

**Evaluierung und Anwendung eines Emulators für elektrische
Maschinen in der Entwicklung von Elektro- und
Hybridfahrzeugen**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik der
Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Stefan Uebener

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker
Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Christoph Ament
Tag der mündlichen Prüfung: 01. 12. 2014

Paderborn 2015

Diss. EIM-E/311

Danksagung

Seit dem Start meiner Dissertation im Jahr 2010 haben mich einige Menschen begleitet und geprägt, denen ich hier recht herzlich danken möchte. Zunächst möchte ich meinen Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker sowie meinen betrieblichen Betreuern der *Daimler AG* Dr.-Ing. Marcus Menne und Dr.-Ing. Daniel Pohlenz für die Betreuung meiner Doktorarbeit und ihre wertvollen Hinweise danken. Ich möchte auch vom ganzen Herzen Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Christoph Ament aus der *Technischen Universität Ilmenau* für die Übernahme des Koreferats danken. Mein Dank gilt auch dem Fachgebiet „LEA“ der *Universität Paderborn*, das mich herzlich in seine Gemeinschaft aufgenommen haben. Dabei möchte ich besonders Dipl.-Ing. Andreas Specht und M.Sc. Oliver Wallscheid für ihre wertvolle Unterstützung danken.

Ich möchte auch meinen Studenten danken, die mich tatkräftig in meiner Arbeit unterstützt haben. Dazu zählen: B.Sc. Silim Bel Hadj Amar, Dipl.-Ing.(FH) Bernd Dressel, M.Sc. Guruprassad Papegowda, B.Sc. Marius Limbach, Dipl.-Ing. Tobias Lehmann, M.Sc. Bjarke Daalsgard Justesen und B.Sc. Thomas Föllmer.

Mein besonderer Dank gilt dem Geschäftsführer der *SET Power Systems GmbH* Dipl.-Ing. (FH) Horst Hammerer sowie seinen Mitarbeitern für die gute Zusammenarbeit, ohne die das Projekt, im Rahmen dessen diese Arbeit entstand, nicht möglich gewesen wäre.

Zum Schluss möchte ich noch meiner Familie für die menschliche Unterstützung danken.

Kurzfassung

Der Antriebsumrichter stellt eine Schlüsselkomponente im elektrischen Antriebsstrang dar und sorgt für die elektrische Speisung des Elektromotors. Eine stabile und effiziente Stromregelung ist daher essentiell. Die gestiegenen Anforderungen bezüglich funktionaler Sicherheit erfordern eine hohe Testabdeckung bei gleichzeitig hohem Kostendruck seitens der Unternehmen. Konventionelle Prüfstände, die zum Testen von Leistungsumrichtern vorhanden sind, erfüllen nicht immer die gewünschten Anforderungen. Als Testumgebungen für Antriebsumrichter gehören „Hardware-in-the-Loop“-Systeme (HiL) und Lastprüfstände zum Stand der Technik. Mit HiL-Systemen kann jedoch nur die Steuerelektronik getestet werden, da der Leistungsteil des Umrichters nur simuliert wird. Zwar sind Lastprüfstände nahe am Zielsystem, allerdings sind diese teuer, wartungsaufwändig und haben eine begrenzte Drehzahldynamik. Eine alternative Testumgebung stellt ein sogenannter E-Maschinen-Emulator dar, bei dem die Leistungsflüsse einer permanent-erregten Synchronmaschine physikalisch nachgebildet werden, wobei allerdings vollständig auf bewegliche mechanische Teile verzichtet wird. Ein wesentlicher Vorteil des Emulators im Gegensatz zum HiL ist, dass der Umrichter mit den echten Schnittstellen der Leistungselektronik zur Maschine betrieben werden kann. Kern des Emulators ist, neben einer schnell schaltenden Leistungselektronik, ein echtzeitfähiges, frei parametrierbares E-Maschinenmodell. Durch Variation der Parametrierung können verschiedene E-Maschinen mit geringem Aufwand nachgebildet werden. Bisherige Veröffentlichungen verwendeten aufgrund der einfachen Implementierbarkeit nahezu ausschließlich ein einfaches lineares E-Maschinenmodell, das auf konstanten Induktivitäten basierte. Dabei wurden allerdings Sättigungseffekte und Harmonische vernachlässigt. Die in der Automobilindustrie eingesetzten hoch ausgenutzten permanent-erregten Synchronmaschinen mit vergrabenen Magneten (IPMSM) weisen allerdings deutliche Sättigungseffekte und Oberschwingungen in den Strömen und Spannungen auf, die von einfachen Modellen nicht abgebildet werden können. Zur konsequenten Weiterentwicklung werden in dieser Arbeit zunächst verschiedene Modellierungsansätze, die diese Einschränkungen nicht besitzen, untersucht und bewertet. Als guten Kompromiss zwischen Abbildungstreue, Implementierungsaufwand und Echtzeitfähigkeit hat sich ein modifiziertes Gesamtflussmodell erwiesen, das sowohl Eisen-Sättigungseffekte als auch Oberschwingungen in der EMK mit guter Genauigkeit abbilden kann. Ein Umrichterprüfstand mit einem E-Maschinen-Emulator wurde anschließend in der Hybridfahrzeugentwicklung der Daimler AG in Sindelfingen aufgebaut. Das implementierte E-Maschinen-Modell konnte sowohl mit FEM-Daten, als auch mit Hilfe von Messungen an der realen Maschine parametrierbar werden. Der Vergleich zwischen Last-Prüfstand und E-Maschinen-Emulator hat gezeigt, dass der Emulator das reale Verhalten einer IPMSM mit sehr guter Genauigkeit sowohl im geregelten als auch im ungeregelten Betrieb nachbilden kann. Nach der Validierung der Abbildungstreue des Emulators im Vergleich zur realen Maschine folgen einige praktische Anwendungen, in denen ein Emulator wesentliche Vorteile gegenüber einem konventionellen Lastprüfstand bietet. Dabei wurde die Reproduzierbarkeit bei der Aufnahme von Verlustkennfeldern am E-Maschinen-Emulator bewertet. Des Weiteren wurde im nächsten Schritt die Stabilität der Stromregler des Antriebsumrichters untersucht. Als letzte Anwendung wurde die Möglichkeit untersucht, eine aktive Dämpfungsfunktion mit Hilfe eines echtzeitfähigen Antriebsstrangmodells zu applizieren. Es zeigte sich in den Versuchen, dass der Emulator eine hervorragende Ergänzung gegenüber herkömmlichen Prüfständen ist und in einigen Anwendungen sogar wesentliche Vorteile bietet.

Abstract

The drive inverter is a key component of the electric drive train and provides the electrical supply of the electric motor. Therefore, a stable and efficient current control is essential. The increased requirements for functional safety requires a high test coverage coupled with high cost pressure in view of the companies. Conventional available test benches for testing power converters do not always fit the desired requirements. Test environments for inverters like hardware-in-the-loop-systems (HiL) and dyno test benches are state of the art. With HiL systems, only the control electronics can be tested, since the power part of the inverter is simulated only. Although dyno test benches are close to the target system, but they are expensive, require time-consuming maintenance and have limited speed dynamics. An alternative test environment represents a so-called electric machine emulator, in which the power flow of a permanent-magnet synchronous machine are simulated physically, but completely without any moving mechanical parts. A major advantage of the emulator as opposed to HIL is that the inverter can be operated with the real power interface to the machine. The core of the emulator is, in addition to a fast-switching power electronics, a real-time, freely configurable electric machine model. Various machines can be simulated with little effort by varying the parameterization. Previous publications used almost exclusively a simple, easy to implement linear machine model, which is based on constant inductances. However, saturation effects and harmonics were neglected in this case. The highly utilized permanent magnet synchronous machines with buried magnets (IPMSM) used in the automotive industry have distinct saturation effects and harmonics in the currents and voltages, which cannot be reproduced by simple models. Initially different modeling approaches were investigated and evaluated, which do not have these restrictions. As a good compromise between emulation accuracy, implementation complexity and real-time capability, a modified flux linkage model turned out, which could simulate iron saturation effects and harmonics in the EMF with good accuracy. A drive inverter test bench with an electric machine emulator was constructed in the hybrid vehicle development at the Daimler AG in Sindelfingen. The implemented machine model could be parameterized with FEM data or with the measured characteristic of the real machine. The comparison between the dyno test bench and e-machine emulator has shown that the emulator can reproduce the real behavior of an IPMSM with very good accuracy in the active and passive operating mode. After the emulation performance of the emulator has been validated in comparison to the real machine, some practical applications, in which an electric machine emulator offers significant advantages against a conventional dyno test bench, follows in the last chapter of this thesis. It has been shown that the emulator has advantages in the measurement of inverter power losses. Furthermore, the stability of the current controller has been examined. As last application, the possibility to apply an active damping function using a real-time model of the drive train has been investigated. It has been shown in the experiments that the emulator is an excellent addition to conventional test benches and even offers significant advantages in some applications.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
1.1. Einleitung	1
1.2. Konventionelle Testplattformen	2
1.3. Elektronischer Prüfstand	3
1.4. Zielsetzung und Aufbau der Arbeit	4
2. Elektrische Antriebsentwicklung	5
2.1. Softwareentwicklung in der Automobilindustrie	5
2.2. Antriebsumrichter in Automobilen	6
2.3. Testplattformen für Antriebsumrichter	8
2.4. Einordnung in den Testprozess	13
3. Stand der Technik	14
3.1. Anforderungen an ein Umrichtertestsystem	14
3.2. Hardwareaufbau und Funktionsweise eines E-Maschinen-Emulators	18
3.3. Sensorik	21
3.3.1. Spannungserfassung	21
3.3.2. Stromerfassung	26
3.3.3. Drehgeber	26
3.4. Modell einer permanentenregten Synchronmaschine	28
3.5. Phasenstromregelung	34
3.5.1. Direkte Statorstromregelung	34
3.5.2. Stromregelung im rotorfesten System	37
3.6. Pulswechselrichter	38
3.6.1. Schaltungsaufbau	38
3.6.2. Ansteuerungsverfahren	42
3.6.3. Stromsymmetrierung	44
3.6.4. Vergleich der Umrichtertopologien	49
4. Nichtlineare IPMSM Modellierung	52
4.1. Problembeschreibung	52
4.2. Stand der Technik	54
4.2.1. Lineares Modell	54
4.2.2. Gesamtflussmodell	55
4.2.3. Differentielles Induktivitätsmodell	55
4.2.4. Zusammenfassung	56
4.3. Herleitung eines überschwingungsbehafteten IPMSM-Modells	57

4.4.	Akquisition der Modelldaten	63
4.4.1.	Ziele und Messaufbau	63
4.4.2.	Durchführung der Messungen	64
4.4.3.	Verarbeitung der Messdaten	66
4.4.4.	Berechnung der Flussverkettungen	70
4.5.	Implementierung der Modelle	71
4.5.1.	Erweitertes differentielles Induktivitätsmodell	71
4.5.2.	Erweitertes Gesamtflussmodell	76
4.6.	Validierung der IPMSM-Modelle	78
4.6.1.	Stationärer Phasenkurzschluss	79
4.6.2.	Kennfelder der Flussverkettungen	83
4.6.3.	Oberschwingungsanalyse	89
4.6.4.	Sprungantwort	92
4.7.	Fazit	94
5.	Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators	95
5.1.	Prüfstands Aufbau	95
5.2.	Echtzeitfähiges E-Maschinen-Modell	98
5.3.	Parametrierung des E-Maschinen-Emulatormodells	101
5.3.1.	Parametrierungssoftware	101
5.3.2.	Parametrierung aus Prüfstandmessungen	103
5.3.3.	Parametrierung aus FEM-Simulationen	104
5.4.	Validierung des E-Maschinen-Emulators	105
5.4.1.	Stationärer Phasenkurzschluss	105
5.4.2.	EMK	106
5.4.3.	Kennfelder der Flussverkettungen	108
5.4.4.	Drehzahl-Drehmoment-Kennfelder	109
5.4.5.	Oberschwingungsanalyse	112
5.4.6.	Sprungantwort	113
5.5.	Fazit	114
6.	Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung	115
6.1.	Wirkungsgraduntersuchung von Leistungsumrichtern	115
6.1.1.	Analyse der Umrichterverluste	115
6.1.2.	Simulation der Umrichterverluste	117
6.1.3.	Messung der Umrichterverluste	118
6.2.	Untersuchung der Stromreglereigenschaften von Antriebsumrichtern	124
6.2.1.	Grundstruktur der IPMSM-Regelung	124
6.2.2.	Auslegung des Stromreglers	126
6.2.3.	Führungsverhalten	129
6.2.4.	Störverhalten	131
6.2.5.	Streuung von Maschinenparametern	133
6.3.	Applikation eines Reglers zur Dämpfung von Antriebsstrangschwingungen	134
6.3.1.	Aktive Dämpfung von Torsionsschwingungen	134
6.3.2.	Antriebsstrangmodell	139
6.3.3.	Lasten	143

6.3.4. Applikation aktiver Dämpfungsregler am E-Maschinen-Emulator	144
6.4. Fazit	146
7. Zusammenfassung und Ausblick	147
7.1. Zusammenfassung	147
7.2. Fazit und Ausblick	149
A. Anhang	150
A.1. Emulatorsimulation	150
A.2. PMSM-Simulationsumgebung	153
A.3. Emulator-Steuerungssoftware	154
Literaturverzeichnis	157

Abbildungsverzeichnis

2.1. Softwareentwicklungsprozesse in der Automobiltechnik [11]	5
2.2. Hard- und Softwarestruktur eines Antriebsumrichters	7
2.3. Plattformen zum Test von Antriebsumrichtern	8
2.4. Konzept der HiL-Simulation von Antriebsumrichtern	10
2.5. Anbindung des Antriebsumrichters an einen E-Maschinen-Emulator	12
2.6. Bewertung der Eignung unterschiedlicher Testplattformen hinsichtlich relevanter Testfall in der Automobilindustrie	13
3.1. Struktur eines Umrichter-testsystems mit passiver ohmisch-induktiver Last	15
3.2. Struktur eines E-Maschinen-Emulators mit Induktivitätskaskade und Standardumrichter [16]	16
3.3. Struktur eines E-Maschinen-Emulators mit festen Stranginduktivitäten und Multi-Level-Inverter	16
3.4. Bewertung der Anforderungen an das Umrichter-testsystem	17
3.5. Eignungsbewertung der Umrichter-testsysteme für verschiedene Anwendungen	18
3.6. Aufbau eines E-Maschinen-Emulators	19
3.7. Prinzipieller Aufbau eines Umrichter-prüfstandes mit einem E-Maschinen-Emulator [18]	20
3.8. PWM-Spannungsfilerung mittels RC-Filter	22
3.9. Implementierungsvarianten des Integrationsfilters	23
3.10. PWM-Spannungsfilerung mittels Integrationsfilter	24
3.11. Aufbau eines Field Programmable Gate Arrays (FPGA) [15]	25
3.12. Aufbau und Funktionsweise eines Resolvers [24]	27
3.13. Permanenterregte Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten (links) und vergrabenen Magneten (rechts)[38]	28
3.14. Transformation des abc- in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystems	30
3.15. Transformation des $\alpha\beta$ - in das dq-Koordinatensystems	31
3.16. Ersatzschaltbild der PMSM in (a) d-Achse (b) q-Achse	32
3.17. Signalflussbild des E-Maschinen-Modells mit konstanten Induktivitäten [45]	33
3.18. Blockschaltbild der direkten Phasenstromregelung [54]	34
3.19. Blockschaltbild des Regelkreises der direkten Phasenstromregelung	35
3.20. Bodediagramm der geschlossenen Stromregelungsübertragungsfunktion [54]	36
3.21. Blockschaltbild Phasenstromregelung im rotorfesten Koordinatensystem [54]	38
3.22. Struktur des Hoch- und Tiefsetzstellers [54]	39
3.23. Kombiniertes Hoch- und Tiefsetzsteller [54]	40
3.24. Struktur der Multi-Level-Schaltung (eine Phase) [54]	40
3.25. Struktur des vereinfachten Multi-Level-Inverters (eine Phase)	41

3.26. Gesamtschaltbild der Schaltungstruktur eines E-Maschinenemulators mit vierstufigen Multi-Level-Inverter [32]	42
3.27. Induktive Spannungssteiler bei einem dreistufigen Multi-Level-Inverter	43
3.28. IGBT Ansteuerungsverfahren bei einem dreistufigen Multi-Level-Inverter	43
3.29. Verlauf der Spannung u_a am Emulatoreingang im belasteten und im unbelasteten Zustand	44
3.30. Ansteuerungsverfahren der IGBTs mittels Sinusmodulation und Zweigstromregelung	45
3.31. Vergleich mit und ohne Zweigstromregelung	46
3.32. Ein- und Ausgänge der Zweigstromregelung	47
3.33. Vereinfachter Regelkreis der Zweigstromregelung	47
3.34. Vergleich der Spannungszeiger zwischen 2-Level- und Multi-Level-Inverter	49
3.35. Vergleich der Phasenspannungen und -ströme zwischen 2-Level- und Multi-Level-Inverter	50
3.36. Ausschnitt eines Stromrippels der Phase a	51
4.1. Visualisierung der Kreuzsättigung [38]	53
4.2. EMK-Messung an einer Maschine mit starken Oberschwingungen [30]	54
4.3. Schematische Darstellung einer Spule	57
4.4. Schematischer Aufbau einer PMSM und Flussdichteverteilung über dem Rotor für $\varepsilon_{el} = 0^\circ$ (mit den eingezeichneten Positionen der Phasen A, B und C)	58
4.5. Messaufbau am E-Maschinenprüfstand	63
4.6. Arbeitspunktansteuerung der Flusskennfeldvermessung	65
4.7. Rohdaten einer Kennfeldmessung	65
4.8. Dreieck/Stern-Transformation	66
4.9. Blockschaltbild der Reglerstruktur zur Demodulation der Resolversignale	67
4.10. Transformation der Klemmenspannung in Phasenspannung (Sternschaltung)	67
4.11. Vergleich zwischen Mittelwert- und Gaußfilter gleicher Filterbreite	68
4.12. Verarbeitung einer Kennfeldmessung	69
4.13. Verlauf der strom- und winkelabhängigen Flussverkettung $\psi_{abc}(\varepsilon_{el}, i_a, i_b, i_c)$ (links) bzw. $\psi_{dq}(\varepsilon_{el}, i_d, i_q)$ (rechts) bei einem konstanten Arbeitspunkt $[[i_d, i_q = const]]$	70
4.14. Kennfelder der Flussverkettungen	73
4.15. Kennfelder der Flussverkettungen	73
4.16. Ableitungskennfelder der Flussverkettungen	74
4.17. Implementierung des erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells	75
4.18. Implementierung des erweiterten Gesamtflussmodells	77
4.19. Invertierte Kennfelder der Flussverkettungen	78
4.20. Invertierte Kennfelder der Flussverkettungen	78
4.21. Analytische Berechnung der stationären Kurzschlussströme	80
4.22. Vergleich der stationären dq-Ströme zwischen Messungen am E-Maschinen-Prüfstand und den Modellberechnungen	81
4.23. Messung an realer Maschine	82
4.24. Lineares Modell	82
4.25. Gesamtflussmodell	82
4.26. Differentielles Induktivitätsmodell	82
4.27. Erweitertes differentielles Induktivitätsmodell	82

4.28. Erweitertes Gesamtflussmodell	82
4.29. Vergleich der Spektren der Kurzschlussströme	83
4.30. Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des linearen Modells und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)	84
4.31. Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des Gesamtflussmodells und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)	85
4.32. Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des differentiellen Induktivitätsmodells und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)	86
4.33. Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)	87
4.34. Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des erweiterten Gesamtflussmodells und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)	88
4.35. Vergleich der Frequenzspektren von i_q in einem stationären Arbeitspunkt	90
4.36. Amplitudenvergleich der dominanten 6. Harmonischen von i_q zwischen der realen Maschine (links) und dem erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell (rechts) bei Drehzahl $n = 400 \text{min}^{-1}$	91
4.37. Amplitudenvergleich der dominanten 6. Harmonischen von i_q zwischen dem <i>Gesamtflussmodell</i> (links) und dem <i>erweiterten Gesamtflussmodell</i> (rechts) bei Drehzahl $n = 400 \text{min}^{-1}$	92
4.38. Sprungantworten der implementierten Modelle und Vergleich mit realer Maschine bei Drehmomentsprung von 0 auf 100 Nm bei $n = 400 \text{min}^{-1}$	93
5.1. Komplettansicht des Umrichterprüfstandes mit E-Maschinen-Emulator	95
5.2. Aufbau des Antriebsumrichterprüfstandes mit E-Maschinen-Emulator	97
5.3. Implementierung des Gesamtflussmodells	99
5.4. Blockschaltbild des $\psi_{dq}2i_{dq}$ -Blocks	101
5.5. PMSM-Tool zur Parametrierung der E-Maschinen-Modelle	102
5.6. Invertierung der Flusskennfelder ψ_d und ψ_q	102
5.7. Oberschwingsungsanalyse der EMK bei einer Drehzahl von 1000min^{-1}	103
5.8. „HarmonicEditor“ zur Generierung der Look-Up-Tables f_{hd} und f_{hq}	104
5.9. Berechnung der Flussverkettungen durch FEM-Simulationen: (links) Flusskennfeld $\psi_d = f(i_d, \varepsilon_{el})$, (rechts) Falschfarbbild der Flussdichteverteilung in der Maschine	105
5.10. Vergleich der Phasenströme i_{dq} im Kurzschlussversuch	106
5.11. Vergleich der Oberschwingungen im Phasenkurzschluss bei der Drehzahl 100min^{-1}	107
5.12. Vergleich der EMK zwischen Emulator und realer E-Maschine bei 1000min^{-1}	107
5.13. Vergleich der Flusskennfelder ψ_d und ψ_q zwischen dem E-Maschinen-Emulator (EME) und der realen E-Maschine (EM)	108

5.14. Differenz der Flusskennfelder ψ_d und ψ_q zwischen dem E-Maschinen-Emulator und der realen E-Maschine	109
5.15. Vergleich der Maschinenkennfelder zwischen realer Maschine (EM) und E-Maschinen-Emulator (EME)	110
5.16. Differenz der Phasenströme Δi_d und Δi_q in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment	111
5.17. Differenz der Phasenspannungen Δu_d und Δu_q in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment	111
5.18. Amplitudenvergleich der 6. Harmonischen von i_q zwischen der realen Maschine (links) und dem E-Maschinen-Emulator (rechts)	112
5.19. Vergleich der Sprungantworten zwischen realer Maschine (EM) und dem E-Maschinen-Emulator (EME) bei 400 min^{-1}	113
6.1. rechts: Mittelwertmodellierung der Phasenströme, links: Durchlasskennlinie eines IGBTs	116
6.2. Simulation der Umrichter-Verlustleistungen (links) und des Umrichter-Wirkungsgrades abhängig von Drehzahl und Drehmoment	118
6.3. Messunsicherheit bei Wirkungsgradmessungen [4]	119
6.4. Wicklungstemperaturen bei der Wirkungsgradkennfeldaufnahme (EM-Prüfstand)	120
6.5. Umrichterwirkungsgradbestimmung am E-Maschinen-Prüfstand	121
6.6. Umrichterwirkungsgradbestimmung am E-Maschinen-Emulator	121
6.7. Differenz der Umrichterverlustleistungen nach zwei unabhängigen Messungen am E-Maschinen-Prüfstand	122
6.8. Differenz der Umrichterverlustleistungen nach zwei unabhängigen Messungen am E-Maschinen-Emulator	122
6.9. Regelungsstruktur einer IPMSM [5][61]	124
6.10. Allgemeine IMC Struktur [19]	126
6.11. Vereinfachte IMC Struktur [19]	126
6.12. Auslegung des Reglers nach der ITEA-Methode [37]	129
6.13. Vergleichsmessungen der Führungsprungantworten verschiedener Reglerauslegungen	129
6.14. Führungsverhalten (IMC) bei sinusförmigen q-Strom bei 1 Hz (links) und 10 Hz (rechts)	130
6.15. Bodediagramm des Führungsverhaltens verschiedener Auslegungsmethoden (Messung)	130
6.16. Vergleich der Drehzahl-Störungssprungantworten verschiedener Reglerauslegungen	131
6.17. Störverhalten bei sinusförmiger Maschinendrehzahlschwankung bei 1 Hz (links) und 10 Hz (rechts)	132
6.18. Normierte Amplitudenübertragungsfunktion des Drehzahl-Störverhaltens verschiedener Auslegungsmethoden (Messung am EM-Emulator)	132
6.19. Auswirkung einer Maschinen-Parametervariation auf die Sprungantwort (Auslegung nach IMC, Messung am EM-Emulator)	133
6.20. Antriebsstrang des Mercedes-Benz E 300 BlueTEC Hybrid [57]	135
6.21. Schematische Darstellung des Antriebsstranges	135
6.22. Auswirkung der aktiven Schwingungsdämpfung auf das Systemverhalten im Zeitbereich: (links) Sprungantwort, (rechts) Verlauf der E-Maschinendrehzahl	138

6.23. Auswirkung der aktiven Schwingungsdämpfung auf das Systemverhalten im Frequenzbereich: (links) Bodediagramm, (rechts) Pol-Nullstellen-Diagramm	138
6.24. Struktur des Antriebsstrangmodells	139
6.25. Verbrennungsmotordrehmoment M_{VM} im Vollastbetrieb	140
6.26. Reibungsübertragungsverhalten der Anfahrkupplung im Schlupfbetrieb	141
6.27. Umschaltvorgang im Automatikgetriebe	142
6.28. Zusammenhang zwischen Schlupf und Kraftübertragung	143
6.29. Dynamisches Reifenmodell [21]	143
6.30. Systemverbund zur Verifikation der aktiven Schwingungsdämpfung	144
6.31. Vergleich der Sprungantworten auf einen Drehmomentsprung von 100 Nm zwischen realen Fahrzeug und Antriebsstrangmodell ($\Delta n = n_{EM} - u \cdot n_{Rad}$)	145
6.32. Analyse der aktiven Dämpfung am E-Maschinen-Emulator	145
A.1. Modell eines E-Maschinen-Emulators modelliert in PLECS	150
A.2. Modell eines Multi-Level-Inverters (1 Phase) modelliert in PLECS	151
A.3. Simulation des E-Maschinen-Emulators in geschlossener Kette	152
A.4. Simulink-Simulationsumgebung zur Validierung der implementierten E-Maschinenmodelle	153
A.5. Ansicht der Prüfstandssteuerungssoftware	154
A.6. Upload der Modell-Parametrierung auf den E-Maschinen-Emulator	156

Tabellenverzeichnis

3.1. Zusammenfassung der Methoden der Spannungserfassung	26
3.2. IGBT Schaltzustände bei einem dreistufigen Multi-Level-Inverters	42
4.1. Vergleich der bekannten E-Maschinen Modelle	56
4.2. Kanalbelegung der Oszilloskope (dunkelgrün: Oszilloskop 1, hellgrün: Oszilloskop 2)	64
4.3. Zusammenfassung der für das Modell benötigten Kennfelder	72
4.4. Zusammenfassung der für das Modell benötigten Kennfelder	77
4.5. Mittlere Abweichungen der Modellsimulationen zu den Referenzmessungen	88
5.1. Technische Daten des verwendeten E-Maschinen-Emulators	96
6.1. Parameter der Umrichterverlustleistungsberechnung	118
6.2. Technische Daten der verwendeten Messtechnik	120
6.3. Differenz der mittleren Verlustleistungen zwischen Sinus- und Vektormodulation	123
6.4. Verstärkungsfaktoren des Stromreglers	129
A.1. Zusammenfassung der Softwaremodule	155

Formelzeichenverzeichnis

Schreibweise der Formelzeichen am Beispiel der Größe g

G	zeit-konstante, skalare Größen
g	zeit-variable, skalare Größen
\mathbf{G}, \mathbf{g}	Vektor, Matrix, Raumzeiger
$\mathbf{G}^T, \mathbf{g}^T$	transponierter Vektor oder Matrix
\hat{G}, \hat{g}	Amplitude, Ersatzwert
\bar{G}, \bar{g}	Mittelwert
$\Delta G, \Delta g$	Differenzwert
\dot{g}	zeitliche Ableitung einer skalaren Größe oder eines Vectors
$[[G]], [[g]]$	Arbeitspunkt

Formelzeichen

A	Fläche, Querschnitt, Amplitudengang
a	Tastverhältnis
B	magnetische Flussdichte
C	Kondensator
c	Federsteifigkeitskonstante
D,d	Dämpfungsfaktor
e_{rel}	relativer Fehler
E	Energie
E_{ON}	Einschaltenergieverluste
E_{OFF}	Ausschaltenergieverluste

F	Kraft
f	Frequenz
$f(\dots)$	Funktion
f_s	Schaltfrequenz
G	Gate-Signal
G_0	Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
G_r	Regler-Übertragungsfunktion
G_s	Übertragungsfunktion des Systems
H	magnetische Feldstärke
harm, h	Harmonische, Oberschwingungen
i	Strom
i_{abc}	Stromzeiger im dreiphasigen, statorfesten Bezugssystem
i_{dq}	Stromzeiger im rotorfesten Bezugssystem
J	Trägheitsmoment
j	imaginäre Zahl
J_1	Kreuzkopplungsmatrix
J_{EM}	Trägheitsmoment der E-Maschine
J_{Fzg}	Trägheitsmoment des Fahrzeugs
K	Verstärkungsfaktor
K_i	Reglerverstärkungsfaktor (Integralteil)
K_p	Reglerverstärkungsfaktor (Proportionalteil)
K_s	Systemverstärkungsfaktor
K_r	Reglerverstärkungsfaktor

l	differentielle Induktivität, Länge	T_n	Reglernachstellzeit
L	Induktivität	T_u	Emulator-Umrichterzeitkonstante
L_s	Selbstinduktivität	\mathbf{T}_{23}	Transformationsmatrix $abc \rightarrow \alpha\beta$
L_h	Hauptinduktivität	\mathbf{T}_{32}	Transformationsmatrix $\alpha\beta \rightarrow abc$
L_d	Statorinduktivität in d-Achse	u	Spannung, Übertragungsverhältnis
L_q	Statorinduktivität in q-Achse	u_{abc}	Spannungszeiger im dreiphasigen, statorfesten Bezugssystem
M	Drehmoment	u_{cos}	Cosinus-Positionssignal des Resolvers
M_{el}	Luftspalmmoment der E-Maschine	u_{dq}	Spannungszeiger im rotorfesten Bezugssystem
M_{mech}	Drehmoment an der Messwelle	u_{ext}	Erregersignal des Resolvers
n	Drehzahl, Zähler	u_{sin}	Sinus-Positionssignal des Resolvers
p	Polpaarzahl	U_{zw}	Zwischenkreisspannung
P	Leistung	v	Geschwindigkeit
P_{Cu}	Wärmeverlustleistung	x	Zustandsgröße
P_v	Verlustleistung	y	Ausgangsgröße
Q	Blindleistung	ε	Rotorwinkel
\mathbf{Q}	Transformationsmatrix $dq \rightarrow \alpha\beta$	ε_{el}	elektrischer Feldwinkel
\mathbf{Q}^{-1}	Transformationsmatrix $\alpha\beta \rightarrow dq$	ϑ	Rotorumfang, Temperatur
R	Widerstand	μ	Permeabilität, Reibungskoeffizient
r	differentieller Widerstand, Radius	φ_0	Mittelpunktpotential, Phasengang
R_s	Statorwiderstand	ϕ	Phasenverschiebung
s	Laplace-Operator	ψ	verketteter magnetischer Fluss
t	Zeit	ψ_L	verketteter Induktionsmagnetfluss
T	Periodendauer	ψ_P, Ψ_P	verketteter Permanentmagnetfluss (zeitvariabel bzw. zeitkonstant)
T_a	Abtastzeit	ρ_{Cu}	spezifischer Widerstand von Kupfer
T_{IGBT}	Schaltperiodendauer des IGBTs (allgemein)	τ	Zeitkonstante
$T_{IGBT,EME}$	Schaltperiodendauer der IGBTs des Emulators	ω	Winkelgeschwindigkeit
$T_{IGBT,DUT}$	Schaltperiodendauer der IGBTs der Prüflings		

Indizes

a	Phase a
ab	Klemmenwerte zwischen A und B
ac, AC	Wechselstrom
abc	abc-Bezugssystem
b	Phase b
bc	Klemmenwerte zwischen B und C
c	Phase c
ca	Klemmenwerte zwischen C und A
d	d-Achse
dc, DC	Gleichstrom
zw	Zwischenkreis
dq	dq-Bezugssystem
el	elektrisch
eff	Effektivwert
g	Glättungsdrossel
i	Index
int	Integral
ind	induziert
load	Last
M	E-Maschine
max	maximal
mdl	Model
mech	mechanisch
o	oben
q	q-Achse
ref	Referenz
s	Stator
soll,*	Sollgröße
sw	Seitenwellen
u	unten
v, vor	Vorsteuerung
20	Bezugsgröße bei 20°C
α	α -Achse
$\alpha\beta$	$\alpha\beta$ -Bezugssystem
β	β -Achse

Abkürzungsverzeichnis

CAN	Controller Area Network
CLB	Configurable Logic Block
CPC	Central Powertrain Control
DGL	Differentialgleichung
DSP	Digitaler Signalprozessor
DUT	Device under Test
EM	Elektrische Maschine
EME	E-Maschinen-Emulator
FEM	Finite Elemente Methode
FFT	Fast Fourier Transformation
FPGA	Field Programmable Gate Array
HiL	Hardware in the Loop
HEV	Hybrid Electric Vehicle
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IMC	Internal Model Control
IPMSM	permanenterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten
ITAE	Integral Time Absolute Error
LUT	Look-Up-Table
MAE	Mean Absolute Error
MiL	Model in the Loop
MTPC	Maximum Torque per Current
NTC	Negative Temperature Coefficient Thermistor, Heißeleiter
PHiL	Power Hardware in the Loop
PMSM	permanenterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
SiL	Software in the Loop
SoC	State of Charge, Ladezustand der Batterie
SPMSM	permanenterregte Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten
SVM	Space Vector Modulation
VM	Verbrennungsmotor
ZMS	Zweimassenschwungrad
μC	Mikrocontroller

1. Einleitung

1.1. Einleitung

Mit der Erfindung des Automobils 1886 durch *Carl Benz* und *Gottlieb Daimler* wurde eine Revolution im Individualverkehr und im Transportwesen eingeläutet. Durch eine rasante technologische Entwicklung und durch die Einführung der Massenproduktion durch *Henry Ford* wurden Fahrzeuge mit Verbrennungsmotor schnell für eine breite Masse der Bevölkerung erschwinglich. Die Konsequenzen sind heute, dass ca. 18% der deutschen CO₂-Emissionen durch den Verkehrssektor verursacht werden. Im Jahr 2010 waren weltweit ca. 1 Mrd. Fahrzeuge zugelassen und durch das rasante Wirtschaftswachstum in den Schwellenländern China und Indien (12,2 bzw. 2,5 Mio. Neuzulassungen pro Jahr) wird sich diese Zahl in den nächsten Jahren noch erhöhen [43]. Das gestiegene Umweltbewusstsein in der Bevölkerung, die abzusehende Verknappung fossiler Brennstoffe und nicht zuletzt eine strengere Abgasgesetzgebung hinsichtlich CO₂-Grenzwerten hat dazu geführt, dass elektrisch bzw. teil-elektrisch betriebene Fahrzeuge wieder in den Fokus der Entwicklung gerückt sind. Elektrisch betriebene Fahrzeuge waren zu den Anfängen des Automobils Ende des 19. Jahrhunderts dem verbrennungsmotorisch betriebenen Fahrzeugen überlegen und die 100 km/h-Schwelle wurde als Erstes von einem Elektroauto gebrochen. Nach 1900 begann durch die Entwicklung des elektrischen Starters und der günstigen Massenproduktion von Treibstoffen auf Erdölbasis der Siegeszug des Ottomotors und das Elektroauto führte, nicht zuletzt wegen seiner geringen Reichweite und langen Ladezeit, nur noch ein Schattendasein. Heute erleben Fahrzeuge mit elektrischen Antrieb ihre Renaissance, zu dem vor allem die Entwicklung von neuen Leistungshalbleitern, Mikroprozessorsteuerungen sowie die Lithium-Ionen-Batterie beigetragen haben. Das Spektrum der möglichen Antriebskonzepte hat sich, neben den reinen Elektrofahrzeugen, um Hybrid- und Brennstoffzellenantriebe erweitert. Elektrofahrzeuge haben jedoch, trotz des Technologievorsprunges, noch die gleichen Probleme wie Ende des 19. Jahrhunderts - die zu geringe Reichweite und lange Ladezeit. Deshalb ist davon auszugehen, dass sich Elektrofahrzeuge in nächster Zeit nur als Zweitwagen in der urbanen Region etablieren werden. Brennstoffzellenfahrzeuge scheinen auf den ersten Blick die Lösung für das Problem zu sein, denn sie sind lokal emissionsfrei und der Wasserstoffvorrat ist schnell aufzufüllen. Die CO₂-Bilanz beim Brennstoffzellenfahrzeug ist allerdings sehr von der Art und Weise abhängig, wie der Wasserstoff erzeugt wird. Der Gesamtwirkungsgrad eines Brennstoffzellenfahrzeugs ist mit dem eines modernen Dieselfahrzeugs vergleichbar. Weitere Probleme liegen in der Verfügbarkeit von Wasserstofftankstellen und den hohen Produktionskosten der Brennstoffzelle, wobei eine signifikante Menge an wertvollem Platin benötigt wird. Die Brennstoffzellentechnologie wird damit eine mittel- bis langfristige Alternative zu den konventionellen Antrieben sein. Hybridfahrzeuge dagegen kombinieren zwei verschiedene Energiequellen bzw. Wandler und sind heute im Fokus der Entwicklung bei nahezu allen Automobilherstellern. Elektrische Hybrid-

fahrzeuge (HEV) kombinieren einen konventionellen Verbrennungsmotor mit einen elektrischen Antrieb. Ziel ist die Reduzierung des Kraftstoffverbrauchs, der CO₂- und Schadstoffemissionen sowie die Erhöhung von Drehmoment und Leistung. Bewerkstelligt wird dies durch eine geschickte Kombination dieser zwei Antriebe z.B. durch Lastpunktanhebung, Segelbetrieb und Rekuperation von Bremsenergie. Das erste serienreife Hybridfahrzeug, der *Toyota Prius*, wurde 1997 auf den japanischen Markt eingeführt und inzwischen wurden weltweit mehr als 2 Mio. Exemplare in der dritten Generation verkauft. Der *Prius III* wird von einen 1,8-l-Benzinmotor und einer 60 kW permanenterregten Synchronmaschine (PMSM) angetrieben. Wegen ihres guten Wirkungsgrades und Regelbarkeit sowie der hohen Leistungsdichte wird die PMSM von den meisten Automobilherstellern favorisiert. Zur Regelung dieser Maschinen kommen in der Regel Spannungszwischenkreisumrichter mit feldorientierter Regelung zum Einsatz. Durch die Serieneinführung von elektrischen Antriebssystemen mit hohen Zwischenkreisspannungen (bis 450 V) sind die Anforderungen an die Sicherheit und Zuverlässigkeit der Leistungselektronik enorm hoch. Die induzierte Spannung der PMSM kann bei hohen Drehzahlen schnell die Klemmenspannung der Batterie überschreiten und damit die Batterie oder die Leistungselektronik im Fehlerfall zerstören. Gerade bei Voll- bzw. Plug-In-Hybridfahrzeugen, bei denen eine rein elektrische Traktion möglich ist, muss die Genauigkeit und Zuverlässigkeit der Stromregelung sichergestellt werden. Die Anforderungen an die Umrichtersoftware sind, nicht zuletzt bezüglich funktionaler Sicherheit (*ISO 26262*), besonders hoch und mit Standardindustrienumrichtern nicht mehr vergleichbar. Eine umfassende Absicherung der Steuergerätesoftware, die für das elektrische Fahren verantwortlich ist, ist deshalb essentiell. Leider lassen sich Antriebsumrichter mit dem in der Automobilindustrie etablierten Testplattformen nicht vollständig absichern, denn hier hat sich in den letzten Jahren eine Testlücke aufgezeigt.

1.2. Konventionelle Testplattformen

In der Automobilindustrie hat sich zum Testen und Absichern von Steuergeräten das *Hardware-in-the-Loop* Verfahren (HiL) etabliert. Die HiL-Simulation ermöglicht den Test von Steuergeräten mit Hilfe einer simulierten Testumgebung in einem geschlossenen Kreislauf, ohne dass sämtliche Komponenten des Fahrzeugs (Aktoren, Sensoren, andere Steuergeräte) real vorhanden sein müssen. Der HiL Simulator simuliert dabei in Echtzeit statische und dynamische Vorgänge der Umgebung. Die Ausgangssignale des Steuergerätes und des Systembusses werden erfasst und dem Simulationsmodell als Eingang zugeführt. Im HiL-Simulator wird ein Simulationsmodell der Regelstrecke (z.B. E-Maschine) in Echtzeit mit Hilfe der Eingangssignale berechnet. Die Modellausgänge werden anschließend über digitale oder analoge Schnittstellen dem Steuergerät zurückgeführt. Steuergerät (Regler) und HiL-Simulator (Regelstrecke) stellen somit einen geschlossenen Regelkreis dar. Bei der Anwendung von *Hardware-in-the-Loop* auf Antriebsumrichter wird allerdings ein Schnitt durch das Steuergerät gemacht und der Leistungsteil von dem Signalteil getrennt. Dabei werden die Gate-Signale der Leistungstransistoren abgegriffen, die Phasenströme durch ein echtzeitfähiges E-Maschinenmodell berechnet und die Stromsensoren signale per analogen Ausgang an das Steuergerät zurückgeführt. Physikalische Effekte an den IGBTs, Stromsensoren und am Leistungsteil werden dadurch nur idealisiert abgebildet. Eine weitere klassische Methode zur Absicherung und Applikation von Antriebsumrichtern ist

der Test mit einem E-Maschinenprüfstand. Bei dieser Konfiguration steuert der Testumrichter (*Device under Test*, DUT) die Zielmaschine an, die wiederum mit einer anderen drehzahlgeregelten Lastmaschine gekoppelt ist. Das DUT muss im Gegensatz zur HiL-Methode nicht zerlegt und kann in seiner Zielkonfiguration inklusive Steuer- und Leistungselektronik getestet werden. Allerdings stellt der rotierende Prüfstand selbst einen Antriebsstrang mit Steifigkeiten und Trägheitsmomenten dar, der sich von dem des Zielfahrzeugs deutlich unterscheidet. Gerade in Hybridantrieben ist die E-Maschinendrehzahl nicht immer an die Fahrzeuggeschwindigkeit gekoppelt, da es je nach Antriebskonzept verschiedene Zwischenzustände im Leerlauf oder mit offener Kupplung gibt [18]. Aufgrund des relativ kleinen Trägheitsmomentes der E-Maschine und der großen übertragenen Drehmomente ist die Drehzahldynamik im Zielfahrzeug wesentlich höher als dies an einem E-Maschinenprüfstand nachgestellt werden kann. Das Trägheitsmoment der Lastmaschine ist um ein Vielfaches höher, wodurch die Drehzahldynamik dieses Prüfstands signifikant reduziert wird. Aufgrund des hohen Kostendrucks in der Automobilindustrie muss auch die Wirtschaftlichkeit eines solchen Prüfstandes zum Test von Antriebsumrichtern in Frage gestellt werden, da immer eine Zielmaschine vorhanden sein muss. Da in Hybridfahrzeugen der Rotor und der Stator der E-Maschine meist direkt in das Getriebe integriert wird, ist zum Betrieb an einem E-Maschinenprüfstand häufig eine kostenintensive Prüfstandsadaption notwendig. Durch die Vielzahl an möglichen Antriebskonfigurationen müssen oft mehrere Maschinensätze vorhanden sein, wodurch außerdem Lager- und Wartungskosten für den Hersteller anfallen.

1.3. Elektronischer Prüfstand

Ein rein elektronischer Prüfstand ist ein alternatives Konzept, das die Vorteile eines Lastprüfstands mit dem eines HiL-Simulators vereint. Ähnlich dem HiL-Verfahren bildet die Grundlage eine echtzeitfähige Simulation, basierend auf einem E-Maschinen-Modell. Die Schnittstelle zwischen Testumrichter und Simulator bilden allerdings die echten Phasenleitungen anstelle der Signalleitungen. Da eine Trennung zwischen Signal- und Leistungsteil des Umrichters nicht mehr notwendig ist, kann das DUT in seiner Zielkonfiguration betrieben werden. Die Hauptkomponente dieses Prüfstandes ist ein *E-Maschinen-Emulator*, der aus einem leistungselektronischen System und einer echtzeitfähigen Simulationshardware besteht. Der E-Maschinen-Emulator bildet die Phasenströme, die bei der echten E-Maschine fließen würden, nach. Damit schließt sich die Lücke zwischen HiL und dem E-Maschinenprüfstand, da die Vorteile beider Testmethoden miteinander vereint werden. Da die mechanische Strecke weiterhin von einem Modell berechnet wird, sind der Drehzahldynamik nahezu keine Grenzen gesetzt und es können beliebig komplexe Antriebsstränge simuliert werden. Durch die freie Parametrierbarkeit der E-Maschinenmodelle ist der Automobilhersteller nicht mehr auf das Vorhandensein der Zielmaschine angewiesen. Die Maschinen können auf Basis von FEM-Berechnungen oder Datenblätter des Zulieferers parametrisiert werden. Dadurch wird der parallele Entwicklungsprozess von elektrischen Antrieben unterstützt. Das Entwicklerteam der Leistungselektronik kann bereits erste Reglertests durchführen, obwohl eine E-Maschine real noch nicht existiert [18]. Testfälle sind aufgrund der fehlenden mechanischen Komponenten und der Temperaturunabhängigkeit des Testsystems reproduzierbar und automatisierbar. Viele Fehler, die im Fahrzeug auftreten können, wie Entmagnetisierung der Permanentmagneten, Phasenkurzschlüsse und produktions- bzw. alterungsbedingte Para-

meterstreuung könnten mit dem E-Maschinen-Emulator abgesichert werden, die auf einem E-Maschinenprüfstand nur mit großem Kostenaufwand nachgestellt werden können.

Die Entwicklung von elektronischen Prüfständen zum Antriebsumrichter test ist seit einigen Jahren Gegenstand zahlreicher Veröffentlichungen. Die Terminologie dieses noch recht jungen Forschungsgebietes hat sich allerdings noch nicht standardisiert. *Virtual Maschine* [9][49][2], *Power-HiL* [10], *elektronischer HiL* [54][62] und *E-Maschinen-Emulator* [34] sind alles Begriffe, die in der Literatur im Zusammenhang eines elektronischen Prüfstandes zu finden sind. Da der Begriff *Power-Hardware-in-the-Loop* (PHiL) auch im Zusammenhang mit Netzsimulationssystemen gebräuchlich ist [40][39][41], wird in dieser Arbeit bis auf Weiteres der Terminus „*E-Maschinen-Emulator*“ verwendet.

1.4. Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Seit einigen Jahren gibt es kommerzielle Anbieter von E-Maschinen-Emulatoren auf dem Markt [18][46][47], so dass diese Systeme auch für die Automobilindustrie interessant werden. Die vorliegende Arbeit ist zwischen 2010 bis 2014 in der Hybridfahrzeugentwicklung der *Daimler AG* in Sindelfingen entstanden und soll grundlegende Fragestellungen zur Integration eines E-Maschinen-Emulators in den Entwicklungs- und Testprozess von Antriebsumrichtern klären.

Zu Beginn wird im zweiten Kapitel zunächst kurz auf die Notwendigkeit der Absicherung durch Testprozesse eingegangen und wie ein E-Maschinen-Emulator in diese einzuordnen ist.

Im dritten Kapitel wird anschließend die grundlegende Funktionsweise eines E-Maschinen-Emulators nach dem Stand der Technik beschrieben. Bisherige Arbeiten zu E-Maschinen-Emulatoren sind bei der Modellierung der elektrischen Maschine meistens von den Grundwellenmodell [45] mit konstanten Induktivitäten ausgegangen. Durch den Einsatz von hochdynamischen Umrichtern und FPGA-basierender Hardware ist es möglich, in Echtzeit komplexere Modelle zu berechnen.

Das vierte Kapitel beschäftigt sich daher mit der Implementierung, Parametrierung und Bewertung von nichtlinearen E-Maschinen-Modellen, die Sättigungseffekte und Oberschwingungen nachbilden können.

Im Kapitel 5 werden die erzeugten Modelle in einem kommerziell verfügbaren E-Maschinen-Emulator angewandt. Die Güte der Emulation im Vergleich zu einem klassischen E-Maschinenprüfstand mit einer realen Maschine wird anschließend detailliert untersucht.

Im Kapitel 6 folgen anschließend konkrete Anwendungen, in denen ein Emulator wesentliche Vorteile für die Entwicklung von elektrischen Antriebssystemen mit sich bringt. Dazu gehören: die Bestimmung des Umrichterwirkungsgrades, die Auslegung der Stromregler und die Applikation einer aktiven Schwingungsdämpfungsfunktion.

2. Elektrische Antriebsentwicklung

2.1. Softwareentwicklung in der Automobilindustrie

Seit Beginn der 1970er Jahre werden elektronische Systeme im Automobil eingesetzt. Heute machen elektronische Komponenten in modernen Fahrzeugen ca. 30% der Wertschöpfung und 90% aller Innovationen aus [22]. Treibende Faktoren für diese Entwicklung sind steigende Umweltaforderungen hinsichtlich der Verbrauchs- und Emissionsziele sowie steigende Kundenanforderungen an Komfort und Sicherheit. In Fahrzeugen der Oberklasse befinden sich oft bis zu 100 Steuergeräte, die untereinander über mehrere Feldbusse (CAN, LIN, FlexRay, MOST) kommunizieren. Die Software hat inzwischen mit ca. 50-100 Millionen Codezeilen eine Komplexität erreicht, die dem moderner PC-Betriebssysteme entspricht. Die verschiedenen Steuergeräte werden in der Regel von verschiedenen Herstellern geliefert, deren Software auf unterschiedlichen Technologien, Philosophien und Programmierungswerkzeugen [42] beruhen. Damit der Softwareumfang und die Qualität beherrschbar bleibt, sind definierte Schnittstellen und Entwicklungsmethoden erforderlich. In der Automobilindustrie hat sich als grundlegendes Entwicklungsparadigma das

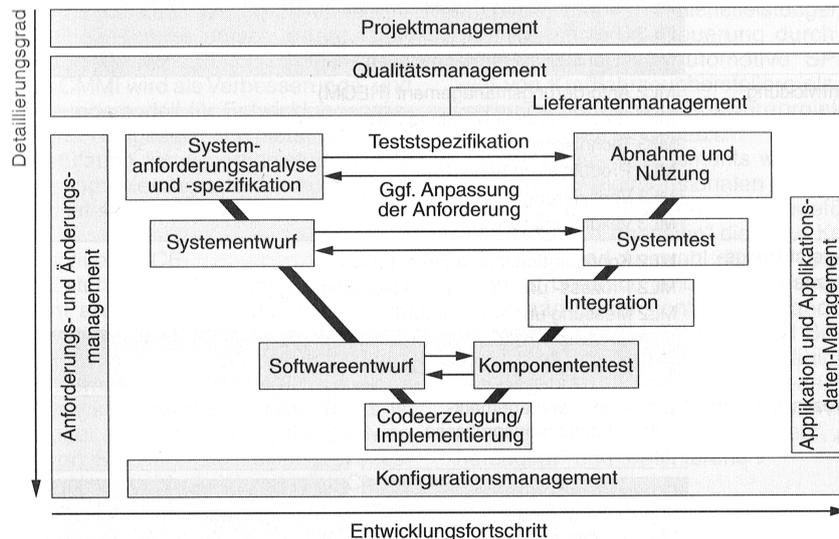


Abb. 2.1.: Softwareentwicklungsprozesse in der Automobiltechnik [11]

V-Modell durchgesetzt, das einen besonderen Wert auf eine klare Trennung zwischen Spezifikation, Entwurf und Implementierung der Softwarekomponenten legt. Begleitende Prozesse wie das Projekt-, Qualitäts-, Änderungs- und Applikationsdatenmanagement werden von dem

erweiterten V-Modell betrachtet (Abbildung 2.1). Eine detaillierte Beschreibung der Softwareentwicklungsprozesse soll hier allerdings nicht erfolgen. Zur Vertiefung wird auf weiterführende Literatur verwiesen [44].

2.2. Antriebsumrichter in Automobilen

Die Serieneinführung von Antriebsumrichtern ist erst in den letzten Jahren mit der Einführung von Hybridfahrzeugen in den Fokus der Automobilentwicklung gerückt. Da mit modernen Voll- und Plug-in-Hybridfahrzeugen eine vollelektrische Traktion möglich ist, gelten für den Antriebsumrichter die gleichen Sicherheits- und Diagnosegesetzgebungen wie für den Verbrennungsmotor. Gerade die Bedeutung der *funktionalen Sicherheit* (nach der ISO-Norm 26262¹) wird aufgrund des mechanischen Durchtriebs des E-Maschinendrehmomentes auf die Antriebsachsen in den nächsten Jahren deutlich steigen. Außerdem sind besonders für Premiumhersteller verschiedene Komfortfunktionen für ruckelfreies Anfahren und Schalten relevant. Die Abbildung 2.2 veranschaulicht die Hard- und Softwarestruktur eines Antriebsumrichters.

Die Umrichterhardware besteht aus drei parallelen Strängen, die durch einen gemeinsamen Zwischenkreis gespeist werden. Jeder Strang besteht aus zwei IGBTs mit antiparallelen Dioden, die eine der drei Motorphasen ansteuern und dabei eine pulsweitenmodulierte Spannung erzeugen. Übliche Modulationsverfahren sind *Sinusmodulation mit Nullpunktverschiebung* und *Raumzeitmodulation* [35]. Infolge der Potentialdifferenzen zwischen den Motorphasen bildet sich in den Stranginduktivitäten L_s des Motors ein Phasenstrom aus. Das erzeugte Luftspaltmoment M_{el} ist dabei abhängig von der Amplitude der Phasenströme und dem Phasenwinkel zwischen Strom- und Spannung. Die Regelung dieser Phasenströme erfolgt durch eine komplexe Regelungsstruktur, wie sie z.B. in [5][30] bereits beschrieben wurde.

Die Voraussetzung, ein stabiles Drehmoment einregeln zu können, ist die korrekte Erfassung der Phasenströme $i_{a,b,c}$, des Rotorlagewinkels ε_{el} und der Zwischenkreisspannung des Umrichters u_{zw} . Dazu sind im Antriebsumrichter Spannungs- und Stromsensoren vorhanden (siehe 2.2). Zur Erfassung der Rotorlage ist in der E-Maschine ein Drehgeber verbaut, der je nach Art (Inkrementalgeber, Resolver, Hallsensoren) analoge oder digitale Signale zurückgibt. Zur Ansteuerung der Leistungstransistoren des Umrichters sind Treiberbausteine notwendig, die für eine Signalverstärkung und eine galvanische Trennung zur Steuerplatine sorgen.

Die Kommandierung des gewünschten Drehmomentes M^* erfolgt üblicherweise durch ein übergeordnetes Fahrzeugsteuergerät (**C**entral **P**owertrain **C**ontrol), welches den Drehmomentwunsch des Fahrers über eine geeignete Betriebsstrategie auf die Antriebsquellen des Fahrzeugs aufteilt. Die Kommunikation zwischen Antriebsumrichter, CPC und dem Batteriemanagementsystem erfolgt über Feldbusse wie CAN oder Flexray. Das Batteriemanagement gibt dabei, abhängig von Ladezustand (SoC), Temperatur und Alter der Zellen, die maximal möglichen Lade- und Entladeströme an. Von der Umrichtersteuerung muss dabei sichergestellt werden, dass diese Grenzen eingehalten werden, um Schäden an der Batterie zu vermeiden.

¹ISO Norm für sicherheitsrelevante elektrische/elektronische Systeme trat am 14. November 2011 in Kraft

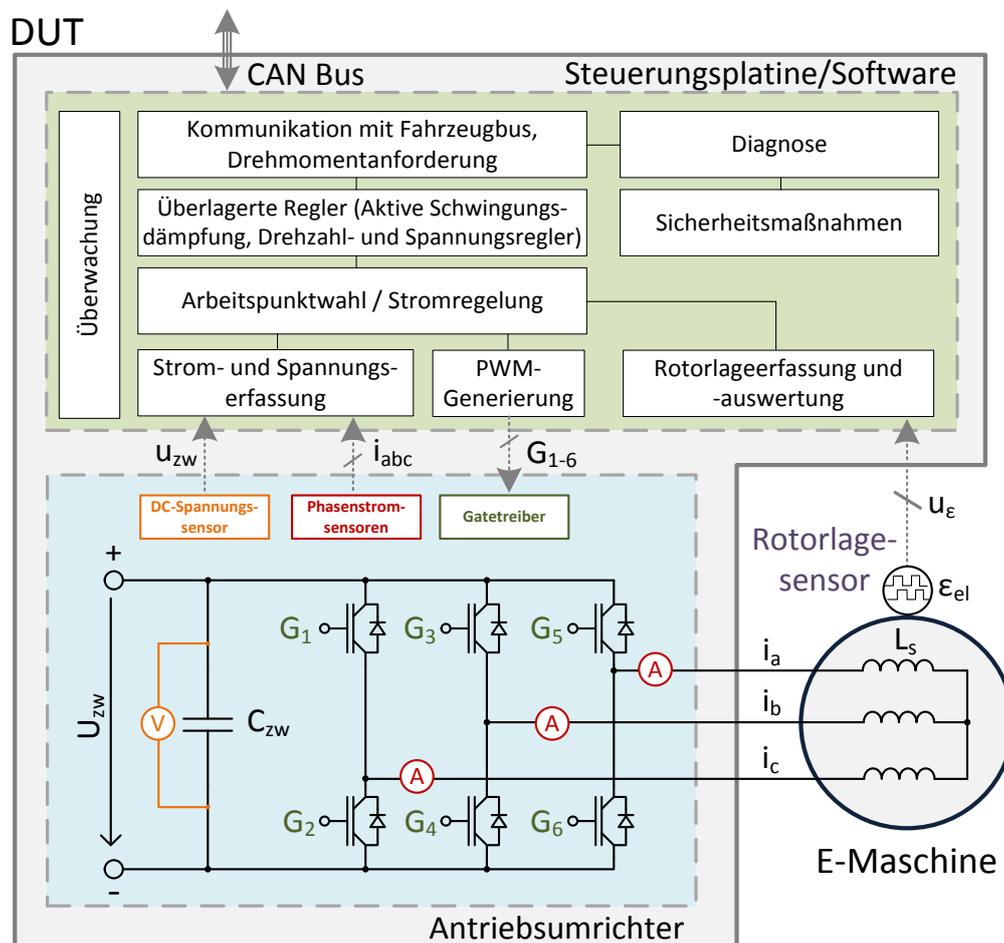


Abb. 2.2.: Hard- und Softwarestruktur eines Antriebsumrichters

Die Zeitkonstante der Sprungantwort des E-Maschinendrehmomentes M_{el} ist mit 1,9 ms, im Vergleich zu der Zeitkonstante des Verbrennungsmotors mit 12 ms (bei 1000 min^{-1}), wesentlich kleiner [28]. Außerdem steht das maximale Drehmoment bereits im Stillstand zur Verfügung, während der Verbrennungsmotor erst eine gewisse Mindestdrehzahl erreichen muss, um sein maximales Drehmoment abrufen zu können. Dies ist einerseits von Vorteil, da es eine deutlich agilere Fahrweise ermöglicht, andererseits führt der schnelle Drehmomentanstieg zu unerwünschten Schwingungen im Antriebsstrang. Diese führen neben einem deutlichen Komfortverlust zu einer erhöhten Beanspruchung des Materials, was besonders bei den Seitenwellen zu dessen Bruch führen kann. Diese Antriebsstrangschwingungen können allerdings aufgrund der hohen E-Maschinendynamik mittels geeigneter Regler minimiert werden, was im Kapitel 6.3 genauer untersucht werden soll.

Um hoch ausgenutzte permanenterregte Synchronmaschinen mit hoher Dynamik auch im Feldschwächbereich regeln zu können, ist die Kenntnis der exakten Charakteristik der Maschine notwendig, denn besonders Sättigungseffekte und Oberschwingungen wirken sich oft störend auf die Reglerdynamik aus. Die Entwickler von IPMSM-Regelungen sind daher auf entsprechende

Testplattformen angewiesen.

Wie in diesem Abschnitt gezeigt wurde, ist die Komplexität der Umrichtersoftware in einem Fahrzeug sehr hoch. Gerade bei Maschinen, die oft im Feldschwähebetrieb betrieben werden, bestehen hohe Anforderungen an die Sicherheit und Zuverlässigkeit des Umrichters. Aus diesem Grund sind die Testprozesse des V-Modells, welches in der Automobilindustrie seit Jahren Standard ist, in der Entwicklung von Antriebsumrichtern umzusetzen. Im nächsten Abschnitt wird auf die Testplattformen genauer eingegangen.

2.3. Testplattformen für Antriebsumrichter

Der Fokus dieser Arbeit soll auf dem *Komponententest* von Antriebsumrichtern liegen, da sich hier eine Lücke in den Testprozessen aufgetan hat, die durch den Aufschwung der alternativen Antriebe entstanden ist. Antriebsumrichter unterscheiden sich von üblichen Steuergeräten darin, dass sie aus einer Steuer- und einer Leistungselektronik bestehen (Abbildung 2.2). Diese Komponenten lassen sich durch Wechselwirkungen nur schlecht getrennt voneinander betrachten. Die Abbildung 2.3 fasst die Testplattformen zusammen, die aktuell in der Automobilindustrie zum Stand der Technik zählen. In den nächsten Unterabschnitten werden diese mit ihren jeweiligen Vor- und Nachteilen beschrieben.

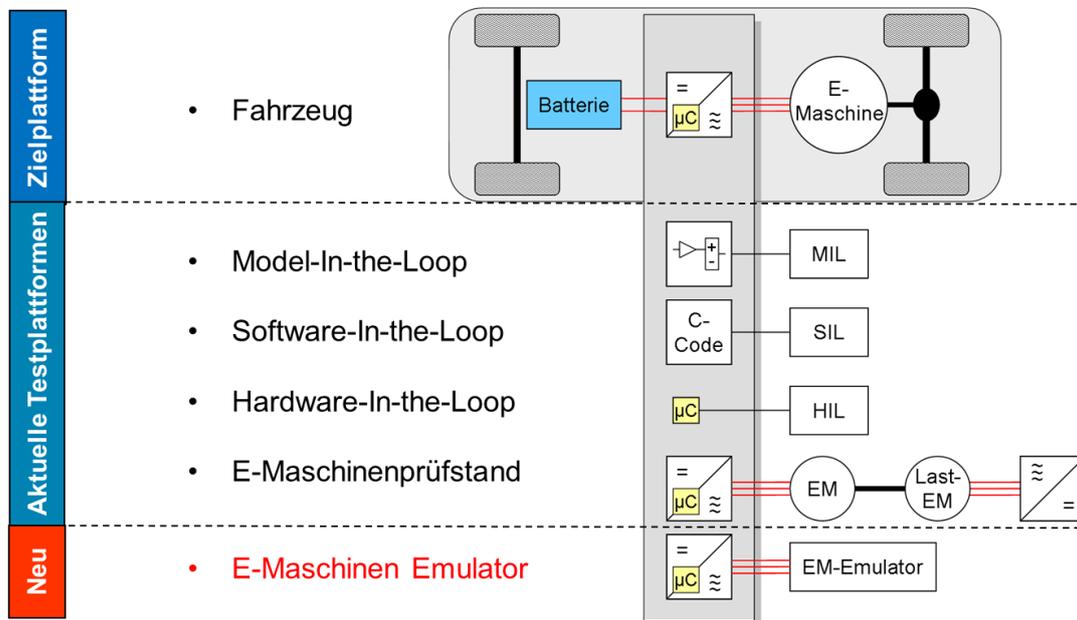


Abb. 2.3.: Plattformen zum Test von Antriebsumrichtern

Model-in-the-Loop (MiL)

Durch den Trend, Softwarefunktionen modellbasiert zu entwerfen und den Seriencode über automatische Codegenerierung zu erzeugen, hat man die Möglichkeit, die entwickelten Funktionsmodelle zu testen, indem diese zusammen mit einem Modell der Regelstrecke einen geschlossenen Regelkreis bilden. Die MiL-Simulation wird numerisch berechnet und Variablen werden durch Gleitkommazahlen repräsentiert, so dass das grundlegende Design der Funktion überprüft und Regler ausgelegt werden können. Logische Entwurfs- und Auslegungsfehler können durch MiL-Simulation identifiziert und korrigiert werden.

Software-in-the-Loop (SiL)

Bei der SiL-Simulation wird das Funktionsmodell in C-Code übersetzt und auf dem Entwicklungsrechner ausgeführt. Hierbei entsprechen die Datentypen denen der Zielsoftware (Gleit- und Festkommazahlen) und systematische Fehler, die bei der Programmausführung in Folge von Überläufen oder durch die Diskretisierung der Variablen entstehen, können aufgedeckt werden.

Hardware-in-the-Loop (HiL)

Die HiL-Simulation hat sich seit den 1990er Jahren als integraler Bestandteil in der Steuergeräteentwicklung etabliert, um die Softwarequalität zu steigern und Fehler zu eliminieren [59]. Der für die Zielhardware kompilierte Maschinencode wird auf das Steuergerät übertragen und im Verbund mit einem HiL-Simulator getestet. Der HiL-Simulator enthält eine Echtzeitsimulation der Regelstrecke. Die Schnittstellen zum Steuergerät bilden analoge oder digitale Signale, die auf einer Sensor-/Aktorsimulation beruhen. Die Abbildung 2.4 verdeutlicht den Ablauf einer HiL-Simulation eines Antriebsumrichters. Bei HiL-Simulationen von Antriebsumrichtern werden zunächst die Gate-Signale des Steuerboards erfasst. Der HiL-Simulator berechnet aus dem Tastverhältnis zunächst die Phasenspannungen und anschließend mit Hilfe eines E-Maschinen-Modells die Phasenströme. Diese werden über eine Sensorsimulation an das Steuergerät zurückgegeben. Ein Umrichtersteuerboard in einer HiL-Umgebung zu betreiben, war Thema zahlreicher Publikationen [52][51][26]. Die Erfassung der PWM-Ausgänge und die Berechnung der Phasenströme muss dabei mit sehr hohen Abtastraten ($T_a \ll T_{IGBT}$) erfolgen, bei denen prozessorgestützte HiL-Simulatoren schnell an ihre Grenzen gelangen. Bei einigen, vielversprechenden Ansätzen werden FPGAs verwendet, um die Modellkomplexität und -stabilität zu erhöhen [53]. HiL-Simulationen sind zur Absicherung von Fahrzeugsteuergeräten und deren Vernetzung nicht mehr wegzudenken und haben die Qualität der Elektronikkomponenten im Fahrzeug in den letzten 10 Jahren signifikant gesteigert. Bei HiL-Simulationen von Antriebsumrichtern muss allerdings die Leistungselektronik von der Signalelektronik entkoppelt werden, wodurch physikalische Effekte im Leistungsteil vernachlässigt werden. Nicht zu unterschätzen ist außerdem der Arbeits- und Kostenaufwand, der die Integration des Antriebsumrichtersteuergerätes in den HiL-Simulator mit sich bringt.

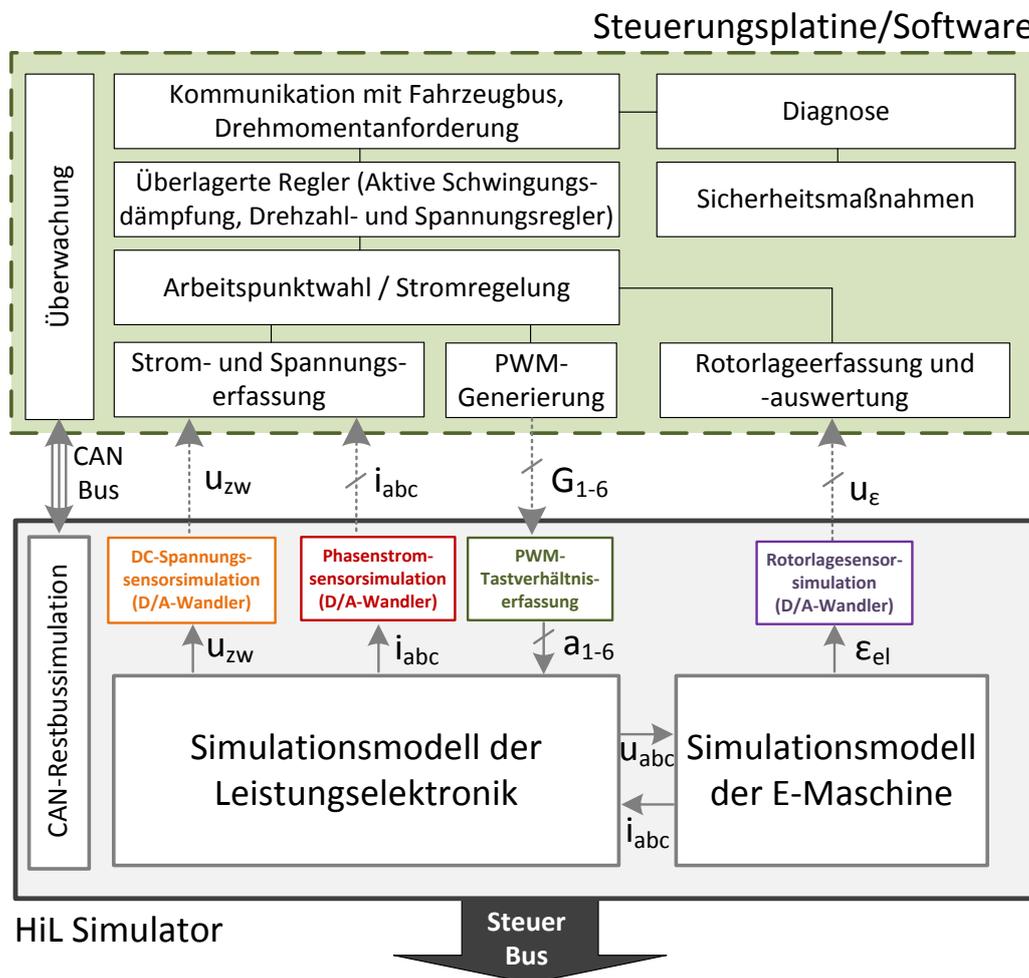


Abb. 2.4.: Konzept der HiL-Simulation von Antriebsumrichtern

E-Maschinenprüfstand

Zum Test des Antriebsumrichters wird der komplette Prüfling mit der Zielmaschine gekoppelt, welche über eine Welle mit einer Lastmaschine verbunden ist. Diese Konfiguration kommt dem Zielsystem schon sehr nahe. Aktive Lastprüfstände sind bereits seit Jahrzehnten in der Automobilindustrie zum Test von Verbrennungsmotoren, Getrieben oder ganzen Antriebssträngen etabliert. Häufig kommen wegen ihrer Robustheit Asynchronmaschinen als Lastmaschinen zum Einsatz. Der E-Maschinenprüfstand wird nicht nur verwendet, um den Antriebsumrichter zu prüfen. Häufig ist die Zielmaschine selbst das DUT, wobei Charakterisierungen der Maschine oder thermische Belastungstests durchgeführt werden. Das führt in der Praxis dazu, dass der Automobilhersteller (OEM) aufgrund von Kapazitätsengpässen mehrere dieser Prüfstände bereitstellen muss. Aufgrund des hohen Trägheitsmomentes der Lastmaschine ist der Drehzahlanstieg, der mit einem solchen Prüfstand erreicht werden kann, begrenzt und entspricht nicht immer der im Fahrzeug vorkommenden Drehzahldynamik.

Fahrzeug

Die letzte Testinstanz ist das Zielfahrzeug selbst. Nur hier ist das subjektive Fahrerlebnis bewert- und anpassbar und überlagerte Regler, wie Drehzahl- oder Dämpfungsregler (siehe Abschnitt 6.3), können sinnvoll appliziert werden.

Entwicklungsfahrzeuge sind für den OEM ein hoher Kostenfaktor und es wird versucht, ihre Anzahl möglichst gering zu halten. Die Möglichkeiten Messmittel im Fahrzeug anzubringen sind begrenzt und erfordern häufig teure Spezialhardware. Drehmoment-, Strom- und Spannungsmessung ist im Fahrzeug kaum oder nur über die internen Größen der Steuergeräte möglich, welche oft nur berechnete oder fehlerbehaftete Werte enthalten und zeitlich schlecht aufgelöst sind.

Der E-Maschinen-Emulator als neues Testkonzept

Eine neue Testplattform stellt der *E-Maschinen-Emulator* dar, da er die Vorteile des HiL-Systems und des E-Maschinenprüfstands miteinander vereint. Es kann der komplette Antriebsumrichter, inklusive Leistungs- und Signalteil, unter realistischen Bedingungen betrieben werden. Dabei ergeben sich gegenüber HiL und E-Maschinenprüfstand folgende Vorteile:

- Zwischen Antriebsumrichter und Emulator stellt sich ein echter Leistungsfluss allerdings ohne rotierende mechanische Teile ein.
- Es ist möglich, alle Arten von Reglern, die im Antriebsumrichter zum Einsatz kommen, zu applizieren (Stromregler, Drehzahlregler, Spannungsregler, Aktive Schwingungsdämpfung).
- Es kann mit der Antriebsumrichterentwicklung begonnen werden, unabhängig davon, ob ein Muster der realen E-Maschine existiert. Das E-Maschinen-Modell kann mit Hilfe von FEM-Berechnungen parametrisiert werden.
- Aufgrund der simulierten Mechanik ist eine wesentlich höhere Drehzahldynamik als bei einem Lastprüfstand möglich, so dass realistische Drehzahlprofile abgefahren werden können.
- Testfälle können inklusive Fehlerstimulationen (z.B. Sensorfehler) reproduzierbar automatisiert werden

Die Abbildung 2.5 veranschaulicht, wie der Antriebsumrichter an den E-Maschinen-Emulator angebunden wird. Im Vergleich zur HiL-Simulation fällt auf, dass das DUT als Ganzes betrieben werden kann, ohne die Leistungselektronik von der Steuerungsplatine zu trennen. Das DUT ist über die drei Phasenleitungen direkt mit den E-Maschinen-Emulator verbunden. Emulator und HiL haben allerdings auch einige Gemeinsamkeiten. Die analogen Drehgebersignale werden mit Hilfe einer Rotorlagesensorsimulation an das DUT übermittelt. Basis ist ebenfalls bei

beiden Konzepten das Simulationsmodell der E-Maschine. Die detaillierte Funktionsweise des E-Maschinen-Emulators inklusive des E-Maschinen-Modells soll im nächsten Kapitel verdeutlicht werden.

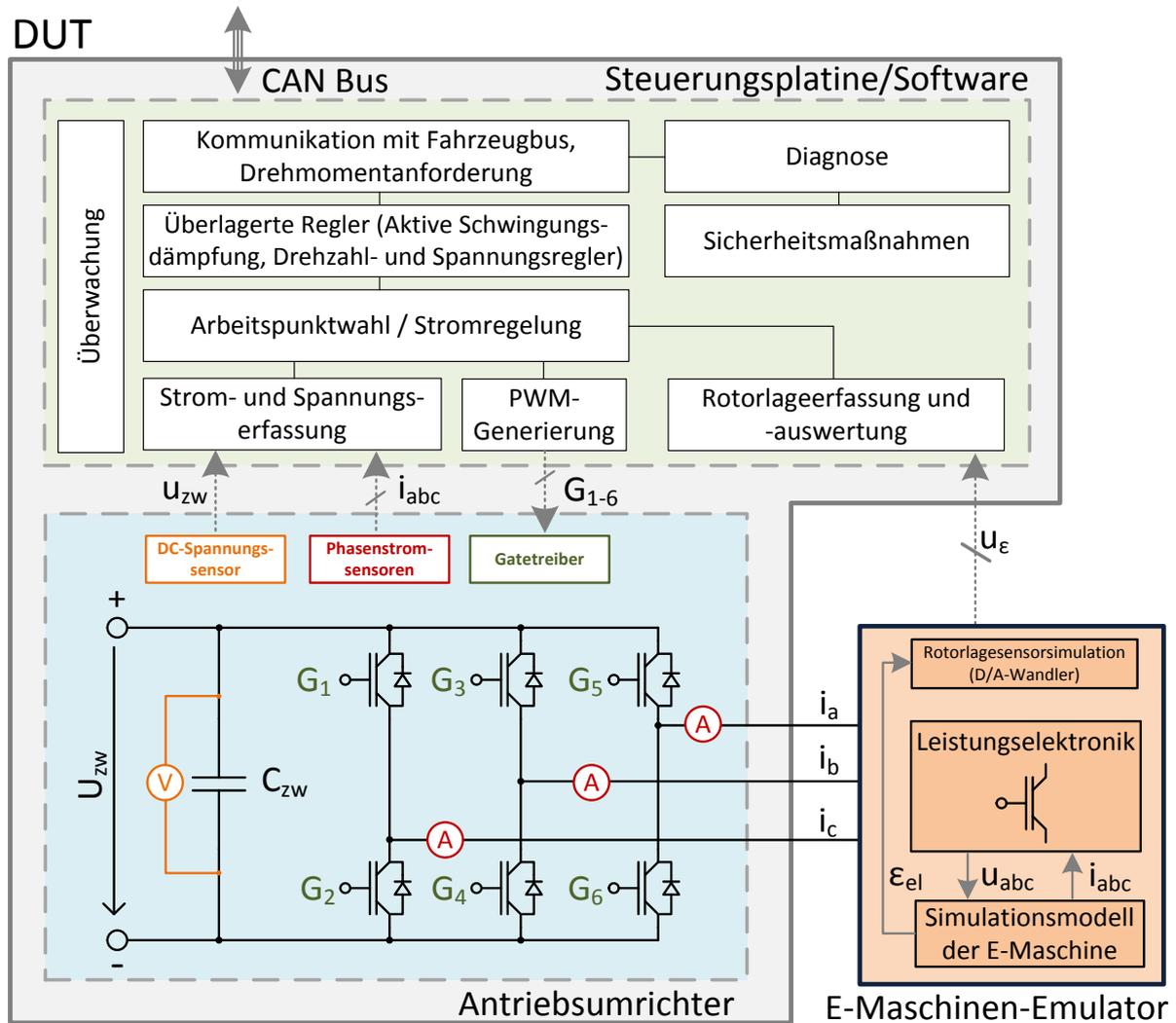


Abb. 2.5.: Anbindung des Antriebsumrichters an einen E-Maschinen-Emulator

2.4. Einordnung in den Testprozess

Die in dem vorherigem Abschnitt vorgestellten Testplattformen sind nicht für alle Testfälle in gleicher Weise geeignet. Der E-Maschinen-Emulator kann bei richtiger Anwendung und Integration in den Testprozess das fehlende Bindeglied in der Testkette sein. Die nachfolgende Abbildung fasst die Testplattformen und deren Anwendungen zusammen. Wie der Tabelle zu

Testgruppen	Testplattformen				
	Model/Software-in-the-Loop	Hardware-in-the-Loop	E-Maschinen-Prüfstand	Fahrzeug	E-Maschinen-Emulator
automatisierter Softwarekomponententest (Modultest)	+	0	-	-	0
automatisierter Softwaresystemtest (Antriebsumrichter)	0	+	0	-	+
Gesamtsystemtest (Verbund aller Steuergeräte)	-	+	-	+	0
externer Schnittstellentest (Hardware, Kommunikation)	-	+	-	0	+
interner Schnittstellentest (Fehlerstimulation)	0	+	-	-	-
Hardwarebelastungstest (Überspannung, Überstrom)	-	-	+	0	+
Dauerbelastungstest	-	-	+	+	+
Auslegung und Test von Stromreglern (Reglerdynamik)	0	0	+	-	+
Auslegung und Test von Drehzahlreglern	0	0	-	+	+
Test überlagerter Regler (Aktive Schwingungsdämpfung)	0	0	-	+	+
Test der Leistungsabregelung (Derating)	-	+	+	0	+
Reaktion auf E-Maschinenfehler (z.B. Parameterstreuung, Entmagn.)	+	+	0	-	+
Test von Hochvolt-Sicherheitssystemen	0	0	+	-	+

Legende : gut (+) neutral (0) schlecht (-)

Abb. 2.6.: Bewertung der Eignung unterschiedlicher Testplattformen hinsichtlich relevanter Testfall in der Automobilindustrie

entnehmen ist, gibt es viele Anwendungen und Einsatzmöglichkeiten in der Entwicklung von Antriebsumrichtern in denen ein E-Maschinen-Emulator aktuelle Testplattformen ergänzen bzw. ersetzen kann. Beispiele für konkrete Anwendungen werden in den späteren Kapiteln folgen.

3. Stand der Technik

3.1. Anforderungen an ein Umrichtertestsystem

Bevor näher auf konkrete Systemstrukturen von Umrichtertestsystemen bzw. E-Maschinen-Emulatoren eingegangen wird, müssen zuvor die Anforderungen an ein solches System definiert werden. Im besten Fall verhält sich das Testsystem exakt wie die reale Maschine. Da diese Anforderung schwierig zu erfüllen ist und für viele Anwendungsfälle auch nicht notwendig ist, müssen die Anforderungen zunächst detaillierter ausgearbeitet werden. Diese werden in folgender Übersicht zusammengefasst:

1. **Stromtragfähigkeit:** Der maximale Phasenstrom, der in der realen Maschine vorkommt, muss kurzzeitig gestellt werden können.
2. **Leistungsfluss:** Der Leistungsfluss sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb muss von dem Testsystem ermöglicht werden.
3. **Gegenspannung:** Mindestens die Grundschiwingung der Gegenspannung, die bei einer real drehenden Maschine entsteht, muss nachgebildet werden.
4. **Dauerbetrieb:** Das Testsystem muss in der Lage sein, den Testumrichter im Dauerbetrieb zu betreiben.
5. **Induktivitäten:** Das Testsystem muss die anisotropen Induktivitäten bei Maschinen mit vergrabenden Magneten korrekt nachbilden können. Nichtlineare Induktivitätsabschwächungen in Folge von Eisensättigungseffekten müssen vom System abhängig von Phasenstrom gestellt werden.
6. **Stromrippel:** Die Stromrippel, die durch die PWM-Modulation entstehen, müssen korrekt nachgebildet werden.
7. **Oberschwingungen:** Oberschwingungen in den Phasenspannungen und Phasenströmen sollen vom System abgebildet werden können.

Es gibt in der Literatur verschiedene Systeme, die diese Anforderungen mehr oder weniger erfüllen. Ein klassisches Testsystem für Leistungselektronik ist eine passive, ohmsch-induktive Last. Diese kann, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, in Sternschaltung angeordnet werden und bildet den Stator der elektrischen Maschine nach.

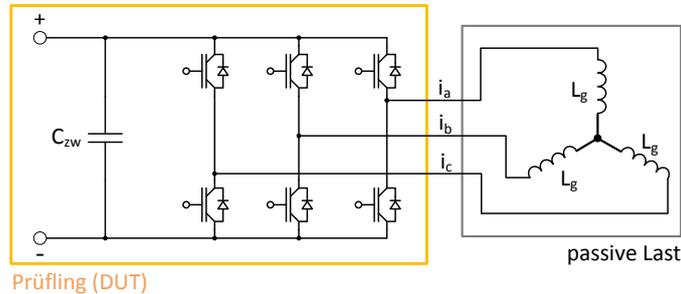


Abb. 3.1.: Struktur eines Umrichtertestsystems mit passiver ohmisch-induktiver Last

Zur Inbetriebnahme der Umrichterhard- und Software, sowie zum Test der Pulsweitenmodulation und der Stromregelung im Ankerstellbereich ist dieser Ansatz meistens ausreichend. Allerdings fehlt die Gegenspannung der Maschine komplett und es wird, bis auf die ohmschen Verluste, nur Blindleistung übertragen. Zudem eignet sich das System, je nach Kühlungsanbindung nur für den Kurzzeitbetrieb.

Die Weiterentwicklung zu einem E-Maschinen-Emulator lässt sich durch Kopplung der ohmisch-induktiven Komponenten mit einer dreiphasigen Spannungsquelle erreichen. Diese lässt sich im einfachsten Fall durch einen einfachen B6-Brückenumrichter realisieren, der die notwendige Gegenspannung der Maschine erzeugt. Erste Untersuchungen zur Realisierbarkeit eines E-Maschinen-Emulators sind in den späten 1990er Jahren an der *Newcastle University* entstanden. Die Dissertation von *H.J. Slater* [48] und spätere Veröffentlichungen [2][20] haben eine DSP-basierende Echtzeitsimulation einer 7,5 kW Asynchronmaschine beschrieben, die parallel zur einer realen Maschine mit den gleichen Eingangsspannungen gespeist wurden. Die gemessenen Eingangsspannungen gingen als Eingangsgrößen in ein echtzeitfähiges Modell einer Asynchronmaschine ein, das von einem digitalen Signalprozessor (DSP) berechnet wurde. Nachdem das Modell validiert wurde, hat man die Asynchronmaschine entfernt und gegen einen weiteren elektrischen Umrichter getauscht, der die vom Modell berechneten Soll-Phasenströme einregelt. Bezeichnet wurde dieses System als „*Virtual Machine*“. Damit die Rippleströme in ihrer Amplitude möglichst dem der realen Maschine entsprechen, ist es bei diesem System vom Vorteil, wenn die Glättungsdrosseln L_g möglichst auf den Wert der Stranginduktivitäten der realen Maschine L_s ausgelegt sind. Damit der E-Maschinen-Emulator auch verschiedene Maschinen emulieren kann, ohne die Drosseln jedes Mal austauschen zu müssen, wurde in [16] eine über Schütze schaltbare Induktivitätskaskade verwendet. Das System, dargestellt in Abbildung 3.2, kann je nach Schaltzustand durch Parallel- und Reihenschaltung der verbauten Induktivitäten, in diskreter Schrittwerte verschiedene Maschinenvarianten emulieren.

Der wesentliche Vorteil dieses E-Maschinen-Emulators ist, dass im Gegensatz zur passiven Last ein echter Leistungsfluss, sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb möglich ist. Durch die vom Emulatorumrichter erzeugte Gegenspannung, wird ein (in der Grundschwingung) realistisches Maschinenverhalten beim Betrieb im Ankerstell- und Feldschwächebereich

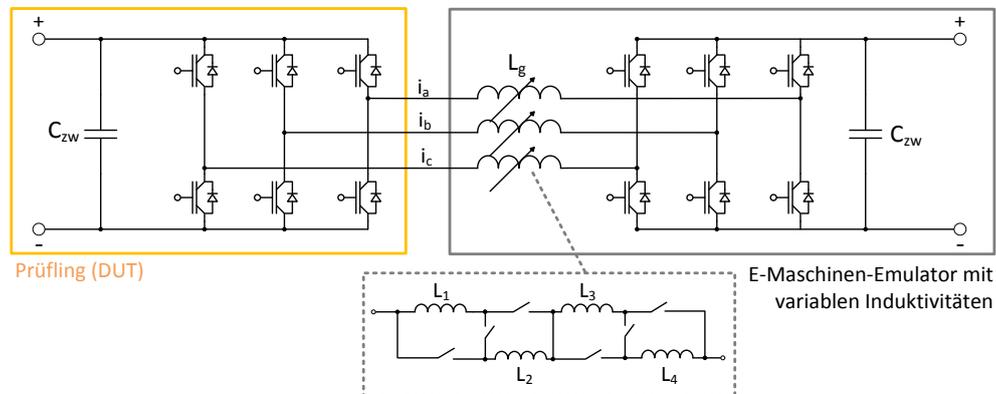


Abb. 3.2.: Struktur eines E-Maschinen-Emulators mit Induktivitätskaskade und Standardumrichter [16]

ermöglicht. Da der Emulatorumrichter mit vergleichbaren Schaltfrequenzen taktet wie der Testumrichter, ist das System in seiner Spannungsdynamik begrenzt und kann Oberschwingungen, wie sie bei realen Maschinen vorkommen, nicht im gesamten Drehzahlbereich abbilden. Das System kann Rippleströme außerdem nur bei Oberflächenmagnetmaschinen (gleiche Statorinduktivität über den Rotorwinkel) und im ungesättigten Zustand korrekt abbilden.

Ein anderer Ansatz, dargestellt in Abbildung 3.3, wurde zum ersten Mal in [54][17] vorgestellt. Hierbei wird anstelle des Standardumrichters ein schnell taktender Multi-Level-Inverter verwendet.

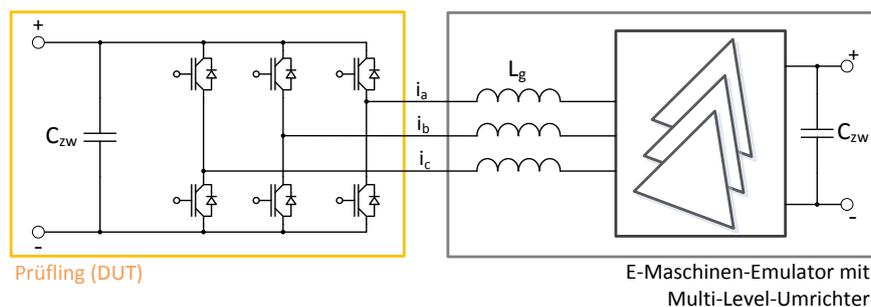


Abb. 3.3.: Struktur eines E-Maschinen-Emulators mit festen Stranginduktivitäten und Multi-Level-Inverter

Der Multi-Level-Inverter arbeitet mit einer deutlich schnelleren Taktfrequenz ($f_s^{EME} \gg f_s^{DUT}$) und besitzt dadurch eine wesentliche höhere Spannungsdynamik. Die Drosseln L_g müssen daher nicht mehr auf die volle Phaseninduktivität der Maschine ausgelegt werden. Es ist nur noch

eine gewisse Grundinduktivität ($L_g < L_{dq}$) notwendig, um den Stromanstieg zu begrenzen. Die höhere Spannungsdynamik ermöglicht die Verwendung komplexerer E-Maschinenmodelle, die Eisensättigungseffekte, Spannungs- und Stromüberschwingungen und anisotrope Induktivitäten ($L_d \neq L_q$) abbilden können.

In der Abbildung 3.4 werden die Anforderungen an das Umrichter-testsystem zusammengefasst und die aufgezeigten Systeme bewertet. Der Tabelle ist zu entnehmen, dass nur der E-Maschinen-

Anforderung	Testsystem		
	Passive Last	Emulator (variable Ind.)	Emulator (Multi-Level-Inv.)
Stromtragfähigkeit	erfüllt	erfüllt	erfüllt
Leistungsfluss	nur ohmsche Verluste	voller motorischer und generatorischer Betrieb	voller motorischer und generatorischer Betrieb
Gegenspannung	nicht vorhanden	erfüllt	erfüllt
Dauerbetrieb	abhängig von Kühlung	erfüllt	erfüllt
Induktivitäten	fest, isotrop, keine Sättigungen	variabel, isotrop, keine Sättigungen	variabel, anisotrop, mit Sättigungseffekten (je nach Modell)
Stromrippel	teilweise erfüllt	teilweise erfüllt	voll erfüllt
Oberschwingungen	keine	nicht im vollen Drehzahlbereich	erfüllt

Abb. 3.4.: Bewertung der Anforderungen an das Umrichter-testsystem

Emulator mit einem Multi-Level-Inverter alle Anforderungen erfüllen kann, um eine IPMSM akkurat nachbilden zu können. Da dieses System auch das technisch anspruchsvollste System ist und die höchsten Kosten verursacht, muss auch der Nutzenaspekt berücksichtigt werden. In folgenden Anwendungen, die sich auf Umrichterentwicklung- und Produktion konzentrieren, kann ein Umrichter-testsystem zum Einsatz kommen:

1. Umrichterentwicklung

- Software- und Funktionstest
- Hardwaretest
- Wirkungsgraduntersuchung
- Dauerbelastungstest

2. Produktion

- End-Of-Line-Test

In der Tabelle 3.5 werden die Umrichter-testsysteme je nach Eignung für den jeweiligen Anwendungsfall bewertet:

Anforderung	Testsystem		
	Passive Last	Emulator (variable Ind.)	Emulator (Multi-Level-Inv.)
Software- und Funktionstest	0	+	++
Hardwaretest	0	++	++
Wirkungsgraduntersuchung	--	+	++
Dauerbelastungstest	--	++	++
End-Of-Line-Test	-	++	++

Abb. 3.5.: Eignungsbewertung der Umrichter-testsysteme für verschiedene Anwendungen

Das günstige System „passive Last“ ist kein adäquater Ersatz für eine reale Maschine und eignet sich daher nur für einfache Inbetriebnahmetests in der Umrichterentwicklung. E-Maschinen-Emulatoren dagegen versuchen das Verhalten einer PMSM inklusiver der induzierten Gegenspannung nachzubilden. Der Emulator mit den variablen Induktivitäten erfüllt vollständig die Anforderungen für den Einsatz als End-Of-Line-Prüfstand in der Umrichterproduktion. Allerdings hat dieses Konzept einige Defizite, wenn es darum geht hoch dynamische Umrichterregelungen inkl. Störungen (Oberschwingungen, Eisensättigungseffekte) auf ihre Robustheit hin zu untersuchen. Diesen Nachteil kann der E-Maschinen-Emulator mit Multi-Level-Inverter aufgrund der hohen Bandbreite der Stromregelung ausgleichen. In den nachfolgenden Untersuchungen soll sich deshalb auf dieses Konzept konzentriert werden, nicht zuletzt weil mit diesen Emulator deutlich komplexere E-Maschinen-Modelle möglich sind.

3.2. Hardwareaufbau und Funktionsweise eines E-Maschinen-Emulators

Die Abbildung 3.6 veranschaulicht den allgemeinen Aufbau eines E-Maschinen-Emulators nach *H.J. Slater* [2], der aus fünf Hauptkomponenten besteht:

1. der synchronen, dreiphasigen Spannungs- und Stromerfassung als Modelleingangssignal bzw. Regelgröße
2. den Glättungsinduktivitäten zwischen Antriebs- und Emulatorumrichter zur Stromanstiegsbegrenzung
3. dem echtzeitfähigem E-Maschinen-Modell zur Soll-Stromberechnung
4. dem dreiphasigem Stromregler zur Einregelung der Phasenströme
5. dem Umrichter als Stellglied zur Einregelung der Phasenströme

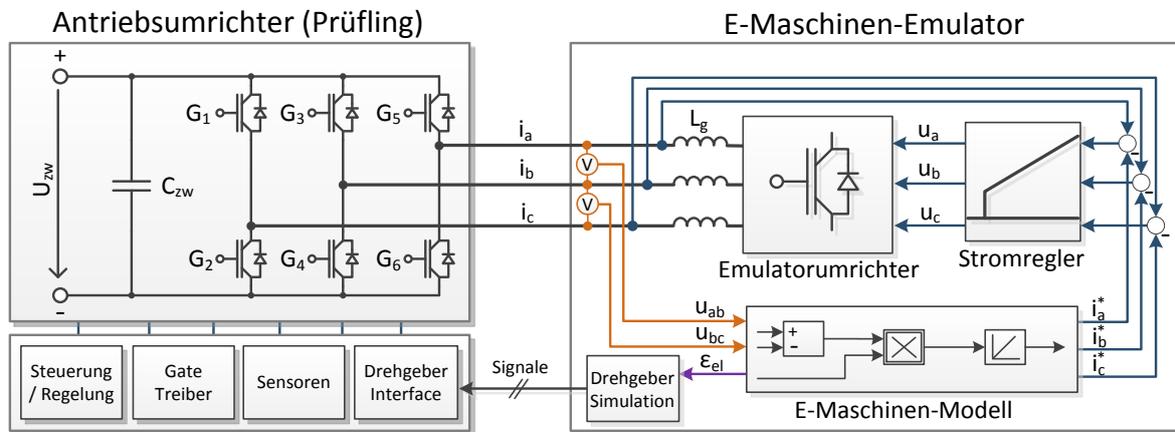


Abb. 3.6.: Aufbau eines E-Maschinen-Emulators

Der Antriebsumrichter gibt pulswidenmodulierte Spannungen auf die Phasenleitungen. Bei einer realen E-Maschine stellt sich aufgrund der Potentialdifferenzen zwischen den Phasenleitungen ein Phasenstrom ein. Der E-Maschinen-Emulator muss dieses Verhalten korrekt nachbilden. Dazu werden parallel die Phasenspannungen- und Ströme von der Messelektronik des E-Maschinen-Emulators erfasst. Die verschiedenen Möglichkeiten der Spannungserfassung werden genauer im Abschnitt 3.3 behandelt. Die erfassten Phasenspannungen gehen als Eingangsgröße in ein E-Maschinen-Modell ein. Dort werden die Soll-Ströme durch eine numerische Lösung der Differentialgleichung des E-Maschinen-Modells berechnet (siehe Abschnitt 3.4). Wegen der kurzen Zykluszeit der Berechnung des E-Maschinen-Modells bedarf es hierbei einer leistungsfähigen Hardware. Zusätzlich werden von dem E-Maschinen-Modell externe Signale, wie z.B. Drehgeber (Inkrementalgeber, Resolver) generiert, die über D/A-Wandler als analoge Signale an den Antriebsumrichter zurückgeführt werden. Die vom Modell berechneten Phasenströme gehen anschließend als Führungsgröße in den Stromregler ein. Auf diese Weise simuliert der E-Maschinen-Emulator ein Verhalten, das dem der realen E-Maschine nahe kommt. Die Regelung der Phasenströme kann grundsätzlich im Dreiphasensystem oder im rotorfesten dq-Koordinatensystem erfolgen. Ein Vergleich dieser zwei Varianten ist im Abschnitt 3.5 zu finden. Als Stellglied zur Einregelung der Phasenströme dient ein Umrichter, der im E-Maschinen-Emulator integriert ist. Bei den Arbeiten der *Newcastle University* wurde hierzu stets ein Standardindustriemrichter (2-Level-Inverter) verwendet. Das Testsystem entsprach dem im der Abbildung 3.2 gezeigten Abbildung, allerdings mit festen Induktivitäten. Diese Wahl der Induktivitäten ist kritisch in Bezug auf die Leistungsfähigkeit des Emulators. Je größer die Induktivitäten sind, desto schlechter ist die Stromdynamik. Allerdings ist bei größeren Induktivitäten der Stromrippel kleiner. Es muss also ein Kompromiss zwischen Stromdynamik und -rippel gefunden werden. Zur Erhöhung der Stromdynamik und zur Reduzierung des Stromrippels ist es von Vorteil, wenn die Leistungshalbleiter des E-Maschinen-Emulators mit wesentlich höheren Taktfrequenzen als die des DUT angesteuert werden. Sehr gute Ansätze dazu lieferten einige Arbeiten der Technischen Universität Braunschweig [3][17][54], bei denen ein phasenversetzt geschalteter Multi-Level-Inverter entwickelt und als Stellglied des E-Maschinen-Emulators eingesetzt wurde (siehe Abbildung 3.3). Die Schaltungs- und Ansteuerungsbeschreibung eines solchen Umrichters erfolgt im Abschnitt 3.6.

Zur Gleichspannungsversorgung des Prüflings und des E-Maschinen-Emulators werden zusätzlich zwei Vierquadrantensteller benötigt, die an das Drei-Phasen-Drehstromnetz angeschlossen sind. Damit kann der E-Maschinen-Emulator sowohl motorisch als auch generatorisch betrieben werden. Die Abbildung 3.7 veranschaulicht den Gesamtaufbau einer Anlage mit einem E-Maschinen-Emulator. Die Zwischenkreisspannung des E-Maschinen-Emulators (Spannungs-

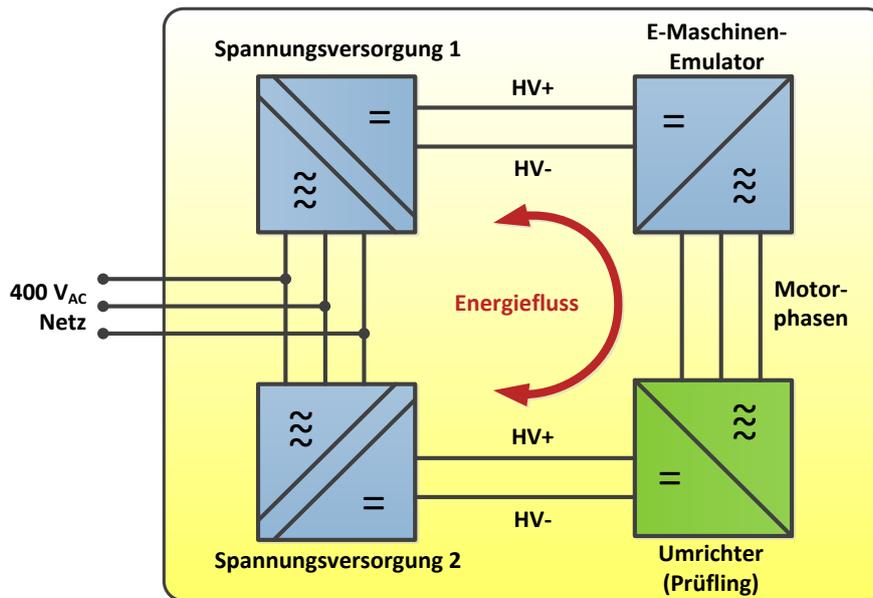


Abb. 3.7.: Prinzipieller Aufbau eines Umrückerprüfstandes mit einem E-Maschinen-Emulator [18]

versorgung 1) muss dabei mindestens der des Prüflings entsprechen. Besser ist es, wenn die Zwischenkreisspannung des Emulators höher als die des Prüflings ist, um auch bei Betriebspunkten hoher Aussteuerung die notwendigen Gegenspannungen bereitstellen zu können. Die Mittelpunktspotentiale des Prüflings $\varphi_{0,DUT}$ und des Emulators $\varphi_{0,EME}$ sind nicht zwangsläufig identisch, weshalb eine galvanische Trennung zwischen dem Zwischenkreis des Emulators- und dem des Prüflings notwendig ist. Mindestens eine der Spannungsversorgungen benötigt deshalb eine galvanische Trennung in Form eines Transformators. Eine alternative Konfiguration ist die Verwendung eines einzelnen Gleichrichters, um einen gemeinsamen DC-Zwischenkreis zu bilden. Allerdings muss hierbei noch zur Spannungsanpassung des Prüflings ein DC/DC-Wandler mit galvanischer Trennung zwischen Gleichrichter und Prüfling eingesetzt werden. Der Vorteil dieser Verschaltung liegt darin, dass der Gleichrichter nur auf die Verlustleistung ausgelegt werden muss. Lediglich der DC/DC-Wandler muss auf die volle Wirkleistung bemessen werden.

Ein großer Vorteil eines Umrückerprüfstandes mit einem E-Maschinen-Emulator ist seine Energieeffizienz, denn es werden nur die Verlustleistungen dem Dreiphasennetz entzogen. Unter Vollast werden nur ca. 10-15% der elektrischen Leistung in Wärme umgesetzt. Damit ist der Prüfstand nochmals deutlich effizienter als ein vergleichbarer E-Maschinen Prüfstand. In den nächsten Abschnitten sollen die einzelnen Teilsysteme des Emulators detaillierter beschrieben werden.

3.3. Sensorik

3.3.1. Spannungserfassung

Ein E-Maschinen-Emulator benötigt zu jedem Zeitpunkt die Werte der Phasenspannungen, da diese als Modelleingang zur Berechnung der Sollphasenströme notwendig sind. Da der Prüflingsumrichter allerdings pulsweitenmodulierte Spannungen auf die Phasenleitungen gibt, gestaltet sich die Spannungserfassung als schwierig. In der Literatur finden sich dazu verschiedene Lösungen. Anfangs wurden digitale Signalprozessoren (DSP) verwendet, um die E-Maschinenmodelle zu berechnen, was die Abstraten der Modelle auf wenige Kilohertz beschränkte. Daher war es notwendig, mit gemittelten Phasenspannungen zu arbeiten, z.B. durch die Verwendung von RC-Filtern vor den A/D-Wandlern. Alternativ können Hardwareintegratoren verwendet werden, die mit der Pulsweitenmodulation des Prüflings synchronisiert werden. Auf diese Weise gehen gemittelte Spannungswerte als Eingangsgrößen in das Modell ein. Der Nachteil ist allerdings, dass der E-Maschinen-Emulator nicht unabhängig von der Pulsfrequenz des Antriebsumrichters arbeiten kann. Eine weitere Lösung ist es die Eingangsspannung direkt pulsweitenmoduliert in das Modell eingehen zu lassen, was allerdings eine sehr kurze Modellberechnungszeit ($< 1 \mu\text{s}$) und damit eine FPGA-basierende Hardware erfordert. In den nachfolgenden Abschnitten soll dies genauer erläutert werden.

Analoge Filterung

Eine einfache Lösung ist die Verwendung eines RC-Filters (Butterworth Filter 1. Ordnung), um die PWM-Spannung in eine sinusförmige Spannung zu transformieren. Die Grenzfrequenz f_c des Filters sollte dabei auf einen Wert deutlich unter der Fundamentalfrequenz des DUT gelegt werden, um den Spannungsrippel der Ausgangsspannung und Rauschanteile zu reduzieren. Wegen den Spannungsrippel sollte die Abtastung der gefilterten Spannung synchron zur PWM des DUT erfolgen (*Regular Sampling*). Die Abbildung 3.8 veranschaulicht dies. Es ist deutlich zu sehen, dass sich durch den Filter eine frequenzabhängige Phasenverschiebung zwischen der gefilterten und der realen Spannung ausbildet. Eine niedrige Grenzfrequenz des Filters führt demnach auch zu einer hohen Phasenverschiebung.

Der Amplituden und Phasengang des RC-Filters lässt sich durch folgende Gleichungen berechnen.

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \quad (3.1)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan(\omega CR) \quad (3.2)$$

Die Kompensation der Amplitude und Phase geschieht nach der A/D-Wandlung in der Software. Allerdings ist die Phasenverschiebung gerade bei höheren Drehzahlen signifikant. Die erforderliche softwareseitige Korrektur der Phasenverschiebung funktioniert nur im drehzahlstationären Betrieb. Die analoge Filterung eignet sich aufgrund der begrenzten Dynamik des Gesamtsystems daher nicht zum Test von hochdynamischen Umrichtern [54]. Bei drehzahlstationären Tests

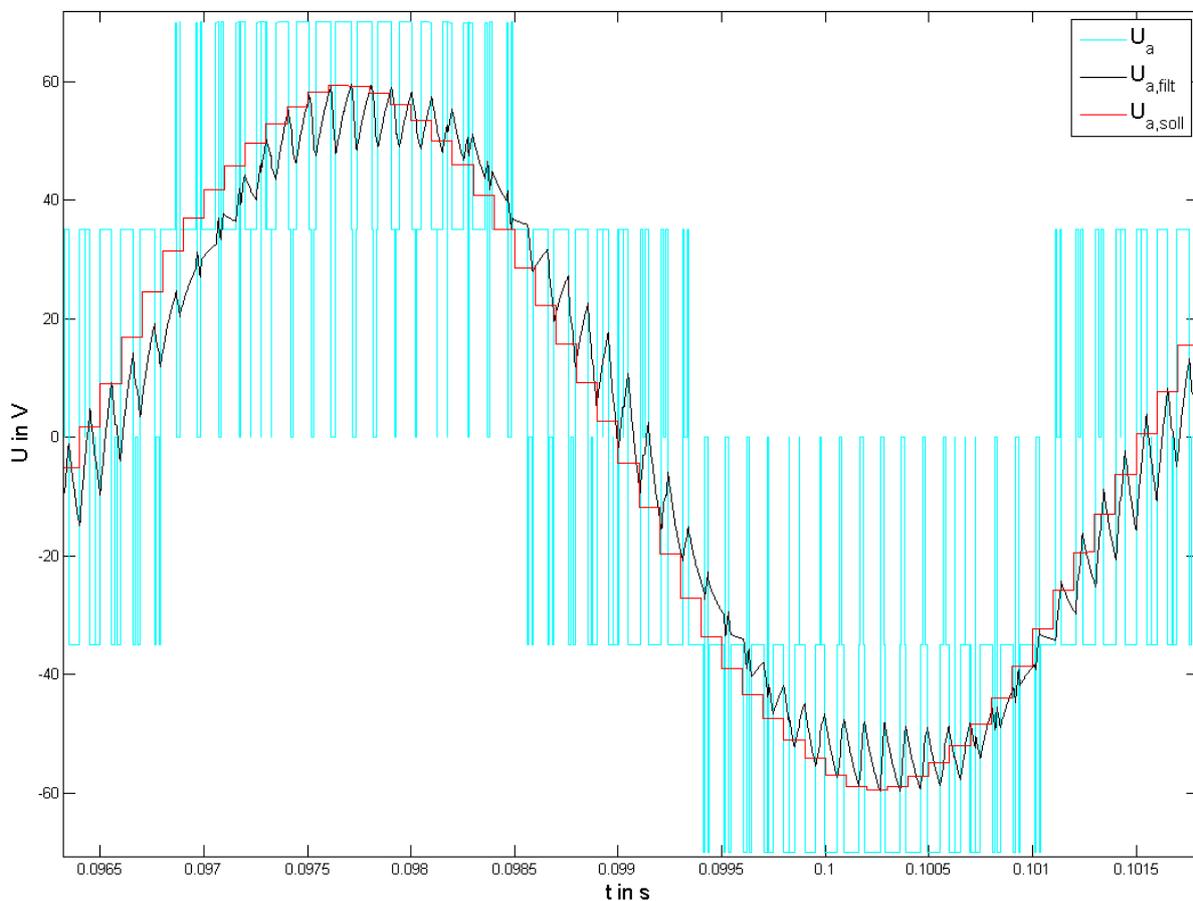


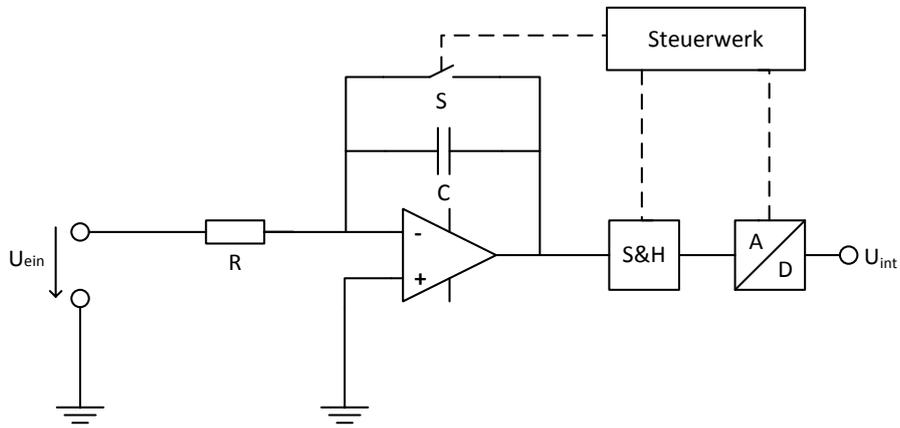
Abb. 3.8.: PWM-Spannungsfiltrung mittels RC-Filter

ist dieses Verfahren allerdings ohne Probleme anwendbar, z.B. bei End-of-Line-Prüfständen für Wechselrichter. Dem E-Maschinen-Emulator muss wegen dem *Regular Sampling* die Pulsfrequenz des DUT bekannt sein oder in der Auswertung softwaremäßig rekonstruiert werden. Der Vorteil der analogen Filterung liegt in dem günstigen Schaltungsaufbau und den geringen Anforderungen an der Rechenhardware. Die Filter-Übertragungsfunktionen lassen sich einfach berechnen oder in Wertetabellen ablesen.

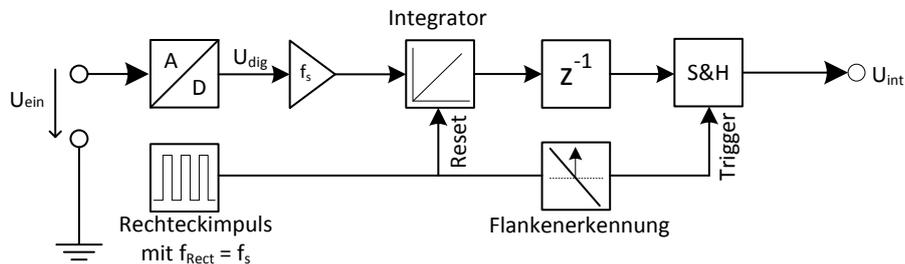
Integrationsfilterung

Eine Lösung für den Einsatz in hoch dynamischen E-Maschinen-Emulatoren ist die Verwendung von Integrationsfiltern. Dabei werden die Spannungszeitflächen innerhalb einer PWM-Periode von einem Integrator aufintegriert und anschließend über ein „Sample & Hold“-Glied abgetastet. Der Integrator wird nach jeder PWM-Periode zurückgesetzt. Die Methode hat den Vorteil, dass die Phasenverschiebung über den gesamten Frequenzbereich konstant ist und dabei genau eine Integrationsperiode beträgt. Es gibt prinzipiell zwei Möglichkeiten einen Integrationsfilter zu realisieren: analog oder digital. Bei einem analogen Integrationsfilter wird eine Operations-

verstärkerschaltung verwendet, wie sie in der Abbildung 3.9(a) zu sehen ist [14][54]. Während



(a) Analoger Integrationsfilter



(b) Digitaler Integrationsfilter

Abb. 3.9.: Implementierungsvarianten des Integrationsfilters

einer PWM-Periode wird der Kondensator C über den Widerstand R aufgeladen. Am Ende der Integrationsperiode wird ein Impuls an das „Sample & Hold“-Glied gesendet, um den Spannungsmittelwert abzutasten, der anschließend im A/D-Wandler digitalisiert wird. Während dessen wird der Schalter S geschlossen um den Kondensator C zu entladen. Die Schaltung hat den Vorteil, dass kein besonders schneller A/D-Wandler benötigt wird und damit günstig ist.

Alternativ kann die Integration auch digital erfolgen, was den Vorteil hat, dass man keine Asymmetrien infolge der Bauteiltoleranzen befürchten muss. Dazu werden die Spannungssignale mittels sehr schneller A/D-Wandler (> 10 MHz) erfasst und in einer leistungsfähigen Hardware verarbeitet. Der Signallaufplan für die Integration ist in der Abbildung 3.9(b) dargestellt. Die Spannungsimpulse werden im Integratorblock aufintegriert, welcher durch ein Rechtecksignal regelmäßig zurückgesetzt wird. Bei der fallenden Flanke des Rechtecksignals wird ein

„Sample&Hold“-Block ausgelöst, der das um den Spannungsmittelwert abgetastete Signal ausgibt. Die Abbildung 3.10 veranschaulicht die Filterung mittels Integrationsfilter.

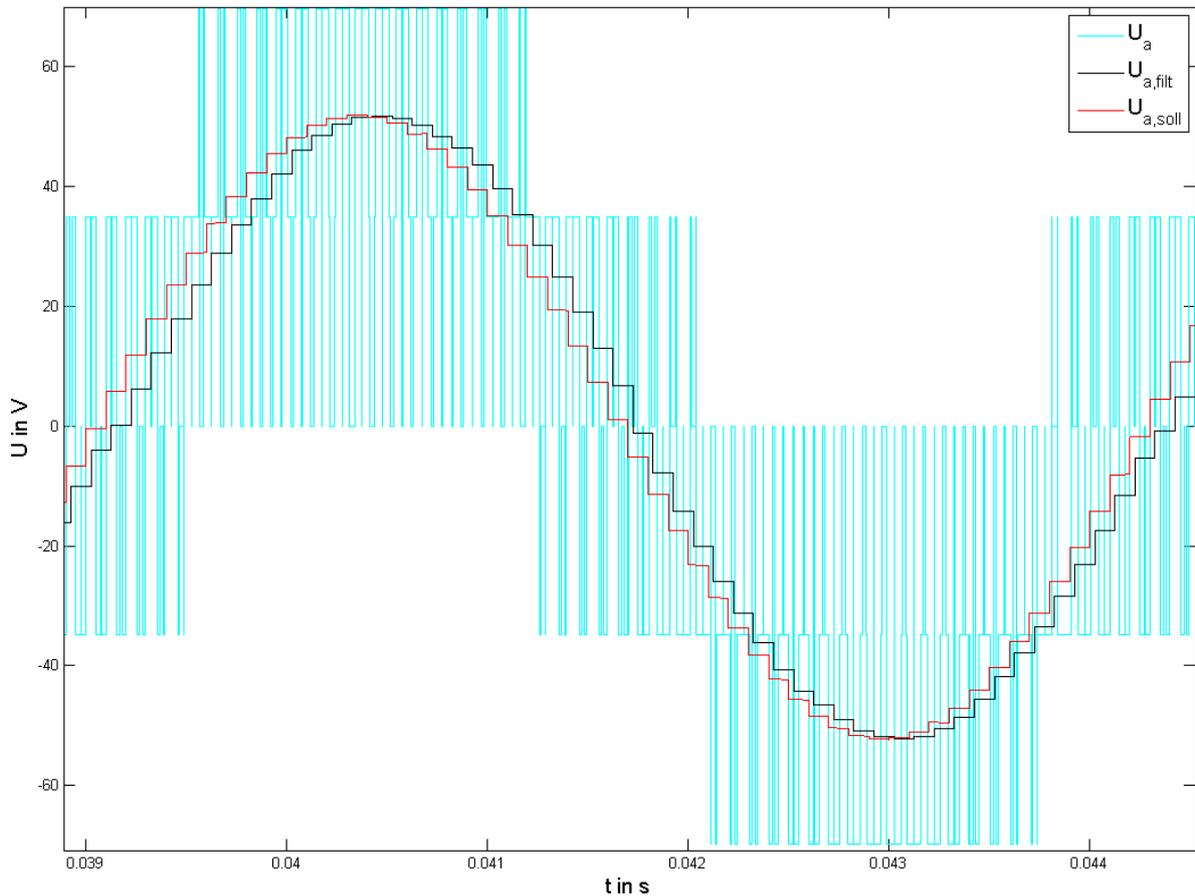


Abb. 3.10.: PWM-Spannungsfilerung mittels Integrationsfilter

Sowohl die analoge Filterung als auch die Integrationsfilterung haben den Vorteil, dass zeitlich gemittelte Spannungswerte am Ausgang als Eingangsgröße für das E-Maschinen-Modell zur Verfügung stehen. Somit ist eine Modellberechnungsrate in Höhe der DUT- Umrichterfrequenz ausreichend. Als Simulationshardware ist hierbei ein digitaler Signalprozessor ausreichend, was den Implementierungsaufwand des E-Maschinen-Modells und die Hardwarekosten reduziert.

Direkte PWM-Erfassung

Als letzte Möglichkeit kommt die direkte Erfassung der PWM-Spannungen mittels schneller A/D-Wandler und synchroner Modellberechnung in Betracht. Die gemessenen Spannungen gehen dabei direkt und ohne Filterung oder Mittelwertbildung der PWM in das E-Maschinen-Modell ein. Um die Totzeit und damit den Spannungsfehler bei der Erfassung der PWM-Spannungen möglichst gering zu halten, muss für die Berechnungszeit des E-Maschinen-Modells

gelten: $T_a \ll T_{IGBT}^{DUT}$. Die Berechnung muss dabei auf einem FPGA (Field Programmable Gate Array) erfolgen, da nur über massiv parallele Strukturen eine solche Leistung möglich ist.

Ein FPGA ist ein Standard-Logikbaustein, der vom Anwender beliebig konfiguriert werden kann. Dabei können beliebige komplexe logische Schaltungen synthetisiert werden, die nur von der Anzahl der zur Verfügung stehenden Gatter beschränkt sind. FPGAs bestehen aus mehreren konfigurierbaren Logikblöcken (CLB), die über eine Verbindungsmatrix miteinander kommunizieren. Der Aufbau eines FPGAs ist in der Abbildung 3.11 dargestellt.

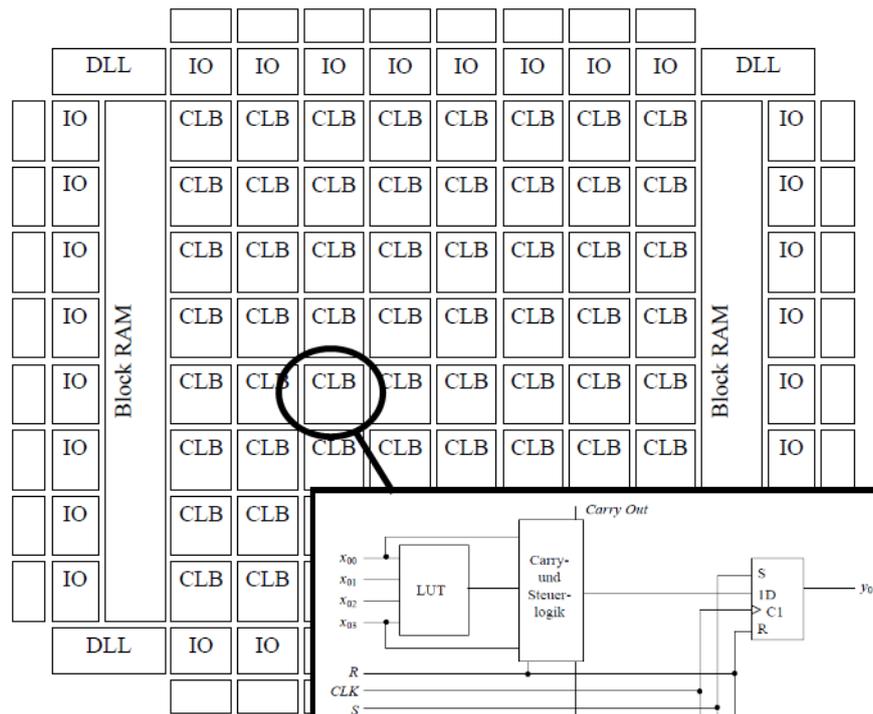


Abb. 3.11.: Aufbau eines Field Programmable Gate Arrays (FPGA) [15]

Die logischen Funktionen werden in den Wertetabellen (SRAM-Zellen) der CLBs gespeichert [15]. Im Gegensatz zu Mikroprozessoren werden Anweisungen, die zur Berechnung des E-Maschinen-Modells notwendig sind, nicht sequentiell abgearbeitet, sondern parallel in Form von synthetisierten Schaltungen umgesetzt. Beispielsweise werden Hardwareaddierer und -multiplikatoren für die Berechnungen der Modellgleichungen eingesetzt, wodurch die Zykluszeit nur noch von der Signallaufzeit abhängig ist. Ein großer Vorteil der direkten PWM-Erfassung ist, dass keine Phasenverschiebung der Grundschwingung auftritt und dadurch die Dynamik des Systems nicht durch die Spannungserfassung begrenzt wird. Ein weiterer wesentlicher Vorteil ist, dass die durch die PWM hervorgerufenen Stromrippel in der Maschine korrekt nachgebildet werden, was bei der gemittelten Spannungserfassung nicht der Fall ist. Diese Vorteile werden durch höhere Hardwarekosten und einen höheren Implementierungsaufwand erkauft. Die Tabelle 3.1 fasst die Vor- und Nachteile der drei genannten Verfahren zusammen.

	Analoge Filterung	Integrationsfilterung	Direkte PWM Erfassung
Vorteile	<ul style="list-style-type: none"> • Günstig • einfache Implementierung 	<ul style="list-style-type: none"> • drehzahl-unabhängige Phasenverschiebung • einfache Implementierung 	<ul style="list-style-type: none"> • keine Phasenverschiebung • realistischer Stromrippel
Nachteile	<ul style="list-style-type: none"> • nur drehzahlstationäre Anwendung • PWM-Synchronisierung mit DUT notwendig • Mittelwertmodell ohne Stromrippel 	<ul style="list-style-type: none"> • Phasenverschiebung von einer Integrationsperiode • PWM-Synchronisierung mit DUT notwendig • Mittelwertmodell ohne Stromrippel 	<ul style="list-style-type: none"> • hohe Hardwarekosten • hoher Implementierungsaufwand

Tab. 3.1.: Zusammenfassung der Methoden der Spannungserfassung

3.3.2. Stromerfassung

Für die Stromerfassung gilt prinzipiell das Gleiche wie für die Spannungserfassung. Es kann über eine PWM-Periode des Prüflings gemittelt oder per „Regular Sampling“ synchron zu dessen PWM-Frequenz abgetastet werden. Für eine adäquate Simulation einer E-Maschine, wobei auch die Stromüberschwingungen, die in Folge der Pulsweitenmodulation des Antriebsumrichters entstehen, nachgebildet werden, ist eine schnelle Stromerfassung notwendig, die wesentlich schneller als die Taktfrequenz des Antriebsumrichters arbeitet. In Kombination mit schnellen Stromreglern und einem schnell schaltenden Simulatorumrichter kann die Stromwelligkeit einer realen Maschine nachgebildet werden [54]. Zur Stromerfassung bieten sich Kompensationswandler an (z.B. LEM-Module), die dem Hall-Effekt zur Stromstärkenbestimmung nutzen. Diese sind inzwischen preisgünstig und mit hinreichender Genauigkeit ($e_{rel} \leq 1\%$) erhältlich. Ein wesentlicher Vorteil ist außerdem die galvanische Trennung zwischen Leistungs- und Signalteil. Der Stromsensor liefert am Ausgang entweder einen stromproportionalen Messstrom oder eine stromproportionale Spannung. Diese wird dann gefiltert, verstärkt und über A/D-Wandler digitalisiert.

3.3.3. Drehgeber

Als Standardverfahren wird bei Antriebsumrichtern oft die feldorientierte Regelung eingesetzt. Durch dieses Verfahren können Drehfeldmaschinen mit Hilfe von stationären, drehmoment- und flussbildenden Stromkomponenten geregelt werden. Dazu bedient man sich einer Koordinaten-

transformation, wobei das dreiphasige statorfeste Koordinatensystem in ein zweiphasiges rotorfestes Koordinatensystem transformiert wird. Dazu wird zu jedem Abtastzeitpunkt die absolute Rotorposition ε benötigt. Es gibt verschiedene optische oder elektromagnetische Positionsgeberverfahren wie Inkrementalgeber, Absolutwertgeber (optische Encoder) und magnetische Resolver. Gerade in der Automobilindustrie sind wegen den rauen Umgebungsbedingungen und hohen Anforderungen an die Zuverlässigkeit optische Kodierverfahren ungeeignet, weshalb sich in dieser Arbeit ausschließlich auf das Resolververfahren bezogen wird.

Bei einem Resolver handelt es sich um eine Synchronmaschine mit zwei um 90° versetzte Statorwicklungen, die mit *cos* und *sin* bezeichnet werden. Die Erregerwicklung *ext* befindet sich auf dem Rotor und wird mit relativ hochfrequenter Wechselspannung erregt ($4 - 10$ kHz). Durch die Erregerspannung u_{ext} wird in den Statorwicklungen eine Spannungen induziert, deren Amplitude von der Rotorposition ε abhängig ist. Bei einem zeitlich veränderlichen Rotorwinkel $\dot{\varepsilon}$ ergeben sich die amplitudenmodulierten Statorspannungen u_{cos} und u_{sin} .

$$u_{ext} = U_0 \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

$$u_{cos} = \kappa U_0 \sin(\omega t) \cdot \cos(\varepsilon) \quad (3.4)$$

$$u_{sin} = \kappa U_0 \sin(\omega t) \cdot \sin(\varepsilon) \quad (3.5)$$

In der Abbildung 3.12 ist der Aufbau eines Resolvers mit den resultierenden Statorspannungen dargestellt. Bei dieser Art der Winkelmessung handelt es sich um einen magnetischen Abso-

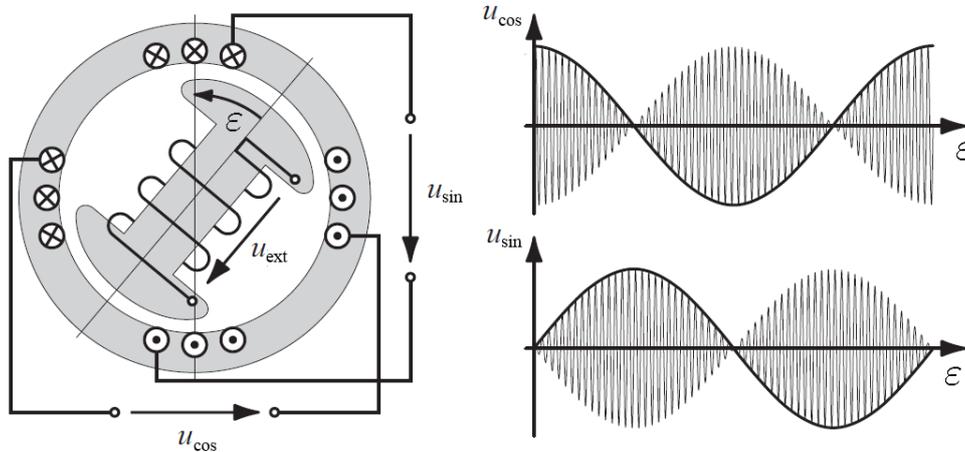


Abb. 3.12.: Aufbau und Funktionsweise eines Resolvers [24]

lutgeber, d.h. zu jedem Abtastzeitpunkt ist die Position des Winkels bekannt, ohne dass eine Synchronisierungsphase wie bei Inkrementalgebern notwendig ist. Der Rotorwinkel ε lässt sich aus dem Hüllkurven der Statorspannungen berechnen [24, S. 74].

$$\varepsilon = \arctan \left(\frac{\hat{u}_{cos}}{\hat{u}_{sin}} \right) \quad (3.6)$$

Zur Abdeckung des gesamten Wertebereiches $\varepsilon \rightarrow [-\pi, +\pi]$ ist eine Fallunterscheidung notwendig. Die Erregerspannung kann durch Schleifringe auf die Rotorwicklung übertragen werden, was allerdings verschleißbehaftet ist. Dies ist gerade bei getriebeintegrierten Maschinen unerwünscht, weil dies zu hohen Wartungskosten führt. In modernen Resolvieren wird das Erregersignal induktiv an den Rotor übertragen oder die Erregerwicklung befindet sich direkt auf dem Stator [50].

3.4. Modell einer permanentenerregten Synchronmaschine

In diesem Abschnitt werden die wesentlichen Gleichungen zur Modellierung eines PMSM-Modells dargestellt. Das in den nächsten Seiten vorgestellte Modell wird wegen seiner einfachen Implementierbarkeit und der Beschränkung auf wenige Modellparameter in den meisten Publikationen zu E-Maschinen-Emulatoren und Hardware-in-the-Loop Systemen favorisiert [10][13][54]. Mit Hilfe des Modells können sowohl permanenterreichte Maschinen mit Oberflächenmagneten (SPMSM) als auch mit vergrabenen Magneten (IPMSM) modelliert werden (Abbildung 3.13).

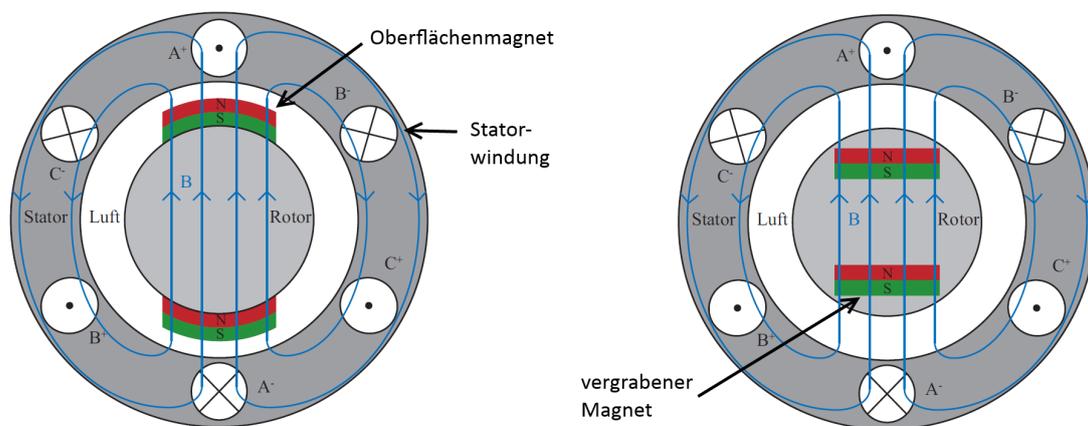


Abb. 3.13.: Permanenterreichte Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten (links) und vergrabenen Magneten (rechts)[38]

Letztere besitzen neben der besseren mechanischen Fixierung der Dauermagnete zusätzlich ein Reluktanzmoment, das durch die ungleichförmige Induktivitätsverteilung entlang des Rotorwinkels entsteht. Die Permeabilitätszahl μ_r der gebräuchlichen Magnetmaterialien (NeFeB oder SmCo) entspricht in etwa dem der Luft, was dazu führt, dass die Induktivität in Richtung der Dauermagnete wesentlich geringer ist als zwischen den Magneten. Um bei jeder Drehmomentanforderung ein Wirkungsgradoptimum garantieren zu können, muss für die E-Maschinenregelung die exakte Charakteristik der Maschine bekannt sein. Eine adäquate Simulation der Maschine soll deren Verhalten in möglichst allen Arbeitspunkten exakt nachbilden.

In den nachfolgenden Gleichungen werden einige Annahmen und Vereinfachungen getroffen:

- Die Maschine hat drei symmetrische Phasenwicklungen, die um 120° voneinander versetzt sind
- Die Statorwiderstände der drei Phasenwicklungen sind gleich ($R_s = R_a = R_b = R_c$);
- Die Gegenspannung, die in den Statorwicklungen erzeugt wird, ist sinusförmig

- Wirbelstrom- und Hystereseeffekte werden vernachlässigt
- Die Sättigung des ferromagnetischen Eisenkerns wird vernachlässigt
- Flussharmonische im Luftspalt werden vernachlässigt

Die Gleichung (3.7) beschreibt die Statorspannungen im stationären Zustand [5].

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = R_s \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

R_s entspricht dabei dem Statorwiderstand, i_{abc} den Phasenströmen und ψ_{abc} den magnetischen Statorflussverkettungen. Bei der Regelung von Drehfeldmaschinen wird häufig die felderorientierte Regelung (bzw. Vektorregelung) angewandt. Dabei wird anstatt der direkten Regelung der sinusförmigen Phasenströme eine Transformation in ein rotorfestes Koordinatensystem durchgeführt. Dies hat den Vorteil, dass sich im stationären Fall Gleichgrößen einstellen und so eine Stromregelung wie bei einer Gleichstrommaschine durchgeführt werden kann. Die Transformation vollzieht sich in zwei Schritten, die in den nachfolgenden Absätzen erläutert werden.

Clarke-Transformation

Es wird davon ausgegangen, dass es sich bei dem Ursprungskordinatensystem um ein dreidimensionales kartesisches Koordinatensystem handelt. Unter der Berücksichtigung der räumlichen Verschiebung der drei Hauptachsen um 120° erfolgt die Umrechnung der phasenbezogenen Größen auf ein gemeinsames zweidimensionales Koordinatensystem deren Hauptachsen orthogonal zueinander liegen. Die Hauptachsen werden mit α und β bezeichnet. Durch die Transformation in das $\alpha\beta$ -Bezugssystem werden die bisherigen Gleichungssysteme im abc -Bezugssystem um eine Dimension reduziert, wodurch das gemeinsame System auch als eine zweiphasige Maschine interpretiert werden kann.

Für die Transformation in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem gilt [5]:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{T}_{23} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Die Rücktransformation in das Ursprungssystem erfolgt mit der Matrix \mathbf{T}_{32} :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{T}_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Dabei ist zu beachten, dass bei der Transformation die Nullkomponente verloren geht. Die Transformation ist nur umkehrbar, wenn gilt: $x_a + x_b + x_c = 0$. Da der Sternpunkt bei elektrischen

Maschinen in aller Regel weder angeschlossen ist, noch explizit herausgeführt wird, kann allerdings davon ausgegangen werden, dass der Strom über keine Nullkomponente verfügt [30].

Bei der vorgestellten Transformation handelt es sich um eine *amplitudeninvariante* Transformation, die den Vorteil hat, dass die Strom- bzw. Spannungszeigerlängen den Amplituden im dreiphasigen System entsprechen. Vergleicht man die Leistungen, die im $\alpha\beta$ -System umgesetzt werden, mit dem abc-Koordinatensystem, so muss der Faktor $\frac{3}{2}$ berücksichtigt werden. Das Gleiche gilt für das Drehmoment [12]. Die Abbildung 3.14 veranschaulicht die *Clarke-Transformation*.

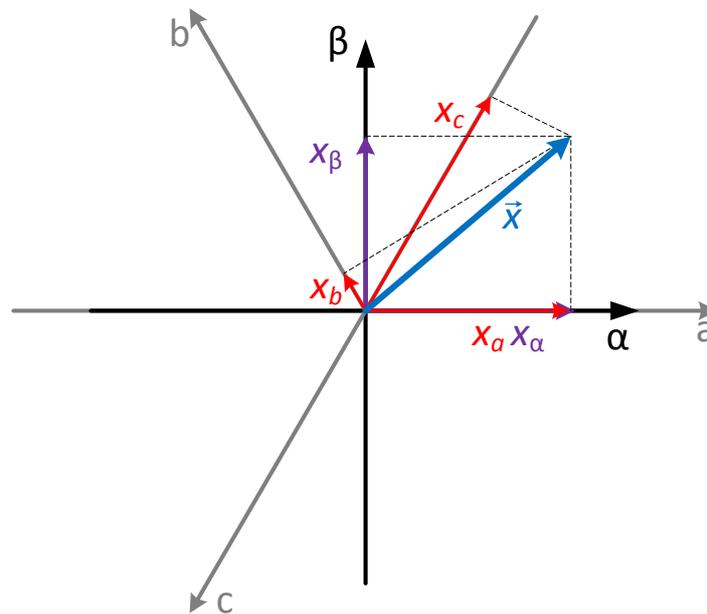


Abb. 3.14.: Transformation des abc- in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystems

Transformation in ein mitdrehendes Koordinatensystem

Bei den statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystemen nehmen die Komponenten der Strom- und Spannungsraumzeiger im stationären Fall einen sinusförmigen Verlauf an. Dies ist sowohl für die Maschinenregelung als auch für die Modellierung unerwünscht. Der nächste Schritt besteht darin, die Gleichungen im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem durch eine Transformation in ein rotorfestes, mitdrehendes System zu transformieren. Dieses Koordinatensystem rotiert mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} um das statorfeste Bezugssystem, weshalb die zugehörigen Transformationsmatrizen eine Abhängigkeit vom elektrischen Drehwinkel ε_{el} aufweisen. Die Hauptachsen des Systems werden mit d (direct axis) und q (quadrature axis) bezeichnet. Definitionsgemäß ist die d -Achse die Richtung in der sich der Permanentfluss Ψ_P der Dauermagnete ausbildet. Die Clarke-Transformation in Verbindung mit der Rotationstransformation wird als

Park-Transformation bezeichnet. Es handelt sich dabei um eine amplituden- und leistungsinvariante Transformation, d.h. die Raumzeigerlängen ändern sich bei der Transformation vom $\alpha\beta$ - in das dq -Koordinatensystem nicht.

Die Transformationsmatrix für die Umformung von vektoriellen Größen aus dem $\alpha\beta$ - in das dq -Koordinatensystem \mathbf{Q}^{-1} lautet [5]:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{Q}^{-1}(\varepsilon_{el}) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{Q}^{-1}(\varepsilon_{el}) = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_{el}) & \sin(\varepsilon_{el}) \\ -\sin(\varepsilon_{el}) & \cos(\varepsilon_{el}) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Für die Matrix der Rücktransformation \mathbf{Q} gilt:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{Q}(\varepsilon_{el}) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{Q}(\varepsilon_{el}) = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_{el}) & -\sin(\varepsilon_{el}) \\ \sin(\varepsilon_{el}) & \cos(\varepsilon_{el}) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Die *Park-Transformation* kann auf die Spannungs-, Fluss- und Stromvektoren angewendet werden. Die resultierenden Ströme werden mit i_d und i_q bezeichnet, wobei i_d die flussbildende Komponente und i_q die drehmomentbildende Komponente des Stromvektors darstellt. Dies gilt allerdings nur für permanenterregte Maschinen mit Oberflächenmagneten (SPMSM). Die IPMSM besitzt ein ausgeprägtes Reluktanzmoment, das sich durch negativen d-Strom stellen lässt.

Die Abbildung 3.15 stellt den Zusammenhang zwischen $\alpha\beta$ - und dq -System graphisch dar.

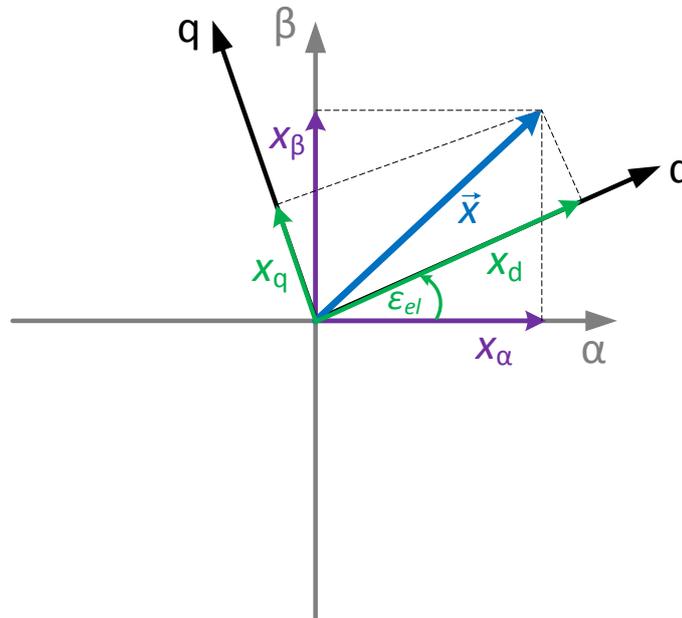


Abb. 3.15.: Transformation des $\alpha\beta$ - in das dq -Koordinatensystems

Modellgleichungen

Die Ausgangsgleichung (3.7) wird mittels der Park-Transformation in das dq -System-transformiert.

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1}(\varepsilon) \cdot \mathbf{T}_{23} \cdot \mathbf{u}_{abc} \tag{3.12}$$

Das Ergebnis der Umformung ist:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{pmatrix} \tag{3.13}$$

Die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q werden durch die von Strom durchflossenen Induktivitäten L_{dq} und dem Fluss der Permanentmagneten Ψ_P bestimmt.

$$\psi_d = L_d i_d + \Psi_P \tag{3.14}$$

$$\psi_q = L_q i_q \tag{3.15}$$

Setzt man die Gleichungen (3.14) und (3.15) in die Gleichung (3.13) ein und unter der Annahme, dass der Permanentfluss und die Induktivitäten konstant sind, kommt man auf die Modellgleichung (3.16) [45].

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_P \end{pmatrix} \tag{3.16}$$

Die Abbildung 3.16 veranschaulicht das Ersatzschaltbild des PMSM-Modells nach der Gleichung (3.16).

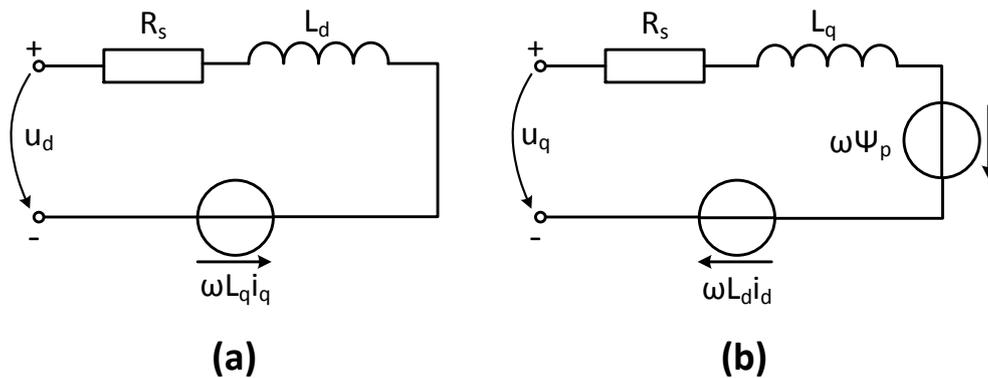


Abb. 3.16.: Ersatzschaltbild der PMSM in (a) d-Achse (b) q-Achse

Drehmomentberechnung

Die Gleichung für das elektrische Drehmoment M_{el} lässt sich aus der Leistungsbilanz berechnen [5]. Bei der IPMSM wird das elektrische Moment aus der Kombination von zwei Kräften erzeugt:

der Lorentzkraft und der Reluktanzkraft. Mit Hilfe der Gleichung (3.17) lässt sich das Luftspaltmoment berechnen. Wegen der leistungsvarianten *Clarke-Transformation* muss der Faktor $\frac{3}{2}$ in der Drehmomentberechnung berücksichtigt werden.

$$M_{el} = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2}p \left(\underbrace{\Psi_P i_q}_{\text{Lorentzkraft}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_d i_q}_{\text{Reluktanzkraft}} \right) \quad (3.17)$$

Mechanisches Modell

Die mechanischen Größen wie die Rotorwinkelgeschwindigkeit ω und den Rotorwinkel ε lassen sich im einfachsten Fall durch Integration der Winkelbeschleunigung $\alpha = \frac{M_{el}}{J}$ mit Hilfe der Gleichungen (3.18) bzw. (3.19) berechnen.

$$\omega_M = \frac{1}{J} \int (M_{el} - M_{load}) dt + \omega_0 \quad (3.18)$$

$$\varepsilon_M = \int \omega dt + \varepsilon_0 \quad (3.19)$$

Dieses einfache Trägheitsmodell lässt sich je nach erforderlichen Antriebsstrang um Nichtlinearitäten wie Rastmomente, Haftreibung, viskose Reibmodelle sowie Feder-Dämpfer-Elemente erweitern.

Blockschaltbild

In der Abbildung 3.17 ist das Signalflussbild des vorgestellten E-Maschinen-Modells dargestellt.

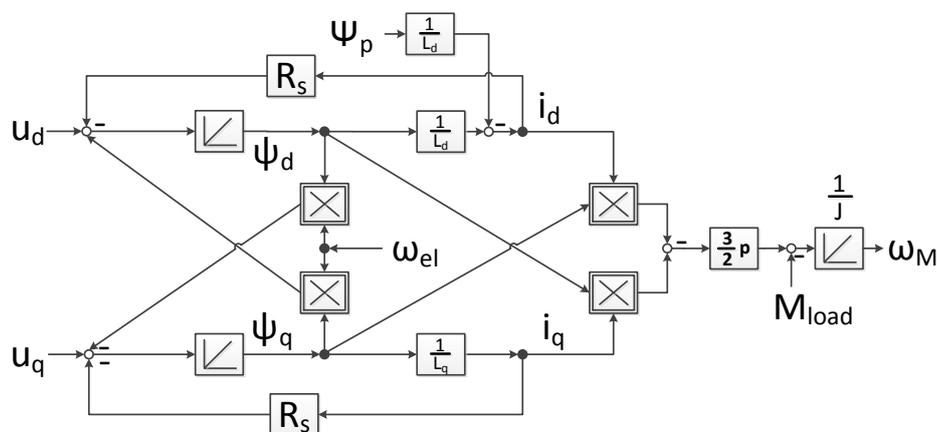


Abb. 3.17.: Signalflussbild des E-Maschinen-Modells mit konstanten Induktivitäten [45]

Stromreglern der jeweiligen Phase ausgeregelt. Da die Sternpunktbedingung nicht zwangsläufig erfüllt ist, muss das E-Maschinen-Modell dafür sorgen, dass die Summe der Sollphasenströme immer Null beträgt. Die Stromregler sind als PI-Regler ausgeführt, die die Zeitkonstante der Glättungsinduktivitäten T_g kompensieren. Da die Regler die Führungsgröße ständig nachführen müssen, kann dies bei hohen Grundfrequenzen bzw. hochfrequenten Anteilen in den Stromober-schwingungen zu einer Phasenverschiebung führen. Um die Regler zu entlasten, ist deshalb eine Vorsteuerung vorteilhaft. Die Ausgangsspannungen des DUT u_x sind aus Sicht der Phasenstromregelung Störgrößen. Da diese als Eingangsvariablen in das E-Maschinen-Modell eingehen und damit als Messgröße zur Verfügung stehen, können sie von der Vorsteuerung kompensiert werden. Der Stromanstieg wird durch die Potenzialdifferenz zwischen den Ausgangsspannungen des Prüflings u_x und des Emulatorumrichters u_{sx} sowie durch die Auslegung der Glättungsinduktivitäten bestimmt. Für das Modell der Regelstrecke, das für alle drei Stromphasen identisch ist, ergibt sich folgende Gleichung.

$$u_x = R_g i_x + L_g \frac{di}{dt} + u_{sx} \quad \{x \in a, b, c\} \quad (3.20)$$

Durch Umstellung nach den Drosselstrom i_x und anschließender Laplace-Transformation ergibt sich die Übertragungsfunktion der Regelstrecke.

$$i_x + \frac{L_g}{R_g} i_x s = \frac{1}{R_g} (u_x - u_{sx}) \quad \{x \in a, b, c\} \quad (3.21)$$

$$G_s(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{i_x}{u_x - u_{sx}} = \frac{1}{R_g} \frac{1}{T_g s + 1} \quad \{x \in a, b, c\} \quad (3.22)$$

Mit $T_g = \frac{L_g}{R_g}$ wird dabei die Stromanstiegszeitkonstante der Glättungsdrosseln bezeichnet. Die Abbildung 3.19 stellt den Regelkreis als Blockschaltbild dar. Die Gesamtübertragungsfunktion

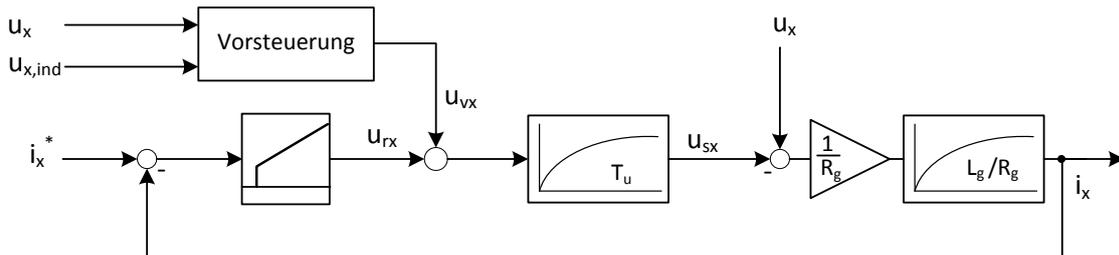


Abb. 3.19.: Blockschaltbild des Regelkreises der direkten Phasenstromregelung

der offenen Kette mit der Reglerverstärkung K_p und der Reglernachstellzeit T_n lautet.

$$G_0(s) = K_p \cdot \frac{T_n s + 1}{T_n s} \cdot \frac{1}{T_u s + 1} \cdot \frac{1/R_g}{T_g s + 1} \quad (3.23)$$

Zur Auslegung des PI-Reglers bietet es sich an, die langsamste Zeitkonstante zu kompensieren ($T_g = T_n$). Mit der Forderung einer Dämpfung von $D_g = 1/\sqrt{2}$ im geschlossenen Regelkreis

ergibt sich der Verstärkungsfaktor K_p [54].

$$K_p = \frac{L_g}{4D_g^2 T_u} = \frac{L_g}{2T_u} \quad (3.24)$$

Die Führungsübertragungsfunktion im geschlossenen Regelkreis ergibt sich damit anhand folgender Gleichungen.

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{\frac{K_p}{R_g T_n s (T_u s + 1)}}{1 + \frac{K_p}{R_g T_n s (T_u s + 1)}} && \rightarrow K_p = \frac{L_g}{2T_u} \\ &= \frac{\frac{L_g}{2T_u R_g T_n s (T_u s + 1)}}{1 + \frac{L_g}{2T_u R_g T_n s (T_u s + 1)}} && \rightarrow T_g = T_n = \frac{L_g}{R_g} \\ &= \frac{\frac{1}{2T_u s (T_u s + 1)}}{1 + \frac{1}{2T_u s (T_u s + 1)}} \\ &= \frac{1}{2T_u^2 s^2 + 2T_u s + 1} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Wie anhand der Gleichung (3.25) zu sehen ist, ist die Dynamik der Regelung, vorausgesetzt die Streckenzeitkonstante T_g kann vollständig kompensiert werden, hauptsächlich von der Umrichterzeitkonstante T_u abhängig. Die Abbildung 3.20 verdeutlicht dies anhand des Bodediagramms der Führungsübertragungsfunktion. Es wird deutlich, dass eine kurze Umrichterzeitkonstante T_u

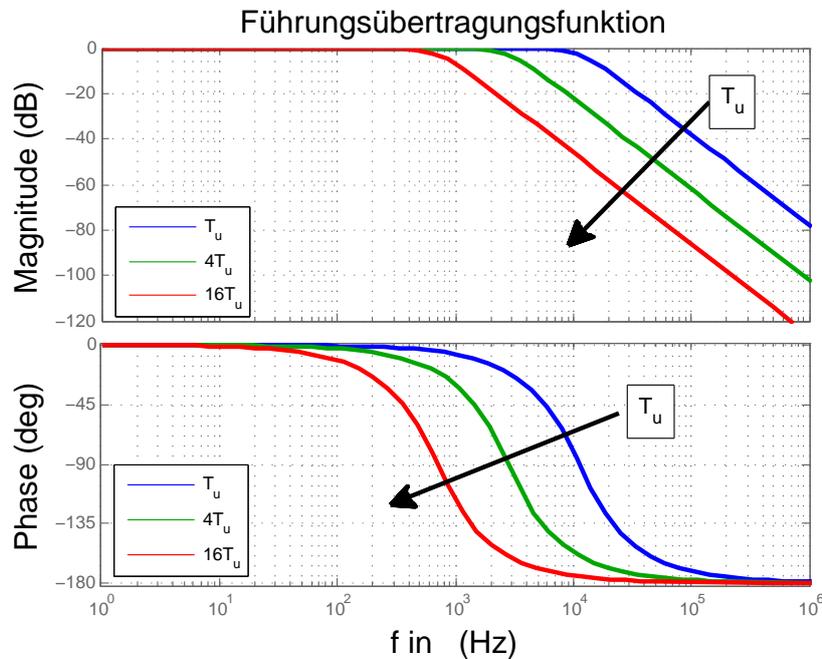


Abb. 3.20.: Bodediagramm der geschlossenen Stromregelungsübertragungsfunktion [54]

von Vorteil ist, da es sonst zu beträchtlichen Phasenverschiebungen zwischen i_x^* und i_x kommen kann. Dies lässt sich nur durch hohe Schaltfrequenzen der Umrichter Schaltelemente erreichen, da dadurch die Einschaltverzögerungszeit und die Dauer einer PWM-Periode reduziert werden kann. Eine Reduzierung der Phasenverschiebung und eine Verbesserung der Reglerdynamik lässt sich durch eine Führungsgrößenvorsteuerung der DUT-Ausgangsspannungen u_x und der induzierten Gegenspannung u_x^{ind} erreichen. Die Gleichung (3.26) stellt die Übertragungsfunktion der Vorsteuerung dar [54].

$$u_{vx} = \left(u_x^{ind} - u_x \right) \frac{R_g T_g s + 1}{R_s T_s s + 1} \quad \text{mit} \quad \{x \in \{a, b, c\}\} \quad (3.26)$$

Die Dynamik der Vorsteuerung ist dabei abhängig von dem Verhältnis der Stromanstiegszeitkonstanten zwischen Glättungs-drossel und simulierten Maschine. Mit $T_s = \frac{L_s}{R_s} = \frac{(L_d + L_q)}{2R_s}$ wird dabei die Stromanstiegszeitkonstante der simulierten E-Maschine bezeichnet. Die theoretisch erreichbare Bandbreite der Stromregelung (ohne Vorsteuerung) ist nach Gleichung (3.25) nur von der Umrichterzeitkonstante T_u abhängig. Nimmt man als Bandbreitendefinition eine Amplitudenabschwächung von 3 db an, so ergibt sich folgende Stromreglerbandbreite:

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{1}{2T_u^2 s^2 + 2T_u s + 1} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} &= \left| \frac{1}{2T_u^2 j^2 \omega^2 + 2T_u j \omega + 1} \right| \\ \frac{1}{\sqrt{2}} &= \sqrt{\Re \left(\frac{1}{-2T_u^2 \omega^2 + 2T_u j \omega + 1} \right)^2 + \Im \left(\frac{1}{-2T_u^2 \omega^2 + 2T_u j \omega + 1} \right)^2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} &= \frac{1}{\sqrt{4T_u^4 \omega^4 + 1}} \\ \omega_{BW} &= \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2}}{T_u} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Im nächsten Abschnitt wird genauer auf die Bauform des Emulatorumrichters eingegangen.

3.5.2. Stromregelung im rotorfesten System

In Analogie zur feldorientierten Regelung ist alternativ auch die Stromregelung im rotorfesten dq -Koordinatensystem möglich [54]. Der große Vorteil hierbei ist, dass die Führungsgrößen bei stationären Arbeitspunkten Gleichgrößen statt Sinusgrößen sind. Dadurch treten keine Phasenverschiebungen bei zu langsamen Regelungen auf und es kann auf die Vorsteuerung verzichtet werden. Die Abbildung 3.21 stellt das Blockschaltbild der Regelungsstruktur dar. Die rotorfesten Soll-Ströme i_x^* mit $x \in \{d, q\}$ gehen vom E-Maschinen-Modell als Führungsgröße in jeweils einen PI-Regler ein. Die Ausgangsspannungen der Regler u_{rx} werden durch die inverse Parktransformation wieder in das statorfeste Koordinatensystem transformiert, bevor sie als Stellgröße in den Emulatorumrichter eingehen. Allerdings reichen zwei Regler zur Phasenstromregelung nicht aus, da in der Clarke-Transformation davon ausgegangen wird, dass die Summe der Phasenströme gleich Null ist.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.28)$$

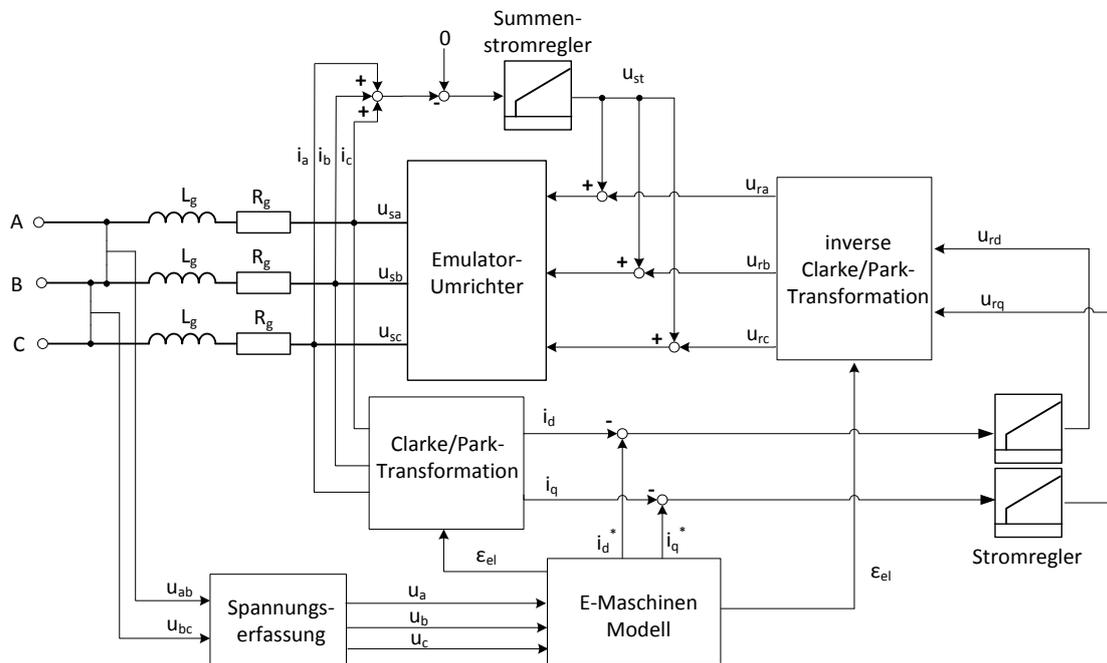


Abb. 3.21.: Blockschaltbild Phasenstromregelung im rotorfesten Koordinatensystem [54]

Da im E-Maschinen-Emulator im Gegensatz zur realen Maschine kein Sternpunkt vorhanden ist, ist diese Bedingung nicht zwangsläufig erfüllt, was zu einem Auseinanderdriften der Phasenströme führen kann. Abhilfe schafft hier ein Summenstromregler, der die Summe der drei Phasenströme zu Null regelt. Die Stellgröße ist hierbei das Sternpunktpotential, das auf alle drei Eingangsspannungen des Emulatorumrichters aufaddiert wird. Ein Nachteil dieser Regelung ist, dass Fehlerfälle wie Asymmetrien in den Motorwicklungen, hervorgerufen durch Phasenkurzschlüsse oder Wicklungsunterbrechungen, nicht simuliert werden können, weil bei der feldorientierten Regelung von einem symmetrischen System ausgegangen wird.

3.6. Pulswechselrichter

3.6.1. Schaltungsaufbau

Das Stellglied des E-Maschinen-Emulators ist, wie schon erwähnt, ein weiterer Frequenzumrichter, der mit dem DUT über Glättungsdrosseln in Reihe geschaltet wird. Für eine einfache Nachbildung der E-Maschine bei stationären Arbeitspunkten, ohne Anspruch den Stromrippel exakt abzubilden, reicht ein klassischer Pulswechselrichter mit B6-Brückenschaltung aus, wenn die Induktivitäten der Glättungsdrosseln nahe denen der Stranginduktivitäten der realen Maschine sind. Für Endprüfungen von Antriebsumrichtern ist dieser Ansatz meistens ausreichend. Bei der Validierung von hochdynamischen Drehzahlregelungen, sowie der exakten Nachbildung

der Stromüberschwingungen ist dieser Ansatz allerdings nicht mehr ausreichend.

Um den Stromrippel sowie die Zeitkonstante T_u des Emulatorumrichters möglichst zu minimieren, ist es daher von Vorteil, wenn die Schaltelemente des Emulatorumrichters eine wesentlich höhere Schaltfrequenz besitzen als die des Prüflings. Um die Forderung nach einem hochdynamischen sowie rippelstromarmen Emulatorumrichter zu erfüllen, ist es notwendig, komplexere Schaltungskonzepte in Betracht zu ziehen. Ansätze dazu lieferten die Dissertationen von *S. Trabelsi* [54] und *A. Ferreira* [14]. Das Grundelement dieser Schaltung basiert auf dem allgemein bekannten Hoch- bzw. Tiefsetzsteller, der in der Abbildung 3.22 dargestellt ist. Der *Tiefsetzsteller*

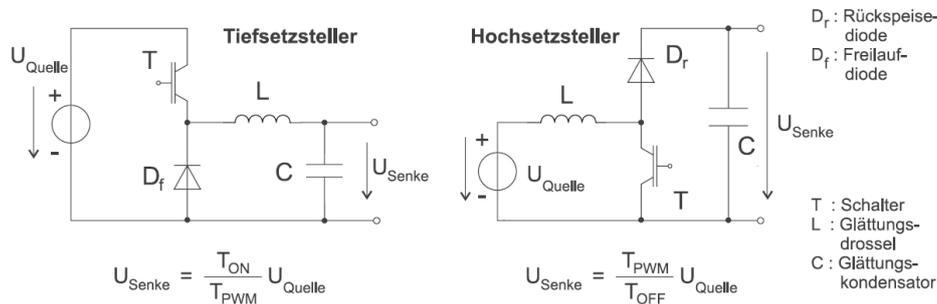


Abb. 3.22.: Struktur des Hoch- und Tiefsetzstellers [54]

ler erzeugt aus der höheren Eingangsspannung eine niedrigere Ausgangsspannung.

Wenn der Schalter T durchgeschaltet ist, sperrt die Diode D_f . Die Spule L leitet einen Strom und wird dadurch aufmagnetisiert. Wenn der Schalter T sperrt, wird die Diode D_f leitend und auf Grund der gespeicherten Energie in der Spule L wird der Stromfluss aufrecht erhalten. Durch Variation des Tastverhältnisses kann die Ausgangsspannung eingestellt werden. Ähnlich verhält es sich mit dem *Hochsetzsteller*, wobei die Spannung der Quelle stets niedriger ist als die der Senke. Wenn der Schalter T leitet, ist die Spule L über die Spannungsquelle kurzgeschlossen, wobei der Strom schnell ansteigt und die Spule aufmagnetisiert wird. Nach dem Öffnen des Schalters T sinkt der Spulenstrom und in Folge der Selbstinduktion steigt die Spannung schnell an und die Diode D_r wird leitend. Für diesen Hoch- als auch für den Tiefsetzsteller gilt, dass der Stromfluss nur von der Quelle zur Senke möglich ist.

Durch Kombination beider Schaltungen ist es möglich, einen Zweiquadrantensteller zu konstruieren (Abbildung 3.23), bei dem der Stromfluss in beide Richtungen möglich ist. Dieser Strang besteht aus je 2 Spulen, Transistoren und Dioden, die antiparallel geschaltet sind. Die Zwischenkreisspannung U_{zw} ist dabei größer als die Ausgangsspannung u_a und die Transistoren T_1 und T_2 werden komplementär geschaltet. Prinzipiell ist es mit Hilfe dieser Schaltung und einer überlagerten Stromregelung möglich, einen sinusförmigen, einphasigen Ausgangsstrom zu regeln. Dabei ist zu beachten, dass diese Schaltungstopologie einer Umrichterphase entspricht. Die Ausgangskondensatoren C sorgen zusätzlich für eine Glättung der Ausgangsspannung.

Allerdings erfüllt diese Schaltung immer noch nicht die Anforderungen an einen hochdynamischen Emulatorumrichter. Die Komponenten müssen auf den vollen Laststrom ausgelegt werden,

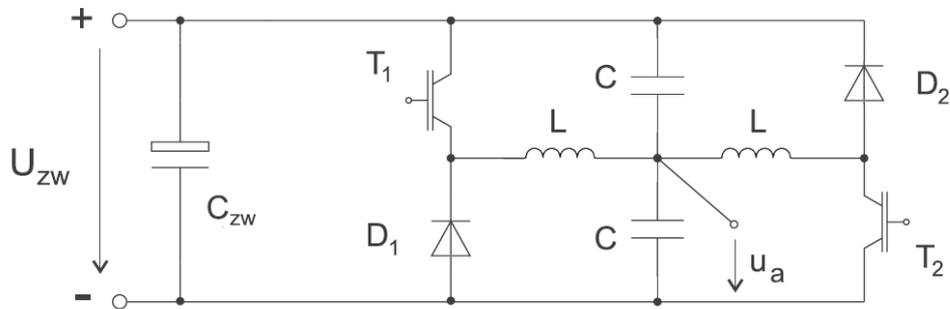


Abb. 3.23.: Kombiniertes Hoch- und Tiefsetzsteller [54]

was gerade bei den Drosseln zu sehr großvolumigen, teuren Bauteilen führt, da die Größe der Spulen quadratisch mit dem Strom ansteigen. Außerdem kann die Schaltfrequenz der Transistoren nicht beliebig gesteigert werden, wodurch die Anforderungen an eine möglichst kleine Umrichterzeitkonstante T_u nicht erfüllt werden können. Abhilfe schafft hier eine Struktur aus n parallelen Strängen, die jeweils um $\frac{1}{n}$ der Periodendauer T_{IGBT} versetzt geschaltet werden. Die Schaltung wird in der Literatur als Multi-Level-Struktur bezeichnet und ist in der Abbildung 3.24 dargestellt. Die Spulen wirken dabei bei unbelasteten Ausgang als induktive Spannungstei-

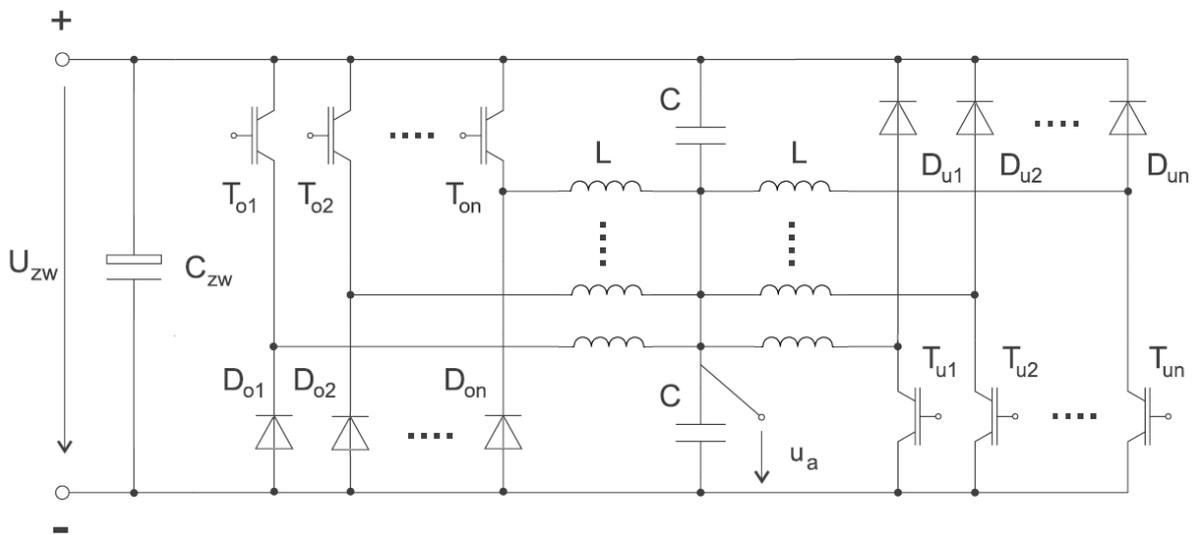


Abb. 3.24.: Struktur der Multi-Level-Schaltung (eine Phase) [54]

ler, wobei die Ausgangsspannung u_a bei der Aktivierung eines einzelnen Transistors nur U_{zw}/n beträgt. Die Anzahl der Spannungsebenen beträgt nun n und nicht mehr nur zwei, wie bei den normalen Hoch/Tiefsetzsteller in Abbildung 3.23. Durch die geringeren Spannungssprünge beim Schalten werden die Spannungs- und Stromüberschwingungen wesentlich reduziert. Außerdem wird durch das phasenversetzte Schalten der Transistoren die Summentaktfrequenz am Ausgang mit n vervielfacht, wodurch der Stromrippel zusätzlich verringert und die Dynamik des Umrichters erhöht wird. Weil der Laststrom auf n parallele Zweige aufgeteilt werden kann,

müssen die Spulen nur auf $1/n$ des maximalen Stromes ausgelegt werden, was Gewicht, Volumen und Kosten spart. Diese Vorteile werden allerdings durch einen höheren Schaltungs- sowie Steuerungsaufwand erkauft.

Weitere Optimierungen dieser Schaltung wurden ebenfalls in [54] beschrieben, wobei statt normaler Drosseln stromkompensierte Drosseln verwendet wurden. Die Wicklungen werden dabei gegensinnig vom Zweigstrom durchflossen, wodurch sich die magnetische Erregung teilweise kompensiert und der gemeinsame Eisenkern dadurch nicht aufmagnetisiert wird. Dadurch können die Drosseln von Volumen und Gewicht her nochmals wesentlich reduziert werden. Leider wird die Schaltung dadurch komplexer und die Anzahl der benötigten stromkompensierenden Drosseln steigt pro Umrichterphase auf $n(n - 1)/2$, weshalb diese Schaltungsvariante hier nicht weiter untersucht werden soll.

Ein Vereinfachung der Schaltung wurde in [14] vorgestellt, bei der die oberen und unteren Stränge zusammen gefasst werden. Dies hat den Vorteil, dass handelsübliche IGBTs mit integrierten Schutzdioden verwendet werden können und außerdem die Anzahl der benötigten Drosseln gegenüber der Schaltung in Abbildung 3.24 halbiert werden kann. Auf das Ausgangsfilter am Phasenausgang wird ebenfalls verzichtet. Die Schaltungsstruktur des vereinfachten Emulatorumrichters für eine Phase ist in der Abbildung 3.25 dargestellt. Des Weiteren wird die Gesamtschal-

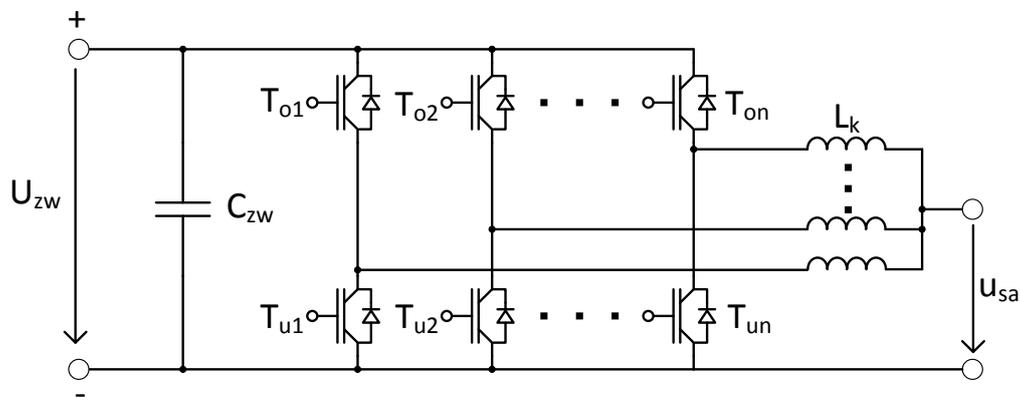


Abb. 3.25.: Struktur des vereinfachten Multi-Level-Inverters (eine Phase)

tungsstruktur des Emulatorsystems mit angeschlossenen Testumrichter in der Abbildung 3.26 aufgezeigt. Mit L_k werden die Entkoppelinduktivitäten der Teilstränge einer Phase bezeichnet. Während die Glättungsinduktivitäten L_g auf den vollen Phasenstrom ausgelegt werden müssen, werden Entkoppelinduktivität nur mit $1/n$ des Gesamtphasenstromes belastet. Die Drosseln L_g dienen der Begrenzung des Stromanstiegs und deren Induktivitätswert muss je nach Bandbreite des Emulatorumrichters unter der entsprechende Phaseninduktivität der emulierten Maschine liegen.

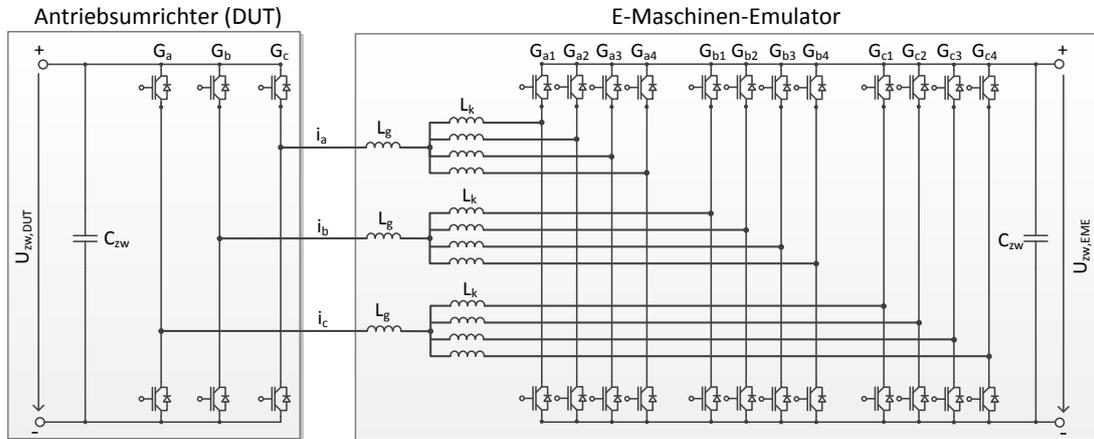


Abb. 3.26.: Gesamtschaltbild der Schaltungsstruktur eines E-Maschinenemulators mit vierstufigen Multi-Level-Inverter [32]

3.6.2. Ansteuerungsverfahren

In diesem Abschnitt soll das Ansteuerungsverfahren der IGBTs untersucht werden. Zur Vereinfachung der Darstellung wird hierbei von einer Struktur mit drei Strängen ausgegangen. Natürlich sind beliebig viele Stränge möglich, wobei sich in der Praxis 4, 6 oder 8 Zweige als guter Kompromiss zwischen Hardwareaufwand und Ripplestromminimierung erwiesen haben. Die Tabelle 3.2 stellt die Schaltzustände der einzelnen Zweige dar, wobei (+) für das Durchschalten des oberen Schaltelements (T_{ox}) und (-) für das Schalten des Unteren (T_{ux}) steht. Wie der Tabelle zu

Strang 1	Strang 2	Strang 3	U_a
-	-	-	$-1/2U_{zw}$
-	-	+	$-1/6U_{zw}$
-	+	-	$-1/6U_{zw}$
-	+	+	$+1/6U_{zw}$
+	-	-	$-1/6U_{zw}$
+	-	+	$+1/6U_{zw}$
+	+	-	$+1/6U_{zw}$
+	+	+	$+1/2U_{zw}$

Tab. 3.2.: IGBT Schaltzustände bei einem dreistufigen Multi-Level-Inverters

entnehmen ist, gibt es insgesamt vier Spannungsniveaus, die aufgrund der Spannungsteilerregel (siehe Abbildung 3.27) bei unbelasteten Emulatoreingang u_a abfallen. Die Ströme teilen sich im Idealfall gleichmäßig auf die Induktivitäten auf. Um die Summentaktfrequenz zu erhöhen und damit den Stromripple am Emulatoreingang zu verringern, bietet es sich an, die Teilzweige

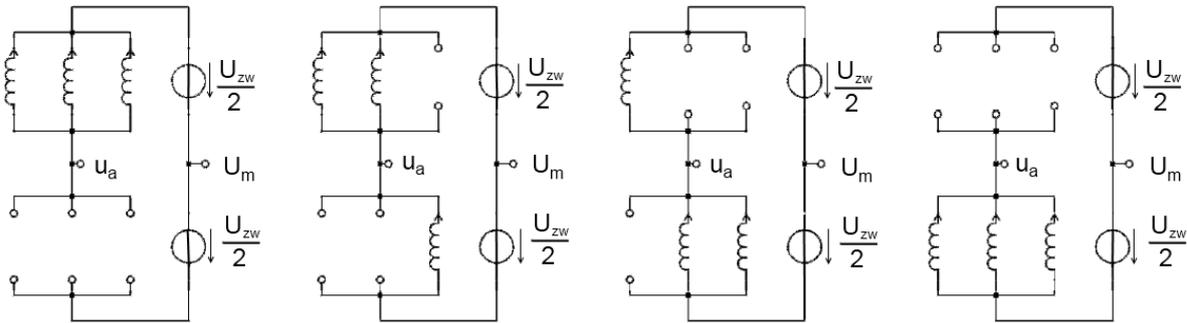


Abb. 3.27.: Induktive Spannungssteiler bei einem dreistufigen Multi-Level-Inverter

jeweils um $\frac{T_{IGBT}}{n}$ versetzt anzusteuern, wie es in der Abbildung 3.28 dargestellt ist. Als Modu-

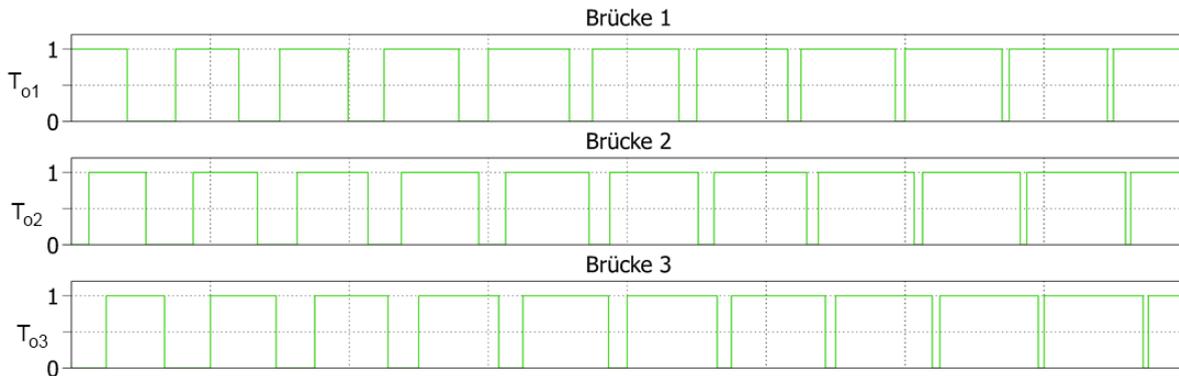


Abb. 3.28.: IGBT Ansteuerungsverfahren bei einem dreistufigen Multi-Level-Inverter

lationsverfahren kann im einfachsten Fall die Sinusmodulation angewandt werden. Es sind auch komplexere Verfahren, wie die *Raumzeigermodulation (SVM)* möglich. Untersuchungen zu den Auswirkungen des Modulationsverfahrens auf den Ripplestrom wurden bereits in [32] durchgeführt, wobei sich gezeigt hat, dass die Sinusmodulation bei einer geraden Anzahl von Strängen einen geringeren Ripplestrom aufweist als das SVM-Verfahren. Aus diesem Grund wird auf die Beschreibung des SVM-Verfahrens hier verzichtet.

Bisher wurde nur der einfache Fall mit unbelasteten Eingang betrachtet, allerdings ist der normale Betrieb des Emulators natürlich eher unter Belastung. Aufgrund des Stromflusses durch die Entkoppelinduktivitäten verschieben sich die Spannungsebenen aufgrund der Selbstinduktionsspannung und des Spannungsabfalls über den ohmschen Widerstand der Drosseln. In jedem der möglichen Schaltzustände sind jeweils drei Induktivitäten beteiligt und deshalb bleibt die innere Impedanz, unabhängig vom Schaltzustand, stets gleich. In der Abbildung 3.29 wird Verlauf der Spannung u_a am Emulatoreingang im belasteten und im unbelasteten Zustand dargestellt.

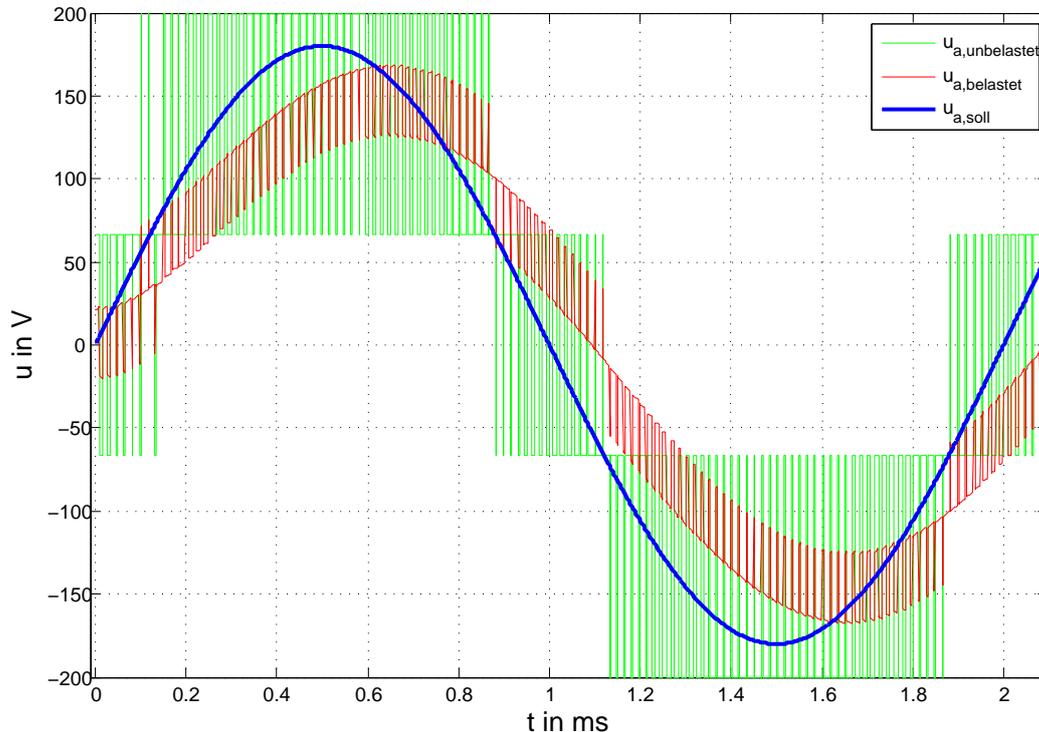


Abb. 3.29.: Verlauf der Spannung u_a am Emulatoreingang im belasteten und im unbelasteten Zustand

3.6.3. Stromsymmetrierung

Wie erwähnt, teilen sich die Zweigströme $i_1 - i_3$ im Idealfall gleichmäßig auf die Teilzweige auf. Leider kann es aufgrund von Fertigungstoleranzen dazu führen, dass sich die Drosseln in ihren Induktivitäten und Innenwiderständen unterscheiden. Das kann dazu führen, dass die Zweigströme sich nicht gleichmäßig aufteilen oder einzelne Zweigströme sogar wegdriften. Dies kann in Folge des Überstromes zur Zerstörung des Umrichters führen. Aus diesem Grund müssen die einzelnen Zweigströme separat geregelt werden. Die Umsetzung dieser Zweigstromregelung ist in der Abbildung 3.30 veranschaulicht. Zur besseren Übersicht wurden stromführende Leitungen schwarz und Signalleitungen grün dargestellt.

Führt ein Strang zu viel Strom, so muss die Spannung und damit das Tastverhältnis verringert werden. Im Gegenzug dazu ist es notwendig, dass die Spannungen der restlichen Stränge um den entsprechenden Wert erhöht werden, um die Ausgangsspannung nicht zu verändern. Hierzu werden zuerst alle Zweigströme i_n gemessen und über eine Schaltperiode der IGBTs T_{IGBT} gemittelt¹. Anschließend wird die Abweichung der einzelnen Zweigströme vom Sollstrom durch

¹Das Verfahren zur Mittelwertbildung wurde bereits in Abbildung 3.9(b) dargestellt

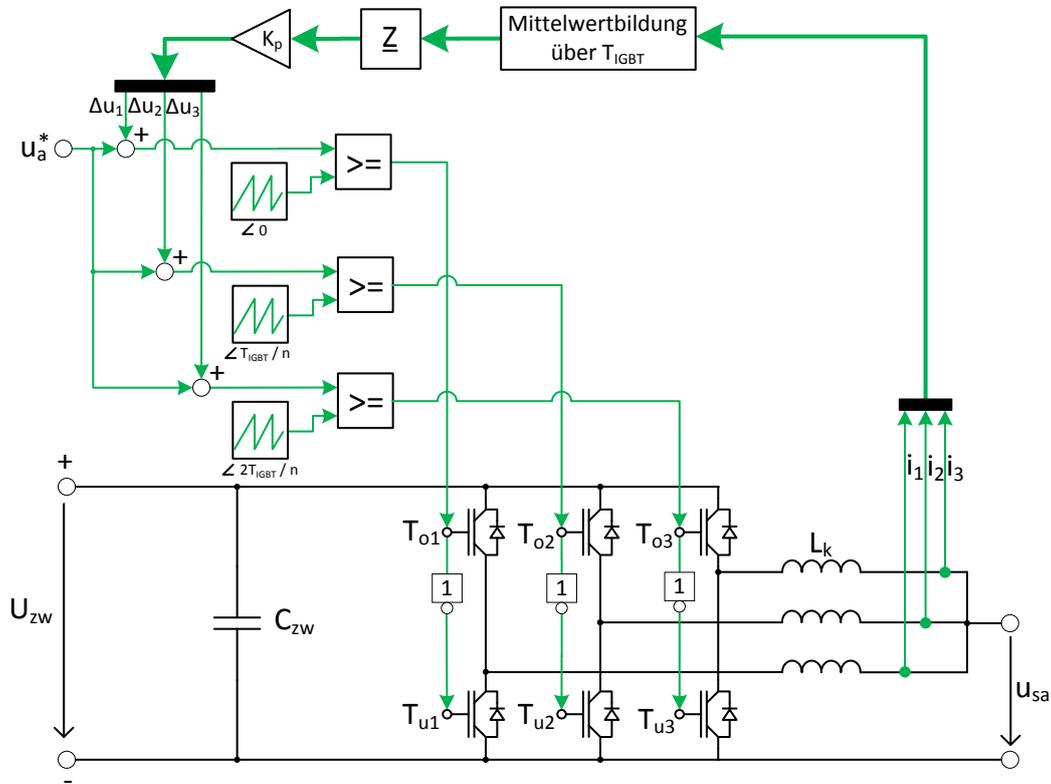


Abb. 3.30.: Ansteuerungsverfahren der IGBTs mittels Sinusmodulation und Zweigstromregelung

Multiplikation der gemittelten Zweigströme \bar{i} mit der Matrix Z ermittelt.

$$\Delta i = Z \bar{i} \quad \text{mit} \quad (3.29)$$

$$Z = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Die allgemeine Matrix Z in Abhängigkeit der Anzahl der Stränge n berechnet sich durch folgende Vorschrift.

$$Z = \frac{1}{n} \underbrace{\begin{pmatrix} -n+1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & -n+1 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & -n+1 \end{pmatrix}}_{\leftarrow n \rightarrow} \quad (3.31)$$

Durch die Multiplikation der gemittelten Zweigströme \bar{i} mit der Matrix Z wird sichergestellt,

das die Summe der Zweigstromdifferenzen zu jedem Zeitpunkt gleich Null ist.

$$\sum_{j=1}^n \Delta i_j = 0 \quad (3.32)$$

Die Zweigstromabweichung $\Delta \mathbf{i}$ geht anschließend als Eingangsgröße in einen P-Regler ein, der die Spannungsdifferenzen, die auf die einzelnen Stränge aufaddiert werden, berechnet. Weil die Summe der Zweigströme Null ist und der Regler nur einen P-Anteil besitzt, wird sichergestellt, dass die Gesamtausgangsspannung unverändert bleibt. Die PWM-Spannung wird mittels Sinusmodulation durch Vergleich der Sollspannung mit einem Sägezahnsignal erzeugt. Die Sägezahngeneratoren der einzelnen Zweige sind dabei jeweils um $\frac{T_{IGBT}}{n}$ phasenverschoben.

Die Abbildung 3.31 zeigt die Ergebnisse einer Simulation der Zweigstromregelung an einem Multi-Level-Inverter, bei dem sich der Induktivitätswert einer Drossel um 50% gegenüber den Restlichen unterscheidet. Dabei wird im oberen Bild auf die Zweigstromregelung verzichtet.

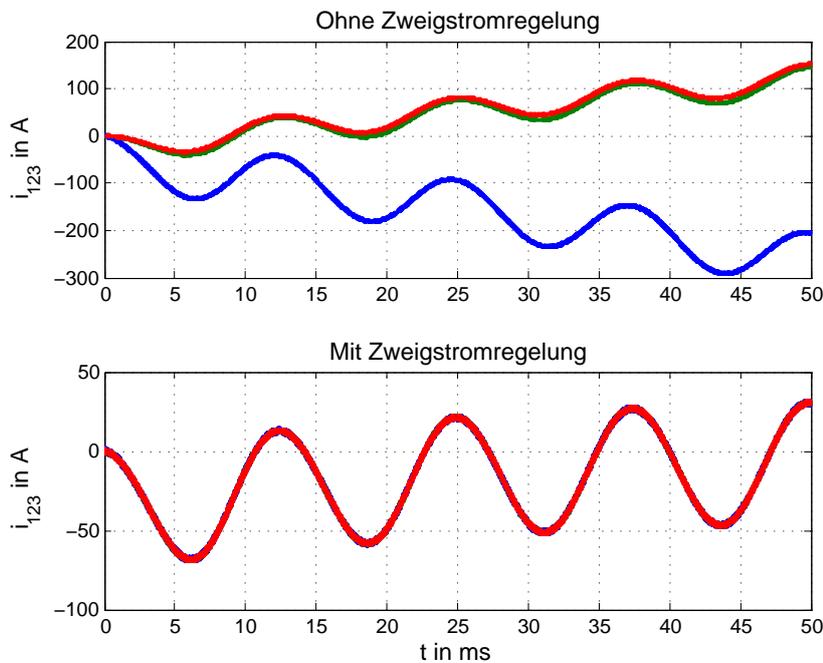


Abb. 3.31.: Vergleich mit und ohne Zweigstromregelung

Aufgrund der ungleichmäßigen Stromaufteilung infolge der Induktivitätsdifferenzen driften die Ströme auseinander, was bei einem realen Umrichter zu dessen Zerstörung führen würde. Im unteren Bild ist deutlich zu erkennen, dass durch die Zweigstromregelung ein symmetrisches Verhalten der Zweigströme erreicht wird und selbst bei signifikanten Unterschieden in den Induktivitäten eine Stabilisierung erreicht wird.

Die Abbildung 3.32 stellt die Ein- und Ausgänge der Zweigstromregelung vergrößert dar.

Deutlich zu sehen sind die phasenverschobenen Zweigströme, wobei sich die Stromamplitude des 1. Stranges aufgrund der geringeren Induktivität von den anderen unterscheidet. Der Rip-

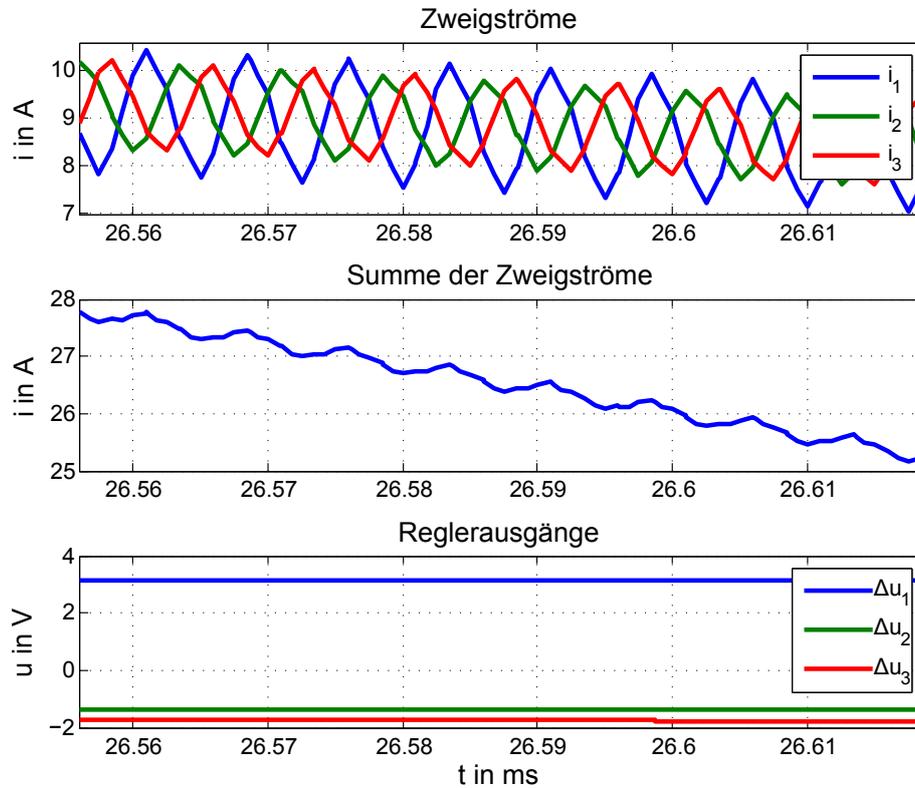


Abb. 3.32.: Ein- und Ausgänge der Zweigstromregelung

pel des Summenstromes besitzt allerdings wegen der Phasenverschiebung der Zweigströme eine wesentlich geringere Amplitude. Im Reglerausgang ist zu erkennen, dass auf den 1. Strang eine höhere Spannung aufaddiert werden muss, um die geringere Induktivität zu kompensieren. Damit die Summe dieser zusätzlichen Spannung gleich Null ist, muss diese von den beiden restlichen Strängen abgezogen werden.

Die Auslegung des P-Reglers erfolgte dabei nach dem Betragsoptimum. Dazu wurde zunächst ein vereinfachtes Blockschaltbild des Regelkreises aufgestellt. Wie in Abbildung 3.33 dargestellt,

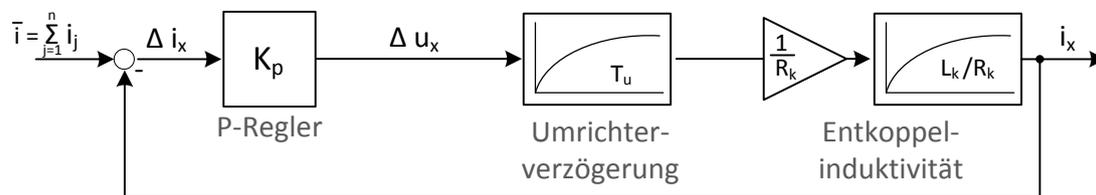


Abb. 3.33.: Vereinfachter Regelkreis der Zweigstromregelung

geht als Referenzgröße der mittlere Zweigstrom $\bar{i} = \sum_{j=1}^n i_j$ in den Regelkreis rein (als Ergebnis der Multiplikation mit der Z-Matrix). Dieser wird von den jeweiligen Zweigstrom $i_x | x \in \{1..n\}$

abgezogen und geht als Fehlerstrom Δi_x in den P-Regler ein, der eine Differenzspannung Δu_x auf die Entkoppelinduktivitäten L_k gibt. Daraus ergibt sich folgende Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises:

$$G_0(s) = \frac{K_p}{R_k(T_k s + 1)(T_u s + 1)} \quad \text{mit} \quad T_k = \frac{L_k}{R_k}, \quad T_u = \frac{3}{2} T_{IGBT} \quad (3.33)$$

Für den geschlossenen Regelkreis gilt:

$$G(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{K_p}{R_k T_k T_u s^2 + R_k(T_k + T_u)s + R_k + K_p} \quad (3.34)$$

Durch Umformung von $G(s)$ auf die Normalform ergibt sich:

$$G(s) = \frac{K_p^*}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{2D}{\omega_0}s + 1} = \frac{\frac{K_p}{R_k + K_p}}{\underbrace{\frac{R_k T_k T_u}{R_k + K_p}}_{\frac{1}{\omega_0^2}} s^2 + \underbrace{\frac{R_k(T_k + T_u)}{R_k + K_p}}_{\frac{2D}{\omega_0}} s + 1} \quad (3.35)$$

Mit ω_0 und einer Dämpfung D von 3 db ($\frac{1}{2}\sqrt{2}$) ergibt sich folgende Reglerverstärkung K_p :

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{R_k + K_p}{R_k T_k T_u}}, & \frac{2D}{\omega_0} &= \frac{R_k(T_k + T_u)}{R_k + K_p} \\ D &= \frac{1}{2}\sqrt{2} = \frac{\sqrt{R_k}(T_k + T_u)}{\sqrt{(R_k + K_p)T_k T_u}} \\ K_p &= \frac{R_k(T_k^2 + T_u^2)}{2T_k T_u} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Die Gleichung (3.36) kann vereinfacht werden, wenn $T_u \ll T_k$ gilt:

$$\boxed{K_p = \frac{L_k}{2 \cdot T_u}} \quad (3.37)$$

3.6.4. Vergleich der Umrichtertopologien

Der Stromrippel des Multi-Level-Inverters ist im Vergleich zu einem 2-Level-Inverter signifikant geringer. Dies hat folgende Gründe:

- die Erhöhung der Summenschaltfrequenz durch phasenversetztes Schalten der IGBTs
- die geringere Spannungsdifferenz, die beim Umschaltvorgang überwunden werden muss

Bei den nachfolgenden Untersuchungen wird von einem Multi-Level-Inverter mit 6 Strängen ausgegangen. Mit einem einzigen Strang lassen sich im einphasigen System nur zwei Spannungsebenen erzeugen. Bei einem Multi-Level-Inverter mit 6 Zweigen sind bereits 7 Spannungsebenen möglich. Die Zahl der Spannungsebenen steigt demnach proportional mit der Anzahl der Zweige an $(n+1)$. Im dreiphasigen System ist die Betrachtung der Raumzeiger in $\alpha\beta$ -Koordinatensystem sinnvoll. Die Abbildung 3.34 veranschaulicht dies.

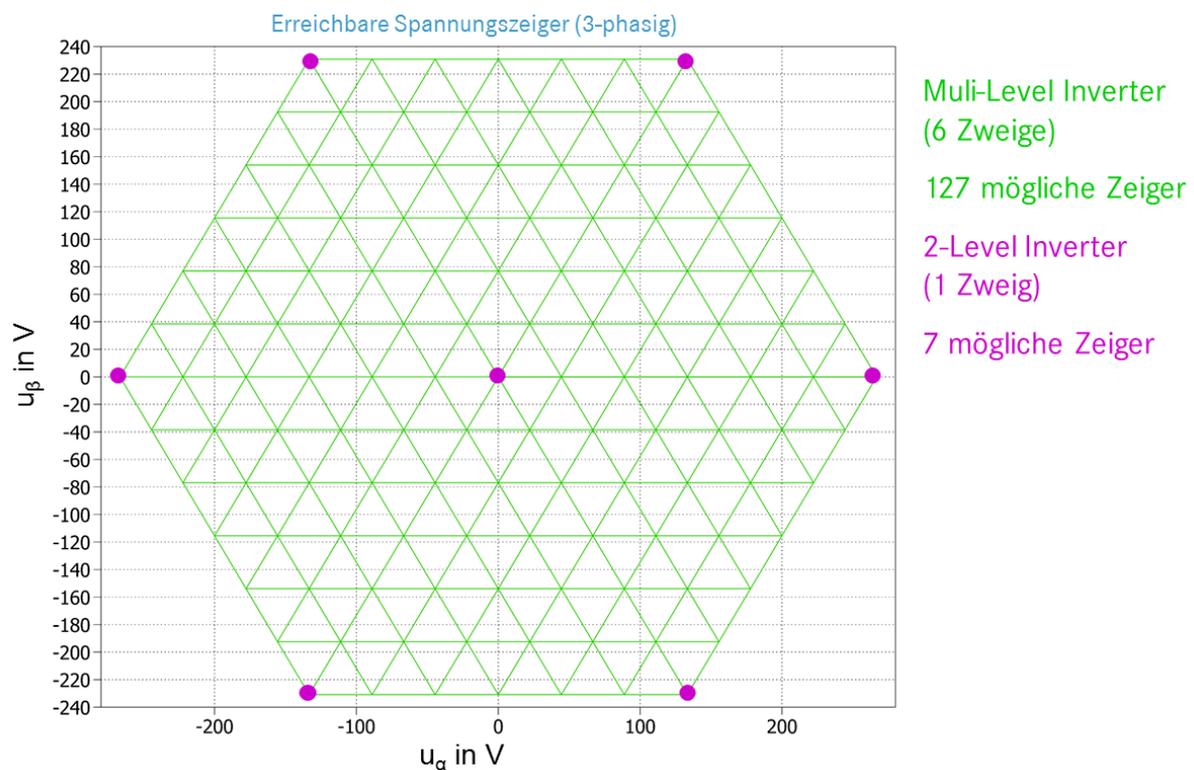


Abb. 3.34.: Vergleich der Spannungszeiger zwischen 2-Level- und Multi-Level-Inverter

Während mit einem 2-Level-Inverter insgesamt 7 Raumzeiger erzeugt werden können, ist es mit einem sechsstufigen Multi-Level-Inverter möglich, 127 verschiedene Raumzeiger zu erzeugen. Die Zuordnungsvorschrift dazu lautet:

$$N_{\alpha\beta} = 3n^2 + 3n + 1 \quad (3.38)$$

Die Zahl der möglichen Raumzeiger steigt somit quadratisch mit der Anzahl der Zweige an. Dies führt zu einem signifikant geringeren Rippel der Phasenströme. Die Abbildung 3.34 verdeutlicht dies anhand eines Vergleiches zwischen 2-Level- und Multi-Level-Inverter. Die IGBTs des 2-Level-Inverters schalten hierbei mit sechsfacher Schaltfrequenz, damit diese mit der Summenschaltfrequenz des Multi-Level-Inverters identisch ist, denn es soll nur der Einfluss der Spannungsebenen veranschaulicht werden. Wie zu sehen ist, ist selbst bei Vernachlässigung des Ef-

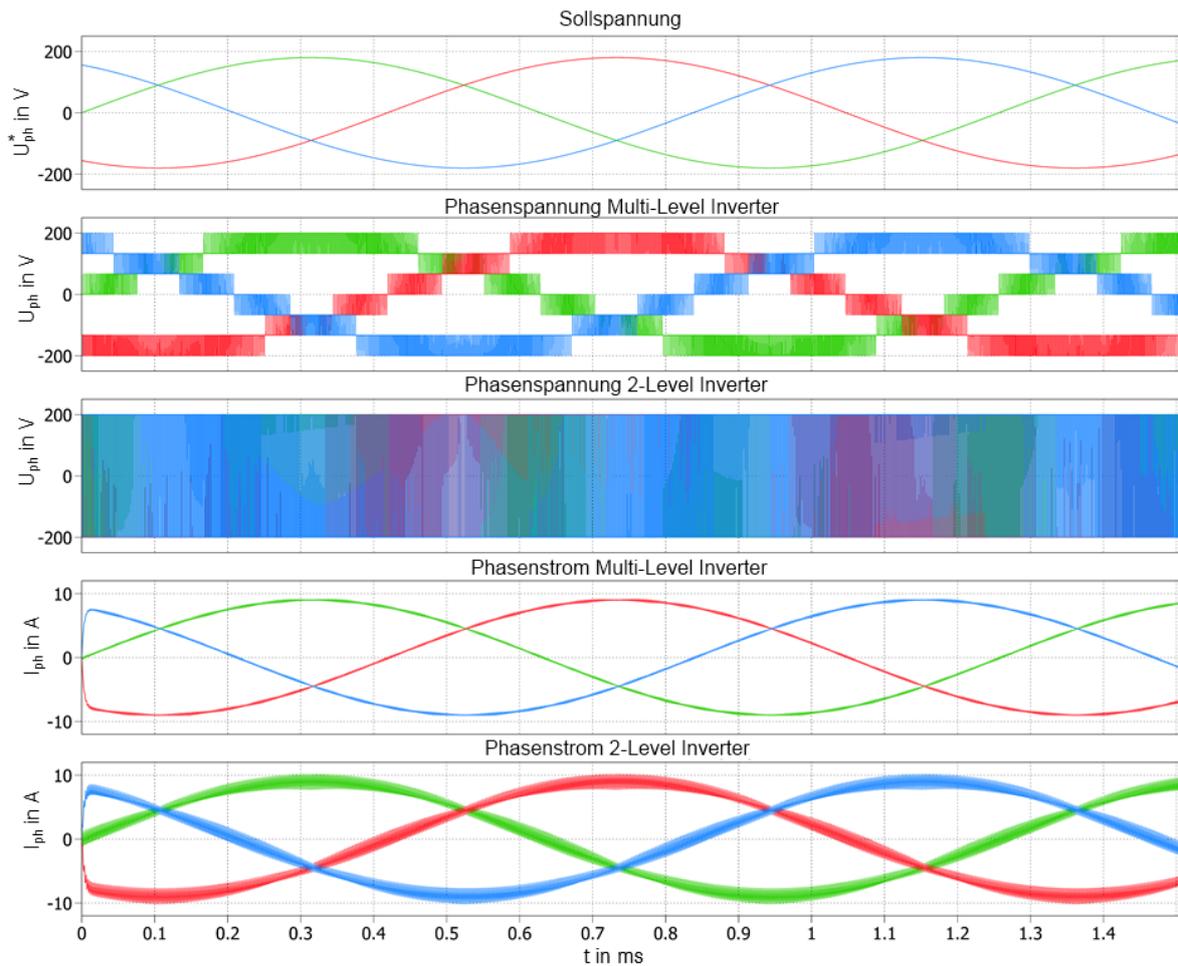


Abb. 3.35.: Vergleich der Phasenspannungen und -ströme zwischen 2-Level- und Multi-Level-Inverter

fektes der höheren Schaltfrequenz allein durch die feinere Abstufung der Spannungsniveaus, eine deutliche Reduzierung der Rippelströme und damit der Stromüberschwingungen möglich. Weitere Einflüsse auf die Rippelströme haben neben der Anzahl der parallelen Stränge außerdem die Induktivitätswerte der Drosseln sowie das verwendete Modulationsverfahren. Dies wurde sehr detailliert in den Arbeiten von *Christian Nemeč* [32][33] behandelt. Eine allgemeine Formel zur Bestimmung der Höhe des Rippelstromes bei Sinusmodulation ist:

$$\Delta i_{abc,max}^{sin} = \frac{U_{zw,EME}}{f_{s,EME} \cdot 4 \cdot n \cdot (n \cdot L_g + L_k)} \quad \text{mit} \quad f_{s,EME} = \frac{1}{T_{IGBT,EME}} \quad (3.39)$$

Die Anzahl der parallelen Zweige n und die Schaltfrequenz der IGBTs $f_{s,EME}$ haben also einen wesentlichen Einfluss auf die Höhe des Stromrippels.

Zur Ripplestromanalyse wurde ein Modell eines E-Maschinen-Emulators entwickelt, das mit einem Prüflingsumrichter (DUT) im Verbund geschaltet ist. Das Modell ist im Anhang A.1 zu finden. In der Abbildung 3.36 ist zu sehen, dass der Ripplestrom, den der DUT verursacht, vom Emulator nachgebildet wird.

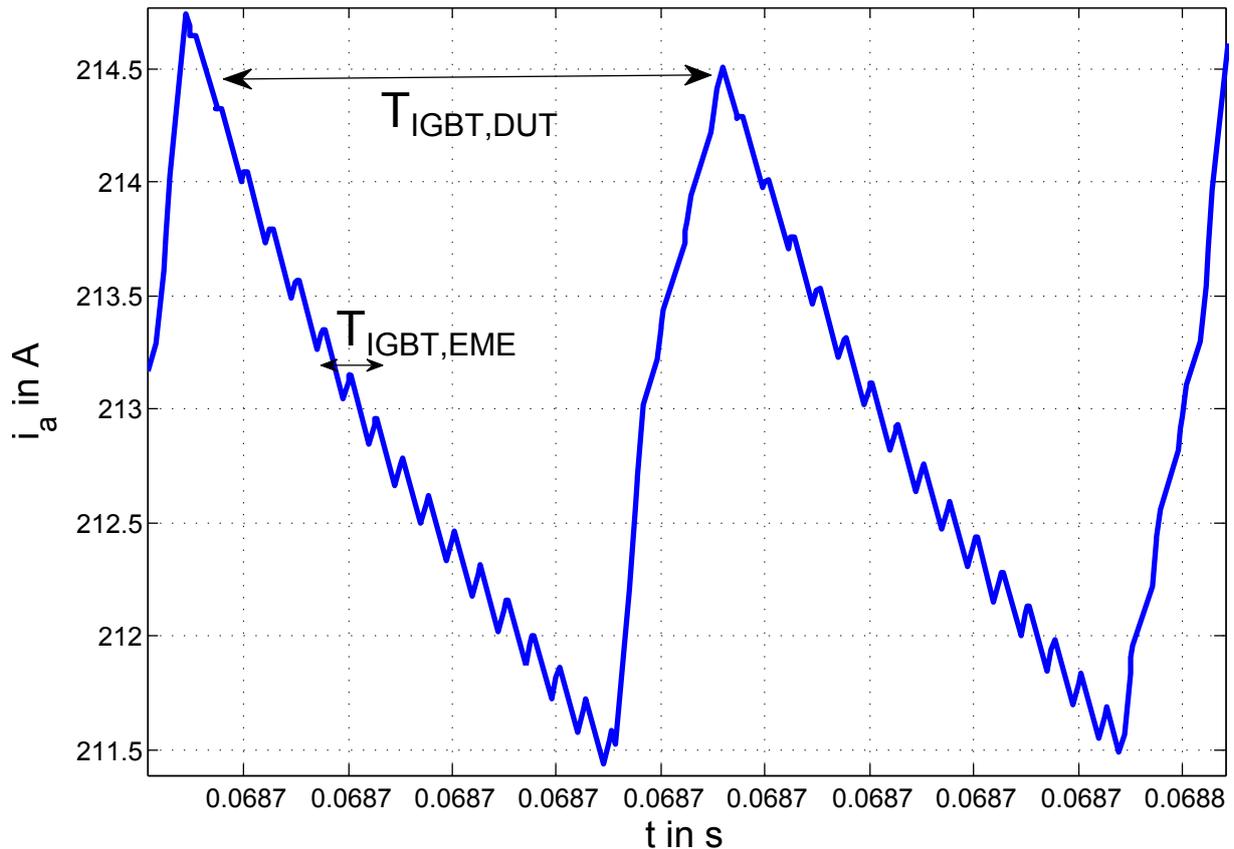


Abb. 3.36.: Ausschnitt eines Stromrippels der Phase a

Allerdings ist ebenfalls ein wesentlich kleinerer hochfrequenter Ripplestrom zu erkennen, der von dem Multi-Level-Inverter des Emulators verursacht wird. Damit lässt sich auch erklären, warum sich ein Multi-Level-Inverter als Stellglied für einen E-Maschinen-Emulator hervorragend eignet. Die höhere Summschaltfrequenz im Vergleich zu einem 2-Level-Inverter führt, neben der besseren Stromdynamik, zu einer wesentlich besseren Nachbildung der hochfrequenten Stromüberschwingungen und damit des Maschinenverhaltens.

4. Nichtlineare IPMSM Modellierung

4.1. Problembeschreibung

Die begrenzte Leistungsfähigkeit früherer Rechentechnik sowie die Tatsache, dass die Synchronmaschinen bis vor einigen Jahren noch nicht in hoch ausgenutzter Form entworfen wurden, hat dazu beigetragen, dass Effekte wie Eisensättigung und Oberschwingungen in den verbreiteten E-Maschinen-Modellen vernachlässigt wurden. Auch durch die fortschreitende Entwicklung von neuen Seltenerdmaterialien und der damit verbundenen Erhöhung der Leistungsdichte, ist es notwendig geworden, auch Effekte wie Sättigung und Oberschwingungen in den Maschinen zu betrachten. Gerade bei elektrischen Antrieben in der Automobilindustrie, wo die Maschinen aus Gewichts- und Kostengründen stets auf eine maximale Leistungsdichte hinsichtlich Bauraum und Gewicht optimiert werden, treten bei hohen Strömen signifikante Sättigungseffekte auf. Bei der Modellierung von hoch ausgenutzten IPMSM zum Zwecke des Reglerentwurfs dürfen die Eisen-Sättigungseffekte nicht vernachlässigt werden, weil sich die nichtlinearen Sättigungen störend auf die Regelung der Maschine auswirken. Damit die Testergebnisse, die an einem E-Maschinen-Emulator erzielt werden, für die Reglervalidierung verwertbar sind, ist eine möglichst realistische Nachbildung der nichtlinearen Effekte in der IPMSM notwendig. Eine wichtige Anforderung an das E-Maschinen-Modell, das den Kern des E-Maschinen-Emulators bildet, ist daher die adäquate Nachbildung der Eisen-Sättigungseffekte und der Harmonischen. Diese Anforderungen werden von dem im Abschnitt 3.4 vorgestellten *linearen Modell* nicht erfüllt. Die Entwicklung eines nichtlinearen EM-Modells soll daher Thema dieses Kapitels sein.

Sättigungen treten auf, wenn im Statorkern bei zunehmender magnetischen Feldstärke \mathbf{H} die magnetische Flussdichte \mathbf{B} kaum noch ansteigt. Das Kernmaterial kann aus physikalischen Gründen keine höheren Flussdichten aufnehmen und ist gesättigt. Es gilt folgender Zusammenhang zwischen Flussdichte und Feldstärke in einer von Strom durchflossenen Spule.

$$\mathbf{B} = f(\mathbf{H}) = \mu_0 \cdot \mu_r(\mathbf{H}) \cdot \mathbf{H} \quad (4.1)$$

Die Permeabilitätszahl μ_r des Kernmaterial sinkt nichtlinear mit zunehmender Feldstärke \mathbf{H} und die magnetische Flussdichte \mathbf{B} steigt nur noch langsam an. Im Sättigungsbereich führt eine Erhöhung des Spulenstromes kaum noch zu einer Zunahme der magnetischen Flussdichte.

Zur Nachbildung der Sättigungseffekte in IPMSM-Modellen ist es notwendig, das Verhalten der Maschine in einer Vielzahl verschiedener Arbeitspunkten messtechnisch zu erfassen und diese in stromabhängigen Kennfeldern zu hinterlegen. Neben den bisher beschriebenen Sättigungseffekten treten bei Wechselstrommaschinen oftmals auch sogenannte Kreuzsättigungseffekte auf.

Diese sind auf die Überlagerung der Flüsse der einzelnen Phaseninduktivitäten im Stator zurückzuführen. Es kommt hierbei zu einer gegenseitigen Verstärkung oder Abschwächung, was zur Folge hat, dass das Sättigungsverhalten einer Spule nicht einzig vom zugehörigen Spulenstrom abhängt, sondern über die Kreuzsättigung auch von den anderen Phasenströmen beeinflusst werden kann [38]. Dieser Effekt lässt sich besonders anschaulich im rotorfesten Koordinatensystem darstellen, was in der Abbildung 4.1 anhand einer vierpoligen Maschine in dq-Koordinatensystem verdeutlicht wird.

Die magnetischen Flüsse, gesteuert durch i_d und i_q , können sich im Statorjoch je nach Flussrichtung gegenseitig abschwächen oder verstärken, was das Eisen bei starken Flussdichten in Sättigung geraten lässt. Die Sättigungseffekte führen deshalb zu einer Kreuzkopplung der Ströme auf die magnetischen Flüsse, weshalb diese nicht mehr unabhängig voneinander sind.

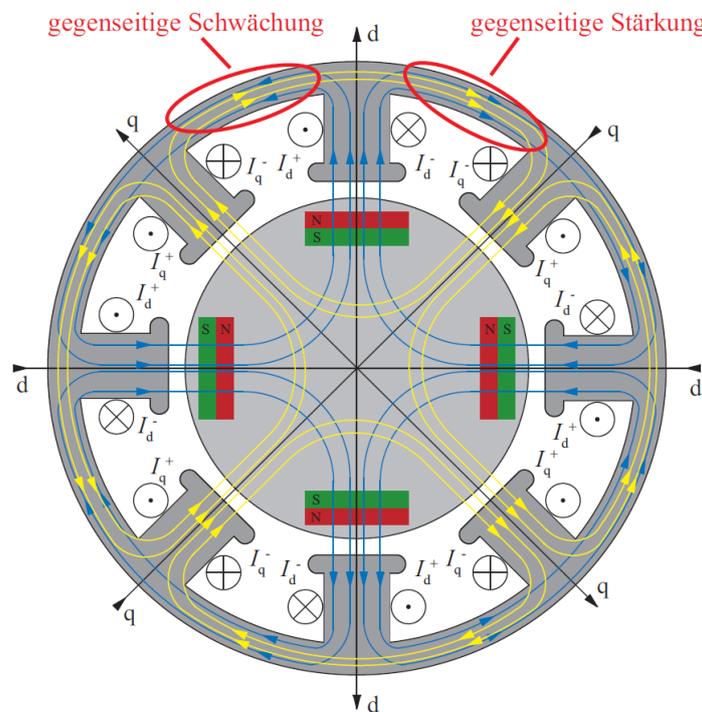


Abb. 4.1.: Visualisierung der Kreuzsättigung [38]

Bei hoch ausgenutzten Maschinen treten neben den Sättigungseffekten oftmals auch von Oberwellen verursachte Oberschwingungen in den Strömen und Spannungen auf. Diese führen sowohl zu unerwünschten hochfrequenten Drehmomentschwingungen als auch zu Störungen der Regelung, da Oberwellen in dem Grundwellenmodell, das die Grundlage der Regelung bildet, nicht berücksichtigt werden. Die Ursache der Oberschwingungen kann einerseits auf die pulsweitenmodulierte Phasenspannung und andererseits auf die nicht-sinusförmige Flussdichteverteilung im Rotor und Stator zurückgeführt werden. In den meisten Fällen ist weder der Strombelag noch die Verteilung der Flussdichte entlang des Rotorumfanges sinusförmig. Bei Maschinen mit Einzelzahnwicklungen enthält die EMK (Elektromagnetische Kraft), die in den Statorwicklungen induziert wird, in der Regel ebenfalls Harmonische. Die Abbildung 4.2 verdeutlicht dies.

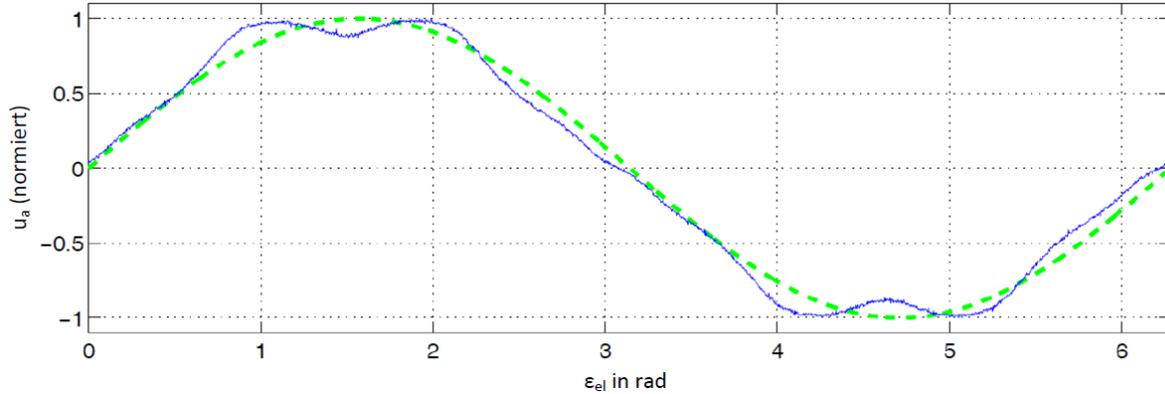


Abb. 4.2.: EMK-Messung an einer Maschine mit starken Oberschwingungen [30]

4.2. Stand der Technik

Für eine optimale Auslegung der Regelung sind leistungsfähige Modelle notwendig, die Sättigungseffekte und Oberschwingungen nachbilden können. In den nächsten Unterabschnitten sollen drei verschiedene, in der Literatur bekannte IPMSM-Modellierungsverfahren, dargestellt werden.

4.2.1. Lineares Modell

Unter dem *linearen Modell* versteht man das Modell, das bereits im Abschnitt 3.4 beschrieben wurde. Es wird in vielen Anwendungen wegen seiner einfachen, ressourcenschonenden Implementierbarkeit favorisiert. Die Beschreibung der Spannungsdifferentialgleichung erfolgt dabei im dq-Koordinatensystem [45].

$$u_d = R_s i_d + L_d \dot{i}_d - \omega_{el} L_q i_q \quad (4.2)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \dot{i}_q + \omega_{el} L_d i_d + \omega_{el} \Psi_P \quad (4.3)$$

Eine Maschine lässt sich mit diesem Modell durch lediglich fünf skalare Parameter vollständig beschreiben. Das Luftspaltdrehmoment berechnet sich entsprechend der Gleichung (4.4).

$$M_{el} = \frac{3}{2} p (\Psi_P i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (4.4)$$

Das Modell geht davon aus, dass die Induktivitäten in d- und in q-Richtung über dem gesamten Betriebsbereich konstant bleiben. Die Flussverkettungen sind deshalb linear abhängig vom Phasenstrom und es treten keine Sättigungseffekte auf. Das führt bei der Modellierung hoch ausgenutzter Maschinen dazu, dass das Modell im Sättigungsbereich ungenaue Ergebnisse liefert. Außerdem werden Oberschwingungen der inneren Spannung komplett vernachlässigt.

4.2.2. Gesamtflussmodell

Bei dem *Gesamtflussmodell* wird auf die separate Betrachtung der flussbildenden Komponenten (Permanentfluss, Induktivitätsfluss) verzichtet. Das Modell basiert ausschließlich auf dem verketteten Gesamtfluss ψ_d und ψ_q , der von den Statorströmen i_d und i_q abhängig ist. Dazu muss für jeden gültigen Stromvektor $[i_d \ i_q]^T$ ein entsprechender Flussvektor $[\psi_d \ \psi_q]^T$ in Kennfeldern hinterlegt werden. Diese Kennfelder lassen sich aus Messungen an einer realen Maschine oder durch FEM-Berechnungen gewinnen. Ein großer Vorteil dieser Modellierungsmethode ist, dass die Sättigungseffekte mit einer relativ hohen Genauigkeit nachgebildet werden können, weil sie implizit in dem Flusskennfeldern hinterlegt sind. Folgende Differentialgleichungen beschreiben dieses Modell [38][30]:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dot{\psi}_d - \omega_{el} \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \dot{\psi}_q + \omega_{el} \psi_d \end{cases} \quad (4.5)$$

Die Komponenten des Statorstromes \mathbf{i}_{dq} sind dabei in Kennfeldern hintergelegt:

$$i_d = f(\psi_d, \psi_q) \quad \text{und} \quad i_q = f(\psi_d, \psi_q) \quad (4.6)$$

Das Drehmoment ergibt sich aus:

$$M_{el} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4.7)$$

Da, im Gegensatz zum *linearen Modell*, im *Gesamtflussmodell* die verketteten Flüsse die Zustandsgröße bilden, müssen die Phasenströme anhand invertierter Flusskennfelder ermittelt werden. Die Kennfeldinvertierung kann je nach Implementierung während der Laufzeit oder offline erfolgen. Die Oberschwingungen werden in diesem Modell, wie beim *linearen Modell*, ebenfalls vernachlässigt, weil keine Abhängigkeiten vom elektrischen Winkel der Maschine berücksichtigt werden.

4.2.3. Differentielles Induktivitätsmodell

Bei dem *Differentiellen Induktivitätsmodell* wird auf die explizite Bestimmung der absoluten Induktivitäten ebenfalls verzichtet. Stattdessen werden die differentiellen Induktivitäten durch Ableitung der Gesamtflussverkettung nach den Statorstrom i_d bzw. i_q berechnet. Dadurch erhält man neben den differentiellen Selbstinduktivitäten L_{dd} und L_{qq} auch die Kreuzkopplungsterme L_{dq} und L_{qd} . Das Modell hat gegenüber dem Gesamtflussmodell den Vorteil, dass eine Invertierung der Kennfelder nach den Statorströmen i_d und i_q nicht notwendig ist, weil diese in den Spannungsdifferentialgleichungen explizit berechnet werden.

Diese lauten für dieses Modell [36]:

$$u_d = R_s i_d + L_{dd} \dot{i}_d + L_{dq} \dot{i}_q - \omega_{el} \psi_q \quad (4.8)$$

$$u_q = R_s i_q + L_{qq} \dot{i}_q + L_{qd} \dot{i}_d + \omega_{el} \psi_d \quad (4.9)$$

mit

$$\psi_d = f(i_d, i_q) \quad \text{und} \quad \psi_q = f(i_d, i_q) \quad (4.10)$$

und den differentiellen Induktivitäten

$$L_{dd}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \right|_{i_q = \text{const.}} \quad \text{und} \quad L_{dq}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right|_{i_d = \text{const.}} \quad (4.11)$$

$$L_{qd}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right|_{i_q = \text{const.}} \quad \text{und} \quad L_{qq}(i_d, i_q) = \left. \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \right|_{i_d = \text{const.}} \quad (4.12)$$

Die Berechnung des Drehmomentes kann mit folgender Gleichung durchgeführt werden:

$$M_{el} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4.13)$$

Da dieses Modell auf dem Gesamtfluss basiert und ebenfalls die Kreuzkopplungseffekte berücksichtigt werden, sind die Ergebnisse zum Gesamtflussmodell vergleichbar. Lediglich bei der Komplexität hat das Modell Nachteile, weil aufgrund der komplexeren Modellstruktur mindestens sechs 2D-Kennfelder erforderlich sind und damit ein höherer Anspruch an die Rechenleistung der Simulationshardware gestellt wird. Der Drehwinkel der Maschine wird bei diesem Modell wiederum nicht berücksichtigt, weshalb sich Oberschwingungen ebenfalls nicht nachbilden lassen.

4.2.4. Zusammenfassung

Die Tabelle 4.1 fasst die Eigenschaften der drei Modelle zusammen. Der Tabelle ist zu entnehmen,

Modell	Sättigungseffekte	Oberschwingungen	Berechnungskomplexität	benötigte 2D-Kennfelder
lineares Modell	-	-	gering	-
Gesamtflussmodell	gut	-	moderat	2
Differentielles Induktivitätsmodell	gut	-	hoch	6

Tab. 4.1.: Vergleich der bekannten E-Maschinen Modelle

dass Sättigungseffekte von den meisten Modelle mit hinreichender Genauigkeit nachgebildet werden können. Die einzige Ausnahme bildet das *lineare Modell*. Allerdings kann keines der Modelle die Oberschwingungen der Maschine abbilden. Im nächsten Abschnitt soll deshalb das Ziel verfolgt werden, ein nichtlineares Modell zu entwerfen, dass auch das Oberschwingungsverhalten von permanenterrregten Synchronmaschinen im ausreichendem Maße nachbilden kann.

4.3. Herleitung eines überschwingungsbehafteten IPMSM-Modells

In diesem Abschnitt soll ein Modell einer permanenterregten Synchronmaschine von Grund auf hergeleitet werden, ohne dabei auftretende Überschwingungs- und Sättigungseffekte zu vernachlässigen. Ein Großteil der mathematischen Untersuchungen, die in der Literatur vorkommen, basieren allerdings auf gerade diesen Annahmen. So wird die Strom- und die Winkelabhängigkeit der Phaseninduktivitäten bzw. des Permanentflusses zur Vereinfachung der Gleichungen oft ignoriert.

Zugunsten einer besseren Verständlichkeit erfolgt die mathematische Betrachtung der PMSM hier zunächst nur für eine zweipolige Maschine (ein Polpaar: $p = 1$) und wird erst am Ende dieses Unterabschnitts für eine beliebige Polpaarzahl verallgemeinert. Die Temperaturen der Widerstände, Induktivitäten und Permanentmagneten werden als quasi-konstant angenommen, weil sich die thermischen Veränderungen im Vergleich zu den elektrischen Prozessen wesentlich langsamer vollziehen.

Betrachtung im abc-Bezugssystem

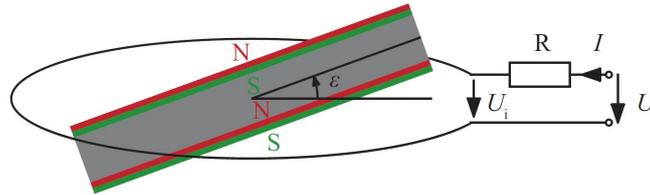


Abb. 4.3.: Schematische Darstellung einer Spule [38]

Die Abbildung 4.3 stellt den Aufbau einer einzelnen Phaseninduktivität mit einem Permanentmagneten vereinfacht dar. Nach dem Induktionsgesetz ergibt sich für die Phasenspannung folgender Zusammenhang [38]:

$$u = R \cdot i + \dot{\psi} \quad (4.14)$$

Für eine dreiphasige Synchronmaschine und unter getrennter Betrachtung der drei Phasen (a , b und c) kann das Gleichungssystem in Matrixschreibweise dargestellt werden:

$$\boxed{\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc}} \quad \text{mit} \quad \mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc} = \begin{bmatrix} \dot{\psi}_a \\ \dot{\psi}_b \\ \dot{\psi}_c \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

und

$$\mathbf{R}_{abc} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Der magnetische Gesamtfluss einer Phase ist dabei abhängig von allen drei Strömen sowie vom elektrischen Polradwinkel: $\psi_a(\varepsilon_{el}, i_a, i_b, i_c)$. Zur besseren Lesbarkeit der Formeln soll im weiteren Verlauf auf die explizite Kennzeichnung dieser Abhängigkeiten verzichtet werden.

Die magnetische Flussdichte $\mathbf{B}(\vartheta)$ nimmt im stromlosen Zustand im Idealfall eine sinusförmige Verteilung um den Rotor an. In realen Maschinen sind allerdings oft Oberwellen der Flussdichteverteilung enthalten, was Messungen der EMK belegen (Abbildung 4.2). Aufgrund der räumlichen Verschiebung der drei Phasen um 120° ergeben sich auch dementsprechend verschobene Flussdichteverteilungen.

Die Abbildung 4.4 stellt den schematischen Aufbau einer PMSM ($p = 1$) im dreiphasigen System (links) und eine idealisierte Flussdichteverteilung der Phase a über dem Rotorumfang ϑ dar (rechts). Der elektrische Winkel des Rotors entspricht dabei $\varepsilon_{el} = 0^\circ$ und der Nordpol des Permanentmagneten zeigt in Richtung der Phase a . Anhand dieser Abbildung wird der Einfluss der Dauermagnete auf die drei Phasen noch einmal verdeutlicht.

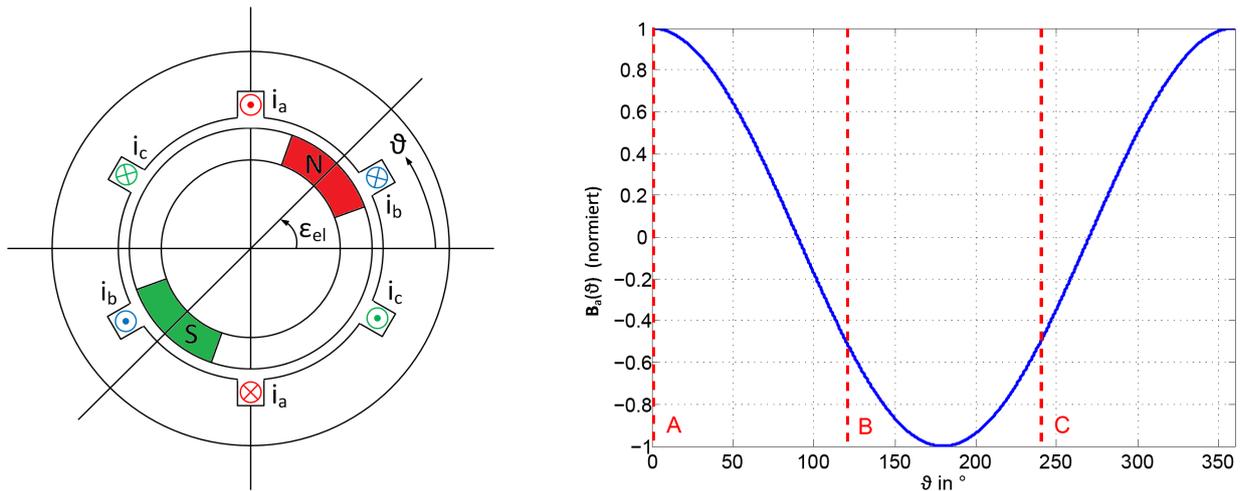


Abb. 4.4.: Schematischer Aufbau einer PMSM und Flussdichteverteilung über dem Rotor für $\varepsilon_{el} = 0^\circ$ (mit den eingezeichneten Positionen der Phasen A, B und C)

Die aufgestellten Gleichungen beschreiben das Verhalten der permanenterrregten Synchronmaschine in ihrem ursprünglichen Koordinatensystem. Da diese Darstellungsform für die Regelung von Synchronmaschinen oftmals ungeeignet ist, empfiehlt es sich, das Gleichungssystem in das rotorfixe dq -Koordinatensystem umzuformen, das bereits im Abschnitt 3.4 erläutert wurde.

Transformation in das $\alpha\beta$ -Bezugssystem

Der erste Teilschritt besteht in der Transformation des dreidimensionalen abc -Bezugssystems in das zweidimensionale $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Durch die beidseitige Multiplikation von Gleichung (4.15) mit der Transformationsmatrix \mathbf{T}_{23} (Gleichung (3.8)) erfolgt die Transformation

der Spannungsgleichung in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem:

$$\mathbf{T}_{23}\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{T}_{23}\mathbf{R}_{abc}\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{T}_{23}\dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc} = \mathbf{T}_{23}\mathbf{R}_{abc}\mathbf{T}_{32}\mathbf{T}_{23}\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{T}_{23}\dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc} \quad (4.17)$$

Für den magnetischen Fluss $\dot{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta}$, den Strom $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ und die Spannung $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ im statorfesten Koordinatensystem erfolgt die Transformation wie folgt:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{23}\mathbf{u}_{abc} \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{23}\mathbf{i}_{abc} \quad \dot{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{23}\dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc} \quad (4.18)$$

Damit ergibt sich die Transformation der Widerstandsmatrix zu:

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{23}\mathbf{R}_{abc}\mathbf{T}_{32} = \begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & R_{\alpha\beta} \\ R_{\beta\alpha} & R_{\beta\beta} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Die Gleichung (4.17) kann anschließend in den folgenden Ausdruck umgeschrieben werden. Auf eine Ausformulierung der Vektoren und Matrizen wird zugunsten der Übersicht verzichtet:

$$\boxed{\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta}} \quad (4.20)$$

Die Gleichung (4.20) beschreibt das Verhalten einer Synchronmaschine bezogen auf die Raumzeigergrößen im statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem.

Transformation in das dq-Bezugssystem

Der nächste Schritt besteht in der Überführung der soeben ermittelten Gleichungen mithilfe einer Rotation in das rotorfeste Koordinatensystem (dq-Koordinatensystem). Die Transformationsmatrix \mathbf{Q}^{-1} und \mathbf{Q} für die Umformung zwischen vektoriellen Größen des $\alpha\beta$ - und des dq-Koordinatensystems wurden bereits in Abschnitt 3.4 mit den Gleichungen (3.10) und (3.11) eingeführt. Die Winkelableitungen dieser Matrizen ergeben sich zu:

$$\frac{d\mathbf{Q}^{-1}}{d\varepsilon_{el}} = \begin{bmatrix} -\sin(\varepsilon_{el}) & \cos(\varepsilon_{el}) \\ -\cos(\varepsilon_{el}) & -\sin(\varepsilon_{el}) \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \frac{d\mathbf{Q}}{d\varepsilon_{el}} = \begin{bmatrix} -\sin(\varepsilon_{el}) & -\cos(\varepsilon_{el}) \\ \cos(\varepsilon_{el}) & -\sin(\varepsilon_{el}) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Zur Vereinfachung eines speziellen Produktes in den nachfolgenden Gleichungen, wird die Hilfsgröße \mathbf{J}_1 eingeführt:

$$\mathbf{J}_1 = \mathbf{Q}^{-1} \frac{d\mathbf{Q}}{d\varepsilon_{el}} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Die Multiplikation eines zweidimensionalen Vektors mit dem Ausdruck \mathbf{J}_1 führt zu einer Vertauschung der Positionen der beiden Vektorelemente und der Invertierung des Letzteren. Überträgt man dies auf die mathematischen Betrachtungen der permanenterrregten Synchronmaschine, so führt die Multiplikation mit \mathbf{J}_1 zu einer gegenseitigen Beeinflussung der Größen in d- und q-Richtung. In diesem Zusammenhang kommt es deshalb zur Kreuzkopplung zwischen d- und q-Achse. Die Transformation der Spannungsgleichung vom $\alpha\beta$ -Koordinatensystem (4.20) in das

dq-Koordinatensystem erfolgt unter Zuhilfenahme der zuvor definierten Transformationsmatrizen:

$$\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{Q}^{-1}\dot{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta} \quad (4.23)$$

Nach einer ersten Umformung folgt zunächst:

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta}\mathbf{Q}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{Q}^{-1}\frac{d(\mathbf{Q}\boldsymbol{\psi}_{dq})}{dt} = \mathbf{R}_{dq}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{Q}^{-1}\left(\omega_{el}\frac{d\mathbf{Q}}{d\varepsilon_{el}}\boldsymbol{\psi}_{dq} + \mathbf{Q}\frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq}}{dt}\right) \quad (4.24)$$

mit \mathbf{u}_{dq} , \mathbf{i}_{dq} , $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ sowie der Widerstandsmatrix \mathbf{R}_{dq}

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{u}_{\alpha\beta} \quad \mathbf{i}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad \boldsymbol{\psi}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1}\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta} \quad \text{und} \quad (4.25)$$

$$\mathbf{R}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta}\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} R_{dd} & R_{dq} \\ R_{qd} & R_{qq} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Unter Verwendung der Hilfsgröße \mathbf{J}_1 ist es nun möglich, die Spannungsgleichung vollständig im dq-Koordinatensystem auszudrücken:

$$\boxed{\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{R}_{dq}\mathbf{i}_{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq}}{dt} + \omega_{el}\mathbf{J}_1\boldsymbol{\psi}_{dq}} \quad (4.27)$$

Anhand dieser Gleichung kann das Verhalten von permanentenerregten Synchronmaschinen im rotorfesten Koordinatensystem unter Berücksichtigung von Oberschwingungs- und Sättigungseffekten vollständig beschrieben werden. Zu beachten ist, dass $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ eine Funktion $f(\varepsilon_{el}, i_d, i_q)$ darstellt.

Bei Betrachtung des Spezialfalls unter Vernachlässigung der Winkel- und Stromabhängigkeiten und unter Annahme der linearen Zusammenhänge (4.28) führt dies zu der Spannungsgleichung des linearen Modells (3.16), das bereits im Abschnitt 3.4 beschrieben wurde.

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + \Psi_p \\ \psi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (4.28)$$

Es ist zwar möglich, auch die winkel- und stromabhängigen Flusskennfelder analog zu (4.28) in permanent- und induktivitätserregte Anteile aufzuteilen und mittels dreidimensionaler Induktivitätskennfelder zu modellieren, allerdings ist dies nicht ohne weitere Annahmen möglich. Damit ist dieser Ansatz nicht allgemeingültig und bringt auch keine weiteren Vorteile für die Modellierung der Maschine. Auf eine weitere Spezialisierung der Gleichung (4.27) wird deshalb verzichtet.

Innere Energie und Drehmoment

Ausgangspunkt zur Ermittlung der resultierenden Drehmomentgleichung ist die inneren Energie der Maschine [6].

Es wird angenommen, dass die innere Energie eine Zustandsgröße sei, die sich als Funktion der magnetischen Flussverkettungen $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ und der elektrischen Winkelposition ε_{el} beschreiben lässt:

$$\mathbf{E}_i = f(\boldsymbol{\psi}_{dq}, \varepsilon_{el}) \quad (4.29)$$

Die zeitliche Ableitung von \mathbf{E}_i führt zu folgender Gleichung:

$$\dot{\mathbf{E}}_i = \dot{\boldsymbol{\psi}}_{dq}^T \left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}} \right|_{\varepsilon_{el}} + \dot{\varepsilon}_{el} \left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \varepsilon_{el}} \right|_{\boldsymbol{\psi}_{dq}} \quad (4.30)$$

Die Änderung der inneren Energie entspricht dabei der Differenz zwischen eingehender elektrischer Leistung und der abgegebenen Leistung der Maschine (mechanisch und thermisch) [6].

$$\dot{\mathbf{E}}_i = P_e = P_{el} - P_{mech} - P_{therm} \quad (4.31)$$

Zu beachten ist, dass aufgrund der Clarke-Transformation in die Leistungsbilanz ein Korrekturfaktor von 3/2 eingefügt werden muss.

$$\dot{\mathbf{E}}_i = \frac{3}{2} \mathbf{u}_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} - \omega M_{el} - \frac{3}{2} R_s \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} \quad (4.32)$$

Nach Einsetzen der Spannungsgleichung (4.27) in Gleichung (4.32) fällt die dissipierte thermische Leistung aus der Gleichung heraus:

$$\dot{\mathbf{E}}_i = \frac{3}{2} \left(R_{dq} \mathbf{i}_{dq}^T + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{dq}^T + \omega_{el} \mathbf{J}_1 \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \right) \mathbf{i}_{dq} - \omega M_{el} - \frac{3}{2} R_s \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} \quad (4.33)$$

$$\dot{\mathbf{E}}_i = \frac{3}{2} \dot{\boldsymbol{\psi}}_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} + \frac{3}{2} \omega_{el} \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{i}_{dq} - \omega M_{el} \quad (4.34)$$

Durch den Vergleich mit der partiellen Differentialgleichung (4.30) können die Ströme und das Drehmoment identifiziert werden. Die mechanische Winkelgeschwindigkeit ω wird dabei durch $\frac{\omega_{el}}{p}$ ersetzt.

$$\dot{\mathbf{E}}_i = \dot{\boldsymbol{\psi}}_{dq} \left(\frac{3}{2} \mathbf{i}_{dq} \right) + \omega_{el} \left(\frac{3}{2} \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{i}_{dq} - \frac{1}{p} M_{el} \right) = \dot{\boldsymbol{\psi}}_{dq}^T \left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}} \right|_{\varepsilon_{el}} + \omega_{el} \left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \varepsilon_{el}} \right|_{\boldsymbol{\psi}_{dq}} \quad (4.35)$$

Durch Koeffizientenvergleich ergeben sich für die Ströme und das Drehmoment demnach:

$$\mathbf{i}_{dq} = \frac{2}{3} \left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}} \right|_{\varepsilon_{el}} \quad (4.36)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{i}_{dq} - p \left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \varepsilon_{el}} \right|_{\boldsymbol{\psi}_{dq}} \quad (4.37)$$

Die Drehmomentgleichung vereinfacht sich bei Annahme eines rotationssymmetrischen Stators, was bei den meisten Maschinen zumindest als Näherung angenommen werden kann. Es gilt bei Rotationssymmetrie folgender Zusammenhang:

$$\left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \varepsilon_{el}} \right|_{\psi_{dq}} = 0 \quad (4.38)$$

Die resultierende Drehmomentgleichung ist demnach:

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{i}_{dq} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4.39)$$

Wenn die Rotationssymmetrie nicht mehr gegeben ist, lässt sich die Gleichung (4.37) für den nichtlinearen Fall analytisch leider nicht weiter vereinfachen.

Das folgende Beispiel soll zeigen, wie die Winkelabhängigkeit der inneren Energie Einfluss auf das Drehmoment nimmt. Dabei soll der Spezialfall einer nur vom Winkel, aber nicht von den Strömen abhängigen Induktivität ohne permanenterregten Flussanteil betrachtet werden. Die magnetische Flussverkettung ist wie folgt definiert:

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) \mathbf{i}_{dq} \quad \rightarrow \quad \mathbf{i}_{dq} = \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{L}_{dq}^{-1}(\varepsilon_{el}) \quad (4.40)$$

Die innere Energie als totales Differential lässt sich bei feststehenden Rotor leicht integrieren:

$$d\mathbf{E}_i = \frac{3}{2} \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{u}_{dq} - \underbrace{\dot{\varepsilon}}_{=0} M_{el} \quad (4.41)$$

$$d\mathbf{E}_i = \frac{3}{2} \mathbf{i}_{dq}^T d\boldsymbol{\psi}_{dq} = \frac{3}{2} \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) d\mathbf{i}_{dq} \quad (4.42)$$

$$\mathbf{E}_i = \frac{3}{2} \int \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) d\mathbf{i}_{dq} = \frac{3}{4} \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) \mathbf{i}_{dq} + E_r(\varepsilon_{el}) = \frac{3}{4} \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{L}_{dq}^{-1}(\varepsilon_{el}) \boldsymbol{\psi}_{dq} + E_r(\varepsilon_{el}) \quad (4.43)$$

Der Term $E_r(\varepsilon_{el})$ ist ein Anteil der inneren Energie, der das Rastdrehmoment verursacht und formell als Integrationskonstante bei der Integration über die Ströme entsteht. Durch Einsetzen der Gleichung (4.43) in die Gleichung (4.37) kann das resultierende Drehmoment bestimmt werden (man beachte die Symmetrie der Induktivitätsmatrix \mathbf{L}_{dq}):

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{i}_{dq} - p \left. \frac{\partial \mathbf{E}_i}{\partial \varepsilon_{el}} \right|_{\psi_{dq}} = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) \mathbf{i}_{dq} - p \frac{\partial \left(\frac{3}{4} \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{L}_{dq}^{-1}(\varepsilon_{el}) \boldsymbol{\psi}_{dq} + E_r(\varepsilon_{el}) \right)}{\partial \varepsilon_{el}} \quad (4.44)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) \mathbf{i}_{dq} - \frac{3}{4} p \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{dq}^{-1}(\varepsilon_{el})}{\partial \varepsilon_{el}} \boldsymbol{\psi}_{dq} - p \frac{\partial E_r(\varepsilon_{el})}{\partial \varepsilon_{el}} \quad \parallel \quad \text{!!! } \mathbf{L}_{dq}^{-2} = \mathbf{L}_{dq}^{-1,T} \mathbf{L}_{dq}^{-1} \quad (4.45)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) \mathbf{i}_{dq} + \frac{3}{4} p \boldsymbol{\psi}_{dq}^T \mathbf{L}_{dq}^{-1,T} \frac{\partial \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el})}{\partial \varepsilon_{el}} \mathbf{L}_{dq}^{-1} \boldsymbol{\psi}_{dq} - p \frac{\partial E_r(\varepsilon_{el})}{\partial \varepsilon_{el}} \quad (4.46)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{J}_1 \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el}) \mathbf{i}_{dq} + \frac{3}{4} p \mathbf{i}_{dq}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{dq}(\varepsilon_{el})}{\partial \varepsilon_{el}} \mathbf{i}_{dq} - p \frac{\partial E_r(\varepsilon_{el})}{\partial \varepsilon_{el}} \quad (4.47)$$

Das Beispiel zeigt dabei deutlich, dass die Winkelabhängigkeit selbst bei diesen einfachen Modell zu komplexen Drehmomentgleichungen führt. Im weiteren Verlauf der Arbeit sollen deshalb Oberschwingungen im Drehmoment nicht weiter betrachtet werden, weil der E-Maschinen-Emulator hauptsächlich das Klemmenverhalten der Maschinen nachbilden soll.

4.4. Akquisition der Modelldaten

4.4.1. Ziele und Messaufbau

Um das Verhalten einer elektrischen Maschine durch ein Modell abbilden zu können, ist es zuvor notwendig, Modelldaten anhand einer realen Maschine zu akquirieren. Die Vorgabe soll dabei sein, dass Messungen an herkömmlichen Prüfständen, ohne größere Umbauten, unter normalen Betriebsbedingungen durchführbar sind. Unter dieser Vorgabe ist es nur möglich, äußere Größen, wie die Phasenspannungen \mathbf{u}_{abc} , die Phasenströme \mathbf{i}_{abc} , den mechanischen Winkel ε und das Luftspaltdrehmoment M_{mech} zu erfassen. Innere Größen wie magnetische Flüsse oder Spannungsabfälle über den Induktivitäten sind nicht direkt messbar, können aber durch Kenntnis einiger Maschinenparameter anhand der messbaren Größen berechnet werden.

Die Abbildung 4.5 veranschaulicht schematisch den Messaufbau an einem E-Maschinenprüfstand. Bei diesem Prüfstand ist der Inverter direkt über die Phasenleitungen mit der Zielmaschine ver-

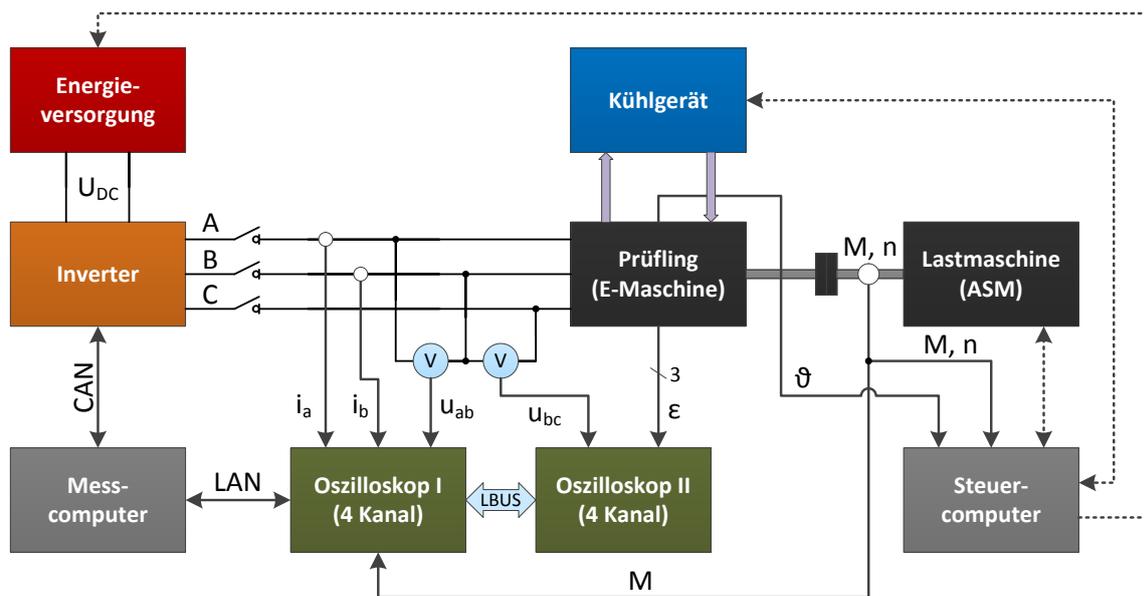


Abb. 4.5.: Messaufbau am E-Maschinenprüfstand

bunden. Diese ist wiederum über eine Welle mit einer Lastmaschine gekoppelt. Das mechanische Drehmoment wird mit Hilfe eines Drehmomentmessflansches gemessen. Die Temperatur der Zielmaschine ist über ein Kühlgerät regelbar, wodurch stationäre Rotortemperaturen ϑ gewährleistet werden können. Zur Bestimmung des mechanischen Winkels ε ist in der Zielmaschine ein Resolver integriert, dessen Funktionsweise bereits im Abschnitt 3.3.3 erläutert wurde. Da der Sternpunkt der Maschine weder angeschlossen noch nach außen geführt wurde, ist es ausreichend, nur zwei der drei Phasenspannungen und -ströme zu erfassen. Aufgrund der Kirchhoffschen Ge-

setze gelten folgende Zusammenhänge.

$$u_{ca} = -u_{ab} - u_{bc} \quad \text{und} \quad i_3 = -i_1 - i_2 \quad (4.48)$$

Zur vollständigen Beschreibung des Systems werden demnach vier Kanäle für die Eingangsgrößen (zwei Ströme, zwei Spannungen) und ebenfalls vier Kanäle zur Erfassung der Ausgangsgrößen (drei Resolver signale, ein Drehmomentsignal) benötigt. Die Signale müssen zudem vollständig miteinander synchronisiert werden. Dafür stehen zwei 4-Kanal-Digitalspeicheroszilloskope vom Typ *LeCroy WaveRunner HRO 64Zi* zur Verfügung, die über dem herstellerspezifischen LBUS miteinander verbunden und synchronisiert werden. Die Tabelle 4.2 fasst die verwendeten Messsignale zusammen.

Kanal	Belegung	Messwandler	V-Division
C1	Strom i_a	LeCroy CP500 Strommesszange	50-200 A/Div
C2	Strom i_b	LeCroy CP500 Strommesszange	50-200 A/Div
C3	Drehmoment M_{mech}	HBM T12 Drehmoment-Messflansch	1 V/Div
C4	Spannung u_{ab}	LeCroy ADP305 HV Differential Probe	50 V/Div
C5	Spannung u_{bc}	LeCroy ADP305 HV Differential Probe	50 V/Div
C6	Resolver u_{ext}	LeCroy AP031 Differential Probe	2 V/Div
C7	Resolver u_{sin}	LeCroy AP031 Differential Probe	500 mV/Div
C8	Resolver u_{cos}	LeCroy AP031 Differential Probe	500 mV/Div

Tab. 4.2.: Kanalbelegung der Oszilloskope (dunkelgrün: Oszilloskop 1, hellgrün: Oszilloskop 2)

4.4.2. Durchführung der Messungen

Zur Bestimmung der strom- und winkelabhängigen magnetischen Flussverkettungen ψ_{dq} ist eine Vermessung eines dq-Kennfeldes notwendig. Dabei werden verschiedene dq-Stromzeiger vorgegeben, die von der Umrichterregelung eingeregelt werden. Statt der direkten Vorgabe der dq-Stromzeiger im kartesischen System, ist die Vorgabe in Polarkoordinaten aufgrund der direkten Beziehung zwischen Stromzeigerlänge und -amplitude sinnvoll.

$$\hat{i}_{dq} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (4.49)$$

$$\varepsilon_{dq} = \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (4.50)$$

Durch Variation von \hat{i}_{dq} und ε_{dq} ergibt sich ein engmaschiges Netz aus mehreren hundert Arbeitspunkten, das den gesamten Betriebsbereich der PMSM abdeckt. Diese „Charakterisierung“ wird bei einer stationären Drehzahl im Ankerstellbereich durchgeführt und ist sowohl für die Modellierung der Maschine als auch zur Berechnung der Regelungskennfelder notwendig (vgl. MTPC/MTPF-Arbeitspunktbestimmung nach *M. Meyer* [30]). Die Abbildung 4.6 veranschaulicht die Arbeitspunktwahl bei der Kennfeldaufnahme. In den meisten Publikationen wird die Winkelabhängigkeit der Induktivitäten \mathbf{L}_{dq} bzw. Flussverkettungen ψ_{dq} komplett vernachlässigt.

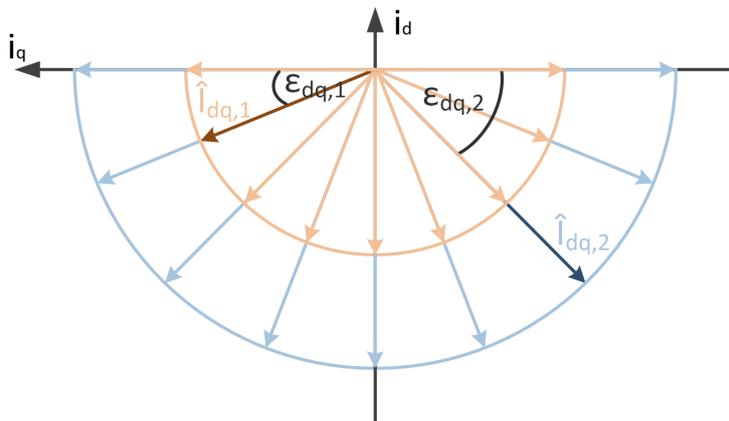


Abb. 4.6.: Arbeitspunktsteuerung der Flusskennfeldvermessung

Durch die Mittelwertbildung über dem elektrischen Winkel gehen Informationen über harmonische Anteile verloren. In dieser Arbeit soll die Winkelabhängigkeit der magnetischen Flussverkettung im Modell berücksichtigt werden, was eine realitätsnahe Modellierung der Oberschwingungen ermöglicht. Die Abbildung 4.7 stellt exemplarisch den Verlauf der gemessenen Daten für einen Arbeitspunkt dar. Der nächste Schritt besteht in der Verarbeitung dieser Daten.

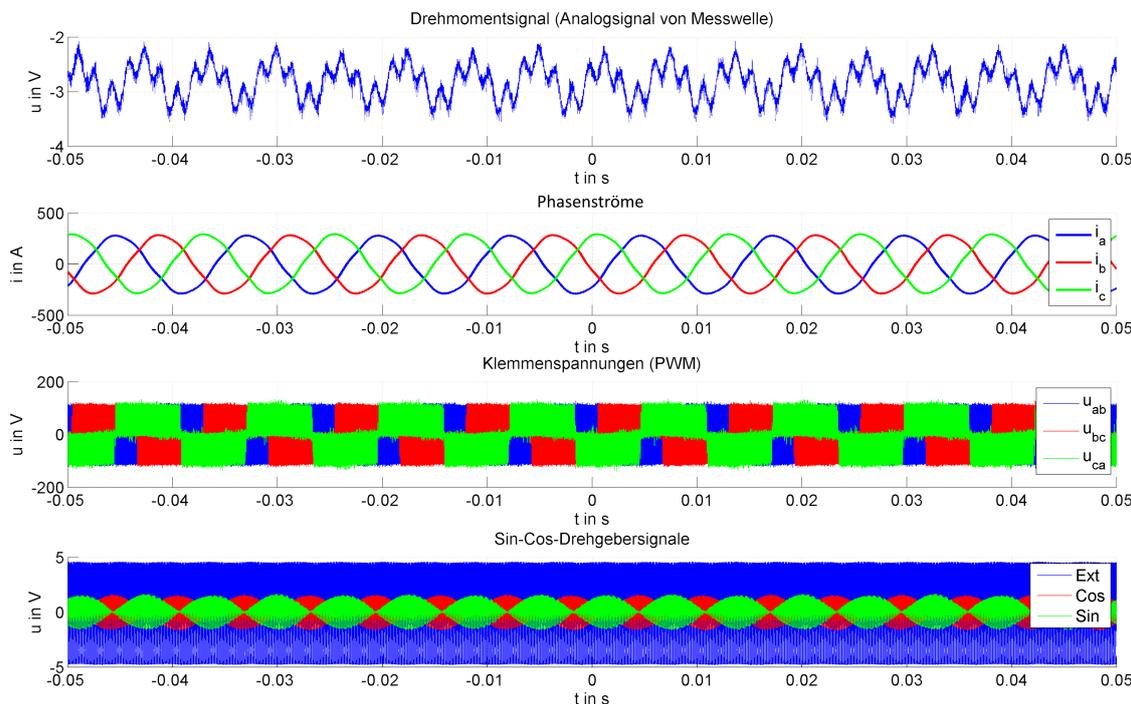


Abb. 4.7.: Rohdaten einer Kennfeldmessung bei $\hat{i}_{dq} = 290 \text{ A}$ und $\epsilon_{dq} = 160^\circ$

4.4.3. Verarbeitung der Messdaten

Widerstandsbestimmung

Der ohmsche Spannungsabfall über den Spulen ist von außen nicht ohne Eingriff in die Maschine messbar. Allerdings ist es möglich, diesen anhand des Phasenstromes und des Statorwiderstandes R_s zu berechnen. Dazu müssen zuvor die Widerstände zwischen jeweils zwei Klemmen mit einem präzisen Messgerät bestimmt werden. Die Widerstände der Phasenleitungen (inkl. Übergangswiderstände) sind anschließend von den gemessenen Klemmenwiderständen abzuziehen.

$$R_{leiter} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l}{A} \quad (4.51)$$

Für die bereinigten Klemmenwiderstände R_{ab} , R_{bc} und R_{ca} folgt damit:

$$\begin{bmatrix} R_{ab} \\ R_{bc} \\ R_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ab} \\ R_{bc} \\ R_{ca} \end{bmatrix} - 2 \cdot \begin{bmatrix} R_{leiter} \\ R_{leiter} \\ R_{leiter} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Je nachdem, ob es sich bei der Verschaltung der Maschine um eine Dreiecks- oder Sternschaltung handelt, muss die entsprechende Transformationsvorschrift in der Abbildung 4.8 angewandt werden. Die Phasenwiderstände R_a , R_b und R_c werden im Modell, unabhängig der realen Ver-

$$R_a = \frac{R_{ab} - R_{bc} + R_{ca}}{2} \quad (4.53)$$

$$R_b = \frac{R_{ab} + R_{bc} - R_{ca}}{2} \quad (4.54)$$

$$R_c = \frac{-R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}{2} \quad (4.55)$$

$$R_a = \frac{R_{ab} + R_{ca}}{4} \quad (4.56)$$

$$R_b = \frac{R_{ab} + R_{bc}}{4} \quad (4.57)$$

$$R_c = \frac{R_{bc} + R_{ca}}{4} \quad (4.58)$$

Abb. 4.8.: Transformation der Klemmen- in Phasenwiderstände bei Dreiecksschaltung (links) und Sternschaltung (rechts)

schaltung als Sternschaltung betrachtet. Als nächstes erfolgt die Transformation in das rotorfixe dq-Koordinatensystem.

$$\mathbf{R}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{T}_{23} \mathbf{R}_{abc} \mathbf{T}_{32} \mathbf{Q} \quad (4.59)$$

Liegen symmetrische Phasenwiderstände vor, so führt dies zu einer starken Vereinfachung der Widerstandstransformation:

$$R_s = R_a = R_b = R_c \iff R_{dd} = R_{qq} = R_s \quad \text{mit} \quad R_{dq} = R_{qd} = 0 \quad (4.60)$$

Demodulation des Winkelsignals

Die Demodulation der Resolver Signale u_{ext} (Erregerspannung), u_{cos} und u_{sin} erfolgt mit Hilfe einer Reglerstruktur, wie sie in Abbildung 4.9 dargestellt ist. Die in der Literatur [24, S. 74]

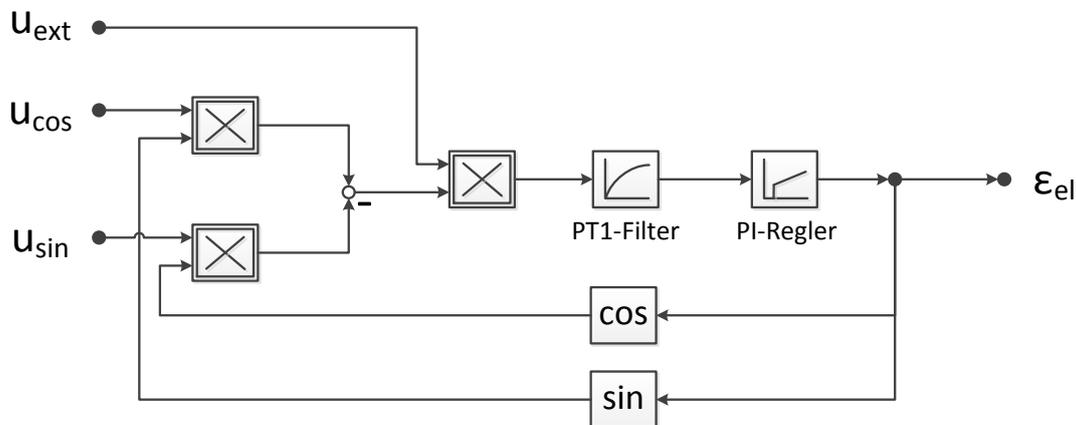
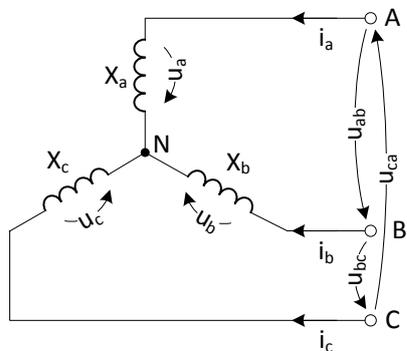


Abb. 4.9.: Blockschaltbild der Reglerstruktur zur Demodulation der Resolversignale

angegebene Struktur wurde dabei modifiziert. Wenn der elektrische Winkel ε_{el} synchron zu den gemessenen Phasenströmen und -spannungen bekannt ist, ist eine Transformation in das rotorfixe dq-Koordinatensystem möglich.

Filterung und Transformation der Spannungen und Ströme

Da die Klemmenspannungen in pulswidenmodulierter Form vorliegen, besteht der nächste Verarbeitungsschritt in der Transformation der Klemmen- in Phasenspannungen mit anschließender digitaler Filterung. Analog zur Widerstandsberechnung ist die Betrachtung der Phasenspannungen in Sternschaltung für das Modell erforderlich. Dazu wird die Transformationsvorschrift der Gleichung (4.61) angewandt. Ein übliches Verfahren zur Ermittlung der sinusförmigen Pha-



$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 & -1/3 \\ -1/3 & 1/3 & 0 \\ 0 & -1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

Abb. 4.10.: Transformation der Klemmenspannung in Phasenspannung (Sternschaltung)

sensspannungen ist die Filterung der PWM-Spannungen mittels eines analogen RC-Filters. Die Amplitudenabschwächung und Phasenverschiebung der Grundschiwingung kann anhand der bekannten Übertragungsfunktion des Filters korrigiert werden. Allerdings führen Bauteilschwankungen zu Unsicherheiten in der Amplitudenabschwächung und in den Phasenverschiebungen der Oberschwingungen. Aus diesen Gründen wurde ein symmetrischer, digitaler Filter verwendet, der sich ausschließlich auf die Amplitude des zu filternden Signals auswirkt und dabei keine Phasenverschiebung verursacht. Mathematisch gesehen entspricht dieser Filter einer Faltung der Filtermatrix \mathbf{H} mit dem Nutzsignal \mathbf{f} (Gl. (4.62)). Die Vorschrift zur Filterung diskreter Signale ist in der Gleichung (4.64) enthalten.

$$\tilde{f}(t) = \mathbf{H} * f(t) \quad (4.62)$$

$$\tilde{f}(t) = \int_{-fb}^{+fb} H(\tau) \cdot f(t - \tau) d\tau \quad (4.63)$$

$$\tilde{f}(k) = \sum_{n=-fb}^{+fb} H(n) \cdot f(k - n) \quad (4.64)$$

Die Form und Breite der Filtermatrix \mathbf{H} bestimmt maßgeblich die Übertragungsfunktion des Filters. Die Abbildung 4.11 veranschaulicht die Übertragungsfunktionen eines Mittelwertfilters und eines Filters mit gaußförmiger Filtermatrix. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Übertra-

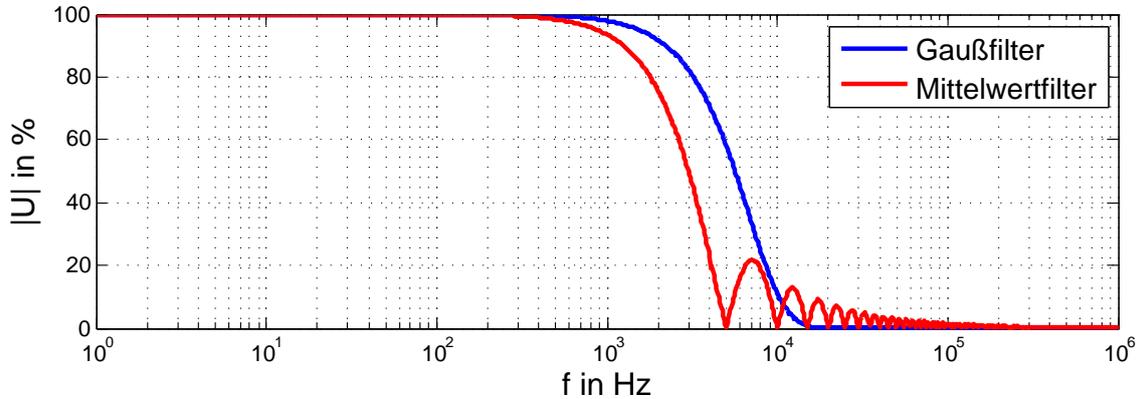


Abb. 4.11.: Vergleich zwischen Mittelwert- und Gaußfilter gleicher Filterbreite

gungsfunktion des Mittelwertfilters in den hohen Frequenzen schwingt, was zu einem unsauberen Ausgangssignal führt. Der Gaußfilter dagegen hat eine höhere Grenzfrequenz bei gleicher Filterbreite und unterdrückt hochfrequente Anteile besser, weshalb dieser für die nachfolgende Verarbeitung gewählt wurde. Zum Schluss werden die gefilterten Phasenströme- und Spannungen durch Anwendung der Park-Transformationen in das dq-Koordinatensystem transformiert:

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{T}_{23} \mathbf{u}_{abc} \quad (4.65)$$

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{T}_{23} \mathbf{i}_{abc} \quad (4.66)$$

Die Abbildung 4.12 veranschaulicht die verarbeiteten Messdaten bei einem stationären Arbeitspunkt.

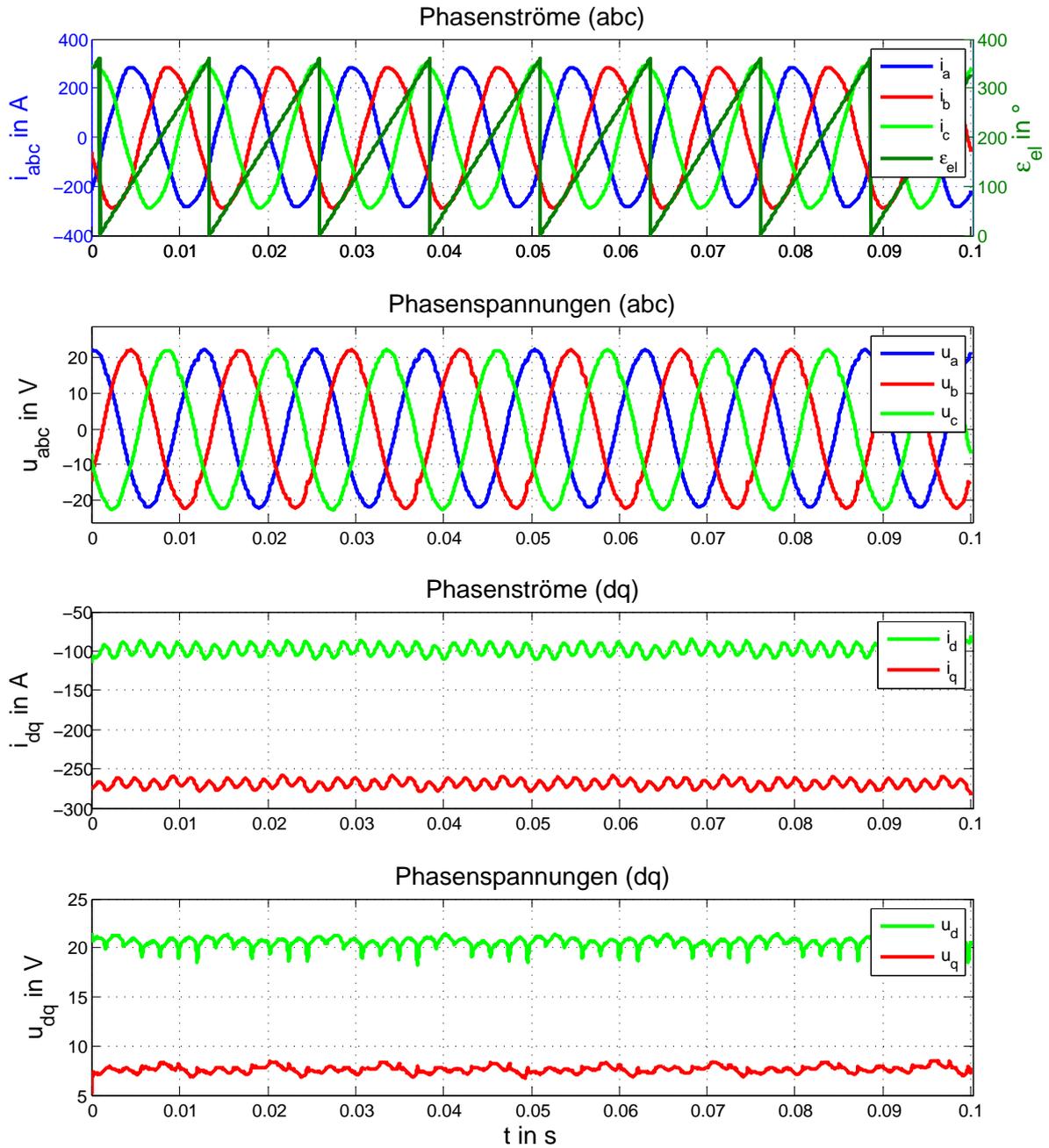


Abb. 4.12.: Verarbeitete Daten einer Kennfeldmessung bei $\hat{i}_{dq} = 290$ A und $\varepsilon_{dq} = 160^\circ$

4.4.4. Berechnung der Flussverkettungen

Der nächste Schritt besteht in der Berechnung der Flussverkettungen aus dem gemessenen winkelabhängigen Strömen und Spannungen. Die Phasenwiderstände \mathbf{R}_{dq} wurden bereits im Abschnitt 4.4.3 bestimmt und die strom- und winkelabhängigen magnetischen Flussverkettungen $\psi_{dq}(\varepsilon_{el}, i_d, i_q)$ sollen aus den einzelnen Arbeitspunkten $[[i_d, i_q]]$ der Kennfeldvermessung bestimmt werden.

Im Gegensatz zu den einfachen Modellen aus Abschnitt 4.2 soll der Einfluss des elektrischen Polradwinkels ε_{el} auf ψ_{dq} berücksichtigt werden. Ausgegangen wird von der Grundgleichung (4.27), die die Maschine im rotorfesten dq-Koordinatensystem beschreibt:

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{R}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \frac{d\psi_{dq}}{dt} + \omega_{el} \mathbf{J}_1 \psi_{dq} \quad (4.67)$$

Durch Umstellung der Gleichung nach ψ_{dq} und unter Vernachlässigung der zeitlichen Ableitung $\frac{d\psi_{dq}}{dt}$ kann für jeden Arbeitspunkt $[[\varepsilon_{el}, i_d, i_q]]$ der Gesamtfluss ψ_{dq} berechnet werden.

$$\psi_{dq} = \frac{\mathbf{J}_1^{-1} (\mathbf{u}_{dq} - \mathbf{R}_{dq} \mathbf{i}_{dq})}{\omega_{el}} \quad (4.68)$$

Die Abbildung 4.13 veranschaulicht den berechneten Flussverlauf für einen stromstationären Arbeitspunkt.

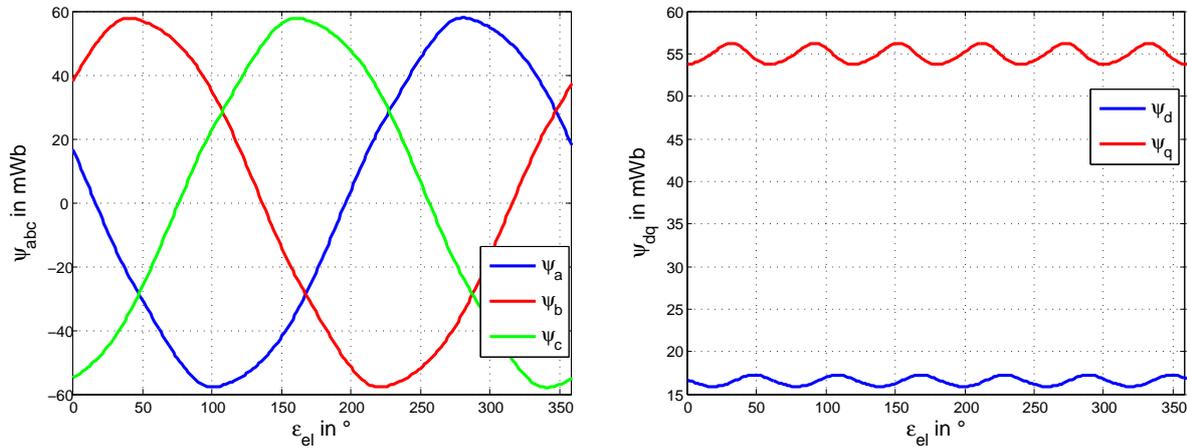


Abb. 4.13.: Verlauf der strom- und winkelabhängigen Flussverkettung $\psi_{abc}(\varepsilon_{el}, i_a, i_b, i_c)$ (links) bzw. $\psi_{dq}(\varepsilon_{el}, i_d, i_q)$ (rechts) bei einem konstanten Arbeitspunkt $[[i_d, i_q = const]]$

Die Kennfelder $\psi_{dq}(\varepsilon_{el}, i_d, i_q)$ sind Voraussetzung für die Implementierung der Modelle.

4.5. Implementierung der Modelle

Nachdem alle Maschinenparameter im Abschnitt 4.4 ermittelt wurden, liegt der nächste Schritt darin, die in der Literatur bekannten Modelle aus dem Abschnitt 4.2 in der Simulationsumgebung Matlab/Simulink zu implementieren. Da die bekannten Modelle nur als Referenz zu einem neuen nichtlinearen Modell dienen soll, wird auf die Beschreibung dessen Implementierung verzichtet. In dem folgenden Unterabschnitt wird auf die Herleitung, Parametrierung und Implementierung von zwei nichtlinearen PMSM-Modellen eingegangen, die Oberschwingungen und Sättigungseffekte in verschiedenen Arbeitspunkten abbilden sollen.

4.5.1. Erweitertes differentiell-induktivitätsmodell

Bei dem ersten neu entwickelten Modell handelt es sich um ein Modell, das in seiner Struktur dem *differentiellen Induktivitätsmodell* entspricht, mit dem Unterschied, dass der Einfluss des elektrischen Winkels ε_{el} in den Flusskennfeldern berücksichtigt wird. Dies hat zur Folge, dass dieses Modell Oberschwingungen in verschiedenen Arbeitspunkten nachbilden kann und damit eine Weiterentwicklung des *differentiellen Induktivitätsmodells* mit dreidimensionalen Kennfeldern darstellt.

Bestimmung der Modellgleichungen

Eine Bestimmung der absoluten Induktivitäten ist aufgrund deren nichtlinearen Sättigungsverhaltens aus den vorliegenden Messdaten nicht ohne weiteres möglich. Aus diesem Grund ist es notwendig auf die differentiellen Induktivitäten zurückzugreifen, die sich aus den magnetischen Flüssen berechnen lassen. Die Gleichung (4.69), die bereits im Abschnitt 4.3 hergeleitet wurde, beschreibt das Verhalten der PMSM im rotorfesten System.

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{R}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{J}_1 \omega_{el} \boldsymbol{\psi}_{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq}}{dt} \quad (4.69)$$

Die partielle, zeitliche Ableitung des magnetischen Gesamtflusses $\boldsymbol{\psi}_{dq} = f(i_d, i_q, \varepsilon_{el})$, der abhängig von den dq-Strömen sowie des elektrischen Winkels ist, erfolgt in der Gleichung (4.70).

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq}}{dt} = \omega_{el} \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}}{\partial \varepsilon_{el}} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} \quad (4.70)$$

Analog zum *differentiellen Induktivitätsmodell* können die Ableitungen der Flussverkettungen nach \mathbf{i}_{dq} als differentielle Induktivitäten in einer gemeinsamen Matrix \mathbf{L}_{dq} dargestellt werden.

$$\frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{dq} \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} \quad (4.71)$$

Mit der Ausgangsgleichung (4.69) und den Gleichungen (4.70) - (4.71) ergibt sich folgende Spannungsgleichung für das Gesamtmodell.

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{R}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \omega_{el} \cdot \left(\mathbf{J}_1 \boldsymbol{\psi}_{dq} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq}}{\partial \varepsilon_{el}} \right) + \mathbf{L}_{dq} \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} \quad (4.72)$$

Die Berechnung des Luftspaltdrehmomentes erfolgt analog zum Abschnitt 4.3 anhand der Gleichung (4.73).

$$M_{mech} = \frac{3}{2} p \cdot \mathbf{i}_{dq}^T \cdot \mathbf{J}_1 \cdot \boldsymbol{\psi}_{dq} \quad (4.73)$$

Parametrierung der Kennfelder

Die Parametrierung des Modells gestaltet sich aufgrund der zusätzlichen Dimension entsprechend anspruchsvoll. Mit Hilfe der im Abschnitt 4.4.4 berechneten Kennfelder werden zur Lösung der Gleichung (4.72) insgesamt 8 dreidimensionale Kennfelder benötigt. Diese sind einzeln in der Tabelle 4.3 aufgeführt und werden im Modell in Form von Look-Up-Tables gespeichert.

	Formelzeichen	Beschreibung	Dimensionen	Eingänge
1	ψ_d	Flussverkettung (d-Achse)	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$
2	ψ_q	Flussverkettung (q-Achse)	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$
3	$\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} = L_{dd}$	Ableitung der Flussverkettung (d-Achse) nach i_d	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$
4	$\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} = L_{dq}$	Ableitung der Flussverkettung (d-Achse) nach i_q	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$
5	$\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} = L_{qd}$	Ableitung der Flussverkettung (q-Achse) nach i_d	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$
6	$\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} = L_{qq}$	Ableitung der Flussverkettung (q-Achse) nach i_q	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$
7	$\frac{\partial \psi_d}{\partial \varepsilon_{el}}$	Ableitung der Flussverkettung (d-Achse) nach ε_{el}	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$
8	$\frac{\partial \psi_q}{\partial \varepsilon_{el}}$	Ableitung der Flussverkettung (q-Achse) nach ε_{el}	3	$i_d, i_q, \varepsilon_{el}$

Tab. 4.3.: Zusammenfassung der für das Modell benötigten Kennfelder

Im Gegensatz zu den in der Literatur bekannten Modellen, die von einem winkelunabhängigen Fluss ausgehen, führt die Winkelabhängigkeit dazu, dass sich in den Phasenströmen und -spannungen signifikante Oberschwingungen ausbilden. Dies wird durch die Darstellung der magnetischen Flussverkettung $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ erreicht, die von den Strömen i_d und i_q sowie dem elektrischen Winkel ε_{el} abhängig ist. Für die Implementierung ist es deshalb erforderlich, auf dreidimensionale

4. Nichtlineare IPMSM Modellierung

Tabellen zurückzugreifen. In den Wertetabellen ist für jeden Arbeitspunkt $[[i_d, i_q, \varepsilon_{el}]]$ ein zugehöriger Fluss ψ_{dq} abgelegt. Da die Tabellen mit realen Messdaten gefüllt werden, die naturgemäß rauschbehaftet sind, war es notwendig, einen dreidimensionalen Glättungsfilter anzuwenden, der auf dem gleitenden Mittelwertfilter basiert. Die Abbildung 4.14 stellt das Flusskennfeld in der d- und q-Achse für einen konstanten elektrischen Winkel grafisch dar. Aus dieser Perspektive

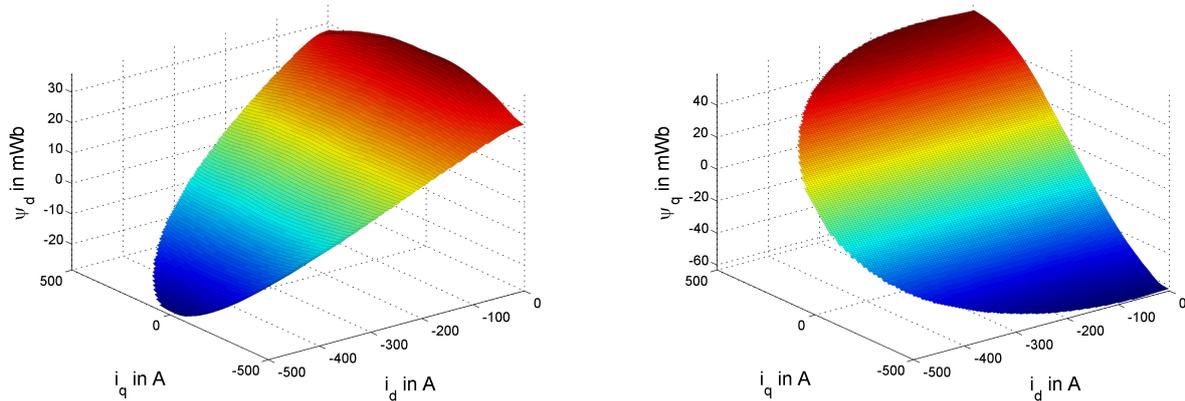


Abb. 4.14.: Kennfelder der Flussverkettungen $\psi_d = f(i_d, i_q)|_{\varepsilon_{el}=0^\circ}$ und $\psi_q = f(i_d, i_q)|_{\varepsilon_{el}=0^\circ}$

sind die am Anfang dieses Kapitels beschriebenen Sättigungseffekte deutlich zu erkennen. Der q-Fluss ψ_q besitzt bei geringen Strömen eine nahezu lineare Abhängigkeit von i_q und nähert sich allerdings bei hohen q-Strömen einem Maximum an. Dieses Verhalten ist damit zu erklären, dass das Eisen im Stator in Sättigung gerät und dessen Permeabilitätszahl μ_r sinkt. Der q-Strom hat ebenfalls aufgrund von Kreuzsättigungseffekten Auswirkungen auf ψ_d , was an den Randbereichen deutlich zu erkennen ist.

Eine andere Perspektive zeigt die Abbildung 4.15, wobei das dreidimensionale Flusskennfeld ψ_{dq} in Abhängigkeit eines Stromes und des elektrischen Winkels dargestellt ist. Die Flussverket-

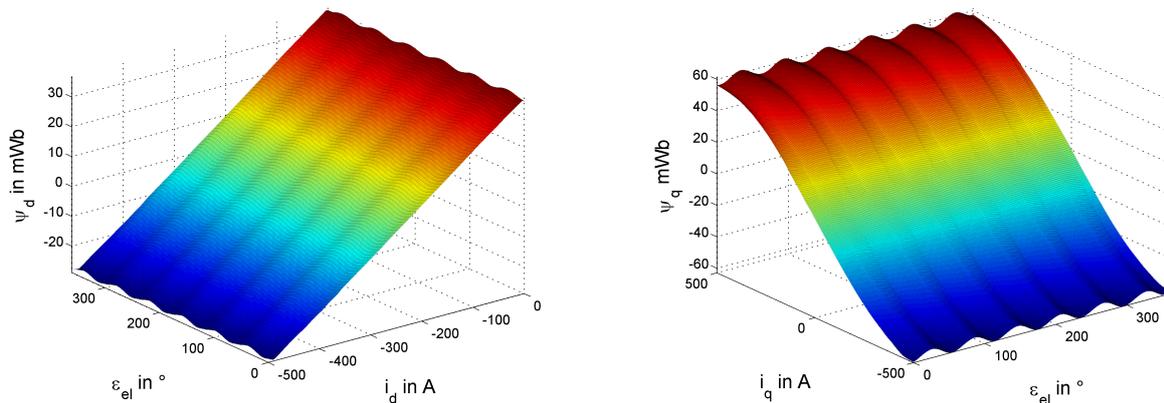


Abb. 4.15.: Kennfelder der Flussverkettungen $\psi_d = f(\varepsilon_{el}, i_d)|_{i_q=0}$ und $\psi_q = f(i_q, \varepsilon_{el})|_{i_d=0}$

tungen schwanken periodisch über den elektrischen Winkel, was zur Einprägung von zusätzlichen Harmonischen führt. Die Ordnungszahl und Intensität der Harmonischen ist hauptsächlich vom

mechanischen Aufbau der Maschine (Wicklungsschema) abhängig. Zur vollständigen Bedatung des Modells sind zusätzlich die Richtungsableitungen ($\frac{\partial \psi_{dq}}{\partial i_d}$, $\frac{\partial \psi_{dq}}{\partial i_q}$ und $\frac{\partial \psi_{dq}}{\partial \varepsilon_{el}}$) notwendig, die mit Hilfe der Matlab-Funktion „gradient“ berechnet wurden und mit einem 3D-Filter leicht geglättet wurden. Die Abbildung 4.16 veranschaulicht exemplarisch zwei dieser Ableitungskennfelder.

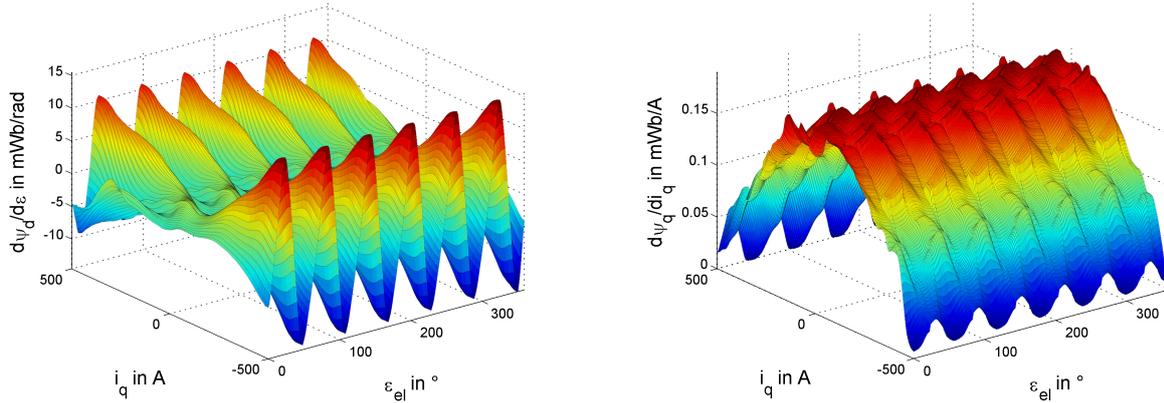


Abb. 4.16.: Ableitungskennfelder der Flussverkettungen $\frac{\partial \psi_d}{\partial \varepsilon_{el}} = f(\varepsilon_{el}, i_q)|_{i_d=0}$ und $\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} = f(\varepsilon_{el}, i_q)|_{i_d=0}$

Auf die Darstellung der restlichen Kennfelder soll hier allerdings aus Platzgründen verzichtet werden.

Implementierung

Für die Implementierung des erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells ist es zunächst notwendig, die Gleichung (4.72) nach der Stromableitung $\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt}$ umzustellen.

$$\boxed{\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} = \mathbf{L}_{dq}^{-1} \left(\mathbf{u}_{dq} - \mathbf{R}_{dq} \mathbf{i}_{dq} - \omega_{el} \cdot \left(\mathbf{J}_1 \Psi_{dq} + \frac{\partial \Psi_{dq}}{\partial \varepsilon_{el}} \right) \right)} \quad (4.74)$$

Zusammen mit der Drehmomentgleichung (4.73) kann das Modell in einer beliebigen Modellierungssoftware implementiert werden. Die Abbildung 4.17 veranschaulicht die Gesamtstruktur des erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells. Das Modell ist in zwei Teile unterteilt - eine Datenquelle und einen Differentialgleichungsbereich. Die Datenquelle enthält die 8 Look-Up-Tables und ermittelt anhand der Modelleingangs- und Zustandsgrößen die inneren Flussvektoren. Im Differentialgleichungsbereich werden die Ausgangsgrößen anhand der Modell-DGLs durch numerische Integration berechnet.

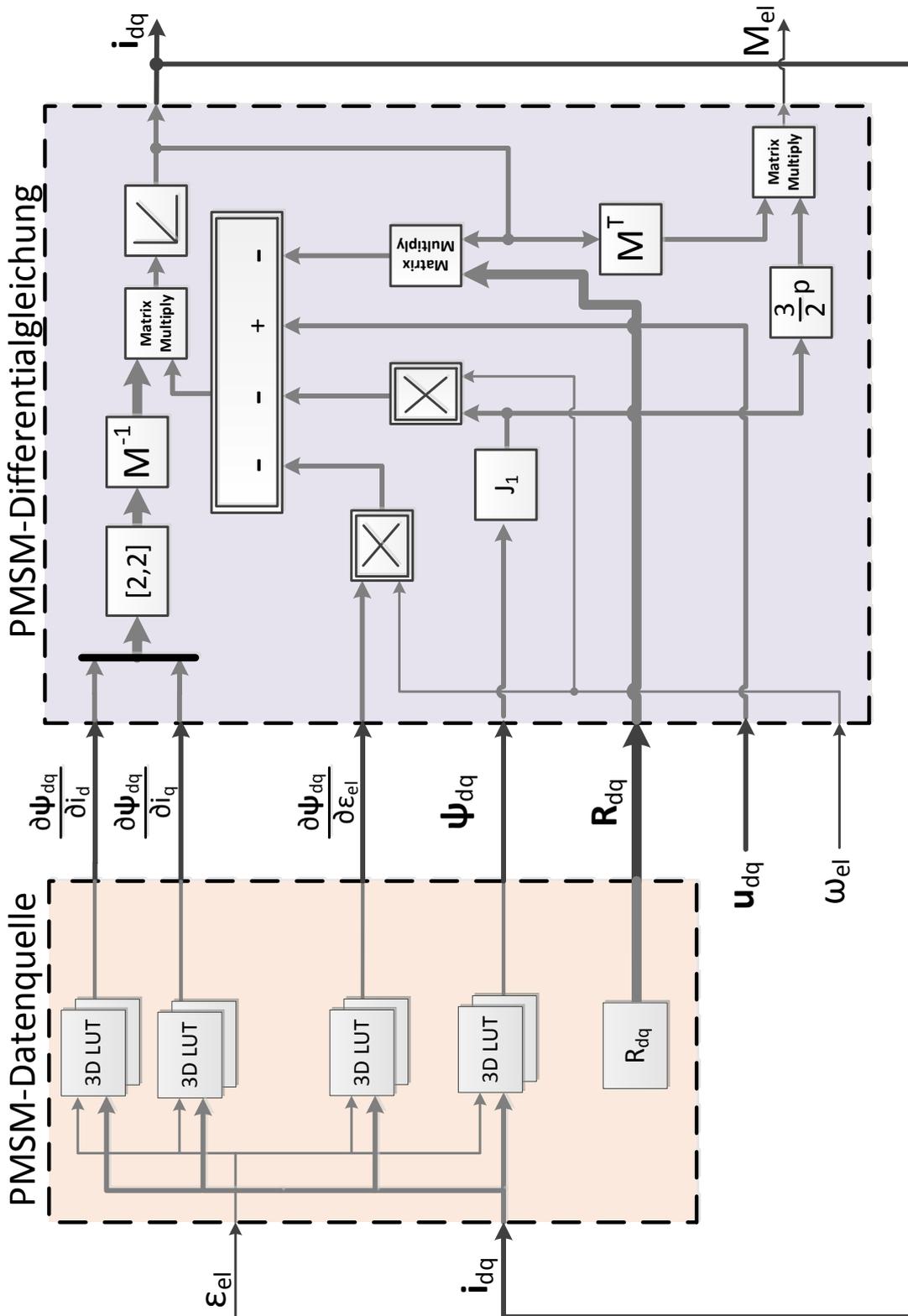


Abb. 4.17.: Implementierung des erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells

4.5.2. Erweitertes Gesamtflussmodell

Analog zum erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell lässt sich auch das Gesamtflussmodell aus dem Abschnitt 4.2.2 um eine Winkelabhängigkeit vom Polradwinkel ε_{el} erweitern. Der Vorteil dieser Modellvariante ist, dass Oberschwingungen ebenfalls über den gesamten Arbeitsbereich der PMSM korrekt abgebildet werden können, allerdings unter der Verwendung von weniger Kennfeldern als dies bei dem erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell der Fall ist.

Bestimmung der Modellgleichungen

Die im Abschnitt 4.2.2 aufgestellte Spannungsgleichung (4.5) wird um die Abhängigkeit des elektrischen Winkels ε_{el} erweitert. Dabei ergibt sich folgendes Gleichungssystem:

$$\mathbf{u}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{dq} + \mathbf{J}_1 \omega_{el} \boldsymbol{\psi}_{dq} \quad (4.75)$$

mit dem verketteten magnetischen Gesamtfluss ψ_d und ψ_q

$$\psi_d = f(i_d, i_q, \varepsilon_{el}) \quad \text{und} \quad \psi_q = f(i_d, i_q, \varepsilon_{el}) \quad (4.76)$$

Die Drehmomentgleichung (4.7) kann unverändert übernommen werden.

Implementierung

Zur Implementierung soll im Gegensatz zum differentiellen Induktivitätsmodell auf die partielle Ableitung der Flusskennfelder verzichtet werden. Die Zustandsgröße der Modelldifferentialgleichung ist die magnetische Flussverkettung $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ und nicht der Strom \mathbf{i}_{dq} . Da zur Auflösung der Modell-DGL allerdings der Strom \mathbf{i}_{dq} benötigt wird, muss dieser in Form von Kennfeldern abgeleitet werden. Es ergibt sich folgende Modelldifferentialgleichung:

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}_{dq} = \mathbf{u}_{dq} - R_s \mathbf{i}_{dq} - \mathbf{J}_1 \omega_{el} \boldsymbol{\psi}_{dq} \quad (4.77)$$

$$= \mathbf{u}_{dq} - R_s \mathbf{f}(\boldsymbol{\psi}_{dq}) - \mathbf{J}_1 \omega_{el} \boldsymbol{\psi}_{dq} \quad (4.78)$$

mit den Stromvektoren i_d und i_q

$$i_d = f(\psi_d, \psi_q, \varepsilon_{el}) \quad \text{und} \quad i_q = f(\psi_d, \psi_q, \varepsilon_{el}) \quad (4.79)$$

Die Abbildung 4.18 stellt die Modellimplementierung graphisch dar. Am Ausgang der Integratoren werden die Komponenten der magnetischen Flussverkettung ψ_d bzw. ψ_q berechnet. Diese gehen als Eingangsgröße in zwei dreidimensionale Kennfelder ein, wobei die zugehörigen Ströme i_d bzw. i_q ermittelt werden.

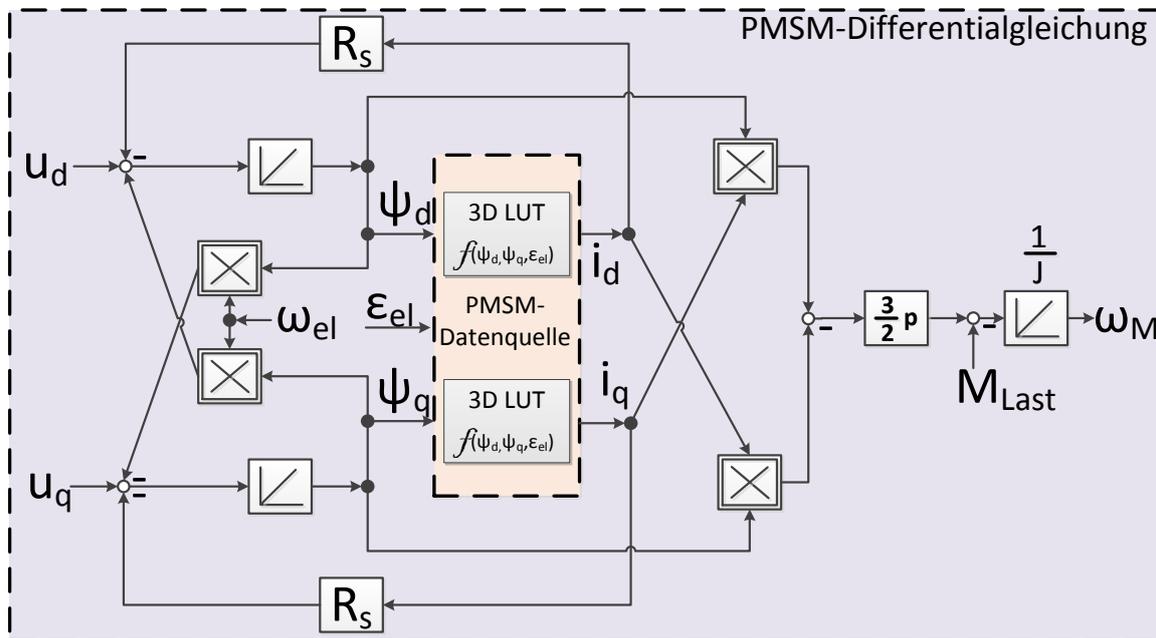


Abb. 4.18.: Implementierung des erweiterten Gesamtflussmodells

Parametrierung der Kennfelder

Die Tabelle 4.4 fasst die für das Modell notwendigen Kennfelder zusammen:

	Formelzeichen	Beschreibung	Dimensionen	Eingänge
1	i_d	Invertierte Flussverkettung (Strom in d-Achse)	3	$\psi_d, \psi_q, \varepsilon_{el}$
2	i_q	Invertierte Flussverkettung (Strom in q-Achse)	3	$\psi_d, \psi_q, \varepsilon_{el}$

Tab. 4.4.: Zusammenfassung der für das Modell benötigten Kennfelder

Die Abbildung 4.19 veranschaulicht die Stromkennfelder i_d und i_q abhängig von ψ_d und ψ_q bei einem stationären elektrischen Winkel. Die Randbereiche werden von der Charakterisierung der Maschine nicht abgedeckt und sind im Normalfall auch nicht notwendig. Allerdings können sie aus implementierungstechnischen Gründen nicht leer gelassen werden und müssen extrapoliert werden. Dies wird später im Abschnitt 5.3.1 genauer erläutert.

In der Abbildung 4.20 werden die Kennfelder i_d und i_q jeweils in Abhängigkeit von einer Flusskomponente und dem elektrischen Winkel ε_{el} dargestellt. Es wird deutlich, dass über eine Periode des elektrischen Winkels eine deutlich ausgeprägte 6. Harmonische auf beiden Stromkomponenten i_{dq} überlagert ist.

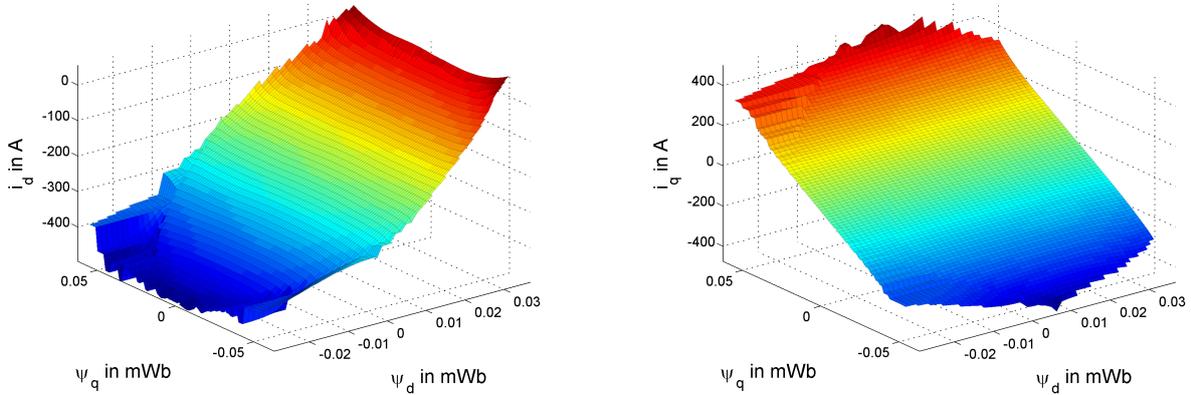


Abb. 4.19.: Invertierte Kennfelder der Flussverkettungen $i_d = f(\psi_d, \psi_q)|_{\varepsilon_{el}=0^\circ}$ und $i_q = f(\psi_d, \psi_q)|_{\varepsilon_{el}=0^\circ}$

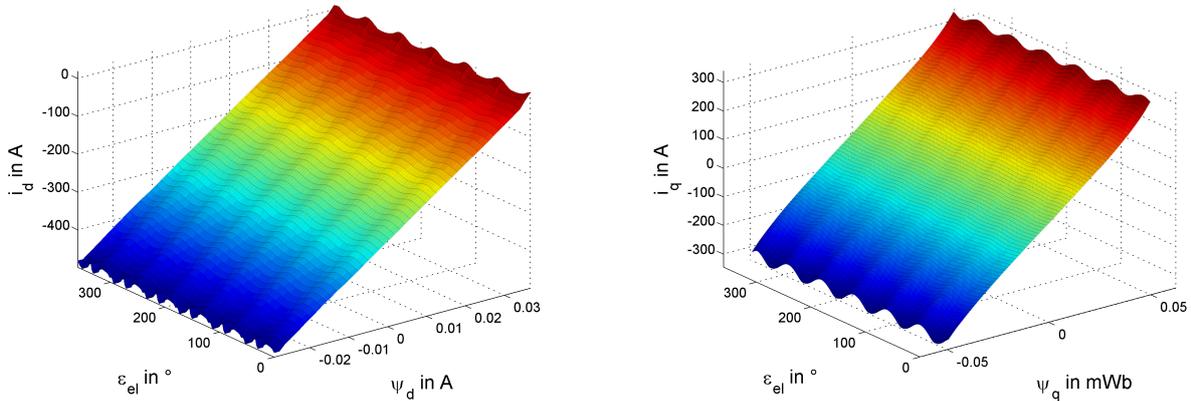


Abb. 4.20.: Invertierte Kennfelder der Flussverkettungen $i_d = f(\psi_d, \varepsilon_{el})|_{i_q=0A}$ und $i_q = f(\psi_q, \varepsilon_{el})|_{i_d=0A}$

4.6. Validierung der IPMSM-Modelle

Im letzten Abschnitt dieses Kapitels soll die Validierung der in der Literatur bekannten Modelle und der zwei neu entwickelten Modelle anhand von Messungen an einer realen Maschine erfolgen. Bei der Maschine handelt es sich um eine 20 kW IPMSM, die in einem Hybridfahrzeug der *Daimler AG* eingesetzt wird. Die Maschine ist auf Leistungsdichte hin optimiert und beinhaltet neben deutlichen Sättigungseffekten auch signifikante Oberschwingungen in der EMK. Die verschiedenen Modelle wurden in einer Matlab/Simulink-Umgebung (siehe Anhang A.2) in Verbindung mit einer feldorientierten Regelung implementiert, wie sie bereits mehrfach in Publikationen [5][30][35] beschrieben wurde. Die Regelung ist notwendig, um vorgegebene dq-Ströme bzw. gewünschte Drehmomente ausregeln zu können. In den nachfolgenden Unterabschnitten werden die implementierten Modelle anhand verschiedener Szenarien auf ihre Fähigkeit hin untersucht, die Oberschwingungen und Sättigungseffekte der realen Maschine adäquat nachbilden zu können.

4.6.1. Stationärer Phasenkurzschluss

Bei dem Phasenkurzschluss sind die drei Anschlussphasen der PMSM kurzgeschlossen und liegen damit auf dem selben Potential. Die Klemmenspannungen u_{ab} , u_{bc} und u_{ca} nehmen dementsprechend einen Wert von Null Volt an. Die durch die Dauermagneten induzierte Spannung wird dabei vollständig in den Wicklungen abgebaut. Dabei fließen sehr hohe Kurzschlussströme, deren Amplituden abhängig von der Drehzahl der Maschine sind. Die Besonderheit an diesem Testfall ist, dass wegen der kurzgeschlossenen Klemmen eine Abhängigkeit des Maschinenverhaltens von der Regelung ausgeschlossen ist und sich damit das Maschinenmodell sehr gut validieren lässt. Geht man von den Spannungsgleichungen des *linearen Modells* aus, lassen sich die stationären Kurzschlussströme analytisch berechnen.

$$\begin{aligned} u_d(t) &= R_s i_d(t) + L_d \dot{i}_d(t) - \omega_{el} L_q i_q(t) &= 0 \\ u_q(t) &= R_s i_q(t) + L_q \dot{i}_q(t) + \omega_{el} L_d i_d(t) + \omega_{el} \Psi_P &= 0 \end{aligned} \quad (4.80)$$

Nach der Laplace-Transformation ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{u_d(t)\} &= R_s I_d(s) + s L_d I_d(s) - \omega_{el} L_q I_q(s) - L_d i_d(0) &= 0 \\ \mathcal{L}\{u_q(t)\} &= R_s I_q(s) + s L_q I_q(s) + \omega_{el} L_d I_d(s) + \frac{\omega_{el} \Psi_P}{s} - L_q i_q(0) &= 0 \end{aligned} \quad (4.81)$$

Durch Umstellung des Gleichungssystems nach I_d und I_q sowie mit den Anfangswerten $i_d(t_0) = 0$ und $i_q(t_0) = 0$ (ungeregelter Betrieb) kann die Lösung im Frequenzbereich beschrieben werden:

$$\begin{aligned} I_d(s) &= -\frac{\omega_{el}^2 L_q \Psi_P}{s(\omega_{el}^2 L_q L_d + R_s^2 + s R_s L_d + s R_s L_q + s^2 L_q L_d)} \\ I_q(s) &= -\frac{(R_s + s L_d) \omega_{el} \Psi_P}{s(\omega_{el}^2 L_q L_d + R_s^2 + s R_s L_d + s R_s L_q + s^2 L_q L_d)} \end{aligned} \quad (4.82)$$

Die stationären, drehzahlabhängigen Kurzschlussströme werden durch Anwendung des Endwertes ermittelt.

$$\boxed{\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} i_d(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s I_d(s) = -\frac{\omega_{el}^2 L_q \Psi_P}{\omega_{el}^2 L_q L_d + R_s^2} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_q(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s I_q(s) = -\frac{\omega_{el} R_s \Psi_P}{\omega_{el}^2 L_q L_d + R_s^2} \end{aligned}} \quad (4.83)$$

Die Abbildung 4.21 stellt den Verlauf der Phasenströme über die Rotordrehzahl graphisch dar. Im unteren Drehzahlbereich ist ein deutlicher Anstieg des q-Stromes zu erkennen, der ein hohes Gegenmoment der Maschine zur Folge hat. Mit zunehmender Drehzahl geht i_q gegen Null Ampere, während sich i_d einem stationären Endwert nähert (Gleichung (4.84)).

$$\lim_{\omega_{el} \rightarrow \infty} i_d(\omega_{el}) = \lim_{\omega_{el} \rightarrow \infty} -\frac{\omega_{el}^2 L_q \Psi_P}{\omega_{el}^2 L_q L_d + R_s^2} = -\frac{\Psi_P}{L_d} \quad (4.84)$$

Dies begründet sich dadurch, dass bei niedrigen Drehzahlen der ohmsche Anteil des Wicklungswiderstandes dominierend ist und hauptsächlich Wirkleistung in der Maschine in Wärme umgesetzt wird. Mit zunehmender Drehzahl erhöht sich der induktive Widerstand der Spule und der

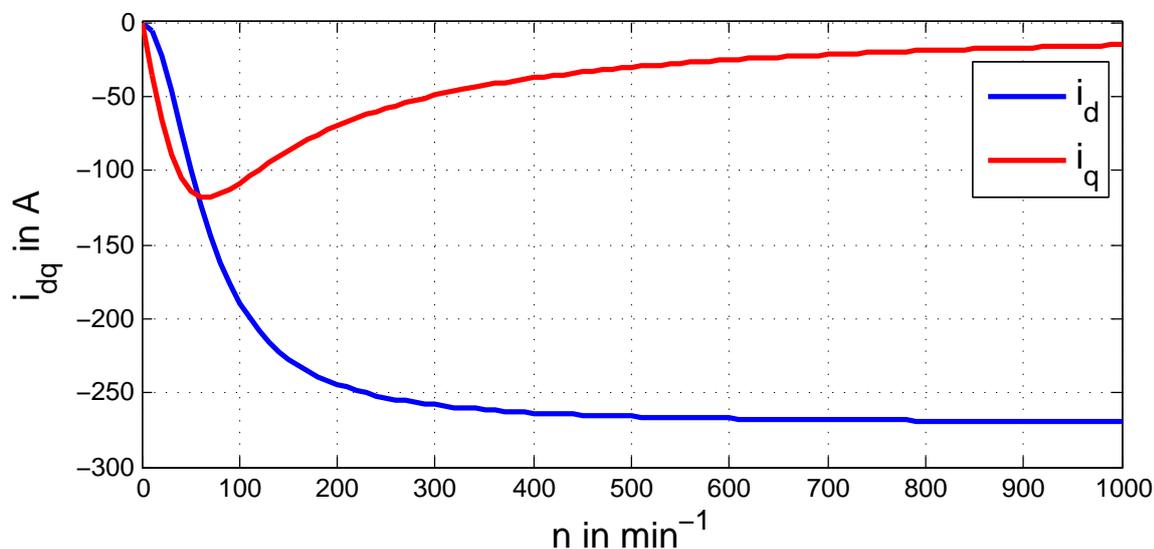


Abb. 4.21.: Analytische Berechnung der stationären Kurzschlussströme

Blindleistungsanteil steigt. Eine analytische Lösung ist bei den komplexeren Modellen aufgrund der Nichtlinearitäten nicht möglich, weshalb auf numerische Lösungsmethoden zurückgegriffen werden muss.

Die Abbildung 4.22 veranschaulicht die Kurzschlussmessung am Prüfstand zusammen mit den numerischen Simulationen der implementierten Modelle. Die stationären Kurzschlussströme der implementierten Modelle stimmen mit der Messung, bis auf geringe Abweichungen von bis zu 20 A im unteren Drehzahlbereich, insgesamt sehr gut überein. Die beste Übereinstimmung ergab sich mit dem *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell*. Das *lineare Modell* und das *Gesamtflussmodell* liefern überraschenderweise sehr ähnliche Ergebnisse, was vermuten lässt, dass die Induktivitäten im Kurzschlussfall noch nicht in Sättigung geraten. Insgesamt sind allerdings alle Modelle in der Lage, den Phasenkurzschluss mit einem max. Fehler von 20 A abzubilden.

In den folgenden Abbildungen wird das Kurzschlussverhalten der Maschine im eingeschwungenen, stationären Zustand bei einer Drehzahl von 200 min^{-1} dargestellt. Die Abbildung 4.23 veranschaulicht die Referenzmessung an der realen Maschine. Es sind, in Folge der Induktion der nicht-sinusförmigen EMK, deutliche Oberschwingungsanteile zu erkennen.

Die Simulationen der bekannten Modelle, die in den Abbildungen 4.24, 4.25 und 4.26 dargestellt sind, zeigen dagegen einen idealen sinus-förmigen Verlauf. Diese Modelle sind daher nicht in der Lage, die in der realen Maschine vorkommenden Oberschwingungen nachzubilden. Beide erweiterten Modelle dagegen, dessen Simulation in den Abbildungen 4.27 und 4.28 dargestellt sind, erzeugen im Phasenkurzschluss deutlich ausgeprägte Oberschwingungen.

Der Vergleich der Modelle im Frequenzbereich, dargestellt in der Abbildung 4.29, zeigt deutlich, dass besonders die 5. Harmonische bei der realen Maschine ausgeprägt ist. Während das Gesamt-

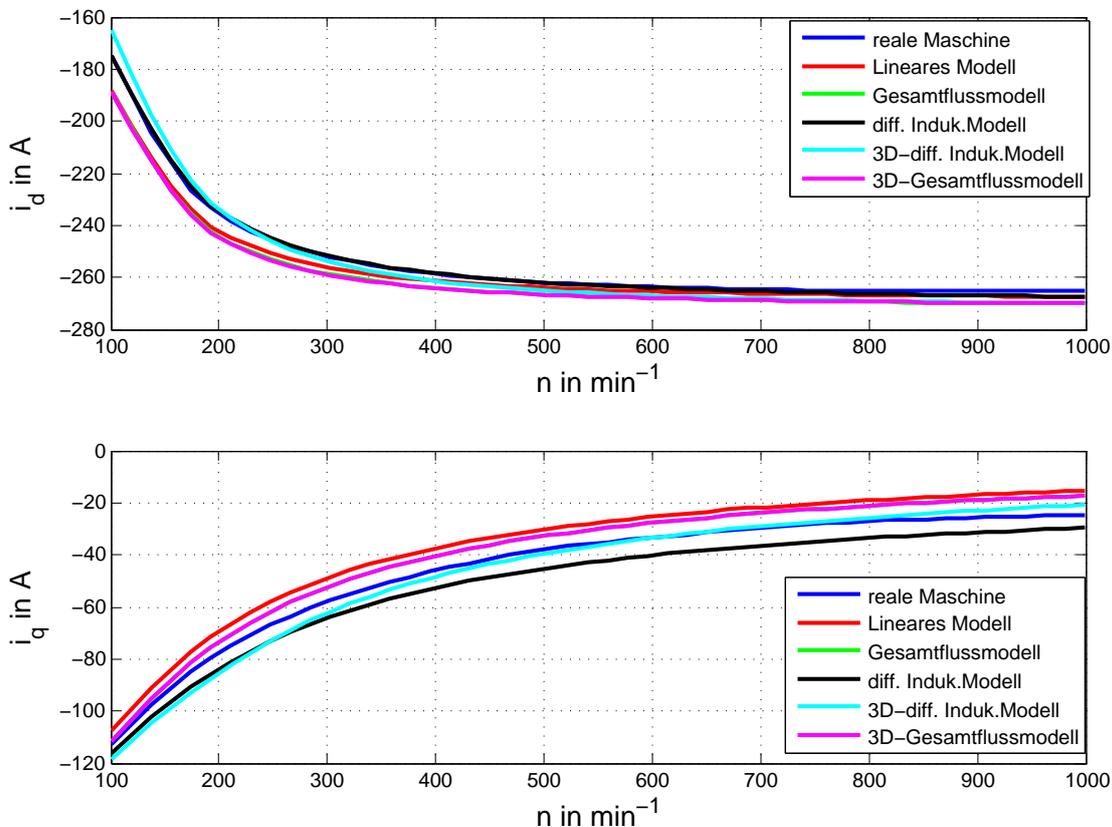


Abb. 4.22.: Vergleich der stationären dq -Ströme zwischen Messungen am E-Maschinen-Prüfstand und den Modellberechnungen

flussmodell (sowie die anderen bekannten Modelle) keine Harmonischen nachbilden, stimmen die Harmonischen des *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells* und des *erweiterten Gesamtflussmodells* bis auf eine maximale Abweichung von 0.5 A genau mit den Harmonischen der realen Maschine überein. Dies ist eine wesentliche Verbesserung gegenüber den einfachen Modellen und bildet das reale Verhalten der elektrischen Maschine deutlich realistischer ab. Die Harmonischen in der 2., 3. und 4. Ordnung sind ein Artefakt der Nachbearbeitung der Simulationsdaten und treten in Folge der Fensterung mit anschließender FFT-Berechnung auf.

Trotz der leichten Abweichungen konnte gezeigt werden, dass beide neu entwickelten Modelle, zumindest für den Kurzschlussfall, sehr gut in der Lage sind, sowohl Oberschwingungen als auch die Sättigungseffekte des Eisens nachzubilden. Weitere Analysen sind nur im geregelten Betrieb möglich und werden in den nächsten Unterabschnitten durchgeführt.

4. Nichtlineare IPMSM Modellierung

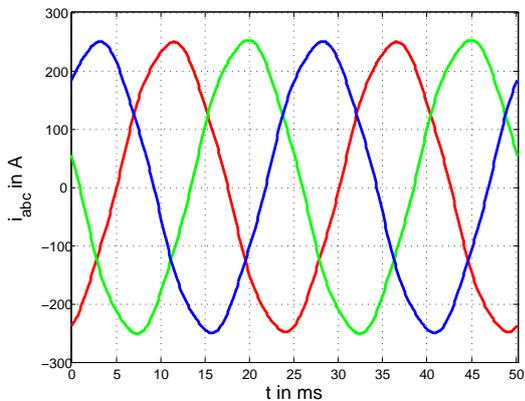


Abb. 4.23.: Messung an realer Maschine

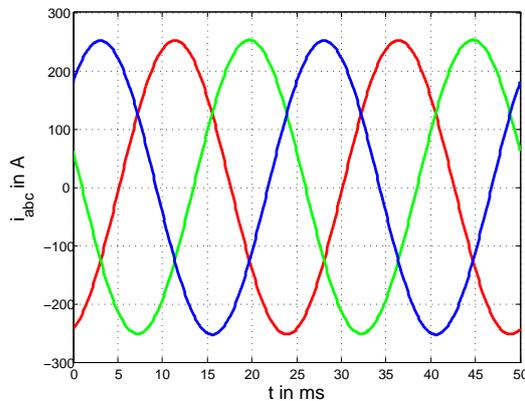


Abb. 4.24.: Lineares Modell

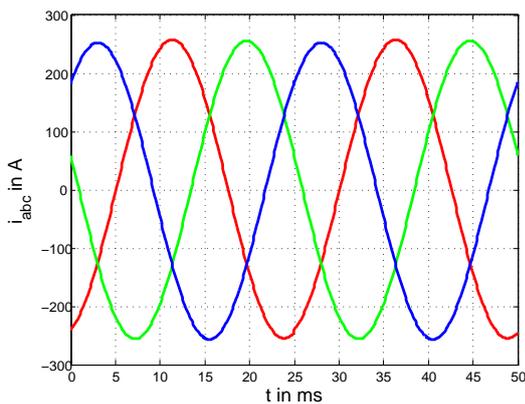


Abb. 4.25.: Gesamtflussmodell

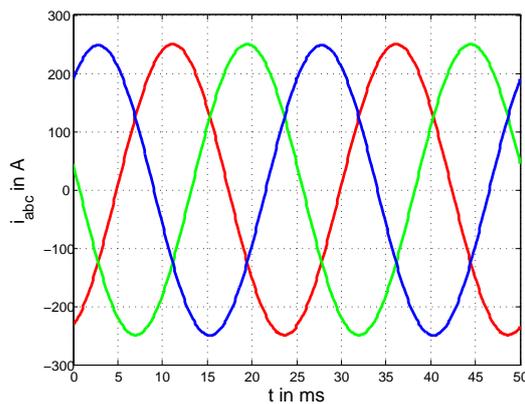


Abb. 4.26.: Differentielles Induktivitätsmodell

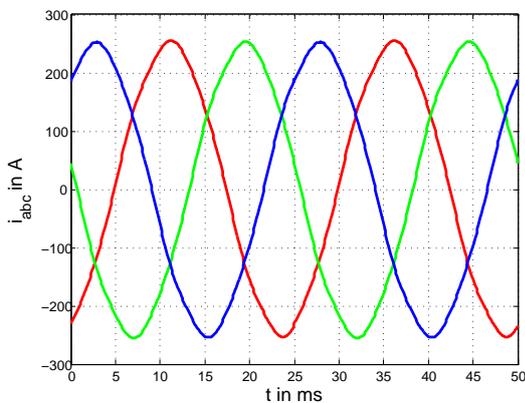


Abb. 4.27.: Erweitertes differentielles Induktivitätsmodell

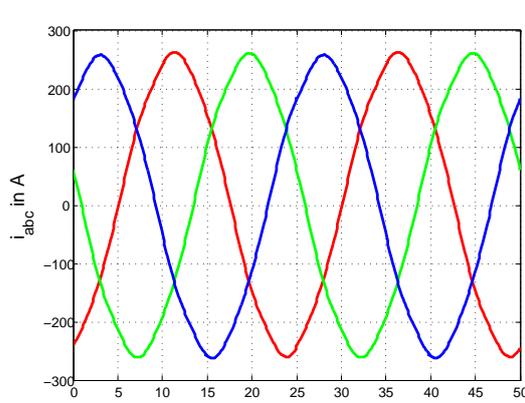


Abb. 4.28.: Erweitertes Gesamtflussmodell

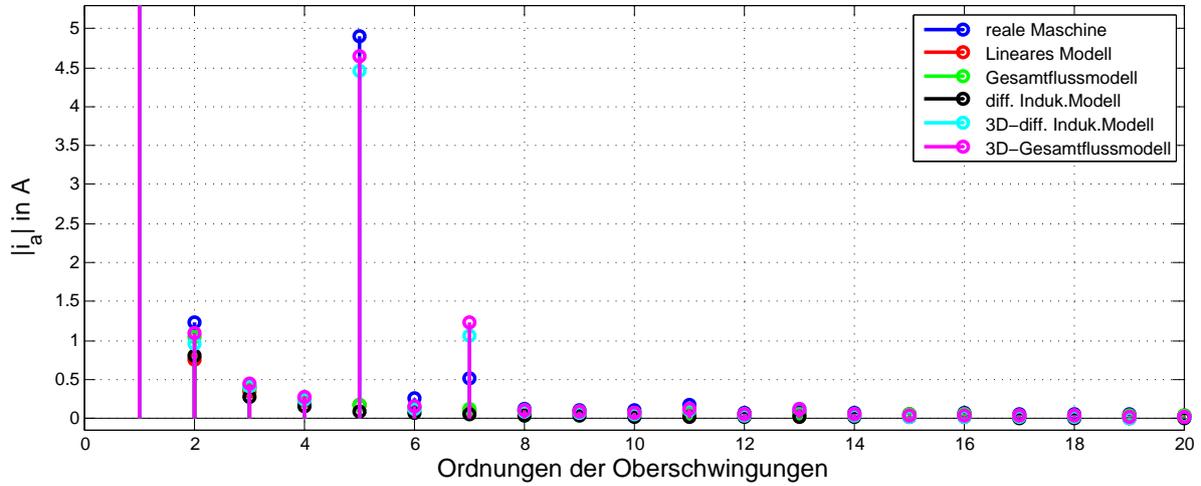


Abb. 4.29.: Vergleich der Spektren der Kurzschlussströme

4.6.2. Kennfelder der Flussverkettungen

In Anbetracht dessen, dass die Grundlage der meisten Modelle die Kennfelder der magnetischen Flussverkettungen $\psi_d = f(i_d, i_q)$ und $\psi_q = f(i_d, i_q)$ sind, ist es sinnvoll, diese ebenfalls zur Modellverifizierung heranzuziehen. Um eine Vergleichbarkeit der einzelnen Modelle zu gewährleisten, werden die stationären Flussverkettungen für jeden Arbeitspunkt $[[i_d, i_q]]$ unabhängig vom gewählten Modell anhand folgender Gleichungen berechnet:

$$\begin{aligned} \psi_d &= f(i_d, i_q) = \frac{\mathbf{u}_q - R_s \mathbf{i}_q}{\omega_{el}} \\ \psi_q &= f(i_d, i_q) = \frac{R_s \mathbf{i}_d - \mathbf{u}_d}{\omega_{el}} \end{aligned} \quad (4.85)$$

Da hierbei die dq-Ströme und Spannungen über ganze Perioden gemittelt werden, geht die enthaltene Winkelabhängigkeit verloren, so dass in diesem Testfall nur das Sättigungsverhalten untersucht werden kann. Die Analyse der Oberschwingungen wird im Abschnitt 4.6.3 gesondert betrachtet.

Die simulierten Flusskennfelder werden anhand der implementierten Maschinenmodelle berechnet und mit den messtechnisch am Prüfstand ermittelten Flusskennfeldern verglichen. Die relativen Abweichungen $\Delta\psi_d(i_d, i_q)$ und $\Delta\psi_q(i_d, i_q)$ sind dabei auf den Wertebereich des Gesamtflusses normiert. Die Berechnungsvorschrift dazu lautet:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_d(i_d, i_q) &= 100\% \cdot \left[\frac{\psi_d^{mdl}(i_d, i_q) - \psi_d^{real}(i_d, i_q)}{\max(\psi_d^{real}(i_d, i_q)) - \min(\psi_d^{real}(i_d, i_q))} \right] \\ \Delta\psi_q(i_d, i_q) &= 100\% \cdot \left[\frac{\psi_q^{mdl}(i_d, i_q) - \psi_q^{real}(i_d, i_q)}{\max(\psi_q^{real}(i_d, i_q)) - \min(\psi_q^{real}(i_d, i_q))} \right] \end{aligned} \quad (4.86)$$

Zur Quantifizierung des mittleren Fehlers wird der *Mean Absolute Error* (MAE) verwendet, der folgendermaßen definiert ist:

$$MAE = \frac{1}{n \cdot m} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m |X_a(i, j) - X_b(i, j)| \quad (4.87)$$

In der Abbildung 4.30 sind die Abweichungen zwischen den Simulationsergebnissen des *linearen Modells* und den Referenzkennfeldern dargestellt.

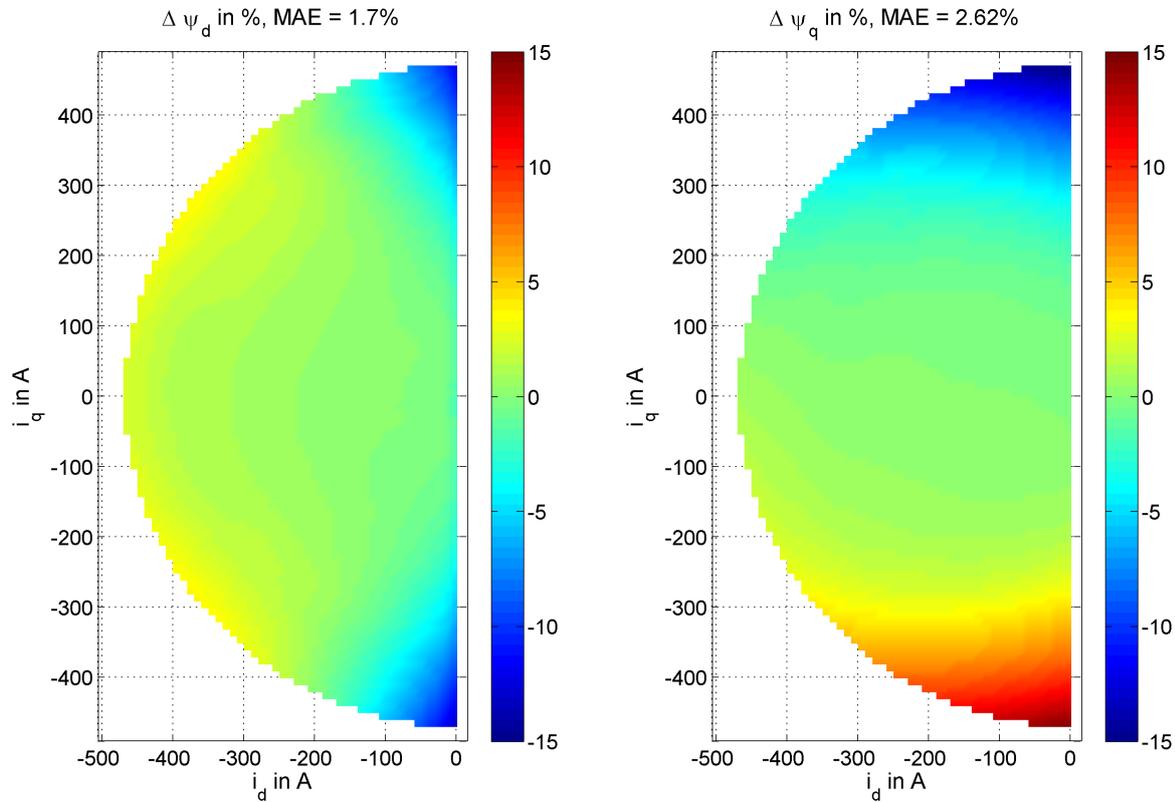


Abb. 4.30.: Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des *linearen Modells* und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)

Es ist dabei deutlich zu erkennen, dass die Abweichungen besonders in den Bereichen hoher Stromamplituden zum Teil bis zu $\pm 15\%$ betragen. Die Abweichungen sind damit zu begründen, dass die in den Referenzkennfeldern enthaltenen Sättigungen von dem *linearen Modell* nicht abgebildet werden können. Bei niedrigen Stromamplituden dagegen, wobei noch keine Eisensättigungen auftreten, arbeitet das Modell ausreichend genau. Damit bestätigt sich die These, die am Anfang dieses Kapitels aufgestellt wurde, dass das *lineare Modell* nicht ausreicht, um hoch ausgenutzte PMSM mit einer hinreichenden Genauigkeit zu beschreiben.

Die Abbildungen 4.31 und 4.32 veranschaulichen die Simulationsergebnisse des *Gesamtflussmo-*

dells bzw. des *differentiellen Induktivitätsmodells*.

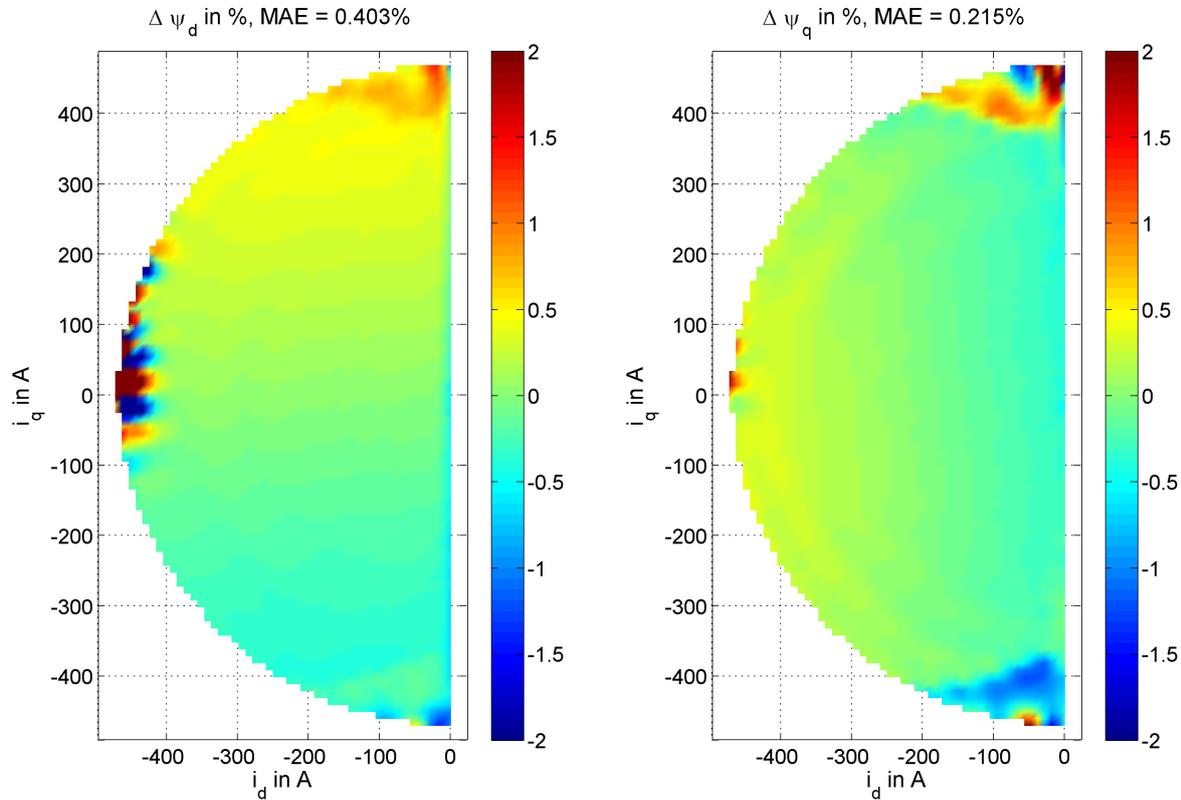


Abb. 4.31.: Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des **Gesamtflussmodells** und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)

Die Simulation des *Gesamtflussmodells* stimmt bis auf einige Ausreißer sehr gut mit den Referenzkennfeldern überein. Die Abweichungen betragen über weite Bereiche nur $\pm 0.5\%$. Beim *differentiellen Induktivitätsmodell* treten dagegen besonders in den Randbereichen deutliche Abweichung von bis zu $\pm 2\%$ auf. Die Ursachen liegen in den notwendigen Glättungen der Ableitungskennfelder ($l_{dd}, l_{dq}, l_{qd}, l_{qq}$). Trotz der geringen Fehler bilden beide Modelle das Eisensättigungsverhalten wesentlich besser ab als dies bei dem *linearen Modell* der Fall ist. Die mittleren absoluten Fehler (MAE) betragen sowohl in d- als auch in q-Richtung bei beiden Modellen deutlich unter 1 %.

In der Abbildung 4.33 sind die Simulationsergebnisse des *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells* dargestellt. Auch hier sind in den Randbereichen besonders bei hohen i_q und niedrigen i_d an einigen Stellen Abweichungen von $\pm 5\%$ zu erkennen. Im normalen Arbeitsbereich der IPMSM-Regelung dagegen gibt es eine sehr gute Übereinstimmung mit dem Messungen an der realen Maschine. Die in den Randbereichen auftretenden Abweichungen lassen sich wie bei dem *differentiellen Induktivitätsmodell* auf die notwendigen Glättungen der Ableitungskennfelder zurückführen.

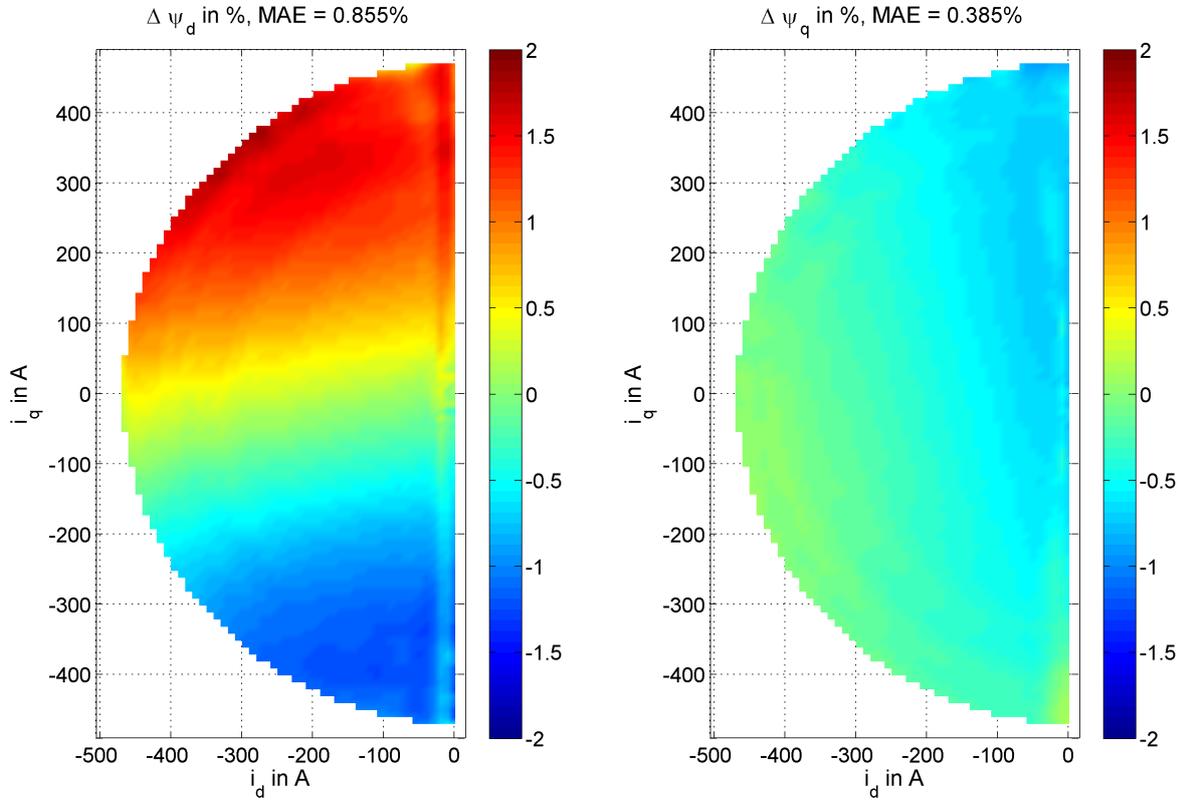


Abb. 4.32.: Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des **differentiellen Induktivitätsmodells** und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)

Zum Schluss werden in der Abbildung 4.34 noch die Simulationsergebnisse des *erweiterten Gesamtflussmodells* dargestellt. An einigen Stellen sind einige deutliche Unstetigkeiten zu erkennen, besonders an den Randbereichen bei hohen i_d . Problematisch an dem Modell ist, dass die Flusskennfelder an den Randbereichen nicht mehr definiert sind und daher extrapoliert werden mussten (siehe Abbildung 4.19). Werden Ströme gestellt, die über die Randbereiche hinaus gehen, kann das Modell instabil werden. Das Gleiche gilt übrigens auch für das *Standard-Gesamtflussmodell*. Wegen den zusätzlichen Oberschwingungen reagiert das *erweiterte Gesamtflussmodell* allerdings empfindlicher darauf. Insgesamt arbeitet das *erweiterte Gesamtflussmodell* im normalen IPMSM-Arbeitsbereich allerdings mit guter Genauigkeit. Beide erweiterten Modelle bilden Eisensättigungseffekte mit einem mittleren Fehler von unter 1 % ab.

Die Tabelle 4.5 fasst die mittleren Abweichungen noch einmal zusammen. Die besten Ergebnisse lieferte das *Gesamtflussmodell* mit mittleren Abweichungen von maximal 0.4 %. Das *differentielle Induktivitätsmodell* liefert mit mittleren Abweichungen von 0.86 % nur leicht schlechtere Ergebnisse. Das *lineare Modell* hat mit mittleren Fehlern bis zu 2.6 % am schlechtesten abgeschnitten. Solange die Induktivitäten nicht in Sättigung geraten, liefert das *lineare Modell* allerdings überraschend gute Ergebnisse. Lediglich bei hohen Stromamplituden können die Flussabweichungen bis zu 15% betragen. Das *lineare Modell* und das *Gesamtflussmodell* zeichnen sich

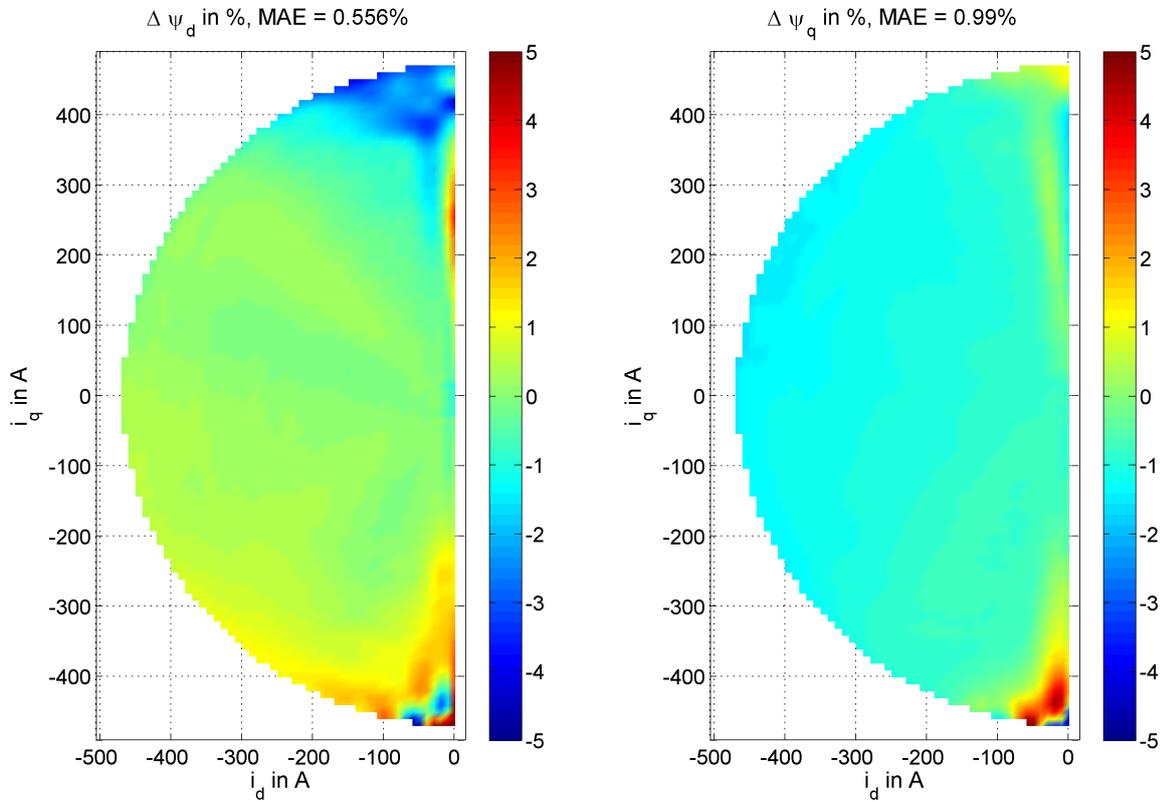


Abb. 4.33.: Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodells* und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)

allerdings zusätzlich auch durch eine gute numerische Stabilität aus.

Insgesamt sind mit Ausnahme des *linearen Modells* alle implementierten Modelle in der Lage, die Sättigungseffekte mit hinreichender Genauigkeit abzubilden. Sowohl das *erweiterte differentielle Induktivitätsmodell* als auch das *erweiterte Gesamtflussmodell* reagierten wegen der Winkelabhängigkeit und den Kennfeldableitungen bzw. -invertierungen sensibler auf Messrauschen, weshalb diese Modelle im Vergleich zu den bekannten Modellen keine wesentlichen Vorteile bei der Abbildung der Sättigungseffekten bieten.

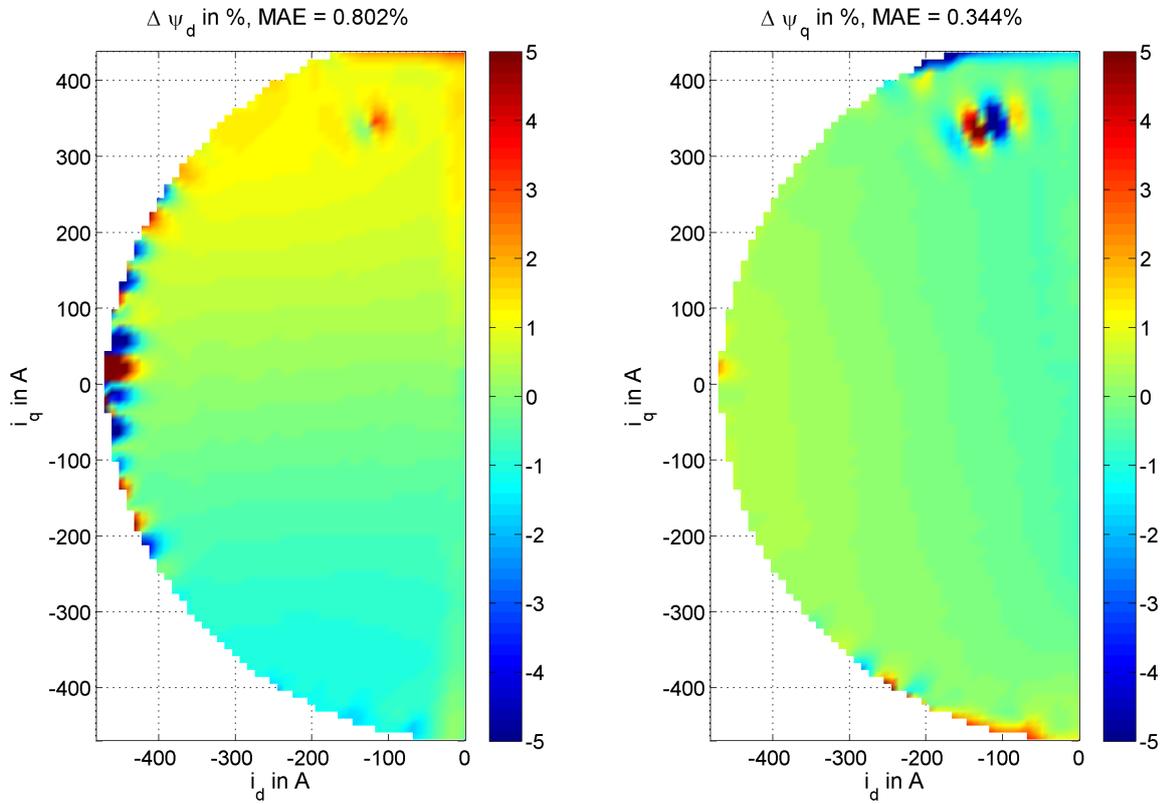


Abb. 4.34.: Relative Abweichungen zwischen den simulierten Kennfeldern des *erweiterten Gesamtflussmodells* und den gemessenen Referenzkennfeldern für ψ_d (links) und ψ_q (rechts)

Modell	$MAE(\Delta\psi_d(i_d, i_q))$	$MAE(\Delta\psi_q(i_d, i_q))$
lineares Modell	1.7 %	2.62 %
Gesamtflussmodell	0.4 %	0.22 %
Differentielles Induktivitätsmodell	0.86 %	0.39 %
Erweitertes differentielles Induktivitätsmodell	0.56 %	0.99 %
Erweitertes Gesamtflussmodell	0.80 %	0.34 %

Tab. 4.5.: Mittlere Abweichungen der Modellsimulationen zu den Referenzmessungen

4.6.3. Oberschwingungsanalyse

Im vorletzten Abschnitt der Validierung soll das Oberschwingungsverhalten der implementierten Modelle im geregelten, stationären Betrieb analysiert werden. Dazu wurde dem Stromregler zunächst ein stationärer Arbeitspunkt vorgegeben $[[i_d^* = -140A, i_q^* = 139A]]$. Der Arbeitspunkt wurde so gewählt, dass dieser mit den entsprechenden Messungen, die am Prüfstand durchgeführt wurden, vergleichbar ist.

Die Abbildung 4.35 stellt den am Prüfstand gemessenen sowie den anhand der Modelle simulierten Signalverlauf von i_q und das mittels FFT erzeugte Frequenzspektrum graphisch dar. Bei der realen Maschine ist dabei eine deutlich dominante 6. Harmonische (im dq-System) zu erkennen, die eine Amplitude von 4.5 A annimmt. Die 2. Harmonische, die eine Amplitude von 1.5 A annimmt, lässt sich auf eine Asymmetrie der Verstärkungsfaktoren der verwendeten Strommesszangen zurückführen und kann daher als Messfehler betrachtet werden.

Der q-Strom nimmt bei den drei bekannten Modellen relativ konstante Werte an und die auftretenden Oberschwingungsamplituden betragen maximal 1 A und sind damit vernachlässigbar. Sowohl das *erweiterte differentielle Induktivitätsmodell* als auch das *erweiterte Gesamtflussmodell* dagegen erzeugen, analog zu den Untersuchungen an der realen Maschine, eine deutlich ausgeprägte 6. Harmonische. Bei beiden Modelle beträgt die Amplitude dieser 6. Harmonischen 4 A und entsprechen damit mit guter Näherung der 6. Oberschwingungsamplitude der realen Maschine. Auffällig ist, dass alle simulierten Modelle, unabhängig von der Modellimplementierung, eine ausgeprägte 11. Harmonische mit einer Amplitude von 1 A besitzen. Es wird vermutet, dass dies auf die Regelung in der Simulationsumgebung zurückzuführen ist.

Im nächsten Schnitt soll die Amplitude der dominanten 6. Harmonische in Abhängigkeit vom gewählten Arbeitspunkt $[[i_d, i_q]]$ untersucht werden. Da die bekannten Modelle keine Oberschwingungen nachbilden können, wird hier hauptsächlich der Vergleich zwischen der realen Maschine und dem beiden erweiterten Modellen durchgeführt.

Die Abbildung 4.36 veranschaulicht den Amplitudenvergleich der 6. Harmonischen von i_q zwischen der realen Maschine und dem *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell*. Die Messungen an der realen Maschine beweisen, dass die Amplitude der dominanten Harmonischen über weite Teile des normalen Betriebsbereiches mit etwa 5 A als konstant angenommen werden kann. Lediglich in dem Bereich des hohen q-Stromes ($i_q > 350$ A) und niedrigen d-Stromes ($i_d < 150$ A) steigen die Amplituden schlagartig auf bis zu 40 A. Die Gründe für den Anstieg können in der starken Sättigung von L_q liegen. Durch die geringe Induktivität in diesem Arbeitsbereich wird der Stromregler instabil. Da dieser Bereich aufgrund der MTPC-Strategie im normalen Betrieb nicht angefahren wird, sind die Oberschwingungen in diesem Bereich vernachlässigbar. Im Amplitudenvergleich der Abbildung 4.36 zwischen realer Maschine und *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell* wird allerdings deutlich, dass bis auf einige geringe Abweichungen die Amplitudenhöhe der 6. Harmonischen in den meisten Arbeitspunkten vom Modell sehr gut nachgebildet wird. Nun wird deutlich, dass das *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell* einen wesentlichen Vorteil gegenüber den einfachen Modellen besitzt.

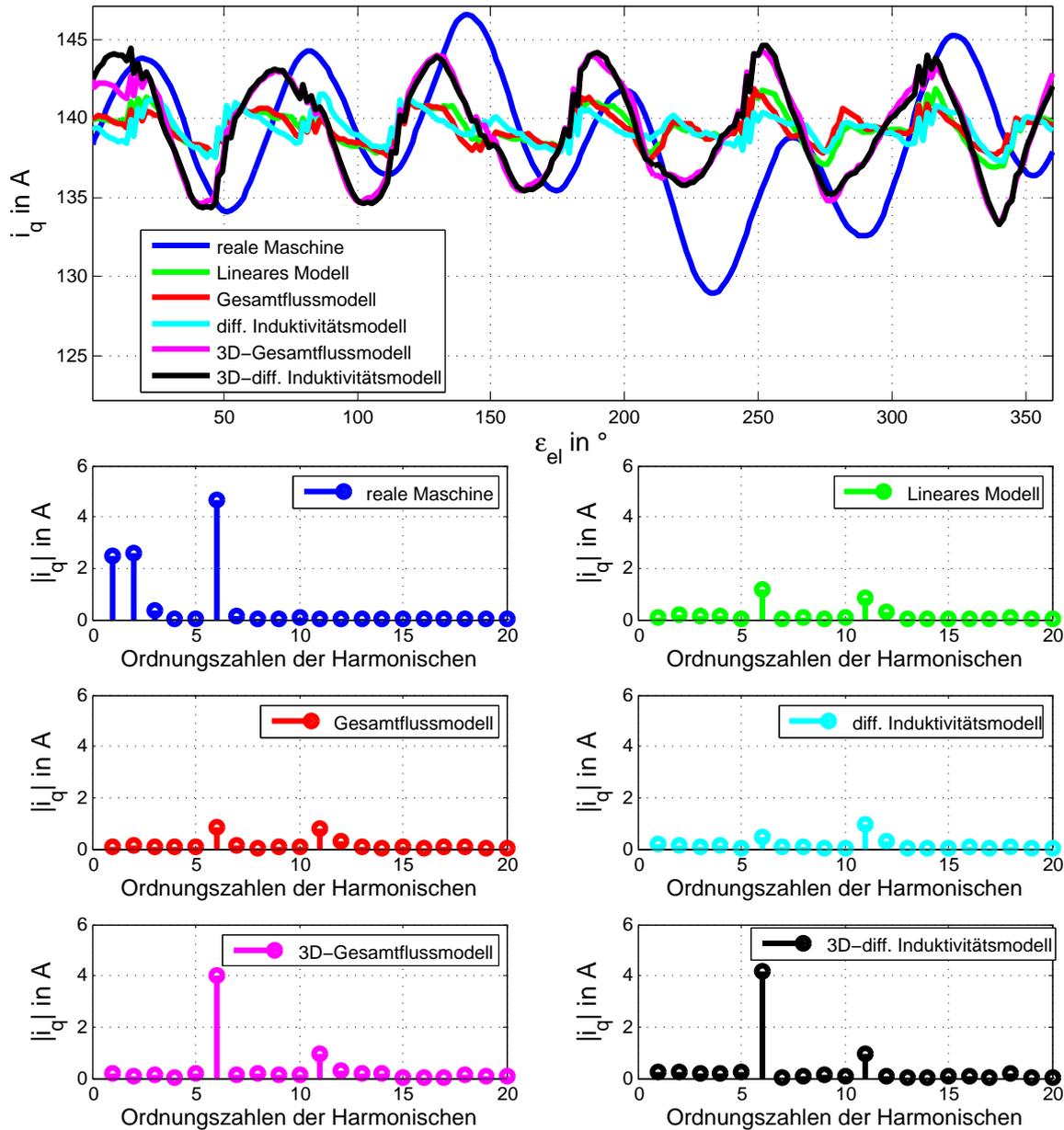


Abb. 4.35.: Vergleich der Frequenzspektren von i_q in einem stationären Arbeitspunkt

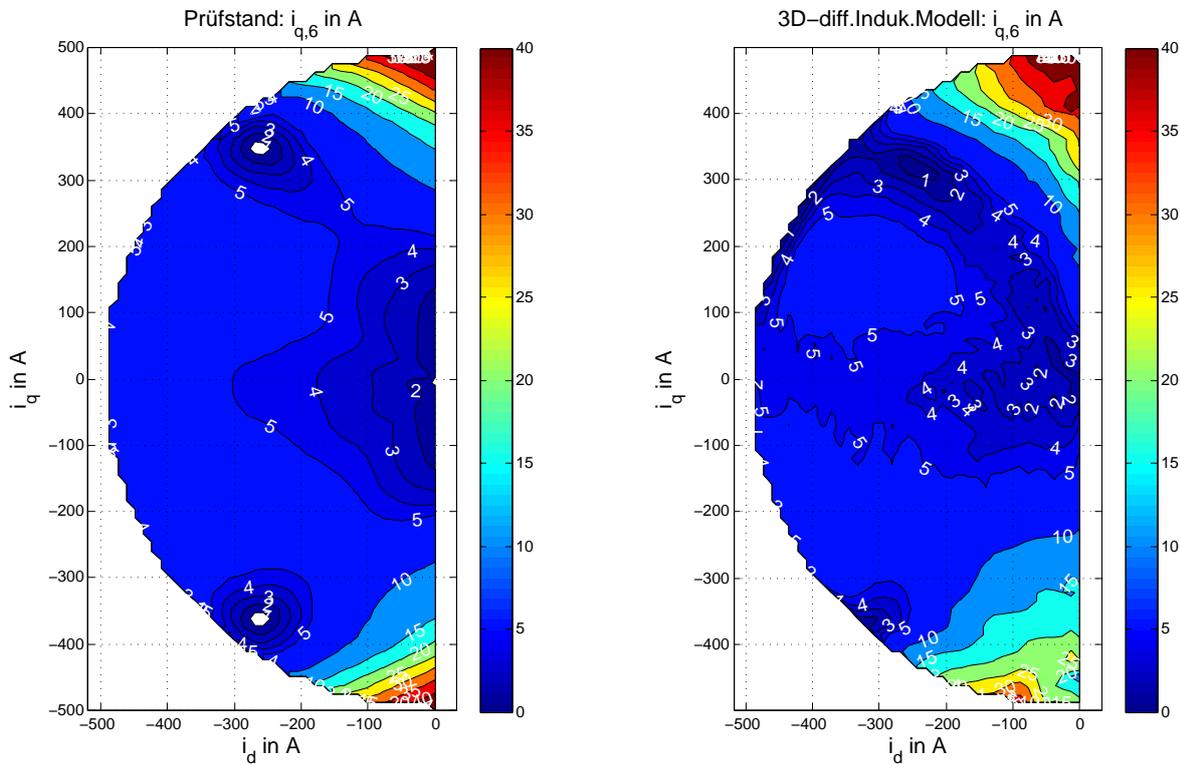


Abb. 4.36.: Amplitudenvergleich der dominanten 6. Harmonischen von i_q zwischen der realen Maschine (links) und dem erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell (rechts) bei Drehzahl $n = 400 \text{min}^{-1}$

In der Abbildung 4.37 (links) wird im Vergleich dazu das Ergebnis des *Standard-Gesamtflussmodells* dargestellt. Es werden von dem Modell keine Harmonischen (bis auf Instabilitäten in den Randbereichen) über den gesamten Arbeitsbereich nachgebildet.

In der Abbildung 4.37 (rechts) werden die 6. Harmonischen des *erweiterten Gesamtflussmodells* dargestellt. Dieses Modell kann Harmonische analog zum *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell* ebenfalls arbeitspunktabhängig nachbilden. Allerdings führten Unstetigkeiten in den Randbereich zu numerischen Instabilitäten, so dass diese Bereiche in den Ergebnissen nicht angezeigt werden konnten.

In diesem Abschnitt konnte bewiesen werden, dass beide neu entwickelten Modelle im Gegensatz zu den bekannten Modellen in der Lage ist, sowohl die Sättigungseffekte als auch Oberschwingungen abzubilden. Die Güte der Abbildung von Sättigungseffekten ist allerdings durch die Art der Parametrierung mittels dreidimensionaler Kennfelder schlechter als bei dem *Gesamtflussmodell*, das lediglich zweidimensionale Kennfelder verwendet.

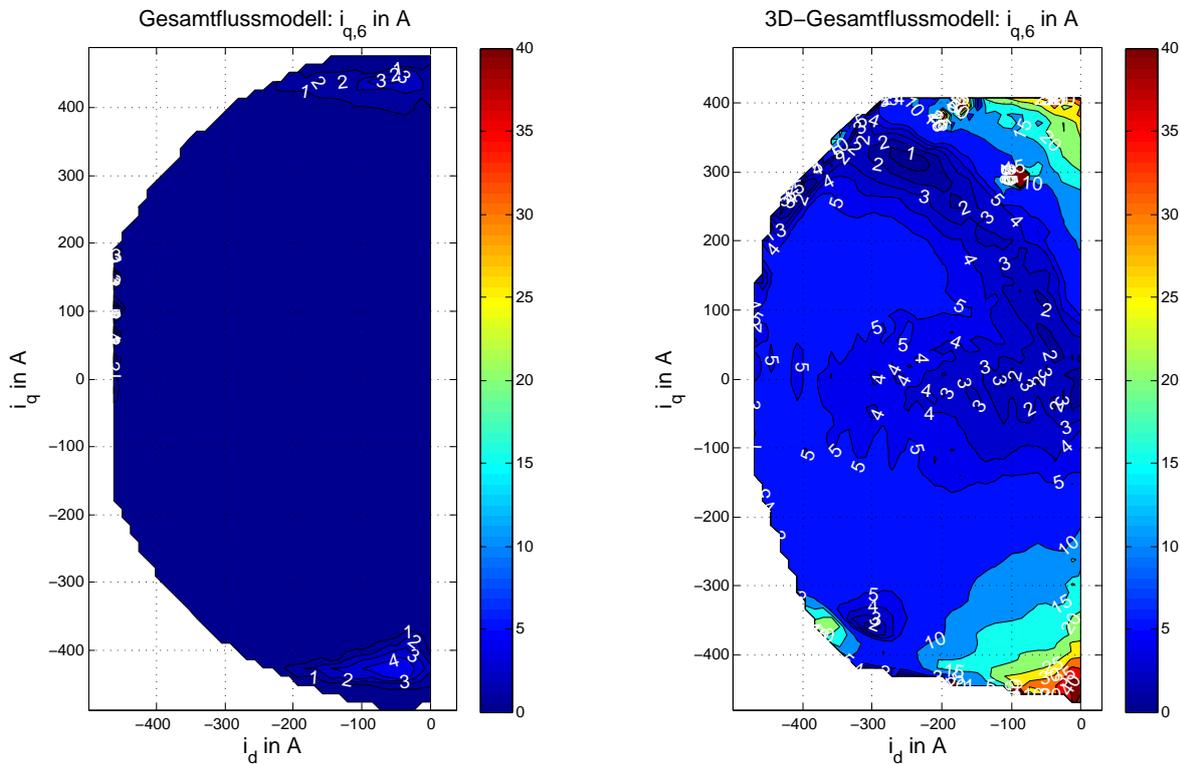


Abb. 4.37.: Amplitudenvergleich der dominanten 6. Harmonischen von i_q zwischen dem Gesamtflussmodell (links) und dem erweiterten Gesamtflussmodell (rechts) bei Drehzahl $n = 400 \text{min}^{-1}$

4.6.4. Sprungantwort

Im letzten Abschnitt soll noch ein Vergleich der Sprungantworten der Modelle mit den Referenzmessungen erfolgen, damit die Dynamik der Modelle validiert werden kann. Die Abbildung 4.38 veranschaulicht dabei die Ergebnisse. Folgendes Fazit lässt sich daraus ableiten:

- Einregel- und Beruhigungszeiten sind bei allen Modellen nahezu identisch und stimmen sehr gut mit den Prüfstandsmessungen überein.
- M_{soll} wird vom *Gesamtflussmodell* und von den erweiterten Modellen am genauesten erreicht.
- Die Oberschwingungen werden nur von den erweiterten Modellen mit guter Genauigkeit nachgebildet. Lediglich im dynamischen Drehmomentanstieg weicht die Amplitude- und Frequenz der dominanten Oberschwingung bei den Prüfstandsmessungen ab. Dies liegt wahrscheinlich an der nicht-konstanten Drehzahl der Lastmaschine beim Drehmomentensprung.

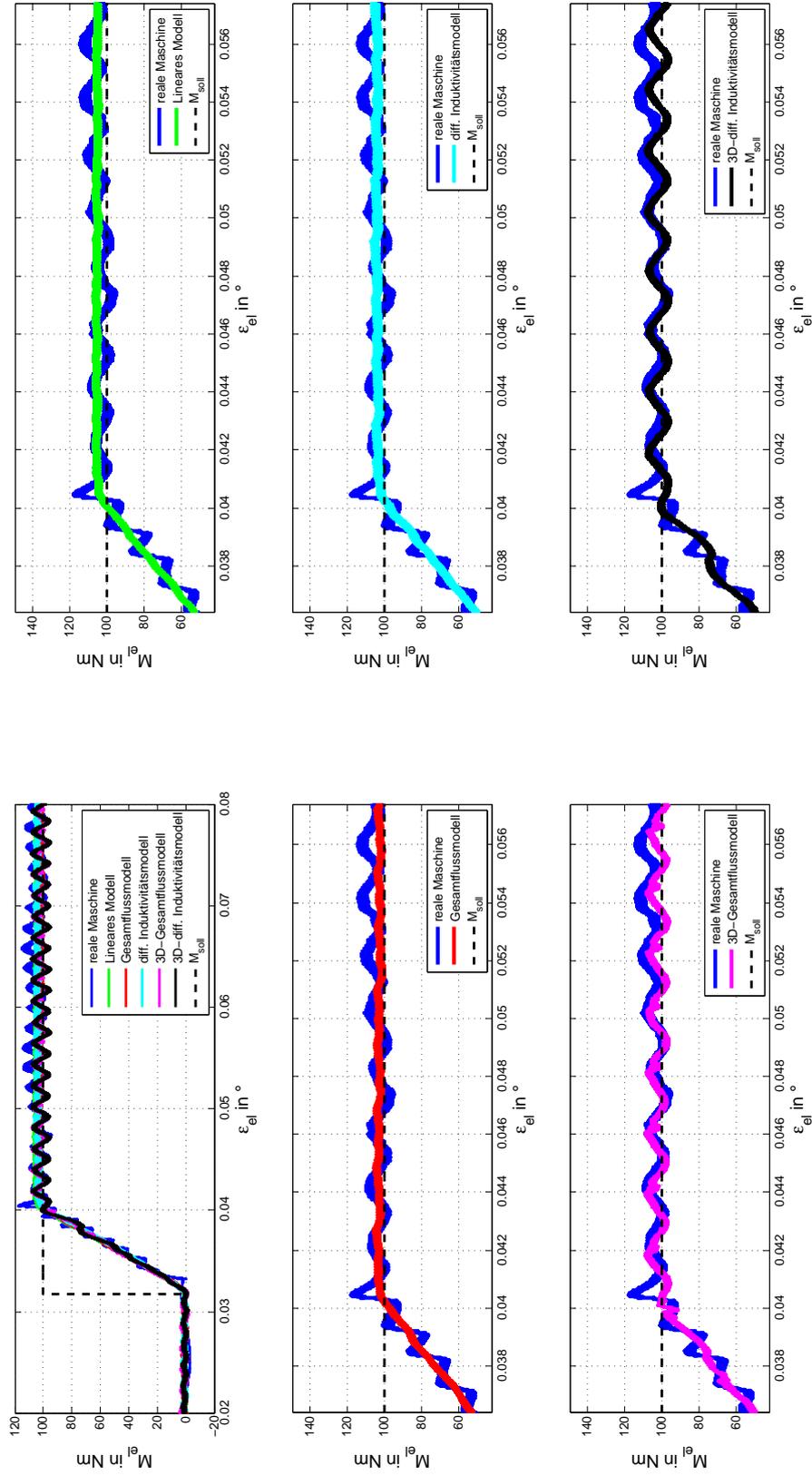


Abb. 4.38.: Sprungantworten der implementierten Modelle und Vergleich mit realer Maschine bei Drehmomentsprung von 0 auf 100 Nm bei $n = 400 \text{ min}^{-1}$

4.7. Fazit

In diesem Kapitel wurden verschiedene bereits aus der Literatur bekanntem Modelle vorgestellt und mit zwei neu entwickelten, nichtlinearen Modellen auf ihre Fähigkeit hin untersucht Sättigungseffekte und Oberschwingungen nachzubilden. Es stellte sich heraus, dass einige bekannten Modelle wie das *Gesamtflussmodell* sehr gut das Eisensättigungsverhalten abbilden können, allerdings die Harmonischen komplett vernachlässigen. Sowohl das *erweiterte differentielle Induktivitätsmodell* als auch das *erweiterte Gesamtflussmodell* konnten die Sättigungseffekte ebenfalls mit begrenzter Genauigkeit abbilden und zusätzlich die Oberschwingungen in den Phasenströmen simulieren. Dies konnte sowohl in dem Kurzschlussversuch als auch im geregelten Betrieb bestätigt werden. Die Genauigkeit der Oberschwingungsamplituden konnte besonders beim *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell* mit „sehr gut“ bewertet werden. Das *erweiterte Gesamtflussmodell* dagegen hatte besonders in den Randbereichen numerischen Probleme, die zur Instabilität führen können. Dies kann allerdings möglicherweise durch ein besseres Mess- und Extrapolationsverfahren korrigiert werden.

Aus Sicht der praktischen Implementierung in einem E-Maschinen-Emulator ist das *erweiterte differentielle Induktivitätsmodell* sehr anspruchsvoll, da es insgesamt acht dreidimensionale Kennfelder benötigt. Die erforderliche Speichermenge betrug in dem Versuchen über 220 MB, was die Kapazität von heutigen FPGAs überschreitet. Zudem ist die Parametrierung des Modells anspruchsvoll, denn es werden winkelabhängige Flusskennfelder benötigt, die sehr anfällig für Messrauschen sind.

Der Mehrwert der arbeitspunktabhängigen Oberschwingungsamplituden und die schlechtere Nachbildung der Sättigungseffekte im Vergleich zum *Gesamtflussmodell* rechtfertigen den deutlichen Mehraufwand in der Implementierung und der Parametrierung des Modell nicht. Für den praktischen Einsatz in einem E-Maschinen-Emulator, der in der Entwicklung von elektrischen Antrieben eingesetzt werden soll, muss man sich daher eines einfacheren Modells bedienen.

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

Nachdem im Kapitel 3 die theoretischen Grundlagen eines E-Maschinen-Emulators beschrieben und im Kapitel 4 die Modellierung von permanenten Synchronmaschinen vertieft wurde, soll sich in diesem Kapitel mit der Realisierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators beschäftigt werden. Aufgrund des Echtzeitkriteriums müssen dazu einige Abstriche bezüglich der nichtlinearen Modellierung gemacht werden, damit das Modell auf heutiger Hardware in Echtzeit lauffähig ist. Durch das zunehmende Bestreben der Automobilhersteller seriensreife Hybrid- und Elektrofahrzeuge zu entwickeln, sind in den letzten Jahren kommerzielle Anbieter von Emulationssystemen auf den Markt getreten.

5.1. Prüfstands Aufbau

Im Rahmen dieser Dissertation wurde in der Entwicklungsabteilung für Antriebsumrichter der *Daimler AG* ein Antriebsumrichterprüfstand mit einem E-Maschinen-Emulator aufgebaut, der in der Abbildung 5.1 dargestellt ist. Der E-Maschinen-Emulator wurde von der *SET Power*

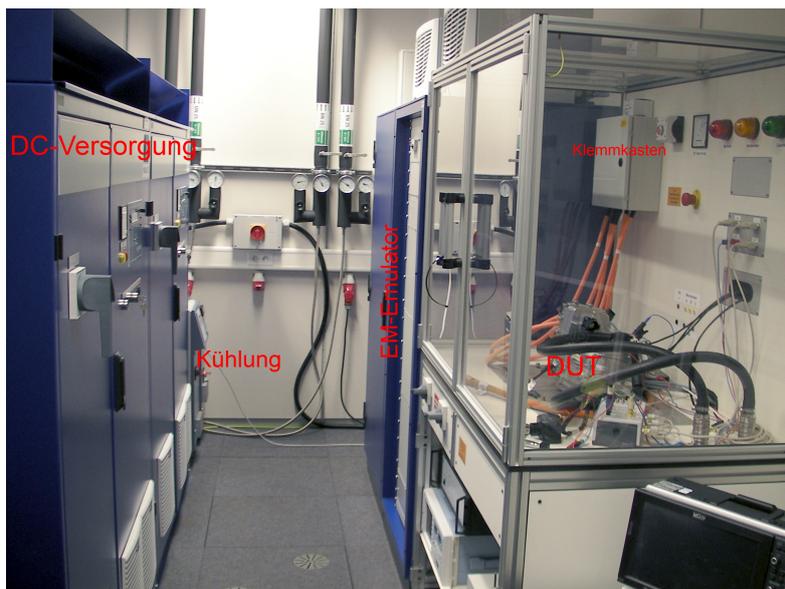


Abb. 5.1.: Komplettansicht des Umrichterprüfstandes mit E-Maschinen-Emulator

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

Systems GmbH mit Sitz in *Wangen im Allgäu* entwickelt. Der wesentliche Vorteil des Systems dieses Herstellers ist, dass der E-Maschinen-Emulator einen Multi-Level-Inverter zur Regelung der Phasenströme verwendet, wie er im Abschnitt 3.6 beschrieben wurde. Die Systeme anderer kommerzieller Hersteller [46][47] verwenden langsam-schaltende Two-Level-Inverter und passen sich durch eine Induktivitätsmatrix den realen Phaseninduktivitäten des jeweils simulierten Motors an. Für stationäre Arbeitspunkte, wie z.B. für End-of-Line-Tests, ist das in den meisten Fällen akzeptabel, jedoch für die Entwicklung von hoch dynamischen Regelungen nicht ausreichend [54].

Die Tabelle 5.1 fasst die technischen Daten des verwendeten E-Maschinen-Emulators zusammen. Der Emulator ist für eine Leistung von 100 kW ausgelegt und kann mit einem maximalen

Eigenschaft	Wert
Hersteller	SET Power Systems GmbH
Bezeichnung	SET E-Motor-Emulator EME 400-400
Nennleistung P_{el}	100 kW
Zwischenkreisspannung U_{zk}	450 V
max. Phasenstrom I_{eff}	400 A
Inverteraufbau	8x Interleaved, $f_{IGBT} = 100$ kHz
Summenschaltfrequenz	$f_{s,\Sigma} = 800$ kHz, $T_u = \frac{3}{2} \frac{1}{f_{s,\Sigma}} = 1.875 \mu s$
Hardware für Modellberechnung	Xilinx Virtex FPGA
Schnittstellen zum Steuerrechner	CAN, TCP/IP, Analog
Schnittstellen zum Prüfling	Resolver-Simulation, NTC-Simulation (Motortemperatursensor)

Tab. 5.1.: Technische Daten des verwendeten E-Maschinen-Emulators

Phasenstrom von 400 A belastet werden. Als Schutzmaßnahme ist eine Überstrombegrenzung und eine Zwischenkreisladeeinheit integriert, damit der Prüfling im Fehlerfall nicht beschädigt wird. Der Emulator wird mit einer Zwischenkreisspannung von 450 V betrieben. Es ist unbedingt notwendig, dass der Prüfling immer mit einer geringeren Zwischenkreisspannung als der Emulator versorgt wird, da der Emulator eine gewisse Spannungsreserve zur Regelung der Phasenströme benötigt. Der Emulatorumrichter besteht aus mehreren parallelen B6-Brücken, deren Teilzweige über Kopplungsinduktivitäten entkoppelt werden (siehe Abbildung 3.25). Durch ein phasenverschobenes IGBT-Schaltmuster (Interleaving) wird eine Gesamtschaltfrequenz von $f_s = 800$ kHz erreicht. Dies ist eine um das 80-fach höhere Schaltfrequenz als bei Antriebsumrichtern in elektrisch betriebenen Fahrzeugen üblich ist. Die hohe Schaltfrequenz führt dazu, dass der Stromrippel, verursacht durch den Emulatorumrichter, im Vergleich zu dem des Prüflings verschwindend gering ist und außerdem sehr steile Stromgradienten ausgeregelt werden können. Die Erfassung der Phasenspannungen erfolgt nach der Methode „Direkte PWM-Erfassung“, die im Abschnitt 3.3.1 beschrieben wurde. Es ist deshalb notwendig, das E-Maschinen-Modell auf einer FPGA-basierten Plattform zu berechnen. Mit einem leistungsfähigen Xilinx Virtex FPGA werden Abtastzeiten von 300 ns erreicht. Die Steuerung und Parametrierung des Emulators erfolgt wahlweise über ein spezielles CAN oder TCP/IP-Protokoll. Es stehen auch mehrere Ana-

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

logschnittstellen von bestimmten Signalen wie Drehzahl, Drehmoment oder elektrischen Winkel zur Visualisierung auf einem Oszilloskop zur Verfügung. Die Schnittstellen vom Emulator zum Prüfling sind, neben den Phasenleitungen, die simulierten Resolver signale sowie eine Simulation eines NTC, der für die Erfassung der Motortemperatur im Fahrzeug notwendig ist.

Zusätzlich zu dem E-Maschinen-Emulator sind noch eine Reihe anderer Geräte zum Betrieb notwendig. Die Abbildung 5.2 veranschaulicht den Aufbau des gesamten Antriebsumrichterprüfstandes. Zur Gleichspannungsversorgung des Prüflings und des Emulators werden zwei Vierqua-

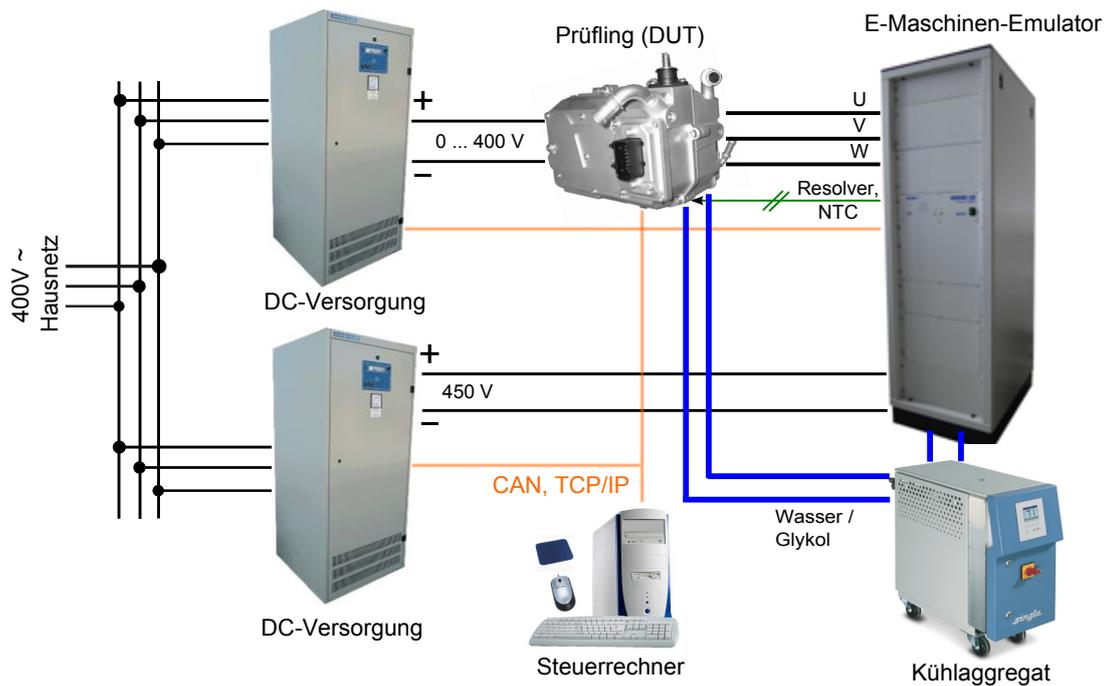


Abb. 5.2.: Aufbau des Antriebsumrichterprüfstandes mit E-Maschinen-Emulator

drantensteller benötigt, die an das Dreiphasenwechselstromnetz angeschlossen sind. Die Spannungslage der DC-Versorgung des Prüflings ist variabel und kann an die Bedürfnisse des Prüflings angepasst werden. Optional ist auch die Simulation eines Batteriemodells mit variablem Innenwiderstand möglich. Der Prüfling befindet sich in einer berührungsgeschützten Prüflingaufnahme (siehe Abbildung 5.1) und ist direkt über die drei Phasenleitungen mit dem E-Maschinen-Emulator verbunden. Die einzigen Rückkopplungen stellen die Resolver signale und der Motortempersensor dar, die auch in der realen Maschine vorhanden sind. Die übertragene Leistung wird von dem Emulatorzwischenkreis über einen zweiten Vierquadrantensteller zurück ins Hausnetz gespeist. Da der Leistungsfluss zirkuliert, werden im stationären Fall nur die Verluste aus dem Netz entnommen. Weil die einzelnen Umformungsprozesse verlustbehaftet sind und ein gewisser Teil der Energie in Wärme übergeht, muss diese durch eine Wasserkühlung abgeführt werden. Die gesamte Prüfstandssteuerung übernimmt ein PC mit einer speziellen Steuerungssoftware, die im Rahmen dieser Dissertation entstanden ist. Die Software bedient die Kommunikationsschnittstellen der einzelnen Prüfstandskomponenten. Die Hauptfunktionen sind, neben dem Setzen der Sollwertvorgaben, auch die Überwachung, Messdatenaufzeichnung, Visualisierung und Parame-

trierung des E-Maschinen-Modells. Nähere Erläuterungen dazu sind im Anhang A.3 zu finden.

5.2. Echtzeitfähiges E-Maschinen-Modell

Im letzten Kapitel wurden bereits Modellierungsformen für E-Maschinen-Modelle untersucht, die Sättigungseffekte und Oberschwingungen nachbilden können. Das *erweiterte differentielle Induktivitätsmodell* konnte dies zwar leisten, eignet sich allerdings wegen der hohen Komplexität nicht zur Anwendung im praktischen Einsatz. Aus diesen Gründen musste ein wesentlich einfacheres Modell zum Einsatz kommen, das trotzdem mit hinreichender Genauigkeit die Sättigungseffekte und Oberschwingungen nachbilden kann. In Zusammenarbeit mit der *SET Power System GmbH* wurde ein Modell implementiert, das den Anforderungen genügen konnte, jedoch einfach genug war, um auf einem handelsüblichen FPGA implementiert zu werden. Wegen der guten Ergebnissen im Kapitel 4 und der einfachen Struktur wurde das *Gesamtflussmodell* gewählt, das mit einer geringen Modifizierung auch Harmonische nachbilden kann. Das Modell wurde im Rahmen dieser Dissertation bereits auf dem *European Electric Vehicle Congress 2012* vorgestellt [56].

Der Ansatz des Modells wurde bereits im Abschnitt 4.2.2 beschrieben und soll hier nur noch einmal wiederholt werden. Die Gleichungen (5.1) und (5.2) beschreiben die Spannungsdifferentialgleichung bzw. die Berechnung des Luftspaltdrehmomentes.

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dot{\psi}_d - \omega_{el} \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \dot{\psi}_q + \omega_{el} \psi_d \end{cases} \quad (5.1)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (5.2)$$

Auf die Winkelabhängigkeit der Flusskennfelder wurde dieses Mal verzichtet, so dass die magnetischen Flussverkettungen nur abhängig von i_d und i_q sind.

$$\psi_d = f_1(i_d, i_q) \quad \text{und} \quad \psi_q = f_2(i_d, i_q) \quad (5.3)$$

Die Abbildung 5.3 veranschaulicht die Modellimplementierung. Bis hierher entspricht das Modell dem Standard-Gesamtflussmodell, wie es bereits im Kapitel 4 zu Validierungszwecken implementiert wurde. Im Block $\psi_{dq} \mathbf{2} i_{dq}$ wird der Vektor der Flussverkettung ψ_{dq} in einen Phasenstromvektor i_{dq} , der als Modellausgangsgröße erforderlich ist, umgewandelt. Im einfachsten Fall befinden sich in diesem Block zwei 2D-Kennfelder in dem die invertierten Flusskennfelder f_1^* und f_2^* enthalten sind:

$$\begin{cases} i_d = f_1^*(\psi_d, \psi_q) \\ i_q = f_2^*(\psi_d, \psi_q) \end{cases} \quad (5.4)$$

Durch eine geringe Modifikation werden die Harmonischen des Permanentmagnetflusses im Modell berücksichtigt. Dazu werden zwei eindimensionale Look-Up-Tables f_{hd} und f_{hq} hinzugefügt

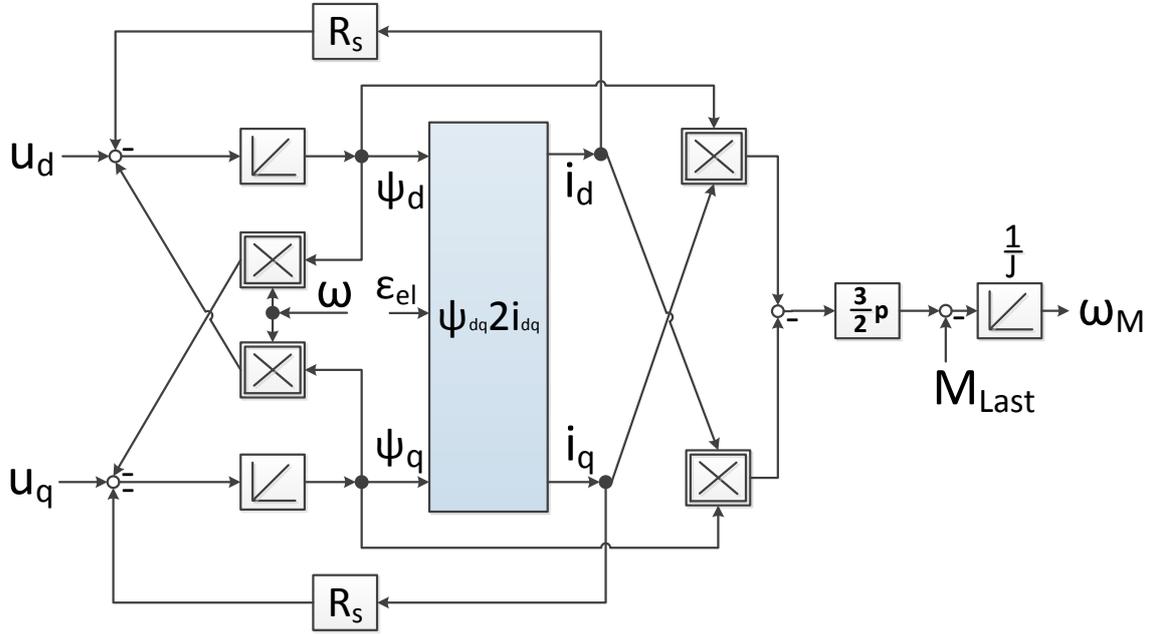


Abb. 5.3.: Implementierung des Gesamtflussmodells

in dem ein zusätzlicher winkelabhängiger Flussbetrag enthalten ist. Dieser wird nach Gleichung (5.5) zu der Flussverkettung ψ_{dq} hinzuaddiert.

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_d &= \psi_d + \psi_{d,harm} = \psi_d + f_{hd}(\varepsilon_{el}) \\ \hat{\psi}_q &= \psi_q + \psi_{q,harm} = \psi_q + f_{hq}(\varepsilon_{el})\end{aligned}\quad (5.5)$$

Ein Ansatz zur Berechnung dieser Kennlinien wurde bereits in [30, S. 18] vorgestellt. Mit $\psi_{P,a}(\varepsilon_{el})$ wird der verkettete Permanentmagnetfluss der Phase a bezeichnet. Dieser lässt sich, Halbschwingungssymmetrie unterstellt, als Fourierreihe mit ungeraden Koeffizienten $\Psi_{P,n}$ darstellen.

$$\psi_{P,a}(\varepsilon_{el}) = \Psi_{P,1} \cos(\varepsilon_{el}) + \Psi_{P,3} \cos(3\varepsilon_{el}) + \Psi_{P,5} \cos(5\varepsilon_{el}) + \dots \quad (5.6)$$

Geht man nun von einer symmetrischen, dreiphasigen Maschine aus, so gilt [30]:

$$\begin{aligned}\psi_{P,b}(\varepsilon_{el}) &= \psi_{P,a}\left(\varepsilon_{el} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_{P,c}(\varepsilon_{el}) &= \psi_{P,a}\left(\varepsilon_{el} + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (5.7)$$

Nach anschließender Transformation des Gleichungssystems mit der Transformationsmatrix \mathbf{T}_{32} gilt im $\alpha\beta$ -System folgender Zusammenhang [30]:

$$\begin{aligned}\psi_{P,\alpha}(\varepsilon_{el}) &= \Psi_{P,1} \cos(\varepsilon_{el}) + \Psi_{P,5} \cos(5\varepsilon_{el}) + \Psi_{P,7} \cos(7\varepsilon_{el}) + \dots \\ \psi_{P,\beta}(\varepsilon_{el}) &= \Psi_{P,1} \sin(\varepsilon_{el}) - \Psi_{P,5} \sin(5\varepsilon_{el}) + \Psi_{P,7} \sin(7\varepsilon_{el}) - \dots\end{aligned}\quad (5.8)$$

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

Die resultierenden Harmonischen im symmetrischen, dreiphasigen System besitzen also stets die Ordnungszahlen $6k + 1$ und $6k - 1$. Nach Anwendung der Rotationstransformation durch Multiplikation des Gleichungssystems mit der Transformationsmatrix \mathbf{Q}^{-1} ergibt sich im dq -System folgender Zusammenhang [30]:

$$\begin{aligned}\psi_{P,d(\varepsilon_{el})} &= \Psi_{P,1} + (\Psi_{P,5} + \Psi_{P,7}) \cos(6\varepsilon_{el}) + (\Psi_{P,11} + \Psi_{P,13}) \cos(12\varepsilon_{el}) + \dots \\ \psi_{P,q(\varepsilon_{el})} &= (-\Psi_{P,5} + \Psi_{P,7}) \sin(6\varepsilon_{el}) + (-\Psi_{P,11} + \Psi_{P,13}) \sin(12\varepsilon_{el}) + \dots\end{aligned}\quad (5.9)$$

An der Gleichung (5.9) ist zu erkennen, dass die Flussharmonischen im dq -System immer in den Ordnungszahlen $6k$ auftreten. Die Fourierkoeffizienten $\Psi_{P,n}$ können durch eine Fourier-Analyse (Amplitudenspektrum) der EMK bestimmt werden. Das Amplitudenspektrum der Abbildung 4.2 verdeutlicht, dass erwartungsgemäß nur Harmonische der Ordnungszahlen 5, 7, 11 und 13 auftreten [30].

Zur Berechnung der Kennlinien f_{hd} und f_{hq} kann die Gleichung (5.10) verwendet werden.

$$\begin{aligned}f_{hd}(\varepsilon_{el}) &= \sum_{k=1}^{\infty} (\Psi_{P,6k-1} + \Psi_{P,6k+1}) \cdot \cos(6k\varepsilon_{el}) \\ f_{hq}(\varepsilon_{el}) &= \sum_{k=1}^{\infty} (-\Psi_{P,6k-1} + \Psi_{P,6k+1}) \cdot \sin(6k\varepsilon_{el})\end{aligned}\quad (5.10)$$

Wird neben dem Amplitudenspektrum Ψ_P auch das Phasenspektrum ϕ_P der Fourieranalyse verwendet, so erweitert sich die Gleichung gemäß (5.11).

$$\begin{aligned}f_{hd}(\varepsilon_{el}) &= \sum_{k=1}^{\infty} (\Psi_{P,6k-1} \cdot \cos(6k\varepsilon_{el} + \phi_{P,6k-1}) + \Psi_{P,6k+1} \cdot \cos(6k\varepsilon_{el} + \phi_{P,6k+1})) \\ f_{hq}(\varepsilon_{el}) &= \sum_{k=1}^{\infty} (-\Psi_{P,6k-1} \cdot \sin(6k\varepsilon_{el} + \phi_{P,6k-1}) + \Psi_{P,6k+1} \cdot \sin(6k\varepsilon_{el} + \phi_{P,6k+1}))\end{aligned}\quad (5.11)$$

Die Abbildung 5.4 veranschaulicht die Implementierung des $\psi_{dq} \mathbf{2}i_{dq}$ -Blocks. Die Berechnung des Stromvektors i_{dq} erfolgt, wie bei dem *Gesamtflussmodell* üblich, anhand der invertierten Flusskennfelder f_1^* und f_2^* gemäß der Gleichung (5.12)

$$\begin{aligned}i_d &= f_1^*(\hat{\psi}_d, \hat{\psi}_q) \\ i_q &= f_2^*(\hat{\psi}_d, \hat{\psi}_q)\end{aligned}\quad (5.12)$$

Alternativ kann über ein Modellauswahlparameter die Stromberechnung anhand der Gleichung (5.13) erfolgen, was der Berechnungsweise im *linearen Modell* entspricht.

$$\begin{aligned}i_d &= \frac{\hat{\psi}_d - \psi_P}{L_d} \\ i_q &= \frac{\hat{\psi}_q}{L_q}\end{aligned}\quad (5.13)$$

Dies ist von Vorteil, wenn beispielsweise die Maschinenkennfelder nicht verfügbar sind. Der Vorteil des *modifizierten Gesamtflussmodells* liegt neben der einfachen Struktur in seiner Flexibilität, denn Sättigungseffekte und Harmonische sind beliebig zuschaltbar.

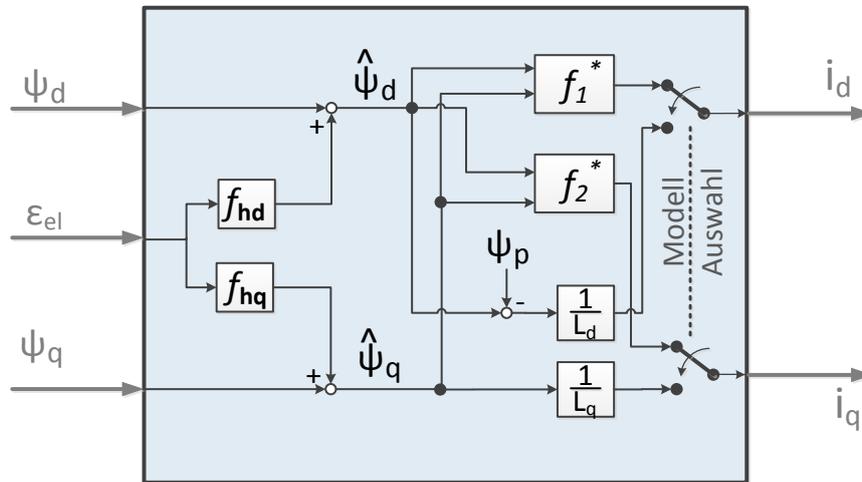


Abb. 5.4.: Blockschaltbild des $\psi_{dq}2i_{dq}$ -Blocks

5.3. Parametrierung des E-Maschinen-Emulatormodells

5.3.1. Parametrierungssoftware

Das im vorherigen Abschnitt vorgestellte E-Maschinen-Modell wurde auf einem FPGA implementiert. Die zum Modell zugehörigen Parameter und Look-Up-Tables können während der Laufzeit geändert werden. Dazu werden im E-Maschinen-Emulator über ein Interfaceboard die Speicherzellen eines Dual-Port-RAMs beschrieben. Damit der Anwender komfortabel neue Datensätze zur Parametrierung der Modelle erzeugen kann, wurde ein Programm auf Basis von Matlab™ entwickelt, das eine graphische Oberfläche dazu bereitstellt. Das *PMSM-Tool* ist in der Abbildung 5.5 dargestellt. Mit Hilfe dieses Programms ist es möglich, Maschinendatensätze aus verschiedenen Quellen zu importieren. Dies können Messungen sein, die an E-Maschinen-Prüfständen durchgeführt wurden oder Ergebnisse von FEM-Berechnungen (Finite Elemente Methode). Diese beiden Methoden werden genauer in den nächsten beiden Unterabschnitten erläutert. Die gespeicherten Maschinendatensätze können mittels der im Abschnitt A.3 vorgestellten Software direkt an den E-Maschinen-Emulator übertragen werden. Eine wichtige Funktion der Software ist die Invertierung der Flusskennfelder $[f_1, f_2] \rightarrow [f_1^*, f_2^*]$, die für das *Gesamtflussmodell* notwendig sind (Gleichung (5.12)). Dies erfolgt über einen speziellen Kennfeldinvertierungsalgorithmus. Da nach der Invertierung einige Bereiche des Ausgangsraumes nicht definiert sind, wurde ein Extrapolationsalgorithmus entwickelt, der auf der Dilatation¹ und dem Nearest-Neighbor-Interpolator beruht. Die Abbildung 5.6 veranschaulicht den Algorithmus der Kennfeldinvertierung.

¹Die Dilatation ist ein morphologischer Basis-Operator in der digitalen Bildverarbeitung zur iterativen Anlage- rung in Binärbildern

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

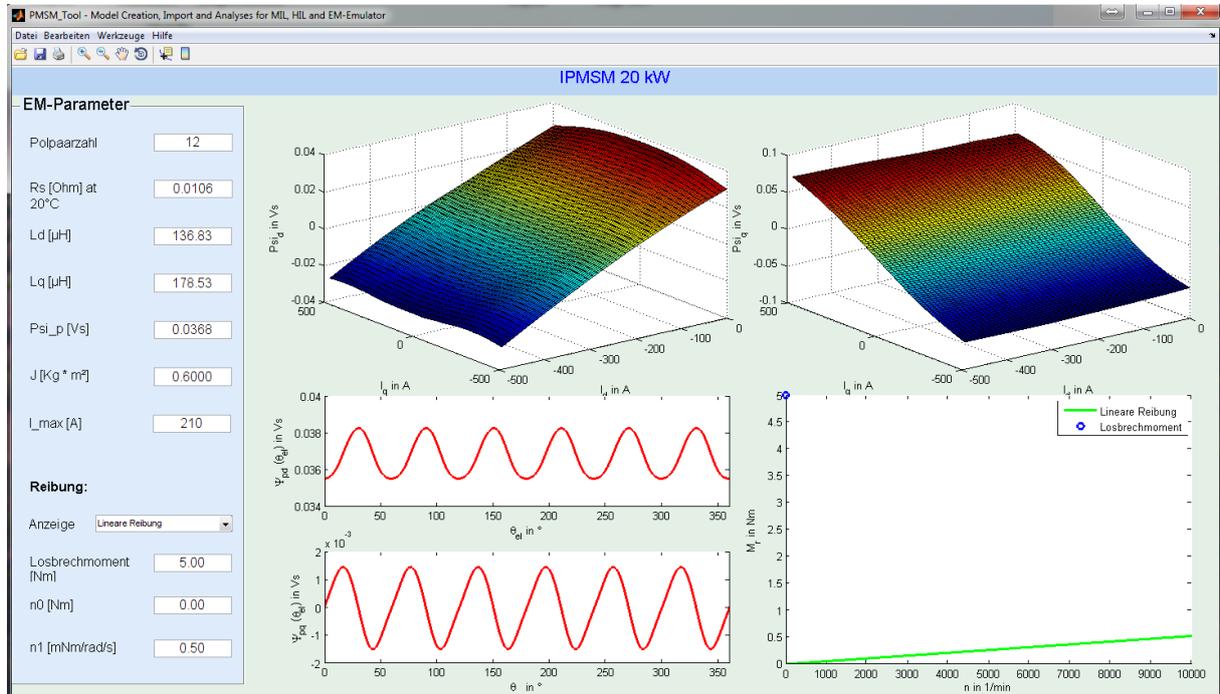


Abb. 5.5.: PMSM-Tool nur Parametrierung der E-Maschinen-Modelle

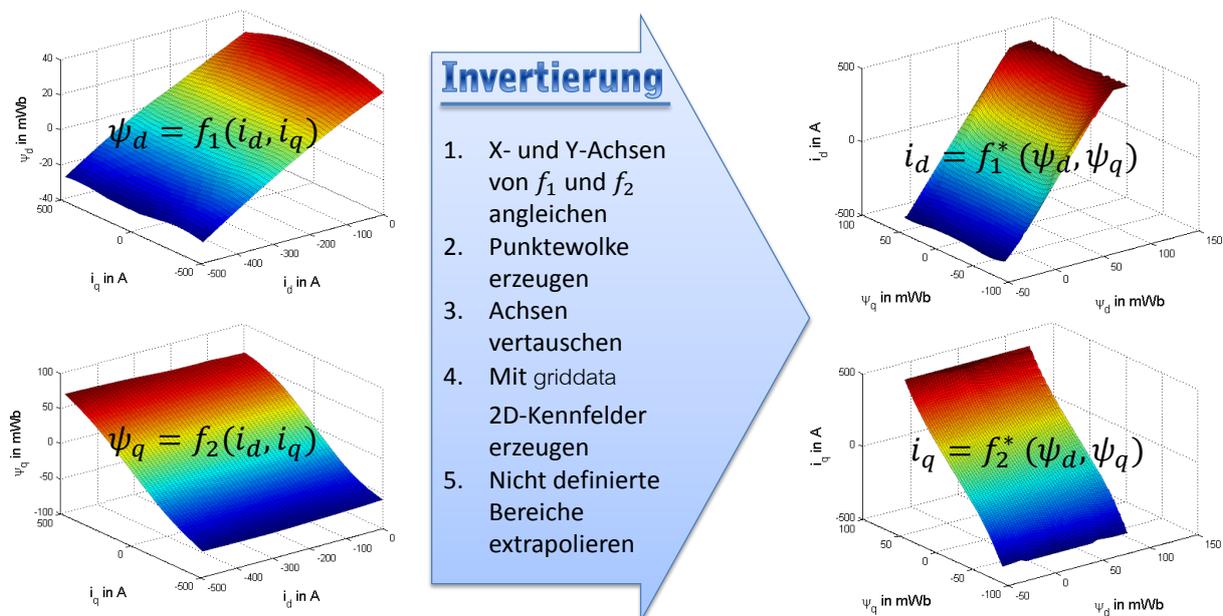


Abb. 5.6.: Invertierung der Flusskennfelder ψ_d und ψ_q

5.3.2. Parametrierung aus Prüfstandmessungen

Die gebräuchlichste Methode zur Ermittlung der Modell-Kennfelder ist die Durchführung von Messungen an der realen E-Maschine. Das Verfahren ist dabei analog zu dem im Abschnitt 4.4 beschriebenen. Allerdings wird dieses Mal auf die Winkelabhängigkeit verzichtet, was den Berechnungsaufwand und die erforderliche Speichermenge erheblich reduziert. Die Berechnung der magnetischen Flussverkettungen erfolgt gemäß der Gleichung (5.14).

$$\begin{aligned}\psi_d &= f_1(i_d, i_q) = \frac{\mathbf{u}_q - R_s \dot{i}_q}{\omega_{el}} \\ \psi_q &= f_2(i_d, i_q) = \frac{R_s \dot{i}_d - \mathbf{u}_d}{\omega_{el}}\end{aligned}\quad (5.14)$$

Mit Hilfe dieser Kennfelder können nun Sättigungseffekte nachgebildet werden, allerdings noch

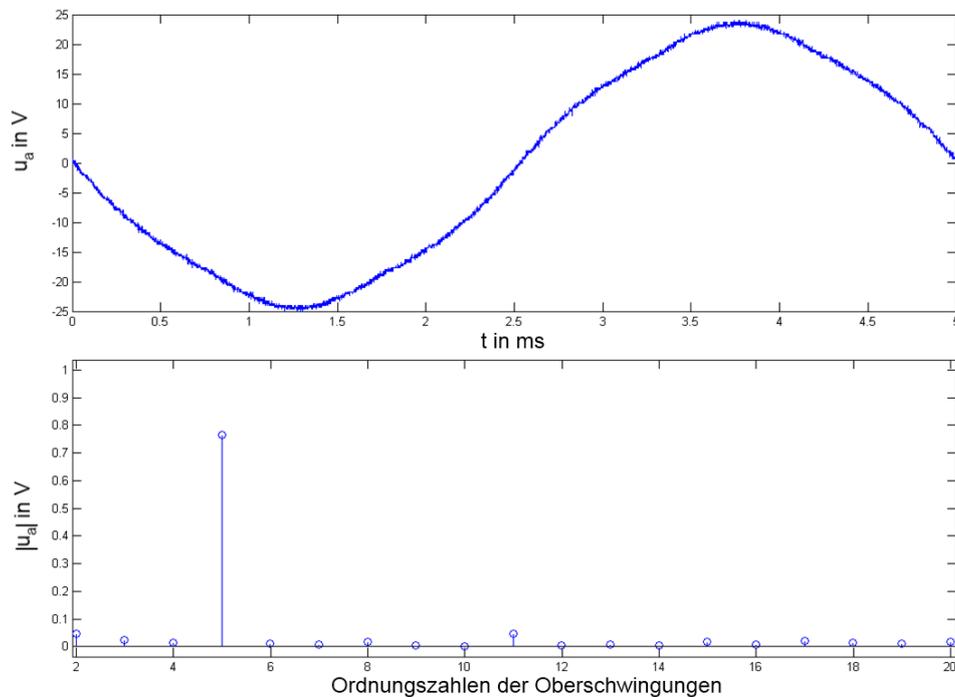


Abb. 5.7.: Oberschwingungsanalyse der EMK bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1}

keine Oberschwingungen. Die Flussharmonischen dagegen werden durch eine Oberschwingungsanalyse der EMK ermittelt. Die Abbildung 5.7 veranschaulicht eine Spannungsmessung der EMK. Nach der Berechnung des Amplitudenspektrums durch FFT wird deutlich, dass eine ausgeprägte fünfte Harmonische in der EMK enthalten ist. Die berechneten Amplituden und Phasen der Harmonischen werden an ein Unterprogramm des *PMSM-Tools* übergeben. Mit dem *HarmonicEditor*, dargestellt in der Abbildung 5.8, können beliebige winkelabhängige Flussverläufe erzeugt werden. Außerdem werden die für das *modifizierte Gesamtflussmodell* notwendigen Kennfelder \mathbf{f}_{hd} und \mathbf{f}_{hq} anhand der Gleichung (5.11) berechnet.

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

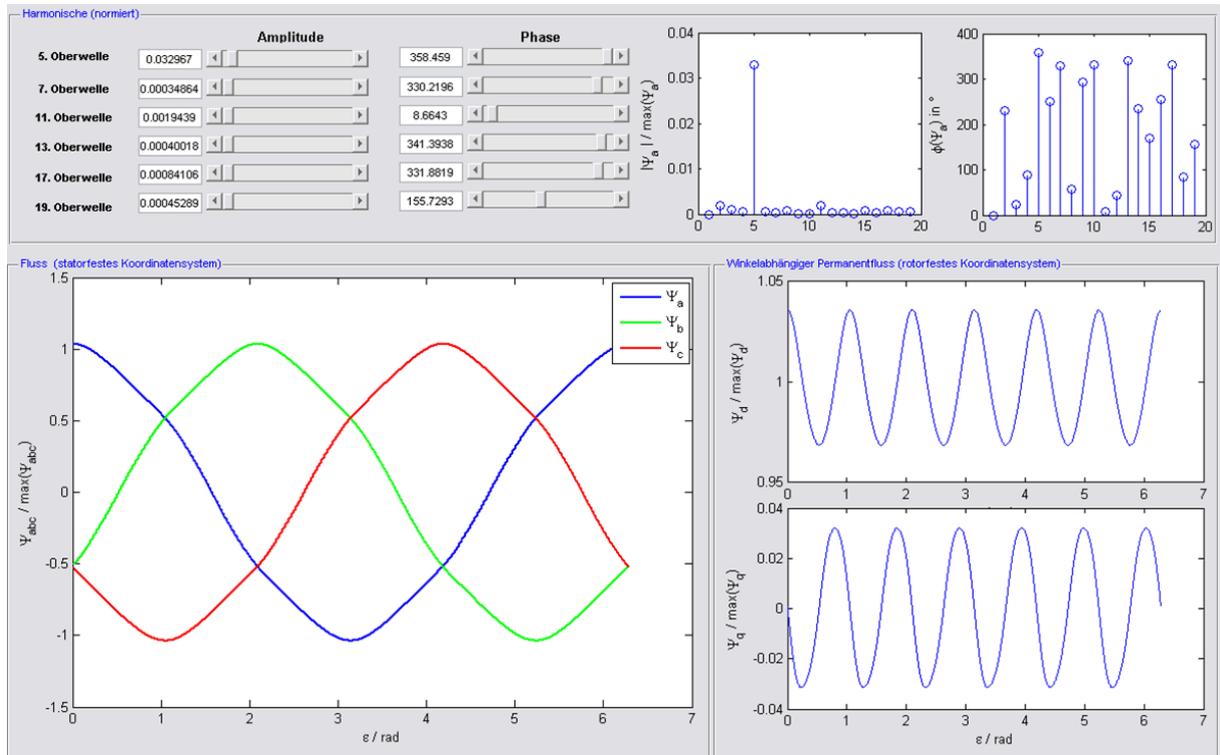


Abb. 5.8.: „HarmonicEditor“ zur Generierung der Look-Up-Tables \mathbf{f}_{hd} und \mathbf{f}_{hq}

5.3.3. Parametrierung aus FEM-Simulationen

In der Automobilindustrie kommt es häufig vor, dass Antriebsstrangkomponenten für eine neue Baureihe parallel entwickelt werden. Infolgedessen kann es passieren, dass eine neue Leistungselektronik in Betrieb genommen werden muss, während ein Prüfling der E-Maschine noch nicht existiert. Da die Auslegung und Optimierung der Maschinen in der Regel durch CAD-Programme erfolgt, die *Finite-Elemente-Methoden* (FEM) verwenden, kann auf Basis dessen Berechnungen das E-Maschinen-Modell entsprechend akkurat parametrierung werden. Der Vorteil der Parametrierung durch FEM-Berechnungen liegt darin, dass die Kennfelder frei von Messrauschen sind und nicht mehr geglättet werden müssen. Allerdings ist die absolute Genauigkeit der berechneten Flüsse bzw. Induktivitäten sehr von den verwendeten Materialeigenschaften abhängig, die schwierig zu ermitteln sind. Die Abbildung 5.9 veranschaulicht die Ergebnisse einer FEM-Simulation. Durch FEM können ebenfalls dreidimensionale, winkelabhängige Flusskennfelder $\psi_d(i_d, i_q, \varepsilon_{el})$ und $\psi_q(i_d, i_q, \varepsilon_{el})$ berechnet werden, um die erweiterten Modelle im Kapitel 4 zu parametrieren. Zur Parametrierung des modifizierten Gesamtflussmodells werden allerdings die Flusskennfelder über dem elektrischen Winkel ε_{el} gemittelt. Die Look-Up-Tables der Flussharmonischen \mathbf{f}_{hd} und \mathbf{f}_{hq} können für einen Arbeitspunkt $[[i_d, i_q]]$ direkt aus den winkelabhängigen Flusskennfeldern berechnet werden. Da die *Finite Elemente Methode* nicht Kernpunkt dieser Arbeit ist, soll hier nicht weiter auf die Theorie dieser Methode eingegangen werden. Auf die Validierung der FEM-Berechnungen wird verzichtet, da die Fehlerrückführung zwischen den Fehlern der FEM-Daten und des Emulators nicht eindeutig ist. Zur weiteren Vertiefung wird auf

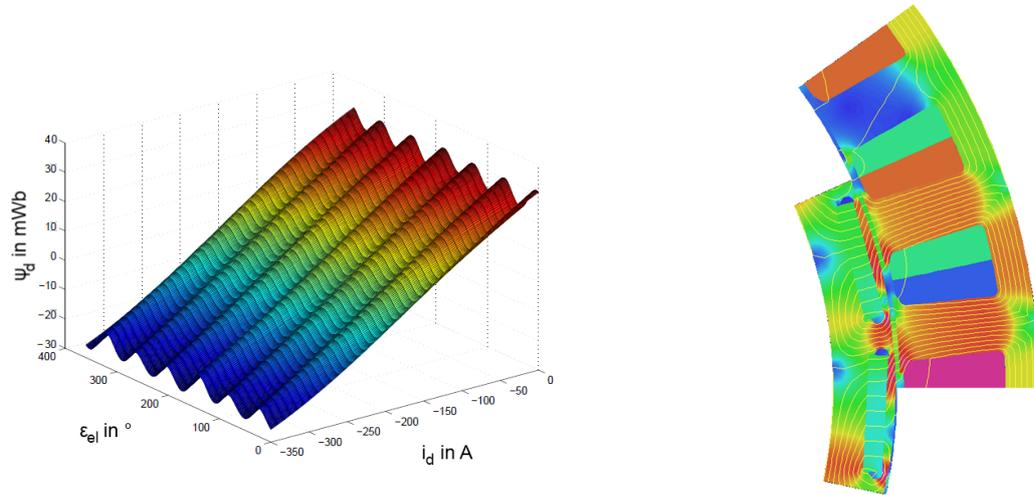


Abb. 5.9.: Berechnung der Flussverkettungen durch FEM-Simulationen: (links) Flusskennfeld $\psi_d = f(i_d, \epsilon_{ej})$, (rechts) Falschfarbbild der Flussdichteverteilung in der Maschine

weiterführende Literatur verwiesen [23].

5.4. Validierung des E-Maschinen-Emulators

Im letzten Abschnitt dieses Kapitels soll die Validierung der Abbildungsgenauigkeit des E-Maschinen-Emulators mit dem modifizierten Gesamtflussmodell erfolgen. Zur Parametrierung des Modells wurden dabei Prüfstandmessungen der realen E-Maschine verwendet, die auch als Referenz zur Validierung des E-Maschinen-Emulators hinzugezogen werden. Die Validierung wird anhand verschiedener Testszenarien in den nächsten Unterabschnitten vorgenommen.

5.4.1. Stationärer Phasenkurzschluss

Analog zum Abschnitt 4.6.1 wurden Messungen im Phasenkurzschluss durchgeführt. Die sich einstellenden stationären Phasenströme i_d und i_q sind abhängig von der Drehzahl und charakteristisch für die entsprechende Maschine. Die Abbildung 5.10 veranschaulicht den Vergleich zwischen der realen E-Maschine (EM) und der Nachbildung am E-Maschinen-Emulator (EME). Die Ströme weisen einen mittleren Fehler (MAE) von 0.9% in der d-Achse bzw. 4.3% in der q-Achse auf. Der höhere negative d-Strom des E-Maschinen-Emulators lässt sich auf einen höheren ohmschen Widerstand als beim bei der realen Maschine zurückzuführen.

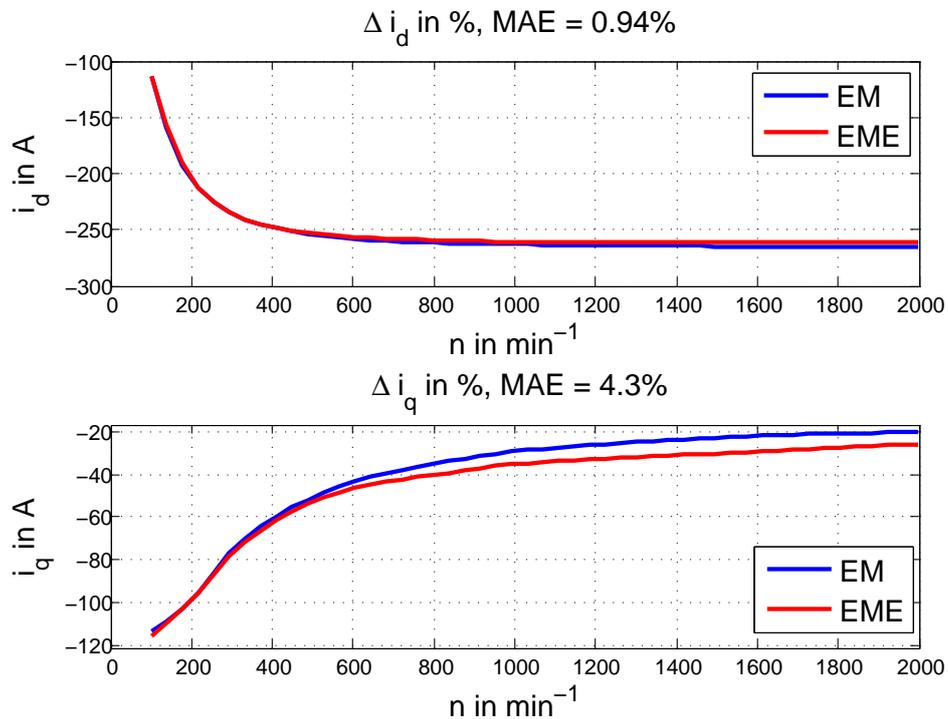


Abb. 5.10.: Vergleich der Phasenströme i_{dq} im Kurzschlussversuch

In der Abbildung 5.11 wird ein Vergleich der Stromüberschwingungen zwischen der realen Maschine und der Emulation dargestellt. Bei den Messungen an der realen Maschine tritt eine deutliche 5. Harmonische mit einer Amplitude von 5 A auf, die aus der induzierten EMK resultiert. Der Emulator kann die dominante Oberschwingung nachbilden, allerdings gibt es einen Fehler von 1.5 A in der Amplitudenhöhe dieser Harmonischen. Dieser ist etwas höher als bei den erweiterten Modellen mit vorherigen Kapitel (siehe Abschnitt 4.6.1). Auch die restlichen Harmonischen haben geringe Amplitudenfehler von maximal 1.0 A.

5.4.2. EMK

Die Form und die drehzahlabhängige Amplitude der EMK ist ebenfalls sehr charakteristisch für das Maschinenverhalten und, wie beim Phasenkurzschluss, unabhängig von der Maschinenregelung. Die Abbildung 5.12 veranschaulicht einen Vergleich der emulierten und der realen EMK. Die Oberschwingungsanalyse beweist, dass die vom Emulator nachgebildete EMK sehr gut mit der am E-Maschinen-Prüfstand gemessenen Spannung übereinstimmt. Deutlich wird dies besonders an der ausgeprägten 5. Harmonischen. Die Amplituden der Grundschwingungen stimmen mit 46.2 V (EM) bzw. 45.8 V (EME) sehr gut überein. Der Amplitudenvergleich der 5. Harmonischen zeigt mit 1.7 V (EM) und 1.6 V (EME) ebenfalls eine hervorragende Übereinstimmung. Lediglich die 11. Harmonische ist beim Emulator mit 0.45 V im Vergleich zur realen Maschine etwas zu stark ausgeprägt. Die geringen Abweichungen liegen allerdings innerhalb der Messtoleranz der verwendeten Messmittel.

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

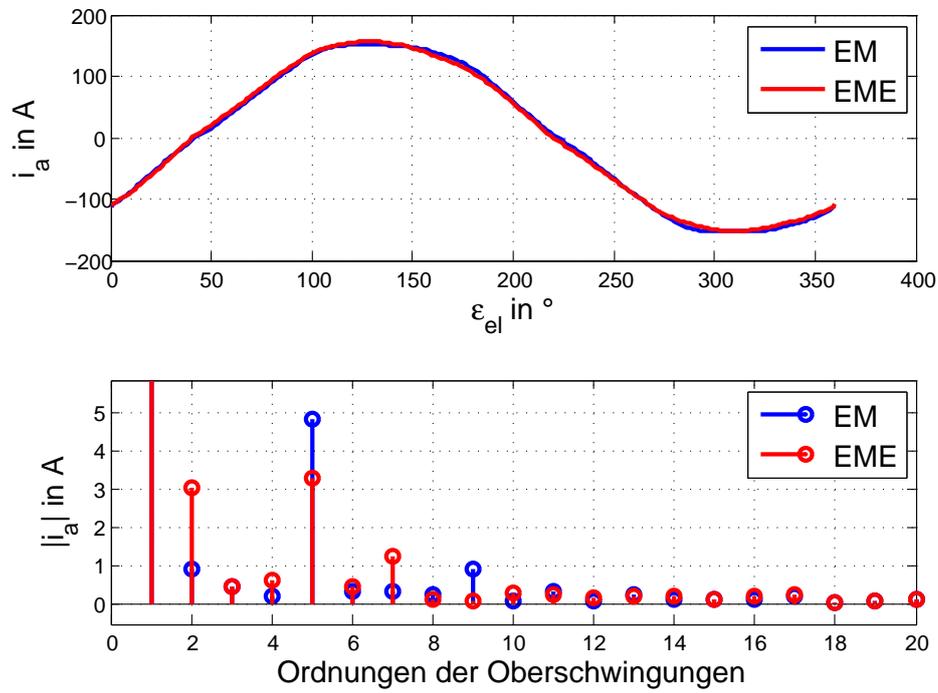


Abb. 5.11.: Vergleich der Oberschwingungen im Phasenkurzschluss bei der Drehzahl 100 min^{-1}

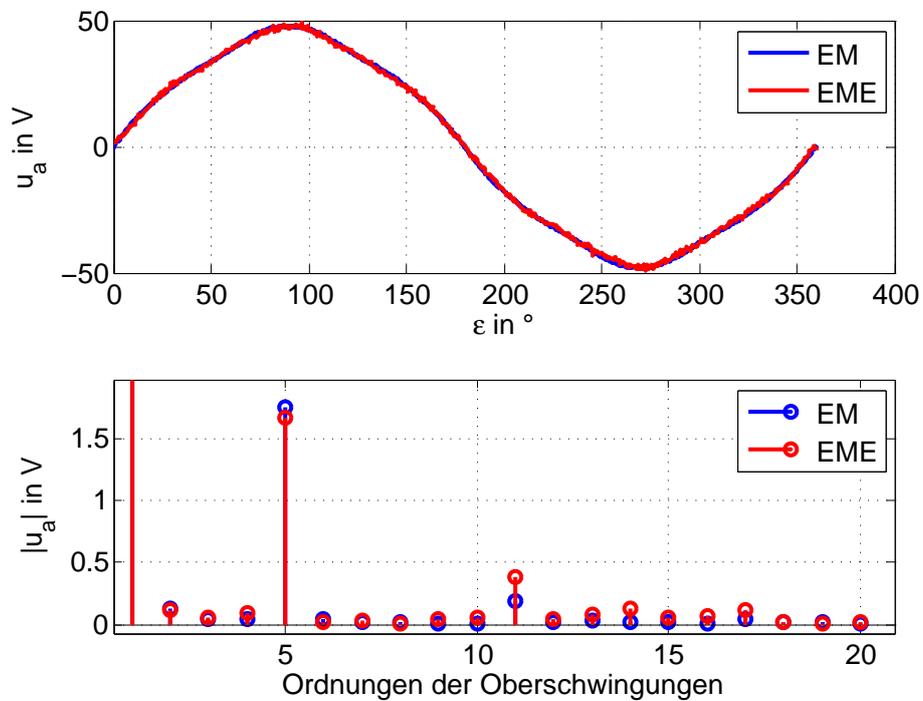


Abb. 5.12.: Vergleich der EMK zwischen Emulator und realer E-Maschine bei 1000 min^{-1}

5.4.3. Kennfelder der Flussverkettungen

Im nächsten Schritt soll die Güte im stationären, geregelten Betrieb untersucht werden. Dazu werden analog zum Abschnitt 4.6.2 die Flusskennfelder $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ bei einer festen Drehzahl im Ankerstellbereich aufgenommen und mit Hilfe der Gleichung (4.85) berechnet. Anschließend werden die Ergebnisse der Messungen am E-Maschinenprüfstand mit dem am E-Maschinen-Emulator verglichen. Die Abbildung 5.13 veranschaulicht die Ergebnisse. Wie diesen

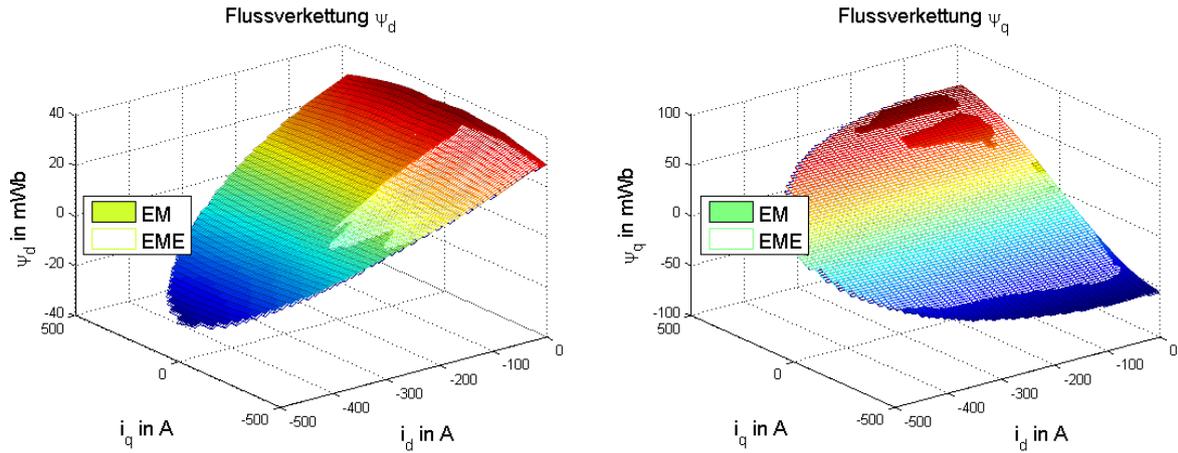


Abb. 5.13.: Vergleich der Flusskennfelder ψ_d und ψ_q zwischen dem E-Maschinen-Emulator (EME) und der realen E-Maschine (EM)

Abbildungen zu entnehmen ist, sind die Flusskennfelder nahezu deckungsgleich. Eine bessere Übersicht geben die Differenzen der Kennfelder $\Delta\psi_d$ und $\Delta\psi_q$, die in der Abbildung 5.14 dargestellt sind. Die größten Abweichungen treten bei hohen Stromamplituden auf und liegen im Bereich zwischen 1 – 2 %.

Der MAE nimmt Werte von 0.74 % bei $\Delta\psi_d$ bzw. 0.22 % bei $\Delta\psi_q$ an. Da in diesen Werten die Fehler der Emulation, des Modells und der zur Verfügung stehenden Messmittel enthalten sind, kann das Ergebnis als sehr zufriedenstellend bewertet werden. Da selbst die Parameterstreuung der E-Maschinen in der Produktion höher liegt, ist die Emulationsgüte für die Anwendung in der Entwicklung mehr als ausreichend.

Eine andere Betrachtungsweise stellt die Abbildung 5.15 dar. Hierbei werden die Amplituden der magnetischen Flussverkettung und des Phasenstromes in Ellipsen dargestellt:

$$|\psi| = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \quad (5.15)$$

$$|i| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (5.16)$$

Das vom Arbeitspunkt $[[i_d, i_q]]$ abhängige Luftspaltdrehmoment M_{el} wird in Form von hyperbelähnlichen Isolinien dargestellt. Aus der Abbildung wird deutlich, dass die gestellten Luftspaltdrehmomente nahezu deckungsgleich sind. Die Flussellipsen stimmen, bis auf geringe Abweichungen bei hohen d-Strömen, ebenfalls sehr gut überein.

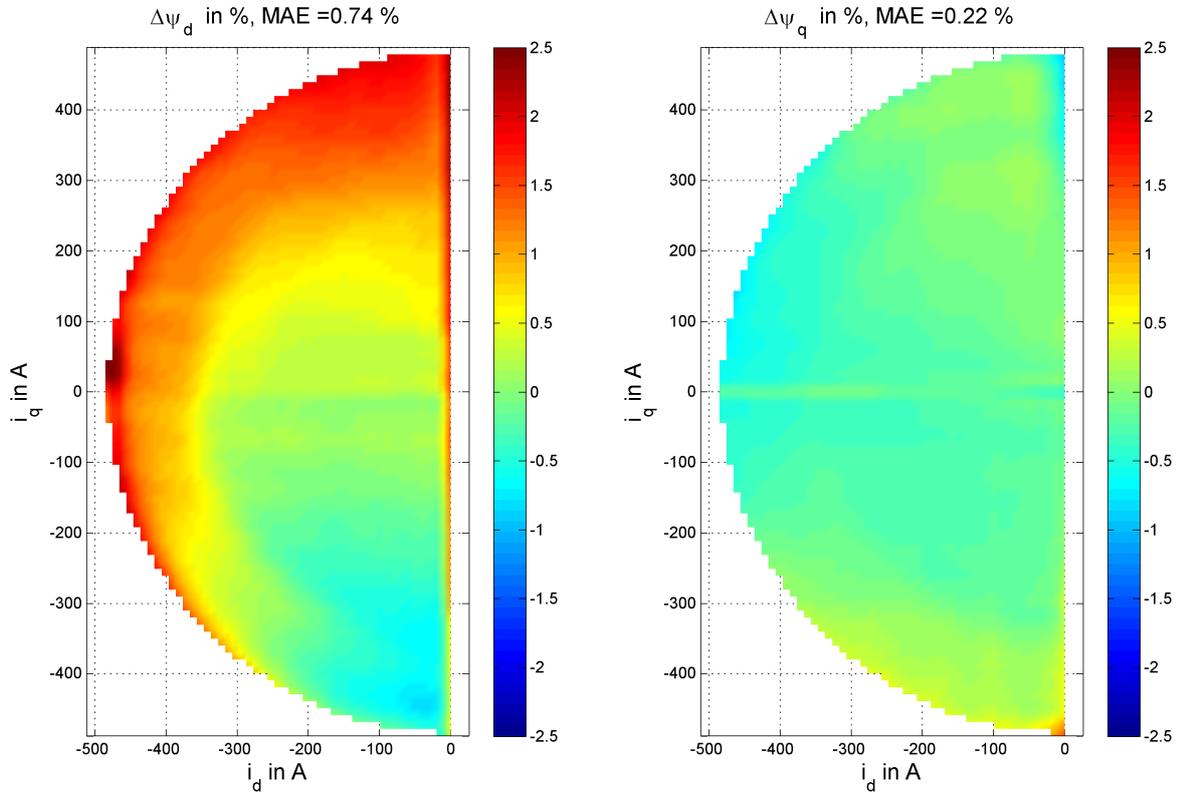


Abb. 5.14.: Differenz der Flusskennfelder ψ_d und ψ_q zwischen dem E-Maschinen-Emulator und der realen E-Maschine

5.4.4. Drehzahl-Drehmoment-Kennfelder

Bis hierher wurden alle Untersuchungen im Ankerstellbereich durchgeführt. Im nächsten Schritt soll das Verhalten des E-Maschinen-Emulators im Feldschwächbereich untersucht werden. Dazu werden verschiedene Arbeitspunkte $[[n, M_{el}^*]]$ des normalen Betriebsbereiches der Maschine angefahren. An allen Arbeitspunkten werden die Phasenspannungen u_d, u_q und Phasenströme i_d, i_q aufgenommen, um daraus Drehzahl-Drehmoment-Kennfelder zu berechnen. Gerade im Feldschwächbereich, wo sich die Maschinenregelung an der Spannungsgrenze bewegt, zeigt sich, wie genau die Maschine durch das Modell abgebildet werden kann. In der Abbildung 5.16 sind die Stromabweichungen Δi_d und Δi_q zwischen den Messungen am Emulator und am Maschinen-Prüfstand aufgetragen. Die Sollströme i_d^* und i_q^* gehen als Eingangsgröße in den Stromregler ein und sollten sowohl am Prüfstand als auch am Emulator identisch sein. Wie man in der linken Abbildung 5.16 erkennt, trifft dies für den Ankerstellbereich zu, der bei der verwendeten Maschine bis 1200 min^{-1} geht. Im Feldschwächbereich dagegen kommt es zu Abweichungen bis zu 10 %, weil am Prüfstand die Leistungselektronik mehr d-Strom in die Maschine einprägt. Dies lässt sich durch die Erwärmung der Maschine und den dadurch höheren Statorwiderstand erklären. Infolgedessen ist der Spannungsabfall über der Spule größer und der Flussregler in der Leistungselektronik muss dementsprechend mehr d-Strom anfordern, um die notwendige

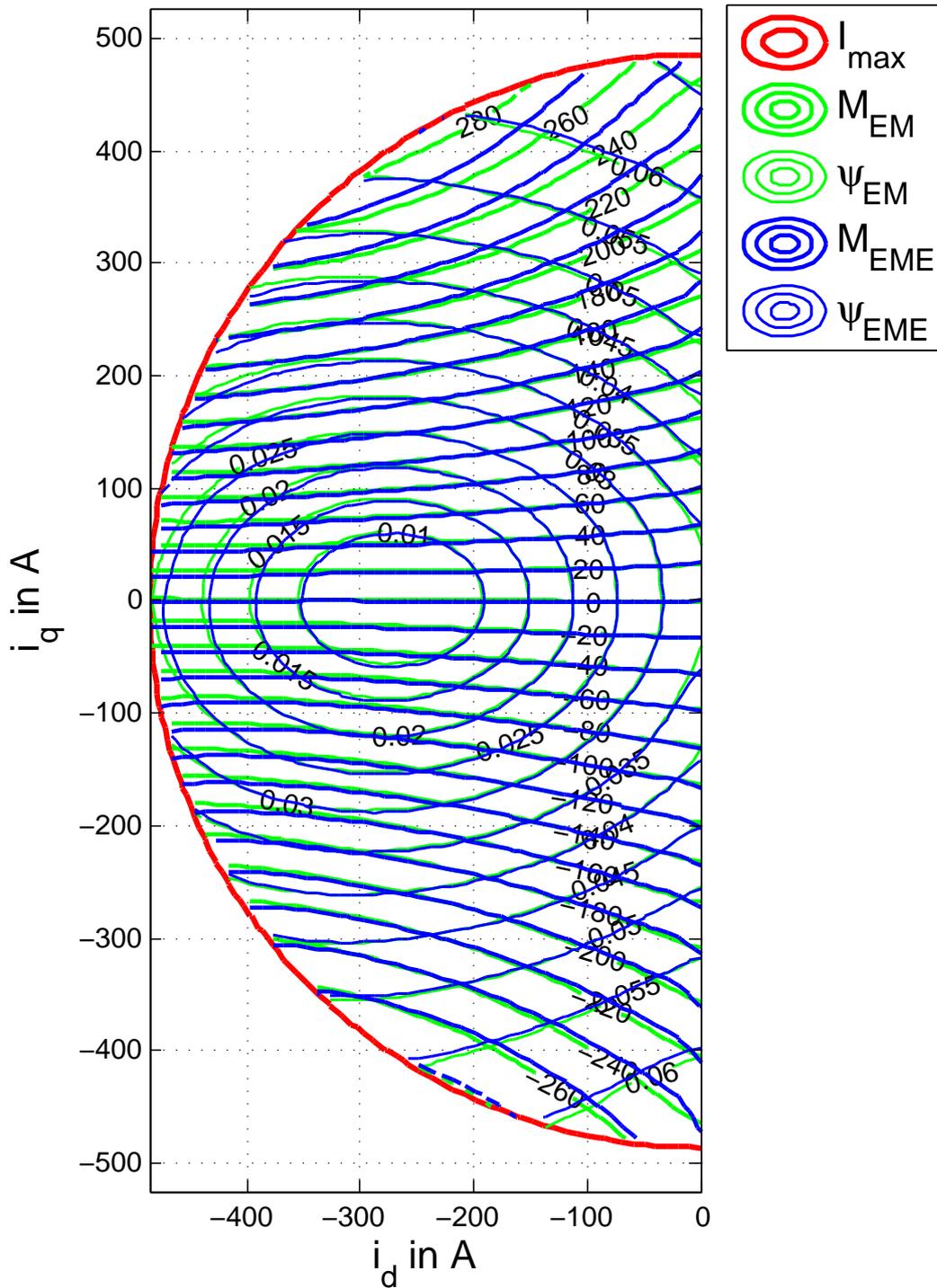


Abb. 5.15.: Vergleich der Maschinenkennfelder zwischen realer Maschine (EM) und E-Maschinen-Emulator (EME)

5. Realisierung und Validierung eines echtzeitfähigen E-Maschinen-Emulators

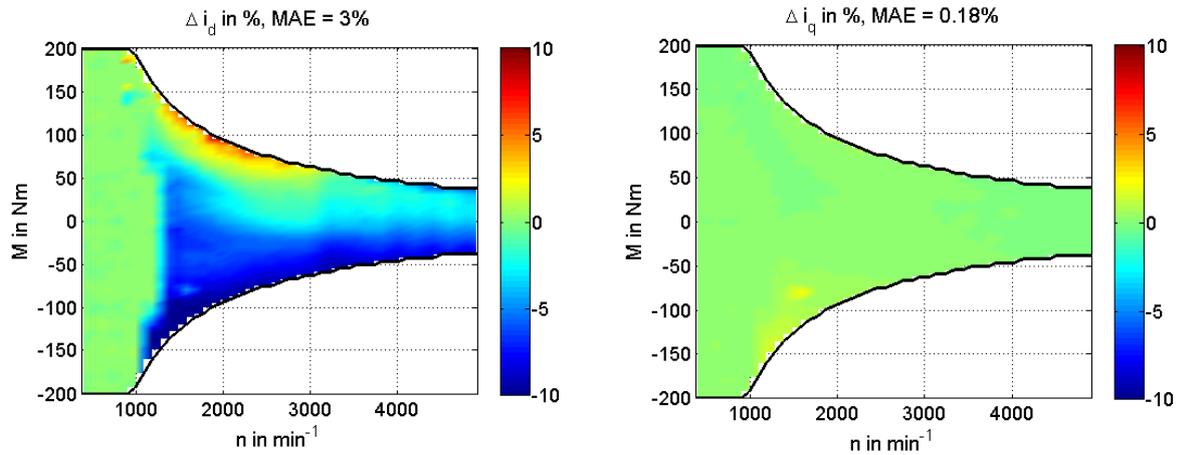


Abb. 5.16.: Differenz der Phasenströme Δi_d und Δi_q in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment

Spannungsreserve zu garantieren. Der drehmomentbildene q-Strom dagegen stimmt bei den durchgeführten Messungen mit Abweichungen von unter 1 % äußerst gut überein. Die Phasenspannungen, die in der Abbildung 5.17 dargestellt sind, stimmen im Ankerstellbereich analog zu den Phasenströmen ebenfalls gut überein. Im Feldschwächbereich dagegen gibt es Abweichungen

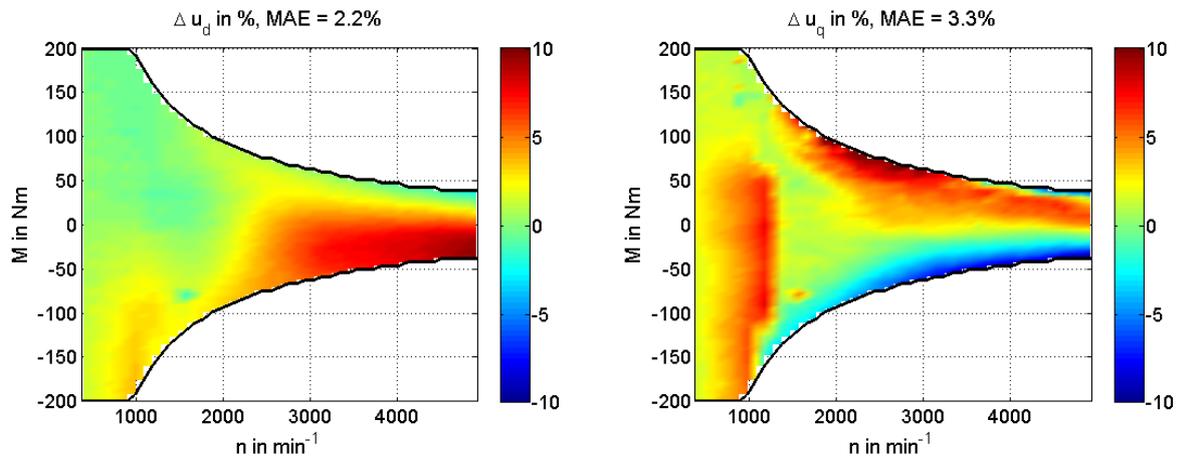


Abb. 5.17.: Differenz der Phasenspannungen Δu_d und Δu_q in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment

von bis zu 10 %, die auf den höheren Spannungsabfall am Statorwiderstand und den Unterschied in i_d^* zurückzuführen sind.

5.4.5. Oberschwingungsanalyse

Analog zum Abschnitt 4.6.3 wurde auch eine Oberschwingungsanalyse im geregelten Betrieb durchgeführt. Die Abbildung 5.18 veranschaulicht den Amplitudenvergleich der dominanten 6. Harmonischen (im dq-Koordinatensystem) zwischen der realen Maschine und dem E-Maschinen-Emulator. Die Ergebnisse verdeutlichen sehr gut, wo die Grenzen des *modifizierten Gesamtfluss-*

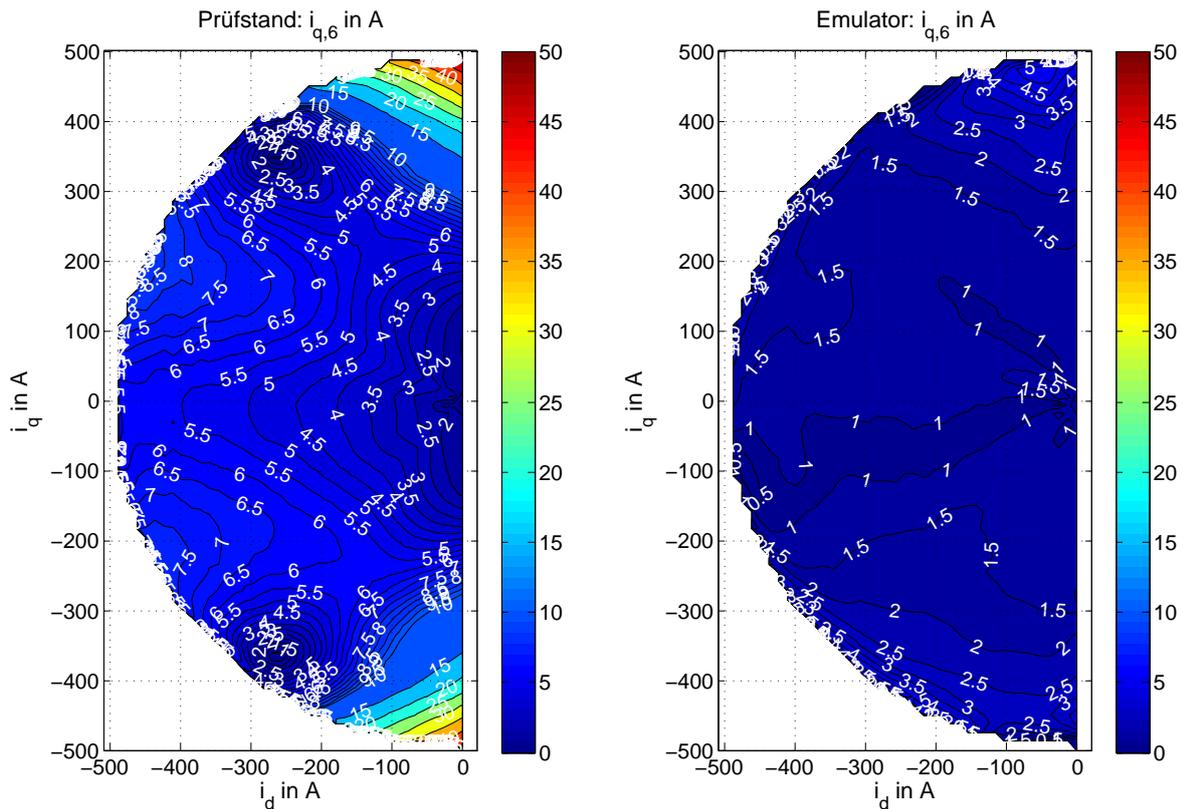


Abb. 5.18.: Amplitudenvergleich der 6. Harmonischen von i_q zwischen der realen Maschine (links) und dem E-Maschinen-Emulator (rechts)

modells liegen. Während bei dem *erweiterten differentiellen Induktivitätsmodell* die Amplituden der Oberschwingungen mit zunehmender Stromamplitude ansteigen, kann das wesentlich einfachere *modifizierte Gesamtflussmodell* diese Eigenschaft nicht abbilden. Die Stromamplituden der 6. Harmonischen verharren auf einem nahezu konstanten Wert und sind im Vergleich zu den Messungen an der realen Maschine stets zu niedrig. Gründe dafür liegen darin, dass im *modifizierten Gesamtflussmodell* keine Induktivitätsharmonischen abgebildet werden und keine Abhängigkeit von der Phasenstromamplitude existiert. Die einfachere Implementier- und Parametrierbarkeit wird durch die Vernachlässigung der Stromabhängigkeit der Harmonischen erkauft.

5.4.6. Sprungantwort

Im letzten Schritt der Validierung soll die Stromdynamik des E-Maschinen-Emulators untersucht werden. Als Beispiel soll die Sprungantwort auf eine Sollwertänderung von 50 Nm dienen, die in der Abbildung 5.19 dargestellt ist.

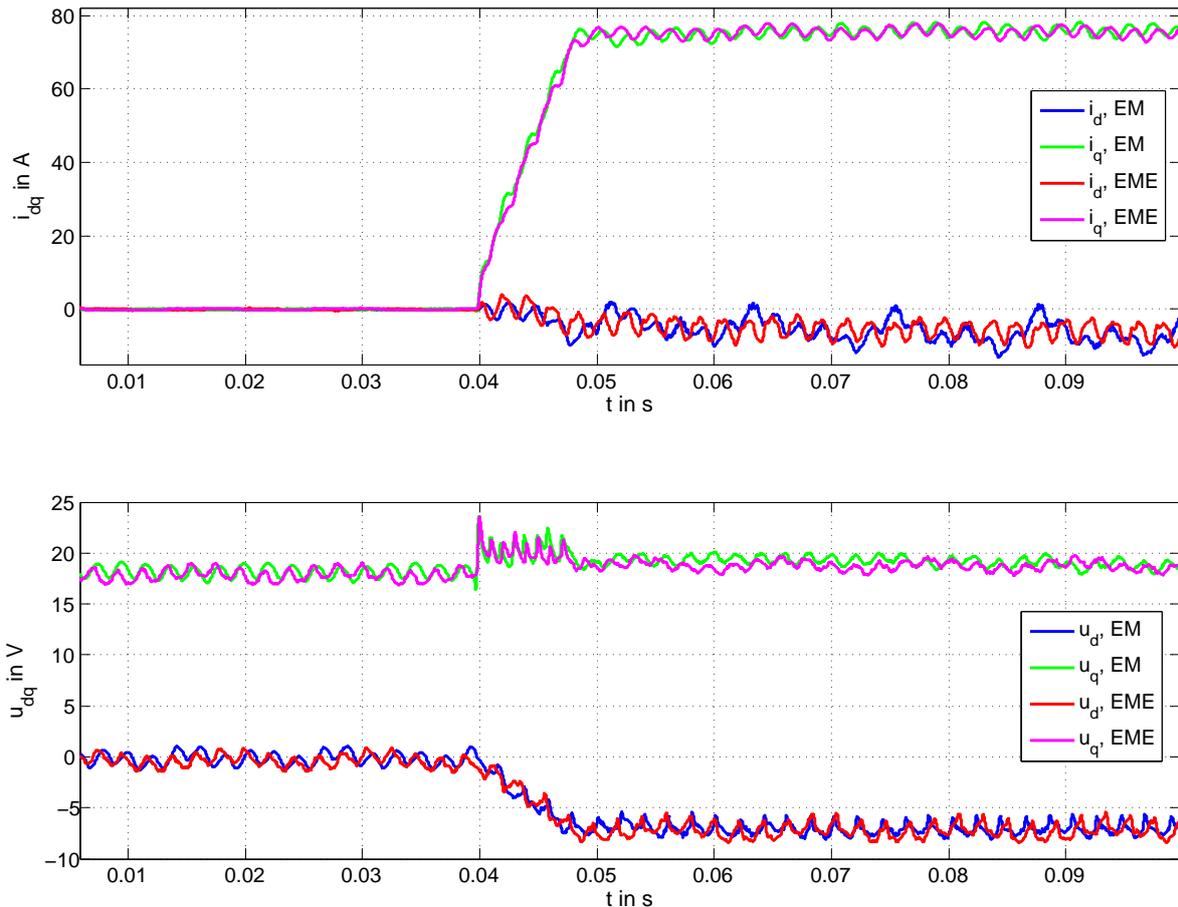


Abb. 5.19.: Vergleich der Sprungantworten zwischen realer Maschine (EM) und dem E-Maschinen-Emulator (EME) bei 400 min^{-1}

Wie der Abbildung zu entnehmen ist, stimmen die dq-Ströme im Verlauf und der Amplitude sehr gut überein. Dies trifft auch auf die Oberschwingungen in i_q zu. Die geringen Phasenverschiebungen zwischen den Strömen $i_{q,EM}$ und $i_{q,EME}$ resultieren daraus, dass am E-Maschinen-Emulator die Rotordrehzahl fix ist, während am E-Maschinen-Prüfstand der Drehmomentsprung zu einer geringen Drehzahländerung führt, die von der Lastmaschine wieder ausgeglichen werden muss.

Die Einregel- und Beruhigungszeiten der dq-Ströme sind an beiden Testsystemen nahezu identisch. Damit ist auch bewiesen, dass sich ein E-Maschinen-Emulator hervorragend als Testsystem zur Auslegung und Validierung des Stromreglers eignet, worauf im nächsten Kapitel genauer eingegangen wird.

5.5. Fazit

In diesem Kapitel wurde ein Antriebsumrichterprüfstand mit einem kommerziell verfügbaren E-Maschinen-Emulator vorgestellt. Es wurde eine komplexe Software zur Prüfstandsteuerung und zur Applikation des E-Maschinen-Modells entwickelt. Zur Verbesserung der Emulationsgüte wurde der Emulator mit einem *modifizierten Gesamtflussmodell* ausgestattet. Die Parametrierung des Modells erfolgte durch Referenzmessungen, die an einem E-Maschinenprüfstand durchgeführt wurden. Zum Schluss wurde der Emulator auf seine Güte hin untersucht, das elektrische Verhalten einer realen Maschine möglichst adäquat nachbilden zu können.

Die Untersuchungen haben ergeben, dass sowohl Sättigungseffekte als auch Oberschwingungen mit guter Genauigkeit nachgebildet werden konnten. Der Vergleich zwischen E-Maschinen-Emulator und realer Maschine hat ergeben, dass der Abbildungsfehler deutlich unter 5 % beträgt und damit unter der Produktionsstreuung von permanenterregten Maschinen liegt. Für den Einsatz in der Entwicklung ist die Emulationsgüte damit ausreichend.

Das *modifizierte Gesamtflussmodell* hat sich als guter Kompromiss aus Implementierungs- und Parametrisierungsaufwand sowie Hardwareanforderungen und Modellgüte erwiesen. Die Sättigungseffekte werden hervorragend mit einem mittleren Fehler von unter 1 % abgebildet. Ein Nachteil dieses vereinfachten Modells ist leider, dass die Oberschwingungen nicht abhängig vom Arbeitspunkt $[[i_d, i_q]]$ abgebildet werden.

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Während in den letzten Kapiteln die Voraussetzungen für den Betrieb eines E-Maschinen-Emulators geschaffen wurden, sollen nun konkrete Anwendungen folgen, in denen ein Emulator wesentliche Vorteile für die Entwicklung von elektrischen Antriebssystemen mit sich bringt. Die Möglichkeit stabile, stationäre Arbeitspunkte einstellen zu können und die außerordentliche Drehzahldynamik lassen damit Testszenarien zu, die an einem E-Maschinen-Prüfstand nicht oder nur mit großem Aufwand realisierbar sind.

6.1. Wirkungsgraduntersuchung von Leistungsumrichtern

Aufgrund des hohen Kostendrucks in der Automobilindustrie werden Antriebsumrichter nur mit einem Minimum an Sensoren ausgestattet. Auf einem Sensor zur Bestimmung des DC-Eingangstromes i_{DC} wird in der Regel verzichtet. Um dennoch den Eingangstrom aus den Ausgangsströmen i_a , i_b und i_c berechnen zu können, ist ein Verlustkennfeld der Leistungselektronik notwendig. Dieses kann analytisch berechnet oder messtechnisch an einem Prüfstand ermittelt werden.

6.1.1. Analyse der Umrichterverluste

Die Umrichterverluste fallen hauptsächlich an den IGBTs und den Schutzdioden ab. Diese lassen sich im Wesentlichen auf Schalt- und Durchlassverluste zurückführen. Die Ansteuerverluste, die in den Gatetreibern abfallen, sind vernachlässigbar gering. Die Schaltverluste sind linear von der IGBT-Schaltfrequenz abhängig. Dem Datenblatt des IGBT-Moduls ist in der Regel die Einschalt- und Ausschaltenergieverluste E_{ON} und E_{OFF} zu entnehmen. Diese sind auf einem Referenzstrom I_{ref} bei der Referenzspannung U_{ref} normiert. Nimmt man lineare Zusammenhänge an, so ergeben sich zur Berechnung der Schaltverluste folgende Gleichungen [35]:

$$P_{switch}^{IGBT} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot (E_{ON}^{IGBT} + E_{OFF}^{IGBT}) \cdot \frac{U_{zw}}{U_{ref}} \cdot \frac{\hat{i}_{ph}}{I_{ref}} \quad (6.1)$$

$$P_{switch}^{Diode} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot E_{OFF}^{Diode} \cdot \frac{U_{zw}}{U_{ref}} \cdot \frac{\hat{i}_{ph}}{I_{ref}} \quad (6.2)$$

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Zur Berechnung der Durchlassverlustleistungen muss beachtet werden, dass diese von dem Tastverhältnis a abhängig sind. Da sinusförmige Ströme gestellt werden, ändert sich das Tastverhältnis periodisch. Mit der Annahme von sinusförmigen Strömen lässt sich das Tastverhältnis über seine Amplitude \hat{a} mit Hilfe der Gleichungen (6.3) bestimmen. Dabei ist zu beachten, dass die Diode leitend ist, wenn der Transistor ausgeschaltet ist [35].

$$\begin{aligned} a_{IGBT}(t) &= \frac{1}{2} (1 + \hat{a} \cdot \sin(\omega_{el}t + \phi)) \\ a_{Diode}(t) &= \frac{1}{2} (1 - \hat{a} \cdot \sin(\omega_{el}t + \phi)) \quad \text{mit } 0 \leq \hat{a} \leq 1 \end{aligned} \quad (6.3)$$

Mit ϕ wird die Phasenverschiebung zwischen Phasenstrom- und Phasenspannung bezeichnet. Die Stromrippel, die in Folge der Pulsweitenmodulation auftreten, werden vernachlässigt, da diese klein gegenüber den gestellten Stromamplituden sind und außerdem sich die positiven und negativen Zeitflächen mit Mittel ausgleichen. Die Abbildung 6.1 (links) veranschaulicht dies. In

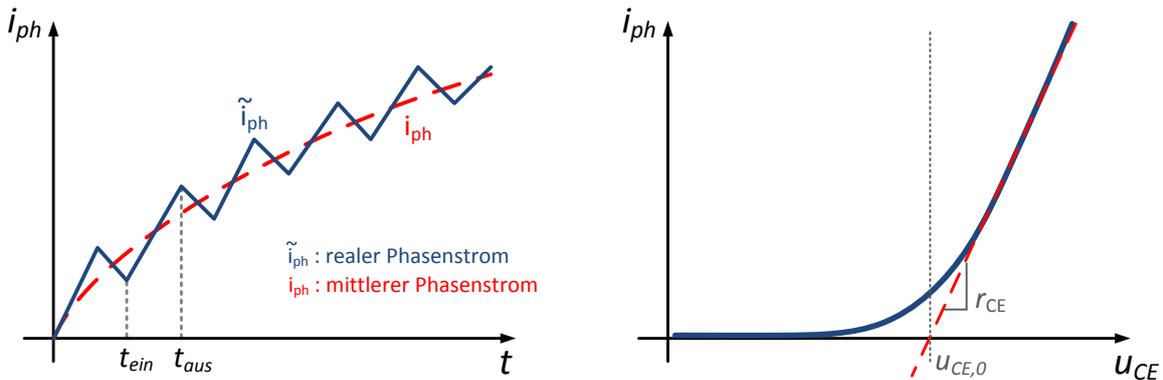


Abb. 6.1.: rechts: Mittelwertmodellierung der Phasenströme, links: Durchlasskennlinie eines IGBTs

der rechten Abbildung wird das nichtlineare Durchlassverhalten eines IGBTs veranschaulicht. Dieses nichtlineare Verhalten kann durch Linearisierung und Annahme konstanter Sperrschichttemperaturen anhand folgender Gleichungen approximiert werden [35].

$$\begin{aligned} u_{CE}(t) &= u_{CE,0} + r_{CE} \cdot i_{ph}(t) && \text{(beim IGBT)} \\ u_F(t) &= u_{T,0} + r_F \cdot i_{ph}(t) && \text{(bei der Diode)} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Zur Ermittlung der mittleren Durchlassverlustleistungen muss über eine elektrische Periode integriert werden. Aufgrund des Vorzeichenwechsels ist ein IGBT bzw. eine Diode nur für die Hälfte jeweils einer elektrischen Periode leitend [35]. Die Durchlassverlustleistungen berechnen sich bei Annahme eines sinusförmigen Stromes mit der Amplitude \hat{i}_{ph} anhand der Gleichung (6.5).

$$\begin{aligned} P_{cond} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u(t) \cdot i_{ph}(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi a(t) \cdot u_{CE}(t) \cdot i_{ph}(t) dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi a(t) \cdot u_{CE}(t) \cdot \hat{i}_{ph} \cdot \sin(\omega_{el}t) dt \end{aligned} \quad (6.5)$$

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Nach Einsetzen der Gleichungen (6.3) und (6.4) in die Gleichung (6.5) und Auflösen des Integrals ergeben sich folgende Zusammenhänge [35].

$$P_{cond}^{IGBT} = \frac{u_{CE,0} \cdot \hat{i}_{ph}}{2\pi} \cdot \left(1 + \frac{\hat{a} \cdot \pi}{4} \cos(\phi)\right) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{i}_{ph}^2}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} + \hat{a} \left(\frac{2}{3} \cos(\phi)\right)\right) \quad (6.6)$$

$$P_{cond}^{Diode} = \frac{u_{F,0} \cdot \hat{i}_{ph}}{2\pi} \cdot \left(1 - \frac{\hat{a} \cdot \pi}{4} \cos(\phi)\right) + \frac{r_F \cdot \hat{i}_{ph}^2}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} - \hat{a} \left(\frac{2}{3} \cos(\phi)\right)\right) \quad (6.7)$$

Die Gesamtverlustleistung des Umrichters mit je 6 Transistoren und Dioden ergibt sich anschließend durch:

$$P_v^{LE} = 6 \cdot (P_{switch}^{IGBT} + P_{switch}^{Diode} + P_{cond}^{IGBT} + P_{cond}^{Diode}) \quad (6.8)$$

6.1.2. Simulation der Umrichterverluste

Die Verlustleistungsberechnungen wurden in das Gesamtsimulationsmodell integriert, das bereits im Kapitel 4 zur Validierung der E-Maschinen-Modelle verwendet wurde. Die Verlustleistungen konnten dadurch in verschiedenen Arbeitspunkten $[[n, M^*]]$ berechnet werden. Der Umrichterwirkungsgrad kann durch Bezug auf die Gesamtwirkleistung P_{ac}^{LE} berechnet werden:

$$\eta^{LE} = \frac{P_{ac}^{LE}}{P_{ac}^{LE} + P_v^{LE}} \quad (6.9)$$

Die Wirkleistung lässt sich auch im dq-Koordinatensystem anhand der Gleichung (6.10) berechnen. Der Faktor $3/2$ ist aufgrund der *Clarke*-Transformation notwendig.

$$P_{ac}^{LE} = \frac{3}{2} \cdot |\mathbf{i}_{dq}| \cdot |\mathbf{u}_{dq}| \cdot \cos(\phi) = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \cdot \cos(\phi) \quad (6.10)$$

Der dazu notwendige Leistungsfaktor kann durch die geometrische Beziehung zwischen dem Spannungsvektor \mathbf{u}_{dq} und dem Stromvektor \mathbf{i}_{dq} berechnet werden.

$$\cos(\phi) = \cos \angle(\mathbf{i}_{dq}, \mathbf{u}_{dq}) = \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{u_d}{u_q} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{i_d}{i_q} \right) \right) \quad (6.11)$$

Die Tabelle 6.1 fasst die für die Verlustleistungsberechnung erforderlichen Parameter nach Angaben des Leistungselektronik-Herstellers zusammen. Bei dem verwendeten Umrichter sind pro Strang drei IGBTs parallel geschaltet und bilden somit ein Modul. Die in der Tabelle enthaltenen Parameter beziehen sich auf einen einzelnen IGBT. Die Parallelschaltung hat den Vorteil, dass zum einen der Umrichter einen höheren Phasenstrom stellen kann und zum anderen die Durchlassverluste reduziert werden, weil sich der Phasenstrom auf mehrere Bauelemente aufteilt.

Die Abbildung 6.2 veranschaulicht das Ergebnis der Verlustleistungs- und Wirkungsgradberechnung. Deutlich ist der Anstieg der Verlustleistungen im Feldschwächebereich zu erkennen, der bei ca. 1200 min^{-1} beginnt. Die Ergebnisse sind qualitativ plausibel und sollen in den nächsten Abschnitten mit den messtechnisch am Prüfstand und am E-Maschinen-Emulator ermittelten Kennfeldern verglichen werden.

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Parameter	Wert
Ein/Ausschaltenergie IGBT $E_{ON} + E_{OFF}$	2.4 mJ (bei 105 V/ 32 A)
Ein/Ausschaltenergie Diode E_{OFF}	0.087 mJ (bei 105 V/ 32 A)
Übergangswiderstand IGBT r_{CE}	3.0 m Ω
Übergangswiderstand Diode r_F	2.2 m Ω
Spannungsabfall IGBT $u_{CE,0}$	0.86 V
Spannungsabfall Diode $u_{F,0}$	1.28 V
Anzahl paralleler IGBTs	3

Tab. 6.1.: Parameter der Umrichterverlustleistungsberechnung

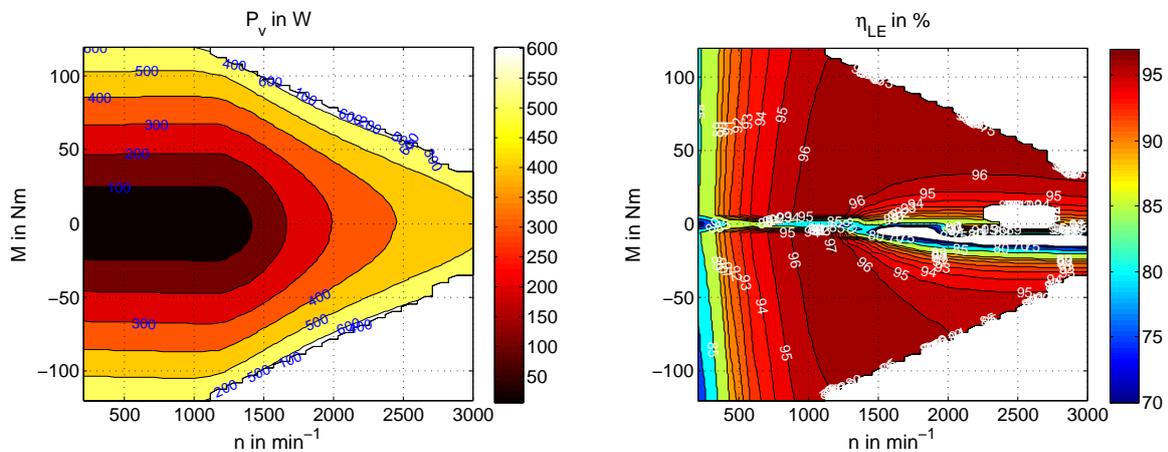


Abb. 6.2.: Simulation der Umrichter-Verlustleistungen (links) und des Umrichter-Wirkungsgrades abhängig von Drehzahl und Drehmoment

6.1.3. Messung der Umrichterverluste

Die Umrichterverlustleistungen lassen sich mit Hilfe der messtechnisch ermittelten Ströme und Spannungen anhand folgender Gleichung ermitteln [4].

$$P_v^{LE} = |P_{dc} - P_{ac}| = \left| U_{dc} I_{dc} - \sum_{x \in a,b,c} \frac{1}{T} \int_0^T u_x(t) \cdot i_x(t) dt \right| \quad (6.12)$$

Problematisch ist, dass sich die Messfehler der zahlreichen Einzelmessungen im Endergebnis fortpflanzen und potenzieren können. Um den Fehler gering zu halten, ist eine hoch präzise Messtechnik erforderlich. Gerade bei Antriebsumrichtern sind maximale Wirkungsgrade bis 98 % möglich. Da die Verlustleistung im Verhältnis zur Gesamtleistung verschwindend gering ist, können schon kleine Messunsicherheiten zu unbrauchbaren Ergebnissen führen.

Gerade wenn es um Wirkungsgradoptimierungen bei der Auslegung von Antriebsumrichtern geht, ist eine exakte Bestimmung des Umrichterwirkungsgrades notwendig. Mögliche Stellhebel zur Wirkungsgradoptimierung sind:

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

- Drehzahlabhängige Variation der Umrichterschaltfrequenz
- Verwendung anderer Modulationsverfahren (Vektormodulation)
- Anpassung der IGBT-Flankensteilheit
- Wahl der IGBT-Module

Diese Effekte haben einzeln jeweils nur geringe Einflüsse auf den Wirkungsgrad. Um den Effekt dieser Maßnahmen beurteilen zu können, ist daher präzise Messtechnik notwendig. Die Abbildung 6.3 veranschaulicht, welchen Einfluss die Genauigkeitsklasse (Kl.) der Messtechnik auf den relativen Messfehler hat.

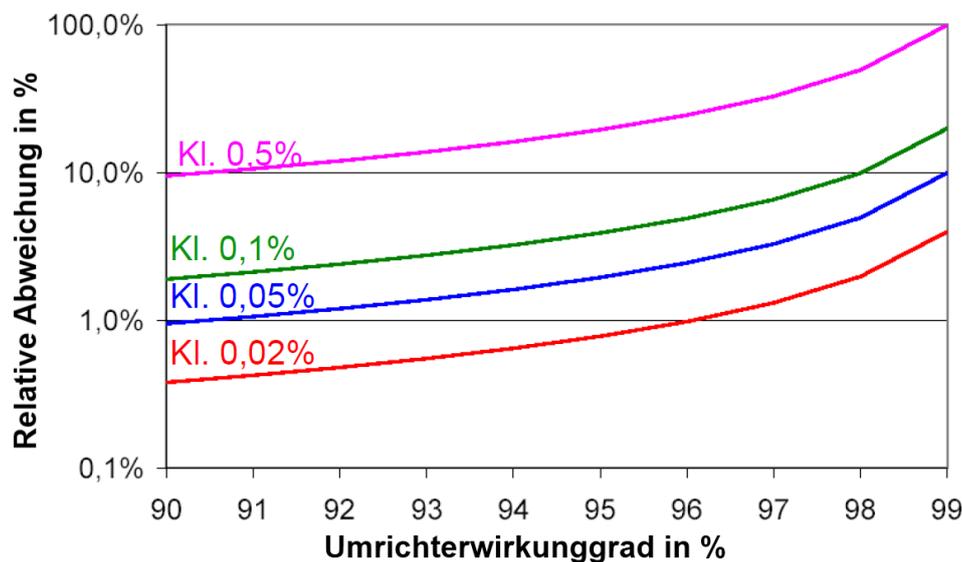


Abb. 6.3.: Messunsicherheit bei Wirkungsgradmessungen [4]

Wie der Abbildung zu entnehmen ist, steigt der relative Messfehler mit zunehmenden Umrichterwirkungsgrad an. Das bedeutet, wenn die Leistungselektronik in einem bestimmten Arbeitspunkt einen Wirkungsgrad von 98 % aufweist und die Messung einen Wirkungsgrad von 99 % ergibt, beträgt der relative Fehler der Umrichterverlustleistungen bereits 50 %.

Es wurden Versuche durchgeführt, den Umrichterwirkungsgrad mittels eines Oszilloskops in Verbindung mit Strommesszangen und aktiven HV-Spannungstastköpfen durchzuführen (Kl. 0.5 %). Diese scheiterten allerdings an der begrenzten Genauigkeit der verwendeten Messmittel. Für die Durchführung von exakten und reproduzierbaren Verlustleistungsmessungen bei zu erwartenden Umrichterwirkungsgraden von über 95 % sind daher Messgeräte mit einer Genauigkeitsklasse von mindestens 0.05 % erforderlich. Für die nachfolgenden Wirkungsgrad- und Verlustleistungsmessungen wurde ein Leistungsmessgerät vom Typ *Yokogawa WT3000* in Verbindung mit LEM Kompensationswandlern zur galvanisch isolierten Strommessung verwendet. Die technischen Daten der verwendeten Messmittel sind in der Tabelle 6.2 zusammengefasst.

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Eigenschaft		
Typ	Leistungsmessgerät	Stromwandler
Hersteller	Yokogawa	LEM
Modell	WT3000	IT 400-S
Messbereich (RMS)	1000 V (U) 2 A (I)	400 A (Eingang) 200 mA (Ausgang)
Messgenauigkeit	0.01% (U,I) 0.02% (P)	0.0044% (I)

Tab. 6.2.: Technische Daten der verwendeten Messtechnik

Die Abbildungen 6.5 und 6.6 stellen die Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen am E-Maschinen-Prüfstand bzw. am E-Maschinen-Emulator graphisch dar. Die gemessenen Gesamtwirkungsgrade stimmen sehr gut mit den im Abschnitt 6.1.2 durchgeführten Berechnungen überein. Es wurde versucht, bei der Simulation sowie an beiden Prüfständen, gleiche Verhältnisse hinsichtlich Zwischenkreisspannung, Drehmomentvorgabe und Anfangstemperaturen (Stator und Rotor) zu schaffen. Allerdings erwärmen sich während der Kennfeldaufnahme am E-Maschinen-Prüfstand die Statorwicklungen und die Magnete im Rotor, was die Abbildung 6.4 belegt. Die Tempera-

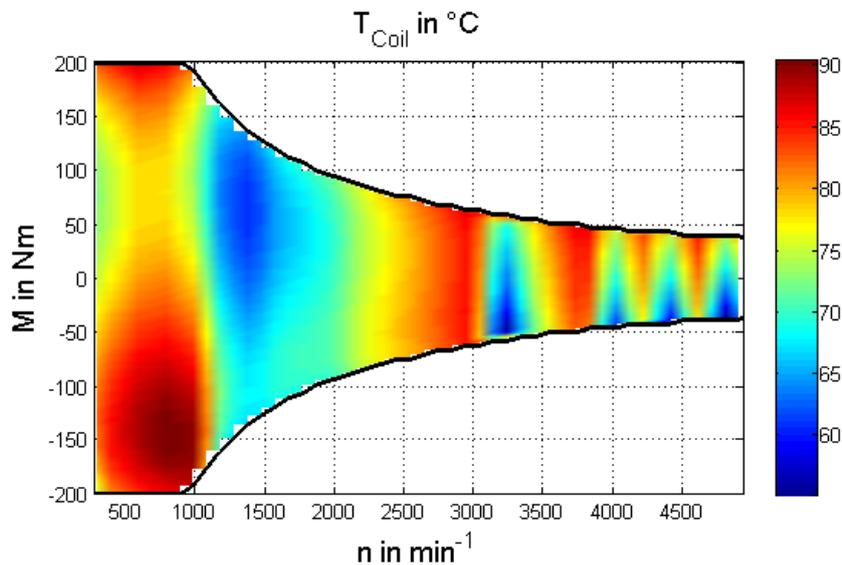


Abb. 6.4.: Wicklungstemperaturen bei der Wirkungsgradkennfeldaufnahme (EM-Prüfstand)

turdifferenzen in den Spulen von bis zu 60 °C führen zu höheren Kupferverlusten und die Erwärmung der Magnete verringert den Permanentmagnetfluss in der Maschine. Damit verbunden ist eine entsprechende Verschiebung der Arbeitspunkte $[[i_d^*, i_q^*, u_d, u_q]]$ während der Kennfeldaufnahme, wodurch sich der leicht geringere Wirkungsgrad am Prüfstand erklären lässt. Die Abbildungen 6.7 und 6.8 veranschaulichen die Differenzen der Verlustleistungen nach jeweils zwei unabhängigen Messungen am E-Maschinen-Prüfstand bzw. am E-Maschinen-Emulator.

Dazu wurden an dem jeweiligen Prüfstand jeweils zwei identische Messungen durchgeführt, um

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

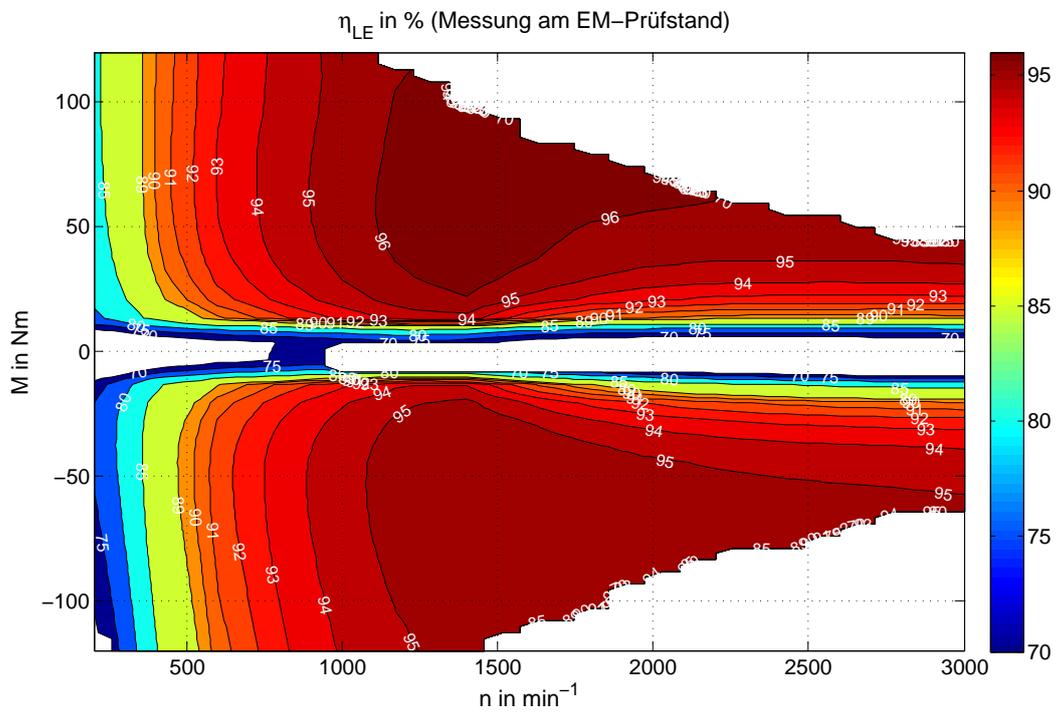


Abb. 6.5.: Umrichterwirkungsgradbestimmung am E-Maschinen-Prüfstand

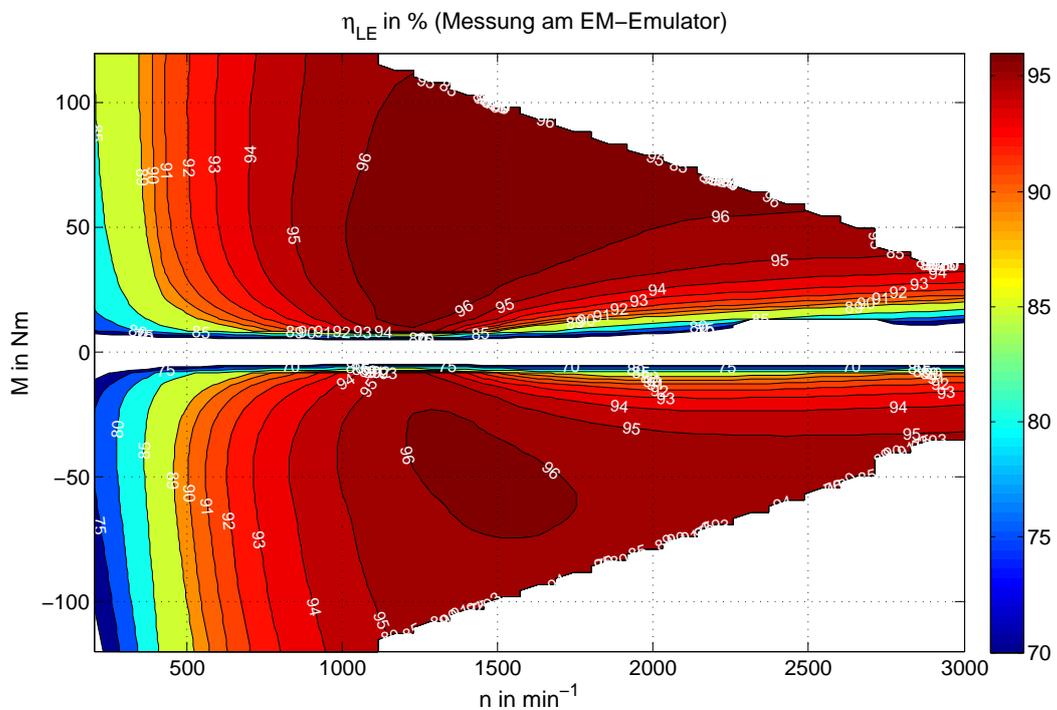


Abb. 6.6.: Umrichterwirkungsgradbestimmung am E-Maschinen-Emulator

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

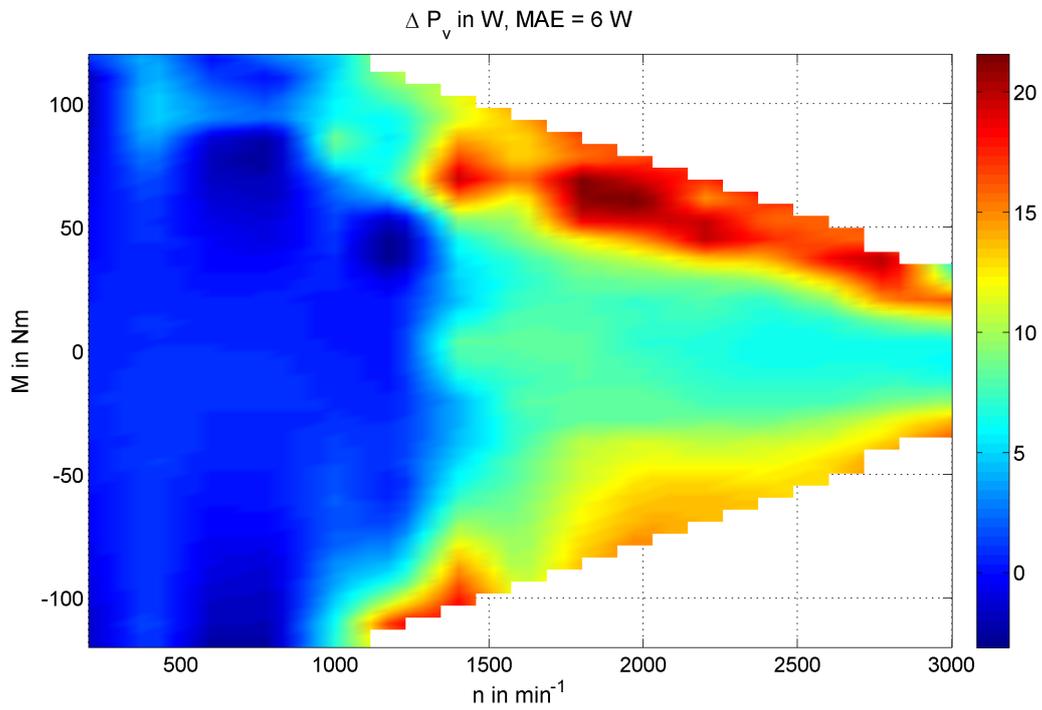


Abb. 6.7.: Differenz der Umrichterverlustleistungen nach zwei unabhängigen Messungen am E-Maschinen-Prüfstand

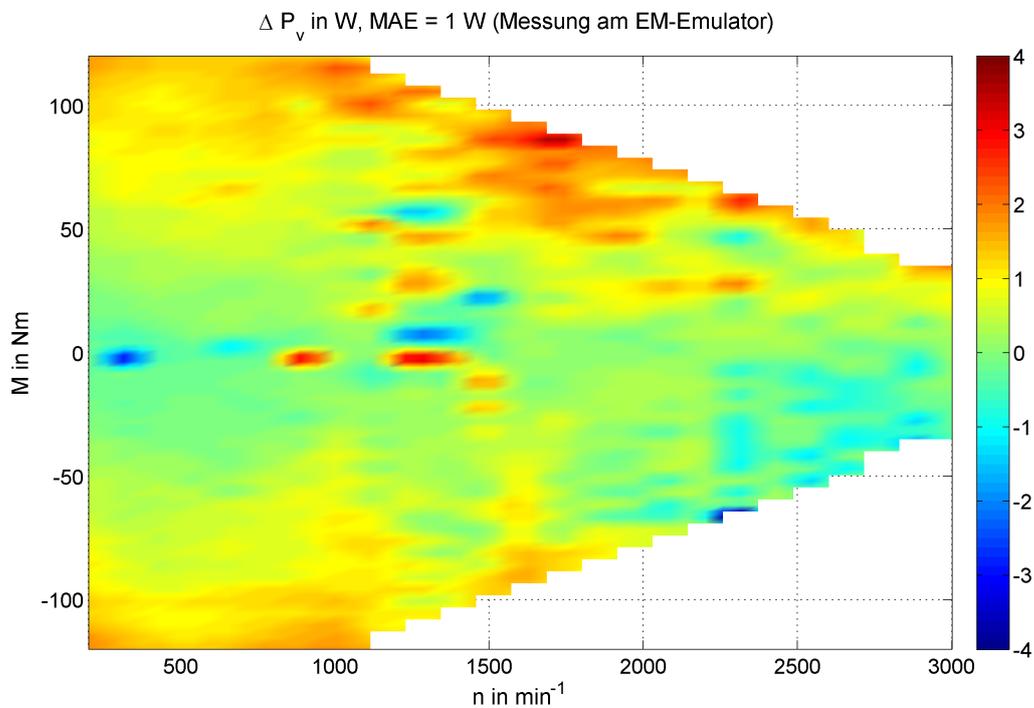


Abb. 6.8.: Differenz der Umrichterverlustleistungen nach zwei unabhängigen Messungen am E-Maschinen-Emulator

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

die Reproduzierbarkeit der Messungen validieren zu können. In der Abbildung 6.7 ist deutlich zu erkennen, dass die Differenzen der Verlustleistungen bei den Messungen, die am E-Maschinen-Prüfstand durchgeführt wurden, um bis zu 20 W abweichen. Dies klingt im ersten Augenblick nach wenig, kann aber unter Umständen schon in der Höhe des Einsparpotentials liegen, die eine Optimierungsmaßnahme gebracht hätte. Die Verlustleistungsdifferenzen lassen sich hier eindeutig auf Erwärmung der E-Maschine zurückführen.

Im Vergleich dazu liegen die Verlustleistungsdifferenzen bei den Messungen, die am EM-Emulator durchgeführt wurden, an nur wenigen Stellen bei maximal 3 W. Die mittlere Abweichung der Verlustleistungen beträgt lediglich 1 W. Die Messungen am Emulator sind in diesem Fall um den Faktor sechs besser als am E-Maschinen-Prüfstand. Damit ist bewiesen, dass Wirkungsgradmessungen des Umrichters an einem E-Maschinen-Emulator wesentlich reproduzierbarer sind als an einem E-Maschinen-Prüfstand, weil die gestellten Arbeitspunkte temperaturunabhängig sind.

Im nächsten Schritt wurde untersucht, ob Wirkungsgradoptimierungen, wie die Implementierung einer Vektormodulation, einen messbaren Effekt auf die Verlustleistungen haben. Die Vektormodulation ist ein Modulationsverfahren, das die Anzahl der Umschaltvorgänge der IGBTs und damit die Schaltverluste reduziert. Da dieses Verfahren schon sehr gut in [5] beschrieben wurde, soll hier nicht weiter darauf eingegangen werden. Die Tabelle 6.3 fasst die Ergebnisse zusammen.

Prüfstand	Messung 1 $\Delta \bar{P}_v = \bar{P}_v^{SIN} - \bar{P}_v^{SVM}$	Messung 2 $\Delta \bar{P}_v = \bar{P}_v^{SIN} - \bar{P}_v^{SVM}$	Differenz
E-Maschinen-Emulator	19 W	18 W	1 W
E-Maschinen-Prüfstand	38 W	31 W	7 W

Tab. 6.3.: *Differenz der mittleren Verlustleistungen zwischen Sinus- und Vektormodulation*

Durchgeführt wurden wiederum zwei unabhängige Messungen an jeweils beiden Prüfständen. Bei den Messungen am E-Maschinen-Emulator konnten bei der Verwendung von Vektormodulation im Mittel über den gesamten Arbeitsbereich 18.5 W eingespart werden. Beide Messungen unterschieden sich nur um 1 W, was einem relativen Fehler von 5 % entspricht. Bei dem E-Maschinen-Prüfstand dagegen konnte im Mittel 34.5 W Einsparpotential nachgewiesen werden, wobei sich allerdings beide Messungen um 7 W unterschieden. Der relative Fehler beträgt hierbei bereits 20 %.

Daraus lässt sich folgendes Fazit ableiten: Mit Hilfe des E-Maschinen-Emulators ist es möglich, mit hoher Genauigkeit reproduzierbare Wirkungsgrad- und Verlustleistungsmessungen durchzuführen. Eine Arbeitspunktverschiebung in Folge von thermischen Veränderungen tritt im Gegensatz zu Messungen an einer realen Maschine nicht auf. Aufgrund dieses wesentlichen Vorteils lassen sich Maßnahmen an der Leistungselektronik zur Wirkungsgradoptimierung an einem E-Maschinen-Emulator besser bewerten als an einem E-Maschinen-Prüfstand.

6.2. Untersuchung der Stromreglereigenschaften von Antriebsumrichtern

Eine wirkungsgradoptimale Drehmomentregelung ist essentiell für die Effizienz des elektrischen Antriebsstranges. Die Regelung einer hoch ausgenutzten IPMSM ist eine anspruchsvolle Aufgabe, mit der sich bereits in einigen Dissertationen beschäftigt wurde [30][35][60]. Es ist eine übliche Praxis, die Regler zunächst modellbasiert in Simulationen auszulegen und zu validieren. Der Endtest erfolgte allerdings immer am Lastprüfstand bei stationärer Drehzahl. In Hybridfahrzeugen sind allerdings konstruktiv bedingt Zwischenzustände mit geringen Trägheitsmomenten möglich, bei dem sehr hohe Drehzahlgradienten auftreten können. Es muss daher sichergestellt werden, dass auch unter diesen Bedingungen die Stromregler stabil arbeiten und keine Fehler verursacht werden, die die Hardware beschädigen können.

6.2.1. Grundstruktur der IPMSM-Regelung

Die Grundstruktur der Regelung wird in der Abbildung 6.9 veranschaulicht.

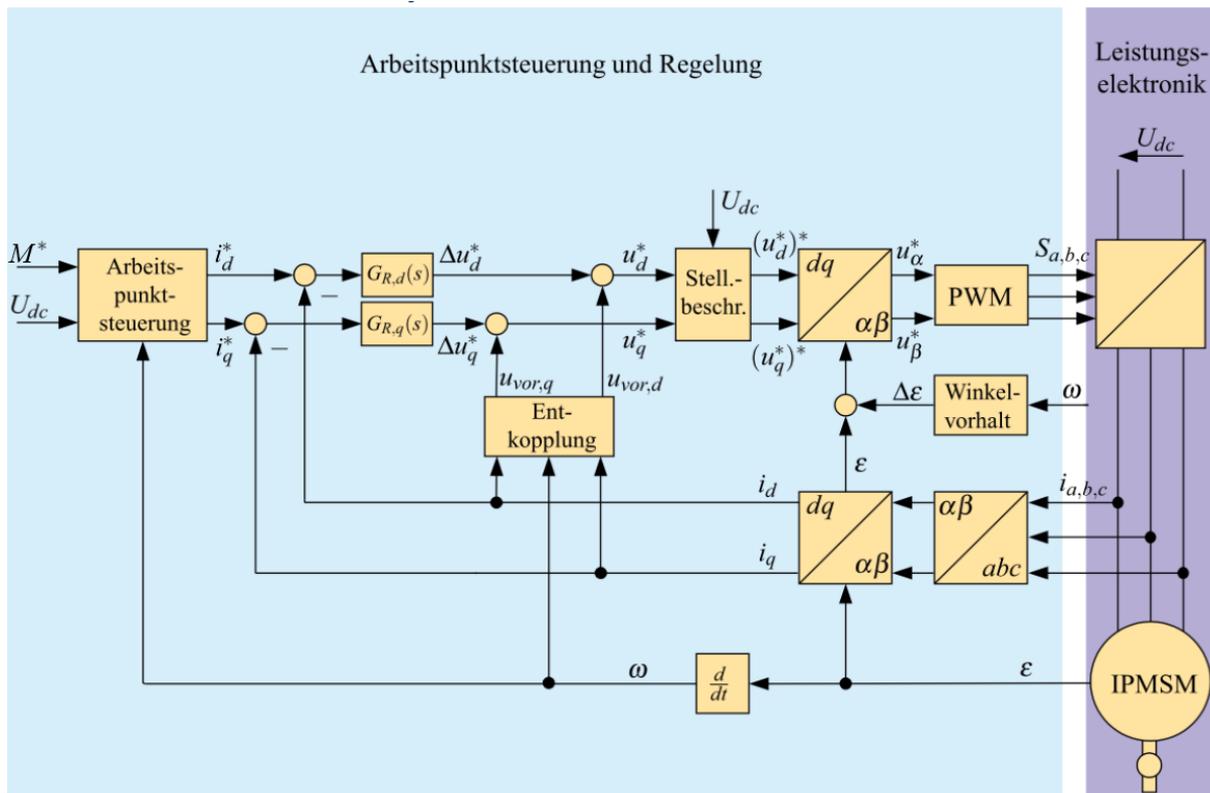


Abb. 6.9.: Regelungsstruktur einer IPMSM [5][61]

Analog zur PMSM-Modellierung erfolgt die Stromregelung wiederum im rotorfesten dq-Koordinatensystem.

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

natensystem, weil dadurch die Maschine komfortabel mittels zweier stationärer Gleichströme regelbar ist. Der für die Park-Transformation notwendige elektrische Winkel ε_{el} wird mittels eines Drehgebers bestimmt. Bei einer permanentenerregten Maschine mit Oberflächenmagneten (SPMSM) ist eine eindeutige Trennung in jeweils eine flussbildende (i_d) und drehmomentbildende (i_q) Stromkomponente möglich. Bei einer Maschine mit vergrabenen Magneten (IPMSM) ist aufgrund des Reluktanzmomentes eine Arbeitspunktsteuerung notwendig, bei dem der optimale Stromvektor für den geforderten Arbeitspunkt bestimmt wird. Ein sehr guter Ansatz wurde in [30] vorgestellt, wobei im Ankerstellbereich die „*Maximum-Torque-per-Current*“ und im Feldschwächebereich die „*Maximum-Torque-per-Flux*“-Strategie verfolgt wurde. Die aus der Arbeitspunktsteuerung resultierenden Stromkomponenten i_d^* und i_q^* bilden die Vorgabewerte für den nachfolgenden Stromregler. Die Stellgröße des Reglers bilden die Phasenspannungen u_d und u_q , die nach der Rücktransformation in das statorfeste System mittels Pulsweitenmodulation auf die Phasen gegeben werden. Aus der Grundgleichungen der PMSM wird deutlich, dass die d- und q-Komponenten miteinander verkoppelt sind.

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_{el} \psi_q \quad (6.13)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_{el} \psi_d \quad (6.14)$$

Aufgrund der Kreuzkopplung zwischen i_d und i_q kann sich eine Änderung einer Stromkomponente auf die jeweils andere auswirken. Um die Ströme unabhängig voneinander regeln zu können, ist eine Entkopplung des Systems sinnvoll. Diese lässt sich durch eine Vorsteuerung der induzierten Spannungen erreichen:

$$u_{vor,d} = -\omega_{el} \psi_q = -\omega_{el} L_q i_q \quad (6.15)$$

$$u_{vor,q} = \omega_{el} \psi_d = -\omega_{el} (L_d i_d + \Psi_P) \quad (6.16)$$

Nach der Vorsteuerung und damit der Entkopplung der Kreuzkopplungsterme vereinfacht sich das Gleichungssystem entsprechend:

$$u_d + u_{vor,d} = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \Rightarrow u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d \quad (6.17)$$

$$u_q + u_{vor,q} = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \Rightarrow u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \quad (6.18)$$

Nach Annahme von stromunabhängigen Induktivitäten L_{dq} und anschließender Laplace-Transformation, ergibt ein ein System 1. Ordnung mit folgender Übertragungsfunktion:

$$G_s(s) = \frac{i_{dq}}{u_{dq}} = \frac{1}{L_{dq}s + R_s} \quad (6.19)$$

Die Zeitkonstante des PT1-Systems beträgt $\tau_{dq} = \frac{L_{dq}}{R_s}$. Die Implementierung der Regelung erfolgt üblicherweise auf einem Mikrocontroller, die zur PWM-Frequenz des Wechselrichters synchronisiert wird. Die dadurch entstehende Totzeit kann mit $\frac{1}{2}$ der Umrichterschaltfrequenz T_s approximiert werden [5]. Das System erweitert sich dadurch zu einem PT2-System.

$$G_s(s) = \frac{i_{dq}}{u_{dq}} = \frac{1}{L_{dq}s + R_s} \cdot \frac{1}{\frac{T_s}{2}s + 1} \quad (6.20)$$

6.2.2. Auslegung des Stromreglers

Zur Stromregelung werden in PMSM-Regelungen üblicherweise PI-Regler jeweils für die d- und q-Komponente verwendet. Prinzipiell ist es möglich die Parameter dieser Regler experimentell zu bestimmen (z.B. mit heuristischen Regeln von Ziegler & Nichols). Da die Übertragungsfunktion und die Parameter des Systems (Gl. (6.20)) weitestgehend bekannt sind, kann durch die Anwendung von modellbasierenden Methoden eine bessere Regelgüte erreicht werden. Wenn die Parameter der Maschine präzise bestimmt wurden, können Pole und Nullstellen ausgeglichen werden. Die Auslöschung schwach gedämpfter Pole kann im geschlossenen Regelkreis zur einem schlechten Störverhalten führen [1]. Die Auswirkungen von Störeinflüssen, wie Spannungseinbrüchen im Zwischenkreis oder schnelle Drehzahländerungen müssen daher untersucht werden. Zudem unterliegen die Maschinen aufgrund des Fertigungsprozesses Parameterschwankungen, die ebenfalls Auswirkungen auf das Regelverhalten haben. Eine Untersuchung dieser Effekte ist mit einem konventionellen Lastprüfstand nur unter großem Kostenaufwand möglich. Der E-Maschinen-Emulator besitzt hier aufgrund der hohen Bandbreite (≈ 60 kHz nach Gl. (3.27) und Tab. 5.1) wesentliche Vorteile, denn es können sowohl Einflüsse von Störungen (Spannungs- und Drehzahlschwankungen) sowie Parametervariationen in den Maschinen untersucht werden. In den nächsten Unterabschnitten soll eine Auswahl aus bekannten Auslegungsmethoden vorgestellt werden. Am Ende dieses Abschnittes wird deren Regelgüte messtechnisch am EM-Emulator untersucht und bewertet.

Internal Model Control (IMC)

Die „Internal Model Control“-Methode mit der Anwendung auf AC-Motoren wurde erstmalig von *Harnefors* und *Nee* [19] präsentiert und auch in der Dissertation von *Wallmark* [60] aufgegriffen. Das Grundprinzip von IMC besteht darin, dem Modell der Regelstrecke $\tilde{G}_s(s)$ die gleiche Stellgröße $u(s)$ zu präsentieren wie dem realen System $G_s(s)$. Die Fehlerrückführung $\hat{d}(s)$ bestimmt sich anhand folgender Gleichung.

$$\hat{d}(s) = (G_s(s) - \tilde{G}_s(s))u(s) + d(s) \quad (6.21)$$

Bei einem perfekten Modell und ohne Störung $d(s)$ würde die Rückkopplung $\hat{d}(s)$ den Wert Null annehmen. Die Abbildung 6.10 veranschaulicht die Grundstruktur von *Internal Model Control*. Durch eine geringe Modifikation der Struktur kann das Blockschaltbild in die allgemein bekannte

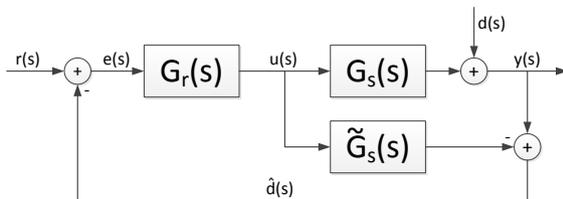


Abb. 6.10.: Allgemeine IMC Struktur [19]

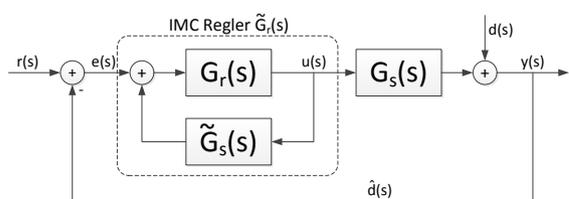


Abb. 6.11.: Vereinfachte IMC Struktur [19]

Struktur des geschlossenen Regelkreises umgeformt werden (Abbildung 6.11). Die Übertragungsfunktion des IMC-Reglers lässt sich im geschlossenen, inneren Regelkreis anhand der Gleichung

(6.22) bestimmen:

$$\tilde{G}_r(s) = \frac{G_r(s)}{1 - G_r(s)\tilde{G}_s(s)} \quad (6.22)$$

Der Regler wird üblicherweise in Form eines PI-Regler implementiert. Die Ziel-Führungsübertragungsfunktion der offenen Kette mit PT1-Verhalten lautet:

$$G_0(s) = \tilde{G}_r(s)G_s(s) = \frac{1}{\tau_f \cdot s + 1} \quad (6.23)$$

Ausgehend von der Übertragungsfunktion des Stators (6.19) und der Zielübertragungsfunktion der offenen Kette (6.23) kann folgende Reglerübertragungsfunktion aufgestellt werden:

$$\tilde{G}_r(s) = G_s(s)^{-1}G_0(s) = \frac{R_s + L_{dq} \cdot s}{\tau_f \cdot s} \quad (6.24)$$

Der Vergleich von $\tilde{G}_r(s)$ mit der allgemeinen Übertragungsfunktion des PI-Reglers ergibt folgenden Zusammenhang:

$$\tilde{G}_{r,PI}(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad \equiv \quad \tilde{G}_{r,IMC}(s) = \underbrace{\frac{L_{dq}}{\tau_f}}_{K_p} + \underbrace{\frac{R_s}{\tau_f}}_{K_i} \frac{1}{s} \quad (6.25)$$

Mit der Reglerbandbreite des offenen Gesamtregelkreises $\alpha = \frac{1}{\tau_f}$ können die Verstärkungsfaktoren des Reglers nach folgender Vorschrift berechnet werden:

$$\boxed{K_{p,dq} = \alpha L_{dq}} \quad (6.26)$$

$$\boxed{K_{i,dq} = \alpha R_s} \quad (6.27)$$

Die IMC-Methode hat den wesentlichen Vorteil, dass konventionelle PI-Regler verwendet werden und diese direkt nur mit Hilfe der bekannten Maschinenparameter sowie einer gewünschten Bandbreite ausgelegt werden können [19].

Betragsoptimum

Ein ideales System hat im geschlossenen Regelkreis eine Übertragungsfunktion mit 0 db Verstärkung ohne Phasenverschiebung:

$$G_{cl}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = 1 \quad (6.28)$$

Da dies durch induktive und kapazitive Effekte sowie infolge der Diskretisierung nicht möglich ist, hat der Reglerentwurf nach dem „Betragsoptimum“ den Anspruch eine möglichst flache Amplitudenübertragungsfunktion zu realisieren [58]. Folgendes Verhalten im Frequenzbereich ist erwünscht [1]:

$$G_{cl}(0) = 1$$

$$\left. \frac{d^n |G_{cl}(j\omega)|}{d\omega^n} \right|_{\omega=0} = 0 \quad \text{for } n = 1, 2, \dots \quad (6.29)$$

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Nach Umstellung der Gleichung (6.20) ergibt sich die allgemeine Übertragungsfunktion des PT2-Systems [6]:

$$G_s(s) = \frac{i_{dq}}{u_{dq}} = \underbrace{\frac{1}{R_s}}_{K_s} \cdot \frac{1}{1 + \underbrace{\frac{L_{dq}}{R_s}}_{\tau_s} s} \cdot \frac{1}{1 + \underbrace{\frac{T_s}{2}}_{\tau_\sigma} s} = K_s \cdot \frac{1}{1 + s\tau_s} \cdot \frac{1}{1 + s\tau_\sigma} \quad (6.30)$$

Bei der verwendeten E-Maschine und Umrichter gilt: $\tau_s > \tau_\sigma$. Für einen PI-Regler mit der Nachstellzeit T_n und K_r gilt folgende Übertragungsfunktion:

$$G_r(s) = K_r \cdot \frac{1 + sT_n}{sT_n} \quad (6.31)$$

Nach Setzen der Reglernachstellzeit auf die langsamste Streckenzeitkonstante und Normierung der Verstärkung mit γ ,

$$T_n = \tau_s \quad \gamma = \frac{\tau_\sigma}{\tau_s} K_s K_r \quad (6.32)$$

ergibt sich folgende Gesamtübertragungsfunktion der offenen Kette:

$$G(s) = \gamma \cdot \frac{1}{s\tau_\sigma} \cdot \frac{1}{1 + s\tau_\sigma} \quad (6.33)$$

Zur Erfüllung des Kriteriums für das Betragsoptimum (6.29) wird $\gamma = \frac{1}{2}$ gesetzt [6]. Zur Stromreglerapplikation ergeben sich folgende Verstärkungsfaktoren:

$$K_{p,dq} = \frac{\gamma\tau_s}{K_s\tau_\sigma} = \frac{L_{dq}}{T_s} \quad (6.34)$$

$$K_{i,dq} = \frac{K_r}{T_n} = \frac{R_s}{T_s} \quad (6.35)$$

Integral Time Absolute Error (ITAE)

„Integral Time Absolute“-Error ist ein Kriterium zur Bewertung der Reglerperformance, bei dem die gewichtete absolute Abweichung zwischen Soll- und Istwert zeitlich aufintegriert wird.

$$ITAE = \int_0^\infty t |e(t)| dt \quad (6.36)$$

Durch die Multiplikation von $|e(t)|$ mit t werden Anfangsfehler schwächer gewichtet als spätere Regelabweichungen. Durch gerichtete Variation der Reglerparameter mittels eines Optimierungsalgorithmus kann die Zielfunktion minimiert werden. Dazu bieten sich beispielsweise gradientenfreie Optimierungsmethoden wie die „Particle Swarm Optimization“ oder die Simplex-Methode an [55]. Die Abbildung 6.12 fasst eine auf das Führungsverhalten hin optimierte Reglerauslegung für einen PI-Regler mit PT2-Systemverhalten (nach Gl. (6.20)) zusammen [31][37]. Die Formeln wurden bestimmt durch Simulationen bei Variation der Reglerparameter mit anschließender Regression über die Ergebnisse.

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

$$K_p = \frac{A}{K_r} \left(\frac{\tau_\sigma}{\tau_s} \right)^B$$

$$T_n = \frac{\tau_s}{A} \left(\frac{\tau_s}{\tau_\sigma} \right)^B$$

	A	B
K_p in $\frac{V}{A}$	0.758	-0.861
T_n in s	1.020	-0.323

$$K_p = \frac{0.758}{1/R_s} \left(\frac{T_s/2}{L_{dq}/R_s} \right)^{-0.861}$$

$$T_n = \frac{L_{dq}/R_s}{1.020} \left(\frac{L_{dq}/R_s}{T_s/2} \right)^{-0.323}$$

Abb. 6.12.: Auslegung des Reglers nach der ITEA-Methode [37]

Die vorgestellten Methoden sollen nur als Beispiele für die nachfolgenden Untersuchungen am E-Maschinen-Emulator dienen. Die Tabelle 6.4 fasst die berechneten Verstärkungsfaktoren für die verschiedenen Auslegungsmethoden zusammen. In den nachfolgenden Abschnitten soll nun das Führungs- und Störverhalten der Stromregler untersucht werden.

	$K_{p,d}$ in $\frac{V}{A}$	$K_{p,q}$ in $\frac{V}{A}$	$K_{i,d}$ in $\frac{V}{As}$	$K_{i,q}$ in $\frac{V}{As}$
IMC	0.2737	0.3571	23.9665	23.9665
MagOpt	1.3683	1.7853	128.3129	128.3129
ITAE Setpoint	0.9843	1.2378	532.2219	558.9248

Tab. 6.4.: Verstärkungsfaktoren des Stromreglers

6.2.3. Führungsverhalten

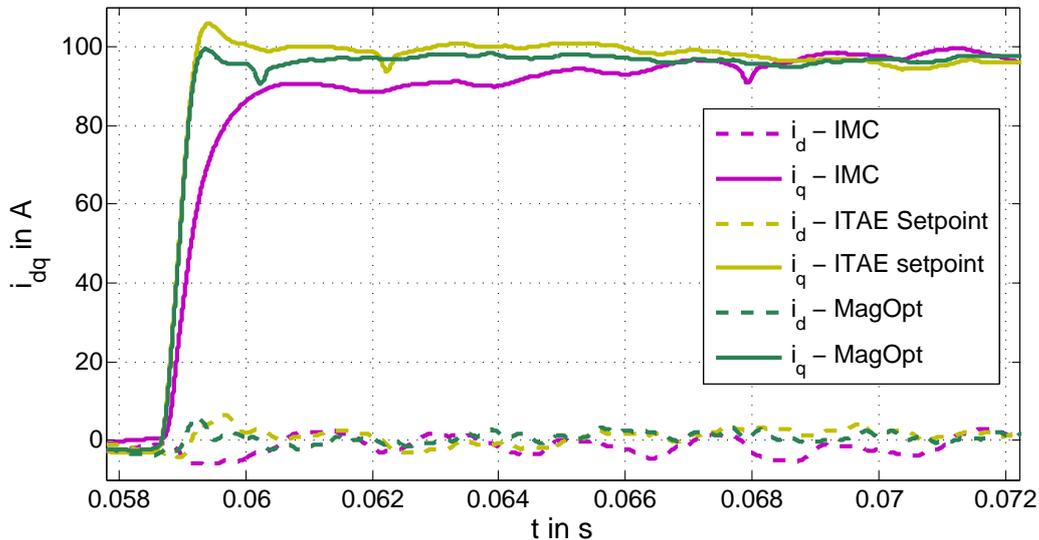


Abb. 6.13.: Vergleichsmessungen der Führungssprungantworten verschiedener Reglerauslegungen

Der Stromregler ist häufig der innere Regelkreis einer kaskadierten Reglerstruktur. Damit die überlagerten Regler und Funktionen wie gewünscht arbeiten, wird vom Stromregler eine entsprechende Dynamik erwartet. Die Sprungantwort auf eine Sollwertänderung ist ein übliches

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Verfahren, um die Güte der Regelung zu bewerten. Die Abbildung 6.13 stellt die Sprungantworten auf eine Sollwertänderung von 100 A bei den zuvor beschriebenen Auslegungsmethoden dar. Für „Internal Model Control“ wurde eine Bandbreite von 2000 rad/s festgelegt. Die Einregelzeit von mehr als 10 ms bei dem IMC-Verfahren ist sehr unbefriedigend. Mit den Methoden ITEA und Betragsoptimum wird dagegen mit 4 ms eine wesentlich bessere Dynamik erreicht. Zur Regleruntersuchung im Frequenzbereich werden sinusförmige Sollwertänderungen mit aufsteigenden Frequenzen vorgegeben. Die Abbildung 6.14 veranschaulicht jeweils die Arbeitspunkte 1 und 10 Hz bei einer sinusförmigen Vorgabe von \hat{i}_q von 100 A. Bereits hier ist zu erkennen, dass

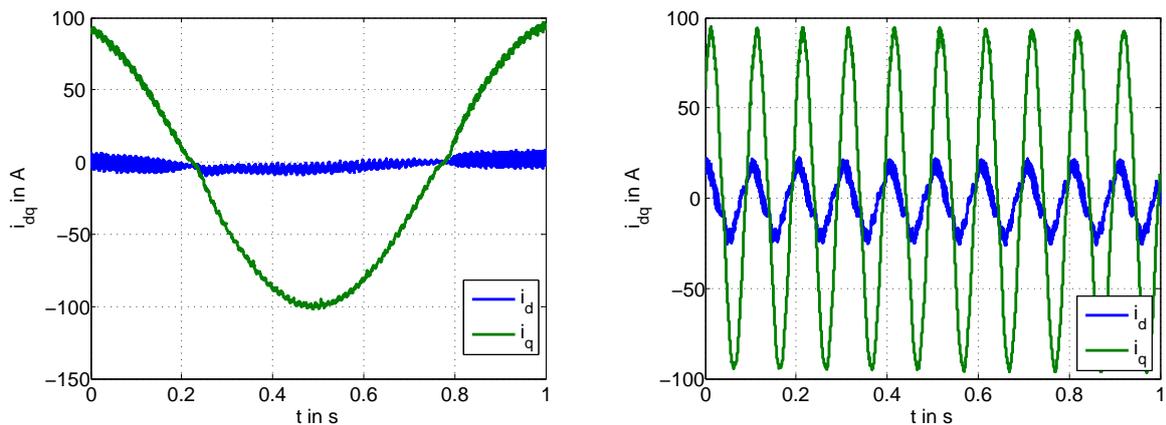


Abb. 6.14.: Führungsverhalten (IMC) bei sinusförmigen q -Strom bei 1 Hz (links) und 10 Hz (rechts)

mit zunehmender Frequenz die gewünschte Amplitude von 100 A nicht mehr erreicht wird und der d-Strom ebenfalls mit Schwingen beginnt. Der dq-Stromzeiger erfährt daher eine Phasenverschiebung gegenüber dem gewünschten Verhalten. Trägt man die Amplitudenabschwächung und die Phasenverschiebung in einen Bodediagramm ein, ergibt sich folgende Darstellung. Bei

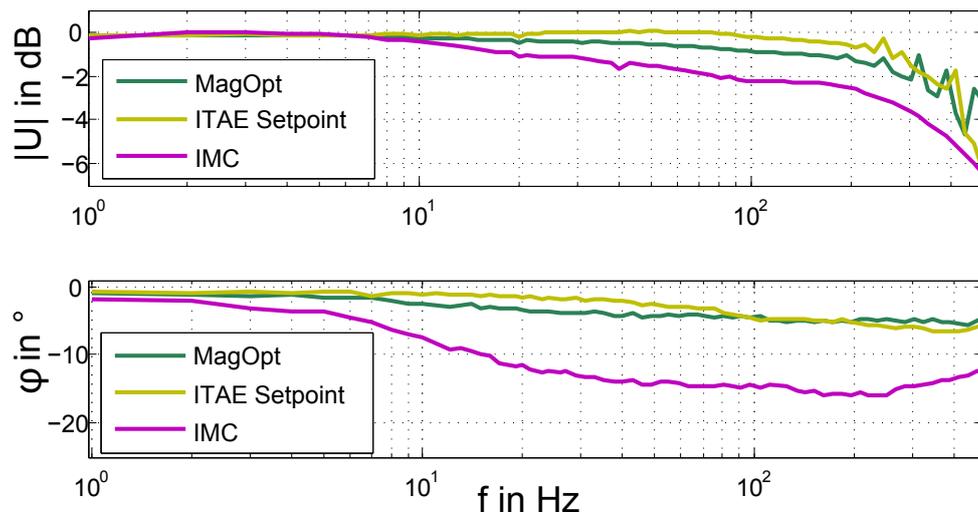


Abb. 6.15.: Bodediagramm des Führungsverhaltens verschiedener Auslegungsmethoden (Messung)

dem IMC-Verfahren ergibt sich eine gemessene Bandbreite von 250 Hz. Die Abweichung ge-

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

genüber der geforderten Bandbreite¹ von 318 Hz (2000 rad/s) lässt sich auf die Diskretisierung zurückführen. Die Auslegungsmethoden Betragsoptimum und ITEA resultieren in den gemessenen Bandbreiten von 405 Hz bzw. 426 Hz. Das Führungsverhalten des Stromreglers lässt sich am E-Maschinen-Emulator sehr genau und reproduzierbar bewerten, da Drehzahlschwankungen ausgeschlossen werden können. An einen Lastprüfstand kann der Regler der Lastmaschine zu unerwünschten Störungen führen und somit das Messergebnis verfälschen.

6.2.4. Störverhalten

An einen Lastprüfstand werden nahezu alle Versuche bei stationärer Drehzahl durchgeführt. Im Fahrzeug allerdings sind starke Drehzahlvariationen bei gleichzeitigen Sollwertänderungen die Regel. Zur Sicherstellung der Stabilität der Stromregler müssen diese instationären Vorgänge nachgebildet werden. An Lastprüfständen sind schnelle Drehzahländerungen oder Drehzahlschwingungen aufgrund des großen Trägheitsmomentes der Lastmaschine nur mit Einschränkungen durchführbar. Versuche am Lastprüfstand haben gezeigt, dass Drehzahlschwingungen bis maximal 1.5 Hz möglich sind. Im Fahrzeug dagegen treten Drehzahlschwingungen bis 10 Hz und Drehzahlgradienten von mehreren 1000 min^{-1}/s auf. Zur Absicherung der Stromreglerstabilität eignet sich der E-Maschinen-Emulator hervorragend aufgrund der deutlich höheren Drehzahl- und Stromdynamik. Weil das mechanische Modell nur simuliert wird, ist das begrenzte Element im Wesentlichen die CAN-Abtastzeit (1 ms). Die Abbildung 6.16 veranschaulicht die Reaktion der Regler auf einen Drehzahlsprung von 1000 min^{-1} auf 500 min^{-1} . Auch wenn ein unendlich schneller Drehzahlsprung im Fahrzeug nicht vorkommen kann, ver-

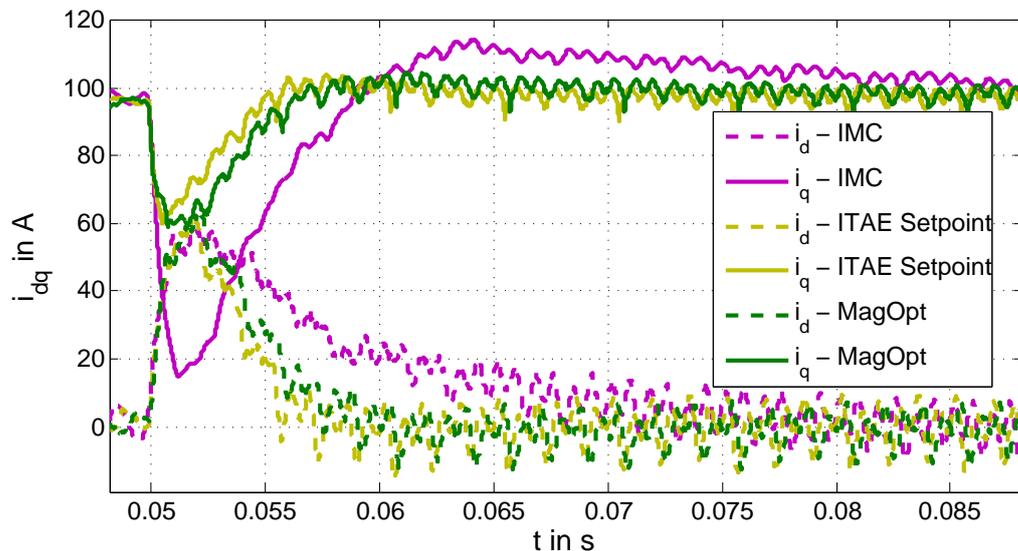


Abb. 6.16.: Vergleich der Drehzahl-Störungssprungantworten verschiedener Reglerauslegungen

deutlicht dies den Extremfall und die Reaktion des Reglers. Die Auslegung des Reglers nach

¹Die Grenzfrequenz ist definitionsgemäß die Frequenz, bei der die Amplitudenabschwächung -3dB beträgt

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

„Internal Model Control“ führt zu einer starken Regelabweichung und einer sehr langen Beruhigungszeit von 40 ms. Beim Betragsoptimum und ITEA hat sich i_q dagegen bereits nach 7 ms wieder stabilisiert. Im nächsten Schritt werden sinusförmige Drehzahlstörungen mit zunehmender Frequenz auf das System beaufschlagt. Da die mechanischen Größen am EM-Emulator nur simuliert werden, ist die maximal mögliche Schwingungsfrequenz nur von der Zykluszeit der CAN-Nachrichten, mit den n_{EM} gestellt wird, abhängig. Die Abbildung 6.17 verdeutlicht die Fortpflanzung der Drehzahlstörung auf i_d und i_q bei den Frequenzen 1 Hz und 10 Hz. Mit

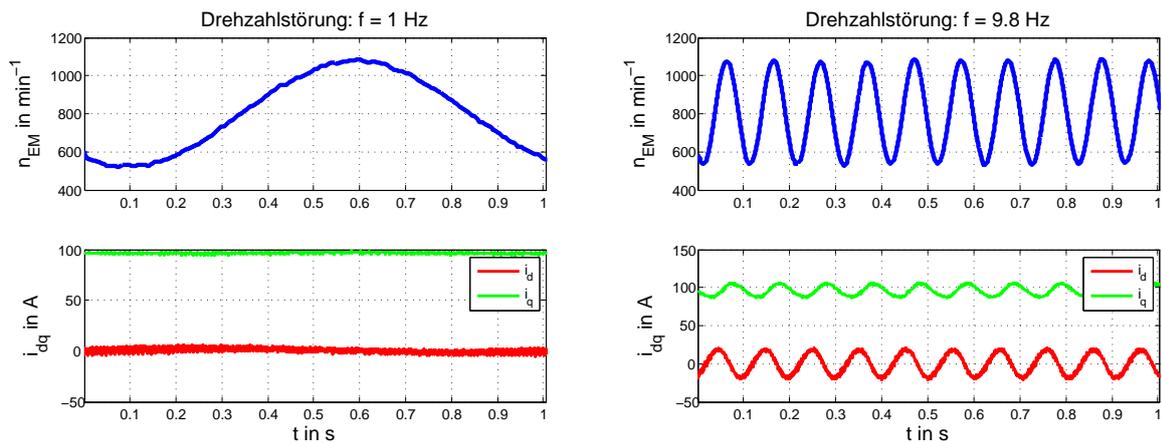


Abb. 6.17.: Störverhalten bei sinusförmiger Maschinendrehzahlswankung bei 1 Hz (links) und 10 Hz (rechts) (Reglerauslegung nach IMC-Verfahren, Messung am EM-Emulator)

zunehmender Frequenz wird die Dämpfung der Störung auf i_q schwächer, was sich in einem ansteigenden Amplitudengang äußert. Dies ist für die drei vorgestellten Auslegungsvorgänge in

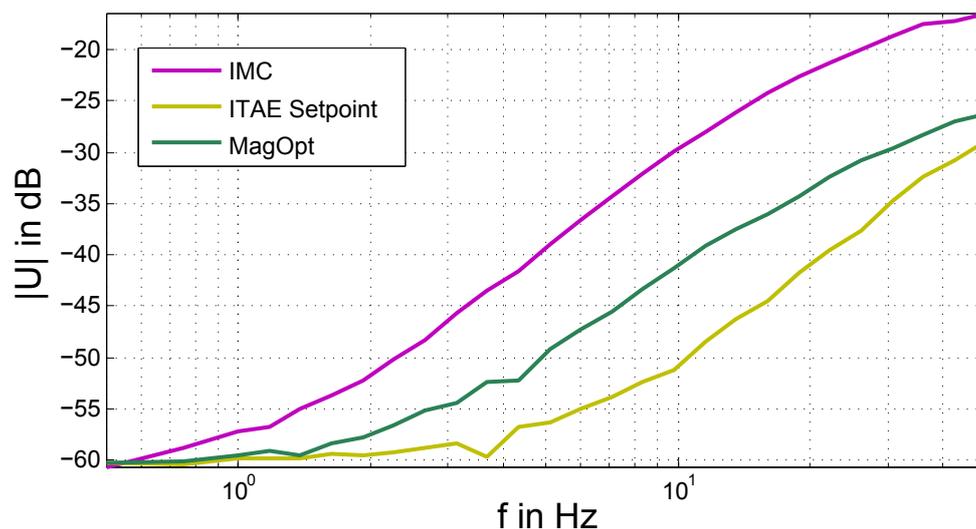


Abb. 6.18.: Normierte Amplitudenübertragungsfunktion des Drehzahl-Störverhaltens verschiedener Auslegungsmethoden (Messung am EM-Emulator)

der Abbildung 6.18 dargestellt. Zur Berechnung der Übertragungsfunktion (in db) wurde die Amplitude der Drehzahlzählung \hat{n}_{EM} (Störung) und die Amplitude von q-Stromes \hat{i}_q

(Führungsgröße) normiert. Das ITEA-Verfahren hat sich dabei als am robustesten gegenüber Drehzahlstörungen erwiesen.

6.2.5. Streuung von Maschinenparametern

Im Entwicklungsprozess wird ein Muster der Zielmaschine, die im Fahrzeug eingesetzt wird, auf einen Lastprüfstand gespannt und charakterisiert. Dieser Musterstand mit dessen Eigenschaften (Permanentfluss, Induktivitäten, Statorwiderstand) wird als repräsentativ für alle später gebauten Maschinen angesehen. Leider muss produktionsbedingt aufgrund von Ungenauigkeiten in den Stanzprozessen der Blechpakete und der Magnetisierung der Permanentmagnete mit Parameterstreuungen von bis zu 5 % gerechnet werden. Die Validierung der Stromreglergüte mit einer Auswahl an Produktionsmustern ist aufgrund der aufwendigen Prüfstandsadaption eine kostenintensive Angelegenheit. Am E-Maschinen-Emulator können die Maschinenparameter in kurzer Zeit geändert und so die Varianz der Maschinenparameter auf die Stromregler bewertet werden, was mit realen E-Maschinen so kaum möglich ist. Die Abbildung 6.19 stellt den Verlauf der Sprungantworten einer festen Reglerauslegung bei Abweichungen der Induktivitätswerte von $\pm 20\%$ grafisch dar.

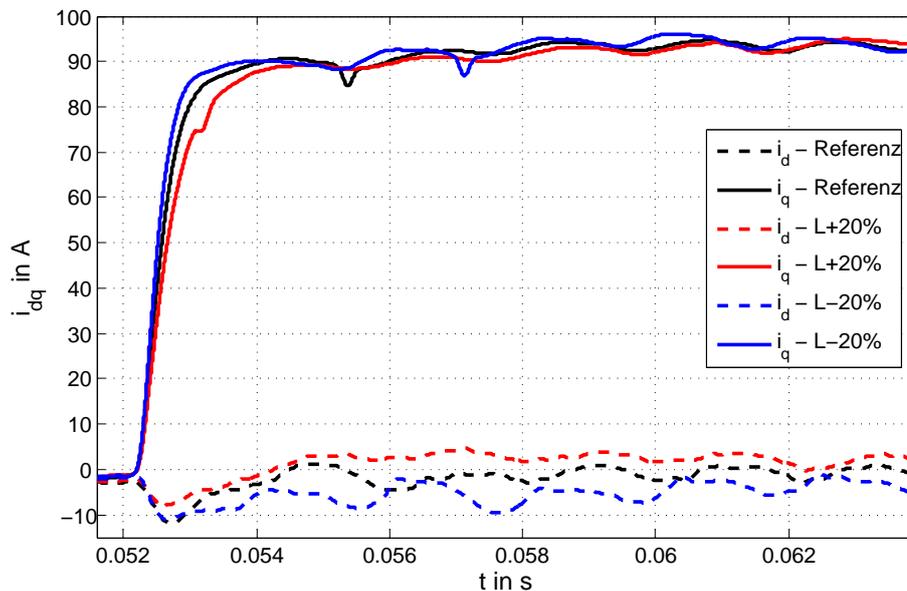


Abb. 6.19.: Auswirkung einer Maschinen-Parametervariation auf die Sprungantwort (Auslegung nach IMC, Messung am EM-Emulator)

Die Auswirkungen auf Anregel- und Beruhigungszeit liegen unter 0.5 ms und sind daher vernachlässigbar. Mit Hilfe des E-Maschinen-Emulators konnte bewiesen werden, dass die Streuung der Maschinenparameter keine signifikante Auswirkungen auf die Stromregler haben.

6.3. Applikation eines Reglers zur Dämpfung von Antriebsstrangschwingungen

In Folge der Integration einer elektrischen Maschine in den Antriebsstrang von Hybrid- oder Elektrofahrzeugen werden Fahrzeugentwickler mit neuen Problemen konfrontiert. Durch das, im Vergleich zum konventionellen Antriebsstrang, relativ große Trägheitsmoment der E-Maschine können unerwünschte Schwingungen im elektrischen Antriebsstrang entstehen. Je nach Amplitude und Frequenz führen diese Schwingungen neben einem deutlichen Komfortverlust zu starken Materialbeanspruchungen und damit zu erhöhtem Verschleiß. Durch die hohe Drehmomentdynamik der E-Maschine bieten sich allerdings neue Möglichkeiten, wie die Maschine als „Kompensations-Aktuator“ zu verwenden und damit Schwingungen im Antriebsstrang aktiv zu dämpfen.

6.3.1. Aktive Dämpfung von Torsionsschwingungen

Die „Aktive Schwingungsdämpfung“ ist eine Funktion, die der normalen Drehmomentanforderung überlagert ist und den Fahrkomfort deutlich steigern kann. Verschiedene Ansätze zu diesem Thema wurden bereits in [8][28] und [29] untersucht. Zur Entwicklung und zum Test solcher Kompensationsregler ist allerdings zunächst ein geeigneter Prüfaufbau erforderlich. Einen realen Versuchsstand mit drehender Maschine aufzubauen, ist sehr schwierig, da bereits die Lastmaschine aufgrund des hohen Trägheitsmomentes die dazu erforderliche Drehzahldynamik kaum aufbringen kann. Ein E-Maschinenprüfstand stellt mit seinen Massen und Wellen selbst einen Antriebsstrang dar, der dem des Zielfahrzeuges in keinsten Weise entspricht [18]. Ein E-Maschinen-Emulator dagegen liefert keinen mechanischen Eigenbeitrag und kann damit das reale mechanische Verhalten eines hybriden Antriebsstranges in Echtzeit nachbilden. Auf einem Emulatorprüfstand können damit Verfahren zur aktiven Schwingungskompensation getestet und appliziert werden, was bisher nur im Versuchsfahrzeug möglich war. Ein Artikel zu diesem Thema wurde bereits im Rahmen dieser Dissertation in der *Automobiltechnischen Zeitschrift* [57] vorgestellt. Die im Kapitel 5 durchgeführte Modellvalidierung bildet die Grundlage für diese Anwendung, denn die Drehmomentgenauigkeit des Modells ist für die aktive Dämpfung des simulierten Antriebsstranges von äußerster Wichtigkeit. Als Beispielfahrzeug, auf das sich die nachfolgenden Abschnitte beziehen, wurde der *Mercedes-Benz E 300 BlueTEC Hybrid* gewählt. Die Antriebsstrangkonfiguration dieses Fahrzeugs wird als Parallelhybrid bezeichnet, denn die E-Maschine befindet sich auf der Kurbelwelle direkt vor dem Getriebeeingang. Damit kann der Elektromotor parallel zum Verbrennungsmotor Drehmoment auf die Antriebswelle geben und ermöglicht dadurch verschiedene Fahrzustände (Rekuperation, Boost, E-Fahrt). Die E-Maschine kann vom Verbrennungsmotor durch eine Anfahrkupplung mechanisch entkoppelt werden, wodurch eine rein elektrische Traktion möglich ist. Die Abbildung 6.20 veranschaulicht den hybriden Antriebsstrang inklusive der Hochvoltkomponenten. Durch den Hinterradantrieb sind die relativ dünnen Seitenwellen aufgrund der hohen übertragenen Drehmomente anfällig für Torsionen. In der Abbildung 6.21 werden die einzelnen Komponenten des mechanischen Antriebsstranges schematisch abgebildet. Die Antriebsachse lässt sich zusammen mit dem Trägheitsmoment der E-Maschine J_{EM} und der Fahrzeugmasse J_{Fzg} als Zweimassenschwinger

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

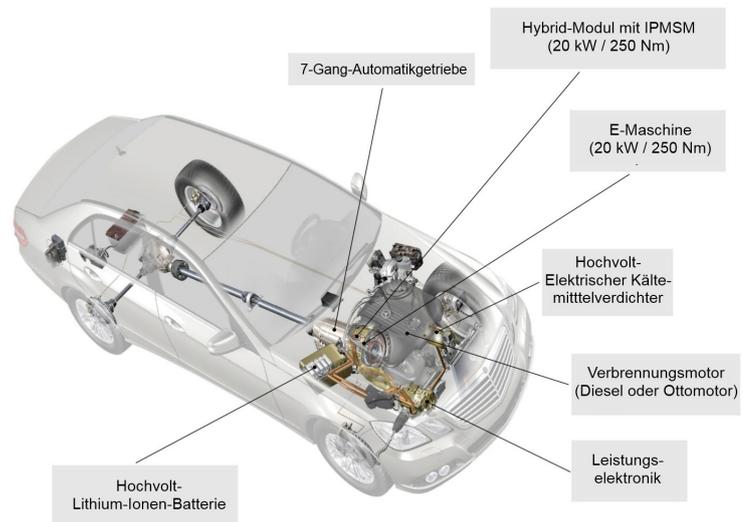


Abb. 6.20.: Antriebsstrang des Mercedes-Benz E 300 BlueTEC Hybrid [57]

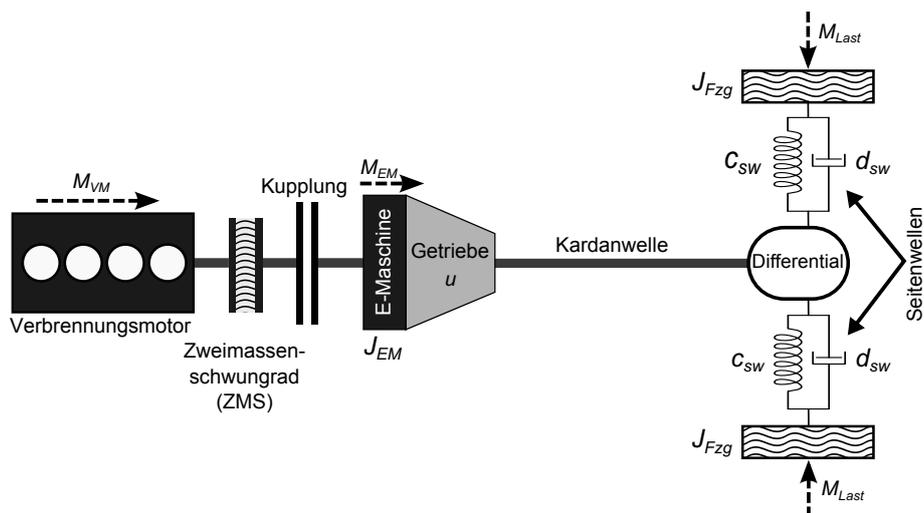


Abb. 6.21.: Schematische Darstellung des Antriebsstranges

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

mit Feder-Dämpfer-Elementen approximieren. Die Massen der Wellen und der Getriebescheiben werden dabei vernachlässigt. Die Seitenwellen sind die weichsten Elemente des Antriebsstranges und damit Hauptursache für niederfrequente Schwingungen. Die Federkonstante c_{sw} ist von der mechanischen Auslegung der Seitenwellen abhängig und bestimmt zusammen mit J_{EM} die Eigenfrequenz des Systems. Im Frequenzbereich zwischen 4 und 8 Hz sind Schwingungen vom Menschen als besonders störend wahrnehmbar [29] und stellen für den Fahrer einen deutlichen Komfortverlust dar. Um trotzdem einen hohen Fahrkomfort zu gewährleisten, wird die hohe Drehmomentdynamik der E-Maschine zur aktiven Dämpfung der Drehschwingungen ausgenutzt. Zur Nachbildung von Drehschwingungen stoßen allerdings Lastprüfstände aufgrund der hohen Trägheitsmomente der Lastmaschinen an ihre Grenzen. Der E-Maschinen-Emulator bietet hier einen wesentlichen Vorteil, denn die Mechanik wird nur simuliert und ist dadurch in der Drehzahldynamik praktisch nicht begrenzt. Die Drehschwingungen im Antrieb können numerisch durch folgendes Differentialgleichungssystem simuliert werden, wobei der mechanische Antriebsstrang vereinfacht als Zweimassenschwinger betrachtet wird:

$$J_{EM}\ddot{\varepsilon}_{EM} = M_{EM} - \frac{c_{sw}}{u^2}(\varepsilon_{EM} - u \cdot \varepsilon_{Rad}) - \frac{d_{sw}}{u^2}(\dot{\varepsilon}_{EM} - u \cdot \dot{\varepsilon}_{Rad}) \quad (6.37)$$

$$\frac{J_{Fzg}}{u^2}\ddot{\varepsilon}_{Rad}u = \frac{c_{sw}}{u^2}(\varepsilon_{EM} - u \cdot \varepsilon_{Rad}) + \frac{d_{sw}}{u^2}(\dot{\varepsilon}_{EM} - u \cdot \dot{\varepsilon}_{Rad}) - \frac{M_{Last}}{u} \quad (6.38)$$

Das Übertragungsverhältnis des Getriebes und des Differentials wird in dem Parameter u zusammengefasst. Anhand der Gleichungen (6.37) und (6.38) wird deutlich, dass aufgrund des Übertragungsverhältnisses u die physikalischen Größen (ε_{Rad} , $\dot{\varepsilon}_{Rad}$, M_{Last}) und Parameter (c_{sw} , d_{sw}) auf die Getriebeeingangseite projiziert werden müssen. Aufgrund des Bestrebens Reibungsverluste zu minimieren, ist die Dämpfungskonstante der Seitenwellen d_{sw} sehr klein. In der Arbeit von Menne [29] wurde vorgeschlagen, die natürliche Dämpfung des Systems zu erhöhen, indem auf Basis der Drehzahldifferenz $\Delta\dot{\varepsilon}$ zwischen Rad und E-Maschine ein zusätzliches elektrisches Dämpfungsdrehmoment eingebracht wird:

$$M_{EM}^{Damp} = -K_p \underbrace{(\dot{\varepsilon}_{EM} - u \cdot \dot{\varepsilon}_{Rad})}_{\Delta\dot{\varepsilon}} \quad (6.39)$$

Dieses Dämpfungsdrehmoment wirkt den Drehzahldifferenzen entgegen und führt zu einem wesentlich schnelleren Einschwingvorgang. Die „Aktive Schwingungsdämpfung“ lässt sich auch als P-Regler mit dem Dämpfungsparameter K_p interpretieren, wobei auf eine Drehzahldifferenz von Null geregelt wird.

Das System kann dabei in der Zustandsraumdarstellung mit folgendem Gleichungssystem dargestellt werden:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (6.40)$$

Alle Parameter, Zustands- und Eingangsgrößen werden dabei aus Sicht des Getriebeeingangs betrachtet. Dazu wird das jeweilige gangabhängige Übersetzungsverhältnis u in die entsprechenden Größen integriert [21]:

$$c'_{sw} = \frac{c_{sw}}{u^2}, \quad d'_{sw} = \frac{d_{sw}}{u^2}, \quad J'_{Fzg} = \frac{J_{Fzg}}{u^2}, \quad \dot{\varepsilon}'_{Rad} = u \cdot \dot{\varepsilon}_{Rad}, \quad M'_{Last} = \frac{M_{Last}}{u} \quad (6.41)$$

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Bei Wahl des Zustandsvektors $x = [\dot{\varepsilon}_{EM}, \dot{\varepsilon}'_{Rad}, \Delta\varepsilon]^T$, des Eingangsvektors $u = [M_{EM}, M'_{Last}]^T$ und des Ausgangsvektors $y = [M_{sw}, \dot{\varepsilon}_{EM}, \dot{\varepsilon}'_{Rad}]^T$ ergeben sich nach Umstellung der Gleichungen (6.37) und (6.38) folgende Systemmatrizen:

$$A = \begin{bmatrix} -d'_{sw}/J_{EM} & d'_{sw}/J_{EM} & -c'_{sw}/J_{EM} \\ d'_{sw}/J'_{Fzg} & -d'_{sw}/J'_{Fzg} & c'_{sw}/J'_{Fzg} \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1/J_{EM} & 0 \\ 0 & -1/J'_{Fzg} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.42)$$

$$C = \begin{bmatrix} d'_{sw} & -d'_{sw} & c'_{sw} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.43)$$

Das System ist nach dem Kalman Kriterium sowohl beobachtbar als auch steuerbar, womit einem Reglerentwurf nichts mehr im Weg steht. Wie bereits anhand der Gleichung (6.39) dargestellt wurde, berechnet sich das Dämpfungsdrehmoment aus der Differenz der E-Maschinendrehzahl $\dot{\varepsilon}_{EM}$ und der Raddrehzahl $\dot{\varepsilon}'_{Rad}$. Die Verstärkungsmatrix K wird deshalb wie folgt definiert:

$$K = -K_p \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.44)$$

Fügt man eine Rückkopplung mit der Verstärkungsmatrix K in die Systemgleichung (6.40) ein, so erhält man die Systemgleichung des geschlossenen Regelkreises:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + BKy + Bu \\ y &= Cx + DKy + Du \end{aligned} \quad (6.45)$$

Durch Umstellen der Ausgangsgleichung 6.45 nach y und Einsetzen in die Zustandsdifferentialgleichung ergibt sich ein neues Gleichungssystem:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \underbrace{(A + BK(I - DK)^{-1}C)}_{A'} x + \underbrace{(B + BK(I - DK)^{-1}D)}_{B'} u \\ y &= \underbrace{((I - DK)^{-1}C)}_{C'} x + \underbrace{((I - DK)^{-1}D)}_{D'} u \end{aligned} \quad (6.46)$$

Durch die Rückkopplung mit der Reglerverstärkung $K_p = 3$ ändert sich die Zustandsmatrix A . Die neuen Pole des Systems im geschlossenen Regelkreis ergeben sich aus den Eigenwerten der Matrix A' . Die Abbildung 6.22 stellt das Systemverhalten im Zeitbereich in Form einer Sprungantwort grafisch dar. Im Stillstand wurde durch die E-Maschine ein Drehmomentsprung von 50 Nm auf den Antriebsstrang gegeben. Die Systemantwort (blau) weist eine starke Schwingungsanregung auf, die nur langsam abklingt. Die aktive Schwingungsdämpfung (rot) führt zu einer deutlichen Erhöhung der Dämpfung und damit zur einer Reduzierung der Schwingungsamplituden des Seitenwellendrehmomentes und der E-Maschinendrehzahl.

Die Abbildung 6.23 verdeutlicht die Systemdämpfung im Frequenzbereich. Im Bodediagramm (links) ist eine deutliche Überhöhung des Übertragungsverhältnisses bei der Resonanzfrequenz von 4.6 Hz zu erkennen. Das Überspringen kann durch die Verwendung der aktiven Dämpfung verhindert werden, was zu einem PT1-förmigen Amplitudengang führt. Dem Pol-Nullstellen-Diagramm (rechts) ist zu entnehmen, dass der Dämpfungsfaktor der ungedämpften Schwingung von 0.04 durch die aktive Schwingungsdämpfung auf 0.6 erhöht werden konnte. Die Eigenfrequenzen bleiben davon allerdings unberührt.

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

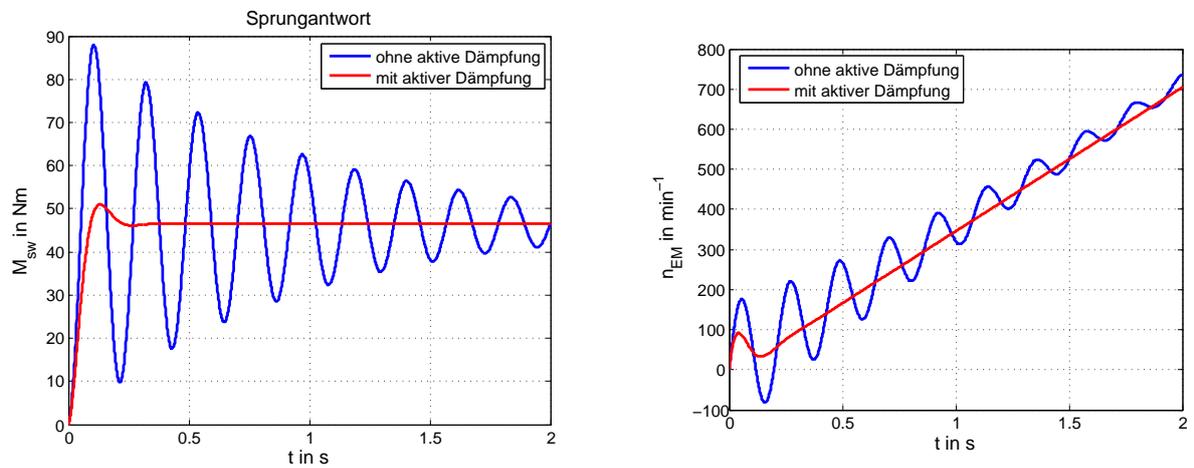


Abb. 6.22.: Auswirkung der aktiven Schwingungsdämpfung auf das Systemverhalten im Zeitbereich: (links) Sprungantwort, (rechts) Verlauf der E-Maschinendrehzahl

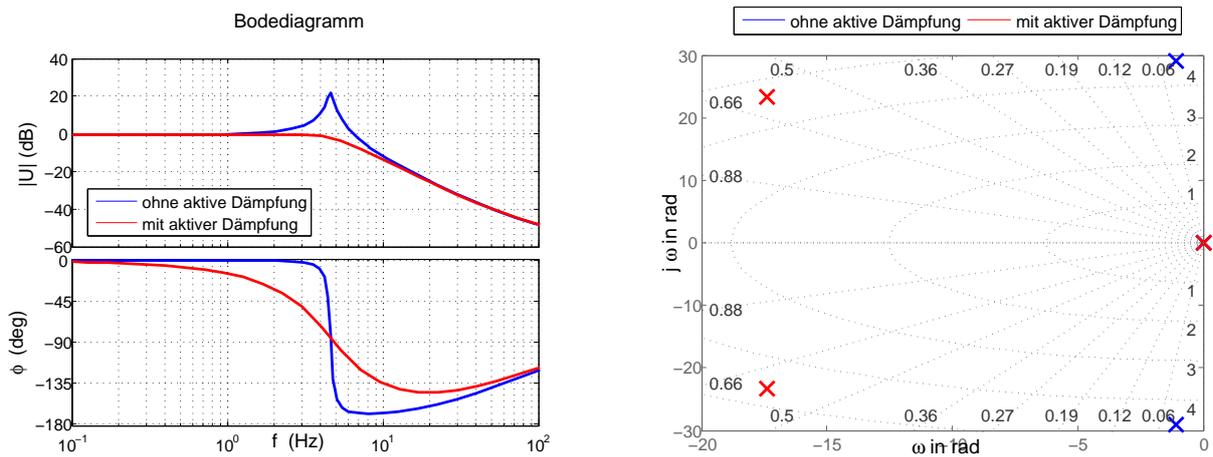


Abb. 6.23.: Auswirkung der aktiven Schwingungsdämpfung auf das Systemverhalten im Frequenzbereich: (links) Bodediagramm, (rechts) Pol-Nullstellen-Diagramm

6.3.2. Antriebsstrangmodell

Bisher wurden lineare Verhältnisse zur Systembeschreibung des Abtriebsstranges angenommen. Leider gibt es in einem realen Hybridfahrzeug eine ganze Reihe von Nichtlinearitäten, die sich nicht ohne Weiteres als lineares Zustandsmodell beschreiben lassen. Dies sind:

- Differential- und Getriebespiele
- Reifenschlupf
- Arbeitspunktabhängige Wechselmomente des Verbrennungsmotors
- Nichtlineare Kraftübertragung der Kupplung
- Zeitvariante Änderungen des Übertragungsverhältnisses u beim Gangwechsel

Es wurde ein Fahrzeugmodell entwickelt, das diese Effekte durch numerische Berechnungen abbilden kann. Da das Modell letztendlich im Verbund mit dem E-Maschinen-Emulator auf einer echtzeitfähigen Plattform betrieben werden muss, ist es notwendig, einige Vereinfachungen zu treffen. Das Gesamtmodell wurde als Viermassenschwinger mit einigen nichtlinearen Verbindungselementen implementiert. Die Abbildung 6.24 stellt schematisch die Struktur des entwickelten Antriebsstrangmodells dar. Das Modell ist in dieser Implementierung ein Kompromiss aus

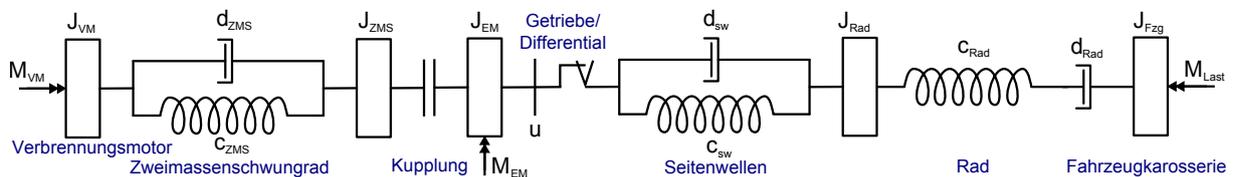


Abb. 6.24.: Struktur des Antriebsstrangmodells

Abbildungstreue und Echtzeitfähigkeit. Im Folgenden soll jeweils kurz auf die Modellierungsform der jeweiligen Antriebsstrangkomponenten eingegangen werden.

Verbrennungsmotor

Die Modellierung eines Verbrennungsmotors ist aufgrund dessen Komplexität und nichtlinearen Eigenschaften schwierig. In der Literatur finden sich zahlreiche Ansätze, in denen detailliert die Kinematik der Kurbelwelle, die Kompressions- und Expansionsdrücke der Zylinder sowie das Verbrennungsmoment des Kraftstoffes modelliert wurden. Besonders der Verbrennungsvorgang ist ein hochgradig nichtlinearer Prozess, der von zahlreichen Parametern abhängig ist und oft stark vereinfacht wird. Ein komplexes Verbrennermodell würde das Echtzeitkriterium sprengen und außerdem sind interne Größen wie der Zylinderdruck oder die Brenntemperatur vollkommen irrelevant für das Antriebsstrangmodell. Aus diesen Gründen wurde eine Modellierungsform gewählt, bei dem das Verbrennerdrehmoment M_{VM} auf Basis von Fourierreihen abgebildet werden

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

kann. Dazu wurden die drehzahlabhängigen Fourierkoeffizienten in je einem Amplitudenkennfeld \mathbf{A} und einem Phasenkennefeld ϕ abgelegt, die aus Messungen am realen Verbrennungsmotor ermittelt wurden. Mit Hilfe der Gleichung (6.47) kann das Ausgangsdrehmoment des Verbrennungsmotors berechnet werden.

$$M_{VM}(n_{VM}, \varepsilon) = A_0(n_{VM}) + \sum_{k=1}^{\infty} A_k(n_{VM}) \cos(k\varepsilon + \phi_k(n_{VM})) \quad (6.47)$$

Die in den Kennfeldern abgelegten Fourierkoeffizienten gelten für die Vollast und werden im Teillastbetrieb über einen von der Gaspedalstellung abhängigen Parameter entsprechend skaliert. Im Leerlauf sorgt ein Drehzahlregler für eine stabile Ausregelung der Leeraufdrehzahl. Die Abbildung 6.25 veranschaulicht das Verbrennungsmotordrehmoment bei der Leerlaufdrehzahl von 750 min^{-1} .

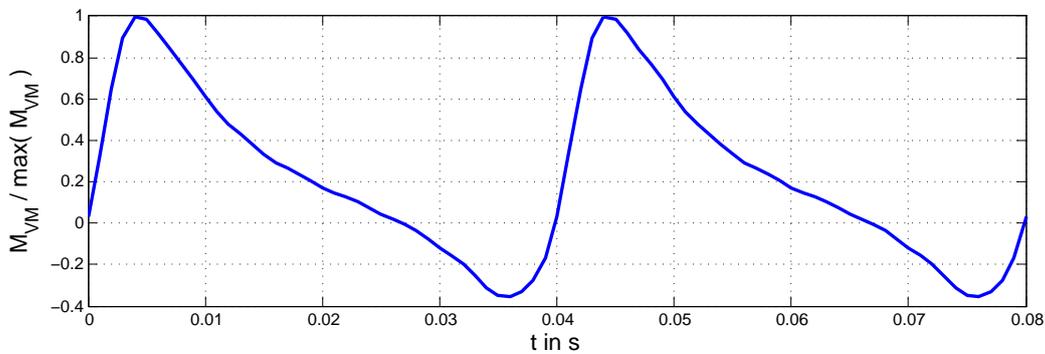


Abb. 6.25.: Verbrennungsmotordrehmoment M_{VM} im Vollastbetrieb

Das vom Verbrennungsmotor erzeugte Drehmoment ist sehr ungleichförmig und führt zu hochfrequenten Schwingungen auf der Kurbelwelle, die das Getriebe und die Antriebswellen schädigen können. Die Gründe dafür liegen darin, dass von einem Zylinder nur während des Arbeitstaktes direkt nach dem Zündzeitpunkt Drehmoment generiert wird. Diese Wechselmomente werden vom Zweimassenschwungrad gedämpft, damit diese nicht auf die Antriebsachse übertragen werden.

Zweimassenschwungrad

Das Zweimassenschwungrad (ZMS) besteht aus zwei Metallscheiben, die über Bogenfedern miteinander verbunden sind. Ein ZMS wird so ausgelegt, dass seine Resonanzfrequenz deutlich unterhalb der Leerlaufdrehzahl des Verbrennungsmotors liegt. Das ZMS wird daher im normalen Fall oberhalb seiner Eckfrequenz betrieben und wirkt so als mechanischer Tiefpassfilter, der die Wechselmomente des Verbrennungsmotors dämpft. Ein ZMS kann als Zweimassenschwinger mit folgendem Differentialgleichungssystem beschrieben werden:

$$J_1 \ddot{\varepsilon}_1 = M_1 - c_{zms}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2) - d_{zms}(\dot{\varepsilon}_1 - \dot{\varepsilon}_2) \quad (6.48)$$

$$J_2 \ddot{\varepsilon}_2 = c_{zms}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2) + d_{zms}(\dot{\varepsilon}_1 - \dot{\varepsilon}_2) - M_2 \quad (6.49)$$

Kupplung

Bei der Kupplung handelt es sich um eine hydraulisch gesteuerte nasse Anfahrkupplung (NAK). Die NAK besteht aus mehreren Kupplungsscheiben k_{NAK} mit dem Radius r_{NAK} , die sich in einem Ölbad befinden und von einem elektrohydraulischen Aktuator mit der Anpresskraft F_{NAK} zusammen gedrückt werden. Das übertragene Drehmoment M_{NAK} ist nichtlinear von Drehzahldifferenz der Kupplungsscheiben $\Delta\omega$ abhängig. Die Modellierung der NAK erfolgt mit Hilfe der Stribeck-Reibung[25], die sich durch folgende Gleichungen beschreiben lässt:

$$M_{NAK}(\Delta\omega) = \text{sign}(\Delta\omega) \cdot \left[\underbrace{k_{NAK} \cdot r_{NAK} \cdot F_{NAK} \cdot \mu_{stri}(|\Delta\omega|)}_{\text{Stribeck-Reibmoment}} + \underbrace{b_{stri} \cdot |\Delta\omega|}_{\text{viskosesReibmoment}} \right] \quad (6.50)$$

$$\mu_{stri}(|\Delta\omega|) = \mu_K + (\mu_S - \mu_K) \cdot e^{-\frac{|\Delta\omega|}{\omega_{stri}}} \quad (6.51)$$

Die Abbildung 6.26 veranschaulicht den Stribeck-Reibungskoeffizient μ_{stri} als Funktion der relativen Drehzahldifferenz zwischen den Kupplungsscheiben.

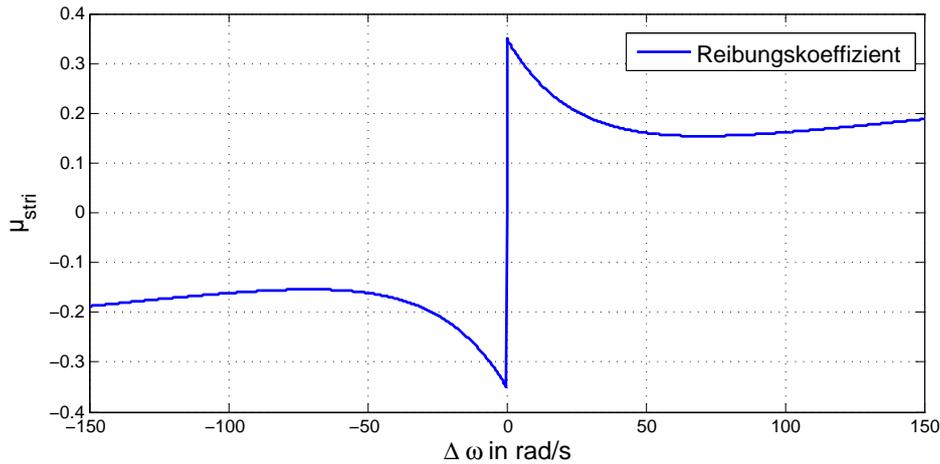


Abb. 6.26.: Reibungsübertragungsverhalten der Anfahrkupplung im Schlupfbetrieb

E-Maschine und Getriebe

Das Drehmoment der E-Maschine M_{EM} wird vom Modell des Emulators berechnet und geht daher als externe Eingangsgröße in das Antriebsstrangmodell ein. Das 7-Gang-Automatikgetriebe besteht aus mehreren Planetensätzen, wobei das Übersetzungsverhältnis u über eine Reihe elektrohydraulischer Bremsen und Kupplungen verändert wird. Ein Gangwechsel führt zu einer Änderung des Übersetzungsverhältnisses, was allerdings einige hundert Millisekunden in Anspruch nimmt. Eine detaillierte hydraulische Simulation des Getriebes würde das Echtzeitkriterium verletzen, weshalb eine einfache Anstiegsbegrenzung des Übersetzungsverhältnisses den Umschaltvorgang des Getriebes approximiert. Die Abbildung 6.27 veranschaulicht dies. Ein Spiel

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

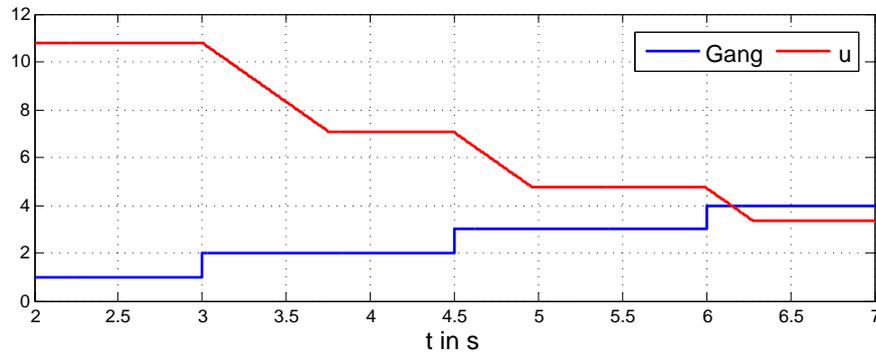


Abb. 6.27.: Umschaltvorgang im Automatikgetriebe

im Getriebe und im Differential bringt eine weitere Nichtlinearität in den Antriebsstrang. Wie bereits in [29] vorgestellt, kann dies mit Hilfe eines Totbandgliedes modelliert werden.

Antriebsachsen

In der Arbeit von Loomann [28] wurde der Antriebsstrang zunächst als 11-Massenschwinger modelliert. Da zur aktiven Schwingungsdämpfung nur die erste Eigenfrequenz relevant ist und nahezu die gesamte Energie des Antriebsstranges in den Seitenwellen absorbiert wird, kann das Modell auf einen Zweimassenschwinger reduziert werden. Die Seitenwellen wurden in dieser Arbeit deshalb als einfaches Feder-Dämpfer-Element modelliert.

Rad und Reifen

Die Kraftübertragung des Antriebsdrehmomentes über die Räder auf die Straße ist aufgrund des Schlupfes ein hochgradig nichtlinearer Prozess. Ein Radmodell stellt daher immer einen Kompromiss aus Abbildungsgenauigkeit und Parametrierungsaufwand dar. Da die durch den Schlupf hervorgerufene Dämpfung den mit Abstand größten Anteil an der Gesamtdämpfung des Antriebsstranges darstellt, wirken sich Schwingungen an der Antriebswelle kaum auf die Fahrzeuggeschwindigkeit aus. Der Schlupf ist folgendermaßen definiert:

$$s = \frac{v_{fzg} - r_{Rad}\omega_{Rad}}{|r_{Rad}\omega_{Rad}|} \quad (6.52)$$

Einige Reifenmodelle implementieren diese Gleichung direkt im Modell [29], was allerdings im Stillstand ($\omega_{Rad} = 0$) zu einer Division durch Null führt. Ein alternativer Ansatz wurde in [21] vorgestellt. Betrachtet man den normalen Arbeitsbereich des Reifens bei **kleinem** Schlupf nach Abbildung 6.28 können lineare Zusammenhänge zwischen Schlupf s und Radkraft F_{Rad} mittels des Faktors C_s angenommen werden:

$$F_{Rad} = C_s \cdot s \quad (6.53)$$

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

Approximiert man zusätzlich die flexible Karkasse des Reifens als System 1. Ordnung mit der Zeitkonstante $\tau = \frac{l_r}{|r_{Rad}\omega_{Rad}|}$, erweitert sich die Gleichung (6.52) wie folgt:

$$\tau \dot{F}_{Rad} + F_{Rad} = C_s \cdot s \quad (6.54)$$

Mit der Relaxationslänge l_r wird der Weg beschrieben, die der Reifen, braucht um 63 % seiner stationären Seitenkraft aufzubauen. Man kann sie näherungsweise mit 20 – 30 % des Reifenabrollumfangs angeben [27]. Nach Einsetzen der Zeitkonstante τ und der Schlupfdefinition (6.52) in die Gleichung (6.54) ergibt sich folgende Differentialgleichung:

$$\frac{l_r}{|r_{Rad}\omega_{Rad}|} \dot{F}_{Rad} + F_{Rad} = C_s \frac{v_{fzg} - r_{Rad}\omega_{Rad}}{|r_{Rad}\omega_{Rad}|} \quad (6.55)$$

$$r_{Rad} \dot{F}_{Rad} + |r_{Rad}\omega_{Rad}| F_{Rad} = C_s (v_{fzg} - r_{Rad}\omega_{Rad}) \quad (6.56)$$

Nach Umstellung der Gleichung (6.56) nach \dot{F}_{Rad} und der zeitlichen Integration ergibt sich folgendes Reifenmodell:

$$F_{Rad} = \frac{1}{l_r} \int [C_s (v_{fzg} - r_{Rad}\omega_{Rad}) - |r_{Rad}\omega_{Rad}| F_{Rad}] dt \quad (6.57)$$

Die Implementierung des Modells kann mit Hilfe der Gleichung (6.57) erfolgen. Der Vorteil dieses Ansatzes liegt darin, dass das Schlupfproblem im Stillstand beseitigt wird. Das Modell kann auch als serielles Feder-Dämpfersystem, wie in Abbildung 6.29 veranschaulicht, interpretiert werden. Die Feder- und Dämpfungskonstanten lassen sich durch $c_{Rad} = \frac{C_s}{l_r}$ und $d_{Rad} = \frac{C_s}{r_{Rad}\omega_{Rad}}$ bestimmen.

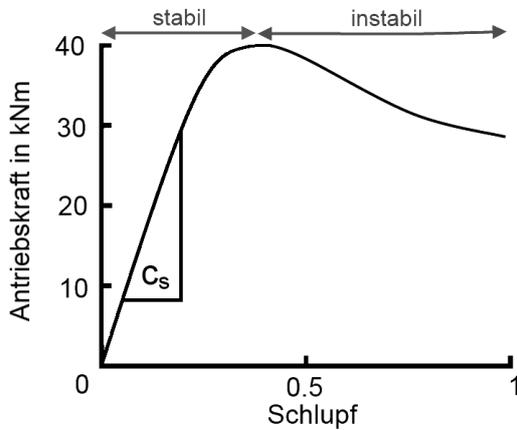


Abb. 6.28.: Zusammenhang zwischen Schlupf und Kraftübertragung

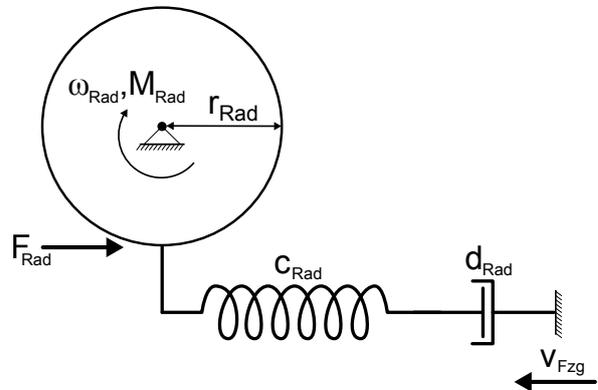


Abb. 6.29.: Dynamisches Reifenmodell [21]

Die Reifenkraft stellt sich durch dieses Modell verzögert ein und die Dämpfung entsteht durch den Schlupf [21].

6.3.3. Lasten

Die Kräfte, die dem Fahrzeug entgegen wirken, lassen sich unterteilen in: Beschleunigungskraft, Luftwiderstandskraft, Rollwiderstandskraft, Hangabtriebskraft und Bremskraft. Die entsprechenden Gleichungen lassen sich aus [7] entnehmen.

6.3.4. Applikation aktiver Dämpfungsregler am E-Maschinen-Emulator

Ein Fahrzeugmodell ist das letzte fehlende Bindeglied zur realitätsnahen Nachbildung der Umgebung des Antriebsumrichters. Das im vorherigen Abschnitt beschriebene Antriebsstrangmodell wurde auf einer echtzeitfähigen Hardware von *dSpace* portiert. Anschließend wurde das Modell mit dem E-Maschinen-Emulator und dem Antriebsumrichter zu einem Systemverbund zusammen geschaltet. Die Abbildung 6.30 veranschaulicht den Versuchsaufbau mit den entsprechenden Schnittstellen zwischen den Komponenten. Der Verbund von E-Maschinen-Emulator und dem

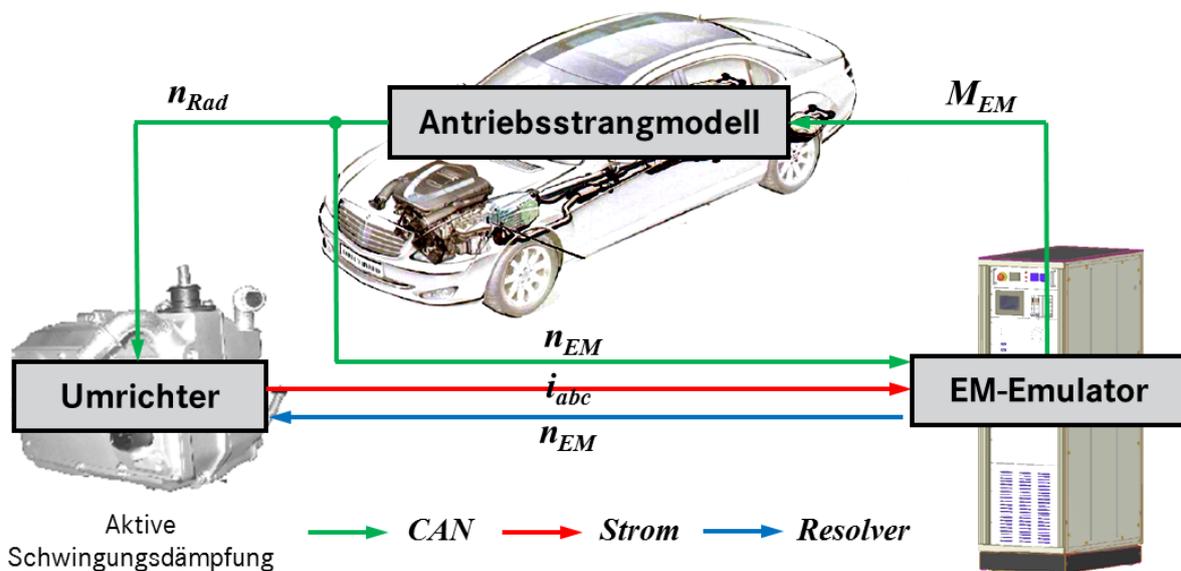


Abb. 6.30.: Systemverbund zur Verifikation der aktiven Schwingungsdämpfung

Antriebsstrangmodell ermöglicht es, die aktive Dämpfungsfunktion unter definierten Bedingungen zu applizieren und verifizieren, was bisher nur im realen Fahrzeug möglich war.

Das Antriebsstrangmodell wird auf einem dSpace 1006-Prozessorboard berechnet, das über eine schnelle 1 MBit-CAN-Verbindung mit dem E-Maschinen-Emulator kommuniziert. Weil die Botschaften im 1 ms-Raster versendet werden, kann die Totzeit im Verhältnis zur 1. Eigenfrequenz des Antriebsstranges gering gehalten werden.

Die Voraussetzung zur Applikation der Dämpfungsfunktion ist, dass das Modell dem Verhalten des realen Fahrzeugs entspricht. Die Abbildung 6.31 veranschaulicht einen Vergleich der Sprungantworten zwischen dem Modell und dem realen Fahrzeug nach einem Drehmomentsprung von 100 Nm im 1. Gang bei geöffneter Kupplung. Die Eigenfrequenzen stimmen sehr gut überein und die Schwingungsamplituden unterscheiden sich nur minimal. Lediglich bei der Fahrzeugmessung gibt es einen geringen Offset bei der berechneten Differenzdrehzahl Δn , was auf geringe Unsicherheiten im Übertragungsverhältnis des Getriebes zurückzuführen ist.

Die Abbildung 6.32 veranschaulicht den Test der aktiven Dämpfungsfunktion am E-Maschinen-Emulator mit simuliertem Antriebsstrang.

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

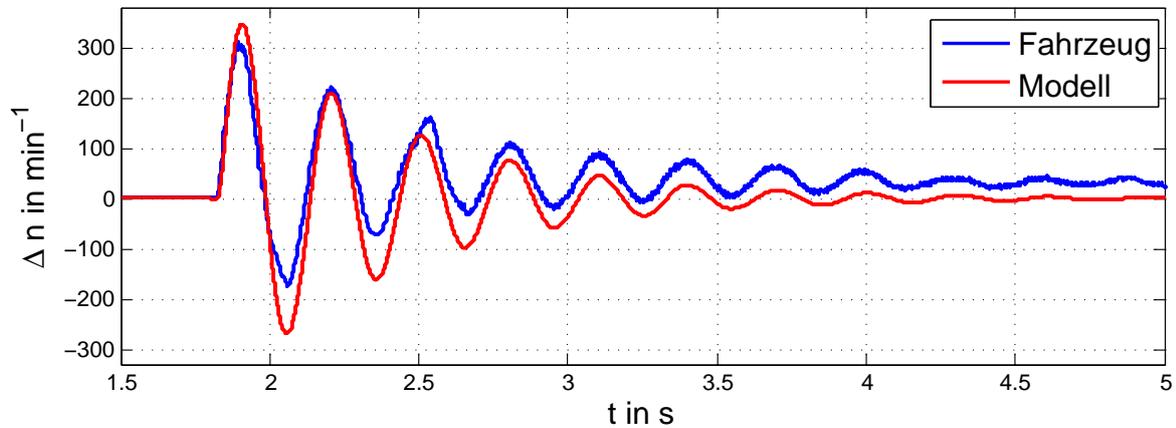


Abb. 6.31.: Vergleich der Sprungantworten auf einen Drehmomentsprung von 100 Nm zwischen realen Fahrzeug und Antriebsstrangmodell ($\Delta n = n_{EM} - u \cdot n_{Rad}$)

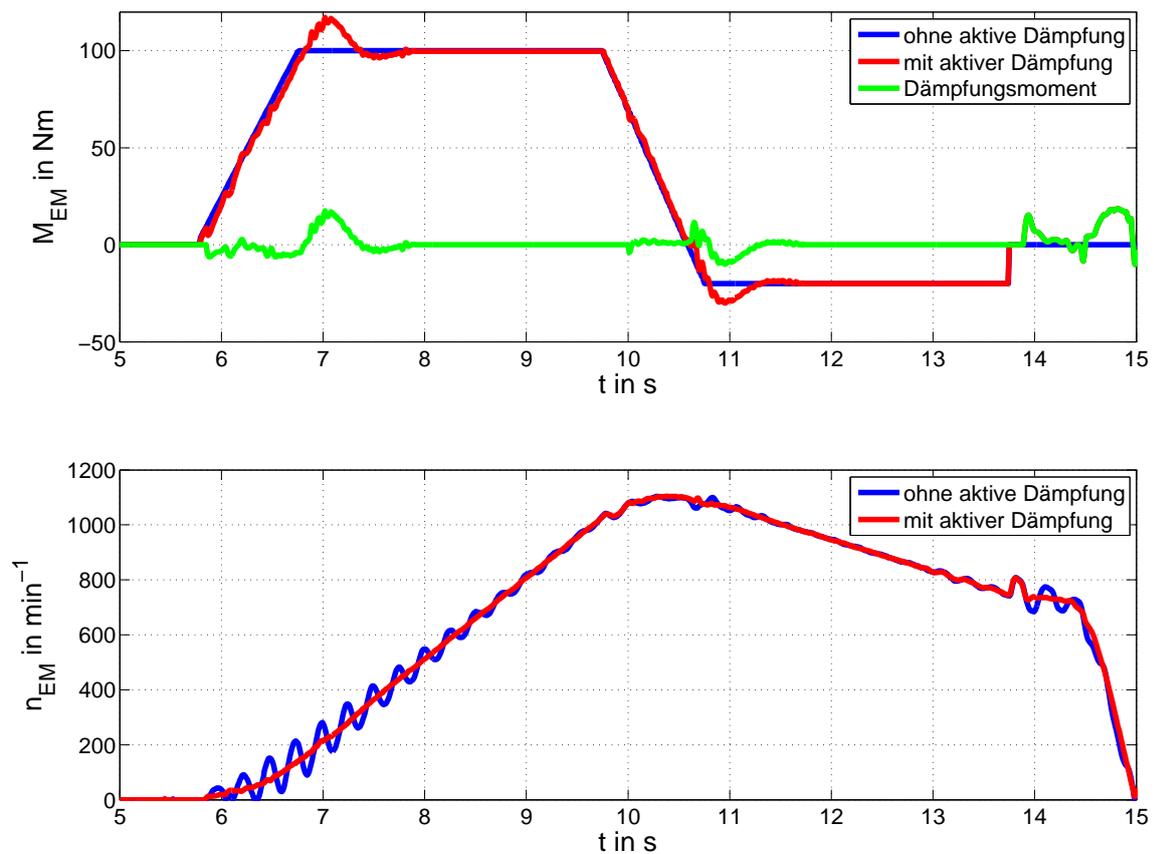


Abb. 6.32.: Analyse der aktiven Dämpfung am E-Maschinen-Emulator

6. Anwendungen eines E-Maschinen-Emulators in der Antriebsentwicklung

In dem Versuch wurde eine übliche Fahrsituation dargestellt, wobei das elektrische Drehmoment zunächst rampenförmig bis zu einem stationären Endwert erhöht wurde, um einen Beschleunigungsvorgang einzuleiten. Nach zehn Sekunden folgt ein Rekuperationsvorgang mit anschließender mechanischer Vollbremsung, um das Fahrzeug zum Stillstand zu bringen.

Ohne die aktive Dämpfungsfunktion führen die ständigen Drehmomentänderungen zu massiven Schwingungen, die sich besonders deutlich in der E-Maschinen-Drehzahl beobachten lassen. Diese Schwingungen führen im Fahrzeug aufgrund der Materialbeanspruchungen zu höherem Verschleiß und zu einem erheblichen Komfortverlust für die Insassen. Die aktive Dämpfungsfunktion führt zu einer erheblichen Reduzierung der Drehschwingungen im Antriebsstrang bei gleichbleibenden Beschleunigungswerten des Fahrzeugs. Das erforderliche zusätzliche Dämpfungsmoment (grüne Linie) muss vom Antriebsumrichter aufgebracht werden, weshalb eine gewisse Drehmomentreserve zur Verfügung gestellt werden muss.

Durch die Antriebsstrangsimulation in Verbindung mit dem E-Maschinen-Emulator ergibt sich die Möglichkeit Funktionstests unter realistischen Bedingungen reproduzierbar im Labor durchzuführen und die Regelalgorithmen systematisch zu optimieren. Die sonst üblichen Tests an Versuchsfahrzeugen können reduziert werden, was letztendlich Kosten reduziert und Entwicklungszyklen verkürzt [57].

6.4. Fazit

In diesem Kapitel wurden verschiedene Anwendungen vorgestellt, deren Applikation an einem E-Maschinen-Emulator eine Verbesserung gegenüber den üblichen Testmethoden bringen oder solche Versuche überhaupt möglich machen. Die Möglichkeiten des Emulators stabile, stationäre Arbeitspunkte einstellen zu können und die hohe Drehzahldynamik ermöglichen Anwendungen, die mit konventionellen Lastprüfständen nur sehr begrenzt möglich sind oder in kostenintensiven Erprobungsfahrten am realen Fahrzeug appliziert werden müssen.

Bei der Messung der Umrichterwirkungsgrade hat sich gezeigt, dass die Versuche am Emulator wesentlich besser reproduzierbar sind als am Lastprüfstand, weil Arbeitspunktverschiebungen aufgrund von Erwärmung im Rotor und Stator ausgeschlossen werden können.

Bei der Analyse und Optimierung von Strom- und Drehzahlreglern hat sich der Emulator als äußerst hilfreich erwiesen, da Sprungantworten sowie Führungs- oder Störübertragungsfunktionen aufgenommen werden konnten. Die gleichen Versuche ließen sich am Lastprüfstand nicht durchführen, weil diese aufgrund der hohen Trägheit der Lastmaschine die SystemSchwingungen nicht nachgebildet werden konnten.

Die Applikation aktiver Dämpfungsregler war eine weitere Anwendung, die in Verbindung mit einem echtzeitfähigen Antriebsstrangmodell am Emulator erfolgreich durchgeführt wurde. Die Möglichkeit des Emulators die Maschinendrehzahl sehr schnell ändern zu können, war dafür die Voraussetzung.

7. Zusammenfassung und Ausblick

7.1. Zusammenfassung

Durch den Aufschwung der alternativen Antriebe stehen Entwickler in der Automobilindustrie vor neuen Herausforderungen. Immer striktere Emissionsgesetze, neue Normen bezüglich funktionaler Sicherheit sowie ein hoher Kostendruck erhöhen die Anforderungen an die Entwicklungs- und Testprozesse für elektrische Antriebe. Der Antriebsumrichter stellt eine Schlüsselkomponente im elektrischen Antriebsstrang dar und sorgt für die elektrische Speisung des Elektromotors. Eine stabile und effiziente Stromregelung ist daher essentiell. Als Testumgebungen für Antriebsumrichter gehören HiL-Systeme und Lastprüfstände zum Stand der Technik. Die konventionellen Prüfstände, die zum Testen von Leistungsumrichtern vorhanden sind, erfüllen nicht immer die gewünschten Anforderungen. Mit HiL-Systemen kann nur die Steuerelektronik getestet werden, da der Leistungsteil des Umrichters nur simuliert wird. Zwar sind Lastprüfstände nahe am Zielsystem, allerdings sind diese teuer, wartungsaufwändig und haben eine begrenzte Drehzahldynamik.

Eine alternative Testumgebung stellt ein sogenannter *E-Maschinen-Emulator* dar, bei dem die Leistungsflüsse einer permanentenerregten Synchronmaschine physikalisch nachgebildet werden, wobei allerdings vollständig auf bewegliche mechanische Teile verzichtet wird. Der Emulator besteht aus einem Umrichter, Kopplungsinduktivitäten, einer Spannungs- und Stromerfassung sowie einem echtzeitfähigen, frei parametrierbaren E-Maschinenmodell. Der Aufbau und die Funktionsweise der einzelnen Komponenten wurde im Kapitel 3 detailliert beschrieben. Durch Variation der Parametrierung können verschiedene E-Maschinen mit geringem Aufwand nachgebildet werden. Seit den Anfängen vor 15 Jahren [2][20][49] gab es immer wieder Arbeiten, zur konsequenten Weiterentwicklung des E-Maschinen-Emulators, die sich hauptsächlich auf die Entwicklung eines schnell taktenden Multi-Level-Inverters fokussiert haben [14][54]. Seit wenigen Jahren gibt es kommerzielle Anbieter solcher E-Maschinen-Emulatoren, die hauptsächlich zur Entwicklung von elektrischen Antrieben in der Automobilindustrie eingesetzt werden. Bisherige Veröffentlichungen verwendeten aufgrund der einfachen Implementierbarkeit nahezu ausschließlich ein einfaches E-Maschinenmodell, das auf konstanten Induktivitäten basiert. Dabei werden allerdings Sättigungseffekte und Harmonische vernachlässigt. Die in der Automobilindustrie eingesetzten hoch-ausgenutzten IPMSM weisen allerdings deutliche Sättigungseffekte und Oberschwingungen in den Strömen und Spannungen auf, die von einfachen Modellen nicht mit ausreichender Genauigkeit abgebildet werden können. Damit E-Maschinen-Emulatoren als eine adäquate Testumgebung für Antriebsumrichter dienen können, war es zunächst notwendig, die vorhandenen E-Maschinen-Modelle weiter zu entwickeln, was im ersten Teil dieser Arbeit behandelt wurde.

Im Kapitel 4 wurden zunächst IPMSM-Modelle, die in der Literatur bekannt sind, zusammengefasst und analysiert. Da nur einige Modelle die Sättigungseffekte abbilden und keines die Harmonischen der inneren Motorspannung nachbilden konnte, wurde beschlossen, neue Modelle zu entwickeln, die diese Einschränkungen nicht besitzen. Auf Grundlage der Flussgleichungen im statorfesten, dreiphasigen Koordinatensystem wurden zwei neue Modelle hergeleitet, die sowohl Eisensättigungseffekte als auch die Harmonischen in allen Betriebspunkten abbilden konnten. Die Modelle wurden in Matlab/Simulink implementiert und mit Hilfe von Messungen an der realen Maschine parametrisiert. In der Validierung am Ende des Kapitels 4 wurde gezeigt, dass diese Modelle die Sättigungseffekte abbilden können und diese von nahezu gleicher Qualität wie bei den bekannten Modellen sind. Zusätzlich konnte das *erweiterte differentielle Induktivitätsmodell* die arbeitspunktabhängigen Harmonischen nachbilden, die qualitativ und quantitativ sehr gut mit den Messungen an der realen Maschine übereinstimmen. Für den Einsatz in einer echtzeitfähigen FPGA-Plattform wird allerdings die hohe Komplexität des Modells zum Problem. Da acht dreidimensionale Kennfelder benötigt werden, rechtfertigen die zusätzlichen Anforderungen an Rechenleistung, Speicherkapazität und Implementierungsaufwand den Nutzen nicht.

Im Kapitel 5 wurde daher für die Anwendung in einem kommerziellen E-Maschinen-Emulator, der in der Hybridfahrzeugentwicklung der Daimler AG aufgebaut wurde, ein einfacheres Modell verwendet. Das *modifizierte Gesamtflussmodell* konnte sowohl mit FEM-Daten als auch mit Hilfe von Messungen an der realen Maschine parametrisiert werden. Der Vergleich zwischen Lastprüfstand und E-Maschinen-Emulator hat gezeigt, dass der Emulator das reale Verhalten einer IPMSM mit guter Genauigkeit nachbilden kann. Die stationären Flusskennfelder im Ankerstellbereich konnten mit einem mittleren Fehler von 0.74 % bzw. 0.22 % in d- und q-Achse abgebildet werden. Im Flussschwäcbereich erhöht sich der mittlere Fehler auf maximal 5 %, was sich allerdings auf die Erhöhung des Statorwiderstandes in Folge der Erwärmung der realen Maschine zurückführen lässt. Eine sehr gute Übereinstimmung gab es bei der Emulation der EMK, bei der selbst die Amplituden der Oberschwingungen mit guter Näherung nachgebildet wurden. Die Analyse der Harmonischen im Kurzschluss und im geregelten Betrieb zeigt allerdings die Grenzen des Modells auf. Dadurch, dass im Modell die Stromabhängigkeit der Flussharmonischen vernachlässigt wurde, sind die Oberschwingungsamplituden bei hohen Strömen um den Faktor 6 zu klein. Die einfache Implementier- und Parametrierbarkeit des Modells geht damit auf Kosten der Abbildungsgenauigkeit der Oberschwingungen.

Nachdem die Abbildungstreue des Emulators im Vergleich zur realen Maschine validiert wurde, sollten im letzten Kapitel dieser Arbeit einige praktische Anwendungen folgen, in denen ein E-Maschinen-Emulator wesentliche Vorteile gegenüber einem konventionellen Lastprüfstand bietet. Bei der Untersuchung der Umrichterverlustleistungen hat sich gezeigt, dass die Aufnahme von Verlustkennfeldern am E-Maschinen-Emulator wesentlich reproduzierbarer als am Lastprüfstand ist, da eine Arbeitspunktverschiebung aufgrund von thermischen Effekten im Rotor und Stator vermieden werden kann. Des Weiteren wurde im nächsten Schritt die Stabilität der Stromregler des Antriebsumrichters untersucht. Aufgrund von Zwischenzuständen mit offenen Kupplungen können im Fahrzeug hohe Drehzahlgradienten auftreten, die an konventionellen Lastprüfständen nicht nachgebildet werden können. Mit dem Emulator konnten reproduzierbar verschiedene Reglereinstellverfahren untersucht werden und deren Störgrößenverhalten analysiert werden. Als letzte Anwendung wurde die Möglichkeit untersucht, eine aktive Dämpfungsfunktion zu applizieren. Dazu wurde der E-Maschinen-Emulator mit einem echtzeitfähigen Antriebsstrang-

modell gekoppelt. Aufgrund der hohen Drehzahldynamik des Emulators war es möglich, Dreh-schwingungen zu erzeugen, die vom Antriebsumrichter mittels der aktiven Dämpfungsfunktion ausgeregelt wurden. Mit Hilfe dieses Versuchsaufbaus könnten nun spezielle Komfortfunktionen des Antriebsumrichters reproduzierbar getestet und appliziert werden, was bisher nur im realen Fahrzeug sinnvoll durchführbar war.

7.2. Fazit und Ausblick

Der E-Maschinen-Emulator hat sich in der Entwicklung von Personenkraftwagen mit hybriden und voll-elektrischen Antriebsstrang als äußerst nützlich erwiesen. In dieser Arbeit wurde ein neues Maschinenmodell für einen E-Maschinen-Emulator entwickelt, das sowohl Sättigungseffekte als auch Harmonische einer permanent-erregten Synchronmaschine nachbilden kann. Dabei hat sich das *modifizierte Gesamtflussmodell* als guter Kompromiss aus Implementierungs- und Parametrisierungsaufwand sowie Hardwareanforderungen und Modellgüte erwiesen hat. Es wurde bewiesen, dass der Emulator das Maschinenverhalten mit Hilfe dieses Modells sehr gut nachbilden kann. In einigen Anwendungsbeispielen wurde gezeigt, dass der Emulator gegenüber einem konventionellen Lastprüfstand Vorteile in Bezug auf Drehzahldynamik und der Stabilität stationärer Arbeitspunkte bietet. Obwohl das E-Maschinen-Modell Oberschwingungen nachbilden konnte, stimmten diese bezüglich ihrer Amplitude noch nicht in allen Arbeitspunkten mit der realen Maschine überein. Zwar besteht in diesem Defizit noch Entwicklungspotential, allerdings steigen die Anforderungen an der Rechentechnik und der Implementierung deutlich.

Eine zukünftige Erweiterung könnte die Integration eines thermischen E-Maschinen-Modells inklusive der Berechnung der Verlustleistungen (Hysteres- und Wirbelstromverluste) sein, um ein noch realistischeres Verhalten der realen Maschine im Fahrzeug abzubilden. Des Weiteren sollte der E-Maschinen-Emulator in eine Testautomatisierung eingebunden werden, damit der Emulator in die Systemtestprozesse der Umrichterentwicklung vollständig integriert werden kann.

Damit ein Emulator zukünftig auch bei der Entwicklungen von Traktionsantrieben zum Einsatz kommen kann, wo in der Regel Asynchronmaschinen verwendet werden, muss das Ziel die Entwicklung und Implementierung eines Asynchronmaschinenmodells sein.

In naher Zukunft werden sich E-Maschinen-Emulatoren in der Entwicklung von Antriebsumrichtern etablieren und besonders in der Automobilindustrie einen ähnlichen Stellenwert einnehmen, den HiL-Systeme bereits heute haben. Konventionelle Lastprüfstände werden nicht vollständig zu ersetzen sein, da sie zumindest für die Parametrierung der Modelle und zur Absicherung der Regelung bezüglich Drehmomentgenauigkeit notwendig sind. Da diese Lastprüfstände ebenfalls zum Test und zur Absicherung der Zielmaschinen notwendig sind, kann allerdings deren Auslastung durch den Einsatz eines Emulators für Umrichtertests deutlich reduziert werden.

A. Anhang

A.1. Emulatorsimulation

Zum Zwecke der Veranschaulichung und Validierung verschiedener Ansätze wurde ein Gesamtmodell des E-Maschinen-Emulators in der Software PLECS modelliert. PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation) ist eine Software der Firma *Plexim*¹ zur Modellierung von gemischten analogen und digitalen Schaltungen auf Systemebene. Die Software ist speziell für Leistungselektronik entwickelt worden und die Solver wurden auf schaltende Bauelemente optimiert, wodurch sich diese Software sehr gut eignet, ein Modell eines Multi-Level-Inverters zu entwickeln. Die Abbildung A.1 veranschaulicht ein Gesamtmodell eines E-Maschinen-Emulators, der einen Multi-Level-Inverter beinhaltet.

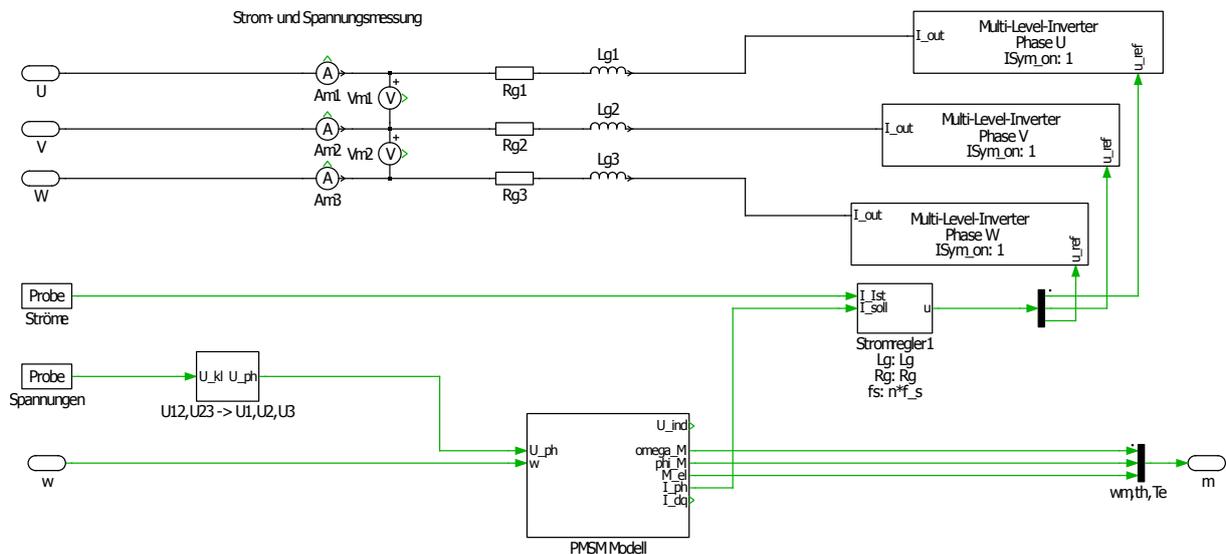


Abb. A.1.: Modell eines E-Maschinen-Emulators modelliert in PLECS

Das Modell enthält alle Komponenten, die für die Simulation eines E-Maschinen-Emulators notwendig sind. Die Anschlüsse U , V und W sind die Verbindungsknoten zu den DUT, welche über jeweils ein RL-Filter pro Phase (Glättungsdrossel) mit dem Multi-Level Inverter verbunden sind. Die berechneten Phasenspannungen werden als Eingangsvariablen dem E-Maschinen-Modell zu-

¹als Spin-off-Unternehmen aus der ETH Zürich, Departement für Informationstechnologie und Elektrotechnik, gegründet

geführt, wo die Phasenströme berechnet werden und als Eingangsgröße zusammen mit den Ist-Phasenströmen in die Phasenstromregelung eingehen. Dort regeln Stromregler die gewünschten Phasenströme ein. Die Ausgangsgrößen der Stromregler werden anschließend als Stellgröße dem Multi-Level-Inverter zugeführt. Die Struktur einer Phase des Multi-Level-Inverter ist in der Abbildung A.2 dargestellt.

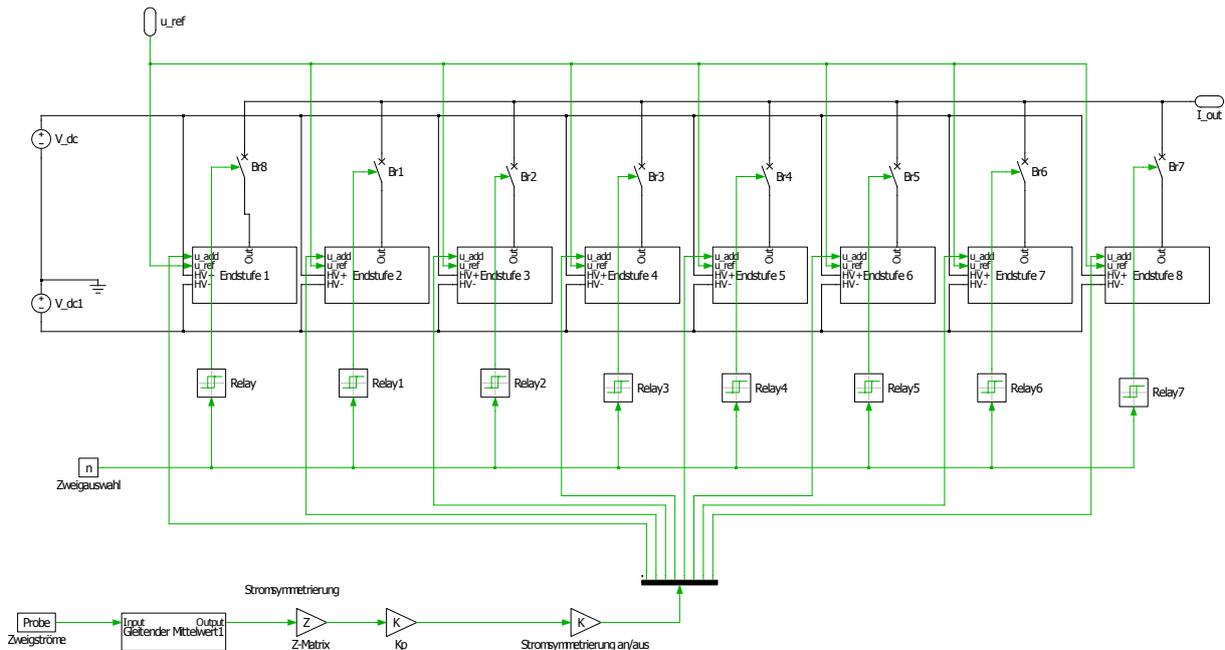


Abb. A.2.: Modell eines Multi-Level-Inverters (1 Phase) modelliert in PLECS

In der PLECS Simulation wurde ein DUT implementiert, bei dem das Drehmoment auf Basis einer feldorientierten Regelung ausregelt wird. Zusammen mit dem Modell des E-Maschinen-Emulator wird dadurch der Regelkreis geschlossen. Die Abbildung A.3 zeigt ein Szenario, bei dem kurze Drehmomentsprünge mit anschließenden Reversierungsvorgang durchgeführt werden.

Das prinzipielle Verhalten der PMSM lässt sich mit Hilfe des E-Maschinenemulators sehr gut nachbilden. Deutlich ist dies an der Ausregelung der d- und q-Ströme zu erkennen. Da es sich bei der simulierten E-Maschine um eine Oberflächenmagnetmaschine (SPMSM) handelt, wird der d-Strom zu Null geregelt. Der drehmomentbildende q-Strom hat ein ausgeprägtes PT1-Verhalten. Um die Einflüsse des Emulatorumrichters veranschaulichen zu können, muss der Zeitbereich auf wenige PWM-Perioden skaliert werden. Die Abbildung 3.36 veranschaulicht dies. Bei der realen Maschine führt die Pulsweitenmodulation des DUT dazu, dass sich ein Rippelstrom in der Maschine ausprägt, der zu hochfrequenten Stromüberschwingungen führt. Für eine adäquate Simulation muss der E-Maschinen-Emulator diesen Rippelstrom nachbilden.

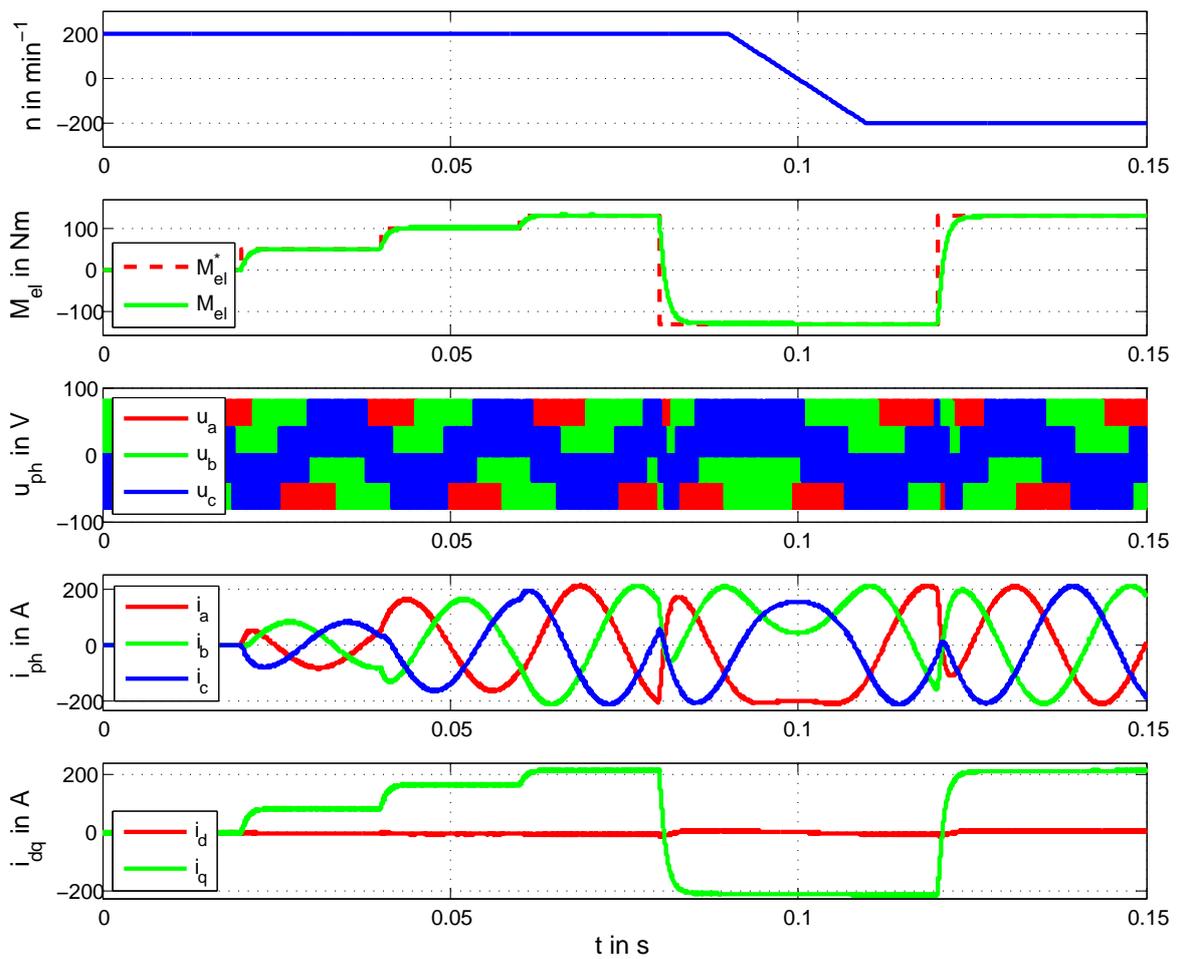


Abb. A.3.: Simulation des E-Maschinen-Emulators in geschlossener Kette

A.2. PMSM-Simulationsumgebung

In der Abbildung A.4 ist die Simulinkumgebung dargestellt, mit der die im Kapitel 4 vorgestellten E-Maschinenmodelle implementiert und validiert wurden. Alle Simulationsparameter lassen sich über die Oberfläche einstellen. Zur Automatisierung wurden Matlab-Skripte entwickelt, die vollständige Kennfelder iterativ berechnen. Die Berechnung folgender Kenngrößen ist dadurch möglich:

- Flusskennfelder $\psi_{dq}(i_d, i_q)$ und Drehzahl/Drehmoment-Kennfelder (n, M)
- drehzahlabhängige Kennlinien der Kurzschlussströme i_{dq}
- Oberschwingungsanalysen
- Drehmomentsprungfunktionen
- Übertragungsfunktionen zur Reglerstabilitätsbewertungen (Führungsübertragungsfunktion / Störübertragungsfunktion)
- Verlustleistungsberechnungen der Leistungselektronik

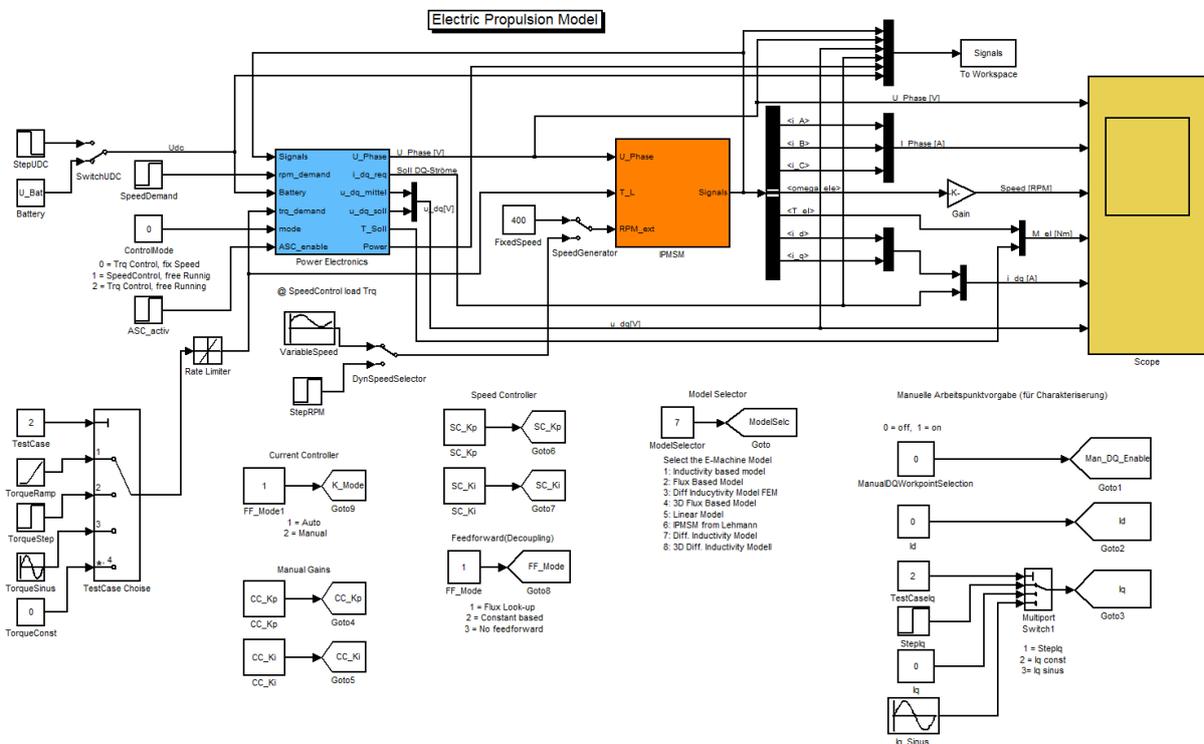


Abb. A.4.: Simulink-Simulationsumgebung zur Validierung der implementierten E-Maschinenmodelle

A.3. Emulator-Steuerungssoftware

Die Software zur Prüfstandssteuerung wurde in der Programmiersprache *C#* unter Verwendung des *Microsoft .NET Frameworks 4.0* implementiert. Das Graphical User Interface (GUI) wurde im *XAML*, einer XML-basierenden deklarativen Sprache zur Beschreibung von WPF-Anwendungen², definiert. Durch die objektorientierte Architektur und Kapselung der Software in einzelne, unabhängige Module ist die Software beliebig erweiterbar.

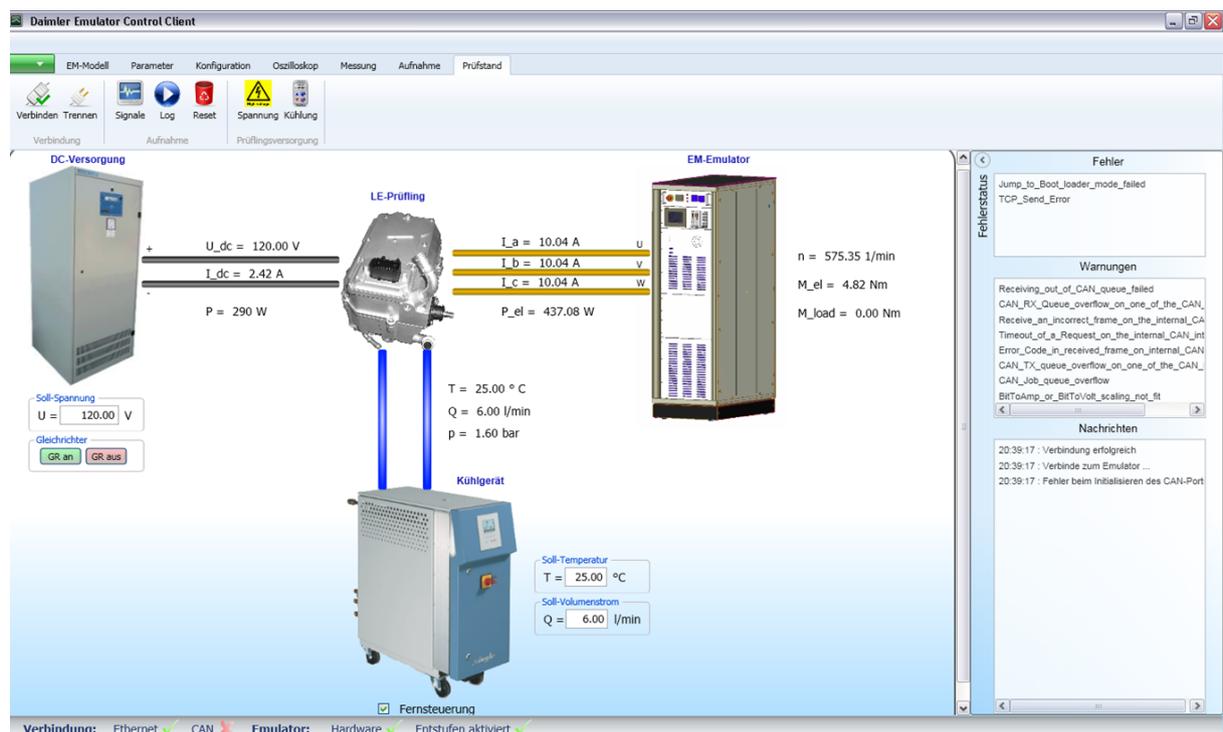


Abb. A.5.: Ansicht der Prüfstandssteuerungssoftware

In der Abbildung A.5 ist exemplarisch die Prüfstandssteuerungsansicht der Software dargestellt. Von hier aus können die einzelnen Komponenten des Prüfstands, wie die DC-Versorgung und das Kühlaggregat des Prüflings bedient werden. Da eine komplette Funktions- und Strukturbeschreibung der Software sehr umfangreich wäre und den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde, soll hier nur eine kurze Übersicht gegeben werden. Die Tabelle A.1 fasst die Softwaremodule, deren Schnittstellen und Funktionen zusammen.

²Die Windows Presentation Foundation (WPF) ist ein umfangreiches, objektorientiertes Grafik-Framework zur Entwicklung von graphischen Benutzeroberflächen

Modul	Hardware-Schnittstellen	Funktionen
EmulatorControl	TCP/IP, CAN	<ul style="list-style-type: none"> • Auslesen interner Messsignale des Emulators (z.B. $i_{dq}, u_{dq}, n, M_{el}, T_{IGBT}$) • Auslesen und Setzen von Modellparametern (z.B. Polpaarzahl p, Statorwiderstand R_s) • Messwerterfassung, Visualisierung, Export der Signalverläufe in MatlabTM • Konfiguration der Messsignaliste (CAN, TCP/IP, Abtastzeiten) • Konfiguration der Emulatorhardware (Endstufenaktivierung, Strombegrenzung) • Konfiguration der Resolverkarte • Konfiguration der NTC-Sensorsimulation
SoftwareOscilloscope	UDP/IP	<ul style="list-style-type: none"> • Auslesen und Visualisierung interner Parameter bei schnellen, transienten Vorgängen • Definition der Abtastrate, Triggerschwelle • 3 Kanäle, $f_{a,max} = 20kHz$
ModelEditor	TCP/IP	<ul style="list-style-type: none"> • Laden/Speichern von MatlabTM-Dateien zur Parametrierung des E-Maschinen-Modells • Download/Upload von Modellparametern und Look-Up-Tables zum Emulator
ACDCDeviceDUT	UDP/IP	<ul style="list-style-type: none"> • Setzen der Soll-Spannung der DC-Versorgung des Prüflings • Konfiguration der DC-Versorgung (Strom- und Leistungsbegrenzung, Innenwiderstand) • Auslesen des Gerätestatus • Ein- und Ausschalten des Gleichrichters und des Trennschützes
CoolingDevice	Modbus TCP	<ul style="list-style-type: none"> • Setzen der Soll-Temperatur der Kühlwasserkonditionierung des Prüflings • Setzen der Soll-Durchflussmenge • Auslesen des Gerätestatus
SequenceControler	TCP/IP	<ul style="list-style-type: none"> • Auslesen des Status der sicherheitsgerichteten Ablaufsteuerung (z.B. Notausstatus)

Tab. A.1.: Zusammenfassung der Softwaremodule

Der Algorithmus zur Berechnung des E-Maschinen-Modells ist auf dem FPGA des Emulators implementiert und kann nur vom Hersteller geändert werden. Der Anwender kann lediglich die Parametrierung des Modells modifizieren. Eine der wichtigsten Funktionen der Steuerungssoftware ist daher der Upload von Parametern und Look-Up-Tables zur Bedienung des E-Maschinen-Modells. Mit Hilfe des *ModelEditors* (siehe Abbildung A.6) können Matlab™-Dateien in einem vordefinierten Format geladen werden und an den Emulator über ein proprietäres TCP/IP-Protokoll übertragen werden.

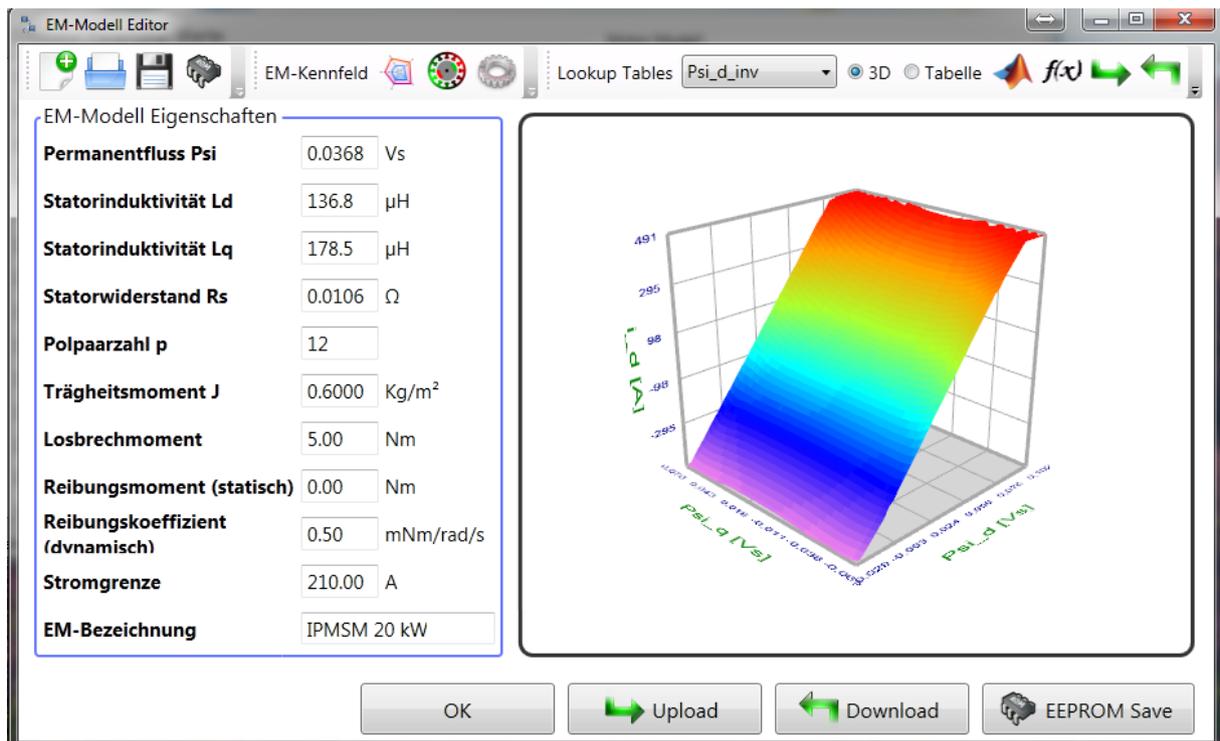


Abb. A.6.: Upload der Modell-Parametrierung auf den E-Maschinen-Emulator

Literaturverzeichnis

- [1] ÅSTRÖM, K. J. und T. HÄGGLUND: *Automatic tuning of PID controllers*. Instrument Society of America, Research Triangle Park and N.C, 2 Aufl., 1994.
- [2] ATKINSON, D. und H. SLATER: *The Virtual Machine*. The Institution of Electrical Engineers, University of Newcastle upon Tyne, 1998.
- [3] BACIU, S., S. TRABELSI, B. AMLANG und W. SCHUMACHER: *Linverter a low-harmonic and high-bandwidth inverter based on a parallel multilevel structure*. In: *35th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference*, S. 3927–3931. 2004.
- [4] BEZOLD, H.: *Messbereichserweiterung mittels Präzisionsstromwandlern*. Yokogawa Power Meter Seminar, Fachhochschule Aschaffenburg, 20.09.2012.
- [5] BÖCKER, J.: *Geregelte Drehstromantriebe*. Vorlesungsskript, Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 20.05.2010.
- [6] BÖCKER, J.: *Mechatronik und Elektrische Antriebe*. Vorlesungsskript, Fachgebiet Leistungselektronik und elektrische Antriebe, Universität Paderborn, 2015.
- [7] BÖCKER, J.: *Antriebe für umweltfreundliche Fahrzeuge*. Vorlesungsskript, Leistungselektronik und elektrische Antriebe, Universität Paderborn, 25.11.2011.
- [8] BÖCKER, J., N. AMANN und B. SCHULZ: *Active Suppression of torsional oscillations*. In: *Mechatronic Systems*, S. 319–325. 3rd IFAC Symposium, 09 2004.
- [9] BOLLER, T. und R. M. KENNEL: *Virtual Machine – A Hardware in the Loop Test for Drive Inverters*. Power Electronics and Applications, EPE '09. 13th European Conference, 2009.
- [10] CEBULSKI, B. und M. THOM: *Power-HiL-Simulation von Elektroantrieben für Hybridfahrzeuge*. In: *Internationaler ETG-Kongress*. 2007.
- [11] DIETSCHKE, K.-H.: *Kraftfahrtechnisches Taschenbuch*. Vieweg + Teubner, Wiesbaden, 27., überarb. und erw Aufl., 2011.
- [12] DRESSEL, B.: *Direkte, digitale Stromregelung für den Betrieb einer Reluktanzmaschine an einem Pulswechselrichter*. Diplomarbeit, Fachhochschule Würzburg/Schweinfurt, 2012.

- [13] FANG, J., C. HEISING, V. STAUDT und A. STEIMEL: *Permanent-Magnet Synchronous Machine model for urban transport applications*. In: *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, S. 358–363. IEEE, 2010.
- [14] FERREIRA, A. C.: *Steigerung der Leistung von mehrphasigen Umrichtern durch sequentielles Schalten*. Doktorarbeit, Universität Wuppertal, 2007.
- [15] FRICKE, K.: *Digitaltechnik: Lehr- und Übungsbuch für Elektrotechniker und Informatiker*. Vieweg + Teubner, Wiesbaden, 6., überarbeitete Aufl. Aufl., 2009.
- [16] GLASMACHERS: *Scienlab - Power HiL - Inverter Test Environment*. Scienlab GmbH, Lise-Meitner-Allee 27 44801 Bochum | Germany, 06 2013.
- [17] GRUBIC, S., B. AMLANG, W. SCHUMACHER und A. WENZEL: *A High-Performance Electronic Hardware-in-the-Loop Drive – Load Simulation Using a Linear Inverter (LinVerter)*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(4):1208–1216, 2010.
- [18] HAMMERER, H.: *E-Maschinen-Emulator kontra rotierendem Prüfstand*. ATZ Elektronik, (07/2012), 2012.
- [19] HARNEFORS, L. und H.-P. NEE: *Model-based current control of AC machines using the internal model control method*. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(1):133–141, 1998.
- [20] JACK, A., D. ATKINSON und H. SLATER: *Real-time emulation for power equipment development. Part 1: Real-time simulation*. Department of Electrical and Electronic Engineering, The University of Newcastle Upon Tyne, 1997.
- [21] JOACHIM, C.: *Optimierung des Schaltprozesses bei schweren Nutzfahrzeugen durch adaptive Momentenführung*. Doktorarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen, 2010.
- [22] JUNGSMANN, T.: *OEMs und Zulieferer vereinbaren deutsche "Innovationsallianz Automobilelektronik"*, Internetdokument. <http://www.springerprofessional.de/oems-und-zulieferer-vereinbaren-deutsche-innovationsallianz-automobilelektronik-7207/3942646.html>, 2007.
- [23] KANERVA, S.: *Simulation of Electrical Machines, Circuits and Control Systems using Finite Element Method and System Simulator*. Doktorarbeit, Helsinki University of Technologie, Helsinki, 2005.
- [24] KEMPKES, J.: *Mechatronische Systeme*. Vorlesungsskript, Fachhochschule Würzburg/Schweinfurt, 2008.
- [25] KLOTZBACH, S. und H. HENRICHFREISE: *Ein nichtlineares Reibmodell für die numerische Simulation reibungsbehafteter mechatronischer Systeme*. In: ASIM (Hrsg.): *16. Symposium Simulationstechnik*. 2002.

- [26] LANGSTON, J., L. QI, M. STEURER, M. SLODERBECK, Y. LIU und Z. XI: *Testing of a Controller for an ETO-Based STATCOM through Controller Hardware-in-the-Loop Simulation*, 2009.
- [27] LEISTER, G.: *Fahrzeugreifen und Fahrwerkentwicklung: Strategie, Methoden, Tools*. Vieweg+Teubner Verlag, ISBN 978-3834806710, 2009.
- [28] LOOMAN, C.: *Analyse, Modellierung und Entwurf einer Mehrgrößenregelung zur aktiven Schwingungsdämpfung im hybriden Antriebsstrang*. Doktorarbeit, Technische Universität Dresden, 04/2012.
- [29] MENNE, M.: *Drehschwingungen im Antriebsstrang von Elektrostraßenfahrzeugen – Analyse und aktive Dämpfung*. Doktorarbeit, RWTH Aachen, 2000.
- [30] MEYER, M.: *Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen*. Doktorarbeit, Universität Paderborn, 2010.
- [31] MURRILL, P. W.: *Automatic Control of processes*. International Textbook Co, Scranton (Pennsylvania), 1967.
- [32] NEMEC, C.: *Investigations on the ripple current of a multiphase interleaved switched inverter*. Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2011.
- [33] NEMEC, C.: *Ripple current minimization of an interleaved-switched multi-phase PWM inverter for three-phase machine-emulation*. Power Electronics and Applications (EPE 2011), S. 1–8, 2011.
- [34] OETTMEIER, M., R. BARTELT, C. HEISING, V. STAUDT und A. STEIMEL: *Machine Emulator: Power-Electronics Based Test Equipment for Testing High-Power Drive Converters*. In: *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, S. 582–588. 2010.
- [35] POHLENZ, D.: *Wirkungsgradoptimale Regelung eines elektrischen Fahrantriebes mit variabler Zwischenkreisspannung*. Doktorarbeit, Universität Paderborn, 2012.
- [36] RAHMAN, K. und S. HITI: *Identification of Machine Parameters of a Synchronous Motor*. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(2):557 – 565, 2005.
- [37] RAJ, C. V.: *A stepwise method for tuning PI controllers using ITAE criteria*. <http://www.embedded.com/design/embedded/4391181/A-stepwise-method-for-tuning-PI-controllers-using-ITAE-criteria>, 2012.
- [38] RAULIEN, O.: *Optimierung der Regelung von Permanentmagnet-Synchronmotoren mit eingebetteten Magneten durch die Berücksichtigung von Kreuzsättigungseffekten*. Diplomarbeit

- beit, Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 02/2008.
- [39] REN, W.: *Accuracy Evaluation of Power Hardware-In-The-Loop (PHIL) Simulation*. Doktorarbeit, Florida State University, Tallahassee, 2007.
- [40] REN, W., M. STEURER und T. L. BALDWIN: *An Effective Method for Evaluating the Accuracy of Power Hardware-in-the-Loop Simulations*. IEEE Transactions on Industry Applications, 45(4):1484–1490, 2009.
- [41] REN, W., M. STEURER und L. QI: *Evaluating dynamic performance of modern electric drives via power-hardware-in-the-loop simulation*. Center for Advanced Power Systems, Florida State University, 2008.
- [42] RICHTER, H.: *Elektronik und Datenkommunikation im Automobil*. Techn. Ber., Technische Universität Clausthal, 09/2005.
- [43] ROTTER, E.: *Kräftiges Wachstum in USA, China, Indien und Russland: Weltautomobilmarkt legt auf gut 65 Millionen zu – Deutschland stützt Westeuropa*. Verband der Automobilindustrie, <http://www.vda.de/de/meldungen/news/20120117-2.html>, 17.01.2012.
- [44] SCHÄUFFELE, J. und T. ZURAWKA: *Automotive Software Engineering: Grundlagen, Prozesse, Methoden und Werkzeuge effizient einsetzen*. Vieweg, Wiesbaden, 4., überarb. und erw Aufl., 2010.
- [45] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. Springer-Lehrbuch. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin and Heidelberg, 4., erw Aufl., 2009.
- [46] SCIENLAB GMBH: *Scienlab EM-Emulator Datenblatt.pdf*, 2010.
- [47] SILVER ATENA GMBH: *Echtzeit-Simulation von E-Maschinen*. http://www.silver-atenade/uploads/tx_saprodukte/at_simuled.pdf, 2013.
- [48] SLATER, H.: *Real Time Emulation Environment for Digital Control Development*. Doktorarbeit, The University of Newcastle Upon Tyne, 1996.
- [49] SLATER, H., D. ATKINSON und A. JACK: *Real-time emulation for power equipment development. Part 2: The virtual machine*. Department of Electrical and Electronic Engineering, The University of Newcastle Upon Tyne, 1997.
- [50] TAMAGAWA SEIKI CO. LTD.: *Singlesyn: Datenblatt*, 2008.
- [51] TERADA, K. und N. UCHIDA: *Multi-Domain Simulation of Drive Controls*. Mitsubishi Electric ADVANCE, (12/2006):11–13, 2006.

- [52] TERWIESCH, P., T. KELLER und E. SCHEIBEN: *Rail vehicle control system integration testing using digital hardware-in-the-loop simulation*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 7(3):352–362, 1999.
- [53] TILL NENZ: *Implementierung und Evaluierung eines flussbasierten Modells einer Permanentmagnet-Synchronmaschine auf FPGA für die Hardware-in-the-loop-Simulation*. Diplomarbeit, Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen, Universität Stuttgart, 05/2013.
- [54] TRABELSI, S.: *Umrichterprüfung mit Hardware-in-the-Loop und Einsatz einer neuartigen schnellen überschwingungsarmen Leistungsendstufe*. Doktorarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2004.
- [55] UEBENER, S.: *Fahrzustandsabhängige Wirkungsgradoptimierung eines elektrischen Antriebsstranges*. Diplomarbeit, Fachgebiet Elektrische Schaltungen und Systeme, Technische Universität Ilmenau, 2010.
- [56] UEBENER, S. und J. BÖCKER: *Application of an Electric Machine Emulator for Drive Inverter Tests within the Development of Electric Drives*. In: *European Electric Vehicle Congress*. 2012.
- [57] UEBENER, S. und H. HAMMERER: *Virtuelle E-Maschine als Werkzeug in der Entwicklung von Antriebsreglern*. ATZ Elektronik, (06/2013):42–47, 2013.
- [58] UMLAND, J. und M. SAFIUDDIN: *Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others?*. IEEE Transactions on Industry Applications, 26(3):489–497, 1990.
- [59] WALLENTOWITZ, H. (Hrsg.): *Handbuch Kraftfahrzeugelektronik: Grundlagen, Komponenten, Systeme, Anwendungen ; mit zahlreichen Tabellen*. Vieweg, Wiesbaden, 1 Aufl., 2006.
- [60] WALLMARK, O.: *Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines in Automotive Applications*. Doktorarbeit, Chalmers University of Technology, Göteborg, 2006.
- [61] WALLSCHEID, O.: *Modelling and Control of Three-Phase Drives*. Workshop für BBAC Mitarbeiter, Leistungselektronik und elektrische Antriebe, Universität Paderborn, 2013.
- [62] WENZEL, A., B. AMLANG, C. GRÖLING, W. SCHUMACHER und S. GRUBIC: *Elektronische Hardware-in-the-Loop-Lastsimulation moderner Umrichterprüfstände*. In: VERL, A., K. BENDER und W. SCHUMACHER (Hrsg.): *SPS/IPC/DRIVES 2007 - SPS/IPC/DRIVES/Elektrische Automatisierung*. VDE-Verlag, 2007.

Im Rahmen der Arbeit angefertigte und verwendete Abschlussarbeiten:

- [Amar11] Silim Bel Hadj Amar *Modellbildung und Implementierung eines hybriden Antriebsstrangmodells auf einer echtzeitfähigen Hardware*, Bachelorthesis, Hochschule München, 2011
- [Dres12] Bernd Dreßel *Linverter Modellierung für E-Maschinen Emulator*, Praktikumsbericht, Fachhochschule Würzburg/Schweinfurt, 2012
- [Limb12] Marius Limbach *Weiterentwicklung eines Antriebsstrangmodells für ein Hybridfahrzeug*, Studienarbeit, Duale Hochschule Baden-Württemberg, 2012
- [Pape12] Guruprasad Papegowda *Design and Analysis of an FEM Based IPMSM Model Used in Hybrid- and Electrical Vehicle Applications*, Masterthesis, Ruhr Universität Bochum, 2012
- [Lehm12] Tobias Lehmann *Analyse und Modellierung der Oberschwingungen und Sättigungseffekte von Permanentmagnet Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge*, Diplomarbeit, Universität Magdeburg, 2012
- [Just12] Bjarke Dalsgaard Justesen *Hybrid Vehicle Drivetrain Model for Electric Machine Emulator*, Internship Report, Aalborg Universitet, 2012
- [Just13] Bjarke Dalsgaard Justesen *Design and Analysis of Inverter Drive Controllers by Use of an Electric Machine Emulator*, Masterthesis, Aalborg Universitet, 2013