2. Diskontinuierliche Modulation DPWM3

Im Gegensatz zur DPWM0 erfolgt bei der DPWM3 die Zuordnung der Nullzeit mit dem zusätzlichen Aspekt, dass der nicht schaltende  $60^\circ$  Abschnitt für jede Phase symmetrisch um das Maximum bzw. Minimum der Referenzspannung der Grundschwingung angeordnet ist [56, S. 30], [55, S. 302]. Im symmetrischen Bereich um das Strommaximum bzw. -minimum einer Phase, werden abwechselnd die beiden verbleibenden Phasen nicht geschaltet [55, S. 306]. Zusätzlich ergibt sich der besondere Vorteil, dass die verkettete Spannung symmetrisch ist [55, S. 302].

Zur Umsetzung dieser Strategie werden sechs  $60^\circ$  Abschnitte definiert, die den um  $30^\circ$  verschobenen Sektoren aus dem Raumzeigerdiagramm in Abbildung 5.5 entsprechen. In jedem dieser Abschnitte wird alternierend ein Nullzeiger nicht verwendet, in allen geraden Abschnitten wird  $\vec{U}_7$  und in allen ungeraden Abschnitten  $\vec{U}_0$  nicht verwendet. Die Verteilung der Nullzustände entspricht der rechten Darstellung aus Abbildung 6.5. Es ergeben sich für die drei Phasen Abschnitte von je  $4 \times 30^\circ$  pro Grundschwingung, in denen ein Brückenweig nicht schaltet, deshalb wird sie in manchen Literaturen als  $30^\circ$  diskontinuierliche Modulation bezeichnet [55, S. 104]. Phase A wird in den Bereichen  $[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}]$ ,  $[\frac{2\pi}{3}, \frac{5\pi}{6}]$ ,  $[\frac{7\pi}{6}, \frac{4\pi}{3}]$  und  $[\frac{5\pi}{3}, \frac{11\pi}{6}]$ , Phase B in den Bereichen  $[\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}]$ ,  $[\frac{5\pi}{6}, \pi]$ ,  $[\frac{4\pi}{3}, \frac{3\pi}{2}]$  und  $[\frac{11\pi}{6}, 2\pi]$ , sowie Phase C in den Bereichen  $[0, \frac{\pi}{6}]$ ,  $[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3}]$ ,  $[\pi, \frac{7\pi}{6}]$  und  $[\frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{3}]$  nicht geschaltet.

Bei einer anderen diskontinuierlichen Modulation erfolgt die Verteilung der Nullzustände umgekehrt, sie wird als DPWM1 bezeichnet [54]. Die DPWM3 weist eine geringe harmonische Verzerrungscharakteristik auf, erweist sich somit für Anwendungen mit Wechselstrommotoren als vorteilhaft und bekommt daher den Vorzug gegenüber der DPWM1 [54], [47, S. 1071]. Der Sternpunktspannungsverlauf ist in Abbildung 6.6 dargestellt, Abbildung 6.8 zeigt die harmonischen Verzerrungen des Phasenstroms der Phase b.

### 6.3.3. Resultierende Sternpunktspannungen und harmonischen Verzerrungen des Phasenstroms der Phase b

Für die Auswertung der Spannungs- und Stromverläufe bei konstanter Drehzahl spielt der Modulationsgrad  $M$  eine entscheidende Rolle, da dieser Einfluss auf die Sternpunktspannung und den Verzerrungsstrom hat [48], [54]. Jede Modulationsstrategie besitzt in Abhängigkeit vom Modulationsgrad unterschiedliche Charakteristiken [54, S. 60]. Die resultierende Sternpunktspannungen und die harmonischen Verzerrungen des Phasenstroms wurden im linearen Aussteuerungsbereich bei einem Modulationsgrad von ca. 0.77 aufgenommen, um die Effekte der einzelnen Modulationsstrategien aufzuzeigen. Die Zwischenkreisspannung wurde im Vergleich zu den vorangegangenen Versuchen auf 60 V reduziert.

#### 6.3.3.1. Sternpunktspannung

Um die Sternpunktspannung  $U_{N0}$  aufzunehmen, wurde an der Antriebsmaschine ein künstlicher Sternpunkt gebildet, da der Sternpunkt beider PMSM nicht zugänglich ist. In Abbildung 6.6 ist der Sternpunktspannungsverlauf und der resultierende Sternpunktspannungsverlauf nach dem Ausfiltern der durch den Schaltbetrieb erzeugten höherfrequenten Signalkomponenten der Modulationsstrategien SVPWM, DPWM0 und DPWM3 für eine volle Umdrehung zu sehen [48, S. 160].

**SVPWM:** Aus dem ungefilterten Sternpunktspannungsverlauf kann keine spezifische Aussage getätigt werden, da die umrichterbedingten Schaltanteile zu groß sind. Die resultierende Sternpunktspannung ohne Schaltanteile entspricht näherungsweise einem Dreiecksignal. Es handelt sich nicht um eine Dreiecksfunktion, sondern vielmehr um eine aus Abschnitten der Sinuskurve zusammengesetzte Funktion mit einer Amplitude von  $M \cdot \frac{U_{ZK}}{8}$  [48, S. 161], [11, S. 152]. Ein Vergleich mit [54, Abbildung 6 e, S. 52] zeigt, dass die Modulationsstrategie ordnungsgemäß implementiert wurde.

**DPWM0:** Die ungefilterte Sternpunktspannung lässt darauf schließen, dass sich bei Betrachtung der dreiphasigen Spannungshüllkurve der  $60^\circ$  Abschnitt, in dem jeweils ein Brückenweig auf die positive oder negative Zwischenkreisspannung geklemmt ist, im Vergleich zur SVPWM geändert hat. Anhand der Sternpunktspannung ohne Schaltanteile ist zu erkennen, dass sich die Spannungshüllkurve wie gefordert vom Schnittpunkt zweier Referenzmodulationswellen bis zum Maximum bzw. Minimum

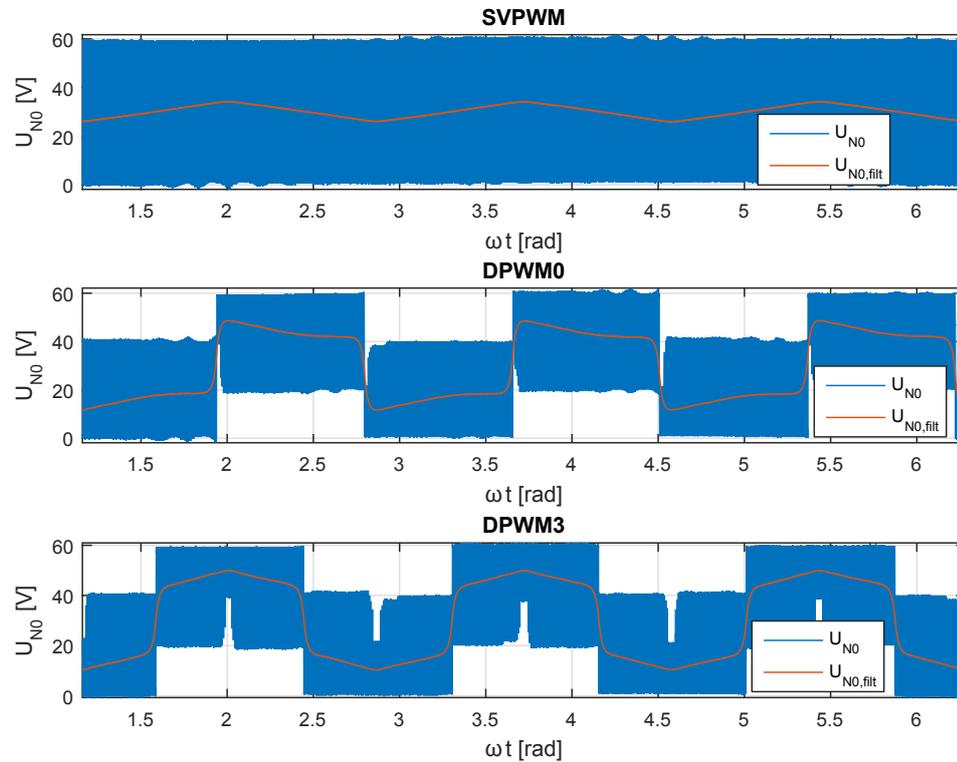


Abbildung 6.6.: Sternpunktspannung mit und ohne Schaltanteile der Modulationsstrategien SVPWM (oben), DPWM0 (zentral) und DPWM3 (unten) bei  $M \approx 0.77$ . Die ungefilterte Sternpunktspannung der DPWM0 und DPWM3 gibt Rückschlüsse auf die nicht schaltenden Abschnitte. Die gefilterte Sternpunktspannung zeigt die Unterschiede der drei Modulationsstrategien anschaulich.

erstreckt. Ein Vergleich mit [55, Abbildung 6.20 e, S. 306] zeigt, dass die Modulationsstrategie ordnungsgemäß implementiert wurde.

**DPWM3:** Aus der ungefilterten Sternpunktspannung ist ersichtlich, dass sich der auf die Zwischenkreisspannung geklemmte Abschnitt auf  $30^\circ$  reduziert hat. Der Verlauf der Sternpunktspannung ohne Schaltanteile stellt eine Spannungshüllkurve dar, die einem Abschnitt von  $30^\circ$  um den Schnittpunkt zweier Referenzmodulationswellen entspricht. Aus [55, Abbildung 6.20 f, S. 306] erkennt man den Verlauf der dreiphasigen Spannungshüllkurve. [55, Abbildung 6.23 c, S. 314] zeigt den Verlauf der Sternpunktspannung im linearen Aussteuerungsbereich, der mit dem unteren Verlauf aus Abbildung 6.6 übereinstimmt.

Aus Übersichtlichkeitsgründen sind die Sternpunktspannungen der drei Modulati-

onsstrategien ohne Schaltanteile in Abbildung 6.7 noch einmal festgehalten.

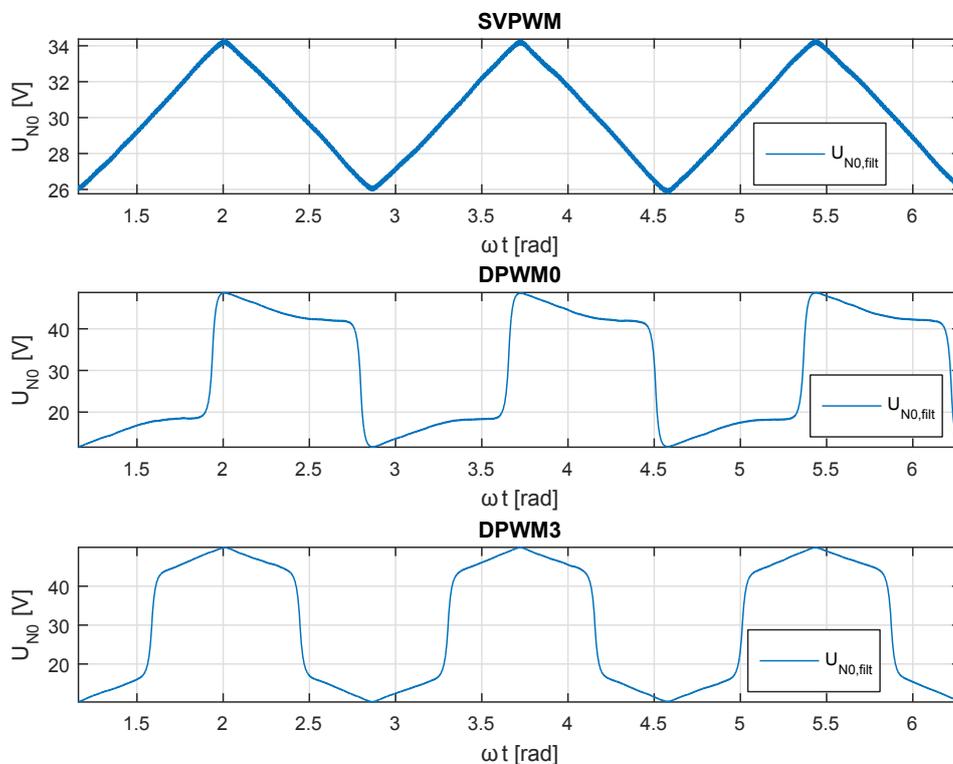


Abbildung 6.7.: Sternpunktspannung ohne Schaltanteile der Modulationsstrategien SVPWM (oben), DPWM0 (zentral) und DPWM3 (unten) bei  $M \approx 0.77$ . Die unterschiedliche Aufteilung der Nullzeiten auf die Nullzustände der drei Modulationsstrategien spiegelt sich im unterschiedlichen Sternpunktspannungsverlauf wider.

Mit der beliebigen Generierung variabler Schaltmuster eröffnet sich die Möglichkeit Modulationsstrategien zu implementieren, die exakt auf die Spezifikationen der Last angepasst sind. So wird die DPWM0 bevorzugt für Lasten mit kapazitivem Leistungsfaktor angewendet [55, S. 304]. Für Anwendungen mit Wechselstrommotoren ist das Modulationsverfahren DPWM3 vorteilhaft [47, S. 1071].

### 6.3.3.2. Harmonische Verzerrungen der Phasenströme bei verschiedenen Aufteilungen der Nullzustände

Aus den vergangenen Abschnitten sollte erkennbar sein, dass diskontinuierliche Modulationen im Vergleich zu kontinuierlichen Modulationen zu suboptimalen harmoni-

schen Charakteristika führen [55, S. 326]. Diese suboptimalen harmonischen Charakteristika können anhand von Verzerrungsströmen anschaulich illustriert werden [55, S. 326]. Zur Darstellung der Schaltvorgänge des Umrichters wird der Phasenstrom  $I_b$  und die verkettete Spannung  $U_{ab}$  der drei Modulationsstrategien SVPWM, DPWM0 und DPWM3 näher betrachtet. In Abbildung 6.8 ist der Verlauf von  $I_b$  und  $U_{ab}$  über einem einheitlichen Zeitabschnitt von mehreren Trägerperioden angeführt. Die Messaufnahmen besitzen keinen identischen Startzeitpunkt, deshalb sind die Verläufe von SVPWM, DPWM0 und DPWM3 innerhalb des Abschnitts zeitlich versetzt.

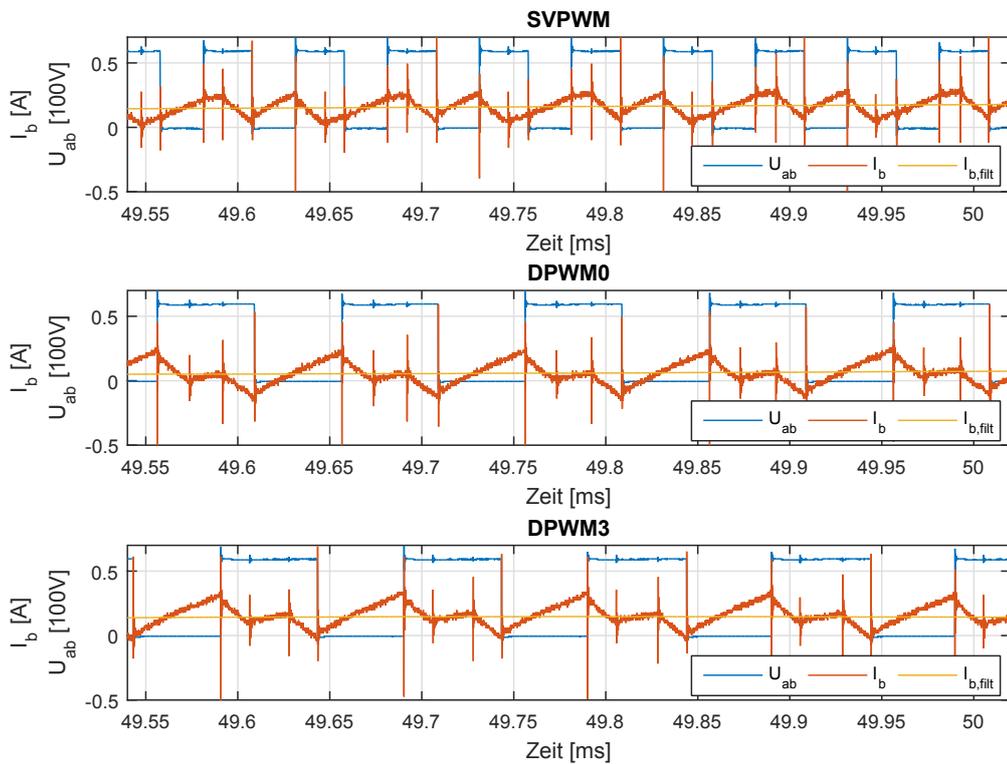


Abbildung 6.8.: Phasenstrom  $I_b$  und verkettete Spannung  $U_{ab}$  der Modulationsstrategien SVPWM (oben), DPWM0 (zentral) und DPWM3 (unten) bei  $M \approx 0.77$ . Die Schaltvorgänge des Umrichters sind im Verlauf des Phasenstroms  $I_b$  gut ersichtlic. Anhand der verketteten Spannung  $U_{ab}$  kann bei der DPWM0 und DPWM3 der Sektor ermittelt werden.

Für die Analyse der Schaltvorgänge des Umrichters wird der Strom- und Spannungsverlauf einer Trägerperiode von 49.72 ms bis 49.82 ms (Zeitabschnitt der SVPWM)

betrachtet. Dabei soll die unterschiedliche Anzahl an Schaltvorgängen zwischen kontinuierlichen und diskontinuierlichen Modulationen deutlich werden.

**SVPWM:** Anhand des Phasenstroms sind die Schaltvorgänge besser ersichtlich. Pro Abtastintervall schalten dabei alle 3 Brückenarme je einmal [48, S. 158]. Innerhalb einer Trägerperiode werden 6 Schaltvorgänge durchgeführt. Die Schaltvorgänge des Umrichters sind auch in der verketteten Spannung  $U_{ab}$ , die einen Aufschluss über den Verlauf der Phasenspannungen  $U_a$  und  $U_b$  gibt, ersichtlich. Die Amplitude der verketteten Spannung befindet sich im Bereich der Zwischenkreisspannung. Informationen über den Sektor, in dem sich der aktuelle Sollspannungsraumzeiger befindet, können bei der SVPWM nicht entnommen werden.

**DPWM0, DPWM3:** Vergleicht man die beiden diskontinuierlichen Modulationsstrategien mit der SVPWM ist ersichtlich, dass diese innerhalb einer Trägerperiode nur 4 Schaltvorgänge durchführen. D.h. die Brückenarme schalten bei beiden diskontinuierlichen Modulationen nur für  $\frac{2}{3}$  der Grundswingungsperiode. Folgend könnte die Schaltfrequenz dieser Modulationsstrategien um  $\frac{3}{2}$  erhöht werden, um anschließend dieselben Schaltverluste wie bei kontinuierlichen Modulationen zu erhalten [55, S. 329]. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz wurde nicht durchgeführt. Durch die Flexibilität, welche der gesamte Prüfstandsaufbau mit sich bringt, kann dies jedoch einfach umgesetzt werden. Betrachtet man die verkettete Spannung für diesen Abschnitt ist ein Unterschied zur SVPWM zu erkennen. Dieser Unterschied ergibt sich aufgrund der unterschiedlichen Schaltmuster. Im Gegensatz zur SVPWM kann bei der DPWM0 und DPWM3 anhand von  $U_{ab}$  der Sektor eruiert werden (DPWM0 Sektor 6 bzw. DPWM3 Sektor 6.1 oder 6.2).

Anhand des zeitlichen Verlaufs der drei Phasenströme ist das Ausmaß der harmonischen Verzerrungen nicht erkennbar, bei allen drei Modulationsstrategien scheinen diese annähernd identisch zu sein. Um zu zeigen, dass kontinuierliche Modulationen (SVPWM) bei gleicher Schaltfrequenz geringere harmonische Verzerrungen als diskontinuierliche Modulationen erzeugen, wird der Effektivwert der Signalleistung im Frequenzbereich betrachtet [55, S. 327]. Das gesamte Frequenzspektrum  $X(f)$  wird dabei in zwei Anteile  $X_G(f)$  und  $X_S(f)$  zerlegt, wobei

- $X_G(f) = X(f)|_{f \leq 2.5 \text{ kHz}}$  dem Grundswingungsanteil und
- $X_S(f) = X(f)|_{f > 2.5 \text{ kHz}}$  dem Schaltverlustanteil entspricht (2.5 kHz minimale Schaltfrequenz der PMSM).

Der Effektivwert kann wie folgt berechnet werden.

$$X_{RMS} = \sqrt{2 \sum_{f=0}^{f_{max}} X(f)^2} \quad (6.1)$$

Um das Ausmaß der harmonischen Verzerrungen zu bestimmen, wird das Verhältnis vom Effektivwert des Schaltverlustanteils zum Effektivwert des gesamten Frequenz-

spektrums gebildet. Die Verhältnisse sind in Tabelle 6.4 angeführt.

$$\frac{X_{S,RMS}}{X_{G,RMS} + X_{S,RMS}} \quad (6.2)$$

Tabelle 6.4.: Ausmaß der harmonischen Verzerrungen der drei Modulationsstrategien in Prozent.

	SVPWM	DPWM0	DPWM3
$\frac{X_{S,RMS}}{X_{G,RMS} + X_{S,RMS}}$	10.72 %	14.06 %	14.01 %

Aus Tabelle 6.4 wird deutlich, dass die kontinuierliche Modulation (SVPWM) bei gleicher Schaltfrequenz weit geringere harmonische Verzerrungen erzeugt, als die beiden diskontinuierlichen Modulationsmethoden. Die harmonischen Verzerrungen verringern sich bei der kontinuierliche Modulation gegenüber der beiden diskontinuierlichen Modulationen um  $\frac{1}{4}$ . Vergleicht man die harmonischen Verzerrungen vom DPWM0 und DPWM3 ist ein minimaler Unterschied zugunsten der DPWM3 erkennbar. Außerhalb des linearen Aussteuerungsbereichs sind die harmonischen Verzerrungen der kontinuierlichen und diskontinuierlichen Modulation annähernd identisch [55]. Im Bereich niedriger Modulationsgrade besitzen kontinuierliche Modulationsstrategien und im Bereich hoher Modulationsgrade diskontinuierliche Modulationsstrategien bessere Charakteristika [54, S. 60].

# 7. Schlussbetrachtung

## 7.1. Zusammenfassung

Ziel dieser Masterarbeit ist das hohe Maß an Flexibilität eines Prüfstandsbaus hinsichtlich der gängigsten Regelungsstrategien bzw. -auslegungen und verschiedenen Raumzeigermodulationen zur Schaltmustererzeugung zu demonstrieren. Der Fokus liegt in der Anpassungsfähigkeit von digital implementierten Regelalgorithmen und die effiziente Nutzung der Leistungselektronik in Hinsicht auf eine optimale Ansteuerung des Umrichters.

Eine detaillierte Modellierung des Prüfstands ist die Basis für den Entwurf einer optimalen Regelung und die Anpassung an Randbedingungen. Daher beschäftigt sich der erste Teil mit der Identifikation der Maschinenparameter und der Modellbildung der PMSM. Der Statorwicklungswiderstand wurde direkt an den Motorwicklungen mittels Vierleitertechnik gemessen. Zur Ermittlung der Statorinduktivitäten wurde eine ungesättigte Induktivitätsmessung angewandt und die Permanentmagnetflussverkettung wurde im drehzahleregelten Betrieb mit Hilfe der induzierten verketteten Spannung ermittelt. Die einfach ermittelten Maschinenparameter sind im Hinblick auf den Reglerentwurf hinreichend genau.

Für die Regelung der PMSM wurde die feldorientierte Regelung eingesetzt, da sie eine hohe Dynamik gewährleistet und im stationären Betrieb geringe Oberschwingungen aufweist. Alle Versuche wurden innerhalb des rotorfesten d-q-Koordinatensystems durchgeführt, weil der Ständerspannungszeiger im RKS ruht und somit beide Komponenten Gleichgrößen sind. Zur Regelung wurde eine Kaskadenstruktur bestehend aus Drehzahlregelkreis mit unterlagertem Stromregelkreis herangezogen. Ein gängiger PI-Regler mit Anti-Windup-Maßnahme ist für die Strom- und Drehzahlregelung zuständig. Versuche zur Demonstration der Funktionalität der Strom- und Drehzahlregelung zeigen, dass der entworfene Regler über einen weiten Drehzahlbereich einsetzbar ist und zur Demonstration der Generierung hochdynamischer Sollwertvorgaben und Anwendungen unterschiedlicher Modulationsstrategien ausreicht.

Der Mikrocontroller erlaubt die gezielte Realisierung spezieller unterschiedlicher Sollwertvorgaben und Regelalgorithmen. Aus der Vielfalt an generierbaren Kurvenverläufen wurden zwei praxisnahe Verläufe umgesetzt und näher erläutert. Zur Demonstration der Funktionalität der Geschwindigkeitsregelung und implizit der Stromregelung wurde ein trapezförmiger Sollwertverlauf implementiert. Mit dieser Sollwertvorgabe wurde der dynamische und stationäre Betrieb der PMSM analysiert. Des

Weiteren wurde ein gepulster Bremsmomentenverlauf mit der Lastmaschine generiert, der erstens eine Fahrsituation im Straßenbereich nachstellt und zweitens die Wirkungsweise des zusammenarbeitenden Verbunds aus Antriebs- und Lastmaschine illustriert. Ebenso wurden die Leistungsflüsse anschaulich dargestellt, wie viel Leistung im Verbund der beiden Maschinen zirkuliert, während das Netzteil nur für die Verluste im System aufkommen muss.

Abgeschlossen wurde die Arbeit durch die Veranschaulichung der freien Implementierbarkeit verschiedener Modulationsstrategien. Bei den Raumzeigermodulationen geht es primär um die Absenkung des Gesamteffektivwerts aller Oberschwingungen als auch eine Reduktion der Schaltverluste des Umrichters. Die spezielle Prüfstandskonstellation ist so flexibel, dass die verschiedenen Modulationsstrategien lediglich durch Umprogrammierung der entsprechenden Randbedingungen umsetzbar sind. Aufgezeigt wurden die Unterschiede zwischen der gängigsten kontinuierlichen Raumzeigermodulation (SVPWM) und zwei diskontinuierlichen Raumzeigermodulationen (DPWM0 und DPWM3) anhand der Sternpunktspannung und der harmonischen Verzerrungen der Phasenströme. Eine Analyse der Schaltverluste erfolgte über die Anzahl der Schaltvorgänge pro Trägerperiode und zeigte Unterschiede zwischen kontinuierlicher und diskontinuierlicher Modulation.

Basis für die Umsetzung dieser Masterarbeit ist der eigenständig aufgebaute Prüfstand mit zwei mechanisch gekoppelten, umrichtergesteuerten PMSM. Die eingesetzte FOC wurde am Mikrocontroller für beide Maschinen implementiert, wodurch eine getrennte Regelung beider PMSM möglich ist. Das Zusammenspiel der Prüfstandskonstellation wurde auf dessen Funktionalität hin überprüft und die Möglichkeiten zur Anpassung an gegebene Spezifikationen bewiesen.

### 7.2. Ausblick

Bei der Identifikation der Maschinenparameter und der Modellierung der PMSM besteht Potenzial für eine Erhöhung der Qualität des PI-Reglers. Aufgrund der nicht berücksichtigten Exemplarstreuungen eines Maschinentyps, wäre es vorteilhaft die Maschinenparameter beider PMSM zu ermitteln und den Regler entsprechend der angepassten Motorzeitkonstanten zu entwerfen.

Der Fokus der derzeitigen Arbeit liegt in der Demonstration der Flexibilität des Prüfstandsaufbaus, er kann aber um Untersuchungen des Gesamtwirkungsgrads erweitert werden. Das Naheliegendste wäre eine Untersuchung der Schaltverluste und harmonischen Verzerrungen von kontinuierlichen und diskontinuierlichen Modulationen in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz und vom Modulationsgrad. Letztendlich könnte die Analyse Aufschluss bringen, ob sich die Anwendung diskontinuierlicher Modulationen allgemein lohnt, oder nur in Spezialfällen.

# Literaturverzeichnis

- [1] A. Peters, C. Doll, P. Plötz, A. Sauer, W. Schade, A. Thielmann, M. Wietschel, and C. Zanker, “Konzepte der Elektromobilität und deren Bedeutung für Wirtschaft, Gesellschaft und Umwelt,” Büro für Technikfolgen-Abschätzung beim deutschen Bundestag, Tech. Rep., Oct. 2012.
- [2] C. C. Chan and Y. S. Wong, “The state of the art of electric vehicles technology,” in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, vol. 1, Aug. 2004, pp. 46–57 Vol.1.
- [3] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, “Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528–536, May 1997.
- [4] M. A. Rahman, D. M. Vilathgamuwa, M. N. Uddin, and K.-J. Tseng, “Nonlinear control of interior permanent-magnet synchronous motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 408–416, Mar. 2003.
- [5] F. Blaschke, “The Principle of Field Orientation as Applied to the NEW Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines,” *Siemens Review*, vol. 34, pp. 217–220, 1972.
- [6] G. Volz, “Elektrische Motoren in Industrie und Gewerbe: Energieeffizienz und Ökodesign-Richtlinie,” Deutsche Energie-Agentur GmbH (dena), Chausseerstrasse 128a, Tech. Rep., Jul. 2010.
- [7] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, “FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [8] Z. Wang, J. Chen, M. Cheng, and K. T. Chau, “Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Paralleled VSIs Fed PMSM Drives With Variable Switching Frequencies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2417–2428, Mar. 2016.
- [9] M. S. Merzoug and F. Naceri, “Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM),” *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, vol. 2, no. 9, pp. 1797 – 1802, 2008. [Online]. Available: <http://waset.org/Publications?p=21>

- [10] J. Beer, M. Götzenberger, W. Triller, and L. Vornweg, “Elektrisch unterstützte Aufladung für Leistungs- und Verbrauchskonzepte,” *MTZ - Motortechnische Zeitschrift*, vol. 77, no. 12, pp. 68–73, 2016. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/s35146-016-0132-2>
- [11] S. Bernet, *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung*, 1st ed. Springer Berlin Heidelberg, 10 2012.
- [12] H. Neugebauer, “Parameter Identification of a Permanent Magnet Synchronous Motor,” mathesis, Chalmers University of Technology, Department of Signals & Systems, Gothenburg, Sweden, 2012.
- [13] W. Michalik, “Beitrag zur Bestimmung von Toleranzen und Toleranzeinflüssen an kleinen Asynchronmaschinen,” Dissertation, TU-Dresden, 1982.
- [14] —, “Anwendung moderner Verfahren zur Parameterbestimmung an Asynchronmaschinen,” Habilitationsschrift, TU-Dresden, 2003.
- [15] F. Gausch, A. Hofer, and K. Schlacher, *Digitale Regelkreise: Ein einfacher Einstieg mit dem Programm uLINSY*, 2nd ed. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 1993.
- [16] T. Gemaßmer, *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. KIT Scientific Publishing, 5 2015.
- [17] Siemens AG, “Antriebs-ABC Stromrichter für Drehstrom- und Gleichstromantrieb,” Oct. 2009.
- [18] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, “Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 363–372, Apr. 2006.
- [19] T. C. Jeong, W. H. Kim, M. J. Kim, K. D. Lee, J. J. Lee, J. H. Han, T. H. Sung, H. J. Kim, and J. Lee, “Current Harmonics Loss Analysis of 150-kW Traction Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Through Co-Analysis of Axis Current Control and Finite Element Method,” *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 49, no. 5, pp. 2343–2346, May 2013.
- [20] F. Blaschke, “A new method for the structural decoupling of AC induction machines,” in *Conf. Rec. IFAC*, vol. 1, Düsseldorf, Deutschland, Oct. 1971, pp. 1–15.
- [21] M. N. Uddin and M. A. Rahman, “High-Speed Control of IPMSM Drives Using Improved Fuzzy Logic Algorithms,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 190–199, Feb. 2007.
- [22] *Synchronmaschine 5500 LSRPM100L 10.4kW B3 400V*, EMERSON Industrial Automation, LEROY-SOMER, Mar. 2014.

- 
- [23] *ROTEX Torsionally flexible coupling with T-PUR*, KTR Kupplungstechnik GmbH, D-48407 Rheine.
- [24] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 4th ed. Springer Vieweg, 12 2015.
- [25] *Codeurs Incrementaux Avec Voies De Commutation - ATEX Pour Zone 22 - Serie KHO5S*, BEIsensors, BP 70044 — 67013 Strasbourg Cedex Frankreich.
- [26] *Hybrid Kit for HybridPACK1, V2.5*, Infineon Technologies AG, 81726 Munich, Germany, Mar. 2012, application Note.
- [27] J. Specovius, “Grundlagen,” in *Grundkurs Leistungselektronik*. Springer, Jan. 2015. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-03309-5\\_2](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-03309-5_2)
- [28] J. Weidauer, *Elektrische Antriebstechnik: Grundlagen, Auslegung, Anwendungen, Lösungen*, 3rd ed. Publicis Publishing, 2013.
- [29] *Current Transducer LA 55-P*, 16th ed., LEM, Jun. 2015.
- [30] R. Lerch, “Messverstärker,” in *Elektrische Messtechnik*. Springer, Jan. 2016. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-46941-5\\_7](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-46941-5_7)
- [31] F. Mink, “Modellierung und hochdynamische Stromregelung von PM-Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten,” Dissertation, TU Darmstadt, Bonn, November 2013, zugl. Darmstadt, Techn. Univ., Diss., 2013. [Online]. Available: <http://tubiblio.ulb.tu-darmstadt.de/63087/>
- [32] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, and M. Tlep, “Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1264–1271, Sep. 2003.
- [33] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*, 2012th ed. Springer, 12 2012.
- [34] A. Wang, L. Zhang, and S. Dong, “Dynamic performance improvement based on a new parameter estimation method for IPMSM used for HEVs,” in *Proc. IECON 2011 - 37th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2011, pp. 1825–1829.
- [35] V. Bobek, *PMSM Electrical Parameters Measurement*, Freescale Semiconductor, Inc., Feb. 2013.
- [36] K. F. Gander W., Gander M.J., *Scientific Computing - An Introduction using Maple and MATLAB*. Springer, 2014.
- [37] D. Gerling, “Antriebsregelung und Aktorik,” Vorlesung.
- [38] J. Teigelkötter, “Synchronmaschine,” in *Energieeffiziente elektrische Antriebe*. Springer, Jan. 2013. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2330-4\\_7](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2330-4_7)

- [39] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen: 5. Auflage, Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben (Springer-Lehrbuch)*, 5th ed. Springer Vieweg, 11 2013.
- [40] F. W. Hoffmann, N. und Fuchs, “Stromregelverfahren für Drehfeldmaschinen, Stromregelverfahren für Drehfeldmaschinen,” in *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, Jan. 2015. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-30096-7\\_14](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-30096-7_14)
- [41] M. Horn and N. Dourdoumas, *Regelungstechnik: Rechnerunterstützter Entwurf zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Regelkreise (Pearson Studium - Elektrotechnik)*, 1st ed. Pearson Studium, 10 2003.
- [42] P. Hippe and C. Wurmthaler, “Regelkreisstrukturen, Stellbegrenzungen in Regelkreisen,” in *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, Jan. 2009. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-89613-5\\_5](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-89613-5_5)
- [43] M. Hofbaur, “Automatisierung mechatronischer Systeme,” PI/PID Regler – Anti-Windup.
- [44] U. Nuß, “Stromregelverfahren für Drehfeldmaschinen, Drehzahlzustandsregelung,” in *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, Jan. 2015. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-30096-7\\_14](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-30096-7_14)
- [45] *Product specification STM32F745xx STM32F746xx*, STMicroelectronics, May 2015.
- [46] *Reference manual RM0385 STM32F75xxx and STM32F74xxx*, STMicroelectronics, Jul. 2015.
- [47] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, “Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1063–1075, Nov. 1991.
- [48] J. Felix and W. Dieter, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag an der ETH Zürich etc., 1995.
- [49] M. Meyer, “Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen,” Dissertation, Universität Paderborn Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik, 2010.
- [50] D. R. Martinez, R. A. Bond, and M. M. Vai, *High performance embedded computing handbook: A systems perspective*. CRC Press, 2008.
- [51] H. Bernstein, *Analoge, digitale und virtuelle Messtechnik*. München: Oldenbourg Verlag, 2013.
- [52] H. R. Schwarz and N. Köckler, “Ausgleichsprobleme, Methode der kleinsten Quadrate,” in *Numerische Mathematik*. Springer, Jan. 2011. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-8166-3\\_7](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-8166-3_7)

- [53] D. Schröder, *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung (Springer-Lehrbuch)*, 3rd ed. Springer, 10 2012.
- [54] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, “Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 49–61, Jan. 1999.
- [55] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Zero Space Vector Placement Modulation Strategies*. Wiley-IEEE Press, 2003, pp. 259–336. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5311942>
- [56] M. Winkelkemper, “Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe,” Dissertation, Fakultät IV Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, 2005.

# A. Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Bei der feldorientierten Regelung wird das Bezugssystem der Maschinengleichungen nicht am feststehenden Stator, sondern am umlaufenden magnetischen Drehfeld orientiert, woher auch der Name des Verfahrens stammt [17]. In diesem rotierenden Koordinatensystem scheint das Feld stillzustehen, d.h. Ströme, Spannungen und Flüsse sind im stationären Betriebszustand konstant, sie liegen als Gleichgrößen vor. Weiters werden nun auch die Spannungen und Ströme in der Maschine auf dieses Koordinatensystem transformiert, wobei der Strom in zwei Anteile zerfällt, den feldbildenden und den drehmomentbildenden Anteil, die getrennt voneinander geregelt werden [17]. Dieses Kapitel gibt eine kurze Zusammenfassung der Koordinatentransformation, die für die Modellierung der PMSM wichtig ist, und der Raumzeigertheorie, die sich als vorteilhaft erweist, wenn transiente Verhalten von (geregelt oder ungeregelten) Antrieben betrachtet werden [37]. Für genauere Informationen bezüglich Koordinatentransformation und Raumzeigertheorie verweise ich auf die Literatur [39], [24] und [37].

## A.1. Koordinatentransformation

### A.1.1. Koordinatensysteme

Das dreiphasige Statorwicklungssystem ist in Stern geschaltet und symmetrisch am Maschinenumfang verteilt, wobei die Wicklungen a-, b- und c jeweils um  $120^\circ$  räumlich versetzt sind. Beim Maschinensatz handelt es sich um ein System ohne Nullleiter, der Nullstrom ist nicht vorhanden, d.h. die geometrische Summe der drei Signalgrößen ergibt Null, wie anhand von Gleichung A.1 für den Strom ersichtlich ist [24, S. 463]. (Sternschaltung mit nichtangeschlossenem Sternpunkt)

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (\text{A.1})$$

Das dreiphasige Statorwicklungssystem kann durch ein zweiphasiges orthogonales Wicklungssystem mit  $\alpha$ - und  $\beta$ -Achse, das als  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem bezeichnet wird, dargestellt werden. Das  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem ist mit dem Statorwicklungssystem fest verbunden, wobei die  $\alpha$ -Achse auf die a-Achse des dreiphasigen Statorwicklungssystems ausgerichtet ist [24, S. 467]. Beide Koordinatensysteme sind

raumfest mit dem Stator verbunden, das  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem wird als statorfestes Koordinatensystem (SKS) bezeichnet [24, S. 463].

Aus regelungstechnischer Sicht ist es vorteilhaft ein weiteres Koordinatensystem einzuführen, das sich an der Flussverkettung  $\Psi_{PM}$  der Permanentmagnete im Rotor orientiert. Das rotorfeste Koordinatensystem (RKS) besteht aus 2 Achsen, der Längs- und Querachse (d- und q-Achse), die orthogonal zueinander sind. Der Rotor dreht sich mit einer mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{mech.}$ , d.h. das rotorfeste d-q-Koordinatensystem ist nicht raumfest und weist einen Versatz/Winkel  $\varphi_{mech.}$  zum statorfesten Koordinatensystem auf [24, S. 468]. Bei  $\varphi_{mech.} = 0$  ist die d-Achse auf die  $\alpha$ -Achse (und a-Achse) des statorfesten Koordinatensystems ausgerichtet und es ergibt sich eine spezielle Transformationsvorschrift, die in Abschnitt A.1.2 abgehandelt wird.

$$\varphi_{mech.} = \int \omega_{mech.} dt \quad (\text{A.2})$$

### A.1.2. Clarke und inverse Clarke-Transformation

Um Signalgrößen vom dreiphasigen Statorwicklungssystem auf das zweiphasige orthogonale  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem zu überführen wird die Clarke Transformation benutzt. Sie ist in Gleichung A.3 für die Stromkomponenten ersichtlich. Es sei angemerkt, dass die Transformationsvorschrift allgemein gilt und auf alle Signalgrößen ausgeweitet werden kann. Der Faktor  $\frac{2}{3}$  erlaubt eine amplitudenkorrekte Transformation [24, S. 1554].

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Mit den in Abschnitt A.1.1 getroffenen Annahmen,

1. Nullstrom ist nicht vorhanden
2.  $\alpha$ -Achse liegt auf a-Achse

ergibt sich die Transformationsvorschrift wie folgt:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

In Abbildung A.1 sind die für die Clarke-Transformation verwendeten Koordinatensysteme zu sehen. Die Rücktransformation vom dreiphasigen Statorwicklungssystem auf das zweiphasige orthogonale Koordinatensystem wird als Inverse-Clarke-Transformation bezeichnet und wird für die Stromkomponente durch Gleichung A.5

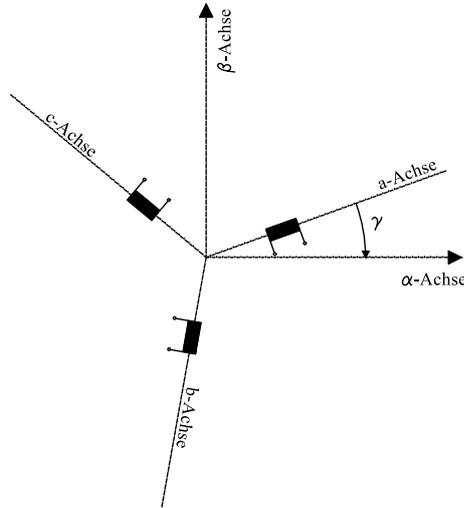


Abbildung A.1.: Clarke-Transformation mit Abbildungsvorschrift ( $\alpha = 0$ ). Das dreisträngige um  $120^\circ$  versetzte Statorwicklungssystem und das statorfeste, orthogonale und zweiphasige  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem sind zu sehen.

ausgedrückt:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

### A.1.3. Park und inverse Park-Transformation

Unter Verwendung der Park Transformation geschieht die Wandlung von Signalgrößen vom zweiphasigen statorfesten  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem auf das zweiphasige, mit  $\omega_{mech.}$  rotierende d-q-Koordinatensystem. In Gleichung A.6 ist sie für die Stromkomponenten ersichtlich.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Die für die Park-Transformation verwendeten Koordinatensysteme sind in Abbildung A.2 dargestellt. Signalgrößen des zweiphasigen, rotierenden d-q-Koordinatensystems werden mit der inversen Park Transformation auf das zweiphasige statorfeste  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem transformiert. Durch folgende Gleichung A.7 wird die inverse Park Transformation für die Stromkomponenten ausgedrückt:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

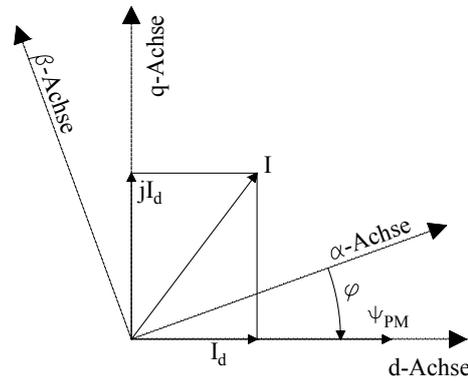


Abbildung A.2.: Koordinatensysteme für die Park-Transformation mit Stromraumzeiger, komponentenweise Abbildung des Stromraumzeigers auf die d- und q-Achse, und Winkel  $\varphi$  zwischen d-q und  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem.

#### A.1.4. Clarke-Park-Transformation

Kombiniert man Clarke und Park Transformation können Transformationen der Phasenströme  $i_a, i_b, i_c$  vom dreiphasigen Statorwicklungssystem auf die Ströme  $i_d, i_q$  des rotorfesten d-q-Koordinatensystems mit Längs- und Querachse der PMSM mit einer Gleichungsvorschrift A.8 abgehandelt werden. Durch Reduktion der Speichervorgänge im Mikrocontroller wird Rechenzeit eingespart.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \varphi & -\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \varphi & -\frac{1}{\sqrt{3}} \cos \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Die Umwandlungsvorschrift der Ströme  $i_d, i_q$  des rotorfesten d-q-Koordinatensystems mit Längs- und Querachse der PMSM in die Phasenströme  $i_a, i_b, i_c$  vom dreiphasigen Statorwicklungssystem spiegelt sich in Gleichung A.9 wieder.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi & \frac{1}{2} \sin \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi \\ -\frac{1}{2} \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi & \frac{1}{2} \sin \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

## A.2. Raumzeigertheorie

Für die feldorientierte Regelung sind komplexe Raumzeiger zur Beschreibung und Berechnung von elektromagnetischen Feldern in elektrischen Maschinen vorteilhaft, sobald transiente Verhalten betrachtet werden [37]. Um die Raumzeigertheorie anwenden zu können, müssen einschränkende Maßnahmen getroffen werden [37]:

1. Jede Strangwicklung des Ständers erzeugt eine räumlich sinusförmige Durchflutung. Man beschränkt sich auf die Grundwelle von Durchflutung, Strombelag und Luftspaltinduktion.
2. Die Maschine ist magnetisch völlig symmetrisch, d.h. der Luftspalt ist am ganzen Umfang der Maschine konstant, und der Einfluss der Nutung wird vernachlässigt.
3. Die Sättigung wird vernachlässigt, d.h. es liegen lineare Verhältnisse vor, um vektorielle Additionen durchführen zu können. Es reicht hier aus, dass in der Maschine ein konstanter Sättigungszustand vorhanden ist; durch Linearisierung im Arbeitspunkt kann wieder die vektorielle Addition angewendet werden.

Es wird eine komplexe Zahlenebene definiert, bei der die reelle Achse mit der Achse der Wicklung  $a$  übereinstimmt [37]. Ein komplexer Stromzeiger für das dreisträngige System wird wie folgt definiert und als Raumzeiger bezeichnet:

$$\vec{i}(t) = \frac{2}{3} \left( i_a(t) + \underline{a}i_b(t) + \underline{a}^2i_c(t) \right) \quad (\text{A.10})$$

Die Multiplikation mit dem komplexen Operator  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  entspricht einer Drehung um  $120^\circ$ , der Faktor  $\frac{2}{3}$  bewirkt eine Normierung des Betrags des Raumzeigers, sodass der Betrag bei symmetrischer Speisung der drei Stränge der Amplitude eines Strangstroms entspricht [37]. Die Projektion des komplexen Raumzeigers auf die Strangwicklungsachse ergibt den Momentanwert des Strangs. Dieser Raumzeiger kann nun in einen Real- und Imaginärteil aufgespalten werden, d.h. dass das dreisträngige System in ein zweisträngiges System umgerechnet werden kann [37].