

Beitrag zur schaltungszustandsbasierten Ansteuerung geschalteter Reluktanzmaschinen unter Berücksichtigung der Strommessung bei reduzierter Sensorik

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur

(Dr.-Ing.)

vorgelegt der

Fakultät für Maschinenbau der
Technischen Universität Ilmenau

von Herrn

Sandro Purfürst, M. Sc.

geboren am 05.12.1986 in Suhl, Deutschland

1. Gutachter: AOR PD Dr.-Ing. habil. Tom Ströhla
2. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Thomas Fröhlich
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dieter Gerling

Tag der Einreichung: 18.06.2018

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 05.02.2019

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in den Jahren 2012 bis 2018 während meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur bei der driveXpert GmbH Ilmenau. In diesem Zeitraum bearbeitete ich Projekte aus dem Umfeld der Automobil- und Zulieferindustrie und entwickelte Elektronik und Software zur bedarfsgerechten Steuerung und Regelung von elektrisch betriebenen Nebenaggregaten (Kühlmittel-, Schmiermittel- und Schaltdruckpumpen sowie Kühlerlüftern). Neben der Arbeit an Gleichstrommaschinen, permanenterregten Synchronmaschinen, Klauenpolmotoren und magnetisch betätigten Aktoren wurden Projekte zur Ansteuerung von geschalteten Reluktanzmotoren durchgeführt. In diesem Zusammenhang möchte ich allen Projektpartnern für die gute Zusammenarbeit während der letzten Jahre und für die dabei gesammelten Erfahrungen danken.

Ich bedanke mich besonders bei Herrn AOR Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Tom Ströhla. Er hat als Betreuer der vorliegenden Arbeit durch hilfreiche Hinweise in vielfältigen Diskussionen einen bedeutenden Beitrag zur Erstellung dieser Dissertation geleistet.

Herrn Dr.-Ing. Mike Eichhorn möchte ich für seine Unterstützung durch die Bereitstellung der Rechentechnik für die Simulation und für seine Hilfe bei der Erstellung des Frameworks zur Umsetzung des genetischen Algorithmus danken. Seine Anregungen führten zu Verbesserungen bei der Ausführung der Algorithmen auf der Simulationsplattform.

Herr Dr.-Ing. Veit Zöppig unterstützte mich bei der Erstellung der Arbeit durch fachliche Diskussionen und Hinweise bezüglich praxisrelevanter Fragestellungen. Weiterhin ermöglichte er den Aufbau des verwendeten Testsystems im Rahmen diverser Kundenprojekte und stellte mir die Mess- und Rechentechnik für die Entwicklung, die Implementierung und die Verifikation der Ergebnisse zur Verfügung.

Herrn M. Sc. Robin Zeh danke ich für seine Hilfe bei der Umsetzung der Messmethode als Grundlage für die Entwicklung der mehrphasigen Stromregelung mit nur einem Sensor. Herr M. Sc. Stanislav Gerber und Herr M. Sc. Michael Brückner unterstützten mich bei der Lösung von Problemen im Textsatzsystem TeX und lieferten hilfreiche Hinweise und Verbesserungsvorschläge für die Darstellung der Messwerte und Simulationsergebnisse. Weiterhin möchte ich mich bei allen Mitarbeitern der driveXpert GmbH bedanken. Durch die zahlreichen Anmerkungen und die vielen inspirierenden Gespräche wurde ich immer wieder dazu angehalten, bestimmte Aspekte der Arbeit zu überdenken und kritisch zu hinterfragen.

Für das Lesen des Manuskriptes danke ich Herrn M. Sc. Bastian Schindler und Herrn M. Sc. Matthias Wetzel. Durch ihre Hilfe konnten Unstimmigkeiten in der schriftlichen Ausarbeitung beseitigt und Fehler behoben werden.

Weiterhin möchte ich an dieser Stelle meiner Familie danken, die in all den Jahren immer für mich da war und auch in anstrengenden Zeiten zu mir gehalten hat.

Mein besonderer Dank gilt jedoch meiner Freundin Dani, die mir mit ihrem grenzenlosen Verständnis und ihrer Unterstützung dabei geholfen hat, diesen Kraftakt neben meiner Tätigkeit im Unternehmen durchzustehen. Sie hat mich ermutigt, weiter zu machen, wenn ich Zweifel hatte und mich eingebremst, wenn mir die Arbeit an meiner Dissertation zu viel wurde. Nur durch ihre Hilfe hatte ich den Freiraum, der für diese Arbeit nötig war. Ebenso möchte ich mich bei meinem kleinen Sohn Tiedo bedanken. Er hat mir klar gemacht, wie wichtig es ist, sich ab und zu für Dinge begeistern zu können ohne sie verstehen zu müssen. Nach den vielen schlaflosen Nächten freue ich mich darauf, diese Leichtigkeit wieder zu finden!

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
Zusammenfassung	vii
Abstract	viii
Tabellenverzeichnis	ix
Abbildungsverzeichnis	x
Verzeichnis der verwendeten Symbole	xiv
Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen	xx
1 Einführung	1
1.1 Einleitung	1
1.2 Stand der Technik	2
1.2.1 Strommesstechnik	2
1.2.2 Bedeutung der Strommessung für antriebstechnische Anwendungen	5
1.2.3 Strommessung im Bereich geschalteter Reluktanzmaschinen	7
1.3 Ableitung der Aufgabenstellung	9
1.4 Präzisierung der Aufgabenstellung	10
1.5 Struktur der Arbeit	11
1.6 Hinweise zum Lesen der Arbeit	12
2 Die geschaltete Reluktanzmaschine	14
2.1 Beschreibung der Maschine	15
2.1.1 Einordnung und geschichtlicher Hintergrund	15
2.1.2 Aufbau und Wirkprinzip	15

2.1.3	Motormodell	18
2.1.4	Vor- und Nachteile	20
2.1.5	Anwendungsgebiete	22
2.1.6	Bisherige und gegenwärtige Akzeptanz	23
2.2	Steuerung	23
2.2.1	Prozessführung und übergeordnete Betriebsstrategie	23
2.2.2	Winkelabhängige Phasenfreigabe	25
2.2.3	Phasenerregung	28
2.2.4	Kommutierung	29
2.2.5	Strommessung	31
2.3	Leistungselektronik	37
2.3.1	Einordnung der Leistungselektronik	37
2.3.2	Aufbau der Leistungselektronik	38
2.3.3	Kriterien für eine Topologieauswahl	38
2.3.4	Relevante Topologien	41
2.3.5	Anforderungen für die Festlegung der Topologie	46
2.3.6	Möglichkeiten der Sensorintegration	47
2.3.7	Modifikation der Leistungselektronik	48
2.3.8	Strommessung bei reduzierter Sensorik	51
3	Schaltungszustandsbasierte Betrachtungsweise	52
3.1	Verallgemeinerte asymmetrische Halbbrücke	52
3.2	Stromführungsmodi einer Halbbrücke	54
3.3	Zustandsdefinition für eine n_p -phasige SR-Maschine	55
3.4	Eigenschaften und Zusammenwirken definierter Schaltungszustände	57
3.4.1	Strommessmöglichkeiten	57
3.4.2	Spannungsebenen beim Wechsel zwischen den Zuständen	57
3.4.3	Schaltbetrieb	61
3.4.4	Speicherplatzbedarf bei der Verwaltung von Schaltungszuständen	61
3.4.5	Weitere Eigenschaften	63
3.5	Verwaltung von Zuständen	63
3.6	Eingrenzung der Phasenzahl	64
4	Entwicklung eines Konzeptes zur Single-Sensor-Stromregelung	65
4.1	Ansteuertopologie	65
4.2	Stromführungsmodi für eine Phase	66
4.3	Stromführungsmodi für zwei Phasen im Überlappungsbereich	72
4.4	Gleichseitige Anordnung der PWM-Muster	76
4.5	Wechselseitige Anordnung der PWM-Muster	78
4.6	Stellgrößengenerierung	83
4.6.1	Diskrete Stellgrößen	84
4.6.2	Quasikontinuierliche Stellgrößen	86
5	Evolutionärer Algorithmus für die Zustandsoptimierung zur mehrphasigen Ansteuerung	88
5.1	Problembeschreibung und Verfahrensauswahl	89

5.2	Allgemeiner Optimierungsablauf	90
5.3	Vorwissen über das System	92
5.4	Codierungsproblem und Repräsentation der Schaltzustände	95
5.5	Generierung und Nutzung der Datenbasis	96
5.6	Definition der Fitnessfunktionen für die mehrkriterielle Optimierung	97
5.6.1	Allgemeine Fitnessfunktion	97
5.6.2	Fitnessfunktion auf Basis der Referenzphasenspannungen	97
5.6.3	Minimierung der Anzahl der Schaltvorgänge	98
5.6.4	Bereitstellung von Messfenstern	100
5.6.5	Bestrafung der oberen Freiläufe	101
5.6.6	Berücksichtigung von Speicheranforderungen	102
5.7	Anwendung der genetischen Operatoren	104
5.7.1	Initialisierung der Startpopulation	104
5.7.2	Auswahl geeigneter Individuen	104
5.7.3	Selektionsschema	105
5.7.4	Rekombination der Elternpaare	105
5.7.5	Mutation der Kinder	105
5.7.6	Ersetzungsschema	106
5.8	Optimierungsergebnisse	106
5.8.1	Freiheitsgrad der Optimierung	106
5.8.2	Einstellen eines Spannungsmittelwertes für eine Phase	107
5.8.3	Einstellen der Spannungsmittelwerte für zwei Phasen	109
5.8.4	Erweiterung um die Minimierung der Schalthäufigkeit	114
5.8.5	Hinzufügen von Messfenstern	116
5.8.6	Freilaufselektive Signalerzeugung	120
5.8.7	Vergleich mit den empirisch ermittelten Schaltmustern	123
5.8.8	Berücksichtigung von Speicheranforderungen	123
5.8.9	Optimierungsgeschwindigkeit	125
6	Umsetzung und Resultate	126
6.1	Aufbau des Testsystems	127
6.1.1	Simulationswerkzeuge	127
6.1.2	Motor und Positionssensorik	127
6.1.3	Steuergerät	128
6.1.4	Messtechnik, Datenaufnahme, Leistungsversorgung	131
6.2	Ergebnisse der Implementierung	132
6.2.1	Betrachtung im Mikrokommutierungszyklus	132
6.2.2	Betrachtung im Makrokommutierungszyklus	142
6.2.3	Vorteile des Verfahrens	152
6.2.4	Nachteile und Grenzen des Verfahrens	154
6.2.5	Kritik an der Vorgehensweise	156
7	Zusammenfassung und Ausblick	160
A	Anhang	165

Lebenslauf	170
Quellenverzeichnis	172
Erklärung	186

Zusammenfassung

Die geschaltete Reluktanzmaschine als elektro-magneto-mechanischer Energiewandler gehört zur Gruppe der Synchronmaschinen. Neben dem Verzicht auf Seltenerdmetalle und der Möglichkeit zur kostengünstigen Fertigung ist dieser Maschinentyp besonders robust und kann auch bei Überlast zuverlässig betrieben werden. Insbesondere bei hohen Drehzahlen kann die geschaltete Reluktanzmaschine vorteilhaft zur Anwendung kommen. Dem entgegen stehen eine inhärente Geräuschemission und die Notwendigkeit einer Information über die Lage des beweglichen bezüglich des feststehenden Teils.

Vielfältige Forschungsarbeiten versuchen, die bisherige geringe Akzeptanz der geschalteten Reluktanzmaschine zu steigern. Dabei bezieht sich jedoch nur ein verhältnismäßig geringer Teil auf die Ansteuerung bei reduzierter Stromsensorik.

Die vorliegende Arbeit leistet einen Beitrag zur mehrphasigen Stromregelung geschalteter Reluktanzmaschinen mit nur einem Sensor zur Erfassung der für den Betrieb benötigten Phasenströme. Hierzu wird insbesondere der Überlappungsbereich der Phasen in den Vordergrund gestellt und dessen Bedeutung für den Maschinenbetrieb herausgearbeitet. Zusätzlich werden Definitionen zur Unterscheidung der relevanten Vorgänge für die Darstellung der Problematik eingeführt.

Es wird gezeigt, wie sich die Maschine mit verschiedenen leistungselektronischen Topologien bei einer modifizierten Anbindung der Freilaufdioden betreiben lässt. Die dazu notwendigen Verläufe der Steuersignale werden empirisch und parallel dazu über einen genetischen Algorithmus ermittelt. Beide Ansätze führen für den Spezialfall zweier gleichzeitig aktiver Phasen mit jeweils zwei Schaltern im Überlappungsbereich zu einer wechselseitigen Anordnung der Schaltflanken. Hierdurch wird die Funktion des genetischen Optimierungsalgorithmus deduktiv nachgewiesen und die Anwendbarkeit auf allgemeinere Konfigurationen in Aussicht gestellt.

Mithilfe eines Demonstrators werden die Einflüsse auf die Strommessung ermittelt und die grundlegende Funktionsfähigkeit der entwickelten Methode in der geschlossenen Kette nachgewiesen.

Abstract

Switched reluctance machines, which are a component of synchronous machines, act as electro-magneto-mechanical energy converters. Such converters do not need rare earth elements and can be produced at low costs. As well, they are robust and can be reliably operated even in overload conditions. However, these advantages are offset by the inherent noise emissions and the need for detailed information about the rotor position.

Much research has been done to improve the performance and capabilities of this machine type. However, only little emphasis has been placed on the area of reduced current sensor control in the past.

Therefore, this thesis examines the problem of multiphase current regulation of a switched reluctance machine with only one current sensor in order to detect the phase currents required for operation. Furthermore, the overlapping areas of the phases are clearly defined for the problem description.

The thesis shows how switch reluctance machines can be driven with a power electronic topology that can be achieved by modifying the connection of the freewheeling diodes. The required control signals are determined empirically, as well as using a genetic algorithm. Both approaches lead for the special case of two simultaneously active phases, each with two switches in the overlapping area to a mutual arrangement of the switching edges. As a result, the usefulness of the genetic optimization algorithm is shown and its applicability for more general and more complex configurations can be considered.

Using a demonstration setup, the impact on the current measurements is determined. As well, the ability of the proposed method to work in closed-loop conditions is verified.

Tabellenverzeichnis

4.1	Eigenschaften der Zustände nach Abb. 4.5 und Abb. 4.6	73
4.2	Transitionen zur Stellgrößengenerierung nach Abb. 4.13	85
6.1	Wirkung in den Übergangsbereichen beim Wechsel der Anordnung der HS-Schaltsignale	150
A.1	Parameter für das Konvergenzverhalten nach Abb. 5.12	166
A.2	Wichtungsfaktoren für die einzelnen Optimierungsläufe	166
A.3	Kenndaten des verwendeten EDV-Systems	166

Abbildungsverzeichnis

1.1	Messkette zur Umformung der Messgröße in den Messwert	3
1.2	Generische Signalkette zur Antriebssteuerung	6
2.1	Entstehung von Kräften und Momenten bei unterschiedlichen Magnetkreis- anordnungen	16
2.2	Zyklische Bestromung der Phasen und Verlauf relevanter Maschinengrößen im Motorbetrieb	17
2.3	Ersatzschaltbild einer Maschinenphase	18
2.4	Entstehung von Überlappungsbereichen durch eine unterschiedliche Kombi- nation von Ein- und Ausschaltwinkel	25
2.5	Darstellung der betrachteten Kommutierungsarten	30
2.6	Messung des Stromes in Abhängigkeit von den Schaltzuständen und der Po- sition des Sensors innerhalb der Leistungselektronik	32
2.7	Aufbau einer Vollbrücke für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine	42
2.8	Aufbau einer asymmetrischen Halbbrücke für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine	42
2.9	Aufbau eines Split-DC-Supply-Converters für den Betrieb einer Maschine mit gerader Phasenzahl	43
2.10	Aufbau einer Topologie mit einem gemeinsamen Schalter für den Betrieb einer Maschine mit gerader Phasenzahl	44
2.11	Aufbau eines C-Dump-Converters für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine	44
2.12	Aufbau eines R-Dump-Converters für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine	45
2.13	Aufbau einer Topologie basierend auf dem Bifilar-Type-Converter für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine	46
2.14	Möglichkeiten der Sensorpositionierung innerhalb der Leistungselektronik am Beispiel der asymmetrischen Halbbrücke	48
2.15	Aufbau der Dual-Sensor-Variante für die Strommessung bei reduzierter Sen- sorik	50

2.16	Möglichkeiten zur Messung der Phasenströme	51
3.1	Verallgemeinerung der asymmetrischen Halbbrücke für die Ansteuerung einer n_p -phasigen Maschine	53
3.2	Zusammensetzung eines Rechtecksignals (a) aus einer Folge von Zuständen (b)	55
3.3	Interpretation einer zeitlichen Abfolge von Schaltzuständen als Zustandsvektor	56
3.4	Beispielhafte Stromführungsmodi für eine fiktive zweiphasige Maschine mit den Phasenspannungen $v_0 = \frac{1}{2}v_{bat}$ und $v_1 = 0$	58
3.5	Vektorraum für den Fall, bei dem sich zwei Phasen im Überlappungsbetrieb befinden	60
3.6	Menge aller zu speichernder Zustandsvektoren (Gitterpunkte) für zwei Phasen (Darstellung nur für $v_{0_{ref}} \geq 0$ und $v_{1_{ref}} \geq 0$)	63
3.7	Ermittlung der Zustandsnummer für einen gegebenen Bestromungszustand der asymmetrischen Halbbrücke mit $n_s = 2$ und $n_p = 3$	64
4.1	Modifizierte Ansteuertopologie mit HS- und LS-Stromsensor	66
4.2	Stromführungsmodi einer Phase und zugehörige Messmöglichkeiten	68
4.3	Phasen- und Messstromverlauf bei unterschiedlichen Ansteuerschemata	70
4.4	Quasikontinuierliche Spannungsstellung durch Kombination einzelner Zustände einer Motorphase	71
4.5	Bestromungszustände zweier Phasen mit je zwei Schaltern (Zustände 0 bis 7)	74
4.6	Bestromungszustände zweier Phasen mit je zwei Schaltern (Zustände 8 bis 15)	75
4.7	Mögliche Fälle bei der Einprägung einer linksseitig angeordneten PWM für zwei beliebige Phasen	77
4.8	Übergang von der gleichseitigen zur wechselseitigen Anordnung der PWM der HS-Schalter zweier Phasen	79
4.9	Mögliche Fälle bei der Einprägung einer wechselseitig angeordneten PWM für zwei beliebige Phasen	81
4.10	Single-Sensor-Lösung mit HS- und mit LS-Sensor	82
4.11	Messzeiten bei unterschiedlichen Sensorkonfigurationen	83
4.12	Stellgrößengenerierung innerhalb der geschlossenen Kette	84
4.13	Diskrete Stellgrößengenerierung nach Tab. 4.1	85
4.14	Quasikontinuierliche Stellgrößengenerierung	87
5.1	Auswahl der HS-Variante für die Optimierung der Schaltsignale	89
5.2	Allgemeiner Ablauf eines evolutionären Algorithmus	90
5.3	Auswertungsebenen des Zustandsobjektes für gegebene Optimierungskriterien	94
5.4	Beispielhafter Aufbau einer Population von Schaltzuständen für einen geschalteten Reluktanzmotor mit $n_s = 2$ und $n_p = 3$ aus Abb. 3.7	95
5.5	Zugriff auf die Zustandseigenschaften für die Fitnessbewertung	96
5.6	Schalhäufigkeit für einen Schalter innerhalb eines Zustandsvektors	98
5.7	Bestimmung der Schalhäufigkeit	99
5.8	Minimierung der Schalhäufigkeit eines Schalters durch Umordnung der Schaltzustände	99

5.9	Maximierung der Gesamtmessfenstergrößen	100
5.10	Summierung der oberen Freiläufe	102
5.11	Betrachtete Speichermodelle zum Hinterlegen von Änderungsinformation zur Überführung des Zustandsvektors eines Gitterpunktes in den Zustandsvektor eines benachbarten Gitterpunktes für $n_{ov} = 2$	103
5.12	Verlauf des Spannungsfehlerbetrages bei unterschiedlichen Einstellungen des genetischen Algorithmus	107
5.13	Entwicklung des besten Individuums (links) und zugehöriger Spannungsmittelwert (rechts) im Laufe der Generationen	108
5.14	Schaltzustände der Leistungshalbleiter nach der Optimierung bezüglich einer vorgegebenen Phasenspannung ($v_{0_{ref}} = -8$ V)	109
5.15	Verlauf des Spannungsfehlerbetrages bei unterschiedlicher Codierung (oben) und Verläufe der Phasenspannungsmittelwerte bezüglich ihrer Sollwerte (unten)	109
5.16	Verlauf der ersten Phasenspannung bei unterschiedlicher Startinitialisierung .	111
5.17	Verlauf der zweiten Phasenspannung bei unterschiedlicher Startinitialisierung	111
5.18	Schaltzustände der Leistungshalbleiter nach der Optimierung bezüglich der Phasenspannungen für zwei Phasen ($v_{0_{ref}} = 2$ V und $v_{1_{ref}} = 10$ V)	112
5.19	Spannungsfehlerbetrag in Abhängigkeit der Referenzphasenspannungen . . .	113
5.20	Spannungsfehlerbetrag für $v_{1_{ref}} = -9$ V (oben) und $v_{1_{ref}} = -12$ V (unten) .	113
5.21	Entwicklung der Gesamtfitness (links) und der Schalthäufigkeit (rechts) im Laufe der Generationen	114
5.22	Entwicklung der Spannungen im Laufe der Generationen bei zusätzlicher Minimierung der Schalthäufigkeit	115
5.23	Schaltmuster bei zusätzlicher Berücksichtigung der Schalthäufigkeit	116
5.24	Verlauf der Gesamtfitness (links) und der Schalthäufigkeit (rechts) im Laufe der Generationen bei zusätzlicher Berücksichtigung von Messfenstern	117
5.25	Verlauf der mittleren Phasenspannungen im Laufe der Generationen bei zusätzlicher Berücksichtigung von Messfenstern	117
5.26	Entwicklung der Anzahl der Messfenster für Phase 0 (links) und Phase 1 (rechts) im Laufe der Generationen	118
5.27	Verlauf der Ansteuersignale bei zusätzlicher Berücksichtigung von Messfenstern	119
5.28	Verlauf der Gesamtfitness (links) und der Schalthäufigkeit (rechts) im Laufe der Generationen	120
5.29	Verlauf der mittleren Phasenspannungen im Laufe der Generationen	120
5.30	Abweichung von geforderter und erreichter Messfensteranzahl im Laufe der Generationen	121
5.31	Summe der Distanzen zwischen den Messfenstern (links) und Anzahl der oberen Freiläufe (rechts) im Laufe der Generationen	122
5.32	Verlauf der Ansteuersignale bei zusätzlicher Vernachlässigung von oberen Freiläufen	122
5.33	Zu ändernder Zustand innerhalb des Zustandsvektors bei Übergang zwischen den Gitterpunkten innerhalb des Vektorraumes	124
5.34	Zählereinheit zur Erzeugung der PWM-Muster in wechselseitiger Anordnung	125

6.1	Verlauf des Stromes und der Ansteuersignale einer Phase	132
6.2	Reale Verläufe des über den Phasen- und über den HS-Sensor fließenden Stromes	133
6.3	Signalverläufe entlang der Messkette	134
6.4	Methode zur hochaufgelösten Aufzeichnung des Phasenstromes aus Sicht der Datenverarbeitungseinheit	136
6.5	Hochfrequent abgetastetes HS-Abbild des Phasenstromes aus Sicht des Mikrocontrollers gemessen über den Phasen- und den HS-Sensor	137
6.6	Hochfrequent abgetastetes HS-Abbild des Phasenstromes aus Sicht des Mikrocontrollers und zugehörige Schaltsignale	138
6.7	HS-Abbild zweier Phasenströme ohne Überlappung der Messfenster	139
6.8	HS-Abbild zweier Phasenströme mit Überlappung der Messfenster	140
6.9	HS-Abbild eines Phasenstromes bei veränderlichem Tastverhältnis	141
6.10	HS-Stromverlauf im Motorbetrieb	143
6.11	HS-Stromverlauf im Überlappungsbereich zweier Phasen	144
6.12	HS-Stromverlauf im Überlappungsbereich zweier Phasen (Vergrößerung von Abb. 6.10)	144
6.13	Gemessene und rekonstruierte Phasenströme	146
6.14	Qualitative Übereinstimmung zwischen den über den HS-Sensor rekonstruierten (i_{prec}) und in der Phase gemessenen (i_{pact}) Stromverläufen im spannungsgesteuerten Maschinenbetrieb	147
6.15	Fehler bei der Strommessung bei Verschiebung der ersten Messposition	148
6.16	Spannungs- und Stromänderung bei Änderung der HS-Signal-Anordnung beim Wechsel zwischen dem Einphasen- und dem Überlappungsbereich	149
6.17	Strom geregelter Überlappungsbetrieb bei Vorgabe eines blockförmigen Sollstromes	151
7.1	Darstellung des Eigenanteils der vorliegenden Arbeit	161
A.1	Prinzipdarstellung der Steuer- und Leistungselektronik nach [114]	167
A.2	Schnittdarstellungen durch den verwendeten geschalteten Reluktanzmotor	168
A.3	Explosionsdarstellung des verwendeten geschalteten Reluktanzmotors	169

Verzeichnis der verwendeten Symbole

Symbol	Einheit	Bedeutung
C_{DC}	F	Kapazität bei Topologien mit einem Kondensator im Zwischenkreis
C_{DC_1}	F	Erste Kapazität bei Topologien mit mehreren Kondensatoren im Zwischenkreis
C_{DC_2}	F	Zweite Kapazität bei Topologien mit mehreren Kondensatoren im Zwischenkreis
C_d	F	Gemeinsame Kapazität aller Phasen bei C- und R-Dump-Converter
ch_i	1	Indikator für den Schaltzustandswechsel beim Übergang zwischen zwei Zuständen
cnt	1	Registerwert für einen Hardware-Zähler
D_b	-	Bezeichnung der Eingangsdiode bei einem C-Dump-Converter
D_c	-	Bezeichnung der Unterstützerdiode bei einem C-Dump-Converter
D_d	-	Bezeichnung der gemeinsamen Diode zwischen dem unteren Anschlusspunkt der LS-Schalter aller Phasen und dem Fußpunkt der Kapazität C_d bei einem C-Dump-Converter
$D_{HS_1}^p$	-	Bezeichnung der ersten HS-Diode der p -ten Phase einer Vollbrücke
$D_{HS_2}^p$	-	Bezeichnung der zweiten HS-Diode der p -ten Phase einer Vollbrücke
D_{HS}^{12}	-	Bezeichnung der gemeinsamen HS-Diode der 0. und 1. Phase einer Topologie mit geteiltem Schalter
D_{LS}^0	-	Bezeichnung der LS-Diode der 0. Phase einer Topologie mit geteiltem Schalter
D_{LS}^1	-	Bezeichnung der LS-Diode der 1. Phase einer Topologie mit geteiltem Schalter

Symbol	Einheit	Bedeutung
$D_{LS_1}^p$	-	Bezeichnung der ersten LS-Diode der p -ten Phase einer Vollbrücke
$D_{LS_2}^p$	-	Bezeichnung der zweiten LS-Diode der p -ten Phase einer Vollbrücke
D_p	-	Bezeichnung der Diode zwischen dem oberen Anschlusspunkt des LS-Schalters der p -ten Phase und dem gemeinsamen Verbindungspunkt bei einem C-Dump-Converter
d_{p_m}	1	Abstand zwischen Messfenstern der p -ten Phase
d/dq	-	Ableitungsoperator zur Ableitung nach der Größe q
$\partial/\partial q$	-	Partieller Ableitungsoperator zur Ableitung nach der Größe q
\vec{e}	V	Fehlervektor der Phasenspannungen
$\vec{e}_{p_{ref}}$	1	Einheitsvektor der Referenzspannung der Phase p
e_{pm}	1	Differenz zwischen der Anzahl der geforderten und der enthaltenen Messfenster für einen Strom über einen Sensor
e_v	V	Spannungsfehlerbetrag bei der Einprägung der Phasenspannungen durch den Zustandsvektor
\vec{F}_R	N	Rückstellkraft
f_{pwm}	N	Frequenz der Pulsweitenmodulation
$fit_{ch}(I)$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der Anzahl der zu wechselnden Zustände beim Übergang zwischen zwei Gitterpunkten eines Individuums I
$fit_d(I)$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der Messfensterdistanzen für ein Individuum I
$fit_d(I_{best})$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich des minimalen Abstandes zwischen den Messfenstern des besten Individuums I_{best}
$fit_f(I)$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der minimalen Schalthäufigkeit eines Individuums I
$fit_f(I_{best})$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der minimalen Schalthäufigkeit des besten Individuums I_{best}
$fit_g(I)$	1	Gesamtfitnessfunktion eines Individuums I
$fit_g(I_{best})$	1	Gesamtfitnessfunktion des besten Individuums I_{best}
$fit_k(I)$	1	Allgemeine Teilfitnessfunktion für ein Individuum I
$fit_m(I)$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich einer Messfenstervorgabe für ein Individuum I
$fit_m(I_{best})$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich einer Messfenstervorgabe für das beste Individuum I_{best}
$fit_o(I)$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der oberen Freiläufe für ein Individuum I
$fit_o(I_{best})$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der oberen Freiläufe des besten Individuums I_{best}

Symbol	Einheit	Bedeutung
$fit_v(I)$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der Spannungen für ein Individuum I
$fit_v(I_{best})$	1	Teilfitnessfunktion bezüglich der Spannungen des besten Individuums I_{best}
G	1	Generationsnummer
h_{st}	1	Dezimale Zustandsnummer
I	-	Bezeichnung für ein Individuum
I_{best}	-	Bezeichnung für das beste Individuum einer Generation
i	1	Laufindex über eine Menge von Bestromungszuständen
i_{DC}	A	Strom im Zwischenkreis
i_{FS}	A	Strom gemessen mittels Feldsonde
i_{HS}	A	Strom gemessen mittels Highside-Sensor
i_{HS_1}	A	Strom gemessen mittels Highside-Sensor an der ersten Messposition
i_{HS_2}	A	Strom gemessen mittels Highside-Sensor an der zweiten Messposition
$i_{HS_1<}$	A	Strom gemessen mittels Highside-Sensor bei zu klein gewählter Messposition
$i_{HS_1>}$	A	Strom gemessen mittels Highside-Sensor bei zu groß gewählter Messposition
i_{LS}	A	Strom gemessen mittels Lowside-Sensor
i_p	A	Strom der p -ten Phase
i_{pact}	A	Istwert des Stromes der p -ten Phase
i_{pEV}	A	Endwert des Stromes der p -ten Phase
i_{pIV}	A	Anfangswert des Stromes der p -ten Phase
i_{prec}	A	Rekonstruierter Strom der p -ten Phase
i_{pref}	A	Sollwert des Stromes der p -ten Phase
i_s	A	Strom durch einen Schalter
$\text{int}()$	-	Operator zur Berechnung einer Ganzzahl
k	1	Laufindex über eine Menge von Teilfitnessfunktionen
L_d	H	Differentielle Induktivität
L_p	H	Allgemeine Induktivität der p -ten Phase
L_{wdg}	H	Induktivität im Parallelzweig des Bifilar-Type-Converter
l	1	Länge eines Bitstrings
M_I	-	Bezeichnung für eine Menge von Individuen
M_{p_g}	Nm	Teildrehmoment einer Phase p für den gesättigten Fall
M_{p_u}	Nm	Teildrehmoment einer Phase p für den ungesättigten Fall
\vec{M}_R	Nm	Rückstellmoment
M_{st}	-	Bezeichnung für eine Menge möglicher Zustandskombinationen
n_{bits}	1	Anzahl der zu speichernden Bits je Zustandsvektor
$n_{bitsTot}$	1	Gesamtanzahl der zu speichernden Bits

Symbol	Einheit	Bedeutung
n_C	1	Anzahl der gestapelten Zwischenkreiskondensatoren
n_c	1	Anzahl der Individuen/Chromosomen
n_{ch}	1	Anzahl der zwischen den Zustandsvektoren umzuschaltenden Zustände
n_{comb}	1	Anzahl der möglichen Zustandskombinationen
n_D	1	Anzahl der Dioden des Konverters
n_{edges}	1	Anzahl der Kanteninformationen
n_{gen}	1	Anzahl der Generationen
n_l	1	Anzahl Spannungsebenen des Konverters
n_{modes}	1	Anzahl der Stromführungsmodi
n_{ov}	1	Anzahl der Motorphasen im Überlappungsbetrieb
n_p	1	Anzahl der Motorphasen
n_{pm_act}	1	Anzahl der erreichten Messfenster
n_{pm_ref}	1	Anzahl der geforderten Messfenster
n_{pof}	1	Anzahl der oberen Freiläufe der p -ten Phase innerhalb eines Zustandsvektors
n_{popt}	1	Anzahl der Optimierungsziele
n_{psteps}	1	Anzahl der Schritte zur Unterteilung des Spannungsreiches v_{prange}
n_s	1	Anzahl der Schalter je Motorphase
n_{ss}	1	Anzahl der Leitzustände eines Schalters
n_{st}	1	Anzahl der Zustände innerhalb des Zustandsvektors
n_{vec}	1	Anzahl der zu speichernden Zustandsvektoren
$P(G)$	-	Bezeichnung für die Population der G -ten Generation
p	1	Allgemeine Phasennummer
q	1	Allgemeine technische Größe
q_1	-	Oberer Wert einer allgemeinen technischen Größe
q_2	-	Unterer Wert einer allgemeinen technischen Größe
R_p	Ω	Gemeinsamer Freilaufwiderstand im R-Dump-Converter
R_p	Ω	Widerstand der p -ten Phase
R_{wdg}	Ω	Widerstand im Parallelzweig des Bifilar-Type-Converter
\mathbb{R}^{n_p}	-	Bezeichnung für einen Vektorraum, der durch die Einheitsvektoren der über den Zustandsvektor einzustellenden Spannungswerte aufgespannt wird
S_d	1	Bezeichnung für den Dump-Schalter bei einem C-Dump-Converter
S_{x_y}	1	Schaltzustand eines beliebigen Schalters
$S_{x_yclosed}$	1	Geschlossener Zustand eines beliebigen Schalters
S_{x_yi}	1	Schaltzustand eines beliebigen Schalters im Zustand i
S_{x_yopen}	1	Offener Zustand eines beliebigen Schalters
$S_{HS_1}^p$	1	Schaltzustand des ersten HS-Schalters der p -ten Phase einer Vollbrücke

Symbol	Einheit	Bedeutung
$S_{HS_2}^p$	1	Schaltzustand des zweiten HS-Schalters der p -ten Phase einer Vollbrücke
S_{HS}^0	1	Schaltzustand des HS-Schalters der 0. Phase einer Topologie mit geteiltem Schalter
S_{HS}^1	1	Schaltzustand des HS-Schalters der 1. Phase einer Topologie mit geteiltem Schalter
$S_{LS_1}^p$	1	Schaltzustand des ersten LS-Schalters der p -ten Phase einer Vollbrücke
$S_{LS_2}^p$	1	Schaltzustand des zweiten LS-Schalters der p -ten Phase einer Vollbrücke
S_{LS}^{0-1}	1	Schaltzustand des gemeinsamen LS-Schalters der 0. und 1. Phase einer Topologie mit geteiltem Schalter
s_m	1	Motor state (Nummer der Phasenfreigabe)
T_i	s	Dauer des i -ten Zustandes innerhalb des Zustandsvektors
t	s	Zeit
t_{1q}	s	Zeitliche Dauer für das Anliegen des oberen Wertes von q
t_{2q}	s	Zeitliche Dauer für das Anliegen des unteren Wertes von q
t_{end}	s	Endzeitpunkt der Integration
t_i	s	Zeitpunkt des i -ten Zustandes
t_{init}	s	Startzeitpunkt der Integration
t_m	1	Zeitpunkt der Messung (Messposition)
t_v	1	Allgemeines Tastverhältnis der Pulsweitenmodulation
t_{x-y_v}	1	Tastverhältnis eines beliebigen Schalters
v_{bat}	V	Spannung über dem gemeinsamen Zwischenkreis
v_{bat_1}	V	Spannung über der ersten gestapelten Zwischenkreiskapazität
v_{bat_2}	V	Spannung über der zweiten gestapelten Zwischenkreiskapazität
v_{DP}	V	gemessene Spannung mittels Differentialtastkopf
v_i	V	Induktiver Spannungsanteil
v_{ii}	V	Stromabhängiger induktiver Spannungsanteil
v_{im}	V	Bewegungsabhängiger induktiver Spannungsanteil
v_{i_p}	V	Spannungswert des i -ten Zustands für Phase p
v_{OA}	V	Spannung am Verstärkerausgang
v_o	V	Ohmscher Spannungsanteil
v_p	V	Spannung über der Phase p
v_{pact}	V	Durch Zustandsvektor \vec{Z} erzielte Spannung über der Phase p
v_{pmax}	V	Maximal zur Verfügung stehende Phasenspannung für eine Phase p

Symbol	Einheit	Bedeutung
v_{pmin}	V	Minimal zur Verfügung stehende Phasenspannung für eine Phase p
v_{prange}	V	Verfügbare Spannungsbereich für eine Phase p
$\frac{v_{pref}}{v_p(\bar{Z})}$	V	Referenzspannung über der Phase p
$v_p(\bar{Z})$	V	Spannungsmittelwert des Zustandsvektors für Phase p
\vec{v}_{ref}	V	Vektor der Referenzphasenspannungen
v_s	V	Spannung über einem Schalter
W_{co}	J	Magnetische Koenergie
w_p	V	Schrittweite zur Unterteilung des Spannungsbereiches v_{prange} für eine Phase p
x	1	Laufindex über die Schalter einer Phase
y	1	Laufindex über die Phasen
\bar{Z}	-	Bezeichnung für den Zustandsvektor als informationstechnische Datenstruktur
z_i	-	Bezeichnung für den i -ten Bestromungszustand des Konverters
α_{ch}	1	Gewichtungsfaktor für den Fitnesswert bezüglich der Anzahl zu ändernder Zustände
α_d	1	Gewichtungsfaktor für den Fitnesswert zur Beurteilung der Abstände zwischen gleichen Messfenstern
α_f	1	Gewichtungsfaktor für den Fitnesswert zur Beurteilung der Schalthäufigkeit
α_k	1	Gewichtungsfaktor für einen Fitnesswert bezüglich eines beliebigen Optimierungsziels
α_m	1	Gewichtungsfaktor für den Fitnesswert zur Beurteilung der erreichten Messfensteranzahl
α_o	1	Gewichtungsfaktor für den Fitnesswert zur Bestrafung der oberen Freiläufe
α_v	1	Gewichtungsfaktor für den spannungsabhängigen Fitnesswert
γ	$^{\circ}_{el}$	Elektrischer Rotorwinkel in elektrischen Grad
γ_m	$^{\circ}_{mech}$	Mechanischer Rotorwinkel in mechanischen Grad
γ_{on}	$^{\circ}_{el}$	Einschaltwinkel der Phase in elektrischen Grad
γ_{off}	$^{\circ}_{el}$	Ausschaltwinkel der Phase in elektrischen Grad
Θ	rad	Elektrischer Rotorwinkel in Radiant
τ	s	Elektrische Zeitkonstante
Φ_H	Wb	Magnetischer Hauptfluss
Ψ	Vs	Verketteter magnetischer Fluss
Ψ_0	Vs	Anfangswert des verketteten magnetischen Flusses
ω	$\frac{rad}{s}$	Winkelgeschwindigkeit

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
<i>ADC</i>	A nalog D igital C onverter
<i>AMR</i>	A nisotropic M agneto R esistance
<i>BEMF</i>	B ack E lectro M otoric F orce
<i>CAN</i>	C ontroller A rea N etwork
<i>CMP</i>	C ompare - Wert in einem Vergleichsregister
<i>CSV</i>	C omma S eparated V alue
<i>DAC</i>	D igital A nalog C onverter
<i>DMA</i>	D irect M emory A ccess
<i>EA</i>	E volutionärer A lgorithmus
<i>EDV</i>	E lektronische D atenverarbeitung
<i>GA</i>	G enetischer A lgorithmus
<i>GMI</i>	G iant M agneto I mpedance
<i>GMR</i>	G iant M agneto R esistance
<i>HS</i>	H ighside
<i>KFZ</i>	K raftfahrzeug
<i>LEM</i>	Hersteller von Strommesstechnik
<i>LS</i>	L owside
<i>MUX</i>	M ultiplexer
<i>NFZ</i>	N utzfahrzeug
<i>OPV</i>	O perationsverstärker
<i>PI</i>	P roportional- I ntegral
<i>PKW</i>	P ersonenkraftwagen
<i>PWM</i>	P ulsweitenmodulation
<i>SF</i>	S tromführungsmodus
<i>SPI</i>	S erial P eripheral I nterface
<i>SRM/SR</i>	S witched R eluctance M otor

Einführung

1.1 Einleitung

Bei den elektrischen Maschinen findet sich eine Vielzahl unterschiedlicher Möglichkeiten zur Realisierung von Energiewandlungsprozessen. Bei der Umsetzung einer geforderten Bewegungsaufgabe besteht das Ziel darin, eine Arbeitsmaschine anzutreiben (motorischer Betrieb) und ggf. die mechanische Energie in elektrische Energie umzuwandeln (generatorischer Betrieb).

Insbesondere im Automobilbereich existiert ein hoher Bedarf an Antriebslösungen für unterschiedlichste Anwendungen. Neben der Kostensensitivität zeichnet sich dieser Markt dadurch aus, dass zusätzlich zur Beherrschung von Schlüsseltechnologien eine ständige Verfügbarkeit der benötigten Materialien gefordert wird ([1]). Antriebssysteme, deren Funktion durch den Einsatz von kostenintensiven Dauermagnetmaterialien erfüllt wird, weisen hohe Leistungsdichten auf. Allerdings kann es durch die Abhängigkeit von Seltenerdmetallen zu Versorgungsengpässen kommen ([2]).

Die geschaltete Reluktanzmaschine arbeitet nach dem sogenannten Reluktanzprinzip und benötigt keine Dauermagnete für die Erzeugung von Kräften und Drehmomenten. Sie ist einfach im Aufbau und kostengünstig in der Fertigung. Allerdings muss die exakte Lage des

beweglichen Teils bezüglich des feststehenden Teils für den Maschinenbetrieb bekannt sein ([3]).

Aktuelle Forschungsarbeiten beschäftigen sich mit der Reduzierung von Drehmomentrippeln und der damit einhergehenden Geräuschemission (u. a. [4], [5], [6], [7]). Als weiterer Schwerpunkt bei der Entwicklung von Steueralgorithmien tritt besonders das Thema der lagegeberlosen Positionsbestimmung in den Vordergrund, um den Positionssensor zu eliminieren oder die Ausfallsicherheit sensorbehalteter Systeme zu erhöhen (u. a. [8], [9]). In der Literatur wird jedoch überwiegend das Szenario beschrieben, bei dem sich die Kosten des Antriebs durch die Einsparung des Positionssensors senken lassen.

Neben der lagegeberlosen Ansteuerung geschalteter Reluktanzmaschinen und der Verringerung der Endstufenelemente steigert auch die Reduktion der Anzahl benötigter Stromsensoren die Wirtschaftlichkeit des gesamten Antriebssystems. Erste Betrachtungen hierzu lassen sich auf die 1990er Jahre zurückführen. Das seitdem geringe Veröffentlichungsaufkommen weist auf den verhältnismäßig jungen Entwicklungsstand bezüglich dieser Thematik hin. Ebenso kann dies ein Zeichen für eine bis dahin geringe Relevanz der beschriebenen Problematik sein.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich deshalb mit der Frage der Ansteuerbarkeit geschalteter Reluktanzmaschinen bei vermindertem sensorischen Aufwand in der Steuer- und Leistungselektronik.

1.2 Stand der Technik

1.2.1 Strommesstechnik

In der elektrischen Antriebstechnik zählt die Erfassung der elektrischen Systemgrößen zu den Grundanforderungen bei der Realisierung einer spezifizierten Antriebsaufgabe. Neben der Messung relevanter Spannungsebenen im Leistungs- und Steuerteil tritt insbesondere die Ermittlung der Ströme in den Vordergrund ([10]).

In der deutschen Industrienorm [11] wird das Messen als die „Ausführung von geplanten Tätigkeiten zum qualitativen Vergleich einer Messgröße mit einer Einheit“ beschrieben. Dabei wird das Ergebnis einer Messung als Messwert bezeichnet, der sich aus dem Zahlenwert und einer Einheit zusammensetzt ([12]). Für die Strommessung bedeutet das, dass der elektrische Strom als Messgröße aufgefasst wird, da es sich hierbei um die zu messende

physikalische Größe handelt. Bei dem Ergebnis der Messung, dem speziellen Wert dieser Messgröße, wird vom sogenannten Messwert der Messgröße ([13]) gesprochen.

Die Messtechnik wird als Teilgebiet der Kybernetik angesehen, da das Messen zur Erfassung von Messwerten und zur Rückführung von Signalen als Grundlage zum Regeln verstanden wird ([14], [15], [13]). Somit ist auch die Strommesstechnik integraler Bestandteil der gesamten Prozessführung ([16]).

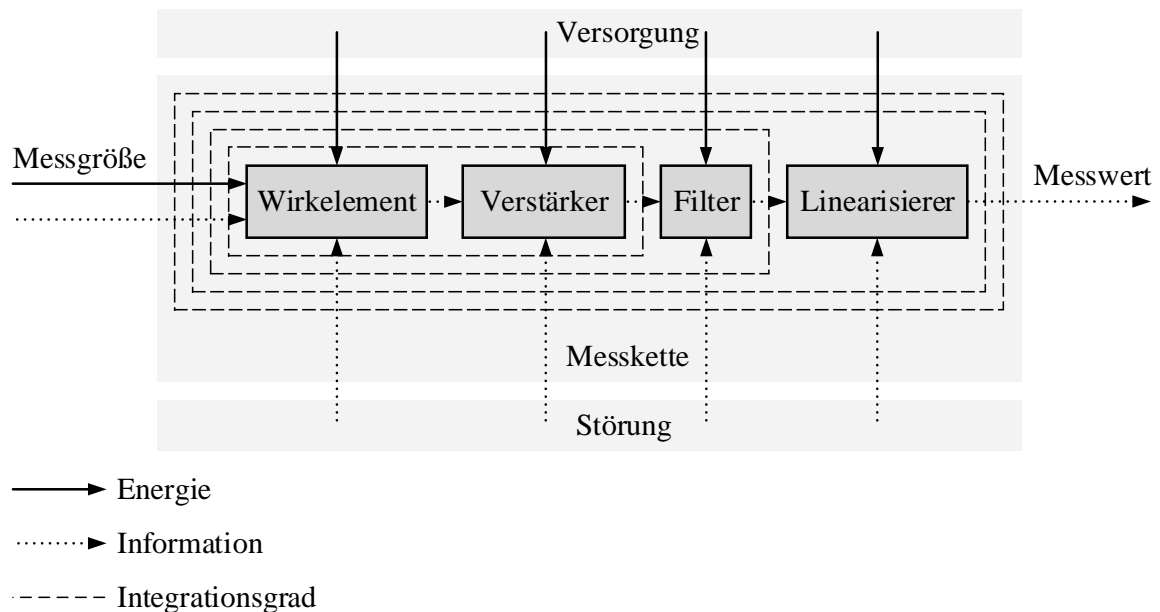


Abb. 1.1: Messkette zur Umformung der Messgröße in den Messwert

Im Allgemeinen gilt für die Gewinnung eines Messwertes nach [12] das Durchlaufen der in Abb. 1.1 dargestellten Messkette. Dabei wird eine Umwandlung der Primärgröße in eine Sekundärgröße durchgeführt. Ein nachgeschalteter Verstärker kann zur Bereichsanpassung für die weitere Verarbeitung genutzt werden. Ebenso werden entlang dieser Kette häufig Filterelemente eingesetzt, um störende Signalanteile zu unterdrücken. Vor der Ausgabe des aufgenommenen Wertes kann das Ausgangssignal durch einen zusätzlichen Linearisierer umgewandelt werden. Dies ist insbesondere dann notwendig, wenn nachgeschaltete Glieder ein lineares Eingangssignal erwarten. Die Bereitstellung des erhaltenen Messwertes geschieht i. d. R. mithilfe eines zur Messgröße proportionalen elektrischen Ausgangssignals. Parallel dazu kommen oftmals Anzeigeelemente zum Einsatz, die das Ablesen des Messwertes ermöglichen. Aktuelle Entwicklungen bündeln einzelne Teile bis zur hochintegrierten Unterbringung der gesamten Messkette in einem Bauteil ([17]). Im Rahmen antriebstechnischer Anwendungen handelt es sich u. a. häufig um die Messwertaufnahme der entlang der Messkette gewandelten Primärgröße Strom.

[18], [19] und [20] unterscheiden hierzu nach dem eingesetzten Messprinzip. Hierbei erfolgt eine Einteilung in Apparaturen, die eine Messgröße durch thermische (Hitzdraht-Amperemeter), magnetische (Drehspulinstrument), chemische (Coulombmeter), elektrostatische (elektrostatisches Voltmeter), elektrische (Spannungsabfall an ohmschem Widerstand) und optische Wirkung (Diode an Sense-Widerstand in Kombination mit Fototransistor) zugänglich machen.

In [21], [22] und [23] wird eine Differenzierung nach dem eingesetzten Wirkelement vorgenommen. Dazu werden neben dem Strommesswiderstand Hallsensoren, Rogowski-Spulen sowie GMR-, GMI- und AMR-Sensoren genannt.

Eine weitere Einteilungsmöglichkeit bietet sich durch die Messmethode selbst. In diesem Zusammenhang findet sich häufig die Ausschlagsmethode, bei der der Ausschlag eines Instrumentes in proportionalem Verhältnis zum zu messenden Strom steht ([24]). Bei der Kompensationsmethode hingegen wird die Wirkung des zu messenden Stromes durch eine Hilfsgröße kompensiert, sodass sich daraus der Wert der Messgröße ableiten lässt ([25]).

Ebenso wird häufig zwischen passiven und aktiven Verfahren unterschieden. Weiterhin werden bestehende Methoden danach eingeteilt, ob bei diesen eine Quantisierung hinsichtlich des Wertebereiches der Messgröße (analog oder digital) oder eine Quantisierung hinsichtlich der Zeit (kontinuierlich oder diskontinuierlich) erfolgt ([24]).

Oftmals wird eine Unterscheidung zwischen sensorbasierten und sensorlosen Methoden vorgenommen. Allerdings zeigt sich, dass in der Literatur unterschiedliche Vorstellungen davon existieren, was unter dem Begriff „sensorlos“ verstanden wird. In einigen Publikationen wird so das Vorhandensein eines separaten Wandlers in der Schaltung durch die Integration in einem anderen Bauteil verdeckt ([26]). Unter einer sensorlos ermittelten Größe wird jedoch überwiegend verstanden, dass diese nicht direkt über einen dafür vorgesehenen Wandler erfasst, sondern indirekt aus der Kenntnis anderer Systemzustände berechnet oder geschätzt wird. Letztlich setzt das Beobachten einer oder mehrerer Größen das Messen einer oder mehrerer anderer Größen voraus ([22]).

Die Auswahl von Messeinrichtungen im Bereich der Strommesstechnik hängt nach [22], [14], [27], [23] und [20] von unterschiedlichen Forderungen ab. Dabei besteht der Wunsch nach einem großen Messbereich mit möglichst kleiner Messunsicherheit bei hoher Messempfindlichkeit. Zur Bereitstellung des Messsignals für nachgeschaltete informationsverarbeitende Elemente wird zusätzlich ein lineares Ausgangssignal erwartet. Insbesondere bei der Umsetzung linearer Regelungsstrukturen bieten sich Messsysteme mit einer integrierten Kompensation von Nichtlinearitäten an. Da es sich bei der Steuerung und Regelung elektrischer ge-

genüber mechanischer Systeme um Strecken mit deutlich kleineren Zeitkonstanten handelt, wird Messtechnik benötigt, die die entsprechende Signalverarbeitung bei hohen Aufnahme-raten und großer Bandbreite unterstützt. Mitunter wird eine Anpassung des Messbereiches im laufenden Betrieb benötigt. Ein stabiles Langzeitverhalten und eine hohe Betriebssicherheit sollen dafür sorgen, dass der Einfluss von Alterungserscheinungen und von Störungen aus der Umwelt auf das Übertragungsverhalten unterdrückt wird und die Erfüllung von Sicherheitsvorschriften gewährleistet werden kann. Ebenso wird von der Messeinrichtung erwartet, dass diese während ihrer Lebensdauer eindeutige und reproduzierbare Ergebnisse liefert. Weitere Kriterien bei der Auswahl von Messtechnik sind minimale Kosten bei kleinsten Baugrößen und ein möglichst geringes Gewicht bei einfacher Integrierbarkeit in das Zielsystem, wobei auch die Leistungsaufnahme häufig eine entscheidende Rolle spielt. Im Bereich der Strommesstechnik wird je nach Anwendung oft die Fähigkeit zur bidirektionalen Messung benötigt ([28]).

1.2.2 Bedeutung der Strommessung für antriebstechnische Anwendungen

Der Strommessung in antriebstechnischen Systemen kommt eine besondere Bedeutung zu, da es sich beim Strom um die drehmomentbildende Größe handelt. In Abb. 1.2 ist dazu die generische Signalkette zur Antriebssteuerung in Anlehnung an [23] und [10] dargestellt. Die Abbildung beinhaltet ein allgemeines Antriebssystem, das die Komponenten der mechanischen, elektrischen und informationstechnischen Domäne umfasst. Eine Datenverarbeitungseinheit berechnet hierbei die für den Betrieb notwendigen Steuersignale mithilfe gemessener bzw. geschätzter Systemgrößen. Es wird ersichtlich, dass die Erfassung der Strominformation neben der Ermittlung von Spannungen und zusätzlicher nichtelektrischer Größen (Position, Winkel, Temperatur) als grundlegender Bestandteil von Antriebssystemen aufgefasst wird.

In Antriebssystemen wird zum einen aus funktionalen Gründen gemessen, um die ermittelten Istwerte einer Regelung zur Verfügung zu stellen. Zum anderen hat die Strommessung als Grundlage der Stromregelung im unterlagerten Regelkreis kaskadierter Strukturen das Potential, die Regeldynamik von Antrieben deutlich zu erhöhen. Weiterhin bildet die Information über die im Antrieb fließenden Ströme häufig die Grundlage für beobachtende Verfahren zur Schätzung weiterer Systemgrößen, die von der jeweiligen Applikation abhängen.

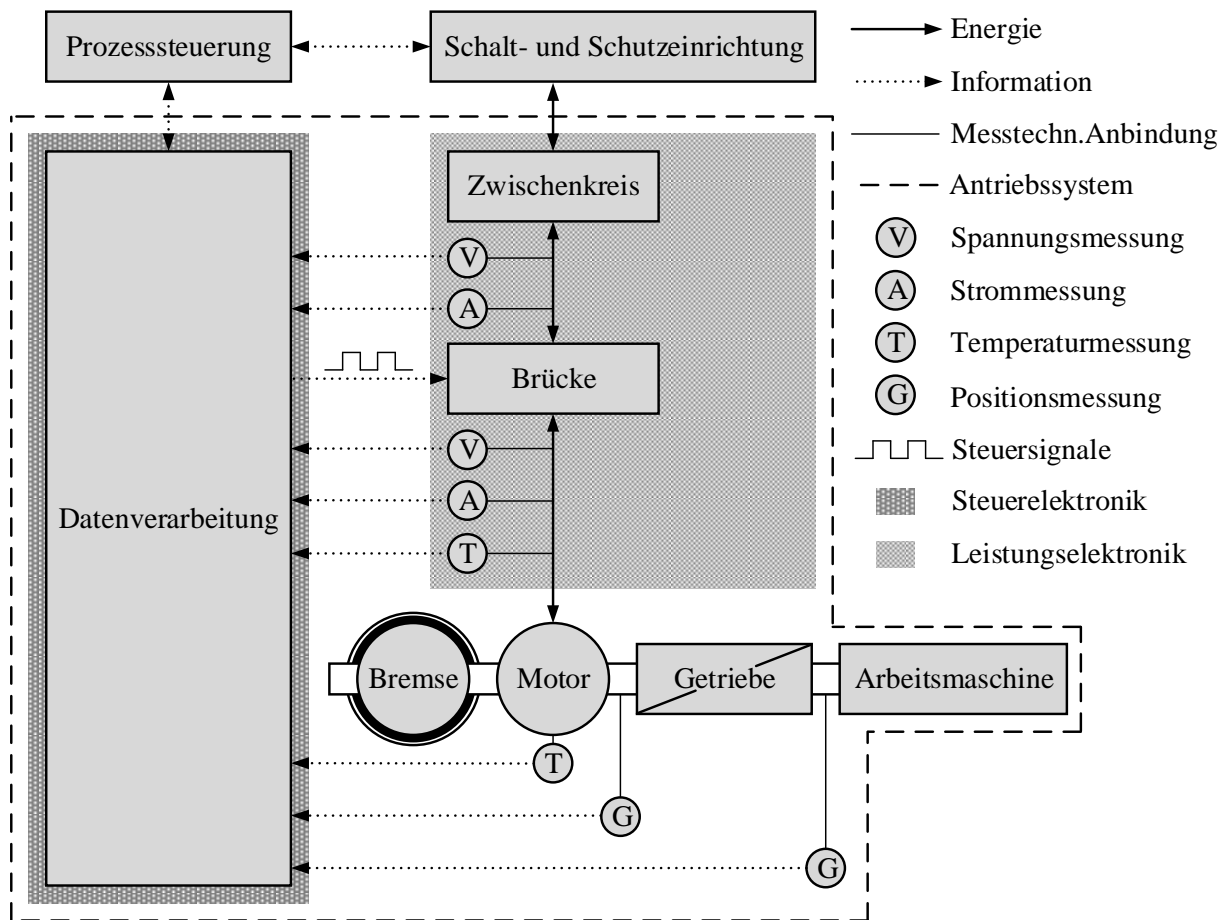


Abb. 1.2: Generische Signalkette zur Antriebssteuerung

Besonders die Schätzung des wirkenden Drehmomentes ist in hohem Maße von der Qualität der gemessenen Stromwerte abhängig. Aufgrund zu hoher Kosten, die beim Einsatz von Drehmomentmesswandlern entstehen, greifen die meisten Verfahren zur direkten Drehmomentregelung auf die ermittelten Strommesswerte zurück ([29], [30], [31], [32] und [33]).

Die mit einer unsicherheitbehafteten Messung einhergehende Verschlechterung der Regelgüte kann zur Entstehung von Drehmomentrippeln führen ([34]), die durch eine erhöhte Geräuschentwicklung wahrgenommen werden. Neben der akustischen Belastung kann eine dauerhafte Anregung des mechanischen Systems durch die Schwankung des Antriebsmomentes zur Zerstörung der gesamten Maschine führen ([35]).

Oft wird die Strommessung mit dem Ziel durchgeführt, geltenden Sicherheitsvorgaben mit der Möglichkeit zur Überstromabschaltung gerecht zu werden. Darüber hinaus wird die Eigendiagnose des gesamten Antriebssystems häufig auf der Basis ermittelter Stromwerte

durchgeführt ([36]) und lässt Aussagen über den Zustand und den Alterungsprozess einzelner Systemkomponenten zu („Condition Monitoring“ nach [23]).

Durch die Abhängigkeit diverser Steuerparameter von der Messung relevanter Ströme im System wird besonders der Wirkungsgrad der Maschine erheblich beeinflusst ([37]). Deshalb wird die Messung von Strömen als besonders kritisches Element in hochperformanten Motorsteuerungen angesehen ([23]).

Prinzipiell kommen zwei unterschiedliche Verfahren zur Strommessung zum Einsatz. Dabei handelt es sich zum einen um die direkte Messung mindestens eines Stromes. Andernfalls werden indirekte Methoden eingesetzt, die die Berechnung der zu ermittelnden Größe anhand von Systemparametern und Schaltzuständen in der Brücke erlauben ([38]).

1.2.3 Strommessung im Bereich geschalteter Reluktanzmaschinen

Der Strommessung während des Betriebes geschalteter Reluktanzmaschinen kommt die gleiche Bedeutung zu wie der Ermittlung des Stromes beim Einsatz anderer Maschinentypen. Da der Strom und infolgedessen der verkettete magnetische Fluss für die Drehmomentbildung verantwortlich sind, benötigt die Antriebssteuerung eine fortlaufende und hochaufgelöste Abtastung der Phasenströme. Durch die Steuerung bzw. Regelung der Phasenströme lassen sich weitere Maschinengrößen wie Geschwindigkeit/Drehzahl, Kraft/Drehmoment und Wirkungsgrad beeinflussen.

Die Mehrzahl der Autoren setzt die Möglichkeit zur direkten Messung der Ströme für deren Arbeiten voraus, indem sie die entsprechende Sensorik in den Phasen integrieren. Auf diese Weise besteht eine durchgängige Verfügbarkeit der Messwerte unabhängig von den Schaltzuständen der Leistungshalbleiter. Für automotive Anwendungen sind die entstehenden Kosten, das sich ergebende Mehrgewicht und der vergrößerte Bauraum derartiger Lösungen jedoch oft nicht hinnehmbar ([39]).

[26] und [40] beanspruchen die Entwicklung von Verfahren für sich, mit denen eine geschaltete Reluktanzmaschine ohne separaten Stromsensor betrieben werden kann. Allerdings greifen beide auf Leistungshalbleiter mit integrierter Messmöglichkeit zurück, weshalb in diesem Zusammenhang nicht von einer stromsensorlosen Ansteuerung gesprochen werden kann.

In [41] wird zum ersten Mal eine Schaltungsvariante vorgestellt, die den mehrphasigen Betrieb einer dreiphasigen geschalteten Reluktanzmaschine bei Verwendung zweier Sensoren ermöglicht. Hierbei wird jedoch nur einer der beiden Sensoren für die Stromregelung verwendet, während der andere den Zuleitungsstrom zwischen der Schaltung und dem Zwischenkreis erfasst und so einen Referenzwert zur Überprüfung liefert. Nach einer Anpassung der Topologie können alle Phasenströme gezielt über den Messzweig geleitet werden. Hervorzuheben ist hierbei die regelmäßige Erzeugung von sogenannten Messzuständen (vgl. „sense states“), die die Erfassung des jeweils verbleibenden Stromes ermöglicht. Dies führt zu einer kurzzeitigen Erhöhung der Schaltfrequenz und sorgt für eine unterschiedliche Abtaststrategie der Ströme in den beiden aktiven Phasen. Auch [42] verwendet zwei Sensoren, die so integriert wurden, dass der Phasenstrom je nach Schaltzustand über einen oder über beide Sensoren gemessen werden kann. Die ausschließliche Nutzung nur eines Sensors ist jedoch nicht Ziel dieses Patentes.

[43] schlägt ein Verfahren vor, bei dem alle Phasen in geeigneter Weise durch zwei Sensoren (LEM-Wandler) geführt werden. Durch die Verkopplung kann bei gegebener Windungskonfiguration ein Gleichungssystem gelöst werden, das Rückschlüsse auf die einzelnen Phasenströme erlaubt.

In [44] wird eine Methode vorgestellt, die es durch die gezielte „Injektion“ von Messzuständen erlaubt, mehrere Ströme im Überlappungsbereich der Maschine zu messen. Im Gegensatz zu [41] besteht die Möglichkeit, mindestens zwei Ströme mit der gleichen Abtastfrequenz zu ermitteln. Die Pulse werden sehr hochfrequent eingepreßt und erhöhen somit die zeitlichen Anforderungen an die PWM-synchrone Abtastung. Eine weitere Variante, die nach dem Verfahren der Pulsinjektion arbeitet, findet sich in [45]. Allerdings werden hierbei zwei dreiphasige Motoren mit nur einem Sensor betrieben.

Im Gegensatz zu [26], [40], [41], [43], [44] und [45], die Vorschläge zur Sensorreduktion am Beispiel der asymmetrischen Halbbrücke liefern, zeigt [46] eine Möglichkeit zur Ansteuerung eines vierphasigen geschalteten Reluktanzmotors mit verkoppelten Phasen. Hierbei lassen sich aufgrund der Verschaltung der Phasen mathematische Zusammenhänge für die einzelnen Phasenströme formulieren und für die Rekonstruktion verwenden. Von diesem Vorteil wird insbesondere im Bereich von stern- oder dreiecksverschalteten Synchron- und Asynchronmaschinen Gebrauch gemacht. Im Gegensatz zur geschalteten Reluktanzmaschine lässt sich bezüglich dieser Typen eine deutlich höhere Publikationsaktivität beobachten.

1.3 Ableitung der Aufgabenstellung

Die Strommessung als integraler Bestandteil moderner Antriebssysteme bildet die Grundlage für die effiziente Ansteuerung von Motoren und Generatoren. Die durch sie ermittelten Messwerte werden zur Sicherstellung der geforderten Funktion und zur Erfüllung von Anforderungen an die funktionale Sicherheit benötigt. Somit zählt die Erfassung der Ströme zu den elementaren Grundaufgaben der Antriebstechnik und ist Gegenstand vielfältiger Forschungs- und Entwicklungsarbeiten.

Aktuelle Forschungsaktivitäten der Strommesstechnik in Antriebsanwendungen beziehen sich überwiegend auf den Bereich von Drehfeldmaschinen mit verkoppelten Phasen. Hierbei wird oftmals das Ziel der Ansteuerung mit nur einem Stromsensor verfolgt. Permanent erregte Synchronmaschinen erfahren dabei aufgrund ihrer technischen Eignung u. a. als Antrieb für KFZ-Nebenaggregate eine besonders große Beachtung. Dieser Umstand wird nicht nur durch das hohe Veröffentlichungsaufkommen deutlich, sondern auch durch die große Anzahl verfügbarer Applikationsdokumente, die durch namhafte Halbleiterhersteller bereitgestellt werden (u. a. [47], [27], [48], [23], [49]) und somit das enorme industrielle Interesse unterstreichen.

Im Bereich der geschalteten Reluktanzmaschinen zeigt sich jedoch ein deutlicher Forschungsrückstand. Zwar erfahren SR-Motoren ein gesteigertes akademisches Interesse und eine zunehmende Bedeutung in industriellen Anwendungen. Im Vergleich mit anderen Antriebskonzepten lässt sich allerdings noch immer eine verhältnismäßig geringe Berücksichtigung feststellen ([9], [50] und [30]).

Es wird ersichtlich, dass die gesamte Messkette als kostentreibender Faktor in Erscheinung tritt, da die eingesetzten Verfahren zur Steuerung und Regelung in besonderer Weise von der Qualität der bereitgestellten Strommesswerte abhängig sind und somit die Anforderungen an die Strommessgüte bestimmen. Besonders das nichtlineare Verhalten von SR-Motoren erfordert die Kenntnis des Stromes für Verfahren zur Drehmomentregelung und für Bestrebungen zur ansteuerungstechnischen Reduktion störender Geräusche ([51]). Die Möglichkeit, SR-Motoren mit mehr als drei Phasen zu betreiben, erhöht je nach Motorgeometrie und Art der Ansteuerung die Anzahl der gleichzeitig zu messenden Ströme.

Durch die steigende Leistungsfähigkeit bei gleichzeitig sinkenden Kosten verfügbarer Hardware ([52]) kann ein Trend abgeleitet werden, nach dem sich der Aufwand für die Messwerterfassung durch externe sensorische Elemente in den Bereich der Informationsverarbeitung verschieben lässt. Somit kann der finanzielle Aufwand für den Einsatz von Messtechnik durch schaltungstechnische Maßnahmen und geeignete Algorithmen reduziert werden.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass der Stand der Technik im Bereich der Strommessung für den Betrieb geschalteter Reluktanzmaschinen ein bisher selten genutztes Forschungs- und Entwicklungspotential aufweist.

Aus der Analyse des Standes der Technik lassen sich folgende Teilaufgaben ableiten:

1. Erarbeitung eines Schaltungsentwurfes für den Betrieb einer geschalteten Reluktanzmaschine auf Basis einer bestehenden Ansteuertopologie. Die zu entwickelnde Schaltung soll die Maschinensteuerung mit einer reduzierten Anzahl benötigter Sensoren zur Erfassung der relevanten Phasenströme ermöglichen. Ziel ist die Senkung der Systemkosten und die Erhöhung der Integrationsdichte im Layout der Steuer- und Leistungselektronik.
2. Entwicklung eines Verfahrens, das die Steuersignale für die Leistungshalbleiter erzeugt und dabei die Messung der relevanten Größen innerhalb einer geforderten Zeit bei reduzierter Sensorik erlaubt. Die Maschine soll auf Grundlage der erfassten Größen mit einer Phasenstromregelung betrieben werden können. Das Verfahren muss sich für den Maschinenbetrieb im Überlappungsbereich zweier Phasen eignen, da die gleichzeitige Phasenfreigabe beim Übergang zwischen den drehmomentbildenden Phasen in vielen Anwendungen unerlässlich ist.
3. Experimenteller Nachweis der grundlegenden Funktionsweise des gefundenen Ansatzes.

1.4 Präzisierung der Aufgabenstellung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit soll ein Beitrag zur schaltungszustandsbasierten Ansteuerung geschalteter Reluktanzmaschinen unter Berücksichtigung der Strommessung bei reduzierter Sensorik geleistet werden. Dabei steht der Betrieb im Überlappungsbereich zweier Phasen im Vordergrund. Auf der Grundlage einer Einführung in die Thematik soll die besondere Bedeutung der Mehrphasenansteuerung herausgestellt werden.

Auf Basis einer kurzen Vorstellung bestehender Schaltungsvarianten zur Maschinensteuerung soll eine Auswahl als Grundlage für die Erarbeitung einer Schaltung mit einer verringerten Anzahl benötigter Sensoren getroffen werden. Dabei muss die Erzeugung der Ansteuersignale die fortlaufende Messung der relevanten Phasenströme ermöglichen. Das Strommessverfahren ist hierbei für die Ansteuerung einer mehrphasigen geschalteten Reluktanzmaschine mit zwei Phasen und jeweils zwei Schaltern im Überlappungsbereich zu

entwickeln. Die sich ergebenden Einschränkungen bei der Lösung dieser Aufgabe, eine gegebene geschaltete Reluktanzmaschine unter Berücksichtigung der Strommessung bei reduzierter Sensorik anzusteuern, sollen diskutiert werden.

1.5 Struktur der Arbeit

Kap. 2 leitet vom Stand der Technik zum Eigenanteil der vorliegenden Arbeit über. Neben der Aufbereitung der wichtigsten Grundlagen geschalteter Reluktanzmaschinen erfolgt die Erarbeitung relevanter Begriffe, die in der Literatur teils in widersprüchlicher Verwendung zu finden sind. Die vorgeschlagenen Definitionen sollen eine klare Darstellung der in der Arbeit beschriebenen Problemlösung ermöglichen. Durch die Top-Down-Gliederung des Steuerungsprozesses wird hierbei ausgehend von den allgemeinen Grundlagen ein Bezug zu den Themen winkelabhängige Phasenfregabe, Phasenerregung, Kommutierung und Strommessung hergestellt. Ziel ist die Hinführung auf eine modifizierte Ansteuerschaltung in Form einer asymmetrischen Halbbrücke mit reduzierter Sensorik.

Kap. 3 schlägt eine allgemeine Konstruktionsvorschrift für asymmetrische Halbbrücken mit beliebiger Phasenzahl und einer geraden Anzahl von schaltbaren Leistungshalbleitern vor. Neben der Unterstützung für den Aufbau von Multilevelkonvertern lässt sich daraus eine Schaltung für spezielle Konfigurationen ableiten. Danach wird auf Basis der verallgemeinerten asymmetrischen Halbbrücke ein Vektor eingeführt, der eine beliebige Anzahl von Bestromungszuständen (Kombinationen von Schalterstellungen) beinhaltet. Neben den Attributen der Einzelzustände werden auch die Eigenschaften beschrieben, die sich aus der Kombination mehrerer Zustände ergeben.

Kap. 4 beschreibt die Ermittlung der für den Betrieb der modifizierten asymmetrischen Halbbrücke benötigten Ansteuersignale auf empirischem Wege für den speziellen Fall zweier Phasen mit jeweils zwei Schaltern im Überlappungsbereich. Auf diese Weise wird eine vorgeschlagene Dual-Sensor-Variante durch die systematische Betrachtung der Stromleit Zustände in zwei Single-Sensor-Varianten überführt. Am Ende erfolgt eine Betrachtung zur Umsetzung der Stellsignale im Rahmen der Stromregelung.

Kap. 5 beschreibt das kombinatorische Problem bei der Anordnung verschiedener Stromleit Zustände in zeitlicher Abfolge. Hierbei besteht die Aufgabe darin, eine Kombination diskreter Zustände derart zu ermitteln, dass diese einer Menge vorgegebener Kriterien entspricht (Einhaltung vorgegebener Spannungsmittelwerte für zwei Phasen, minimale Schalt häufigkeit, Einhaltung einer geforderten Messfensteranzahl, Vermeidung unerwünschter Zu-

stände). Zur Lösung dieses kombinatorischen Problems soll ein evolutionärer Algorithmus für die Optimierung der Ansteuermuster unter Verwendung der eingeführten schaltungs-
zustandsbasierten Betrachtungsweise entwickelt und angewendet werden. Die Nutzbarkeit des Algorithmus für das allgemeine Problem soll durch eine Anwendung auf den beschriebenen Sonderfall zweier Phasen mit jeweils zwei Schaltern nachgewiesen werden. Hierbei soll das Vorwissen erarbeitet werden, mit dem ein derartiger Algorithmus bezüglich ausgewählter Optimierungskriterien für die vorliegende Problemklasse konvergiert. Im Anschluss wird die Funktionsfähigkeit dieses Algorithmus anhand des speziellen Beispiels nachgewiesen, das in Kap. 4 dargestellt wird, indem die Ergebnisse der Optimierung auf dieselben Schaltmuster der empirischen Ermittlung zurückgeführt werden.

Kap. 6 gibt einen Überblick über den Aufbau des Systems, das für die Umsetzung und den Test der Single-Sensor-Stromregelung entwickelt wurde. Mit dem Ziel der Nachvollziehbarkeit für andere Arbeiten erfolgt eine Darstellung der verwendeten Hard- und Software. Die Aufbereitung der Ergebnisse orientiert sich dabei an den eingeführten Begrifflichkeiten der Mikro- und Makrokommutierung. Hierbei werden die Vorgänge und die bei der Signalverarbeitung zu erwartenden Einflüsse in der Größenordnung der Mikrokommutierung dokumentiert. Durch eine Bottom-Up-Darstellung wird ausgehend hiervon ein Bezug zum Motorbetrieb in der Größenordnung der Makrokommutierung hergestellt. Dabei spielt die Rückführung der gemessenen Ströme für die Regelung eine besondere Rolle. Abschließend erfolgt eine kritische Bewertung des Verfahrens und der Vorgehensweise zur Lösung des eingangs formulierten Problems.

Kap. 7 fasst die im Rahmen dieser Arbeit erzielten Ergebnisse zusammen und gibt einen Ausblick über offene Punkte für andere Arbeiten.

1.6 Hinweise zum Lesen der Arbeit

Symbole zur Benennung von Bauteilen können sowohl hoch- als auch tiefgestellte Indizes enthalten. Zur Vermeidung von Widersprüchen zwischen Potenzen und hochgestellten Indizes von technischen Größen werden nur tiefgestellte Indizes verwendet. Dabei handelt es sich bei allen Größen mit zwei tiefgestellten Indizes um eine Unterteilung in einen Nummerierungsindex und in einen Benennungsindex der folgenden Form:

$$\text{Größe}_{\text{Nummerierungsindex}} \text{Benennungsindex}$$

Bei der Beschreibung von Größen mit einem mehrdimensionalen Nummerierungsindex wird ein Unterstrich zur Trennung der Indizes für jede Dimension wie folgt verwendet:

$$\text{Größe}_{\text{Nummerierungsindex1_Nummerierungsindex2}}$$

Alle vektoriellen Größen werden durch einen Pfeil über dem jeweiligen Symbol dargestellt. Im Gegensatz dazu wird der Begriff des Zustandsvektors nicht im mathematischen Sinne einer vektoriellen Größe verwendet, sondern als informationstechnische Datenstruktur interpretiert, die eine Menge von Elementen gruppiert. Das Symbol für den Zustandsvektor wird deshalb mit einem darüber befindlichen Strich gekennzeichnet.

Die referenzierten Quellen werden im Text auf zwei verschiedene Arten kenntlich gemacht. Neben der direkten Verwendung einer Quelle mit eckigen Klammern, werden indirekte Verweise am Ende eines Satzes oder eines Abschnittes noch einmal in runde Klammern gefasst.

Sämtliche Grafiken werden in zwei Kategorien eingeteilt. Hierbei handelt es sich zum einen um Prinzipbilder, die nur der Veranschaulichung eines bestimmten Sachverhaltes dienen. Zum anderen werden Darstellungen von Verläufen abgebildet, die entweder einer Simulation oder einer Messung entstammen. Beide Varianten unterscheiden sich zur besseren Anschaulichkeit im Abbildungsstil.

Alle in Kap. 6 dargestellten Verläufe sind aufgrund der Ungleichartigkeit der unterschiedlichen Größen (Ströme, Spannungen) normiert. Dabei findet je nach Bild eine Normierung auf den absoluten Maximalwert oder auf den Wert im eingeschwungenen Zustand statt.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden Definitionen für verschiedene Begrifflichkeiten vorgeschlagen. Diese werden an der Stelle ihrer Einführung im Text fett hervorgehoben. Die Verwendung von Begriffen aus anderen Quellen wird durch Anführungsstriche kenntlich gemacht.

Die Bezeichnung der beschriebenen Verfahren bezüglich der Anzahl der verwendeten Stromsensoren orientiert sich an den in der Patentschrift [53] benutzten englischen Namensgebung (z. B. **Single**-Sensor-Verfahren, **Dual**-Sensor-Umsetzung).

Für die Bezeichnung der Umwandlungseinheit der elektrischen Leistung wird in allgemeiner Verwendung **Konverter** geschrieben während dieser Begriff bei der Verwendung von Eigennamen als **Converter** geführt wird.

Die geschaltete Reluktanzmaschine

Da die geschaltete Reluktanzmaschine im Mittelpunkt der vorliegenden Arbeit steht, wird ein Überblick über deren wichtigste Grundlagen gegeben. Weiterführendes Wissen kann der Standardliteratur ([3], [51], [54]) entnommen werden. Das Hauptanliegen dieses Kapitels liegt jedoch darin, die steuerungstechnischen Zusammenhänge mit Bezug zur Notwendigkeit der Strommessung im Überlappungsbereich bei reduzierter Sensorik darzustellen und so den Ausgangspunkt für die folgenden Kapitel zu erarbeiten.

Die Ausführung erfolgt in einer Top-Down-Darstellung, wobei die geschaltete Reluktanzmaschine als Kraftmaschine innerhalb eines mechatronischen (Teil-)Systems aufgefasst wird. Es folgt eine schrittweise Zerlegung der für diese Arbeit relevanten Vorgänge. Weiterhin werden Definitionen für Begriffe vorgeschlagen, die in wissenschaftlichen Arbeiten in unterschiedlichen Zusammenhängen verwendet werden.

Nach einer kurzen Darstellung geeigneter Schaltungen für die Leistungselektronik wird eine Auswahl getroffen, anhand derer die notwendige Modifikation zur Sensorintegration beschrieben wird. Ziel ist die Kostenreduktion und die Steigerung der Integrationsdichte im Layout der Gesamtelektronik.

Ausgehend von der allgemeinen geschalteten Reluktanzmaschine wird im Laufe dieses Kapitels ein immer stärkerer Bezug zur rotierenden Ausführung dieses Maschinentyps hergestellt.

2.1 Beschreibung der Maschine

2.1.1 Einordnung und geschichtlicher Hintergrund

Die geschaltete Reluktanzmaschine gehört zur Gruppe der Synchronmaschinen, da der bewegliche Teil dem im feststehenden Teil umlaufenden Feld synchron folgt. Im Gegensatz zur permanenterregten Synchronmaschine wird dieser Typ ohne die Verwendung von Seltenmetallen betrieben ([51]).

In der Ausführung als geschalteter Reluktanzantrieb wurde dieses Prinzip nach der Patentanmeldung durch Taylor ab der ersten Hälfte des 19. Jahrhunderts erstmals für den Antrieb in Lokomotiven verwendet ([55]). Über die genaue Jahreszahl bezüglich des ersten Einsatzes finden sich in der Literatur jedoch teils unterschiedliche Angaben ([9], [56], [35], [50]).

Da das Betriebsverhalten geschalteter Reluktanzmaschinen in besonderer Weise von einer exakten Kenntnis über die Lage des beweglichen bezüglich des feststehenden Teils abhängt, erschwerte dieser Umstand die korrekte Bestromung der Phasen. Für die lagebasierte Stromwendung wurden mechanische Schleifringapparaturen verwendet, da zum damaligen Zeitpunkt keine schnellschaltenden Leistungshalbleiter verfügbar waren. Aus diesem Grund erfuhr das Antriebsprinzip geschalteter Reluktanzmaschinen lange keine Beachtung ([9]). Mit der Entwicklung der modernen Halbleitertechnik in den 1970er Jahren rückte dieses Forschungsgebiet jedoch erneut in den Fokus wissenschaftlicher Untersuchungen. Neben dem erstarkten akademischen Interesse wird seitdem an wirtschaftlichen Lösungen für praxisgerechte Anwendungen gearbeitet ([57]).

2.1.2 Aufbau und Wirkprinzip

Im Bereich der elektrischen Antriebstechnik lassen sich Kräfte und Drehmomente auf unterschiedliche Arten erzeugen. Dabei kommt häufig eine der beiden folgenden Varianten zum Einsatz. Im Gegensatz zur Lorentzkraft, die auf bewegte Ladungen innerhalb eines magnetischen Feldes wirkt, nutzen geschaltete Reluktanzmaschinen hingegen ein anderes Prinzip ([58]).

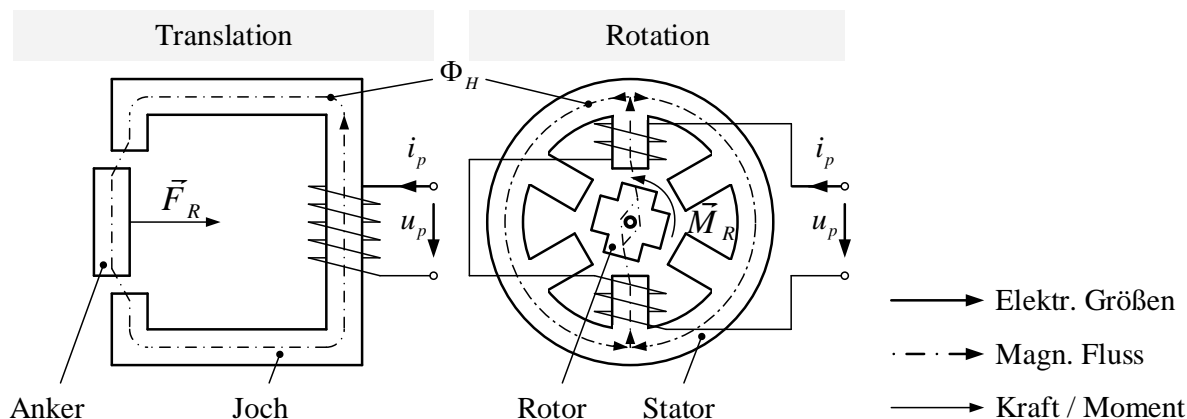


Abb. 2.1: Entstehung von Kräften und Momenten bei unterschiedlichen Magnetkrisenanordnungen

In seiner einfachsten Form wirkt eine innerhalb eines feststehenden Magnetkreises entstehende Rückstellkraft \vec{F}_R bzw. ein Rückstellmoment \vec{M}_R auf ein bewegliches Segment, um bei einer Auslenkung dessen Ausgangslage wiederherzustellen (Abb. 2.1). Hierzu wird eine stromdurchflossene Spule (Phase) zur Erzeugung einer magnetischen Spannung eingesetzt. Die magnetische Spannung erzeugt einen Magnetfluss innerhalb des magnetischen Kreises, bei dem im Luftspalt zwischen dem stehenden und dem beweglichen Teil einen magnetischer Widerstand (Reluktanz) wirksam ist. Aufgrund des Bestrebens, diesen Widerstand zu minimieren, entsteht im ausgelenkten Zustand die sogenannte Reluktanzkraft ([59]). Diese wirkt unabhängig von der Stromrichtung anziehend (siehe Gl. 2.8). Eine Umkehr der Kraft kann deshalb nicht durch eine Änderung der Stromrichtung herbeigeführt werden.

Für die Erzeugung einer gerichteten Bewegung auf der Grundlage einer Rückstellkraft oder eines Rückstellmomentes bedarf es einer Magnetkrisenanordnung, die durch die zyklische Bestromung mehrerer Phasen einen beweglichen Teil (Rotor bei Rotation oder Anker/Läufer bei Translation) entlang der Bahn eines stehenden Teils (Joch oder Stator) führt. Hierbei kann die Maschine neben einer quasikontinuierlichen Bewegung auch im Schrittbetrieb verwendet werden. Zur weiteren Eingrenzung werden im Folgenden nur rotierende geschaltete Reluktanzmaschinen betrachtet.

Rotor und Stator sind stark genutet (Zähne) und bestehen aus einem weichmagnetischen Material. Während die Zähne des Stators das zu Strängen verschaltete Spulensystem tragen, ist der Rotor frei von Wicklungen und nur über die Lagerung mit dem stehenden Teil verbunden.

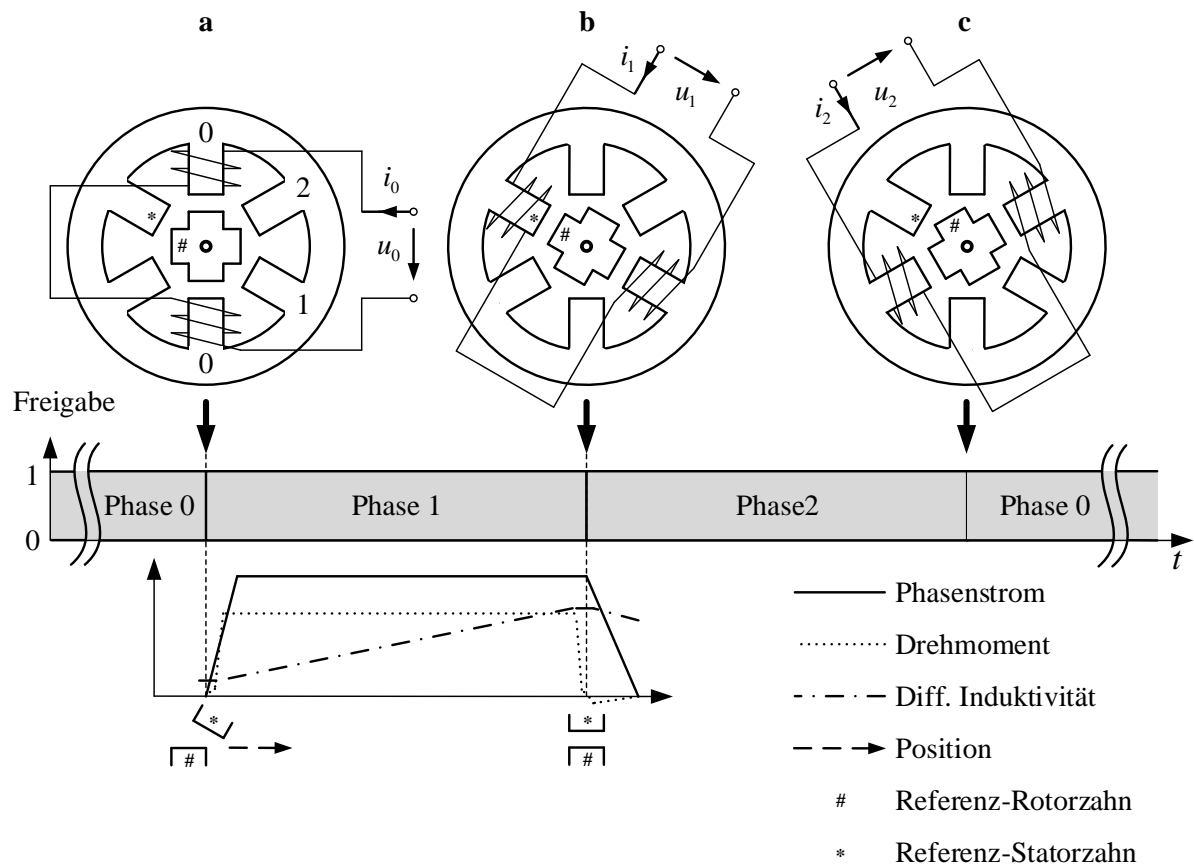


Abb. 2.2: Zyklische Bestromung der Phasen und Verlauf relevanter Maschinengrößen im Motorbetrieb

Abb. 2.2 ist die prinzipielle Funktionsweise im motorischen Betrieb zu entnehmen. Nimmt der Rotor eine Lage ein, bei der einer seiner Zähne zwischen zwei Zähnen des Stators steht, so befindet sich der Rotor bezüglich der betreffenden Statorzähne in seiner unausgerichteten Position. Die Bestromung einer der zwei relevanten Spulen in dieser Position erzeugt einen Magnetfluss, der sich ausgehend vom Stator über den Rotor schließt und dabei den dazwischen liegenden Luftspalt passiert. Der Luftspalt ist in der unausgerichteten Lage am größten und korrespondiert mit dem Minimum der differentiellen Induktivität an dieser Stelle des Magnetkreises. Der Magnetkreis selbst ist bestrebt den damit einhergehenden magnetischen Widerstand zu minimieren und der Rotor dreht sich bis zur Überdeckung der entsprechenden Rotor- und Statorzähne in die ausgerichtete Position, in der die bestromte Phase abgeschaltet wird. Während dieser Bewegung verkleinert sich der magnetische Widerstand bei zunehmender differentieller Induktivität (vgl. Abb. 2.2 a bis Abb. 2.2 b).

Nach dem Erreichen der ausgerichteten Position stehen sich weitere Rotor- und Statorzähne derart gegenüber, dass sich nun diese bezüglich der nächsten Spule in der unausgerichteten

Position befinden (vgl. Abb. 2.2 b). Deren Bestromung sorgt für eine weitere Teildrehung. Bei Fortsetzung dieses Ansteuerschemas (vgl. Abb. 2.2 c) lässt sich die Maschine im motorischen Betrieb drehen ([51]). In diesem Zusammenhang kann die geschaltete Reluktanzmaschine als rotierender Elektromagnet betrachtet werden ([60]).

Ein Abbremsen der Maschine im generatorischen Betrieb lässt sich erreichen, indem die Spulen auf dem Weg von der ausgerichteten zur unausgerichteten Position bestromt werden. In diesem Fall kann die im Luftspalt gespeicherte magnetische Energie nach dem Abschalten der Phase in den Zwischenkreis zurückgespeist und zum Laden eines Energiespeichers genutzt werden (Rekuperation, siehe [61]). Durch die Zuordnung der Phasenbestromung zur Winkellage kann die Maschine in vier Quadranten betrieben werden.

Rotierende geschaltete Reluktanzmaschinen werden als Innen- oder als Außenläufer ausgeführt. Ebenso lässt sich eine Unterscheidung durch die Richtung des Magnetflusses durch den Luftspalt bezüglich der Drehachse des Rotors vornehmen. Dabei ergeben sich Maschinen in Radialfluss- oder Axialflussbauweise ([62]).

2.1.3 Motormodell

Das Verhalten der geschalteten Reluktanzmaschine lässt sich über das im Folgenden zugrunde gelegte Maschinenmodell nachbilden. Hierzu werden nur die für die vorliegende Arbeit relevanten Gleichungen nach [63] aufgeführt. Eine detaillierte Herleitung findet sich in [56].

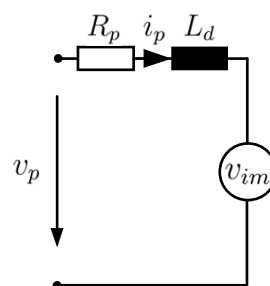


Abb. 2.3: Ersatzschaltbild einer Maschinenphase

Die elektrische Maschengleichung, die sich entlang einer Maschinenphase nach Abb. 2.3 aufstellen lässt, enthält verschiedene Spannungen. Dabei handelt es sich u. a. um die Phasenspannung v_p , den Spannungsabfall am Ohmschen Widerstand der Spule v_o und den induktiven Anteil v_i . Der verkettete Fluss Ψ ist eine Funktion des elektrischen Rotorwinkels Θ und des Stromes i_p .

$$v_o = R_p i_p \quad (2.1)$$

$$v_i = \frac{d\Psi(\Theta, i_p)}{dt} = \frac{d(L_d(\Theta, i_p) i_p)}{dt} \quad (2.2)$$

Aus Gl. 2.1 und Gl. 2.2 ergibt sich die Spannungsgleichung in Gl. 2.3.

$$v_p = R_p i_p + \frac{d(L_d(\Theta, i_p) i_p)}{dt} \quad (2.3)$$

Durch die strom- und positionsabhängige Zeitkonstante nach Gl. 2.4 ergibt sich eine fortlaufende Änderung in der Dynamik des Stromes.

$$\tau = \frac{L_d(\Theta, i_p)}{R_p} \quad (2.4)$$

Häufig erfolgt deshalb die Realisierung des Induktivitätsmodells für $L_d(\Theta, i_p)$ über Tabellen gemessener bzw. berechneter Werte ([64], [65]) oder durch analytische Zusammenhänge mithilfe trigonometrischer Funktionen ([66]).

Die Ableitung des zweiten Summanden aus Gl. 2.3 nach der Zeit t ergibt zwei induktive Anteile, von denen Gl. 2.5 den stromabhängigen Anteil und Gl. 2.6 den bewegungsabhängigen Anteil beschreibt.

$$v_{ii} = L_d(\Theta, i_p) \frac{di_p}{dt} \quad (2.5)$$

$$v_{im} = \frac{\partial L_d(\Theta, i_p)}{\partial \Theta} \omega i_p \quad (2.6)$$

Die Spannung in Gl. 2.6 wird auch als Gegenspannung (BEMF) bezeichnet und wirkt als Störgröße auf den Prozess der Stromeinprägung ein, da diese der Phasenspannung entgegen gerichtet ist und somit den Stromaufbau in der Phase bei drehender Maschine beeinflusst. Gl. 2.7 beinhaltet alle Spannungsanteile.

$$v_p = R_p i_p + L_d(\Theta, i_p) \frac{di_p}{dt} + \frac{\partial L_d(\Theta, i_p)}{\partial \Theta} \omega i_p \quad (2.7)$$

Die Multiplikation der Spannungsgleichung nach Gl. 2.7 mit dem Phasenstrom i_p führt zu einem Ausdruck für die Leistungsbilanz. Durch weitere Umformung ergibt sich nach [3] das Drehmoment bei ungesättigter Maschine nach Gl. 2.8.

$$M_{pu}(\Theta, i_p) = \frac{1}{2} i_p^2 \frac{\partial L_d(\Theta, i_p)}{\partial \Theta} \quad (2.8)$$

Eine allgemeine Berechnungsvorschrift für das Drehmoment ergibt sich durch die winkelabhängige Änderung der magnetischen Co-Energie nach Gl. 2.9 ([51]).

$$M_{pg}(\Theta, i_p) = \left. \frac{\partial W_{co}(\Theta, i_p)}{\partial \Theta} \right|_{i_p=const} \quad (2.9)$$

Der Maschinenfluss bestimmt sich durch Umstellung und Integration der Spannungs-Gl. 2.3 nach Gl. 2.10.

$$\Psi(\Theta, i_p) = \int_{t_{init}}^{t_{end}} (v_p - R_p i_p) dt + \Psi_0 \quad (2.10)$$

Die Bewegungsdifferentialgleichung werde hierbei nicht betrachtet. Es zeigt sich, dass die Berechnung der einzelnen Spannungsterme nur bei Kenntnis des Phasenstromes i_p möglich ist. Weiterhin setzt auch die Berechnung des momentanen Drehmomentes und die Ermittlung des Maschinenflusses das Wissen um den aktuellen Strom durch die Spule voraus. Zusätzlich lassen sich durch die Kenntnis des Stromes die Ohmschen Verluste bestimmen und Aussagen über die Bauteilbeanspruchung sowie über deren Lebensdauer treffen.

2.1.4 Vor- und Nachteile

Die geschaltete Reluktanzmaschine besitzt verschiedene Eigenschaften, die sie für bestimmte Einsatzszenarien prädestinieren. Ebenso zeichnet sich dieser Typ durch Merkmale aus, die ihn für einige Antriebsaufgaben als ungeeignet erscheinen lassen. Im Folgenden findet sich hierzu eine Zusammenfassung der in der Literatur am häufigsten genannten Vor- und Nachteile (zu finden in [3], [51] und [54]).

Maschinen, die nach dem Reluktanzprinzip arbeiten, sind durch ihren simplen Aufbau einfach herzustellen. Sowohl bei der Fertigung der Blechschnitte als auch bei der Wicklung der Spulen können kostengünstige Methoden eingesetzt werden. Der Verzicht auf Dauermagnetmaterial senkt weiterhin die Kosten und sorgt für eine Unabhängigkeit vom Markt

der Seltenerdmetalle. Ebenso müssen keine konstruktiven Maßnahmen zur Sicherung der Magnete gegenüber hohen Zentrifugalkräften vorgenommen werden. Hierdurch kann sich das Rotorträgheitsmoment verkleinern und die daraus resultierende Erhöhung der Dynamik sorgt für ein besseres Ansprechverhalten bei der Beschleunigung des Rotors.

Durch die fehlenden Magnete wird der Einsatz im Hochdrehzahlbereich und in Bereichen begünstigt, in denen über einen längeren Zeitraum gegen eine Überlast gearbeitet werden muss. Die entstehenden Temperaturen führen nicht zum Verlust der Dauermagnetisierung und begrenzen somit nicht die Drehzahl des Antriebs (Curie-Temperatur). Weiterhin begünstigt die Befestigung der Spulen auf dem Stator den Wärmeübergang vom Spulensystem an die Umgebung.

Da die Stromführung i. d. R. über elektronische Stellglieder vorgenommen wird, besteht nicht die Notwendigkeit einer mechanischen Vorrichtung zur Kommutierung des Stromes. Deshalb kann dieser Maschinentyp in Umgebungen eingesetzt werden, in denen entzündliche Stoffe vorzufinden sind. Durch das fehlende Bürstenfeuer besteht somit keine Explosionsgefahr und der Antrieb kann nahezu wartungsfrei betrieben werden.

Mit der Möglichkeit zur unabhängigen Verschaltung und Ansteuerung der Spulen kann eine geschaltete Reluktanzmaschine redundant ausgelegt werden. Der Ausfall einer Phase lässt sich im Rahmen eines Notfallprogramms durch die verbleibenden Phasen kompensieren. Auf diese Weise kann das angetriebene System mit eingeschränkter Funktion bis zur nächsten Wartung betrieben werden. Der Antrieb kann durch die Ansteuerung sowohl motorisch als auch generatorisch arbeiten. Besonders im Schleppbetrieb kann sich das System ohne Rastmomente drehen und ermöglicht so den bedarfsgerechten Wechsel zwischen den vier Quadranten und einem Freilauf.

Durch das zyklische Zu- und Abschalten der Phasen entstehen besonders in den Übergangsbereichen starke Schwankungen im Maschinendrehmoment, was sich durch eine erhöhte Geräuschemission bemerkbar macht und eine zusätzliche Belastung für die Gesamtkonstruktion bedeutet ([35]). Die Zeitintervalle von der Aktivierung der hinzukommenden Phasen bis zur Deaktivierung der bereits eingeschalteten Phase bei unterschiedlichen Zeitkonstanten erfordern sowohl bei der Maschineneauslegung als auch bei der Ansteuerung besonderes Augenmerk.

Insbesondere die Sensitivität der Maschine gegenüber einer geringen Verstellung der Ein- und Ausschaltwinkel erfordert eine möglichst hochaufgelöste Positionsinformation. Hierzu werden häufig Sensoren zur Erfassung der Winkellage eingesetzt, die jedoch eine Erhöhung

der Systemkosten mit sich bringen. Lagegeberlose Verfahren rekonstruieren die Rotorposition anhand weiterer direkt oder indirekt zugänglicher Systemgrößen (u. a. Strom, Spannung und verketteter Fluss), wodurch sich höhere Anforderungen an die Rechenleistung und an den Speicher der auszuführenden Hardware ergeben. Auf diese Weise steigen die Kosten durch die Notwendigkeit einer leistungsstärkeren Informationsverarbeitungseinheit.

Durch die fehlenden Dauermagnete ergibt sich ein schlechtes Leistungsgewicht. Der Antrieb wird dadurch bei gleicher Leistung größer und schwerer im Vergleich zu permanenterregten Maschinentypen. Somit ist im Einzelfall zu prüfen, ob der Einsatz einer geschalteten Reluktanzmaschine bei gegebenen Bauraum- und Gewichtsvorgaben gerechtfertigt ist.

2.1.5 Anwendungsgebiete

Aufgrund ihrer Fähigkeit für den Einsatz im Hochdrehzahlbereich eignen sich geschaltete Reluktanzmaschinen für schnelldrehende Systeme. Deshalb findet sich dieser Maschinentyp nach [56] häufig als Antrieb in Spinnmaschinen zur Textilherstellung, in Zentrifugen und in Haushaltsgeräten ([67], [68]). Weiterhin wird diese Antriebsart in Anwendungen eingesetzt, in denen die Geräuschemission durch umgewälzte Flüssigkeiten (Kühlmittelpumpen) gedämpft oder durch Geräusche der anzutreibenden Last (Kühlerlüfter) übertönt wird. Auf diese Weise können geschaltete Reluktanzmaschinen trotz ihrer inhärenten Drehmomentwelligkeit vorteilhaft zur Anwendung kommen. Ebenso finden sich Arbeiten, in denen ein geschalteter Reluktanzmotor als Traktionsantrieb für Personenkraftwagen entwickelt und erfolgreich eingesetzt wurde ([69]). Auch als Antrieb für elektrische Turbolader im Abgasstrakt von Verbrennungskraftmaschinen wurde die geschaltete Reluktanzmaschine bereits in die Serie überführt ([70]).

Durch dessen starke Überlastfähigkeit eignet sich dieser Typ besonders als Antrieb in Sellenläuferanwendungen (Sitzverstellung im Kraftfahrzeug). In diesem Fall kann der Motor bei eingeschränkter Rücksicht auf den Wirkungsgrad bei kleinem Bauraum kurzzeitig thermisch überlastet werden. Aber auch in Lenksystemen wird der geschaltete Reluktanzmotor eingesetzt ([71]). Eine weiterführende Darstellung der Verbreitung und Akzeptanz im Automotive-Sektor findet sich in [72]. Andere Einsatzmöglichkeiten bieten sich im Bereich der Luftfahrttechnik (Flugzeuggeneratoren) und der Servoantriebstechnik ([56]). Auch als Motor für rotierende Wärmetauscher gibt es verfügbare Lösungen ([73]). Große Maschinen profitieren in diesen Fällen von der Tatsache, dass sich die Toleranzen bei der Fertigung des Luftspaltes mit zunehmender Größe entsprechend geringer auf das Antriebsverhalten auswirken.

2.1.6 Bisherige und gegenwärtige Akzeptanz

Im Vergleich zu anderen Maschinentypen zeigt sich bei der geschalteten Reluktanzmaschine eine wachsende, jedoch noch nicht vergleichbare Publikationsaktivität. [56] sieht eine Zunahme von Veröffentlichungen und Patenten seit Beginn der 1990er Jahre, wobei [50] 1992 noch keine Marktverfügbarkeit dokumentiert. Durch das fehlende Marktvolumen seien die technischen Möglichkeiten des Prinzips geschalteter Reluktanzmaschinen als selbstgesteuerter, rotatorischer Antrieb noch nicht bewertbar, weshalb der SR-Motor in dieser Konfiguration nicht in preissensitive Märkte eindringen könne.

Gründe für den verspäteten Beginn der Arbeit an dieser Thematik vermuten [9] und [57] im Zusammenhang mit der Entwicklung der Halbleitertechnologie in den 1970er Jahren. [30] begründet den verhältnismäßig jungen Entwicklungsstand der SR-Technologie mit der Tatsache, dass diese Antriebsart durch ihre Nachteile übermäßig stark mit Negativ-Attributen versehen wurde. Deshalb sei die zukunftsweisende Forschung vernachlässigt worden, was zu einer Stagnation in diesem Bereich führte.

Nach [35] beinhalten das Betriebsverhalten, die Leistungselektronik und die Regelungstechnik in Bezug auf geschaltete Reluktanzmaschinen ein großes Potential für wissenschaftliche Arbeiten. Aus seiner Sicht könne zum damaligen Zeitpunkt nicht abgeschätzt werden, wie stark sich dieser Maschinentyp konstituiert, da dies im Wesentlichen von der Minimierung des materiellen Aufwandes, der elektronischen Steuerung und dessen Zuverlässigkeit abhängt.

Alle erwähnten Arbeiten kommen einheitlich zu dem Schluss, dass bis zur Etablierung der geschalteten Reluktanzmaschine noch einige Forschungs- und Entwicklungsarbeit zu leisten sei. Trotz gesteigertem Interesse bestätigt das gegenwärtige Publikationsaufkommen noch immer die Gültigkeit dieser Aussagen.

2.2 Steuerung

2.2.1 Prozessführung und übergeordnete Betriebsstrategie

Die Hauptaufgabe mechatronischer Systeme besteht in der Umformung, in der Speicherung und im Transport von Energie, Stoff und Information. Durch die Versorgung von mess-,

steuer- und leistungselektronischen Bauteilen können mithilfe von Sensoren relevante Größen erfasst und über eine informationsverarbeitende Einheit prozessiert werden. Dabei werden Signale erzeugt, die für den Betrieb eines Aktors zur Verfügung gestellt werden. Häufig wird auf diese Weise eine Steuerung in eine Regelung überführt. Mechatronische Systeme zeichnen sich weiterhin durch eine räumliche und eine funktionale Integration der einzelnen Bestandteile aus ([74]), weshalb oftmals alle Baugruppen der mechatronischen Domänen (Mechanik, Elektronik, Informationsverarbeitung) in einer Komponente untergebracht werden.

Bei rotierenden Maschinen besteht das Ziel u. a. darin, eine vorgegebene Winkellage einzustellen oder eine geforderte Drehzahl zu erreichen und beizubehalten. Oftmals wird eine separate oder unterlagerte Momentenregelung umgesetzt, um die dazu notwendigen Drehmomente bereitzustellen (Kaskadenregelung). Da der Phasenstrom und infolgedessen der verkettete Magnetfluss die drehmomentbildende Größe darstellt, wird in einigen Arbeiten ein Strom- bzw. Magnetflussregler auf der untersten Ebene der Kaskade für jede Motorphase eingesetzt ([75] und [60]). Auf diese Weise können Strom- bzw. Magnetflussprofile eingepreßt werden, die den Größen der überlagerten Steuer- und Regelkreise zuarbeiten. Dadurch lassen sich Drehmomentrippel vermeiden und eine Verringerung der Geräuschemission erreichen ([4] und [5]).

Maschinen, die im generatorischen Betrieb laufen, werden in einigen Umsetzungen mit einer Regelung der Zwischenkreisspannung ausgestattet ([61]). Dadurch lässt sich der Rekuperationsstrom begrenzen und die Elektronik kann vor einer Überspannung geschützt werden.

Neben der Steuerung bzw. Regelung der unmittelbaren Maschinengrößen (Betrieb der Kraftmaschine) besteht die Aufgabe des mechatronischen Systems weiterhin in der Steuerung und/oder Regelung der mittelbaren Größen des angeschlossenen Aggregates (Betrieb der Arbeitsmaschine). Hierzu zählen z. B. Winkel sowie Drehzahl und Drehmoment am Ausgang angeschlossener Getriebe. Ebenso lassen sich weitere Beispiele im Bereich von Pumpen und Lüftern finden, bei denen die Kraftmaschine derart betrieben werden muss, dass sich ein geforderter Druck oder ein benötigter Volumenstrom am Ausgang der Arbeitsmaschine einstellt ([76]).

Die Systeme sind i. d. R. so ausgeführt, dass sie die zu regelnde Größe einem veränderlichen Sollwert nachführen können. Auf diese Weise lässt sich das Verhalten und Zusammenwirken mehrerer mechatronischer (Teil-)Systeme im Rahmen der Prozessführung auf bestimmte Gegebenheiten anpassen ([10]).

Im Falle des Einsatzes einer geschalteten Reluktanzmaschine dient diese als zentrales motorisches/generatorisches Element zur Umsetzung einer festgelegten Aufgabe innerhalb der beschriebenen mechatronischen (Teil-)Systeme.

2.2.2 Winkelabhängige Phasenfreigabe

Für die Bewegungserzeugung einer geschalteten Reluktanzmaschine muss ein umlaufendes magnetisches Feld erzeugt werden, dem der Rotor folgen oder durch welches dieser abgebremst werden kann. Hierzu müssen die Phasen winklabhängig bestromt werden.

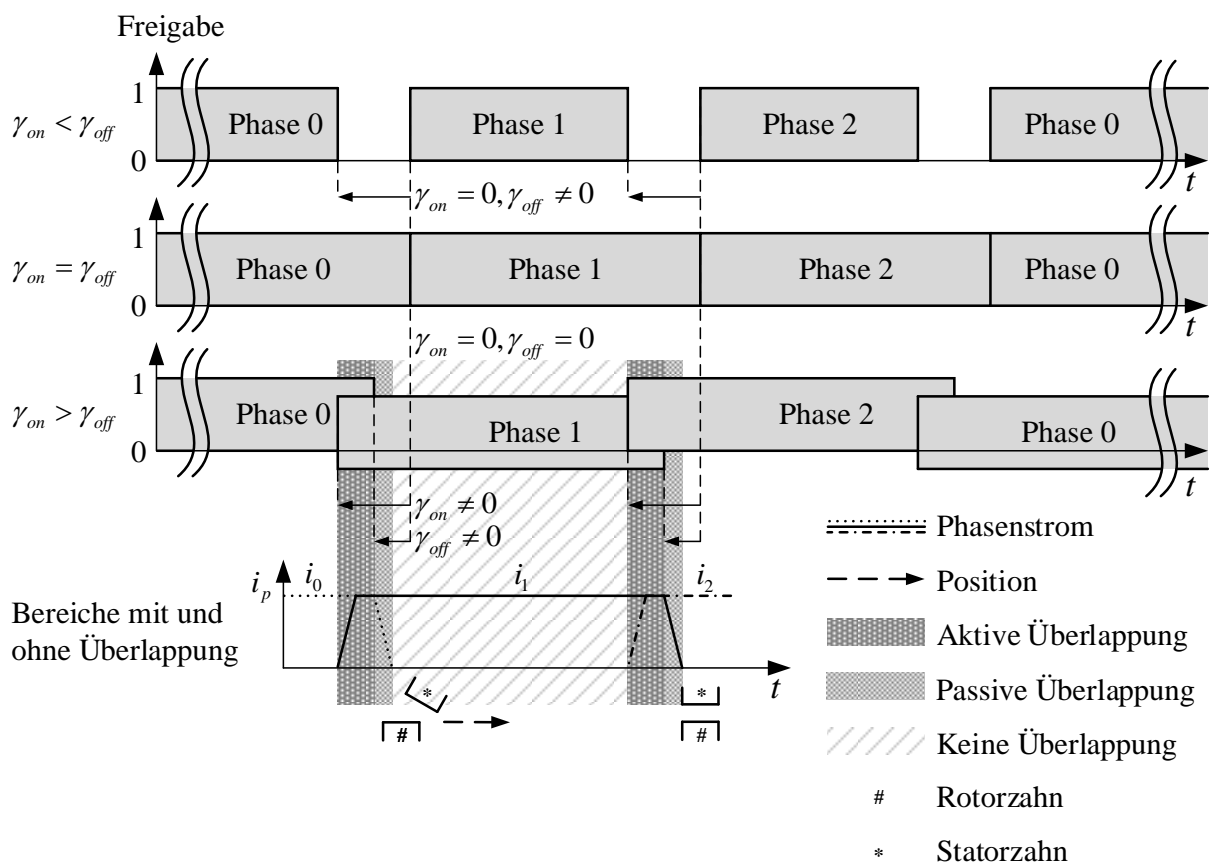


Abb. 2.4: Entstehung von Überlappungsbereichen durch eine unterschiedliche Kombination von Ein- und Ausschaltwinkel

Im Schrittbetrieb wird eine Phase eingeschaltet, sobald sich deren Statorzähne bezüglich der Rotorzähne in der unausgerichteten Position befinden (Minimum der differentiellen Induktivität). Die Abschaltung der Phase erfolgt auf dem Maximum der differentiellen Induktivität, wenn die entsprechenden Rotor- und Statorzähne zur Deckung gelangen (vgl.

Abschn. 2.1.2). Zwischen dem Einschalt- und dem Ausschaltzeitpunkt erhält eine Phase die Freigabe durch die Steuereinheit. Während der Freigabe (Leitdauer) können die Leistungshalbleiter je nach umgesetzter Ansteuerstrategie (Steuerung, Regelung) betätigt werden. Auf diese Weise lässt sich eine quasikontinuierliche Drehbewegung erzeugen (Abb. 2.4).

Ausgehend von der unausgerichteten Position kann sich eine Verschiebung des Einschaltzeitpunktes um einen definierten Einschaltwinkel γ_{on} als sinnvoll erweisen. Auch eine Anpassung des Ausschaltzeitpunktes um einen festgelegten Ausschaltwinkel γ_{off} bezüglich der ausgerichteten Position kann für die Ansteuerung genutzt werden. [30] zeigt mit seiner Arbeit, dass sämtliche Größen und Betriebsbereiche (Drehzahl, momentanes und mittleres Drehmoment, Wirkungsgrad sowie der Wechsel zwischen Motor- und Generatorbetrieb) durch die Variation des Einschalt- und des Ausschaltwinkels sowie durch die Vorgabe eines Sollstromes (Stellvariablen) beeinflusst werden können. Insbesondere bei dynamischen Anwendungen wird der Übergang zum Betrieb mit veränderlichen Schaltwinkeln unerlässlich, um eine verbesserte Stromeinprägung zu erreichen.

Wird für den Einschaltwinkel γ_{on} ein Wert größer Null vorgegeben, ergibt sich eine Vorverlegung des Einschaltzeitpunktes. Dies gilt für den Ausschaltwinkel γ_{off} in analoger Weise. Während der Ansteuerung ergeben sich hierbei die drei in Abb. 2.4 dargestellten Fälle:

- $\gamma_{on} < \gamma_{off}$: In den Übergangsbereichen zwischen Abschnitten, bei denen jeweils eine Phase aktiviert wird, liefert keine der Motorphasen aktiv einen Drehmomentbeitrag. Eine bereits drehende Maschine kann auf diese Weise u. U. in Bewegung gehalten werden. Der Anlauf aus dem Stillstand ist jedoch nicht sicher möglich.
- $\gamma_{on} = \gamma_{off}$: Im Moment der Aktivierung einer neuen Phase wird die bis dahin aktivierte Phase abgeschaltet. Über eine elektrische Periode führt zu jedem Zeitpunkt nur eine Phase aktiv einen drehmomentbildenden Strom.
- $\gamma_{on} > \gamma_{off}$: Eine neue Phase wird vor dem Abschalten der bis dahin bereits aktivierten Phase eingeschaltet. Es entsteht ein zeitlicher Überlappungsbereich, in dem zwei Phasen gleichzeitig ein Teildrehmoment erzeugen. Weiterhin ergeben sich Abschnitte zwischen den Überlappungsbereichen, in denen jeweils nur eine Phase aktiv ist.

Der Fall, für den $\gamma_{on} > \gamma_{off}$ gilt, tritt in der Praxis in vielen Anwendungen auf. Aus diesem Grund soll der Begriff der „Überlappung“ genauer definiert werden. Dadurch wird eine Abgrenzung gegenüber der in der Literatur häufig erwähnten Polüberlappung (siehe „overlapping“ aus [77]) erreicht. Im Folgenden wird hierzu eine Unterscheidung in zwei unterschiedlich herbeigeführte Arten der Überlappung vorgenommen.

Aktive Überlappung: Unter aktiver Überlappung werde das Winkelintervall verstanden, in dem mindestens zwei Phasen gleichzeitig einen Strom führen. Es beginnt mit dem Einschalten der hinzukommenden Phase und endet mit dem Abschalten der bereits aktiven Phase. Die Breite des Bereiches der aktiven Überlappung lässt sich durch die Schaltwinkel beeinflussen (siehe aktive Überlappung in Abb. 2.4).

Passive Überlappung: Unter passiver Überlappung werde das Zeitintervall verstanden, bei dem ebenfalls mindestens zwei Phasen gleichzeitig einen Strom führen. Es beginnt jedoch mit dem Abschalten der bereits aktiven Phase und endet zu dem Zeitpunkt, zu dem der Strom dieser Phase vollständig zu Null abgeklungen ist. Die Breite des Bereiches der passiven Überlappung lässt sich nur bedingt durch die Schaltwinkel beeinflussen. Sie unterliegt der Phasenzeitkonstante im Abschaltmoment. Die Dauer für den Löschvorgang des Phasenstromes muss entsprechend über eine Vorverlegung des Ausschaltwinkels berücksichtigt werden (siehe passive Überlappung in Abb. 2.4).

Die Gründe für den Überlappungsbetrieb geschalteter Reluktanzmaschinen sind vielfältig und variieren je nach Anwendung. Mit steigender Drehzahl und Last steigt ebenfalls die Gegeninduktionsspannung, die der Phasenspannung entgegenwirkt und somit die Einprägung des drehmomentbildenden Stromes erschwert (vgl. Gl. 2.6). Durch die Vorverlegung des Einschaltzeitpunktes kann die Zeitkonstante der Phase durch die Änderung der differentiellen Induktivität so beeinflusst werden, dass der Phasenstrom in kürzerer Zeit ansteigt und somit schneller auf seinen Sollwert eingeregelt werden kann ([56]).

Im Betrieb ohne variable Schaltwinkel ergeben sich an den Übergangsstellen zwischen zwei Phasen Bereiche, in denen das Gesamtdrehmoment stark abfallen kann. Eine Anpassung des Einschaltwinkels kann zum einen eine Kompensation dieses Effektes bewirken und die entstehenden Drehmomentrippel und die Geräuschemission durch die plötzliche Abnahme der Reluktanzkraft dämpfen ([7]). Zum anderen lässt sich dadurch eine Erhöhung des mittleren Drehmomentes bewirken ([78]).

Für die Optimierung ausgewählter Maschinengrößen wird in [30] gefordert, dass alle Stellvariablen unabhängig voneinander variiert werden können. Somit ergeben sich je nach Optimierungsziel Überlappungsbereiche unterschiedlicher Breite bei verschiedenen Sollströmen. Durch die geringere Wirkung des Ausschaltwinkels führt eine entsprechend stärkere Anpassung des Einschaltwinkels zwangsläufig zu einer zeitlichen Überlappung der Phasen.

In positionsgeregelten Antrieben auf Basis geschalteter Reluktanzmaschinen können Winkellagen zwischen den ausgerichteten Positionen nur durch die Ansteuerung mehrerer Phasen eingenommen werden. Da die Reluktanzkräfte in jedem Fall anziehend wirken, wird

in der Praxis häufig versucht, die Teilbeiträge der einzelnen Phasen über Drehmomentverteilungsfunktionen so vorzugeben, dass das gewünschte Regelverhalten erzielt wird ([79]). Mindestens zwei Phasen führen dabei gleichzeitig einen Strom.

Es zeigt sich, dass sich die Überlappung mindestens zweier Phasen notwendigerweise durch die oben genannten Zusammenhänge ergibt. Der Überlappungsbetrieb erhält somit eine besondere Bedeutung und ist deshalb als zentraler Ausgangspunkt für die vorliegende Arbeit herauszustellen.

2.2.3 Phasenerregung

Für den motorischen oder generatorischen Betrieb einer geschalteten Reluktanzmaschine muss in die zur Verfügung stehenden Phasen ein Strom in Abhängigkeit der Winkellage eingepreßt werden (Erregung). Dazu wird jede Phase mit einer Spannung beaufschlagt, durch die sich der Strom bei gegebenem Anfangswert mit der zu diesem Zeitpunkt vorherrschenden Zeitkonstante einstellt. Die im jeweiligen Betriebspunkt wirksame Gegenspannung vermindert die Phasenspannung und sorgt so neben dem Phasenwiderstand für eine Begrenzung des Stromes bei drehender Maschine.

Durch die Unabhängigkeit der Drehmomentrichtung vom Vorzeichen des Phasenstromes, wird dieser Maschinentyp überwiegend unipolar angesteuert ([80]). Allerdings zeigen Untersuchungen, dass eine sich ändernde Stromrichtung bei zunehmenden Drehzahlen die Auf- und Abmagnetisierungsdynamik beeinflusst und dadurch eine Wirkung auf die Größe des Drehmomentes ausübt ([81]).

Die Einstellung der Phasenspannung erfolgt über die Ansteuerung der Leistungshalbleiter und kann je nach verwendetem Aufbau der Leistungselektronik durch eine entsprechende Anpassung der Schaltzustände verändert werden. Wird die geschaltete Reluktanzmaschine im stromgesteuerten Modus betrieben, wird zwar die Phasenspannung zur Veränderung der Motorgrößen (Drehzahl, mittleres Drehmoment, Winkellage) variiert. Es findet jedoch keine fortlaufende Anpassung der Phasenspannung für eine gezielte Stromeinprägung statt. Der Phasenstrom stellt sich dann entsprechend der physikalischen Gegebenheiten und der wirkenden Störgrößen ein. Im Gegensatz dazu kann eine zyklische Veränderung der Phasenspannung in Abhängigkeit der Abweichung zwischen Soll- und Iststrom für das Einstellen eines Stromes entgegen einwirkender Störgrößen genutzt werden. Eine Regelung des Stromes kann auf diese Weise u. a. temperaturabhängige Schwankungen des Phasenwiderstandes ausgleichen. Als Grundlage für die Anwendung derartiger Methoden dient jedoch die

Rückführung des betreffenden Phasenstromwertes, der entweder geschätzt ([82]) oder gemessen werden muss. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird hierzu die messtechnische Erfassung der relevanten Phasenströme betrachtet.

Häufig werden zur Regelung der Phasenströme PI-Regler eingesetzt, um eine bleibende Regeldifferenz mit entsprechender Dynamik auszuregulieren. Die Verwendung von Reglern mit D-Anteil kann zu einer Verschlechterung des Regelverhaltens führen, da der Regler auf Störungen in den Messsignalen u. U. unverhältnismäßig reagiert. Insbesondere bei linearen Reglern zeigt sich eine permanente Unangepasstheit auf die sich im Betrieb ändernden Verhältnisse einer geschalteten Reluktanzmaschine. Durch deren strom- und winkelabhängige elektrische Zeitkonstante treten nichtlineare Regelungskonzepte in den Vordergrund. Dabei handelt es sich oftmals um Sliding-Mode-Regler ([83]), Fuzzy-Regler ([84]) oder um lineare Regler mit nachgeführten Parametern (Gain-Scheduling, siehe [35]). Ebenso kommen neuronale Netze und strukturvariable Regelungen ([85]) zum Einsatz. Weitere Ansätze verfolgen das Ziel, den Regler in seiner Wirkung anzulernen. Derartige Maschinen können sich auf eine Änderung der Störeinflüsse einstellen und während der Lebensdauer auf Verschleißerscheinungen reagieren. Einige Arbeiten beschäftigen sich in diesem Zusammenhang mit dem fortlaufenden Trainieren des Reglers zur Einstellung eines vorgegebenen Stromverlaufs zur Geräuschreduzierung ([86]).

Neben der Regelung des Phasenstromes wird auch die Regelung des verketteten magnetischen Flusses in Betracht gezogen, da sich hierbei u. a. Sättigungseffekte berücksichtigen lassen ([60]). Die Berechnung des Istwertes des verketteten magnetischen Flusses wird jedoch häufig auf Grundlage eines ermittelten Phasenstromes bei bekannter Phasenspannung durchgeführt (vgl. Gl. 2.10). Dieser Umstand zeigt die Notwendigkeit einer Strommessung für den Betrieb einer geschalteten Reluktanzmaschine.

2.2.4 Kommutierung

Bei der Ansteuerung geschalteter Reluktanzmaschinen wird die Bewegung des Rotors durch die winkelabhängige Bestromung der Phasen erzeugt oder beeinflusst. Dabei wird der Strom nach der Aktivierung der Phase aufgebaut, entsprechend eines vorgegebenen Profils eingepreßt und am Ende der Leitdauer gelöscht (vgl. Abb. 2.5 a).

Abb. 2.5 b zeigt einen allgemeinen Tiefsetzsteller nach [87] als vorerst allgemeines Beispiel für ein antriebstechnisches Stellglied. Während der Leitdauer erfahren die Schalter der betreffenden Phase eine Ansteuersequenz, die sich aus einer Kombination verschiedener Schaltzustände zusammensetzt. Diese Schaltzustände erlauben die Einprägung einer

Spannung, die zur Regelung des Stromes fortlaufend angepasst wird. Nach jedem Schaltzustandswechsel fließt der Strom über einen anderen Pfad innerhalb der Schaltung (vgl. Abb. 2.5 b, beispielhafte Schaltung mit zwei Schaltern).

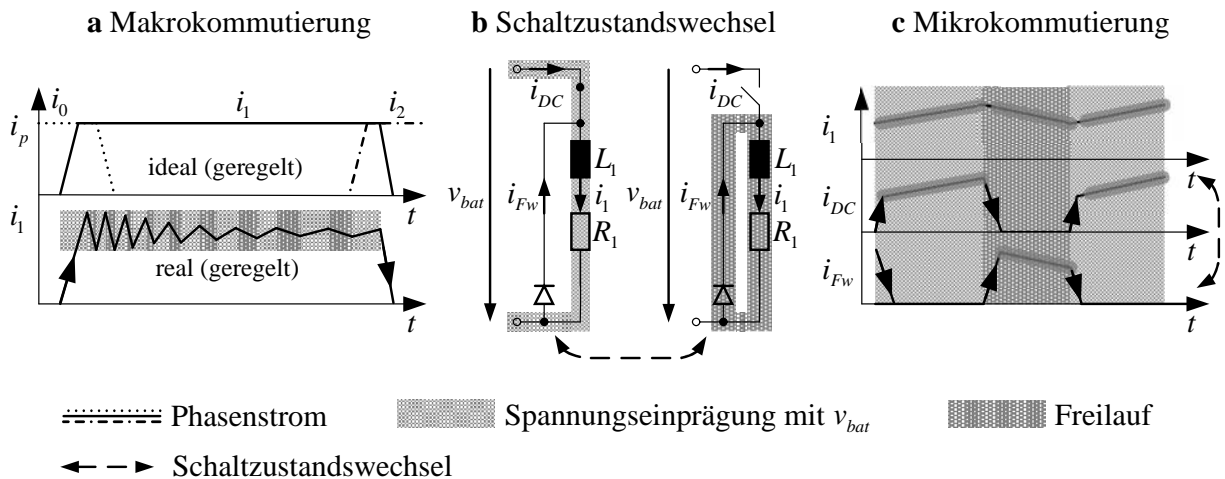


Abb. 2.5: Darstellung der betrachteten Kommutierungsarten

In der Literatur zeigt sich, dass sowohl der Übergang des Stromes zwischen den Phasen ([88], [8], [89], [90], [91]) als auch der Übergang des Stromes einer Phase zwischen verschiedenen Schaltungszweigen ([92], [93], [94]) mit der Bezeichnung „Kommutierung“ versehen wird. Insbesondere bei der Betrachtung beider Vorgänge in Bezug auf die Strommessung muss eine Differenzierung der Begrifflichkeiten vorgenommen werden. Aus diesem Grund werden die nachfolgend aufgeführten Definitionen vorgeschlagen.

Mikrokommutierung: Als Mikrokommutierung werde der Vorgang beschrieben, bei dem der Strom einer Phase von einem angeschlossenen Schaltungszweig auf einen anderen angeschlossenen Schaltungszweig übergeht. Hierbei werde für die im Rahmen dieser Arbeit beschriebenen Vorgänge vorausgesetzt, dass der Phasenstrom zum Zeitpunkt der Umschaltung der Leistungshalbleiter einen Wert ungleich Null besitzt. Der Kommutierungsvorgang läuft innerhalb der Schaltung ab und hat keine Auswirkung auf den in der Motorphase gemessenen Strom. Die Dynamik des Übergangs hängt nicht von der Zeitkonstante der Motorphase ab, sondern von den parasitären Elementen in der Leistungselektronik (vgl. Abb. 2.5 c).

Makrokommutierung: Als Makrokommutierung werde der Vorgang beschrieben, bei dem der Strom in einer Phase auf- und wieder abgebaut wird. Somit makrokommutiert der Strom auf den Phasenzweig. Ebenso makrokommutiert dieser beim Verlassen des Phasenzweiges.

Die Dynamik dieses Vorgangs wird im Wesentlichen von der Zeitkonstante der Motorphase bestimmt (vgl. Abb. 2.5 a).

Im aktiven Winkelintervall einer einzelnen Phase mikrokommutiert der Strom zwischen den Zweigen der Leistungselektronik. Die Makrokommutierung ereignet sich jeweils nur zu Beginn und am Ende der Phasenfreigabe. Im Gegensatz dazu zeichnet sich der Überlappungsbereich zweier Phasen dadurch aus, dass beide Vorgänge für jeweils eine der beiden Phasen ablaufen.

Während sich der Strom der bereits aktiven Phase im Mikrokommutierungszyklus befindet, wird die Phasenfreigabe der folgenden Phase erteilt und deren Strom kommutiert im Makrozyklus auf den Phasenzweig. Während der Überlappung läuft in beiden Phasen die Mikrokommutierung ab. Bis einschließlich des Zeitpunktes, zu dem der Strom der ersten Phase gelöscht ist, geschieht der Ablauf in umgekehrter Reihenfolge.

Bei konstanter Mikrokommutierungsfrequenz verkürzt sich die Leitdauer der Phasen mit steigender Drehzahl und die Makrokommutierungsfrequenz nimmt zu bis diese (theoretisch) der Mikrokommutierungsfrequenz entspricht. In diesem Arbeitspunkt verbleibt keine Zeit zur Berechnung und Ausführung eines zweiten Stelleingriffes nach der Erteilung der Phasenfreigabe, da diese bereits nach der ersten Abtastung entzogen würde.

2.2.5 Strommessung

Messung von Strömen im Allgemeinen

Die Messung von Strömen ist für antriebstechnische Anwendungen von großer Bedeutung. Zum einen können Schutz- und Überwachungsfunktionen durch die Kenntnis der im System fließenden Ströme implementiert werden. Zum anderen können vorhandene Istgrößen für die Umsetzung einer Regelung zurückgeführt und für die Schätzung weiterer Maschinengrößen verwendet werden. Auf diese Weise lässt sich das Drehmoment berechnen, das u. a. eine Funktion des Phasenstromes ist (vgl. Gl. 2.8). Auch die Gegeninduktionsspannung, in deren Berechnung ebenfalls der Phasenstrom eingeht (vgl. Gl. 2.6), kann mithilfe der Strommessung ermittelt und für eine Störgrößenaufschaltung verwendet werden ([9]). Weitere Arbeiten nutzen den gemessenen Phasenstrom zur Umsetzung von Entkopplungsnetzwerken zur Auflösung von magnetischen Koppelleffekten zwischen den Phasen ([51]).

Durch die abtastende Arbeitsweise der Maschinensteuerung lässt sich der Verlauf eines Stromes nur quasikontinuierlich erfassen. Lediglich zu bestimmten Zeitpunkten kann das

Abtasthalteglied einen stromproportionalen Spannungswert aufnehmen und einem Analog-Digital-Wandler (ADC) zur Verfügung stellen. Hierbei ergibt sich nach [50] je nach Position der Stromsensoren in der Schaltung die Notwendigkeit, den Messzeitpunkt mit dem anliegenden Spannungsvektor zu synchronisieren (vgl. Abb. 2.6 a und b). Der Zeitbereich, in dem eine bestimmte Größe direkt messbar ist, soll für die Verwendung in der vorliegenden Arbeit im Folgenden genauer definiert werden.

Messfenster: Unter einem Messfenster werde ein zeitlicher Abschnitt verstanden (Zeitfenster der Messung), innerhalb dessen Signalanteile des relevanten Stromes enthalten sind (vgl. Abb. 2.6 c oben). Die Stellung der Schalter Sorge hierbei dafür, dass nur ein Phasenstrom im Betrachtungszeitraum über den sensorischen Zweig fließt und somit die eindeutige Messung eines Stromes möglich sei. Der reale Stromverlauf unterliegt hierbei diversen Einflüssen und der Signalverlauf des stromproportionalen Sensorsignals innerhalb eines Messfensters kann durch Störgrößen entlang der Messkette nach Abb. 1.1 verfälscht werden (vgl. Abb. 2.6 c unten). Ein Messfenster enthalte den Stromverlauf, wie er am Ende der Messkette aufgenommen werden kann. Hierbei werde im Folgenden die Dauer des Zeitfensters als Breite des Messfensters bezeichnet.

Messposition: Die Messposition bezeichne im Folgenden den Zeitpunkt, zu dem das Abtasthalteglied den momentanen stromproportionalen Spannungswert erfasst (Zeitpunkt der Messung).

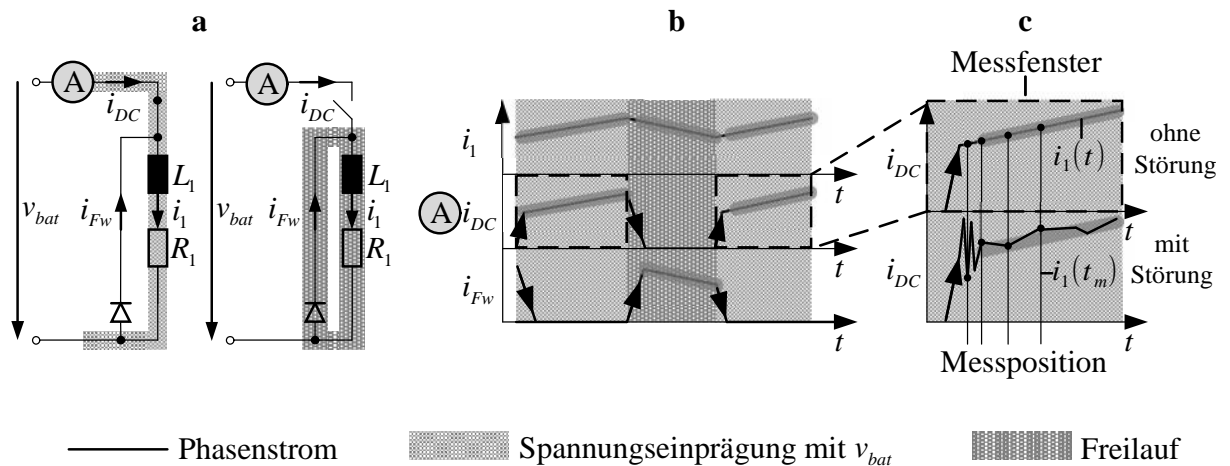


Abb. 2.6: Messung des Stromes in Abhängigkeit von den Schaltzuständen und der Position des Sensors innerhalb der Leistungselektronik

Der wahre Wert des Stromes enthält Anteile, die bei einer idealen Messung im Messfenster enthalten sind. Hierzu zählen Schwingungsanteile im Strom während des Schaltens der

Leistungshalbleiter und deren zeitliche Verschiebungen durch die Schaltverzögerung in den Steuerzweigen. Ebenso beeinflussen Dämpfungselemente das Schalt- und Übergangsverhalten des Stromes ([95]). Summenströme und zwischenkreisabhängige Effekte können ebenfalls im Zweig des Stromsensors auftreten und stellen eine Veränderung des zu messenden Stromes dar. Zuletzt stellt sich der wahre Wert des Stromes in Abhängigkeit der ohmschen und induktiven Verhältnisse der Phase bei gegebener Phasenspannung ein.

Einflüsse entlang der Messkette wirken sich auf das stromproportionale Sensorsignal aus. In diesem Zusammenhang treten Effekte in Erscheinung, durch die das Signal am Sensorausgang überlagert wird. Dabei handelt es sich um Nichtlinearitäten und umgebungsbedingte Abhängigkeiten (z. B. Temperatureinfluss) des Sensors. Weiterhin verändert das Übertragungsverhalten der Filter- und Verstärkerelemente das Messsignal. Durch Messrauschen, Offset-, Linearitätsfehler und Quantisierungseffekte wird eine zusätzliche Veränderung des Sensorsignals bewirkt. Die Position des Sensors innerhalb der Schaltung bei gegebenem Aufbau der Leistungselektronik entscheidet letztendlich darüber, ob der Strom bei einer gegebenen Stellung aller Schalter über den Messzweig fließt. Dieser Umstand bestimmt darüber, ob es sich in diesem Fall um ein Messfenster laut Definition handelt (vgl. Abb. 2.6 b).

Die in Drehfeldmaschinen mit Dreieck- oder Sternverschaltung geltende Nullbedingung ([96]) findet bei geschalteten Reluktanzmaschinen mit unabhängig voneinander schaltbaren Phasen keine Anwendung. Durch die fehlende Möglichkeit, den Stromwert einer Phase aus den Stromwerten der verbleibenden Phasen zu berechnen ([27]), müssen die Ströme aller Phasen bei reduzierter Sensorik einzeln über den sensorischen Zweig geleitet werden.

Werden die Schaltwinkel derart eingestellt, dass es weder zu einer aktiven noch zu einer passiven Überlappung kommt, sind keine Maßnahmen notwendig, um die Entstehung von Summenströmen bei der Strommessung zu vermeiden, da zu jedem Zeitpunkt höchstens ein Strom fließt. Allerdings ist weiterhin darauf zu achten, dass der Zeitpunkt der Messung mit der Ansteuersequenz synchronisiert wird. Da die zeitliche Überlappung der Phasen als unerlässlicher Modus für den Maschinenbetrieb im Rahmen der vorliegenden Arbeit herausgestellt wurde, besteht jedoch zwingend die Notwendigkeit zur Messung mindestens zweier Phasenströme.

Einschränkungen bei der Strommessung

In elektrischen Antriebsanwendungen wird oftmals ein pulswertenmoduliertes Spannungssignal (PWM) zur Stellung des Stromes eingesetzt. Aufgrund von Anforderungen an die Stromregelgüte wird die PWM-Frequenz abhängig von den im System vorherrschenden elektrischen Zeitkonstanten gewählt, um den Stromrippel an die für den Einsatzfall geltenden Vorgaben anzupassen. Die Abtastfrequenz des Stromes richtet sich dabei nach der verwendeten PWM-Frequenz, um den Stromregelkreis für die Berechnung einer neuen Stellgröße synchron mit dem aktuellen Istwert zu versorgen. Ebenso wird die Frequenz der pulswertenmodulierten Brückenschaltssignale auf ein Vielfaches einer geforderten Grundfrequenz festgelegt, damit die ausgesendeten Störsignale aus Sicht der elektromagnetischen Verträglichkeit beherrschbar bleiben.

Der Bereich höherer PWM-Frequenzen ($f_{pwm} > 20 \text{ kHz}$) wird i. d. R. durch die zu erwartenden Schaltverluste mit Rücksicht auf den Wirkungsgrad begrenzt. Zusätzlich wird die Lebensdauer der eingesetzten Leistungshalbleiter herabgesetzt ([97]).

In jeder Anwendung bilden die auf der Elektronik verschalteten Bauelemente (Induktivitäten, Kapazitäten) in Kombination mit dem Leiterplattenlayout schwingungsfähige Systeme, die wiederum im Takt der gewählten PWM-Frequenz angeregt werden ([95]). Dabei wird deutlich, dass das transiente Verhalten der zu messenden Größen die zeitliche Festlegung einer exakten Messposition im betrachteten Intervall erfordert. Um zu vermeiden, dass der Strom in Bereichen gemessen wird, in denen die überlagerten Schwingungsanteile noch nicht abgeklungen sind, müssen schaltungstechnische Maßnahmen zur Verbesserung des Schwingungsverhaltens Anwendung finden (Gatebeschaltung, Snubber, Zwischenkreis). Auch eine Verschiebung der Messposition an Stellen, bei denen die dem Strom überlagerten Schwingungsanteile vermindert auftreten, ist zulässig. Eine Messung in Richtung der Flanken erfasst zunehmend Stromüberschwingungen („regular sampling“, siehe [98]).

Als ungeeignete Intervalle zur Festlegung der Messposition t_m lassen sich die Einschwingbereiche nach den PWM-Flanken bis zum Abklingen der systembedingten Schwingungen identifizieren. Die Dauer der Einschwingvorgänge bestimmt hierbei u. a. die minimale Wartezeit, die vergeht, bis der Strom gemessen werden kann (vgl. Abb. 2.6 c unten). Ebenso ergeben sich hierdurch Einschränkungen für das minimale bzw. maximale Tastverhältnis bei der Ansteuerung der Leistungshalbleiter.

Innerhalb einer PWM-Periode treten Mikrokommutierungsvorgänge auf, bei denen der Strom je nach gewählter Ansteuertopologie und -strategie zwischen unterschiedlichen Kreisen wechselt. Abhängig von den eingesetzten elektrischen Komponenten muss eine Zeitspan-

ne gewartet werden, bis der Strom vollständig auf den Messzweig übergegangen ist. Es ist zu berücksichtigen, dass diese Vorgänge nicht in unendlich kurzer Zeit ablaufen können.

Die Anzahl der Maschinenphasen, für die der jeweilige Strom gemessen werden soll, bestimmt die minimale Anzahl der Messfenster bei Forderung nach der Möglichkeit zur eindeutigen Messung. Unter Einhaltung der Abtastfrequenz bei gegebener Messfensterbreite wird hierdurch die Anzahl der messbaren Ströme begrenzt.

Neben den zeitlichen Randbedingungen erfährt die Strommessproblematik eine weitere Einschränkung durch den Aufwand, der bei der Informationserfassung und -verarbeitung entsteht. Dabei spielen die Größen Wandlungszeit, Auflösung, Signalrauschverhältnis, Anzahl der Analog-Digital-Wandler, Rechenleistung und verfügbarer Speicherplatz eine besondere Rolle. Systembedingte Totzeiten schränken die Dynamik bei der Erfassung und Verarbeitung weiter ein. Zusätzlich ist der Abstand der Messposition zu den Systemschaltflanken aus Sicht der erfassenden Hardware relevant. Schließlich unterliegt der Wandlungsvorgang Einflüssen, die sich durch die Kopplungen der Bauelemente innerhalb des verwendeten Controllers ergeben und deshalb eine Beruhigungsdauer erfordern. Hieraus lässt sich die maximal verfügbare Zeit für die Signalwandlung entlang der Messkette nach Abb. 1.1 ableiten. Diese entspricht somit der gewählten PWM-Periodendauer.

Am Ende der Messkette kommt dem Analog-Digital-Wandler eine große Bedeutung zu. Hierbei kommen i. d. R. Parallel-, Zähl-, Kaskaden- oder Wägeverfahren zum Einsatz, die prinzipbedingte Grenzen bei Genauigkeit und Wandlungszeit mit sich bringen ([99], [14], [100]). Bei der Messung mehrerer Phasenströme besteht die Notwendigkeit, diese entweder nacheinander über die Sensorzweige bei reduzierter Sensorik zu leiten und entsprechend sequentiell über das Messwerk zu erfassen. Oder es bietet sich die Möglichkeit, die einzelnen Ströme über je einen Phasenstromsensor mithilfe mehrerer Wandler simultan abzutasten.

Insbesondere wirtschaftliche Aspekte treten als begrenzendes Element in den Vordergrund. Dabei werden die Kosten durch die Technologie, die Anzahl der Sensoren und durch die eingesetzte Datenverarbeitungseinheit bestimmt. Die Stelle innerhalb einer Schaltung, an der ein Sensor den Strom misst, kann zu erhöhten elektrischen Anforderungen an Glieder der Messkette führen, wodurch die Kosten für das Antriebssystem steigen. Ebenso muss die informationsverarbeitende Einheit zweckmäßig für den vorliegenden Einsatzfall ausgewählt werden. Für antriebstechnische Aufgaben mit geringeren Ansprüchen an Geschwindigkeit und Präzision bei der Strommessung können günstige Mikrocontroller eingesetzt werden. Strengere Anforderungen sind jedoch oft nur durch die Verwendung höherpreisiger Hardware erfüllbar.

Möglichkeiten zur Auflösung von Einschränkungen bei der Strommessung

Durch die beschriebenen Randbedingungen ergeben sich Einschränkungen bei der Bereitstellung von Messwerten in Bezug auf die Qualität und die Abtastfrequenz. Als Grundlage für weiterführende Betrachtungen lassen sich neben den beschriebenen Restriktionen jedoch auch Freiheiten bei der Strommessung identifizieren.

Durch eine Verschiebung der Messposition können Anteile des Stromes gezielt erfasst werden. Hierbei entscheidet diese Größe u. a. darüber, ob die Strommessung innerhalb eines Messfensters liegt und somit grundsätzlich die Messung des Stromes erlaubt. Für den Fall, dass die Messposition in einem Messfenster liegt, enthält der Messwert somit Signalanteile des zu erfassenden Stromsignals.

Erfolgt die Messung innerhalb einer Abtastperiode immer an der selben Messposition, ist von „einer asynchronen Messung mit konstantem Versatz“ auszugehen ([101]). Dadurch ist sichergestellt, dass die Abtastung in äquidistanten Zeitintervallen erfolgt und für die Berechnung des Reglerausgangs fortlaufend ein aktueller Messwert zur Verfügung gestellt werden kann. Die Variation der Messposition innerhalb der Abtastperiode wird in [101] als „Jittern der Messwernerfassung“ bezeichnet. Es handelt sich in diesem Fall um „die asynchrone Messung ohne konstanten Versatz“.

Häufig wird der Strom innerhalb einer PWM-Periode mehrmals hintereinander gemessen. Hierdurch kann mit anschließender Mittelwertbildung eine Unterdrückung systembedingter Störeinflüsse erreicht werden.

Die Möglichkeit zur freien Wahl der Messposition impliziert nicht zwingend, dass das Messfenster in jedem Fall groß genug ist, um eine Strommessung durchführen zu können. Durch die im Messfenster wirkenden Störeinflüsse verkleinert sich der effektive Bereich, der für die Messung zur Verfügung steht. Da die Breite des Messfensters unmittelbar von der Dauer des aktuellen Bestromungsmusters abhängt, kann eine zeitliche Anpassung des Intervalls mit konstanter Schalterstellung für eine Vergrößerung des Messfensters genutzt werden. Hierdurch wird jedoch gleichzeitig der Mittelwert der Phasenspannung verändert. Ggf. muss die Verschiebung des Spannungsmittelwertes durch eine Anpassung der Schaltmuster in den darauffolgenden Schaltzyklen kompensiert werden ([48]).

Durch schaltungstechnische Maßnahmen kann die Grundspannung, die über der anzusteuern Brücke liegt, angepasst werden (z. B. mittels vorgeschaltetem Tiefsetzsteller). Bei Verkleinerung dieser Spannung, muss das Tastverhältnis der entsprechenden Leistungshalbleiter vergrößert werden, wodurch sich die zur Verfügung stehende Messfensterbreite ebenfalls vergrößert.

Die Flanken der Steuersignale lassen sich innerhalb der Abtastperiode so verschieben, dass der geforderte Spannungsmittelwert erhalten bleibt. Somit lässt sich ein Messfenster konstanter Breite während der Freigabe einer Phase unabhängig vom Mittelwert der Spannung verschieben. Im mehrphasigen Betrieb kann die Lage der Flanken jedoch zusätzlich über die Breite des Messfensters entscheiden. Neben den hierbei häufig angewendeten Möglichkeiten zur Anordnung der Schaltsignale (linksseitig, symmetrisch, rechtsseitig) erlauben verfügbare Steuerungen die nahezu beliebige Positionierung der Schaltflanken innerhalb der Abtastperiode. Diese Freiheit hilft bei der gezielten Erzeugung von Schaltzuständen zur Erzeugung von Messfenstern für die Messung der relevanten Ströme ([53]).

Die Verwendung mehrerer Sensoren reduziert den Rekonstruktionsaufwand seitens der datenverarbeitenden Hardware. Es entstehen jedoch neue Anforderungen an die Leistungsfähigkeit der Einheit(en) zur Analog-Digital-Wandlung.

2.3 Leistungselektronik

2.3.1 Einordnung der Leistungselektronik

Die für den Betrieb der geschalteten Reluktanzmaschine notwendige Elektronik besteht aus zwei Teilen (Abb. 1.2). Für die Umsetzung einer festgelegten Antriebsaufgabe als mechanisches System lässt sich hierbei eine Unterteilung in einen informationsverarbeitenden (Steuerelektronik) und einen leistungsstellenden Teil (Leistungselektronik) vornehmen.

Die Steuerelektronik umfasst alle Komponenten zur Steuerung des gesamten Antriebs. Ihre Aufgabe besteht in der Erfassung der notwendigen Eingangswerte (Ströme, Spannung, Temperaturen, Sollwerte der Prozessführung) und deren Verarbeitung und Umsetzung in Ausgangswerte, die zur Stellung der Leistung benötigt werden (Steuersignale der Leistungshalbleiter). Weiterhin berechnet die Steuerelektronik fehlende Hilfsgrößen aus den Eingangswerten (z. B. Phasenspannungen, Drehmomente), übernimmt die Kommunikation mit weiteren Teilnehmern (übergeordnetes Steuergerät und unterlagerte Baugruppen auf der Elektronik) und leitet Maßnahmen zur Gewährleistung der funktionalen Sicherheit ein.

Die Leistungselektronik beinhaltet alle Komponenten zur Spannungseinprägung und Stromführung. Sie wird dazu genutzt, die von der Steuerelektronik ausgegebenen Stellsignale zu verstärken und für die Leistungsbereitstellung in den Maschinenphasen zu sorgen. Als zentrales Element der vorliegenden Arbeit soll im Folgenden insbesondere die Leistungselektronik betrachtet werden.

2.3.2 Aufbau der Leistungselektronik

Nach [102] besteht die Leistungselektronik einer typischen geschalteten Reluktanzmaschine i. d. R. aus drei Teilen:

- Das „Utility Interface“ bildet die Schnittstelle zwischen der leistungsstellenden Einheit und einer Leistungsversorgung. Die Hauptaufgabe besteht in der Umformung und Bereitstellung elektrischer Leistung für den Anschluss des Zwischenkreises (z. B. Gleichrichtung einer Wechselspannung).
- Im „Front-end“ befinden sich Bauteile zur Glättung, Filterung und Teilung der für den Maschinenbetrieb notwendigen Spannung (Kapazitäten, Dioden, schaltbare Leistungshalbleiter). Ebenso dient dieser Teil zur Aufnahme elektrischer Leistung bei rekuperierender Maschine.
- Der „Power Converter“ sorgt für die bedarfsgerechte Umformung der elektrischen Leistung und deren Bereitstellung in den Maschinenphasen. Für den Aufbau des Power Converters existiert eine Vielzahl möglicher Verschaltungen der Leistungshalbleiter. Im Folgenden wird hierfür der Begriff der Topologie verwendet.

2.3.3 Kriterien für eine Topologieauswahl

Die Auswahl einer Topologie der Leistungselektronik zur Ansteuerung einer geschalteten Reluktanzmaschine wird von unterschiedlichen Faktoren abhängig gemacht. Dabei kommen i. d. R. technische bzw. technologische, ökonomische und sicherheitsbezogene Kriterien zur Anwendung, um eine Entscheidung für die Art der Verschaltung der leistungsführenden Bauteile zu treffen.

Häufig ergibt sich die Anzahl der benötigten Maschinenphasen aus der jeweiligen Anwendung. Insbesondere Systeme mit Anforderungen an eine verringerte Geräuschemission (Laufruhe durch geringe Drehmomentrippel) zeichnen sich durch eine stärker ausgeprägte Zahnung der Motorgeometrie aus und führen somit oft zu einer größeren Phasenzahl ([51]). Ohne eine spezielle Kombination der Leistungskreise der einzelnen Phasen steigt die Menge der benötigten Bauteile auf diese Weise mit der Anzahl der anzusteuern Phasen. Weiterhin wirkt sich die Phasenzahl unter diesen Umständen direkt auf den benötigten Bauraum, auf die Fläche der Leiterplatte, auf das Gewicht und auf die Bauteil- und Herstellungskosten der Gesamtelektronik aus. Die Darstellung der Antriebsfunktion mit einer geringeren

Anzahl an Bauelementen verbessert die Größen Leistungsgewicht und -volumen. Eine geringere Anzahl von Bauelementen lässt sich hierbei durch eine geeignete Verbindung der einzelnen Leistungskreise erhalten.

Wird eine geschaltete Reluktanzmaschine mit voneinander unabhängig ansteuerbaren Phasen betrieben, kann jede beliebige Schaltstrategie angewendet werden. Dies setzt jedoch das unabhängige Schalten aller Leistungshalbleiter innerhalb einer Phase voraus. Schaltungen, bei denen das sogenannte Bootstrapping zum Einsatz kommt, benötigen Schaltkreise, die deren korrekte Funktion aufrecht erhalten ([103]). Hierbei ergeben sich Einschränkungen gegenüber Schaltungen mit einer unabhängigen Ansteuerbarkeit aller Schalter einer Phase. Durch die Möglichkeit zur Anwendung beliebiger Schaltmuster können alle durch die Schaltung gegebenen Maschen verwendet werden. Mit der erhaltenen Flexibilität lässt sich die Regeldynamik verbessern. Ebenfalls kann eine gleichmäßige Auslastung der Schalter untereinander erreicht werden ([104]). Insbesondere im Überlappungsbereich mehrerer Maschinenphasen erlaubt ein Aufbau mit unabhängigen Phasen eine größere Freiheit bei der Erregung.

Die geschaltete Reluktanzmaschine zeichnet sich dadurch aus, dass ihr Betrieb in eingeschränktem Maße auch dann möglich ist, wenn nicht alle verfügbaren Phasen angesteuert werden können. Durch die Verwendung unabhängig voneinander ansteuerbarer Phasen lässt sich bei Ausfall einer Phase auf diese Weise ein Notlaufmodus realisieren. Beim Einsatz von Topologien mit verschalteten Phasen ([105]) kann die Schädigung eines Bauteils jedoch den Verlust mehrerer Phasen bewirken.

Innerhalb der Topologie werden je Maschinenphase schaltbare und nicht schaltbare Leistungshalbleiter derart verbunden, dass der Phasenstrom durch den Wechsel zwischen Maschen mit unterschiedlicher Spannung auf einen Zielwert eingestellt werden kann. Dabei lassen sich Spannungen erzeugen, die für eine unipolare oder eine bipolare Ansteuerung genutzt werden. Bei der ausschließlichen Verwendung von Maschen, deren Spannung ungleich Null ist, steigt und fällt der Strom steiler als bei der Verwendung von Nullspannungskreisen („Hardchopping“, siehe [106]). Während der Stromregelung ergibt sich durch die höhere Dynamik des Stromes ein großer Stromrippel, der jedoch durch eine höhere Schaltfrequenz reduziert werden kann. In diesem Fall erhöht sich die Verlustleistung. Neben der Schalthäufigkeit der Leistungshalbleiter kann sich die Verlustleistung zusätzlich durch die Verwendung von ohmschen Widerständen innerhalb der stromführenden Pfade erhöhen. Die Verfügbarkeit von Maschen mit Nullspannung (Freilauf) sorgt hingegen zusätzlich für ein langsames Abfallen des Phasenstromes und somit für eine Entlastung der Schalter („Softchopping“, siehe [106]). Bei der Regelung des Stromes auf einen vorgegebenen Festwert

muss dadurch im Mittel seltener geschaltet werden. Eine verringerte Schalzhäufigkeit senkt die Verlustleistung und damit die Erwärmung der Leistungshalbleiter. Als Folge ergibt sich ein verbesserter Wirkungsgrad. Weiterhin lässt sich die verfügbare maximale Phasenspannung durch eine geeignete Topologie über das Niveau der Zwischenkreisspannung heben ([102]). Dadurch können deutlich steilere Stromanstiege und -abfälle realisiert werden. Die Anwendung derartiger Schaltungen sorgt für einen schnellen Stromaufbau zur Erreichung eines Zieldrehmomentes während ein schneller Stromabbau dafür sorgt, dass die Phase möglichst spät nahe des Maximums der differentiellen Induktivität abgeschaltet werden kann. Das entstehende Teildrehmoment ist somit über einen größeren Leitwinkel wirksam und ein plötzlicher Vorzeichenwechsel des Drehmomentes beim Verlassen der ausgerichteten Position wird vermieden. Auch lagegeberlose Ansteuerungsverfahren, die die Änderung des Stromes auf die positions- und stromabhängige differentielle Induktivität zur Lageschätzung zurückführen (Übersicht siehe [107] und [63]), profitieren von der Messung signifikanter Stromanstiege. Steile Stromanstiege wirken sich jedoch wiederum negativ auf das EMV-Verhalten der Antriebssteuerung aus ([108]).

Durch einen geeigneten Aufbau des Zwischenkreises mit der Möglichkeit zum Abgriff unterschiedlicher Spannungen lassen sich sogenannte Multilevelkonverter aufbauen. Sie erlauben die präzise Einstellung einer Phasenspannung, sind jedoch auch mit einer größeren Anzahl an Bauelementen je Phase verbunden. Für den Betrieb der Schalter werden entsprechend mehr Signalausgänge an der informationsverarbeitenden Einheit benötigt und der Aufwand für die Implementierung und Ausführung einer geeigneten Schaltstrategie steigt ([109]).

Im Fall einer geschalteten Reluktanzmaschine mit der Möglichkeit zur Rekuperation reduziert sich die Menge einsetzbarer Topologien, da nicht alle Schaltungen den Phasenstrom in den Zwischenkreis zurückspeisen können.

I. d. R. können verschiedene Leistungsklassen mit denselben Topologien abgedeckt werden. Unterschiedliche Anforderungen an Spannungsfestigkeit und Stromtragfähigkeit finden bei der Auswahl der Leistungshalbleiter Berücksichtigung.

2.3.4 Relevante Topologien

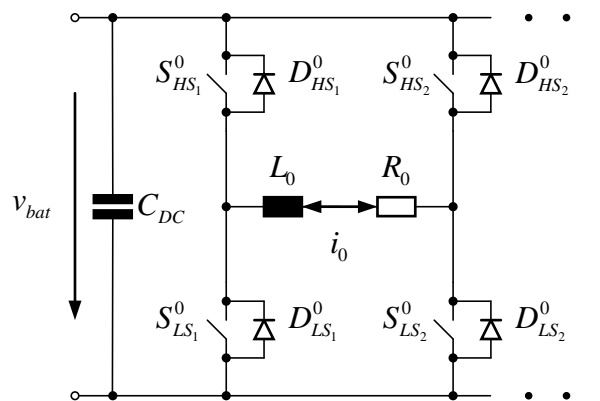
Unterteilung der Topologien

In der Literatur finden sich verschiedene Ansätze zur Systematisierung von Topologien für den Betrieb geschalteter Reluktanzmaschinen. Häufig erfolgt eine Unterteilung nach Anzahl der schaltbaren und nicht schaltbaren Leistungshalbleiter je Maschinenphase ([51]). Andere Quellen unterscheiden nach Art der Kommutierung ([102]).

Als Grundlage für die Auswahl einer geeigneten Schaltung im Rahmen der vorliegenden Arbeit dient die folgende Übersicht über gebräuchliche Topologien. Hierbei wird neben der gemeinsamen Zwischenkreiskapazität nur der elementare Schaltungsblock für je eine Maschinenphase dargestellt. Für Schaltungen, bei denen alle Phasen durch einen weiteren gemeinsamen Schaltungsabschnitt verbunden sind, ist zusätzlich der elementare Schaltungsblock der letzten Maschinenphase eingezeichnet. Die Aufzählung erfolgt im Wesentlichen in absteigender Reihenfolge der Anzahl benötigter Schalter je Maschinenphase. Die häufig in der Literatur zu findenden Begrifflichkeiten der „Highside“ (HS) und der „Lowside“ (LS) kennzeichnen dabei Bauteile, die in der oberen Hälfte oder in der unteren Hälfte der dargestellten Schaltungen an die Maschinenphase angebunden sind. Multilevelkonverter finden vorerst keine Berücksichtigung. Weitere Details sind den angegebenen Quellen zu entnehmen.

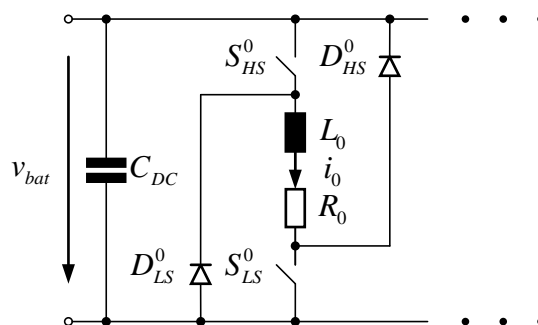
Vollbrücke

Eine Vollbrücke (vgl. Abb. 2.7) enthält vier schaltbare Leistungshalbleiter. Die Mittelpunkte jeweils zweier in Reihe angeordneter Schalter (HS und LS) sind durch eine Maschinenphase miteinander verbunden. Auf diese Weise ergibt sich die Möglichkeit, den Strom über Maschen mit positiver und negativer Zwischenkreisspannung fließen zu lassen. Ebenso sind Freiläufe über die Dioden möglich. Diese übernehmen den Strom zum Abklingen mittels Nullspannungskreis und vermeiden so eine Überlastung der schaltenden Leistungshalbleiter. Im Gegensatz zu den folgenden Topologien kann hierbei der Phasenstrom in beide Richtungen eingeprägt werden ([110]). Zusätzlich besteht die Möglichkeit, die Energie in der Phase zum Laden einer am Zwischenkreis angeschlossenen Batterie zu verwenden.

Abb. 2.7: Aufbau einer Vollbrücke für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine

Asymmetrische Halbbrücke

Die asymmetrische Halbbrücke (vgl. Abb. 2.8) besteht in ihrer einfachsten Form aus einem HS-Schalter und einem LS-Schalter. Über der Reihenschaltung dieser Elemente liegt die Zwischenkreisspannung an. Je nach Ansteuerung bietet sich die Möglichkeit, sowohl die positive als auch die negative Zwischenkreisspannung über der Phase anzulegen. Mithilfe der angeschlossenen Dioden lassen sich zusätzlich zwei Freiläufe nutzen, um den Phasenstrom bei Nullspannung langsam abfallen zu lassen (siehe Softchopping). Die Schaltung kann ebenso für den motorischen und den generatorischen Maschinenbetrieb eingesetzt werden. Hierbei wird je eine asymmetrische Halbbrücke zur Steuerung einer Phase benötigt. Der Betrieb mehrerer Phasen lässt sich somit durch eine Anordnung mehrerer asymmetrischer Halbbrücken mit gemeinsamer Anbindung an den Zwischenkreis realisieren ([3]).

Abb. 2.8: Aufbau einer asymmetrischen Halbbrücke für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine

Split-DC-Supply-Converter

Durch eine Aufteilung der Phase in zwei einzelne Phasen und der Aufteilung des Zwischenkreises in zwei Kapazitäten, lässt sich die asymmetrische Halbbrücke in den Split-DC-Supply-Converter (vgl. Abb. 2.9) überführen. Mithilfe einer Verbindung zwischen den Mittelpunkten der Phasen und der Kapazitäten lässt sich so eine Teilung der Zwischenkreisspannung für jede der entstandenen Phasen erreichen. Neben der Möglichkeit für einen Freilauf, kann diese Topologie ebenfalls in den Zwischenkreis zurückspeisen. Da Phasen paarweise verschaltet werden, eignet sich die beschriebene Anordnung jedoch nur für Maschinen mit gerader Phasenzahl. Weiterhin muss darauf geachtet werden, dass die gestapelten Zwischenkreiskapazitäten nicht ungleichmäßig belastet werden, um stabile Ansteuerungsverhältnisse zu gewährleisten ([111]).

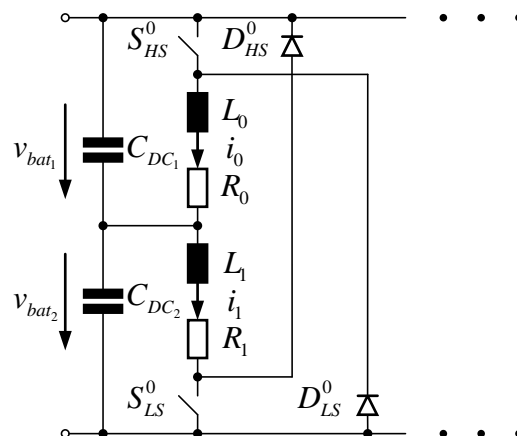


Abb. 2.9: Aufbau eines Split-DC-Supply-Converters für den Betrieb einer Maschine mit gerader Phasenzahl

Topologie mit gemeinsamen Schalter

Für geschaltete Reluktanzmaschinen mit gerader Phasenzahl kommt u. a. eine Anordnung zum Einsatz, bei der zwei Phasen einen gemeinsamen LS-Schalter besitzen, der zwei benachbarten Phasen gleichzeitig die Freigabe erteilt (vgl. Abb. 2.10). Eine Modulation der Phasenspannung kann dann über den jeweils verbleibenden Schalter der Phase vorgenommen werden. Ebenso lassen sich nach diesem Prinzip Schaltungen aufbauen, bei denen zwei Phasen über einen gemeinsamen HS-Schalter verfügen. Zwar lassen sich die Phasen im motorischen Betrieb unabhängig voneinander ansteuern, allerdings bedeutet der Ausfall eines gemeinsamen Schalters den Verlust zweier Phasen. In dieser Ausführung lassen sich jeder Phase 1,5 Schalter zuordnen([105]).

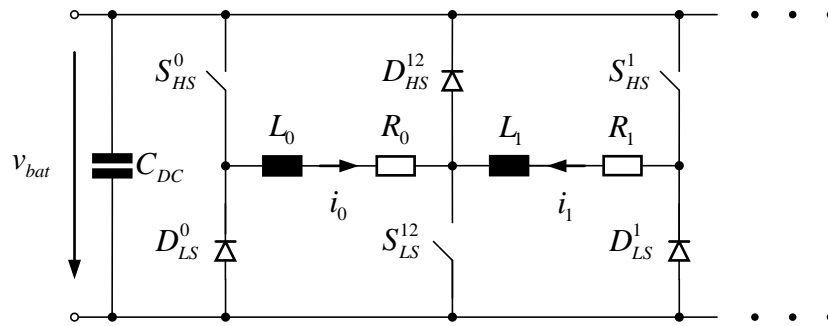


Abb. 2.10: Aufbau einer Topologie mit einem gemeinsamen Schalter für den Betrieb einer Maschine mit gerader Phasenzahl

C-Dump-Converter

Durch den Einsatz eines C-Dump-Converters (vgl. Abb. 2.11) kann die Maschine mit einer Topologie betrieben werden, bei der die theoretische Anzahl der Schalter je Phase mit zunehmender Phasenzahl gegen 1 strebt. Hierbei befinden sich die Phasen in Reihe mit jeweils einem Schalter und sind über eine gemeinsame Diode mit dem Zwischenkreis verbunden. Die Mittelpunkte zwischen den Phasen und ihren Schaltern verbindet ihrerseits je eine Diode mit dem Mittelpunkt zwischen einem zusätzlichen Schalter und einer Kapazität. Diese Anordnung ermöglicht es, den abklingenden Strom bei geöffnetem Phasenschalter zum Laden der Kapazität zu verwenden. Dabei kann durch Betätigung des zusätzlichen Schalters eine höhere Spannung beim Einprägen des Stromes der nächsten Phasen erreicht werden. Dies sorgt für einen schnelleren Stromauf- und Stromabbau ([112]).

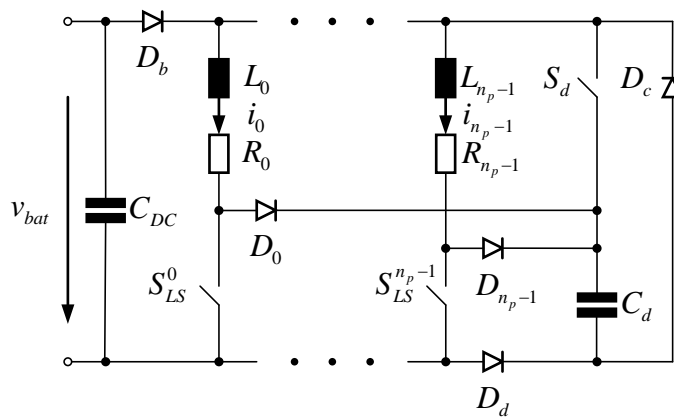


Abb. 2.11: Aufbau eines C-Dump-Converters für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine

R-Dump-Converter

Der R-Dump-Converter (vgl. Abb. 2.12) besteht aus einer Reihenschaltung eines Schalters und einer Phase, die wiederum parallel mit dem Zwischenkreis verbunden ist. Der Zwischenkreis enthält einen mit einer Kapazität in Reihe verschalteten Widerstand. Dabei ist der Mittelpunkt zwischen Phase und Schalter über eine Diode mit dem Mittelpunkt zwischen dem Widerstand und der Kapazität verbunden. Ähnlich der asymmetrischen Halbbrücke lässt sich mit dieser Schaltung die Ansteuerung einer geschalteten Reluktanzmaschine mit beliebiger Phasenzahl realisieren. Allerdings benötigt der R-Dump-Converter nur einen Schalter je Phase. Nach dem Abschalten des Leistungshalbleiters wird die Kapazität geladen. Durch den verwendeten Widerstand verschlechtert sich dabei jedoch der Wirkungsgrad ([51]).

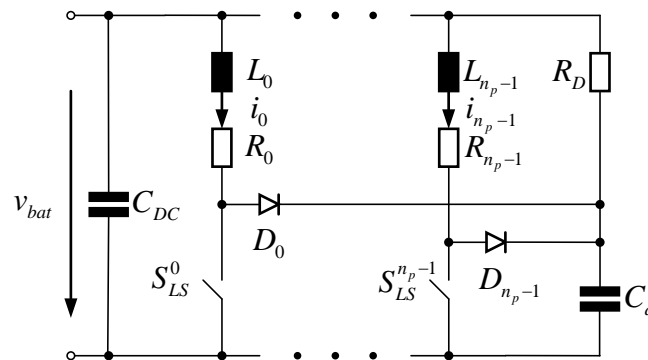


Abb. 2.12: Aufbau eines R-Dump-Converters für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine

Bifilar-Type-Converter

Als weitere Topologie mit nur einem Schalter je Phase ist der Bifilar-Type-Converter (vgl. Abb. 2.13) zu nennen. Hierbei befindet sich ein Schalter in Reihe mit der jeweiligen Phase. Parallel dazu wird eine Reihenschaltung bestehend aus einer weiteren Spule und einer Diode angeordnet. Diese Schaltung besitzt keinen Freilauf für das Abklingen des Stromes innerhalb eines Nullspannungskreises. Zwar kann die im Magnetfeld gespeicherte Energie über die zweite Spule abgebaut werden, allerdings wird der Schalter durch den fehlenden Freilauf belastet([111]).

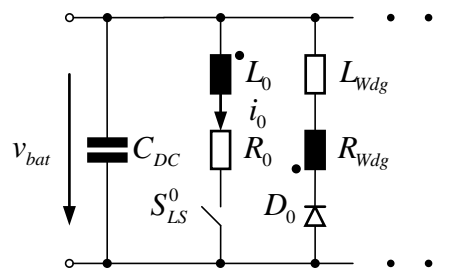


Abb. 2.13: Aufbau einer Topologie basierend auf dem Bifilar-Type-Converter für den Betrieb einer n_p -phasigen Maschine

2.3.5 Anforderungen für die Festlegung der Topologie

Für die Auswahl einer Topologie im Rahmen der vorliegenden Arbeit gelte folgende Grundlage:

- Da die Maschine einfach und kostengünstig gefertigt werden kann, entscheiden die Kosten für die Elektronik über die Wirtschaftlichkeit des Gesamtsystems ([56]). Die Anzahl der Leistungshalbleiter hat somit einen bedeutenden Einfluss auf die Gesamtkosten der Elektronik. Aus diesem Grund besteht das Ziel darin, eine Konfiguration zu ermitteln, die möglichst wenige Schalter benötigt. Bei Verwendung einer Vollbrücke ergeben sich aus Sicht der Ansteuerbarkeit der Phase die gleichen Vorteile wie beim Einsatz einer asymmetrischen Halbbrücke. Durch die Unabhängigkeit der Richtung des Drehmomentes vom Vorzeichen des Phasenstromes, spielt die Möglichkeit zur bipolaren Ansteuerung jedoch eine untergeordnete Rolle.
- Da sich die vorliegende Arbeit mit dem Betrieb im Überlappungsbereich zweier Phasen beschäftigt, wird eine unabhängige Ansteuerbarkeit aller Phasen vorausgesetzt. Insbesondere in der Praxis besteht häufig die Vorgabe eines Fail-Safe-Verhaltens. Die geschaltete Reluktanzmaschine kann dieser Forderung nur bei entsprechender Verschaltung der Bauelemente genügen und so ggf. einen Notlauf des Antriebssystems ermöglichen. Dabei entfallen alle Schaltungen, in denen sich verschiedene Phasen mindestens einen Schalter teilen.
- Topologien, die einen Betrieb mit Softchopping ermöglichen, können die Regelbarkeit des Stromes bei geringeren Schaltfrequenzen verbessern. Durch den gezielten Einsatz eines Nullspannungskreises kann der Strom durch seltenere Stelleingriffe auf einem Sollwert gehalten werden. Dies verringert die Schaltverluste und verbessert das Geräuschverhalten. Da der C-Dump-Converter keine Nullspannung bereitstellt, kann dieser im Folgenden keine Berücksichtigung finden.

Ebenso sorgt ein entsprechender Freilauf für eine Entlastung der geschalteten Leistungshalbleiter und verhindert auf diese Weise eine zu hohe Spannung beim Löschen des Stromes in der Induktivität. Somit schließt sich ebenfalls die Verwendung des Bifilar-Type-Converters aus.

- Die Forderung nach hoher Effizienz bildet die Grundlage für viele kommerzielle Anwendungen. Deshalb findet der R-Dump-Converter keine weitere Betrachtung.
- Da die für diese Arbeit verfügbaren Maschinen jeweils drei Phasen besitzen, entfallen alle Topologien, die nur für die Ansteuerung mit einer geraden Phasenzahl ausgelegt sind (Split-DC-Supply-Converter, Topologie mit geteiltem Schalter).

Aufgrund der oben dargestellten Punkte empfiehlt sich der Einsatz der asymmetrischen Halbbrücke. Alle weiteren Betrachtungen beziehen sich somit ausschließlich auf diese Topologie.

2.3.6 Möglichkeiten der Sensorintegration

Für den Maschinenbetrieb werden je nach Anwendung die Stromwerte an unterschiedlichen Positionen innerhalb der Schaltung benötigt (Abb. 2.14). Hierbei treten insbesondere die Ströme in den Maschinenphasen in den Vordergrund, da diese direkt an der Drehmomentbildung beteiligt sind und das Spulensystem thermisch belasten (Abb. 2.14 c). Der Vorteil bei der Messung des Stromes in der Phase besteht darin, dass der Verlauf des Phasenstromes unabhängig von der Stellung der Schalter zu jedem Zeitpunkt erfasst werden kann. Eine Integration des Sensors in den Halbbrückenein- oder -ausgang sorgt hingegen dafür, dass die Messung des Phasenstromes nur unter Beachtung der Schaltzustände der Leistungshalbleiter durchgeführt werden kann (Abb. 2.14 b, d). In den beschriebenen Fällen ergibt sich hierbei die Notwendigkeit, für jede Maschinenphase einen separaten Sensor zu integrieren, der u. U. höheren Anforderungen an die Spannungsfestigkeit genügen muss.

Für die Ermittlung der Phasenströme werden häufig Sensoren außerhalb der Phasen in den Zweigen der Zu- oder Ableitung platziert (Abb. 2.14 a, e). Um zu verdeutlichen, dass Sensoren an dieser Position einen Messwert für die Ströme aller Phasen liefern können, wird zusätzlich die letzte Maschinenphase dargestellt. Die damit einhergehende Reduzierung des sensorischen Aufwandes senkt zwar die Systemkosten, jedoch ergibt sich analog zu den Fällen in Abb. 2.14 b und Abb. 2.14 d eine Abhängigkeit zwischen den Schaltzuständen der Leistungshalbleiter und der Messung der Phasenströme.

Neben der eindeutigen Erfassung eines Phasenstromes (nur ein Phasenstrom wird über den Sensor gemessen) können hierbei je nach Schalterstellung der Nullstrom (kein Phasenstrom wird über den Sensor gemessen) oder der Summenstrom (mehrere Phasenströme werden gleichzeitig über den Sensor gemessen) ermittelt werden. Sensoren innerhalb der Zu- oder Ableitung können jedoch dazu genutzt werden, um die Gesamtleistungsaufnahme oder -abgabe des Antriebssystems zu bestimmen.

Für die weitere Arbeit wird im Folgenden nur der Fall betrachtet, dass die relevanten Phasenströme bei reduzierter Sensorik außerhalb der Maschinenphasen erfasst werden. Diese Maßnahme senkt die Systemkosten und erhöht die Integrationsdichte im Layout der Elektronik. Die Ansteuerung ohne jegliche Stromsensorik ist nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit.

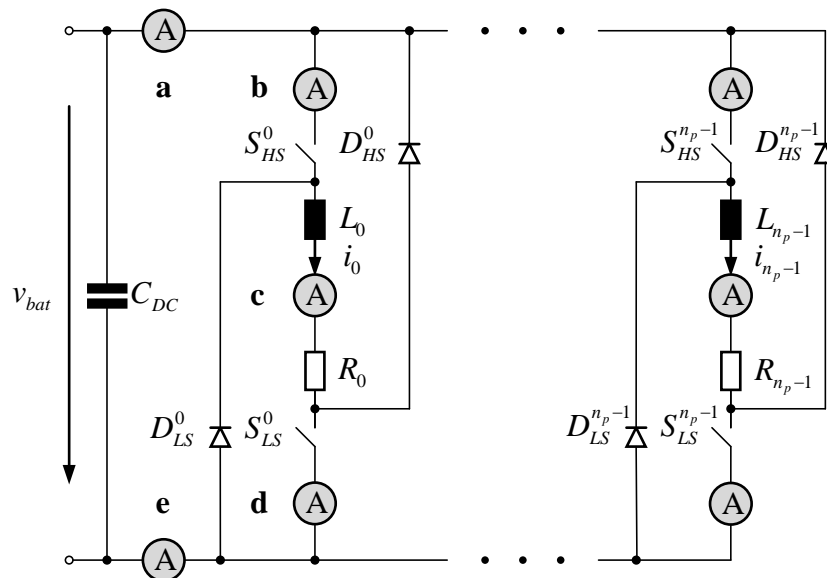


Abb. 2.14: Möglichkeiten der Sensorpositionierung innerhalb der Leistungselektronik am Beispiel der asymmetrischen Halbbrücke

2.3.7 Modifikation der Leistungselektronik

Neben der Einsparung von Leistungshalbleitern kann das System durch eine Reduzierung der Anzahl benötigter Stromsensoren optimiert werden. Der Verzicht auf einen Sensor senkt die Kosten der Elektronik um den Betrag für das Sensorelement. Weiterhin entfallen Bauteile für eventuelle Zusatzbeschaltungen (Verstärker, Filter). Der freiwerdende Platz auf der Leiterplatte kann dadurch bei gleichbleibender Fläche für weitere Komponenten genutzt

werden. Andernfalls lässt sich die Integrationsdichte durch eine Verkleinerung der Platine steigern, was wiederum zu einer kostengünstigeren Elektronikfertigung führt. I. d. R. verlagert die Reduktion von Bauelementen in der Elektronik den Aufwand zur Bereitstellung (Schätzung, Verarbeitung) der Stromwerte in den Bereich der Informationsverarbeitung.

Verschiedene Anordnungen der Stromsensorik in der Schaltung stellen unterschiedliche Strominformationen bereit (vgl. Abb. 2.14). Sensoren, die in Reihe zur Maschinenphase untergebracht sind, liefern keine Messwerte für die Stromistwerte der anderen Phasen. Ebenso kann eine Messung mit Sensoren in der Zu- oder Ableitung nur bei Ansteuerung einer Phase mit positiver (alle Schalter geschlossen) oder negativer (alle Schalter geöffnet) Zwischenkreisspannung durchgeführt werden, da der Phasenstrom nur in diesen Bestromungszuständen über den sensorischen Pfad der Schaltung fließt. Da sich die asymmetrische Halbbrücke u. a. durch die Bereitstellung von Nullspannungskreisen auszeichnet und das weiche Schalten (Softchopping) für den Regelbetrieb nutzbar wird, soll ebenfalls die Möglichkeit zur Erfassung des Stromes im Freilauf bereitgestellt werden. Dies ist mit den beschriebenen Anordnungen bei Verzicht auf Phasenstromsensoren nicht durchführbar und erfordert somit eine Modifikation der Leistungselektronik.

[41] schlägt erstmals eine Variante vor, bei der eine asymmetrische Halbbrücke mit einer veränderten Stromführung die Messung während der Freiläufe erlaubt. Mithilfe einer angepassten Anbindung der Freilaufdioden in der Schaltung lässt sich neben dem Strom der aktiven Hauptphase zusätzlich der Strom einer weiteren Phase messen. Durch eine kurzzeitige Anpassung des Bestromungsmusters durch die Schaltsignale kann in regelmäßigen Abständen ein Wert für den zweiten Strom bereitgestellt werden. Hierbei wird der Fokus jedoch nicht auf die fortlaufende Ermittlung zweier Ströme mit der selben Abtastfrequenz im Überlappungsbereich gelegt. Dadurch lässt sich die Stromregelung von mehr als einem Phasenstrom in diesem Betriebsmodus nur beschränkt durchführen. In Anlehnung an dieses Verschaltungsprinzip wird daher im Rahmen der vorliegenden Arbeit die folgende Modifikation der asymmetrischen Halbbrücke vorgenommen.

Abb. 2.15 zeigt den im Rahmen des vorliegenden Beitrags erarbeiteten Vorschlag einer asymmetrischen Halbbrücken-Schaltung für eine n_p -phasige Maschine ($n_p > 2$). Hierbei wird eine Dual-Sensor-Variante dargestellt, die den sensorischen Aufwand im Gegensatz zur Strommessung mit einem Sensor je Phase bereits reduziert. Es befindet sich sowohl ein Sensor in der Zuleitung vom Zwischenkreis als auch ein Sensor in der Ableitung zur Systemmasse. Die Sensoren sind somit derart in der Schaltung platziert, dass die Ströme zweier benachbarter Phasen im Überlappungsbereich bei verschiedenen Schalterstellungen möglichst oft über den jeweiligen Messzweig mikrokommutieren. Dazu wird zum einen ein Pfad ergänzt,

der den Fußpunkt der unteren Dioden über den unteren Sensor mit der Masse verbindet. Zum anderen werden die Kathoden der oberen Dioden über einen weiteren Zweig mit der Zuleitung verbunden, wodurch der obere Sensor integriert wird.

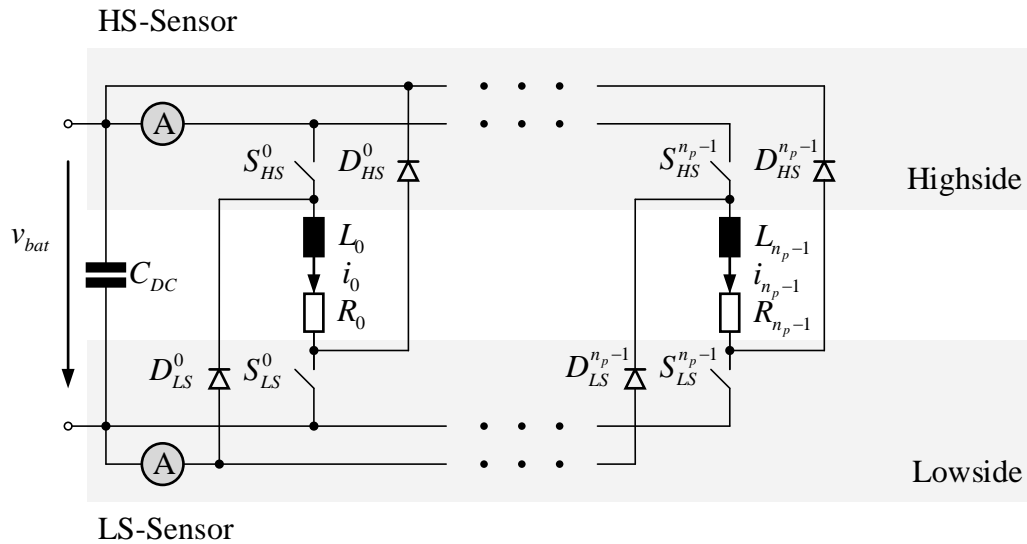


Abb. 2.15: Aufbau der Dual-Sensor-Variante für die Strommessung bei reduzierter Sensorik

Die Erarbeitung von Single-Sensor-Konzepten zur Ansteuerung einer geschalteten Reluktanzmaschine wird in den folgenden Kapiteln auf zwei unterschiedlichen Wegen vorgestellt. Hierbei werden in Anlehnung an die bereits vorgenommene Unterscheidung in Komponenten der Highside und Bauteile der Lowside nun zusätzlich die Stromsensoren (HS- und LS-Sensor) diesen Gruppen zugeteilt. Für das Ausgangssignal der Stromsensoren wird eine Spannung angenommen, wobei das eigentliche Sensorprinzip (vgl. Kap. 1) vorerst unspecified sei.

Da der Strom schaltungsbedingt durch die Dioden nur in einer Richtung durch die Phasen fließt, ergibt sich für die Stromrichtung durch die Sensoren ebenfalls eine Unipolarität bei der Messung des Stromes. Aus diesem Grund reduziert sich die Komplexität bei der Umsetzung einer geeigneten Messschaltung und bei der Auswahl von deren Komponenten, weil auf eine negative Spannungsebene verzichtet werden kann. Ebenso entfallen Bauelemente, die eine Offsetspannung bereitstellen und die positive Spannungsebene in Bereiche unterteilen, mit denen die negative Stromrichtung abgebildet wird.

2.3.8 Strommessung bei reduzierter Sensorik

Im Fall der in Abb. 2.15 dargestellten Anordnung zweier Sensoren innerhalb der modifizierten asymmetrischen Halbbrücke lassen sich die Ströme zweier Phasen nach Abb. 2.16 ermitteln. Dabei kann jeder Strom mithilfe eines eigenen Analog-Digital-Wandlers gemessen werden. Die Erfassung kann simultan durchgeführt werden (vgl. Abb. 2.16 a). Für den Fall, dass die gewählte Zielhardware nur über einen ADC verfügt, muss die Messung beider Ströme sequentiell erfolgen. I. d. R. können die Sensorausgänge via Multiplexing (mux) mit dem Wandler verbunden werden. Die Gesamtdauer der Messung setzt sich somit aus der Summe der Einzelmessungen und der Dauer für zwei Umschaltungen zusammen (Abb. 2.16 b).

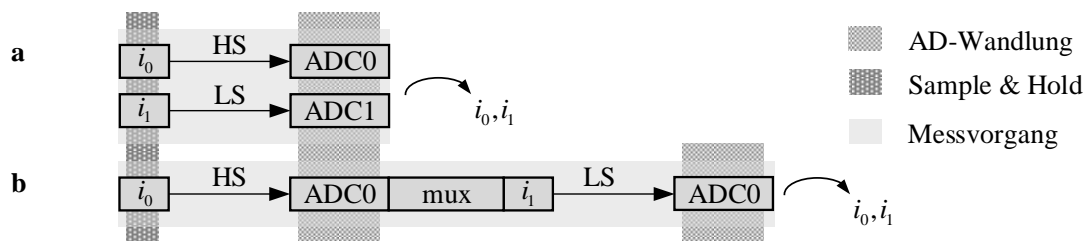


Abb. 2.16: Möglichkeiten zur Messung der Phasenströme

Schaltungszustandsbasierte Betrachtungsweise

Das folgende Kapitel führt eine schaltungszustandsbasierte Betrachtungsweise für die Ansteuerung geschalteter Reluktanzmaschinen unter Nutzung einer verallgemeinerten modifizierten asymmetrischen Halbbrücke ein. Der beschriebene Ansatz soll als allgemeine Entwicklungsvorschrift für eine beliebige Phasenzahl mit einer beliebigen geradzahligem Anzahl von Schaltern dienen. Hierbei soll ein Zusammenhang zur Pulsweitenmodulation hergestellt werden, bei der die rechteckförmigen Ansteuersignale der Leistungshalbleiter als Folge von Schaltungszuständen (Impulsen) aufgefasst werden können. Nach der Erläuterung relevanter Begriffe soll mithilfe einer Auswahl beschriebener Eigenschaften von Schaltungszuständen weiterhin die Grundlage für die nachfolgenden Kapitel erarbeitet werden.

3.1 Verallgemeinerte asymmetrische Halbbrücke

Gegeben sei eine allgemeine n_p -phasige geschaltete Reluktanzmaschine, deren Ansteuerung durch eine modifizierte asymmetrische Halbbrücke mit n_s Schaltern je Phase erfolgt. Dabei wird vorausgesetzt, dass die Anzahl der Schalter gerade ist und der Konverter mit Diodenkopplung realisiert wird. Für den allgemeinen Fall einer asymmetrischen Halbbrücke kann

der Multilevelkonverter mit Diodenkopplung nach [113] betrachtet werden. Somit ergibt sich die in Abb. 3.1 dargestellte verallgemeinerte Topologie als Ausgangspunkt für alle weiteren Betrachtungen.

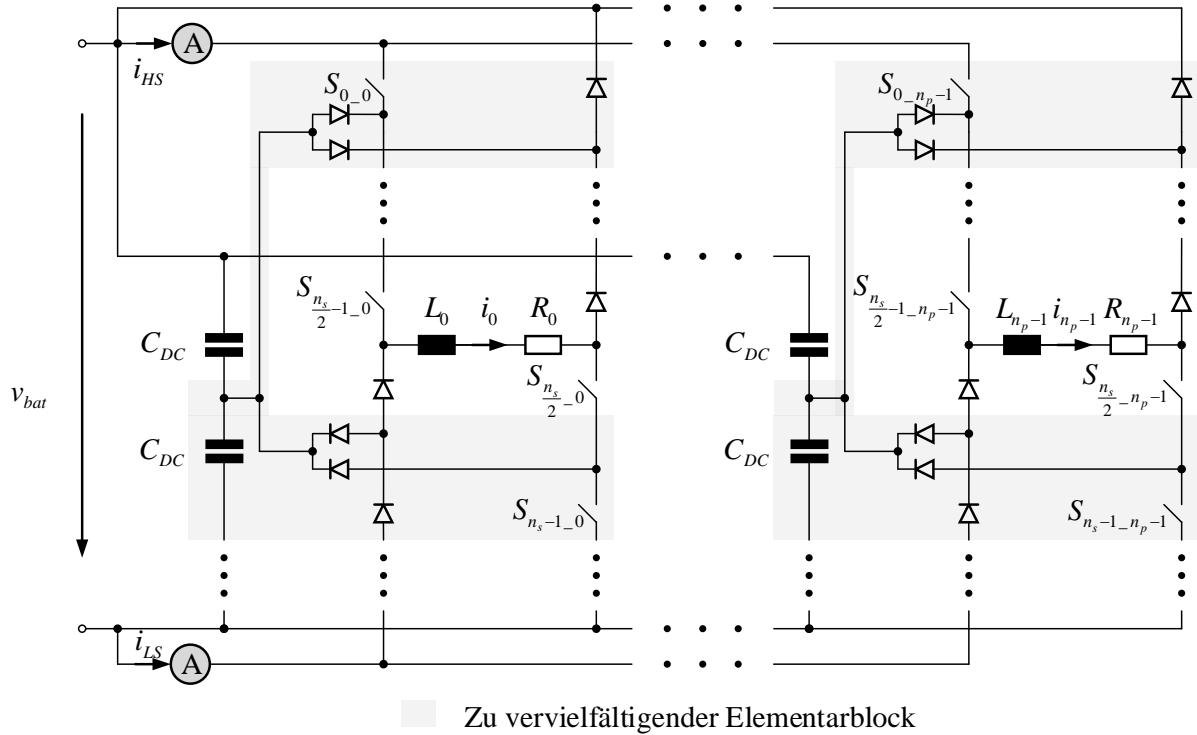


Abb. 3.1: Verallgemeinerung der asymmetrischen Halbbrücke für die Ansteuerung einer n_p -phasigen Maschine

Hierbei dient die Grafik als generische Entwicklungsvorschrift für eine beliebige modifizierte asymmetrische Halbbrücke, wobei die gesamte Topologie für je eine Phase im Inneren aus einer elementaren asymmetrischen Halbbrücke mit $n_s = 2$ Schaltern besteht. Für die Bereitstellung weiterer Spannungspegel muss die Schaltung um Vielfache eines Elementarblocks ergänzt werden. Zur Ansteuerung weiterer Phasen wird die Topologie hingegen entsprechend oft um die rechte Seite der dargestellten Schaltung erweitert.

Unter der Annahme gleicher Kapazitäten bestimmt die Anzahl der je Halbbrücke gestapelten Zwischenkreiskondensatoren n_C die Menge der möglichen Abstufungen der Phasenspannung n_l nach Gl. 3.1.

$$n_l = 2n_C + 1 = n_s + 1 \tag{3.1}$$

Die Anzahl der Dioden kann mit Gl. 3.2 berechnet werden.

$$n_D = 3n_s - 4 \quad (3.2)$$

3.2 Stromführungsmodi einer Halbbrücke

Für die folgenden Ausführungen wird für jeden Schalter ein ideales Schaltverhalten angenommen, wodurch sich $n_{ss} = 2$ relevante Leitzustände ergeben. Für die elektrischen Größen (Spannung über dem Schalter u_s und Strom durch den Schalter i_s) am offenen (S_{x_yopen}) und leitenden ($S_{x_yclosed}$) Schalter gelten Gl. 3.3 und 3.4. S_{x_y} bezeichnet dabei den allgemeinen Schaltzustand eines beliebigen Schalters.

$$S_{x_yopen} = 0, v_s \neq 0, i_s = 0 \quad (3.3)$$

$$S_{x_yclosed} = 1, v_s = 0, i_s \neq 0 \quad (3.4)$$

mit $x = 0 \dots n_s - 1, y = 0 \dots n_p - 1$ und $v_{bat} \neq 0$

Als Stromführungsmodus wird der Bestromungszustand einer Halbbrücke aufgefasst, der sich durch die Stellung der enthaltenen Schalter zu einem bestimmten Zeitpunkt innerhalb einer Ansteuersequenz ergibt. Dabei stellt sich bei gegebenen Spannungs- und Widerstandsverhältnissen ein Strom ein, der über einen durch die Schalter definierten Pfad durch die Maschinenphase und durch weitere Bauelemente fließt. Betrachtet wird jeweils der Fall, bei dem für den Anfangswert des Stromes durch den Schalter und durch die Phase die in Gl. 3.5 formulierte Bedingung gilt.

$$i_s(t = 0) = i_p(t = 0) \neq 0 \quad (3.5)$$

Durch die binäre Ansteuerung der Schalter ergibt sich für die Anzahl der Stromführungsmodi je Halbbrücke n_{modes} der Zusammenhang (Gl. 3.6):

$$n_{modes} = n_{ss}^{n_s} = 2^{n_s}. \quad (3.6)$$

3.3 Zustandsdefinition für eine n_p -phasige SR-Maschine

Unter einem Zustand wird im Folgenden die Gesamtheit aller Stromführungsmodi verstanden, die sich durch die $n_s n_p$ Schalter aller Halbbrücken einer n_p -phasigen SR-Maschine zu einem betrachteten Zeitpunkt ergeben. Mit den bisher getroffenen Annahmen lassen sich auf diese Weise

$$n_{comb} = 2^{n_s n_p} \quad (3.7)$$

Zustände erzeugen, welche als Grundspannungszeiger für die Erzeugung einer mittleren Phasenspannung interpretiert werden. Die Menge dieser Zustände werde mit M_{st} bezeichnet.

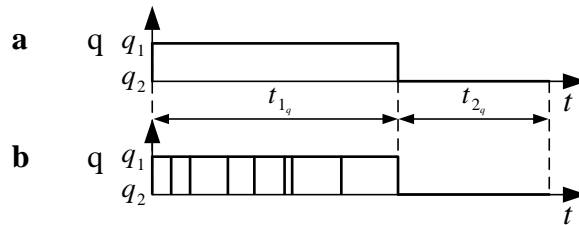


Abb. 3.2: Zusammensetzung eines Rechtecksignals (a) aus einer Folge von Zuständen (b)

Bei der Pulsweitenmodulation (PWM) nach Abb. 3.2 a wechselt eine technische Größe q zwischen zwei Werten (q_1 und q_2). Bei konstanter Frequenz wird die zeitliche Dauer von einem der beiden Werte (t_{1q} und t_{2q}) bezogen auf die Periodenlänge als Tastgrad oder als Tastverhältnis bezeichnet (vgl. Gl. 3.8). Dieses gibt somit die Gesamtbreite der Impulse an, aus denen sich der Rechteckpuls zusammensetzt (vgl. Abb. 3.2 b).

$$t_v = \frac{t_{1q}}{t_{1q} + t_{2q}} \cdot 100 \% \quad (3.8)$$

Aus Sicht der schaltungszustandsbasierten Betrachtung entspricht ein Zustand von infinitesimal kurzer Dauer einem Ausschnitt aus der Ansteuersequenz während dessen die Schaltzustände aller Schalter konstant sind.

In Motorsteueranwendungen wird i. d. R. der zeitliche Mittelwert der Phasenspannung moduliert. Bei Einprägung der Phasenspannung mithilfe der Pulsweitenmodulation wechselt der Wert der Spannung häufig nicht mehr als zweimal innerhalb des Betrachtungszeitraumes (verschobene Schaltsignalrechtecke innerhalb einer PWM-Periode).

In der allgemeinen Darstellung sei im Folgenden auch ein Signalverlauf zulässig, bei dem

beliebig viele Schaltzustandswechsel innerhalb des Betrachtungszeitraumes vorkommen können. Der Begriff der PWM-Periode im konventionellen Zusammenhang ist in dieser Betrachtung somit nicht zu verwenden.

Die beschriebene Auffassung führt zu einem Zustandsvektor \bar{Z} , der im allgemeinen Fall eine beliebige Kombination der zur Verfügung stehenden n_{st} Zustände z_i enthält (Gl. 3.9):

$$\bar{Z} = (z_0, \dots, z_{n_{st}-1}) \quad (3.9)$$

Dabei kann jede Komponente z_i aus dem Vektor \bar{Z} die Form eines Elementes aus der Menge M_{st} annehmen. Es existiert vorerst keine Einschränkung bei der Auswahl und Zuordnung der Elemente. Ebenso kann die zeitliche Dauer T_i eines Zustandes einen beliebigen Wert annehmen. Abb. 3.3 zeigt die Entwicklung des Zustandsvektors aus den zeitlich aufeinanderfolgenden Schaltzuständen aller Schalter der n_p asymmetrischen Halbbrücken. Die Bedeutung der Begriffe **Stromführungsmodus** und **Zustand** ist beispielhaft für z_2 hervorgehoben.

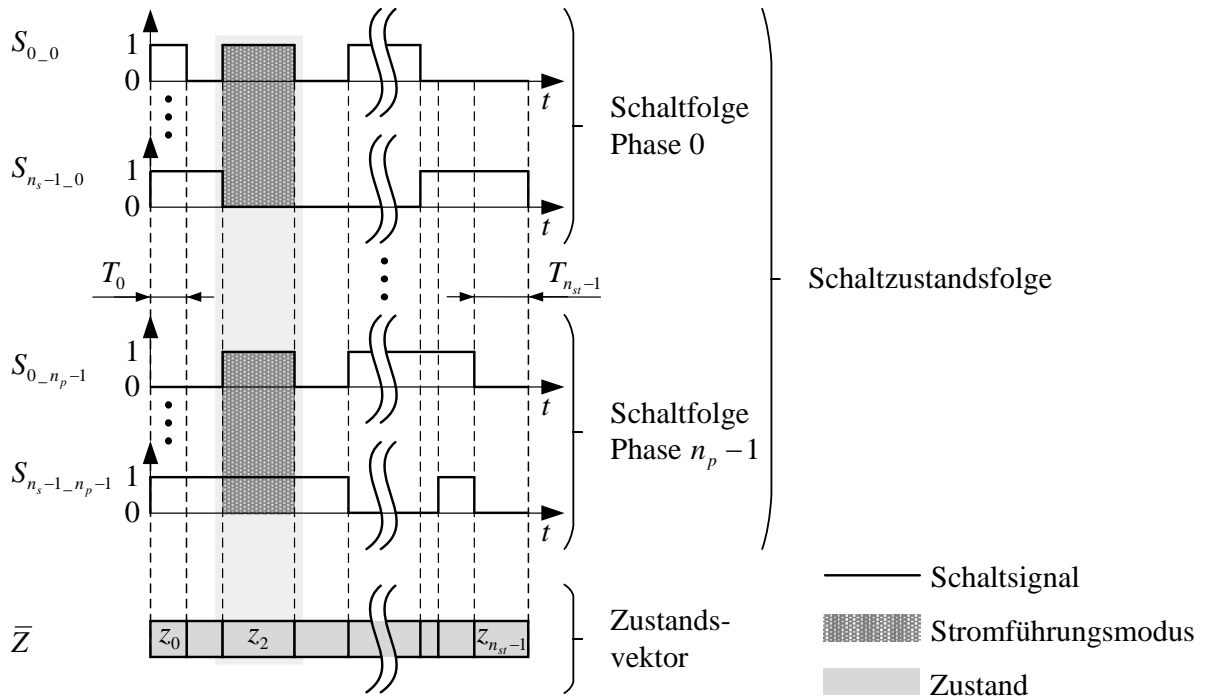


Abb. 3.3: Interpretation einer zeitlichen Abfolge von Schaltzuständen als Zustandsvektor

Dargestellt sind die Schaltzustände der Schalter S_{0_0} bis $S_{n_s-1_0}$ der 0. Maschinenphase bis zu den Schaltzuständen der Schalter $S_{0_{n_p-1}}$ bis $S_{n_s-1_{n_p-1}}$ der $(n_p - 1)$ -ten Maschinen-

phase jeweils als Schaltfolgen. Die Gesamtheit aller Schaltfolgen wird im Zustandsvektor \bar{Z} zusammengefasst.

3.4 Eigenschaften und Zusammenwirken definierter Schaltungszustände

3.4.1 Strommessmöglichkeiten

Durch die Modifikation der Schaltung mit Hinblick auf die Phasenstrommessung bei reduzierter Sensorik ergeben sich je Zustand unterschiedliche Messmöglichkeiten. Hierbei wird der Strom durch den HS-Sensor mit i_{HS} und der Strom durch den LS-Sensor mit i_{LS} bezeichnet.

Da bis zu n_s Ströme gleichzeitig im System fließen können, sind nur die Zustände relevant, bei denen mindestens für einen der beiden Sensoren gilt, dass durch ihn ein Strom fließt. Somit entfallen alle Zustände, für die $i_{HS} \equiv 0 \wedge i_{LS} \equiv 0$ gilt. Andernfalls lässt sich keine direkte Aussage über die tatsächlichen Strommesswerte treffen. Bei einer allgemeinen Betrachtung kann auf diese Weise die Summe der bis zu n_s Ströme über den Sensor gemessen werden. Als Sonderfall gelten Zustände, bei denen nur der Strom einer Phase über den Sensor ermittelt werden kann. Im Gegensatz zur Summenstrommessung lässt sich so die Zuordnung des Messwertes zu einer Phase eindeutig vornehmen.

3.4.2 Spannungsebenen beim Wechsel zwischen den Zuständen

Je nach Ausführung der Halbbrücke stehen nach Gl. 3.1 n_l Spannungsebenen zur Verfügung. Jedem Stromführungsmodus kann dann ein entsprechender Spannungspegel zugeordnet werden. Dabei wird eine Unterteilung der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung v_{bat} vorgenommen, die eine präzisere Einstellung der Phasenspannung v_p ermöglicht. Somit lassen sich für v_p die Spannungspegel 0 V (Freilauf) und $\pm \frac{n}{n_C} v_{bat}$ mit $n = 1 \dots n_C$ (Versorgung der Maschinenphase bzw. Rückspeisung in den Zwischenkreis) erzeugen.

Abb. 3.4 zeigt beispielhaft je einen Stromführungsmodus für zwei unterschiedliche Halbbrücken und die über den Phasen anliegende Spannung. Die wechselseitige Einprägung der so definierten Zustände erlaubt die Einstellung einer Spannung über der Maschinenphase, die durch die verwendeten Zustände erzeugt wird. Für die Betrachtung des allgemeinen

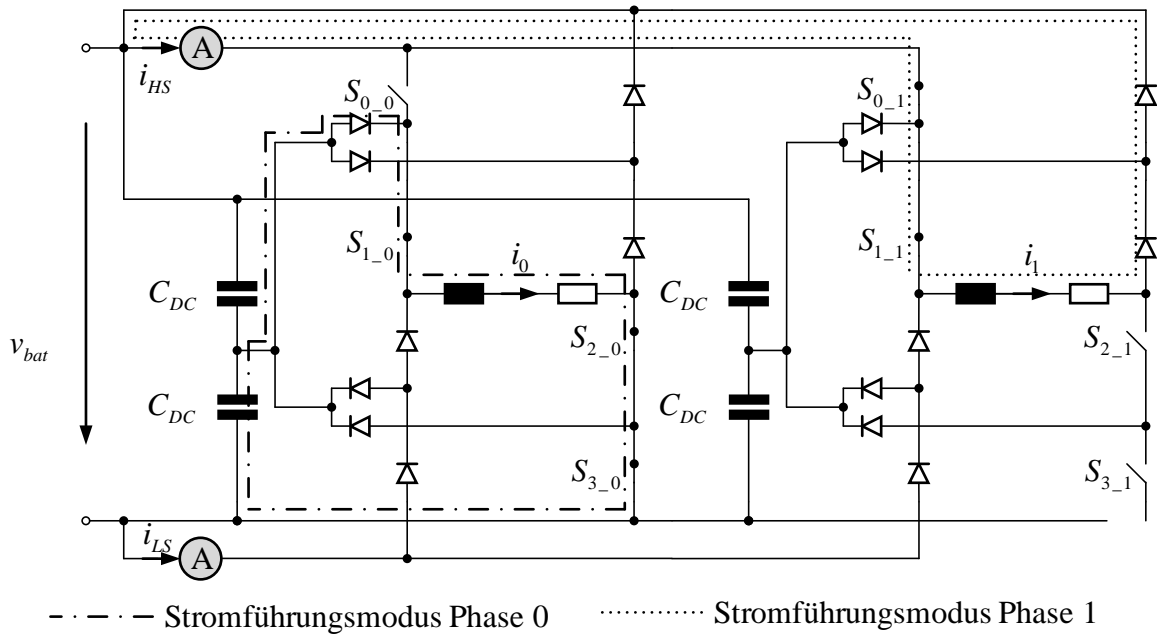


Abb. 3.4: Beispielhafte Stromführungsmodi für eine fiktive zweiphasige Maschine mit den Phasenspannungen $v_0 = \frac{1}{2}v_{bat}$ und $v_1 = 0$

Falls, bei dem n_{st} Zustände innerhalb eines zeitlichen Intervalls nacheinander erzeugt werden, ergibt sich die Phasenspannung $v_p(\bar{Z})$ für jede Phase aus dem zeitlichen Mittelwert der dieser Phase zugehörigen Spannungsanteile v_{i_p} , die wiederum jedem Zustand z_i zugeordnet werden können.

Die Ansteuerungsmuster für das Soft- und Hardchopping lassen sich jeweils als Spezialfall ableiten. Dabei wird das Softchopping als Wechsel zwischen Stromführungsmodi mit maximaler Phasenspannung und der Nullspannung verstanden und aufgrund der flacheren Stromverläufe dem Hardchopping vorgezogen. Beim Hardchopping wird im Gegensatz dazu zwischen Stromführungsmodi der maximalen und der minimalen Phasenspannung gewechselt, was zu hohen Stromspitzen führen kann. Die Spannungsverläufe beider Ansteuerungsmuster können [114] entnommen werden.

Oftmals wird das Softchopping genutzt, um mithilfe des Tastverhältnisses mittlere Spannungen v_p mit $0 < v_p < v_{p_{max}}$ über der Phase einzustellen (Fall 1), was die Stromregelbarkeit einschränkt. Doch auch das Einprägen einer mittleren Spannung v_p mit $v_{p_{min}} < v_p < 0$ lässt sich bei entsprechender Ansteuerbarkeit der Schalter und $i_p \neq 0$ realisieren (Fall 2). Im Kontext der Pulsweitenmodulation lassen sich Fall 1 und Fall 2 an einer asymmetrischen Halbbrücke mit $n_s = 2$ und $n_p = 1$ wie folgt definieren:

- Fall 1: Anlegen eines pulswertenmodulierten Signals an Schalter S_{0_0} mit einem Tastverhältnis $t_{0_0v} \neq 0$ und Anlegen eines pulswertenmodulierten Signals an Schalter S_{1_0} mit einem Tastverhältnis $t_{1_0v} = 1$
- Fall 2: Anlegen eines pulswertenmodulierten Signals an Schalter S_{0_0} mit einem Tastverhältnis $t_{0_0v} = 0$ und Anlegen eines pulswertenmodulierten Signals an Schalter S_{1_0} mit einem Tastverhältnis $t_{1_0v} \neq 0$

Die mit Fall 1 und Fall 2 darstellbaren Spannungsebenen ergeben sich durch den Wechsel zwischen den relevanten Schaltungszuständen ([115]).

Im allgemeinen Fall ergibt sich für die mittlere Spannung $\overline{v_p(\bar{Z})}$ einer Phase p (Gl. 3.10):

$$\overline{v_p(\bar{Z})} = \frac{1}{t_1 - t_0} \int_{t_0}^{t_1} v_{0_p}(t) dt + \dots + \frac{1}{t_{n_{st}-1} - t_{n_{st}-2}} \int_{t_{n_{st}-2}}^{t_{n_{st}-1}} v_{n_{st}-1_p}(t) dt \quad (3.10)$$

Mit $T_i = t_{i+1} - t_i = \text{const}$ und unter der Annahme, dass sich die Phasenspannung $v_{i_p}(t)$ während der Dauer T_i nicht ändert, lässt sich der Sonderfall der mittleren Phasenspannung für konstante Zustandslängen auf Gl. 3.11 zurückführen.

$$\overline{v_p(\bar{Z})} = \frac{1}{n_{st}} \sum_{i=0}^{n_{st}-1} v_{i_p} \quad (3.11)$$

Jeder Zustandsvektor kann durch Vertauschen seiner Elemente (Zustände) in einen Zustandsvektor mit gleicher mittlerer Phasenspannung für alle n_p Phasen überführt werden. Die Berechnung der mittleren Phasenspannung einer Phase p dient dazu, eine Bewertung darüber vorzunehmen, wie genau eine mittlere Referenzphasenspannung $v_{p_{ref}}$ mit der Folge aller Zustände z_i eingestellt werden kann. Für die Vorgabe von Referenzspannungen wird nachfolgend ein Modell zur Veranschaulichung entwickelt.

Bei der gleichzeitigen Ansteuerung von n_p Phasen wird ein Vektorraum \mathbb{R}^{n_p} durch die Einheitsvektoren der über den Zustandsvektor einzustellenden Spannungswerte $v_{p_{ref}}$ mit $p = 0 \dots n_p - 1$ nach Gl. 3.12 aufgespannt.

$$\vec{e}_{0_{ref}} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \vec{e}_{1_{ref}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \dots, \vec{e}_{n_p-1_{ref}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Dazu wird die Menge aller $v_{p_{ref}}$ im Spannungsvektor \vec{v}_{ref} nach Gl. 3.13 zusammengefasst. Die Spitze von \vec{v}_{ref} zeigt auf den Vektor \vec{Z} , der eine Folge von Zuständen z_i enthält, die zur Einstellung der vorgegebenen Referenzphasenspannungen $v_{0_{ref}}$ bis $v_{n_p-1_{ref}}$ erzeugt wird.

$$\vec{v}_{ref} = \begin{pmatrix} v_{0_{ref}} \\ \vdots \\ v_{n_p-1_{ref}} \end{pmatrix} = v_{0_{ref}} \vec{e}_{0_{ref}} + \dots + v_{n_p-1_{ref}} \vec{e}_{n_p-1_{ref}} \quad (3.13)$$

Abb. 3.5 illustriert den Vektorraum beispielhaft für den Fall $n_p = 2$.

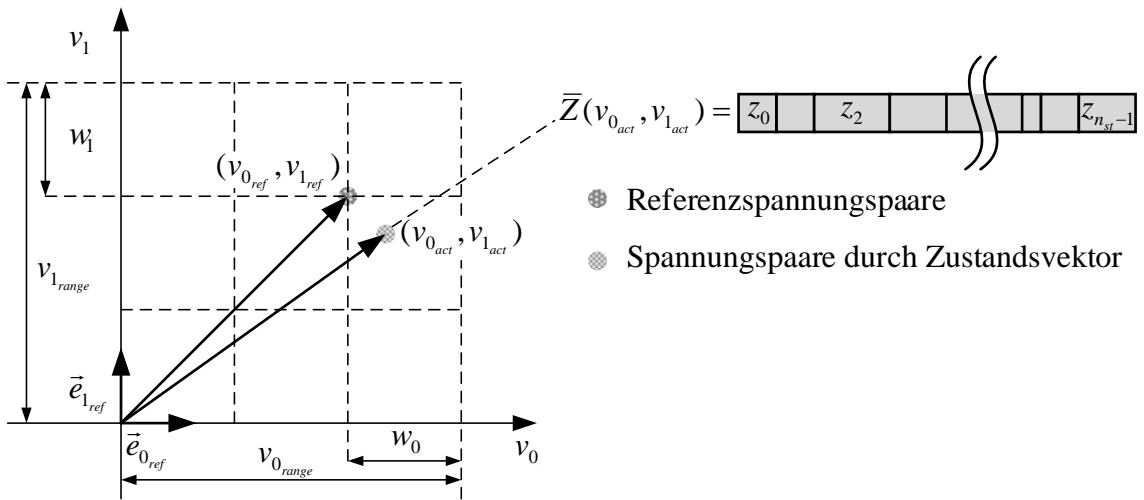


Abb. 3.5: Vektorraum für den Fall, bei dem sich zwei Phasen im Überlappungsbetrieb befinden

Für die Phasen wird je ein Wert $(v_{0_{ref}}, v_{1_{ref}})$ für die Spannung (v_0, v_1) vorgegeben, die durch die Zustände innerhalb des Zustandsvektors angenähert wird. Die Vorgabe erfolgt jeweils aus dem zur Verfügung stehenden Spannungsbereich $(v_{0_{range}}, v_{1_{range}})$ mit einer festgelegten Schrittweite (w_0, w_1) . Durch die Verwendung diskreter Zustände mit nicht infinitesimal kleinen Zustandslängen kann nicht jedes geforderte Spannungspaar durch den Spannungsmittelwert der im Zustandsvektor befindlichen Zustände exakt eingestellt werden. Somit ergeben sich ggf. abweichende Spannungswerte für einen gegebenen Zustandsvektor $(v_{0_{act}}, v_{1_{act}})$. Die Genauigkeit, mit der die Spannungen eingestellt werden können, hängt von der Länge und Anzahl der einzelnen Zustände ab.

3.4.3 Schaltbetrieb

Bei der Ansteuerung von Leistungshalbleitern nimmt die Verlustleistung mit steigender Schalthäufigkeit zu. Eine Folge von Zuständen innerhalb eines Zustandsvektors kann eine Änderung der Schaltsignale bei jedem Zustandswechsel hervorrufen. Unter Einhaltung der vorgegebenen Sollspannungen tritt dadurch eine erhöhte Schalthäufigkeit auf. Für den allgemeinen Fall mit n_s Schaltern und n_p Phasen bedeutet das Vertauschen von Zustände eine Änderung im Schaltmuster, sodass mehrere Schaltzustandswechsel an unterschiedlichen Stellen auftreten können und somit nicht zur Minimierung der Schalthäufigkeit aller beteiligten Bauelemente beigetragen wird.

In vielen Anwendungen mit $n_s = 2$ kommen Bootstrap-Schaltungen zum Einsatz, die für die Ansteuerung des Highside-Schalters genutzt werden. Hierbei kann eine unabhängige Betätigung von Highside- und Lowside- Schalter nur in begrenztem Maße vorgenommen werden, da die Bootstrap-Kapazität stets ausreichend geladen sein muss, um den Leistungshalbleiter der Highside korrekt schalten zu können. Dieser Umstand führt zwangsläufig zu einer ungleichmäßigen Auslastung der Schalter, was eine stärkere Erwärmung des höher frequentierten Halbleiters zur Folge hat. Asymmetrische Halbbrücken, in denen beide Schalter unabhängig voneinander geschaltet werden können ([109]), bieten hingegen die Möglichkeit, gleiche Sollspannungen mithilfe unterschiedlicher Zustandskombinationen einzuprägen, sodass die Auslastung von Highside- und Lowside- Schaltern angeglichen werden kann. Auf diese Weise kann zwischen Mustern mit gleicher Wirkung gewechselt werden, um die übermäßige thermische Belastung durch die Schaltverluste eines Schalters zu reduzieren.

Bei der Verwendung einer allgemeinen asymmetrischen Halbbrücke mit $n_l > 3$ muss darauf geachtet werden, dass die Zwischenkreiskapazitäten im Betrieb gleichmäßig belastet werden. Die Verwendung von Zuständen, die eine übermäßige Inanspruchnahme einzelner Kondensatoren zur Folge hat, vermindert deren bereitgestellte Spannung. Ohne die Berücksichtigung dieses Umstandes verlieren die verwendeten Zustände ihre Wirkung beim Einprägen einer vorgegebenen Spannung. Eine Lösung zur Erhaltung der Spannungsbalance über den Zwischenkreiskapazitäten wurde in [109] umgesetzt.

3.4.4 Speicherplatzbedarf bei der Verwaltung von Schaltungszuständen

Für den Betrieb einer geschalteten Reluktanzmaschine muss die Menge aller Zustandsvektoren im Speicher der ansteuernden Hardware abgelegt werden. Der Speicherbedarf einer Folge

von Zuständen wird als grundlegende Eigenschaft für die Bewertung der Implementierbarkeit betrachtet. Deshalb soll im Folgenden der notwendige Speicher für die Gesamtheit aller Zustandsvektoren ermittelt werden. Hierbei wird angenommen, dass alle Zustandsvektoren die gleiche Anzahl von Zuständen enthalten.

Bei einer zur Verfügung stehenden maximalen Phasenspannung von $v_{pmax} = v_{bat}$ und einer daraus abgeleiteten minimalen Phasenspannung von $v_{pmin} = -v_{bat}$ berechnet sich der nutzbare Spannungsbereich v_{prange} für eine Phase p nach Gl. 3.14.

$$v_{prange} = v_{pmax} - v_{pmin} = 2v_{bat} \quad (3.14)$$

Unter Verwendung der allgemeinen Schrittweite w_p für die Aufteilung des Spannungsbereiches einer Phase p ergibt sich die Anzahl der Schritte nach Gl. 3.15.

$$n_{psteps} = \text{int} \left(\frac{v_{prange}}{w_p} \right) + 1 \quad (3.15)$$

Wird zur Vereinfachung vorausgesetzt, dass für alle Phasen die gleiche Schrittweite verwendet wird, ergibt sich die Anzahl der zu speichernden Zustandsvektoren für den Vektorraum mit diskreter Schrittweite zu

$$n_{vec} = (n_{psteps})^{n_p}. \quad (3.16)$$

Mit der Anzahl der Bits n_{bits} , die zur Speicherung eines Zustandsvektors nötig sind, kann der erforderliche Speicherbedarf nach Gl. 3.17 berechnet werden.

$$n_{bitsTot} = n_{bits} \left(\text{int} \left(\frac{2v_{bat}}{w_p} \right) + 1 \right)^{n_p} \quad (3.17)$$

Der Wert n_{bits} richtet sich nach der Art wie die gesamte Schalterkonfiguration einer asymmetrischen Halbbrücke durch den Zustandsvektor abgebildet wird. Abb. 3.6 stellt den Zusammenhang nach Gl. 3.17 für die Ansteuerung einer fiktiven geschalteten Reluktanzmaschine mit $n_p = 2$ grafisch dar.

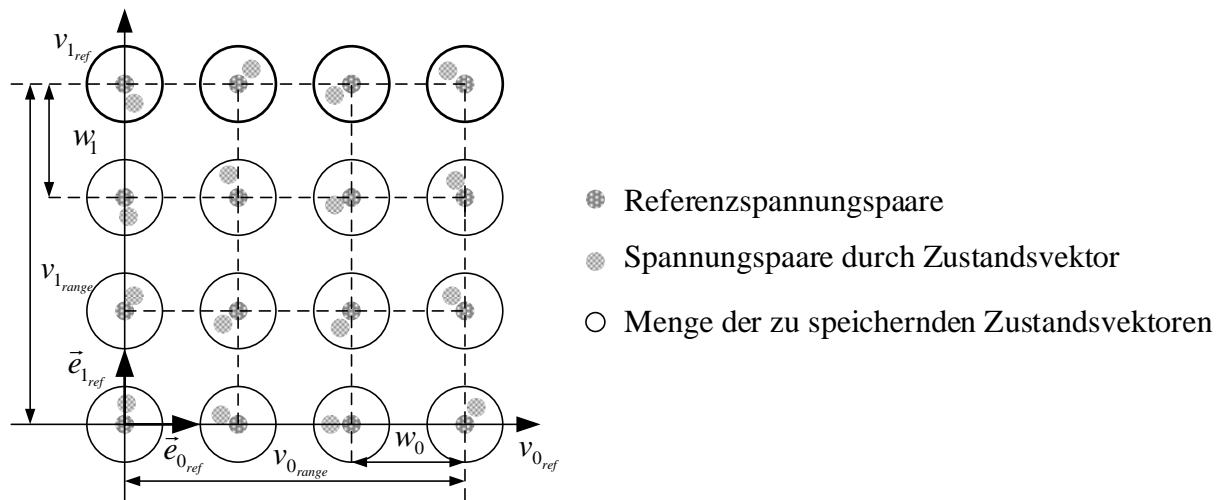


Abb. 3.6: Menge aller zu speichernden Zustandsvektoren (Gitterpunkte) für zwei Phasen (Darstellung nur für $v_{0,ref} \geq 0$ und $v_{1,ref} \geq 0$)

3.4.5 Weitere Eigenschaften

Bestromungszustände oder Kombinationen von Schaltzuständen lassen sich bezüglich weiterer Eigenschaften charakterisieren. Neben den für diese Arbeit ausgewählten Merkmalen kann eine Einteilung ebenfalls durch folgende Eigenschaften vorgenommen werden:

- Stromverlauf, Stromrippel, Klirrfaktor elektrischer Größen
- magnetische Wirkung
- mechanische Bedeutung (Schwingungsanregung und Geräuschemission)
- Fähigkeit zur Balance der Spannungen über den gestapelten Zwischenkreiskapazitäten

3.5 Verwaltung von Zuständen

Für die Implementierung von Algorithmen auf der Basis von Bestromungszuständen ergibt sich die Notwendigkeit, diese Zustände zu verwalten und einen Zugriff auf die beschriebenen Eigenschaften zu ermöglichen. Aus diesem Grund wird im Folgenden die Gesamtheit aller Schalterzustände als binäre Zahl interpretiert, deren entsprechende dezimale Darstellung für die Vergabe von Zustandsnummern genutzt wird.

Ausgehend von der allgemeinen Darstellung der asymmetrischen Halbbrücke mit n_s Schaltern für jede der n_p Phasen ergibt sich für die Berechnung der Zustandsnummer h_{st} Gl. (3.18).

$$h_{st} = \sum_{y=0}^{n_p-1} \sum_{x=0}^{n_s-1} (S_{x_y} 2^{n_s n_p - y n_s - x - 1}) \quad (3.18)$$

Dabei wird die Dezimalzahl aus einem Bitstring erzeugt, der sich durch das phasenweise Durchlaufen der Schalterstellungen jedes Schalters ergibt. Abb. 3.7 stellt die Ermittlung der Zustandsnummer nach Gl. 3.18 beispielhaft dar.

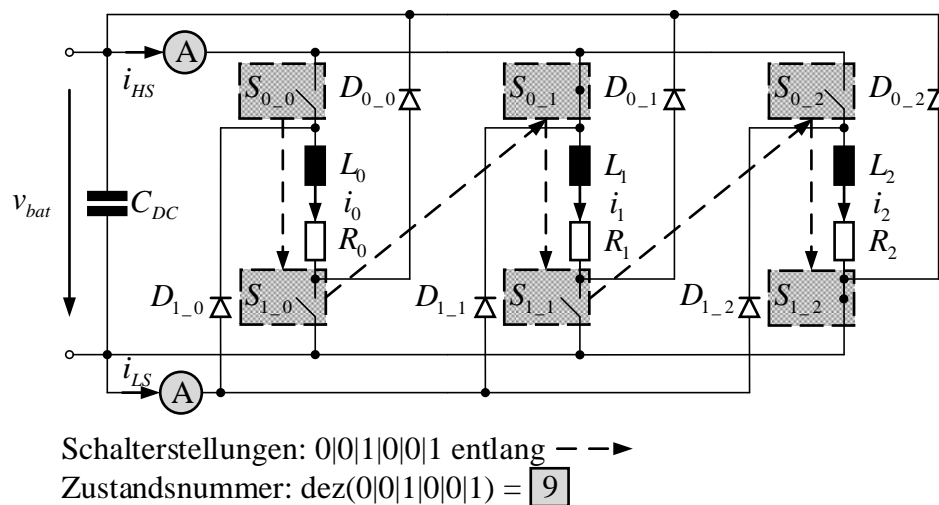


Abb. 3.7: Ermittlung der Zustandsnummer für einen gegebenen Bestromungszustand der asymmetrischen Halbbrücke mit $n_s = 2$ und $n_p = 3$

Auf diese Weise kann ein Zustandsobjekt mithilfe seiner Zustandsnummer (Index) verwaltet werden, wobei diese Nummer einen direkten Zugriff auf die Schaltzustände aller Schalter dieses Zustandes erlaubt.

3.6 Eingrenzung der Phasenzahl

Für die vorliegende Arbeit lässt sich die Anzahl der im Zustandsvektor berücksichtigten Phasen auf die Anzahl der im Überlappungsbereich aktiven Phasen n_{ov} beschränken. Außerhalb dieses Bereiches wird angenommen, dass höchstens eine Phase aktiv ist.

Entwicklung eines Konzeptes zur Single-Sensor-Stromregelung

Das folgende Kapitel beschreibt schrittweise die Erarbeitung eines Konzeptes zur Maschinensteuerung mithilfe eines Stromsensors über einen empirischen Ansatz. Durch eine Analyse der Strompfade zweier Phasen sollen die innerhalb einer PWM-Periode gleichseitig angeordneten Schaltsignale in eine wechselseitige Anordnung überführt werden. Dies erlaubt die Messung mehrerer Ströme, um deren Messwerte einer Regelung zur Verfügung zu stellen. Die in Kap. 2 vorgestellte modifizierte asymmetrische Halbbrücke dient hierbei als Ausgangspunkt für alle weiteren Betrachtungen.

4.1 Ansteuertopologie

Für die empirische Entwicklung eines Konzeptes zur Single-Sensor-Stromregelung wird ein dreiphasiger geschalteter Reluktanzmotor über die in Abb. 4.1 dargestellte Topologie angesteuert. Dabei kann die Phasenleistung über je zwei Schalter einer Halbbrücke individuell bereitgestellt werden, wobei das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter als ideal angenommen wird. Der Spannungsabfall über den Freilaufdiolen wird nicht betrachtet. Das Verhalten der jeweiligen Phasen kann mithilfe eines PT1-Gliedes durch die vorliegende RL-Kombination

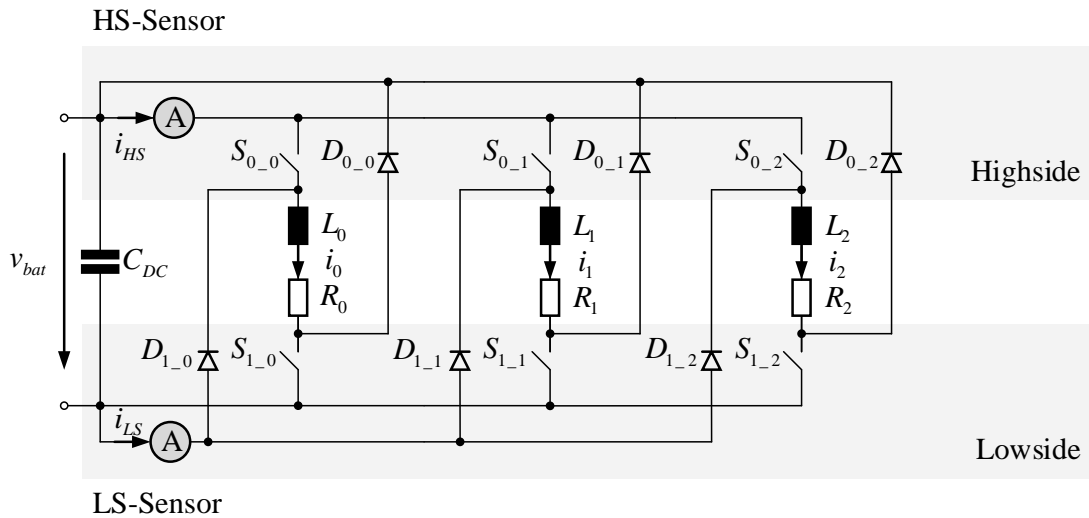


Abb. 4.1: Modifizierte Ansteuertopologie mit HS- und LS-Stromsensor

nachgebildet werden, wenn die Änderung der Induktivität und die des Widerstandes im Betrachtungszeitraum als hinreichend klein vorausgesetzt werden kann. Die Schaltung wird über einen Zwischenkreiskondensator an die Versorgung angeschlossen.

Die in Abb. 4.1 dargestellte Schaltung erlaubt den Betrieb einer dreiphasigen geschalteten Reluktanzmaschine mit zwei Stromsensoren. Sie kann durch entsprechende Vervielfachung der in Abb. 2.15 gezeigten Grundelemente oder durch eine Ableitung der in Abb. 3.1 vorgestellten verallgemeinerten asymmetrischen Halbbrücke entwickelt werden.

4.2 Stromführungsmodi für eine Phase

Für einen Leistungsschalter können zwei Schaltzustände erzeugt werden. Dabei kann der Strom im eingeschalteten Schaltzustand durch den Schalter fließen, während der Stromfluss im ausgeschalteten Schaltzustand unterbunden wird. Durch die Anordnung zweier Leistungsschalter in jeder Phase ergeben sich somit vier Stromführungsmodi, in denen der Phasenstrom über unterschiedliche Bauelemente der Schaltung geleitet wird (vgl. Abb. 4.2). Dabei wird angenommen, dass für den Anfangswert des Stromes i_{pIV} zum jeweiligen Umschaltzeitpunkt beim Wechsel in den betrachteten Schaltzustand $i_{pIV} \neq 0$ gilt. Die Dauer des Stromübergangs beim Wechsel von einem in den nächsten Schaltzustand wird vorerst als unendlich klein betrachtet.

Je nach Schalterstellung lassen sich verschiedene Spannungsebenen aus dem Zwischenkreis auf die jeweilige Motorphase abbilden. Dabei kann eine Trennung vom Zwischenkreis er-

folgen, die für einen Freilauf des Phasenstromes sorgt und somit Spannungsspitzen beim Schalten der Leistungshalbleiter unterbindet. Die Stromrichtung durch die Phase bleibt jedoch bis auf die Zeitspanne beim Übergang der Dioden vom leitenden in den sperrenden Zustand konstant.

Die Dynamik der Ausgleichsvorgänge wird durch den Phasenwiderstand und die Phaseninduktivität bestimmt, wobei sich der Phasenwiderstand aus der Summe der beteiligten Einzelwiderstände im Strompfad zum betrachteten Zeitpunkt ergibt. Je nach Ausführung des Sensorprinzips kann der Widerstand des Sensors neben den Einzelwiderständen der stromführenden Komponenten mit in die Berechnung des Gesamtwiderstandes eingehen. Eine Temperaturabhängigkeit des Widerstandes wird nicht betrachtet. Die Induktivität variiert hingegen nichtlinear mit dem Phasenstrom und der Rotorposition.

Bei der vorliegenden Topologie fließt der Phasenstrom in allen Stromführungsmodi entweder über den HS-Sensor oder über den LS-Sensor und kann dadurch zu jedem Zeitpunkt messtechnisch erfasst werden.

Für die dargestellten Stromführungsmodi können die nachfolgend aufgeführten Eigenschaften nach Abb. 4.2 festgestellt werden. Dabei zeigt sich, dass die vorliegende Anordnung der Sensoren geeignet ist, um den Phasenstrom in allen Stromführungsmodi einer Phase entweder über den HS- oder den LS-Sensor zu erfassen.

- Abb. 4.2 a: Beide Schalter sind offen und sorgen für einen Stromfluss von der Motorphase zurück in den Zwischenkreis. Dabei fließt der Strom vom unteren Fußpunkt der Zwischenkreisanbindung durch den LS-Sensor, die LS-Diode, die angeschlossene Motorphase und die HS-Diode in den oberen Verbindungspunkt des Zwischenkreises. Da der Phasenstrom in Richtung der Quelle zurückgespeist wird, ändert sich das Vorzeichen für die über der Phase anliegende Spannung und sorgt somit für einen schnellen Stromabbau. Der in Abb. 4.2 vernachlässigte Übergang der Dioden in den Sperrbetrieb, nachdem der Strom abgeklungen ist, lässt den Strom kurzzeitig in umgekehrter Richtung durch die Phase fließen. Für die Erfassung des Stromes kann der LS-Sensor genutzt werden ($i_{LS}(t) \equiv i_p(t)$). Der HS-Sensor liegt nicht im Strompfad und findet somit keine Berücksichtigung bei der Messung ($i_{HS}(t) \equiv 0$).
- Abb. 4.2 b: Der LS-Schalter ist geschlossen, während der HS-Schalter den Phaseneingang vom oberen Verbindungspunkt des Zwischenkreises trennt. Durch das Bestreben der Induktivität, den Stromfluss aufrecht zu erhalten, fließt der Phasenstrom über die LS-Diode wie unter Abb. 4.2 c zurück in die angeschlossene Motorphase. Da eine Trennung vom Zwischenkreis besteht, wird der Strom in der Phase langsam gelöscht.

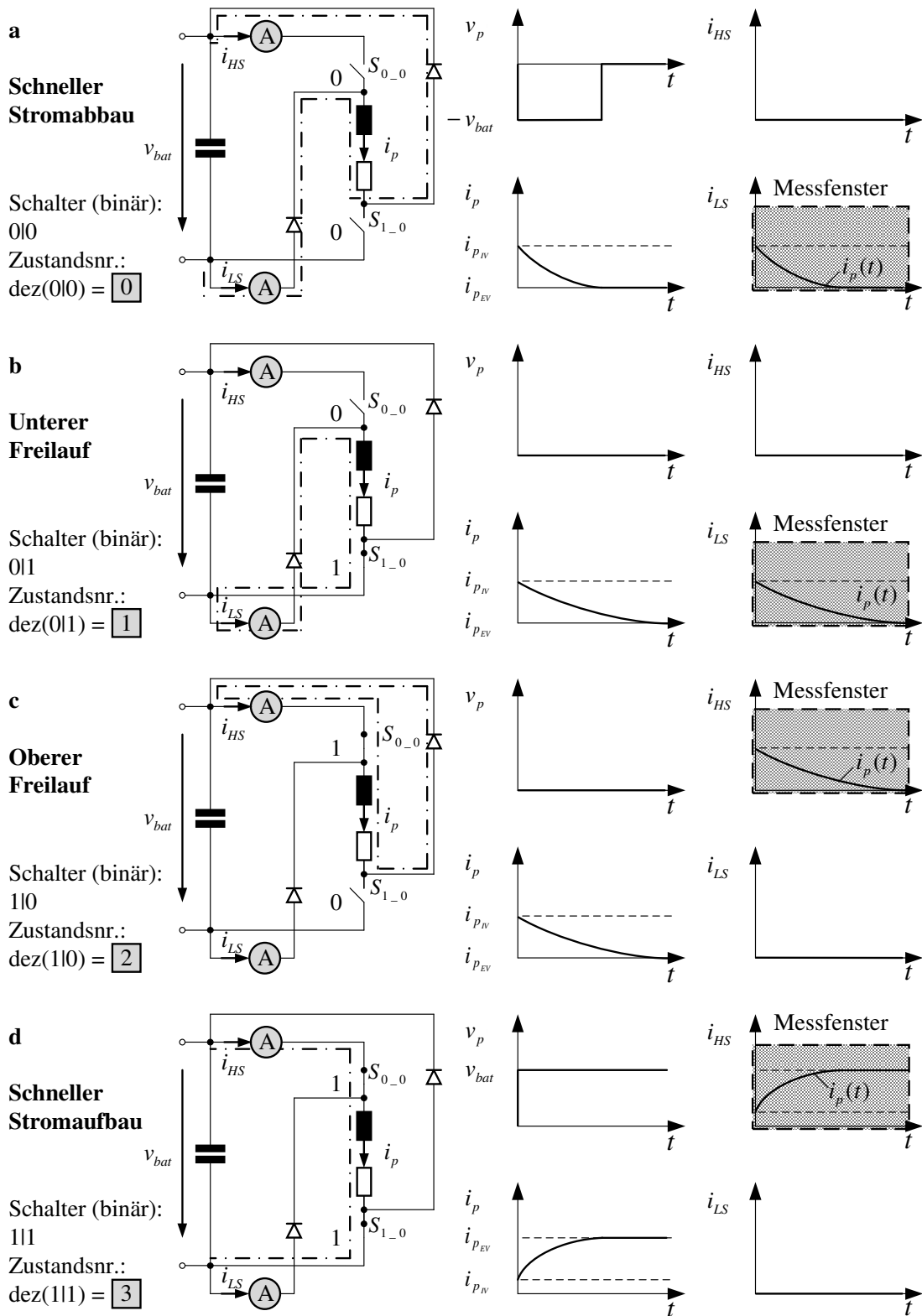


Abb. 4.2: Stromführungsmodi einer Phase und zugehörige Messmöglichkeiten

Dieser Stromführungsmodus wird als unterer Freilauf bezeichnet. Die Messung des Stromes kann hierbei nur über den LS-Sensor erfolgen ($i_{LS}(t) \equiv i_p(t)$).

- Abb. 4.2 c: Der HS-Schalter ist geschlossen, während der LS-Schalter den Phasenausgang vom unteren Verbindungspunkt des Zwischenkreises trennt. Durch den Abbau der in der Induktivität gespeicherten Energie fließt der Phasenstrom über die HS-Diode zurück in die angeschlossene Motorphase. Im entstehenden Nullspannungskreis werden die betrachteten Elemente vom Zwischenkreis entkoppelt, wodurch ein langsamer Stromabbau im oberen Freilauf durch die fehlende Erregung der Phase ermöglicht wird. Die Messung des Stromes kann in diesem Fall nur über den HS-Sensor erfolgen ($i_{HS}(t) \equiv i_p(t)$).
- Abb. 4.2 d: Beide Schalter sind geschlossen und ermöglichen einen schnellen Stromaufbau durch die Phase, bei dem der Strom durch die Anbindung an den Zwischenkreis mit v_{bat} eingepreßt wird. Hierbei fließt dieser vom oberen Verbindungspunkt des Zwischenkreises durch den HS-Sensor, den HS-Schalter, die angeschlossene Phase und den LS-Schalter zum unteren Fußpunkt des Zwischenkreises. Durch die Beaufschlagung der Motorphase mit der Zwischenkreisspannung steigt der Strom ausgehend von einem Anfangswert i_{pIV} auf einen Endwert i_{pEV} . Letzterer wird durch die angelegte Spannung und den Widerstand mit v_{bat}/R_p begrenzt. Im Zeitintervall, in dem der betrachtete Stromführungsmodus aktiv ist, kann der Phasenstrom über den HS-Sensor gemessen werden ($i_{HS}(t) \equiv i_p(t)$), während der LS-Sensor einen Wert für den Nullstrom liefert ($i_{LS}(t) \equiv 0$).

Für die Ansteuerung einer Motorphase können beliebige Kombinationen der in Abb. 4.2 a - d dargestellten Fälle auftreten, weshalb im Folgenden Grundzyklen von Zuständen für die Spannungseinprägung betrachtet werden. Als Zyklus werde dabei eine Abfolge von Zuständen bezeichnet, deren Gesamtdauer konstant bleibt. Die zeitliche Länge der einzelnen Zustände innerhalb eines Zyklus kann im Allgemeinen variieren, wodurch sich auf diese Weise ein pulsweitenmoduliertes Signal zur Ansteuerung der Leistungsschalter erzeugen lässt. Die Dauer eines beliebigen Zustandes zweier aufeinanderfolgender Zustände bezogen auf deren Gesamtdauer definiert das Tastverhältnis (vgl. Gl. 3.8).

Abb. 4.3 zeigt drei Kombinationen der oben genannten Zustände, die eine aktive Beeinflussung des Stromes mit $u_p \geq 0$ ermöglichen. Dabei lassen sich der prinzipielle Stromverlauf und die resultierenden Messmöglichkeiten während der Anwendung eines Zyklus ablesen.

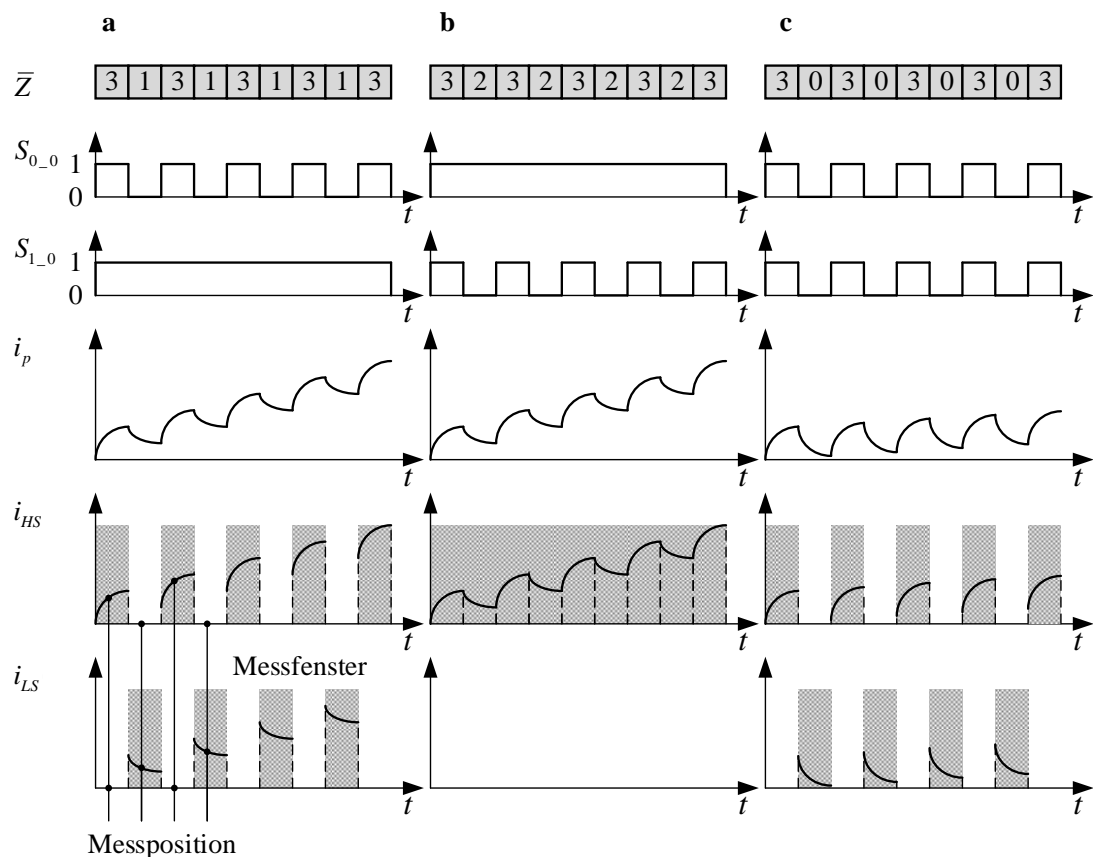


Abb. 4.3: Phasen- und Messstromverlauf bei unterschiedlichen Ansteuerschemata

- Abb. 4.3 a und Abb. 4.3 b beinhalten je einen Schalter, der seinen Schaltzustand innerhalb eines Zyklus konstant hält, während der andere seinen Schaltzustand fortlaufend ändert. Somit ergibt sich ein Schaltmuster, das zwischen einem schnellen Stromaufbau und einem langsamen Stromabbau wechselt und den Strom über mehrere Zyklen hinweg auf seinen Endwert ansteigen lässt. Abb. 4.3 a illustriert hierbei den unteren und Abb. 4.3 b den oberen Freilauf in Kombination mit einem schnellen Stromaufbau. Die Variation des Tastverhältnisses ermöglicht es, eine Steuerung des Stromes auf unterschiedliche Werte vorzunehmen. Ein auf dieser Grundlage geregelter Strom zeichnet sich durch ein niederfrequentes Schaltmuster aus (Softchopping).
- Abb. 4.3 c zeigt einen Zyklus, bei dem die Schaltzustände des HS- und LS-Schalters zu jedem Zeitpunkt identisch sind und innerhalb eines Zyklus gleichzeitig öffnen und schließen. Hierdurch wechseln sich schneller Stromaufbau und schneller Stromabbau periodisch ab und bewirken in dieser Kombination keine signifikante Veränderung des mittleren Phasenstromes bei einer Anwendung über mehrere Zyklen. Eine Verstellung des Tastverhältnisses kann ebenso wie unter Abb. 4.3 a und Abb. 4.3 b zur Einstel-

lung eines Stromes genutzt werden, wobei sich eine deutlich höhere Schaltfrequenz im geregelten Betrieb ergibt, da dem schnellen Über- und Unterschwingen entsprechend häufiger entgegengewirkt werden muss, um den Strom auf einen Sollwert einzuregeln (Hardchopping).

Für die Anwendung einer Stromregelung muss die Möglichkeit zur Verstellung der Phasenspannung gegeben sein. Durch den gezielten Wechsel zwischen den vier Grundzuständen aus Abb. 4.2 lässt sich im Mittel eine Spannung erzeugen, die als Stellgröße einer Regelung dienen kann. Die Messung des Phasenstromes über den HS- oder den LS-Sensor unter Anwendung der vorgestellten Zyklen lässt sich zu jedem Zeitpunkt gemäß der in Abb. 4.2 dargestellten Stromführungsmodi eindeutig ablesen.

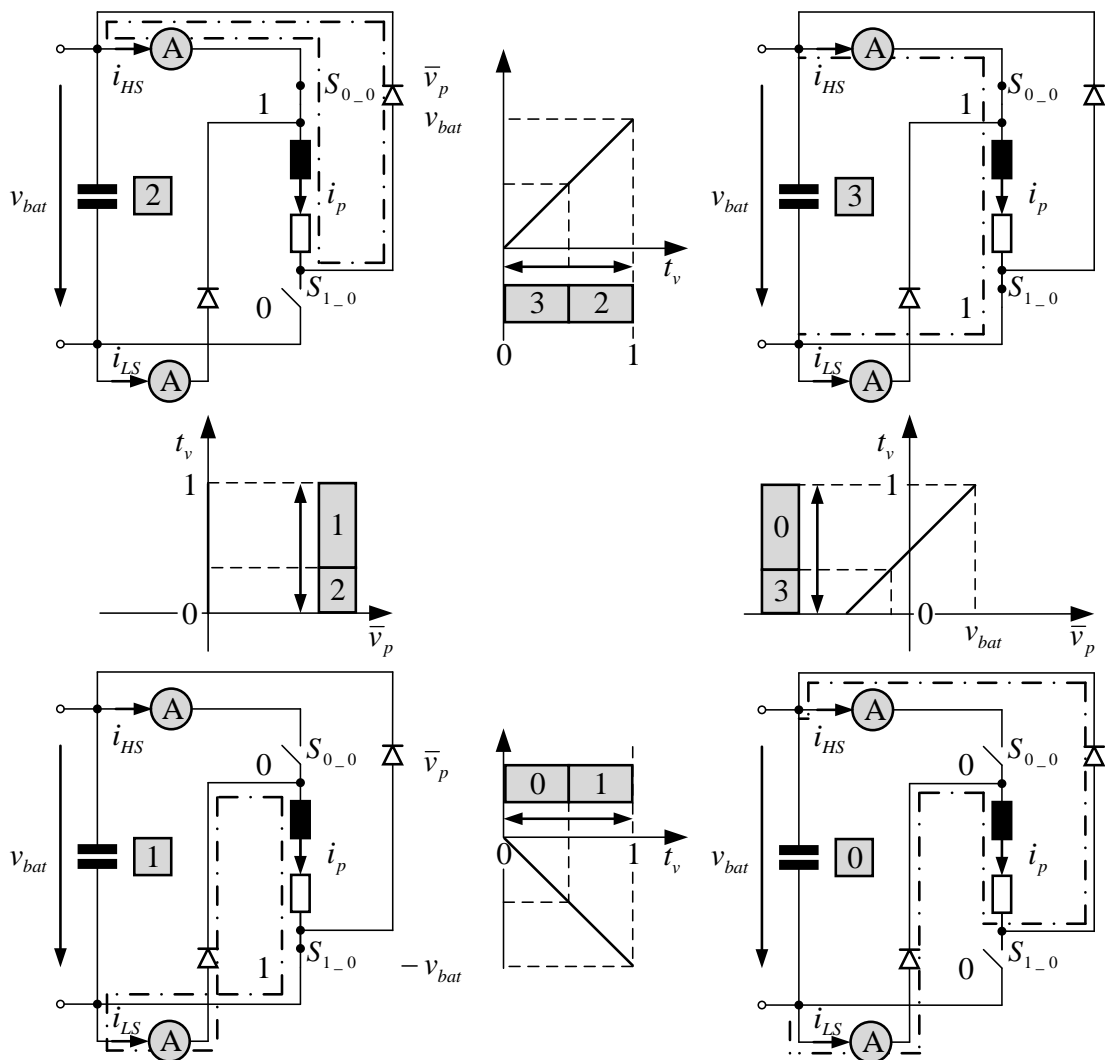


Abb. 4.4: Quasikontinuierliche Spannungsstellung durch Kombination einzelner Zustände einer Motorphase

Die genannten Ansteuerprinzipien des Hard- und Softchoppings lassen sich jedoch nicht nur zur Abbildung der positiven Spannungsebene verwenden. Abb. 4.4 zeigt wie eine quasi-kontinuierliche Spannungsverstellung ebenso zur Abdeckung der negativen Spannungsebene unter Verwendung der betrachteten Sensoranordnung genutzt werden kann. Dabei wird die Verlängerung der Einschaltdauer eines Zustandes innerhalb eines Zyklus durch eine Verschiebung des Tastverhältnisses entlang des jeweiligen Pfeiles dargestellt. Als Voraussetzung gilt für den Phasenstrom in allen Fällen zum Betrachtungszeitpunkt $i_{pIV} \neq 0$.

Der Wechsel zwischen Zuständen in horizontaler Richtung entspricht dem Softchopping, wobei die Kombination des rechten oberen Zustandes mit einem der beiden linken Zustände zu einem mittleren Wert der Phasenspannung führt, der zwischen der positiven Gesamtspannung und der Nullspannung liegt. Im Gegensatz dazu ermöglicht eine zyklische Anwendung des rechten unteren Zustandes mit einem der beiden linken Zustände, die negative Spannungsebene abzudecken. Für den Fall, dass eine Zustandskombination in vertikaler Richtung erfolgt, lässt sich durch die Nutzung der rechtsseitigen Zustände das Hardchopping realisieren, wobei sowohl die positive als auch die negative Spannungsebene abgebildet werden können. Eine Anordnung von Zuständen der linken Seite erzeugt die Nullspannung.

4.3 Stromführungsmodi für zwei Phasen im Überlappungsbereich

Bei der phasenüberlappenden Ansteuerung können zwei aufeinanderfolgende Phasen gleichzeitig einen Strom führen, wodurch sich die Regelung der einzelnen Phasenströme nicht getrennt voneinander vornehmen lässt. Im Gegensatz zur Steuerung, bei der eine Rückführung des Phasenstromes nicht vorausgesetzt wird, muss diese bei der Stromregelung jedoch sichergestellt werden. Hierbei wird deutlich, dass es ohne weitere Betrachtung der Stromführungsmodi zweier Phasen nicht möglich ist, Stelleingriffe mit der erforderlichen Wirkung zu erzeugen und dabei die Möglichkeit zur Messung der Ströme für die Berechnung der nachfolgenden Stelleingriffe zu erhalten. Aus diesem Grund müssen die Stromführungsmodi zweier Phasen im Zusammenhang analysiert werden. Im Folgenden werden dazu beispielhaft die Phasen $p = 0$ und $p = 1$ dargestellt.

Durch die vier Schalter der paarweise betrachteten Phasen ergeben sich 16 mögliche Schaltungszustände (Abb. 4.5 und Abb. 4.6). Für die Anfangswerte der Phasenströme im Umschaltmoment gelten dieselben Annahmen wie für den einphasigen Fall ($i_{0IV} \neq 0$ und $i_{1IV} \neq 0$). Dabei wird jedem der dargestellten Zustände eine dezimale Zustandsnummer

zugeordnet, die sich aus der binären Kodierung der Schaltzustände innerhalb des betrachteten zweiphasigen Brückenausschnitts ergibt (vgl. Kap. 3). Die Illustration erfolgt anhand der Phasen $p = 0$ und $p = 1$, ist jedoch repräsentativ für alle Kombinationen zweier Phasen.

Tabelle 4.1 beinhaltet die Eigenschaften aller in Abb. 4.5 und 4.6 aufgeführten Zustände. Dabei gilt folgende Zuordnung:

- Schneller Stromaufbau mit v_{bat} : \uparrow
- Schneller Stromabbau gegen v_{bat} : \downarrow
- Langsamer Stromabbau im oberen (OF) oder unteren Freilauf (UF): \searrow
- Messung des Summenstromes: $+$
- Messung des Nullstromes: $-$

Tab. 4.1: Eigenschaften der Zustände nach Abb. 4.5 und Abb. 4.6

Zustandsnr. (Zustand)	Modus $p = 0$	Modus $p = 1$	Messung i_{HS}	Messung i_{LS}	Freilauf $p = 0$	Freilauf $p = 1$
0 (0000)	\downarrow	\downarrow	$-$	$+$	<i>KF</i>	<i>KF</i>
1 (0001)	\downarrow	\searrow	$-$	$+$	<i>KF</i>	<i>UF</i>
2 (0010)	\downarrow	\searrow	i_1	i_0	<i>KF</i>	<i>OF</i>
3 (0011)	\downarrow	\uparrow	i_1	i_0	<i>KF</i>	<i>KF</i>
4 (0100)	\searrow	\downarrow	$-$	$+$	<i>UF</i>	<i>KF</i>
5 (0101)	\searrow	\searrow	$-$	$+$	<i>UF</i>	<i>UF</i>
6 (0110)	\searrow	\searrow	i_1	i_0	<i>UF</i>	<i>OF</i>
7 (0111)	\searrow	\uparrow	i_1	i_0	<i>UF</i>	<i>KF</i>
8 (1000)	\searrow	\downarrow	i_0	i_1	<i>OF</i>	<i>KF</i>
9 (1001)	\searrow	\searrow	i_0	i_1	<i>OF</i>	<i>UF</i>
10 (1010)	\searrow	\searrow	$+$	$-$	<i>OF</i>	<i>OF</i>
11 (1011)	\searrow	\uparrow	$+$	$-$	<i>OF</i>	<i>KF</i>
12 (1100)	\uparrow	\downarrow	i_0	i_1	<i>KF</i>	<i>KF</i>
13 (1101)	\uparrow	\searrow	i_0	i_1	<i>KF</i>	<i>UF</i>
14 (1110)	\uparrow	\searrow	$+$	$-$	<i>KF</i>	<i>OF</i>
15 (1111)	\uparrow	\uparrow	$+$	$-$	<i>KF</i>	<i>KF</i>

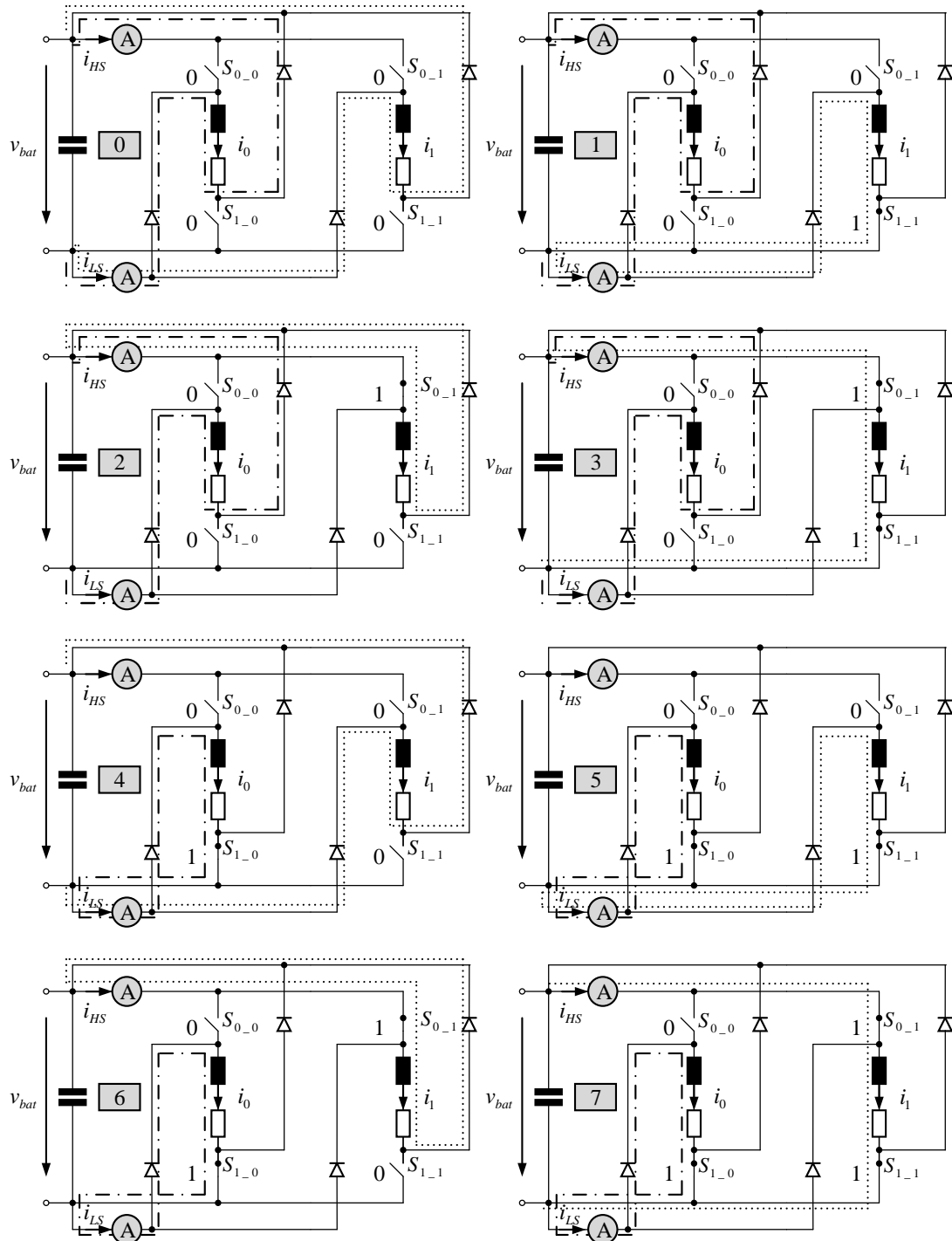


Abb. 4.5: Bestromungszustände zweier Phasen mit je zwei Schaltern (Zustände 0 bis 7)

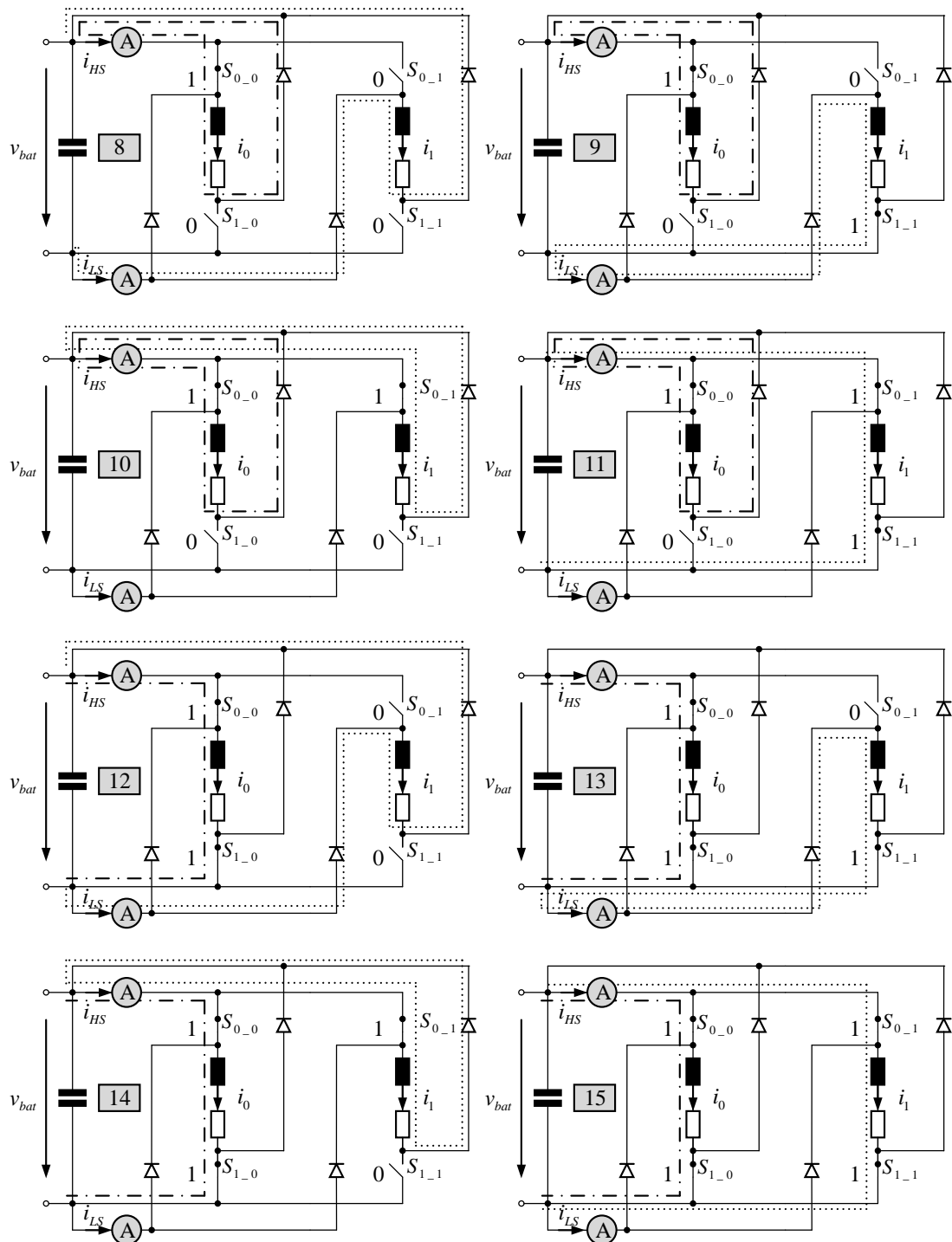


Abb. 4.6: Bestromungszustände zweier Phasen mit je zwei Schaltern (Zustände 8 bis 15)

Aus Tab. 4.1 lässt sich für die Ermittlung zweier Phasenströme i_0 und i_1 durch die Messung der Ströme i_{HS} und i_{LS} Gl. 4.1 ableiten. Lediglich die Stellung der HS-Schalter entscheidet darüber, in welcher Kombination die beiden Phasenströme gemessen werden.

$$\begin{pmatrix} i_{HS}(t) \\ i_{LS}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{0_0}(t) & S_{0_1}(t) \\ 1 - S_{0_0}(t) & 1 - S_{0_1}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0(t) \\ i_1(t) \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Die Stellungen der Schalter in den Zuständen 0, 1, 4, 5, 10, 11, 14 und 15 erzwingen Stromlaufpfade, die dazu führen, dass ein Sensor den Nullstrom misst, während der jeweils andere Sensor den Summenstrom erfasst. Durch das nichtlineare Übertragungsverhalten zwischen Strom und Spannung, das sich durch die winkel- und stromabhängige Induktivität ergibt, lässt sich im nicht eingeschwungenen Zustand trotz bekannter Tastverhältnisse keine Aussage über die tatsächlichen Phasenströme treffen. Somit liefern die genannten Zustände keine Information über die in den Phasen fließenden Ströme. Bei Einprägung der Zustände 2, 3, 6, 7, 8, 9, 12 und 13 fließen die Phasenströme jeweils über Zweige, in denen diese sowohl über den HS- als auch über den LS-Sensor gemessen werden können. Da jeder Strom über einen anderen Pfad fließt, kann eine eindeutige Messung beider Ströme vorgenommen werden. Zwischen den entsprechenden Zuständen ist somit ein beliebiger Wechsel möglich.

4.4 Gleichseitige Anordnung der PWM-Muster

Bei der Ansteuerung eines geschalteten Reluktanzmotors mit zwei Phasen im Überlappungsbereich müssen die Stellsignale für zwei asymmetrische Halbbrücken erzeugt werden. Dabei sind häufig schaltungsbedingte Eigenheiten bei der Generierung der Schaltsignale zu berücksichtigen. So genügt es oft, die positive Spannungsebene zur Steuerung/Regelung der Phasenströme bei Erteilung der Phasenfreigabe abzudecken, während zum Löschen des Stromes beim Abschalten der Phase Zustände verwendet werden, die einen schnellen Stromabbau mit negativer Betriebsspannung erlauben. Auch die Verwendung von Gate-Treibern, die nach dem Bootstrap-Prinzip arbeiten, bestimmt die Grenzen bei der Auswahl von Zuständen zur Schaltsignalerzeugung, da die Funktionsfähigkeit der Treiberbausteine bei der Betätigung der Schalter aufrecht erhalten werden muss. Häufig wird jeweils der LS-Schalter einer Phase für die Dauer der PWM-Periode eingeschaltet (vgl. Phasenfreigabe), während jeweils der obere Schalter mit einem gepulsten Signal beaufschlagt wird. Je nach geforderter Phasenspannung wird die Einschaltdauer der HS-Schalter bezogen auf die Dauer einer Periode variiert, was einer Veränderung der Tastverhältnisse entspricht.

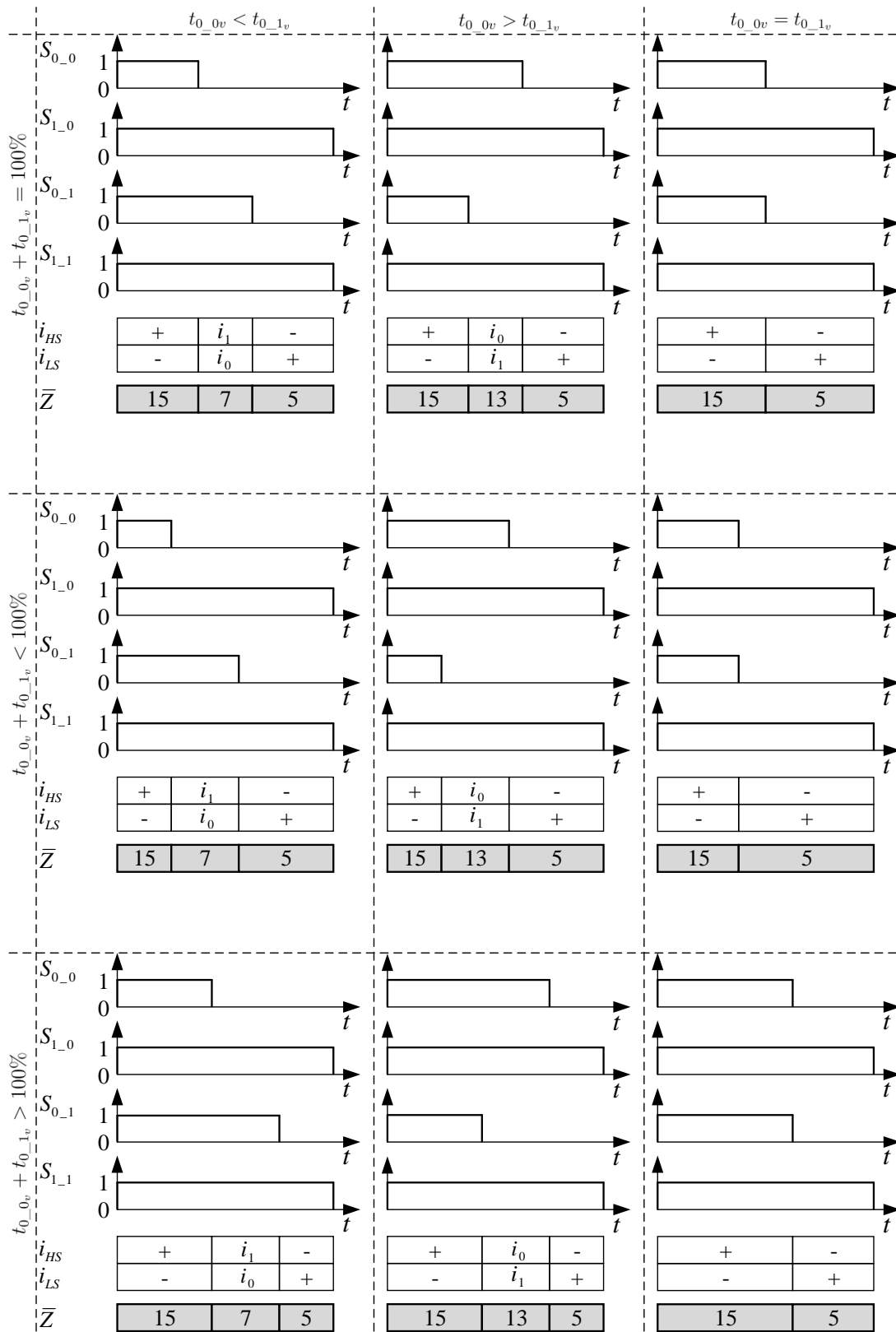


Abb. 4.7: Mögliche Fälle bei der Einprägung einer linksseitig angeordneten PWM für zwei beliebige Phasen

Abb. 4.7 zeigt die betrachteten Fälle bei der Ansteuerung eines geschalteten Reluktanzmotors, bei dem zwei Phasen mit jeweils zwei Schaltern betrieben werden, wobei die Schaltsignale linksseitig angeordnet sind. Dargestellt sind die entsprechenden Signalverläufe innerhalb einer PWM-Periode. Weiterhin werden die den jeweiligen Schalterstellungen entsprechenden Zustandsnummern und die damit verbundenen Strommessmöglichkeiten einander zugeordnet. Die nicht eindeutig messbaren Zustände sind analog zu Tab. 4.1 gekennzeichnet. Für alle Fälle gilt $t_{1_{0v}} = t_{1_{1v}} = 100\%$.

Daraus lässt sich ableiten, dass sich in allen Fällen, für die $t_{0_{0v}} \neq t_{0_{1v}}$ gilt, eine Abfolge von jeweils drei Zuständen im betrachteten Intervall einer PWM-Periode ergibt und nur der mittlere Zustand eine eindeutige Messung der Phasenströme über je einen Sensor erlaubt. Ebenso richtet sich die Zeit, die für die Messung zur Verfügung steht, nach der Breite des mittleren Zustandes. Diese entspricht dem Betrag der Differenz der Einschalt Dauern von S_{0_0} und S_{0_1} . Bei der Ansteuerung mit identischen Tastverhältnissen entsteht jedoch eine Abfolge von zwei Zuständen ohne die Möglichkeit zur eindeutigen Bestimmung der Phasenströme.

4.5 Wechselseitige Anordnung der PWM-Muster

Für die Generierung eines Pulsmusters wird im Folgenden von einer Zustandskombination ausgegangen, mit der die Ströme in zwei Phasen eingepreßt werden und die Messung beider Phasenströme über die Sensoren möglich ist. Abb. 4.8 zeigt dazu beispielhaft wie sich die Schaltsignale in wechselseitiger Anordnung ergeben. Unter Wechselseitigkeit werde dazu im Folgenden die entgegengesetzte Verschiebung der HS-Schaltsignale an den linken und rechten Rand der PWM-Periode verstanden.

In Abb. 4.8 a werden drei Zustände miteinander derart kombiniert, sodass $t_{0_{0v}} + t_{0_{1v}} < 100\%$ gilt.

- Der erste Zustand soll für die Einprägung eines Stromes in Phase 0 sorgen, während der Strom in Phase 1 nicht aktiv beeinflusst werden soll. Dazu eignen sich die Zustände 12, 13 und 14, wobei eine eindeutige Messung der Ströme nur durch die Zustände 12 und 13 sichergestellt werden kann.
- Der zweite Zustand soll für die Einprägung eines Stromes in Phase 1 sorgen, während der Strom in Phase 0 nicht aktiv beeinflusst werden soll. Dazu eignen sich die Zustände 3, 7 und 11, wobei eine eindeutige Messung der Ströme nur durch die Zustände 3 und 7 sichergestellt werden kann.

- Die verbleibende Zeit innerhalb der PWM-Periode wird mit einem dritten (neutralen) Zustand aufgefüllt, der beide Phasen vom Zwischenkreis trennt. Dabei stehen die Zustände 0, 1, 2, 4, 5, 6, 8, 9 und 10 zur Auswahl. Die eindeutige Messung der Ströme ist nur mit den Zustände 2, 6, 8 und 9 möglich.

Bei einer Besetzung der ersten zwei Elemente durch Zustände mit der Möglichkeit zur Messung beider Phasenströme besteht keine Notwendigkeit, das dritte Element mit einem messbaren Zustand belegen. in Abb. 4.8 a wird deshalb eine beispielhafte Kombination mit den Zuständen 13, 7 und 5 gewählt.

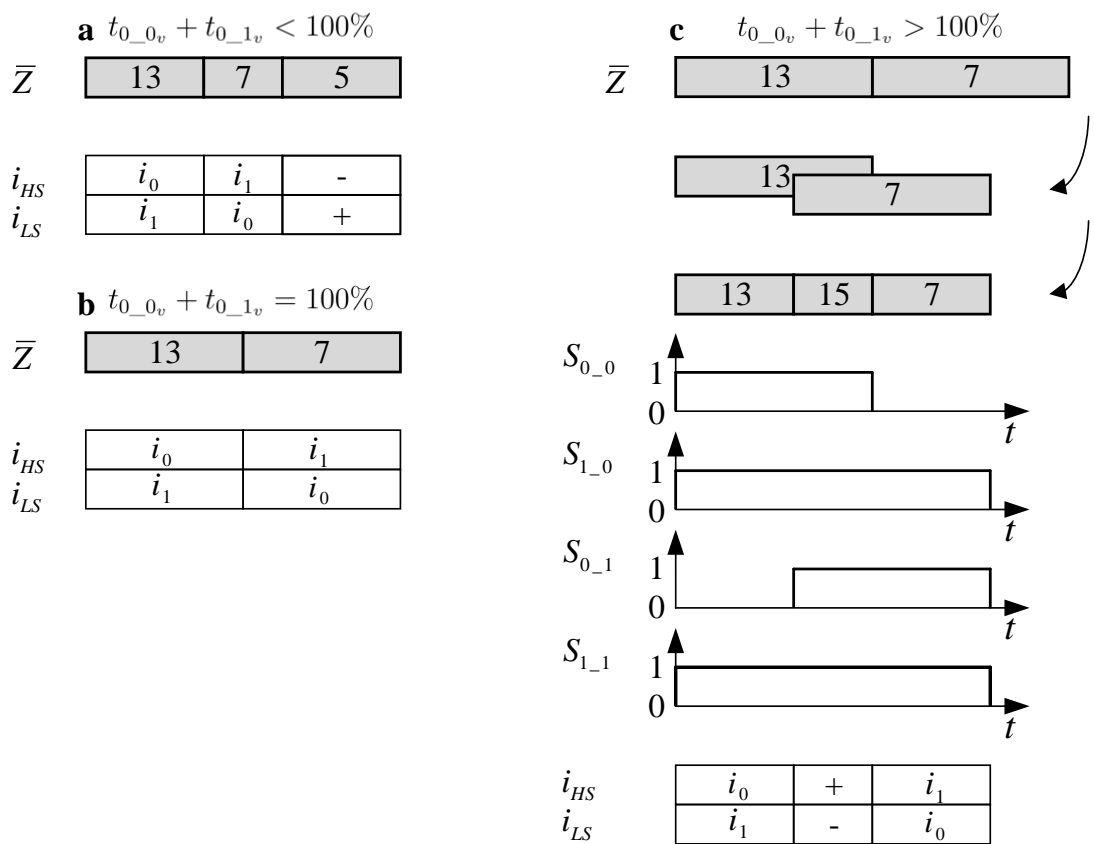


Abb. 4.8: Übergang von der gleichseitigen zur wechselseitigen Anordnung der PWM der HS-Schalter zweier Phasen

Abb. 4.8 b illustriert den Fall, für den $t_{0_{0v}} + t_{0_{1v}} = 100\%$ gilt. Im Gegensatz zu Abb. 4.8 a entfällt der Platz für einen der neutralen Zustände, wodurch sich nur noch die ersten beiden Zustände in zwei verschiedenen Reihenfolgen arrangieren lassen. Die Möglichkeit zur Messung der Phasenströme bleibt weiterhin erhalten.

Im dritten Fall wird angenommen, dass $t_{0_{0v}} + t_{0_{1v}} > 100\%$ gefordert wird. Die Anordnung der unter Abb. 4.8 a und Abb. 4.8 b verwendeten Zustände zur gezielten Spannungseinprägung jeweils einer Phase in Abb. 4.8 c überschreitet den zur Verfügung stehenden Platz innerhalb einer PWM-Periode. Somit können die geforderten Tastverhältnisse in dieser Form nicht gestellt werden. Wird nun der überstehende Zustand zurück in das betrachtete Intervall verschoben, entsteht ein Überschneidungsbereich, dessen Länge sich aus der Summe der Zustandslängen abzüglich der PWM-Periodendauer ergibt. Durch das Bestreben beider Zustände, die Zwischenkreisspannung an die jeweilige Phase anzulegen, kann der Überschneidungsbereich durch den Zustand 15 mit gleicher Wirkung ersetzt werden. Wird die entstehende Zustandsfolge in die zeitliche Darstellung der zugehörigen Schaltsignale überführt, entsteht eine Kombination, die die eindeutige Messung beider Phasenströme mit jeweils einem Sensor ermöglicht. Im Überschneidungsbereich lassen sich dann entweder der Summenstrom (HS-Sensor) oder der Nullstrom (LS-Sensor) erfassen. Die durchgeführte Verschiebung und Zusammenfassung der Zustände, deren Gesamtlänge größer ist als die zur Verfügung stehende Periodendauer, führt somit auf die wechselseitige Anordnung der Schaltsignale für die HS-Schalter. Eine Vertauschung der Signalverläufe für beide Schalter entspricht hierbei einer Vertauschung des linken und rechten Zustandes innerhalb des Betrachtungszeitraumes einer PWM-Periode.

Es lässt sich zeigen, dass die gegensinnige Anordnung der HS-Schaltsignale die Möglichkeit zur eindeutigen Messung beider Phasenströme über den HS- oder den LS-Sensor im Überlappungsbereich bereitstellt. In allen Fällen mit drei Zuständen befinden sich die Messfenster an den Rändern der PWM-Periode. Diese werden mit zunehmenden Tastverhältnissen kleiner. In PWM-Perioden mit gleichgroßen Tastverhältnissen beider Phasen sind die Ströme im Gegensatz zur gleichseitigen Anordnung eindeutig messbar.

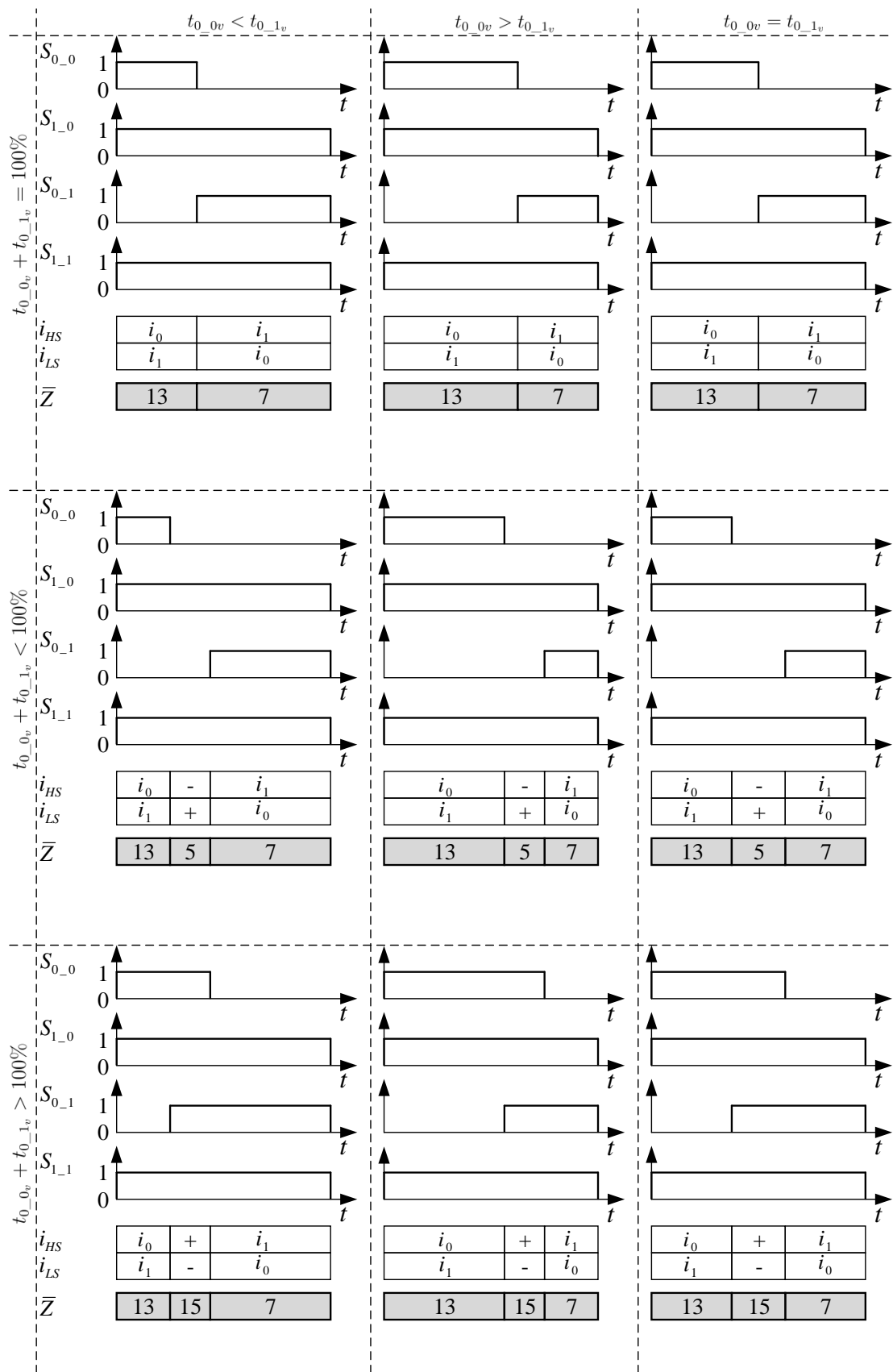


Abb. 4.9: Mögliche Fälle bei der Einprägung einer wechselseitig angeordneten PWM für zwei beliebige Phasen

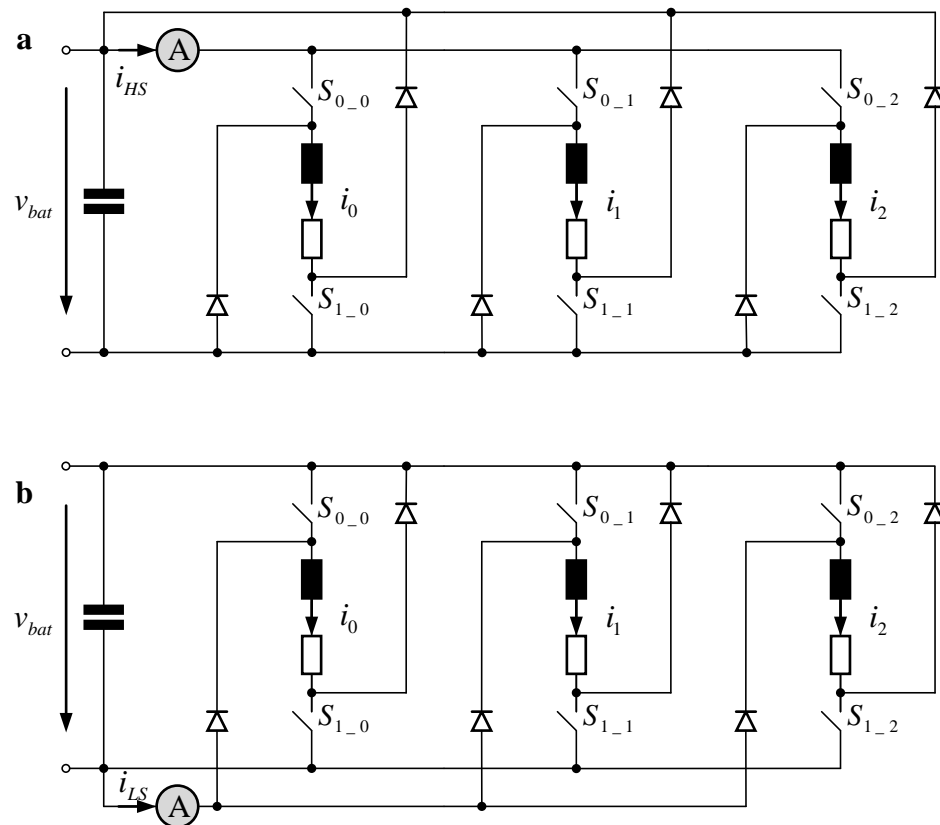


Abb. 4.10: Single-Sensor-Lösung mit HS- und mit LS-Sensor

Gemäß der Betrachtung zur linksseitigen Anordnung der Schaltsignale ergeben sich die Signalverläufe bei wechselseitiger Einprägung in Abb. 4.9. Durch die Umordnung erübrigt sich das Wechseln zwischen den Sensoren bei der Messung der relevanten Ströme und die anfänglich betrachtete Topologie mit zwei Sensoren (vgl. Abb. 4.1) zerfällt in zwei Varianten mit jeweils einem Sensor. Abb. 4.10 zeigt dazu die beiden entstandenen Single-Sensor-Lösungen, wobei in Abb. 4.10 a die Realisierung mittels HS-Sensor und in Abb. 4.10 b die Umsetzung mithilfe eines LS-Sensors dargestellt ist.

Auf diese Weise lässt sich Abb. 2.16 um den in Abb. 4.11 c dargestellten Fall der asynchronen Messung mit konstantem Versatz erweitern. Durch die Möglichkeit der Nutzung nur eines ADCs muss nicht zwischen den Messzweigen gewechselt werden. Allerdings muss die Zeit berücksichtigt werden, die der Strom beim Mikrokommutieren zwischen den Messzweigen benötigt.

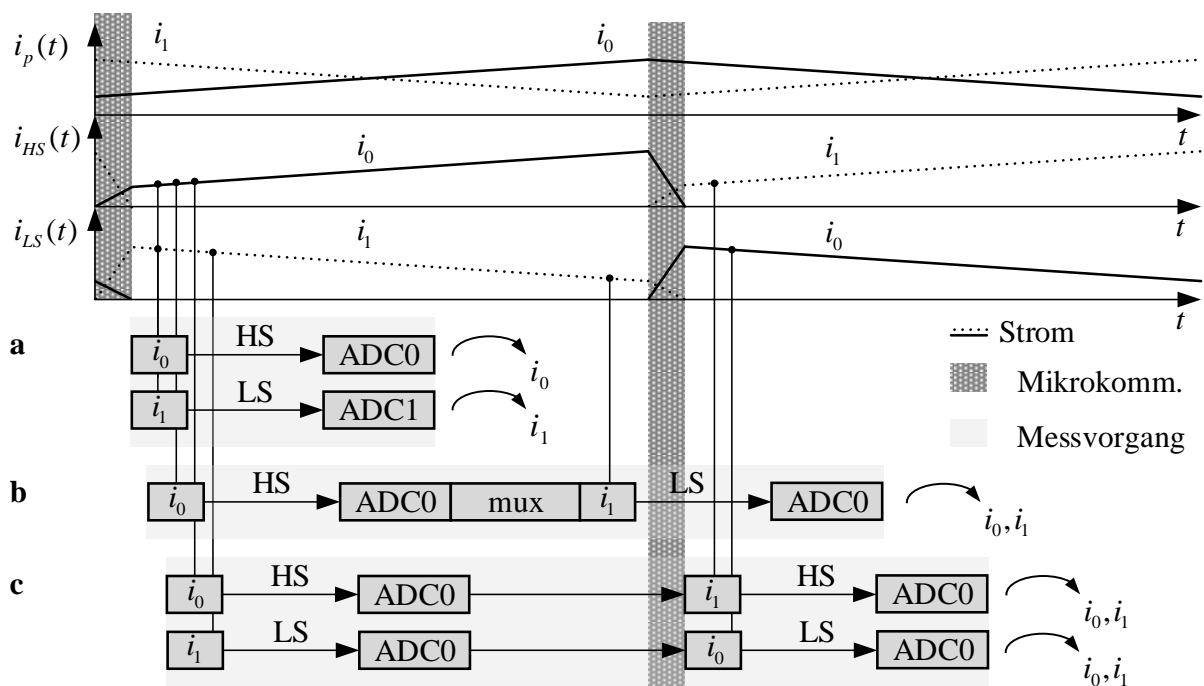


Abb. 4.11: Messzeiten bei unterschiedlichen Sensorkonfigurationen

4.6 Stellgrößengenerierung

Für die Regelung zweier Ströme im Überlappungsbereich der Phasen wird ein entsprechender Regelkreis aufgebaut. Der Regler muss die Regeldifferenzen der einzelnen Phasenströme bei der Berechnung des Stellgriffs derart berücksichtigen, dass die Messung der Istströme in jedem Abtastschritt gewährleistet ist. Somit wird je eine Stellgröße in Abhängigkeit beider Regelfehler generiert.

Nach Anwendung der Stellgröße auf die Strecken besteht die Aufgabe des Messgliedes darin, die Momentanwerte beider Phasenströme sequentiell über den implementierten Sensor zu erfassen. Dabei stehen zwei Schaltungstopologien zur Verfügung, mit denen wahlweise nur über einen HS- oder einen LS-Sensor gemessen werden kann (vgl. Abb. 4.10). Die Unterscheidung in diskrete und quasikontinuierliche Stellgrößen bezieht sich dabei auf den Wertebereich des Reglerausgangs.

Betrachtet werden im Folgenden zwei Fälle zur Generierung der Stellgrößen mit dem Ziel der Erhaltung der Möglichkeit zur Messung beider Ströme über einen Sensor. Dabei handelt es sich zum einen um die Generierung einer diskreten Stellgröße, wie sie z. B. häufig bei Zweipunktreglern zum Einsatz kommt. Zum anderen wird die Anwendung einer quasikontinuierliche Stellgröße diskutiert, wie sie z. B. oftmals bei PI-Reglern benötigt wird. Für

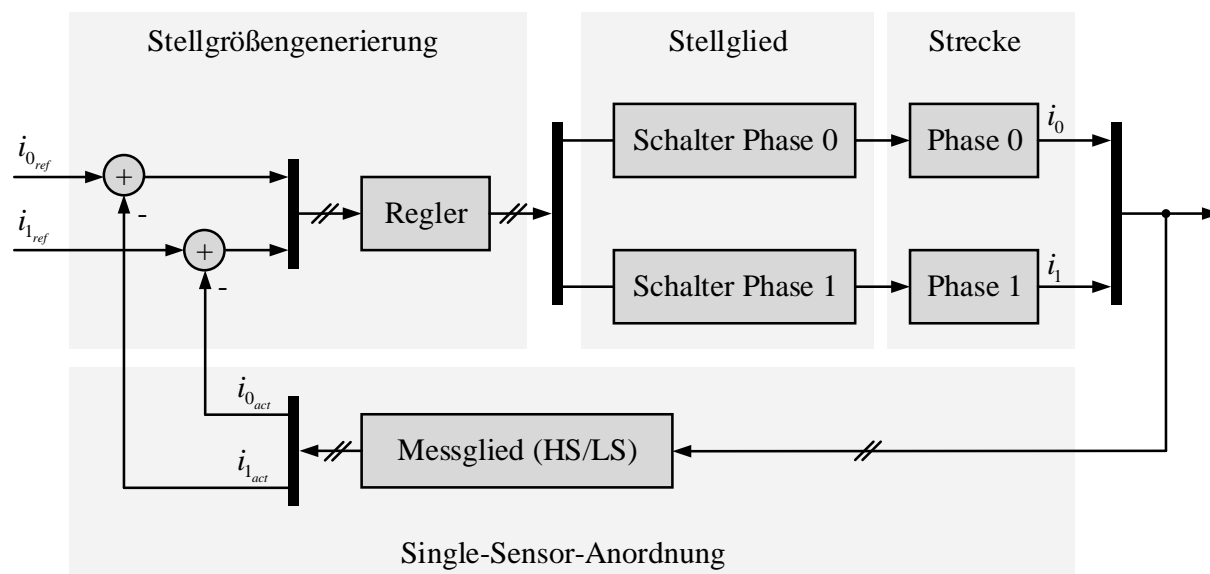


Abb. 4.12: Stellgrößengenerierung innerhalb der geschlossenen Kette

beide Implementierungen lässt sich die in Abb. 4.12 dargestellte Reglerstruktur zugrunde legen.

4.6.1 Diskrete Stellgrößen

Bei der Nutzung eines Zweipunktreglers für eine Phase genügt es, zwei Fälle zu unterscheiden und die jeweils benötigte Stellgröße auszugeben. Dabei wird eine hohe Spannung eingepreßt, wenn der Istwert des Stromes unter den Sollwert fällt. Im Gegensatz dazu wird eine niedrige Spannung eingestellt, um den Istwert des Strom zu senken, wenn dieser über den Sollwert steigt. Die Regelung zweier Ströme erfordert hingegen die Berücksichtigung aller auftretenden Kombinationsmöglichkeiten der vorliegenden Regeldifferenzen.

Abb. 4.13 zeigt die diskrete Stellgrößengenerierung in Form eines endlichen Automaten. In jedem Abtastschritt kann von einer beliebigen Zustandskombination mit festen Längen der Einzelzustände aus dem vorhergehenden Abtastschritt zu einer von drei möglichen Zustandskombinationen gewechselt werden. Der Übergang in einen Zyklus mit anderen Einzelzuständen wird immer dann notwendig, wenn sich das Vorzeichen mindestens einer Regeldifferenz ändert. Im Gegensatz dazu verharret der endliche Automat bei der Ausgabe der aktuellen Zustandskombination solange, bis eine Änderung eintritt.

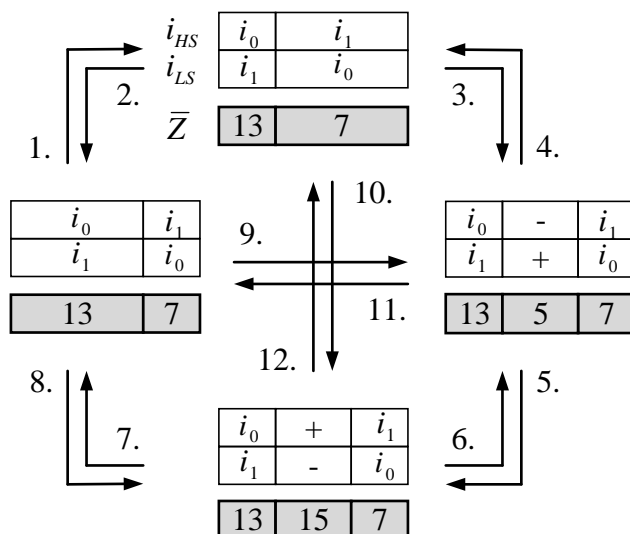


Abb. 4.13: Diskrete Stellgrößengenerierung nach Tab. 4.1

Tab. 4.2: Transitionen zur Stellgrößengenerierung nach Abb. 4.13

Fall	$i_{0_{ref}} - i_{0_{act}}$	$i_{1_{ref}} - i_{1_{act}}$	Transitionen
1	> 0	> 0	5./8./10.
2	< 0	< 0	3./6./9.
3	> 0	< 0	2./7./11.
4	< 0	> 0	1./4./12.

Die Messung beider Ströme ist zu jedem Zeitpunkt innerhalb der Zustände 13 und 7 möglich, wenn diese in ihrer Dauer nicht kleiner werden als die notwendige Messfensterbreite. Dargestellt ist die Reihenfolge bei der Erfassung beider Ströme. Dabei kann das vorliegende Schema sowohl auf Schaltungen mit HS- als auch auf Topologien mit LS-Sensor angewandt werden. Nach Anwendung der entsprechenden Transitionen nach Tab. 4.1 können die Ströme zweier Phasen im Überlappungsbereich geregelt werden.

- Liegen die Istwerte beider Ströme unter ihrem jeweiligen Sollwert, muss eine Zustandskombination gewählt werden, die dafür sorgt, dass beide Phasenströme über ihren Sollwert steigen können (1).
- Sind die Momentanwerte der Phasenströme größer als deren Sollwerte, wird eine Abfolge von Zuständen eingeprengt, die beide Ströme unter deren Sollwerte abfallen lässt

(2).

- Befindet sich der Istwert des einen Stromes unterhalb seines Sollwertes, während der Istwert des anderen Stromes über seiner Referenz liegt, werden die Stellglieder mit einem Zyklus angesteuert, der den einen Strom anhebt und den anderen absenkt (3).
- Für den gegenteiligen Fall von 3 werden die Zustände innerhalb eines Zyklus so gewählt, dass die Stellgrößen in ihrer Wirkung auf beide Phasenströme vertauscht werden (4).

Für die Wahl der Zustandskombinationen gilt die Forderung nach Möglichkeit zur eindeutigen Messung beider Phasenströme im Überlappungsbereich. Die Verwendung der spannungsneutralen Zustände 15 und 5 erlaubt gemäß Tab. 4.1 zwar keine eindeutige Messung der Phasenströme. Da die eindeutige Messung jedoch durch die Zustände 13 und 7 gegeben ist, können die mittleren Zustände verwendet werden, um einen zusätzlichen Schaltvorgang der Leistungshalbleiter im betrachteten Intervall zu vermeiden.

4.6.2 Quasikontinuierliche Stellgrößen

Bei der Nutzung eines Reglers, der eine quasikontinuierliche Stellgröße ausgibt, kann ebenfalls eine schaltungszustandsbasierte Betrachtung durchgeführt werden (Abb. 4.14). Hierbei wechselt der Reglerausgang nicht zwischen diskreten Stellgrößen, sondern erlaubt die Ausgabe einer Zustandskombination mit verschiebbaren Grenzbereichen. Ausgehend von dem Fall, bei dem in beiden Phasen eine niedrige Spannung eingepreßt werden soll, lassen sich die Zustandslängen jeweils soweit verschieben, dass sie zur Überschneidung gelangen und somit eine Zustandskombination erzeugt wird, die in beiden Phasen eine hohe Spannung einprägt. Unter Berücksichtigung der minimalen Messfensterbreite lassen sich auf diese Weise alle Ströme sequentiell mit einer der beiden vorgestellten Topologien messen.

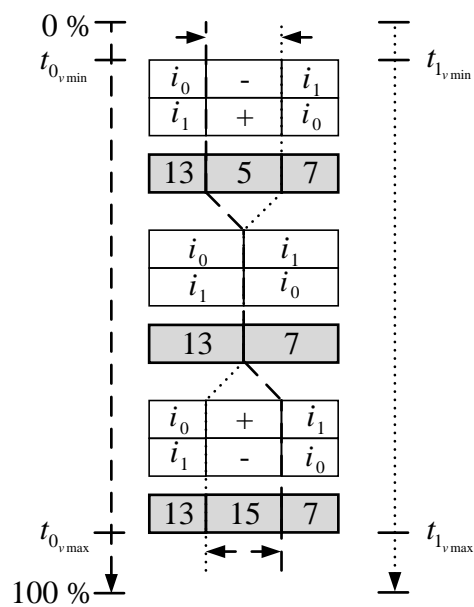


Abb. 4.14: Quasikontinuierliche Stellgrößengenerierung

Evolutionärer Algorithmus für die Zustandsoptimierung zur mehrphasigen Ansteuerung

Aufbauend auf Kap. 4 wird nachfolgend gezeigt, wie ein evolutionärer Algorithmus genutzt werden kann, um die Schaltsignale für zwei Phasen im Überlappungsbereich unter Berücksichtigung der Strommessung bei reduzierter Sensorik zu generieren. Ausgehend von der in Kap. 3 vorgestellten verallgemeinerten asymmetrischen Halbbrücke werden dazu die notwendigen Grundlagen für die Anwendung der ausgewählten Optimierungsstrategie erarbeitet. Die Eignung der vorgestellten Methode zur Erzeugung der Stellsignale soll dadurch demonstriert werden, dass die evolutionäre Optimierung im speziellen Fall eines geschalteten Reluktanzmotors mit zwei Phasen im Überlappungsbereich und jeweils zwei Schaltern je Phase auf die in Kap. 4 empirisch ermittelten Kurven zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter führt. Die Erkenntnis, dass es sich dabei bezüglich der im Folgenden formulierten Optimierungskriterien bereits um ein Optimum handelt, bestätigt die Vorgehensweise bei der Lösung derartiger Probleme. Ebenso wird dadurch gezeigt, mit welchem Vorwissen ein evolutionärer Ansatz zielführend und zeitsparend eingesetzt werden kann und dass dessen korrekte Funktionsweise durch die Möglichkeit zur Überprüfung des Optimierungsergebnisses verifiziert werden kann. Somit wird ein Optimierungsansatz vorgestellt, der in erweiter-

ter Form auch für mehr als zwei Phasen im Überlappungsbereich mit jeweils mehr als zwei Schaltern eingesetzt werden kann.

5.1 Problembeschreibung und Verfahrensauswahl

Als Ausgangspunkt für die folgenden Betrachtungen dienen die Single-Sensor-Lösungen in Form einer modifizierten asymmetrischen Halbbrücke aus Kap. 4 (vgl. Abb. 4.10). Hierbei wird angenommen, dass vorab nur eine der beiden Varianten bekannt sei und ausgehend von dieser versucht werden soll, geeignete Stellsignale für die Ansteuerung zu ermitteln.

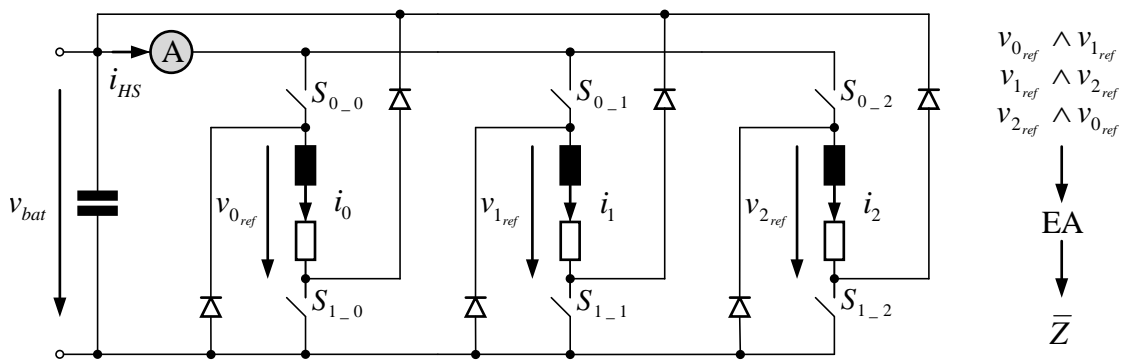


Abb. 5.1: Auswahl der HS-Variante für die Optimierung der Schaltsignale

Abb. 5.1 verdeutlicht das Problem, bei dem eine Schaltungszustandsfolge für jeweils zwei Phasen im Überlappungsbereich bestimmt werden soll. Im angegebenen Beispiel für eine dreiphasige geschaltete Reluktanzmaschine gilt als Randbedingung die Einhaltung von jeweils zwei Referenzphasenspannungen ($v_{0_ref} \wedge v_{1_ref}$, $v_{1_ref} \wedge v_{2_ref}$ oder $v_{2_ref} \wedge v_{0_ref}$). Die gesuchten Schaltsignale sollen einen gewünschten Strom einstellen und dabei die Möglichkeit zur eindeutigen Bestimmung der Phasenströme bieten.

Es wird nach einer Kombination von Zuständen gesucht, die bei der Ansteuerung zusätzlich den Forderungen nach der Bereitstellung von Messfenstern, nach der Minimierung der Schalthäufigkeit und nach der Minimierung des Speicherplatzbedarfs gerecht wird. Somit ergibt sich die Notwendigkeit, ein kombinatorisches Problem zu lösen.

Für eine möglichst feine Granularität bei der Einprägung von Zuständen wird angenommen, dass diese für eine hinreichend kurze Zeit wirksam sind. Somit kann sich bei gegebenem zeitlichen Rahmen für eine Zustandskombination ein großer Suchraum ergeben. Durch die

zu erwartenden Schwierigkeiten bei der Aufstellung einer analytischen Funktion und die fehlende Kenntnis über die Struktur derartiger Probleme, wird im Folgenden ein evolutionärer Algorithmus (EA) zum Einsatz kommen. Die dargestellte Vorgehensweise unterscheidet sich dabei von den bisher in der Literatur beschriebenen Anwendungsszenarien evolutionärer Algorithmen in Bezug auf Optimierungsprobleme, die die geschaltete Reluktanzmaschine betreffen. Dabei sind folgende Anwendungen vorzufinden:

- Optimierung der Zahngeometrie zur Minimierung von Drehmomentrippeln ([116])
- Blechschnittoptimierung in Hinblick auf den Wirkungsgrad ([117])
- Parameteridentifikation ([118])
- Reglereinstellung ([119])
- Suche optimaler Einschalt- und Ausschaltwinkel für gegebene Betriebspunkte ([120])
- Stromverlaufsoptimierung zur Geräuschreduzierung ([6])

5.2 Allgemeiner Optimierungsablauf

Bei der Lösung von Optimierungsaufgaben mithilfe von evolutionären Algorithmen handelt es sich um die Nutzung eines metaheuristischen Verfahrens. Dabei wird ein allgemeiner Ablauf von Teilschritten (Abb. 5.2) ohne die Notwendigkeit von problemspezifischem Wissen implementiert ([121]).

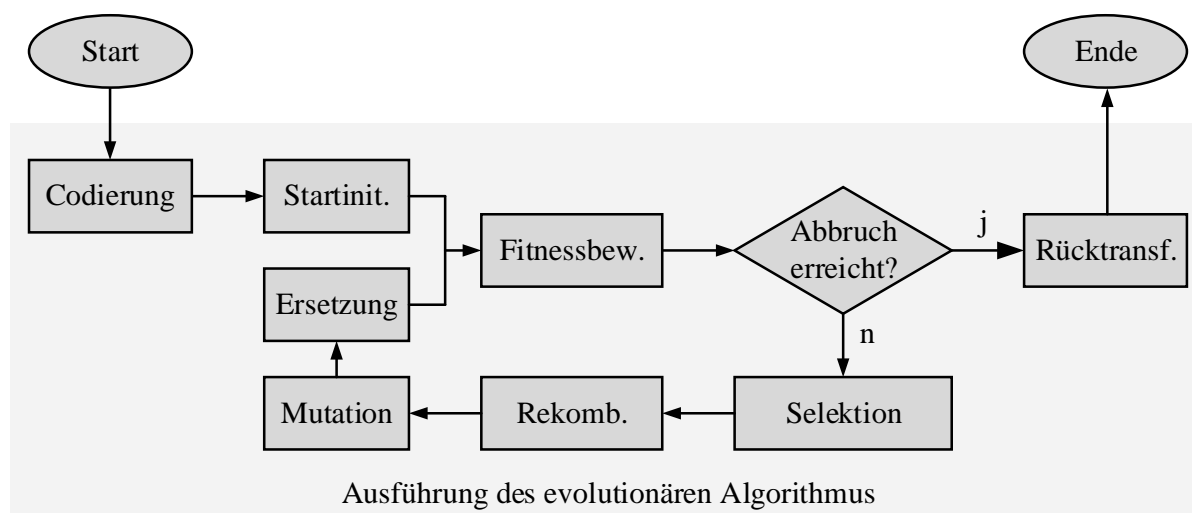


Abb. 5.2: Allgemeiner Ablauf eines evolutionären Algorithmus

Durch die Nachahmung des natürlichen Evolutionsprozesses ([122]) wird versucht, eine Menge möglicher Anfangslösungen (Population von Individuen der ersten Generation) durch Anwendung evolutionärer Operatoren in eine Menge von Lösungen zu überführen, die hinsichtlich bestimmter Kriterien besser geeignet sind als die vorhergehenden Lösungen.

Anfänglich wird das Problem in eine für den evolutionären Algorithmus ausführbare Form übersetzt. Hierbei kann die Berücksichtigung von Vorwissen Geschwindigkeitsvorteile erzielen, da die Anwendung der Operatoren effektiver gestaltet wird. Als Ausgangspunkt für die Optimierung dient dabei eine Besetzung der Population mit mehr oder weniger geeigneten Individuen (Startinitialisierung). Diese kann zufällig oder unter Berücksichtigung bekannter Lösungen durchgeführt werden ([123]).

In Anlehnung an das Prinzip der natürlichen Auslese („survival of the fittest“) wird jedes Individuum bezüglich seiner Eignung entsprechend eines Optimierungskriteriums bewertet. Eine gute Fitness erhöht die Chancen eines Individuums, sein Erbmaterial an die nächste Generation weiterzugeben und sorgt für eine Verbesserung der Gesamtfitness der vorliegenden Population zum jeweiligen Betrachtungszeitpunkt ([124]). Dabei werden Elternpaare aus einer vorhandenen Population ausgewählt (Selektion) und Nachkommen gebildet (Rekombination). Durch eine zufällige Veränderung des Erbguts (Mutation) können Variationen geschaffen werden, die einer Stagnation bei der Entwicklung der Individuen während des Evolutionsprozesses entgegen wirken (Verlassen lokaler Extrema). Nach der Ersetzung der Individuen der Elterngeneration durch die Individuen aus der Generation der Nachkommen liegt eine neue Population vor (Population der nächsten Generation).

Die wiederholte Ausführung dieses Algorithmus sorgt für eine Verbesserung des Genpools und kann somit in akzeptabler Zeit zu einer Menge von Individuen führen, die bezüglich der gewählten Fitnessfunktion jeweils eine hinreichend gute Lösung des Optimierungsproblems darstellen. Nach dem Erreichen einer Abbruchbedingung liefert die anschließende Rücktransformation des besten Individuums in die ursprüngliche Repräsentation die beste Lösung, die im Rahmen des Evolutionsprozesses gefunden werden konnte. Hierbei besitzen evolutionäre Algorithmen nicht zwingend den Anspruch, das globale Optimum zu finden ([125]). Die für das zu lösende Problem eingesetzten Operatoren werden in Abschn. 5.7 beschrieben.

5.3 Vorwissen über das System

Durch die Analyse des vorliegenden Systems und des sich daraus ergebenden Wissens können vor der Optimierung Eigenschaften festgestellt werden, die die Anwendung evolutionärer Algorithmen erleichtern. Ebenso können problemspezifisch angepasste Operatoren Vorteile bei der Ausführung mit sich bringen. Dies kann sich zum einen günstig auf die Qualität der Ergebnisse auswirken und zum anderen die Dauer verkürzen, die der Algorithmus zum Konvergieren benötigt.

Gl. 3.11 kann entnommen werden, dass sich die Spannung einer Phase aus dem Mittelwert der Spannungsbeiträge der verwendeten Zustände ergibt. Somit stellt sich die Gesamtspannung bei gegebenem Spannungsvektor unabhängig von der Reihenfolge der verwendeten Zustände ein. Auch die Anzahl zur Verfügung stehender Messfenster bleibt konstant. Dieser Umstand bietet den Freiheitsgrad für die Formulierung weiterer Optimierungskriterien. Die Minimierung der Schalthäufigkeit kann dann z. B. durchgeführt werden, indem die Zustände innerhalb eines gegebenen Vektors unter Beibehaltung des Spannungsmittelwertes umgeordnet werden.

Bei der Ansteuerung mit der vorgeschlagenen Topologie in Abb. 5.1 stehen in jeder Phase zwei Nullspannungskreise zur Verfügung. Je nach Schalterstellung mit zueinander inversen Schaltzuständen für HS- und LS-Schalter ergeben sich ein oberer und ein unterer Freilauf. Auch wenn die Nutzung beider Freiläufe aus Sicht der anzusteuern Phase bezüglich ihrer Wirkung identisch ist, können anwendungsspezifische Anforderungen für den Schaltungsbetrieb dafür sorgen, dass nur einer der beiden Nullspannungskreise genutzt wird. Beispielhaft sei an dieser Stelle die Ausführung einer Treiberschaltung für die Betätigung der Leistungshalbleiter genannt. Schaltungen, die für den Betrieb das sogenannte Bootstrap-Prinzip einsetzen, erfordern den Verzicht auf den oberen Freilauf, da die korrekte Funktionsweise dann nicht mehr garantiert werden kann ([126]). Bei der Formulierung der Fitnessfunktionen kann dieser Umstand entsprechend berücksichtigt werden.

Aufgrund der eingangs getroffenen Annahme eines idealen Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter ergeben sich jeweils nur zwei Schaltzustände für jeden Schalter während des Betriebes einer Halbbrücke. Durch den binären Charakter des vorliegenden Anwendungsfalls liegt die Verwendung einer Bitcodierung nahe, wodurch sich der Einsatz eines genetischen Algorithmus als Untergruppe der evolutionären Algorithmen empfiehlt ([123]). Die Manipulation eines Individuums auf Bitebene lässt sich somit auf die zufällige Invertierung (Mutation), auf das Tauschen und auf das Umordnen einzelner Bits und Bitgruppen zurückführen (Rekombination).

Da jeder Zustand durch eine Gruppe zusammengehöriger Bits codiert wird, ändert die Mutation durch Invertierung eines Elementes einen Stromführungsmodus innerhalb eines Zustandes. Eine derartige Operation kann somit über die Genauigkeit bei der Einprägung einer gewünschten Spannung und über die Möglichkeit zur Messung der Phasenströme entscheiden. Bei Anwendung der Rekombination mit der Möglichkeit zum beliebigen Festlegen einer Trennstelle innerhalb des Individuums, besteht ebenfalls die Möglichkeit, einen Stromführungsmodus und somit einen kompletten Zustand zu verändern. Auf diese Weise ist die spannungs- und messfenster-unabhängige Vertauschung von Zuständen nicht möglich, da immer mit einer ungewollten Mutation zu rechnen ist. Es bietet sich also an, den Rekombinationsoperator nur auf Bitgruppen anzuwenden, wenn einzelne Zustände als Ganzes erhalten bleiben sollen ([127]).

Bezüglich der Forderung nach einer minimalen Schalthäufigkeit innerhalb eines betrachteten Zeitraumes, müssen die Zustände eines spannungsoptimierten Zustandsvektors derart umgeordnet werden, dass sich möglichst wenige kompakte Blöcke von Zuständen innerhalb des gesamten Vektors ergeben. Der optimale Fall bezüglich einer minimalen Schalthäufigkeit eines Schalters ergäbe eine Anordnung von Zuständen, in denen dieser nicht geschaltet werden muss.

Im Falle der Bereitstellung von Strommessfenstern werden möglichst große Blöcke von Messzuständen erwartet, damit für jede Einzelmessung ein möglichst langer Zeitraum zur Verfügung steht. Dies kommt dem Umstand entgegen, dass die gesamte Signalwandlungskette durchlaufen werden muss (vgl. Abb. 1.1).

Bei Verwendung einer binären Codierung hat die Inversion eines Bits an verschiedenen Stellen innerhalb eines Zustandes eines Individuums unterschiedliche Auswirkungen auf die Änderung der damit verbundenen Zustandsnummer h_{st} nach Gl. 3.18. Auch wenn die Vergabe der Zustandsnummern in aufsteigender Reihenfolge suggeriert, dass eine Rangordnung unter den Zuständen besteht, lässt sich daraus nicht ableiten, ob ein Zustand besser oder schlechter für die Erfüllung eines Kriteriums geeignet ist. Somit kann auf die Verwendung spezieller Codes (z. B. BCD-Code) verzichtet werden.

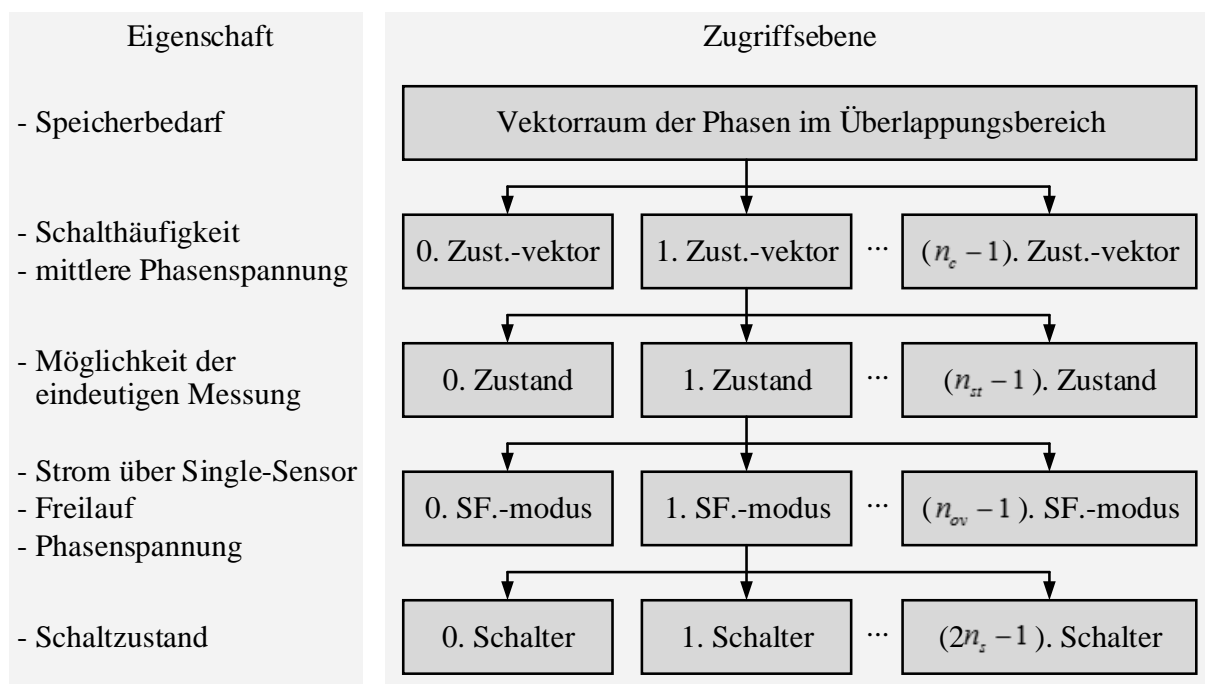


Abb. 5.3: Auswertungsebenen des Zustandsobjektes für gegebene Optimierungskriterien

Im Rahmen der beschriebenen schaltungszustandsbasierten Betrachtung erfolgen die Zugriffe des genetischen Algorithmus bezüglich der aufgezählten Kriterien auf den in Abb. 5.3 dargestellten Ebenen. Bei der Betrachtung der untersten Ebene lässt sich der Schaltzustand eines Schalters als grundlegende Eigenschaft feststellen. Aufbauend auf einer Menge von Schaltzuständen einer Phase ergibt sich so ein Stromführungsmodus, der festlegt, über welchen Schaltungszweig der Strom einer Phase fließt und ob ein Strom auf den Pfad des Sensors mikrokommutiert. Ebenfalls lässt sich die momentane Phasenspannung auf dieser Ebene berechnen.

Ein Zustand umfasst die Stromführungsmodi aller Phasen zu einem gegebenen Zeitpunkt und erlaubt so eine Aussage über die Möglichkeit zur eindeutigen Messung eines Phasenstromes. Der Zustandsvektor beinhaltet hingegen eine Folge von Zuständen und somit den zeitlichen Verlauf aller Schaltsignale des Konverters. Auf diese Weise lässt sich die Menge der Schaltzustandswechsel der einzelnen Schalter und die mittlere Phasenspannung bestimmen (vgl. Kap. 3). Die Berechnung des Speicherbedarfs aller Zustände geschieht auf der obersten Ebene in Abb. 5.3.

Je mehr Elemente ein Zustandsvektor enthält, desto feiner kann die geforderte Spannung eingestellt werden. Hierdurch erhöht sich gleichzeitig die Menge der möglichen Kombinationen.

5.4 Codierungsproblem und Repräsentation der Schaltungszustände

Für die Anwendung des evolutionären Algorithmus werden die Zustände z_i aus dem Vektor \bar{Z} (Genotyp) in eine geeignete Repräsentation (Phänotyp) überführt. Entscheidend ist hierbei die Verwendung einer Darstellung, die die Anwendung der evolutionären Operatoren erleichtert.

Zur Realisierung einer Population $P(G)$ mit $G = 0 \dots n_{gen} - 1$ (n_{gen} = Anzahl der Generationen) wird eine Menge M_I von n_c Individuen (Chromosomen) erzeugt, von denen jedes Individuum eine mögliche Lösung des Optimierungsproblems darstellt. Im vorliegenden Fall enthält jedes Chromosom eine Abfolge von Zuständen z_i , die wiederum durch die binäre Repräsentation der zugehörigen Zustandsnummer h_{st} ersetzt werden. Somit ergibt sich eine binäre Folge (Bitstring) der Länge l , die sich nach der Anzahl der zugelassenen Zustände je Individuum n_{st} und nach der Anzahl der Bits der binären Zustandsnummer richtet.

Jedes Bit wird als Gen eines Individuums betrachtet. Die konkrete Ausprägung eines Gens, das Allel, kann nur die Werte 1 und 0 annehmen. Da die betrachteten Zustände im allgemeinen Fall keine Rangordnung besitzen, hat der Wert der Zustandsnummer keine Aussagekraft über die Eignung des Zustandes für die Lösung des Optimierungsproblems. Die Hamming-Distanz beim Wechsel der Zustandsnummer durch die Änderung eines beliebigen Bits verliert dadurch ihre Bedeutung (vgl. Abschn. 5.3).

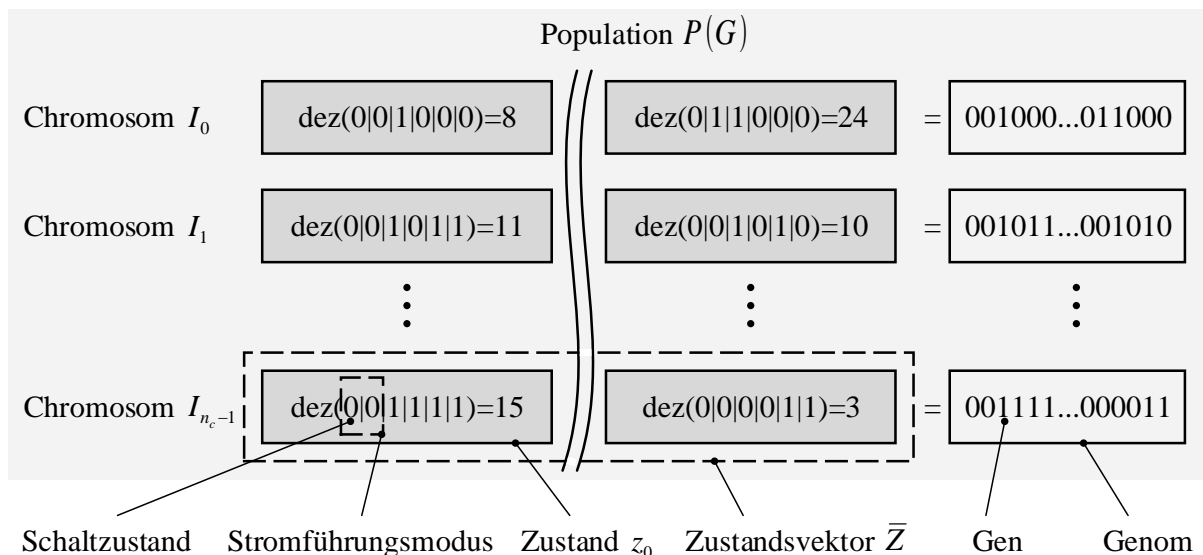


Abb. 5.4: Beispielhafter Aufbau einer Population von Schaltungszuständen für einen geschalteten Reluktanzmotor mit $n_s = 2$ und $n_p = 3$ aus Abb. 3.7

Abb. 5.4 zeigt den allgemeinen Aufbau einer Population $P(G)$ mit der gewählten Repräsentationsform des Zustandsvektors \bar{Z} . Die aktuelle Generation G sei zum Betrachtungszeitpunkt beliebig.

5.5 Generierung und Nutzung der Datenbasis

Für die Ausführung des genetischen Algorithmus muss sichergestellt werden, dass dieser die Möglichkeit zur Bewertung eines jeden Individuums erhält. Die Grundlage zur Berechnung der Fitnessfunktion bildet dabei eine Datenbasis, die für jedes Individuum aus der Population die notwendigen Eigenschaften zur Verfügung stellt. Unter Berücksichtigung des beschriebenen Vorwissens über das System können so sämtliche Eigenschaften eines Zustandsobjektes verwaltet und für die Bestimmung der Güte herangezogen werden. Abb. 5.5 illustriert die entsprechenden Zusammenhänge.

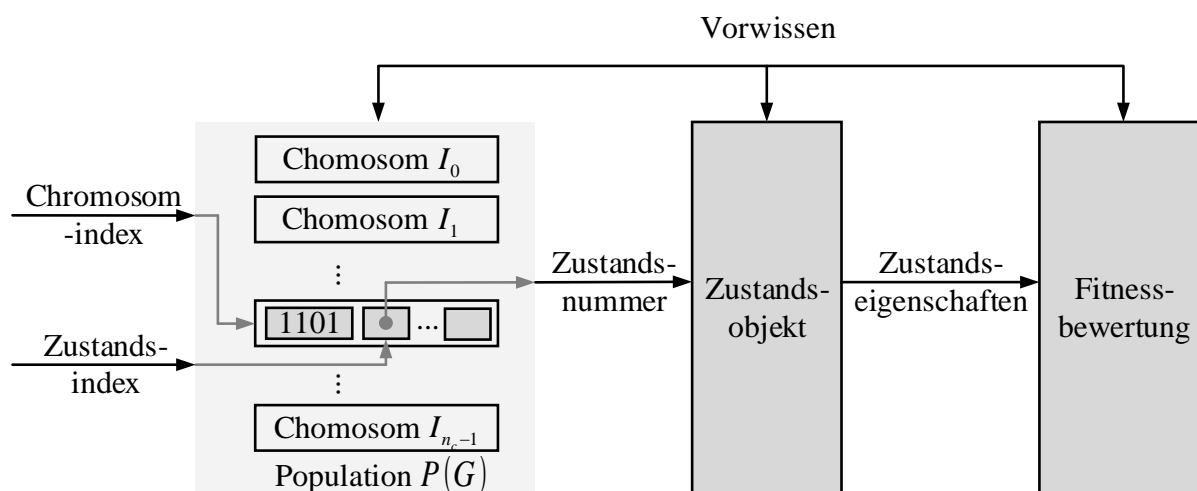


Abb. 5.5: Zugriff auf die Zustandseigenschaften für die Fitnessbewertung

Über einen Chromosomindex erfolgt der Zugriff auf ein einzelnes Individuum innerhalb einer Population zum aktuellen Betrachtungszeitpunkt G (Generation). Da jedes Individuum aus einer Aneinanderreihung von Zuständen besteht (vgl. Abb. 5.4), wird ein Zustandsindex verwendet, um den Bitstring zu extrahieren, der die Schalterstellung aller Leistungshalbleiter im Überlappungsbereich der Phasen beinhaltet. Dabei wird diese Folge, wie in Abb. 3.7 beschrieben, in dezimaler Form genutzt, um dem genetischen Algorithmus den Zugriff auf die korrespondierenden Eigenschaften des betreffenden Zustandsobjektes zu ermöglichen. Auf diese Weise kann die Berechnung der Fitnessfunktion eines gegebenen Individuums mithilfe der Eigenschaften aus Tab. 4.1 durchgeführt werden.

Abb. 4.5 und Abb. 4.6 geben einen Überblick über alle Zustände zweier Phasen mit jeweils zwei Schaltern in der vorausgesetzten HS/LS-Sensor-Ausführung. Unter der eingangs getroffenen Annahme, es sei nur die Variante in HS-Sensor-Ausführung bekannt (vgl. Abb. 5.1), entfällt der Zweig, über den der LS-Sensor eingebunden wird, und die Anoden der LS-Dioden sind direkt mit der Schaltungsmasse verbunden.

5.6 Definition der Fitnessfunktionen für die mehrkriterielle Optimierung

5.6.1 Allgemeine Fitnessfunktion

Als Grundlage für den Selektionsprozess wird im Folgenden die Fitnessfunktion definiert. Für den Fall der Ansteuerung mehrerer Phasen im Überlappungsbereich unter gleichzeitiger Berücksichtigung verschiedener Optimierungskriterien muss eine Funktion aufgestellt werden, die eine Mehrzieloptimierung ermöglicht. Dabei wird als Ausgangspunkt Gl. 5.1 nach [125] gewählt.

$$fit_g(I) = \sum_{k=0}^{n_{opt}-1} \alpha_k fit_k(I) \quad (5.1)$$

n_{opt} beschreibt die Anzahl der Optimierungsziele. Die Gesamtfitness eines Individuums errechnet sich somit aus einer gewichteten Summe der Teilfitnesswerte über alle n_{opt} Kriterien. Mit dem Faktor α_k wird durch die Ungleichartigkeit der einzelnen Optimierungsziele häufig eine Wichtung und eine Normierung der einzelnen Teilfitnessfunktionen $fit_k(I)$ vorgenommen. Es wird jedoch davon ausgegangen, dass dieser Schritt implizit durch die Anpassung der α_k durchgeführt werden kann. Aus diesem Grund entfällt die explizite Normierung.

5.6.2 Fitnessfunktion auf Basis der Referenzphasenspannungen

Für die Fitness eines Individuums bezüglich der Spannungsmittelwerte zweier Phasen $fit_v(I)$ wird der Betrag eines Fehlers $|\vec{e}|$ definiert, der sich nach Gl. 5.2 berechnet.

$$fit_v(I) = |\vec{e}| = \sqrt{(v_{0ref}(\bar{Z}) - v_{0act}(\bar{Z}))^2 + \dots + (v_{n_{ov}-1ref}(\bar{Z}) - v_{n_{ov}-1act}(\bar{Z}))^2} \quad (5.2)$$

Hierbei wird die Abweichung der durch den Zustandsvektor erreichten Phasenspannung von der geforderten Spannung für die Menge aller Phasen im Überlappungsbereich n_{ov} be-

geschrieben und entsprechend im Betrag eines Fehlervektors $|\vec{e}|$ berücksichtigt. Je genauer die Spannungsvorgaben erfüllt werden können, desto kleiner wird der Betrag des Fehlervektors und desto kleiner wird der Wert für die Teilfitnessfunktion $fit_v(I)$. Je kleiner $fit_v(I)$, desto höher ist die Wahrscheinlichkeit, dass das betrachtete Individuum sein Erbmaterial an die nächste Generation weitergeben kann.

5.6.3 Minimierung der Anzahl der Schaltvorgänge

Zur Reduktion der Schalthäufigkeit der Leistungshalbleiter innerhalb eines Zustandsvektors muss die Anzahl der zu ändernden Schaltsignale beim Wechsel zwischen den Zuständen minimiert werden. Dazu kann ein bereits optimierter Zustandsvektor durch Umsortierung seiner Zustandselemente in eine Kombination mit geringerer Schalterfrequentierung überführt werden. Die Mehrstufigkeit dieser Vorgehensweise lässt sich durch die Formulierung einer Fitnessfunktion umgehen, die die Anforderung an eine minimierte Schalthäufigkeit beinhaltet.

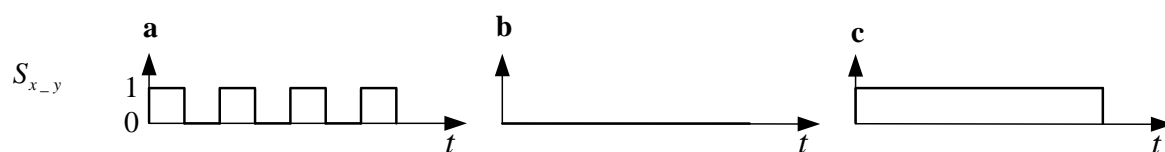


Abb. 5.6: Schalthäufigkeit für einen Schalter innerhalb eines Zustandsvektors

Betrachtet werde dazu die Anzahl der Schaltvorgänge eines Schalters innerhalb eines Zustandsvektors. Dabei lässt sich der Fall mit der größten Schalthäufigkeit konstruieren, indem ein Schalter bei jedem Übergang von einem Zustand zu einem anderen zwischen $S_{x_y_{open}}$ und $S_{x_y_{closed}}$ wechselt (Abb. 5.6 a). Abb. 5.6 b und c illustrieren jeweils eine Möglichkeit für den Fall der minimalen Schalthäufigkeit.

Die Ermittlung der Schalthäufigkeit aller Schalter innerhalb eines Zustandsvektors wird nach Abb. 5.7 durchgeführt. Hierbei wird die Gesamtschalthäufigkeit derart bestimmt, dass die zeitlichen Schaltverläufe der einzelnen Schalter hintereinander gereiht und alle sich ergebenden Wechsel aufsummiert werden. Diese Vorgehensweise entspricht einer Flankenanzählung entlang der Gene eines Individuums (vgl. Abb. 5.4).

Abb. 5.8 a und b zeigen wie eine Verringerung der Schalthäufigkeit durch Vertauschen einzelner Zustände (und somit auch einzelner Schaltzustände) erreicht wird. Die neue Anordnung entspricht wiederum dem Schaltsignalverlauf in Abb. 5.8 c. Dieser Umstand erweitert den Freiheitsgrad bei der Optimierung (vgl. Kap. 5.3).

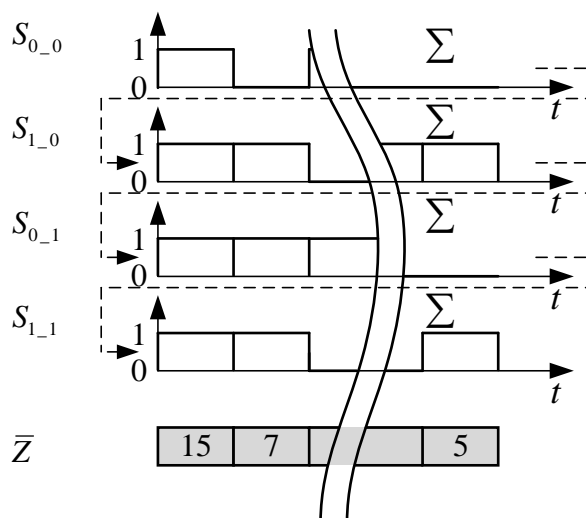


Abb. 5.7: Bestimmung der Schalthäufigkeit

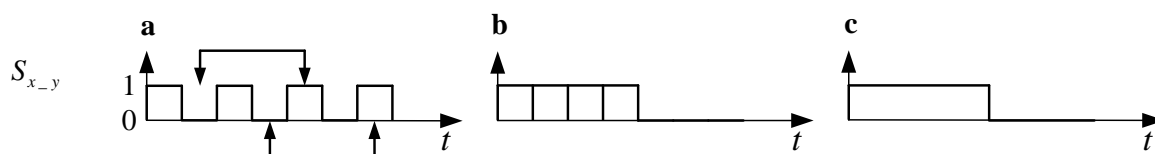


Abb. 5.8: Minimierung der Schalthäufigkeit eines Schalters durch Umordnung der Schaltzustände

Bei n_{st} Zuständen können für jeden der n_s Schalter je Phase höchstens $n_{st}-1$ Schaltzustandswechsel zwischen den Rändern erfolgen, was für die Gesamtheit aller im Überlappungsbereich liegenden Schalter eine maximale Anzahl der Schaltzustandswechsel von $n_s n_{ov} (n_{st}-1)$ ergibt.

Ein erkannter Wechsel vom i -ten zum $(i+1)$ -ten Zustand wird mit $ch_i = |S_{x_{y(i+1)}} - S_{x_{y_i}}| = 1$ markiert. Für den Fall, dass kein Wechsel stattgefunden hat, wird $ch_i = 0$. Die Summe über alle Schalter ergibt nach Gl. 5.3 die Anzahl der Schaltzustandswechsel innerhalb eines Zustandsvektors, was im Folgenden als Fitnesswert $fit_f(I)$ eines Individuums bezüglich einer minimalen Schalthäufigkeit interpretiert wird.

$$fit_f(I) = \sum_{y=0}^{n_{ov}-1} \sum_{x=0}^{n_s-1} \sum_{i=0}^{n_{st}-2} ch_i = \sum_{y=0}^{n_{ov}-1} \sum_{x=0}^{n_s-1} \sum_{i=0}^{n_{st}-2} (|S_{x_{y(i+1)}} - S_{x_{y_i}}|) \quad (5.3)$$

Durch den binären Charakter der Schaltzustände kann der Ausdruck durch die effizientere Ausführung einer Exklusiv-ODER-Bitoperation ersetzt werden. Somit kann die Summe aller Schaltwechsel mit Gl. 5.4 berechnet werden.

$$fit_f(I) = \sum_{y=0}^{n_{ov}-1} \sum_{x=0}^{n_s-1} \sum_{i=0}^{n_{st}-2} (S_{x-y_{(i+1)}} \vee S_{x-y_i}) \quad (5.4)$$

5.6.4 Bereitstellung von Messfenstern

Zur Messung beliebiger Phasenströme i_p über den HS-Stromsensor muss sichergestellt werden, dass der Zustandsvektor Zustände enthält, in denen die relevanten Ströme über den eingesetzten Sensor erfasst werden können. Dazu müssen die Schalter so konfiguriert werden, dass die Ströme über den mit der Sensorik bestückten Pfad fließen können.

Die Möglichkeit zur eindeutigen Messung eines Phasenstromes in der betrachteten Topologie nach Abb. 5.1 ist dann gegeben, wenn nur dieser über den HS-Sensor fließt. Nach Tabelle 4.1 handelt es sich dabei um die Zustände 2, 3, 6, 7, 8, 9, 12 und 13.

Für die allgemeine $n_{p_m_ref}$ -fache Bestimmung eines beliebigen Stromes über den HS-Sensor innerhalb eines Zustandsvektors wird der Fehler e_{p_m} gebildet, der die Anzahl der enthaltenen Messfenster $n_{p_m_act}$ von der Anzahl der geforderten Messfenster $n_{p_m_ref}$ nach Gl. 5.5 subtrahiert.

$$e_{p_m} = |n_{p_m_ref} - n_{p_m_act}| \quad (5.5)$$

Wird e_{p_m} für die Berechnung des Fitnesswertes für die Bereitstellung von Messfenstern interpretiert, ergibt sich Gl. 5.6, mithilfe derer die Summe aller Differenzen als Fitnesswert zum Ausdruck gebracht wird. Je kleiner $fit_m(I)$, desto genauer wurde die je Phase vorgegebene Messfensteranzahl erreicht.

$$fit_m(I) = \sum_{p=0}^{n_{ov}-1} e_{p_m} \quad (5.6)$$

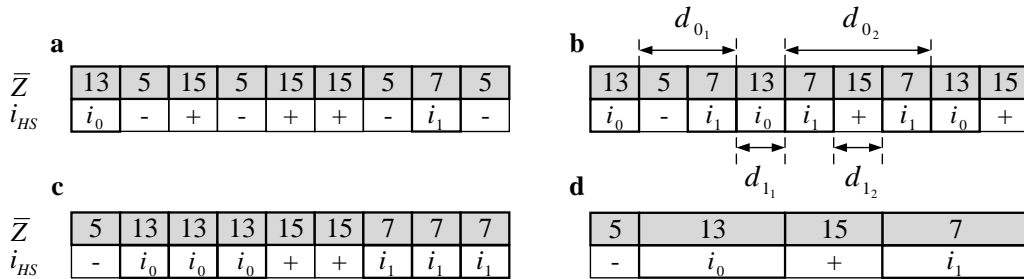


Abb. 5.9: Maximierung der Gesamtmessfenstergrößen

Auf diese Weise versucht der genetische Algorithmus, die Anzahl der Messfenster auf den vorgegebenen Wert einzustellen (Abb. 5.9 a \rightarrow 5.9 b).

Über die Messeinheit wird ein Strom ermittelt, dessen Verlauf durch unterschiedliche Einflüsse überlagert ist. Da zeitabhängige Störgrößen entlang der gesamten Messkette auf die Messwerterfassung einwirken (vgl. Abb. 1.1) und der Messwert aufgrund dynamischer Vorgänge nicht zu jedem Zeitpunkt sinnvoll interpretiert werden kann, ergibt sich die Notwendigkeit, viele kleine Messfenster zu großen Messfensterblöcken zusammenzufassen. Somit besteht die Forderung an den genetischen Algorithmus, möglichst viele Zustände mit der Möglichkeit zur eindeutigen Messung eines geforderten Phasenstromes zu erzeugen und diese unterbrechungsfrei zu gruppieren.

Durch die Einführung von Distanzen d_{p_m} (vgl. Abb. 5.9), die die Entfernung gleichartiger Messfenster in Vielfachen der Einheitszustandslänge T für eine Phase p beschreiben, lässt sich durch Gl. 5.7 ein Wert für die Gesamtdistanz aller Messfenster berechnen.

$$fit_d(I) = \sum_{p=0}^{n_{ov}-1} \sum_{m=1}^{n_{p_m_act}} d_{p_m} \quad (5.7)$$

Ein Individuum mit einem möglichst kleinen Wert für $fit_d(I)$ entspricht damit der in Abb. 5.9 c dargestellten Zustandskombination. Dabei ergeben Blöcke von gleichen Messfenstern jeweils ein vergrößertes Messfenster (5.9 d). Somit kann die benötigte Messfensterbreite in Abhängigkeit aller Strommesseinflüsse angepasst werden.

5.6.5 Bestrafung der oberen Freiläufe

Der Motorbetrieb mit Zuständen, in denen mindestens eine Phase einen oberen Freilauf aufweist, kann dazu führen, dass die Leistungshalbleiter unter Umständen nicht korrekt angesteuert werden können. Durch die spannungsseitige Äquivalenz kann die Wirkung der oberen Freiläufe auf die Motorphase ebenso durch eine Verwendung der unteren Freiläufe erzielt werden. Deshalb soll der genetische Algorithmus um eine Möglichkeit zur Vermeidung der Stromführungsmodi erweitert werden, in denen der Phasenstrom bei Nullspannung über den HS-Schalter fließt.

Abb. 5.10 stellt einen Verlauf der Schaltsignale dar, bei denen der Strom in beiden Phasen mehrmals über den oberen Freilauf abklingt. Dabei wird die Anzahl der entsprechenden Stromführungsmodi für jede Phase $n_{p_{of}}$ aufsummiert und die Gesamthäufigkeit durch die Addition der Teilbeträge gebildet (vgl. Gl. 5.8). Der so berechnete Wert kann als Bestrafungsterm bei der Berechnung der Gesamtfitness interpretiert werden.

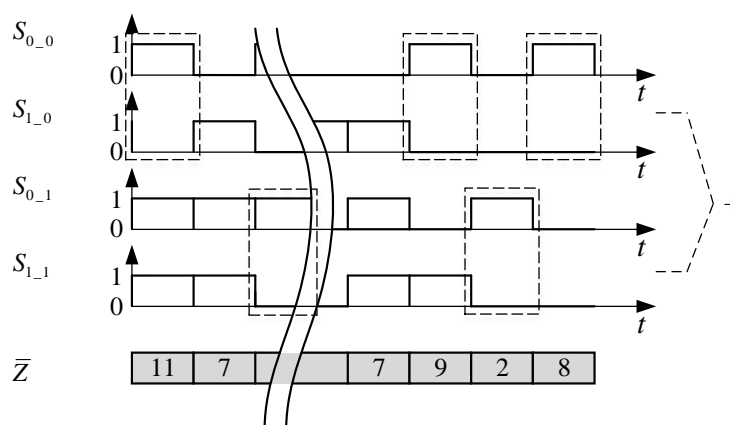


Abb. 5.10: Summierung der oberen Freiläufe

$$fit_o(I) = \sum_{p=0}^{n_{ov}-1} n_{pof} \quad (5.8)$$

Ein Schaltsignalverlauf für die Schalter zweier Phasen im Überlappungsbereich kann bezüglich der sicheren Ansteuerung der Leistungshalbleiter als optimal bezeichnet werden, wenn dieser keine oberen Freiläufe enthält.

5.6.6 Berücksichtigung von Speicheranforderungen

In praktischen Anwendungen ist die Menge der im Speicher zu hinterlegenden Informationen nach der Optimierung der Zustandsvektoren ebenfalls zu minimieren. Aus diesem Grund muss die Fitnessfunktion in Hinblick auf Gl. 3.17 durch die Berücksichtigung von Nachbarschaftsbeziehungen so ergänzt werden, dass die Anzahl der sich unterscheidenden Zustände zwischen benachbarten Vektoren möglichst klein wird. Dazu wird im Folgenden davon abgesehen, die n_{vec} Zustandsvektoren einzeln abzuspeichern. Stattdessen werden drei Speichermodelle dargestellt, bei denen ein unabhängig optimierter Zustandsvektor durch eine Information der zu ändernden Zustände in die Zustandskombinationen der umliegenden Gitterpunkte (vgl. Abb. 3.6) überführt werden kann. Somit reduziert sich der Speicheraufwand im Wesentlichen auf das Hinterlegen der Kantenbeziehungen entlang der eingezeichneten Pfeile. Die Nummerierung kennzeichnet dabei die Reihenfolge, wobei die mehrfache Darstellung einer Zahl den Fall beschreibt, bei dem die Optimierung parallel durchgeführt werden kann.

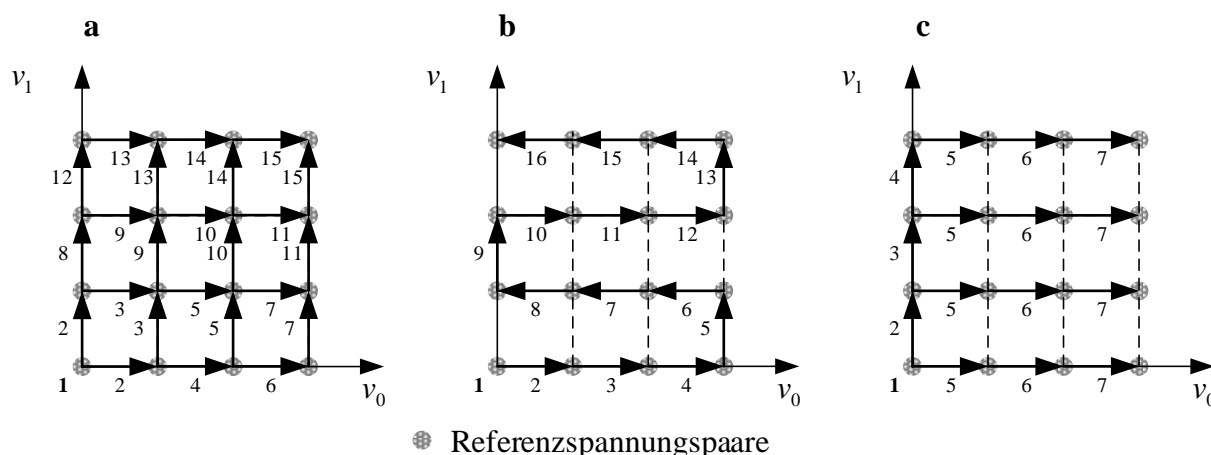


Abb. 5.11: Betrachtete Speichermodelle zum Hinterlegen von Änderungsinformation zur Überführung des Zustandsvektors eines Gitterpunktes in den Zustandsvektor eines benachbarten Gitterpunktes für $n_{ov} = 2$

Abb. 5.11 illustriert drei Möglichkeiten, bei denen ausgehend von einem Zustandsvektor im Punkt 1 die Vektoren aller Gitterpunkte durch unterschiedliche Pfade entlang der Kanten erreicht werden können. Dabei sind verschiedene Eigenschaften festzustellen.

In Abb. 3.6 a ist jeder Gitterpunkt auf kürzestem Weg erreichbar. Bei der Optimierung müssen teilweise mehrere Nachbarschaftsbeziehungen berücksichtigt werden, wodurch die Optimierung sowohl sequentiell als auch parallel durchgeführt wird. Für jede Kante muss eine Änderungsinformation hinterlegt werden, wobei sich deren Anzahl nach Gl. 5.9 berechnet.

$$n_{edges} = 2n_{0steps}n_{1steps} - n_{0steps} - n_{1steps} \quad (5.9)$$

Bei einer Optimierung nach Abb. 3.6 b sind die Gitterpunkte entlang der Kanten nicht auf dem kürzest möglichen Weg zu erreichen. Da jedoch in jedem Schritt jeweils nur der vorhergehende Gitterpunkt berücksichtigt werden muss, kann die Optimierung sequentiell erfolgen. Die Anzahl der bereitzustellenden Änderungsinformationen ergibt sich nach Gl. 5.10.

$$n_{edges} = n_{0steps}n_{1steps} - 1 \quad (5.10)$$

Abb. 3.6 c illustriert den Fall, bei dem zuerst sequentiell entlang der Kanten 2, 3 und 4 optimiert wird. Anschließend kann eine parallele Optimierung entlang der Kanten 5, 6

und 7 erfolgen. Hierbei muss nicht für jede Kante eine Änderungsinformation hinterlegt werden und jeder Gitterpunkt ist auf dem kürzestem Weg erreichbar. In jedem Schritt muss nur der vorhergehende Gitterpunkt berücksichtigt werden. Für die Bestimmung der zu berücksichtigenden Änderungsinformationen kann Gl. 5.11 verwendet werden.

$$n_{edges} = n_{0_{steps}} n_{1_{steps}} - 1 \quad (5.11)$$

Die Gesamtfitnessfunktion muss so modifiziert werden, dass zusätzlich die Menge der zu wechselnden Zustände benachbarter Zustandsvektoren minimal wird. Dazu wird die Anzahl der Zustandswechsel n_{ch} ermittelt und als Teilfitnessfunktion nach Gl. 5.12 definiert.

$$fit_{ch}(I) = n_{ch} \quad (5.12)$$

5.7 Anwendung der genetischen Operatoren

Die Auswahl und Anwendung der genetischen Operatoren entscheidet über das Konvergenzverhalten und bestimmt somit die Geschwindigkeit des Optimierungsprozesses. Im Folgenden werden deshalb die für das vorliegende Problem ausgewählten Operatoren nach [125] und [123] zusammengefasst (vgl. Abb. 5.2).

5.7.1 Initialisierung der Startpopulation

Für die Anwendung der genetischen Operatoren wird eine Menge von Individuen der ersten Generation erzeugt. Dabei besteht jedes Individuum aus einem Binärcode, dessen Bitgruppen die Schalterzustände der Halbbrücken für jede Phase beinhalten. Die erste Generation dient als Basis für die Anwendung des genetischen Algorithmus und wird zufällig initialisiert.

5.7.2 Auswahl geeigneter Individuen

Für die Anwendung der genetischen Operatoren muss die Gesamtfitness jedes Individuums berechnet werden. Mithilfe der beschriebenen Teilfitnessfunktionen und einer Wichtung für jeden Term nach Gl. 5.1 kann ein Ausdruck für die Eignung einer Zustandsfolge nach Gl.

5.13 formuliert werden. Dabei bietet sich Individuen mit kleiner werdender Gesamtfitness $fit_g(I)$ eine bessere Chance bei der Reproduktion im Laufe des Evolutionsprozesses.

$$fit_g(I) = \alpha_v fit_v(I) + \alpha_f fit_f(I) + \alpha_m fit_m(I) + \alpha_d fit_d(I) + \alpha_o fit_o(I) + \alpha_{ch} fit_{ch}(I) \quad (5.13)$$

5.7.3 Selektionsschema

Für die Auswahl der Individuen, die als Elternpaare neue Nachkommen erzeugen, wird die Turnierselektion verwendet. Dabei werden mehrere Individuen zufällig aus der Population ausgewählt und anhand ihrer Fitness gegeneinander gemessen. Das Individuum mit der besten Fitness geht als Turniersieger hervor und wird für den Rekombinationsprozess ausgewählt.

5.7.4 Rekombination der Elternpaare

Die Rekombination dient dazu, das genetische Material der selektierten Individuen aus einer Vorgängergeneration in eine Nachfolgenergeneration zu transportieren und durch den Austausch von Gensequenzen für die Erschaffung neuer Individuen zu sorgen, die für die Lösung des vorliegenden Problems besser geeignet sein könnten. Für das beschriebene Optimierungsproblem kommt das 2-Point-Crossover-Verfahren zum Einsatz. Dabei werden zufällig zwei Trennstellen innerhalb der ausgewählten Elternpaare gesetzt und die jeweils zwischen den Trennstellen liegenden Gensequenzen vertauscht. Auf diese Weise entstehen die Nachkommen der nächsten Generation.

Während der Anwendung des Rekombinationsoperators können die ausgewählten Individuen an beliebigen Positionen aufgetrennt werden. Je nach Optimierungsziel kann sich dieses Vorgehen jedoch als ungünstig erweisen, da die Möglichkeit besteht, dass einzelne Zustände geändert werden, während eine Beschränkung der Trennstellenauswahl auf Bitgruppen für eine Vertauschung von Zuständen sorgt, ohne die Zustände selbst zu beeinflussen.

5.7.5 Mutation der Kinder

Der Mutationsoperator dient dazu, eine vorzeitige Stagnation bei der Entwicklung der Population zu vermeiden. Durch das Kippen von Bits an zufällig ausgewählten Stellen innerhalb eines Individuums, besteht die Möglichkeit, lokale Extrema zu verlassen und in andere Bereiche des Lösungsraumes vorzudringen. Auf diese Weise kann der genetische Algorithmus

u. U. auch das globale Optimum finden. Die Mutationsstellen werden dabei mithilfe einer gleichverteilten Zufallsvariable bestimmt.

5.7.6 Ersetzungsschema

Das Ersetzungsschema legt fest, in welcher Weise die Nachfolgeneration aus der aktuell betrachteten Generation hervorgeht. Zur Erzeugung der Nachfolgeneration werden im vorliegenden Fall alle Individuen der Elterngeneration durch deren Nachkommen ersetzt. Zur Erhaltung der Populationsgröße muss folglich jedes Elternpaar zwei Kinder zeugen.

5.8 Optimierungsergebnisse

5.8.1 Freiheitsgrad der Optimierung

Für die Optimierung mindestens eines Zustandsvektors existiert eine Vielzahl von Einstellmöglichkeiten zur Ausführung des genetischen Algorithmus. Dazu zählen u. a.

- die Art der Selektion und die Selektionsrate
- die Art der Mutation und die Mutationsrate
- die Art des Ersetzungsschemas
- die Populationsgröße
- die Anzahl der Generationen

Die Wahl der genetischen Operatoren und deren Parametrierung (vgl. Tab. A.2) beeinflusst das Konvergenzverhalten. Häufig führt schon eine grobe Voreinstellung zur Generierung hinreichend guter Lösungen, wobei eine empirische Feineinstellung die Konvergenzgeschwindigkeit erheblich verbessern kann.

Weiterhin existieren problembezogene Randbedingungen, die über den Aufwand bei der Ausführung des Optimierungsprozesses für zwei Phasen im Überlappungsbereich entscheiden. Bei Verwendung der verallgemeinerten asymmetrischen Halbbrücke bestimmt die Anzahl der verwendeten Leistungshalbleiter je Phase darüber, wie viele verschiedene Stromführungsmodi und letztlich Zustände innerhalb der Brücke zur Verfügung stehen. Die sich daraus ergebenden Spannungsebenen können zwar innerhalb des Zustandsvektors zur Einstellung der gewünschten Phasenspannungen genutzt werden. Jedoch bewirkt eine höhere

Schalteranzahl auch die Vergrößerung des Suchraums. Ebenso sorgt eine Anhebung der Anzahl der Zustände eines Zustandsvektors für eine Expansion der Menge möglicher Lösungen. Müssen Abhängigkeiten mehrerer Zustandsvektoren z. B. bei der Speicheroptimierung berücksichtigt werden, entscheidet eine Veränderung der Schrittweite entlang der Einheitsvektoren bei gegebener Eingangsspannung (v_{prange}) über die Menge der durchzuführenden Einzeloptimierungen (vgl. Kap. 3).

5.8.2 Einstellen eines Spannungsmittelwertes für eine Phase

Im folgenden Beispiel wird die prinzipielle Funktionsfähigkeit des genetischen Algorithmus für die Optimierung eines Zustandsvektors zur Spannungseinstellung für eine Phase (Phase 0) nachgewiesen. Abb. 5.12 zeigt den konvergenten Verlauf des Spannungsfehlerbetrages $e_v = f(G)$ für eine Zwischenkreisspannung (v_{bat}) von 12 V. Es wird angenommen, dass eine Spannung von -8 V in der Phase angenähert werden soll. Dabei versucht die Optimierungsstrategie eine vorgegebene Menge von 50 Zuständen derart zu kombinieren, dass der arithmetische Mittelwert der Einzelphasenspannungen der Sollvorgabe entspricht. Betrachtet wird der Fall für 100 Generationen bei fünf verschiedenen Einstellungen der genetischen Operatoren nach Tab. A.1.

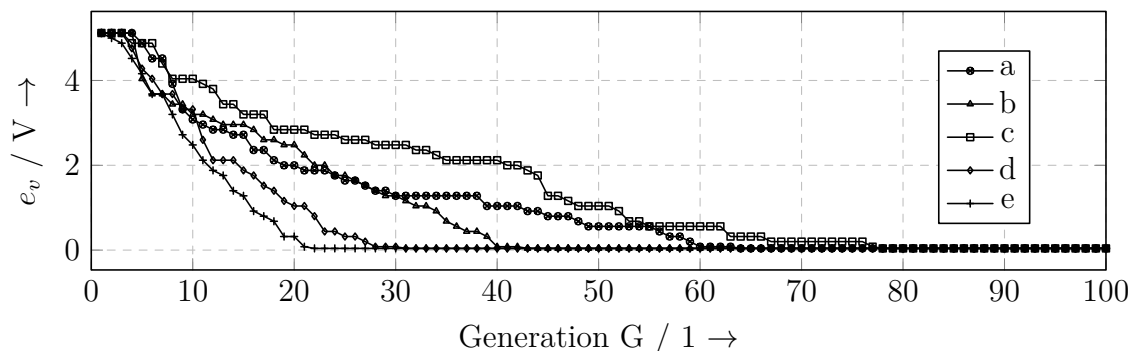


Abb. 5.12: Verlauf des Spannungsfehlerbetrages bei unterschiedlichen Einstellungen des genetischen Algorithmus

Ausgehend von der selben zufälligen Startinitialisierung lässt sich durch verschiedene Parametersätze ein unterschiedliches Fehlerverhalten erzielen. Die grundlegende Konvergenz ist jedoch bei jeder der aufgeführten Parameterkonfigurationen gegeben. Bis auf einen Restfehler, der sich durch den diskreten Charakter der Verwendung von Einzelzuständen ergibt, strebt der Fehler im Laufe der Generationen gegen Null. Aufbauend auf der in Abb. 5.5 dar-

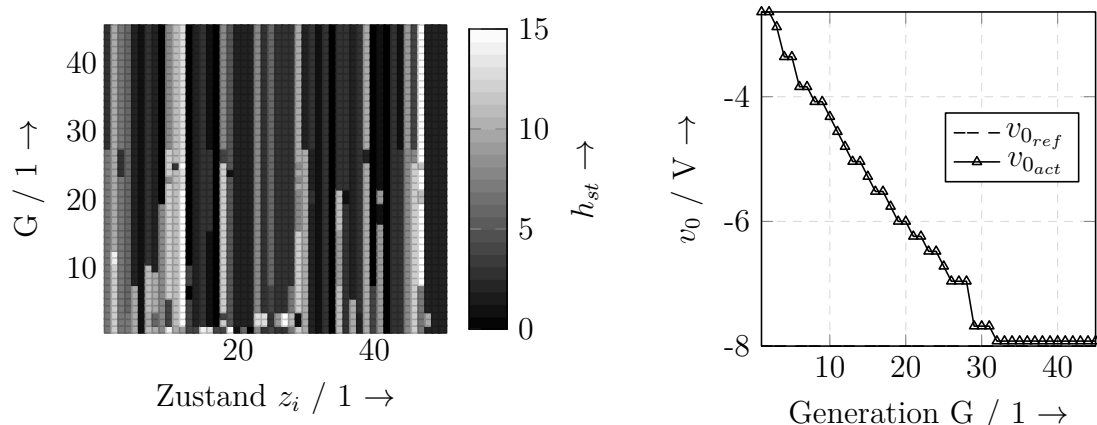


Abb. 5.13: Entwicklung des besten Individuums (links) und zugehöriger Spannungsmittelwert (rechts) im Laufe der Generationen

gestellten Zugriffsstruktur wird nur die Spannung einer Phase entnommen. Die Spannung der anderen Phase bleibt dabei unberücksichtigt.

Abb. 5.13 illustriert auf der linken Seite einen weiteren Optimierungsdurchlauf. Gezeigt wird der Vorgang, bei dem sich das jeweils beste Individuum einer Population während eines Evolutionsprozesses innerhalb der ersten 45 Iterationen von insgesamt 100 Generationen mit der Parametrierung nach Abb. 5.12 e entwickelt. Jede Zeile enthält dabei die Menge aller Zustände des Zustandsvektors, deren Zustandsnummer h_{st} über einen Grauwert dargestellt wird. Der Verlauf des jeweils erreichten Spannungsmittelwertes des besten Individuums kann der rechten Seite von Abb. 5.13 entnommen werden.

Zu Beginn erfolgt die stärkste Veränderung der Zustände in der Entwicklung des jeweils besten Individuums, während ab den Generationen 28-32 keine Verbesserung erzielt wird. Dabei kommen überwiegend Zustände vor, die mit einer Einzelspannung von -12 V für Phase 0 dazu beitragen, dass sich der Mittelwert aller Zustände des betrachteten Individuums in Richtung der gewählten Sollspannung von -8 V verschiebt.

Abb. 5.14 veranschaulicht die Signalverläufe der Schalter für Phase 0. Die Sequenz entspricht dem Individuum der letzten Generation aus Abb. 5.13, wobei die Zeitbasis unspezifiziert ist. Die zugeordneten Farben variieren leicht dadurch, dass die Spannung von Phase 1 bei der Optimierung im vorliegenden Beispiel nicht berücksichtigt wurde. Allerdings beeinflusst die Stellung der Schalter von Phase 1 die unteren zwei Bit der Zustandsnummer in binärer Darstellung. Die Anwendung dieser Schaltfolge ermöglicht es, die geforderte Phasenspannung von -8 V mit einer durch den diskreten Charakter der Schaltzustände resultierenden Abweichung einzustellen.

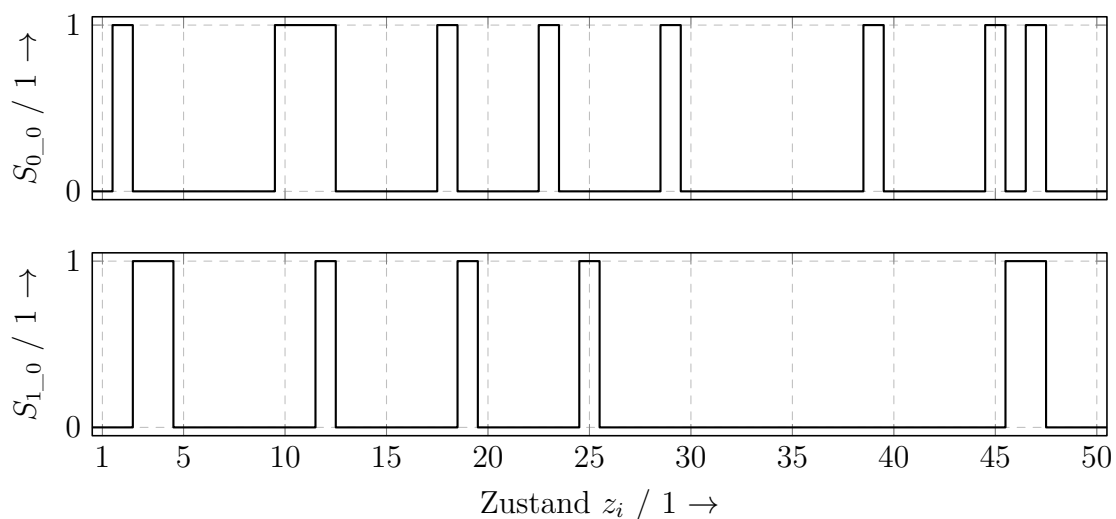


Abb. 5.14: Schaltzustände der Leistungshalbleiter nach der Optimierung bezüglich einer vorgegebenen Phasenspannung ($v_{0_{ref}} = -8$ V)

5.8.3 Einstellen der Spannungsmittelwerte für zwei Phasen

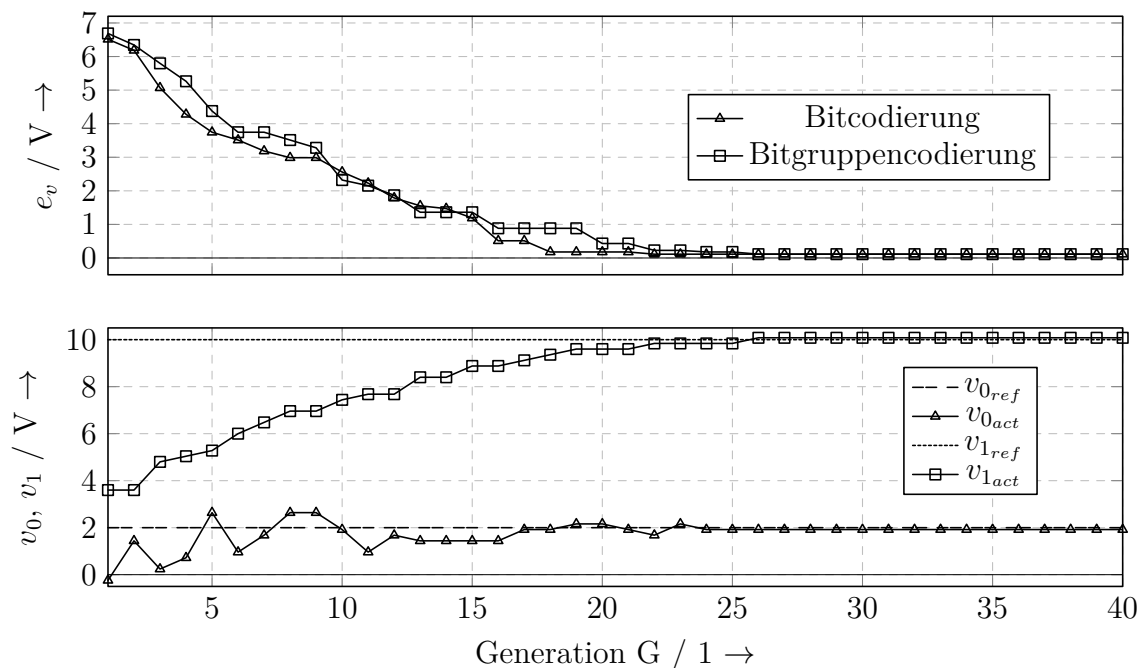


Abb. 5.15: Verlauf des Spannungsfehlerbetrages bei unterschiedlicher Codierung (oben) und Verläufe der Phasenspannungsmittelwerte bezüglich ihrer Sollwerte (unten)

Unter Verwendung der in Abb. 5.1 dargestellten Ansteuertopologie mit zwei Phasen im Überlappungsbereich wird der genetische Algorithmus für die Generierung der entsprechen-

den Schaltsignale angewendet. Das Ziel besteht darin, eine Zustandskombination zu finden, die für jede Phase die geforderte Spannung einstellt. Als Optimierungskriterium wird die Minimierung des Fehlerbetrags gefordert, der sich nach Gl. 5.2 aus den gewünschten Soll- und den erreichten Istwerten ergibt.

Abb. 5.15 (oben) stellt den Verlauf des Spannungsfehlerbetrages zweier Phasenspannungen dar, der ausgehend von der besten Lösung der Anfangspopulation über mehrere Generationen konvergiert. Hierbei wurde das jeweils beste Individuum einer Generation entnommen. Dieses Individuum entspricht der Forderung nach einem minimalen Betrag des Spannungsfehlers zweier beliebig gewählter Sollspannungen (hier $v_{0_{ref}} = 2 \text{ V}$ und $v_{1_{ref}} = 10 \text{ V}$).

Den dargestellten Verläufen liegen die in Tab. A.1 aufgeführten Einstellungen zugrunde. Durch den fallenden Verlauf zeigt sich, dass sich während des Optimierungsprozesses eine Verbesserung der genetischen Information der Individuen einstellt und der Betrag des Spannungsfehlers abnimmt. Die auftretenden Plateaus weisen darauf hin, dass die betrachtete Generation keine Individuen hervorgebracht hat, die hinsichtlich des formulierten Optimierungskriteriums besser sind, als die Individuen der vorherigen Generation. Dies bedeutet jedoch nicht, dass sich die mittlere Fitness der gesamten Population nicht verbessert hat, da mehr gute Individuen der aktuellen Generation die Wahrscheinlichkeit für die Generierung eines neuen besten Individuums in der Nachfolgegeneration erhöhen. Dabei kann nicht garantiert werden, dass der Betrag des Spannungsfehlers zu Null wird.

Die Konvergenzgeschwindigkeit hängt u. a. davon ab, in welcher Art der genetische Algorithmus auf die Population zugreifen kann. Durch die Zusammengehörigkeit von vier aufeinanderfolgenden Genen innerhalb eines Individuums (vier Schalterzustände von zwei Phasen im Überlappungsbereich) lässt sich ein zeitlicher Vorteil bei der Ausführung des simulierten Evolutionsprozesses erzielen. Die Beschränkung der genetischen Operatoren auf Bitgruppen bewirkt eine Vertauschung von Zuständen als Ganzes, wodurch die Rekombination an beliebigen Stellen innerhalb der Individuen unterbunden wird. Die Einzelspannungen der Zustände an den Trennstellen bleiben somit erhalten. Für die Optimierung der Phasenspannungen ohne die Berücksichtigung weiterer Kriterien ergibt sich nach [127] jedoch noch kein Vorteil für eine der verwendeten Codierungsarten (vgl. Abb. 5.15).

Abb. 5.15 (unten) illustriert den Verlauf der Ist- und Sollwerte der Phasenspannungen. Dabei handelt es sich um das jeweils beste Individuum einer Generation entsprechend des erreichten Spannungsfehlerbetrages. Aus diesem Grund lässt sich keine Aussage über die Monotonie während des Optimierungsprozesses treffen. Beide Werte konvergieren jedoch bis auf einen Restfehler gegen ihren jeweiligen Sollwert.

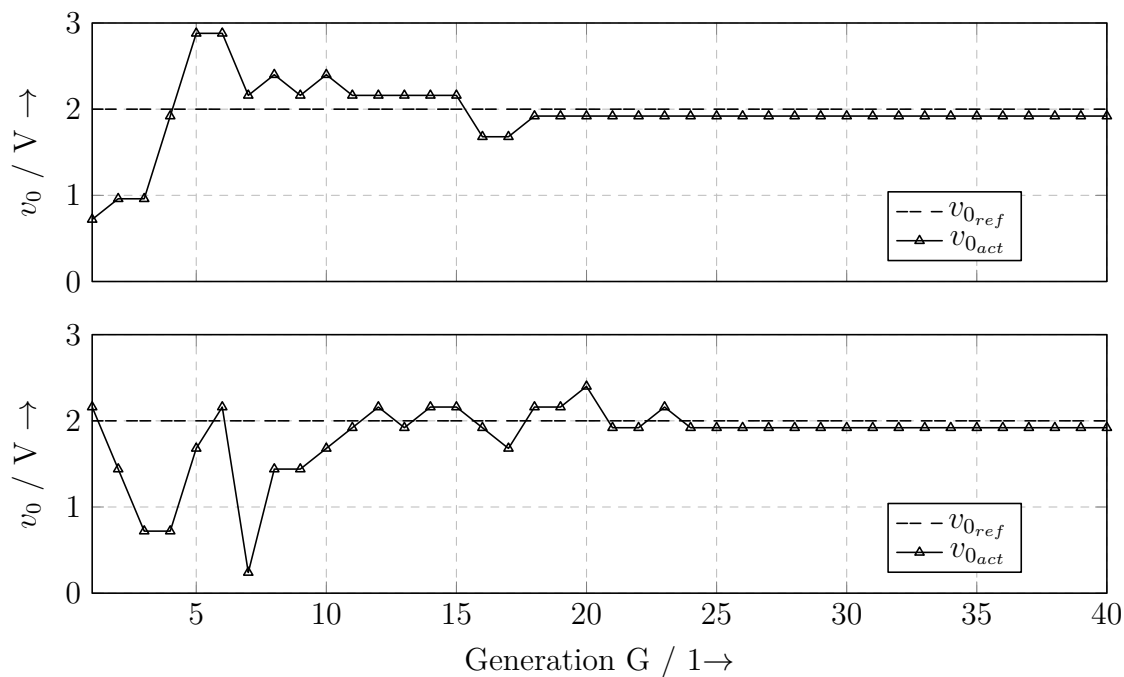


Abb. 5.16: Verlauf der ersten Phasenspannung bei unterschiedlicher Startinitialisierung

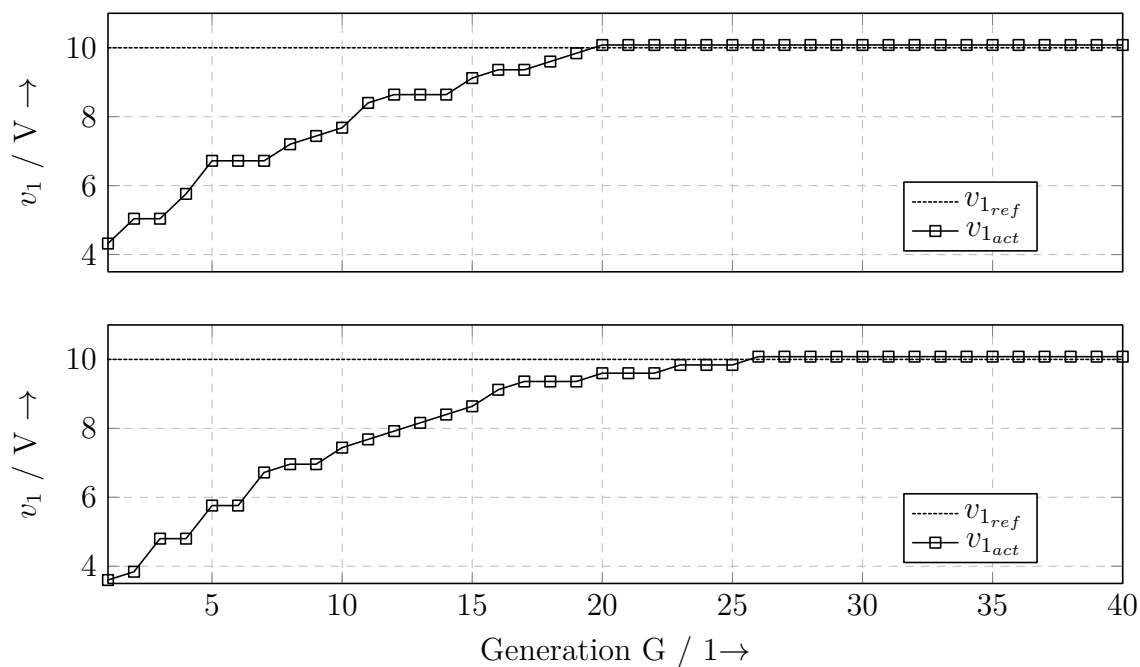


Abb. 5.17: Verlauf der zweiten Phasenspannung bei unterschiedlicher Startinitialisierung

Aufgrund der Verwendung einer Zufallsinitialisierung der Startpopulation sind die Spannungswerte des besten Individuums der ersten Generation und somit auch der sich daraus ergebende erreichte Fehler im zu erwartenden Bereich zufällig verteilt. Abb. 5.16 und Abb. 5.17 zeigen die Verläufe der Spannungen bei unterschiedlicher Startinitialisierung.

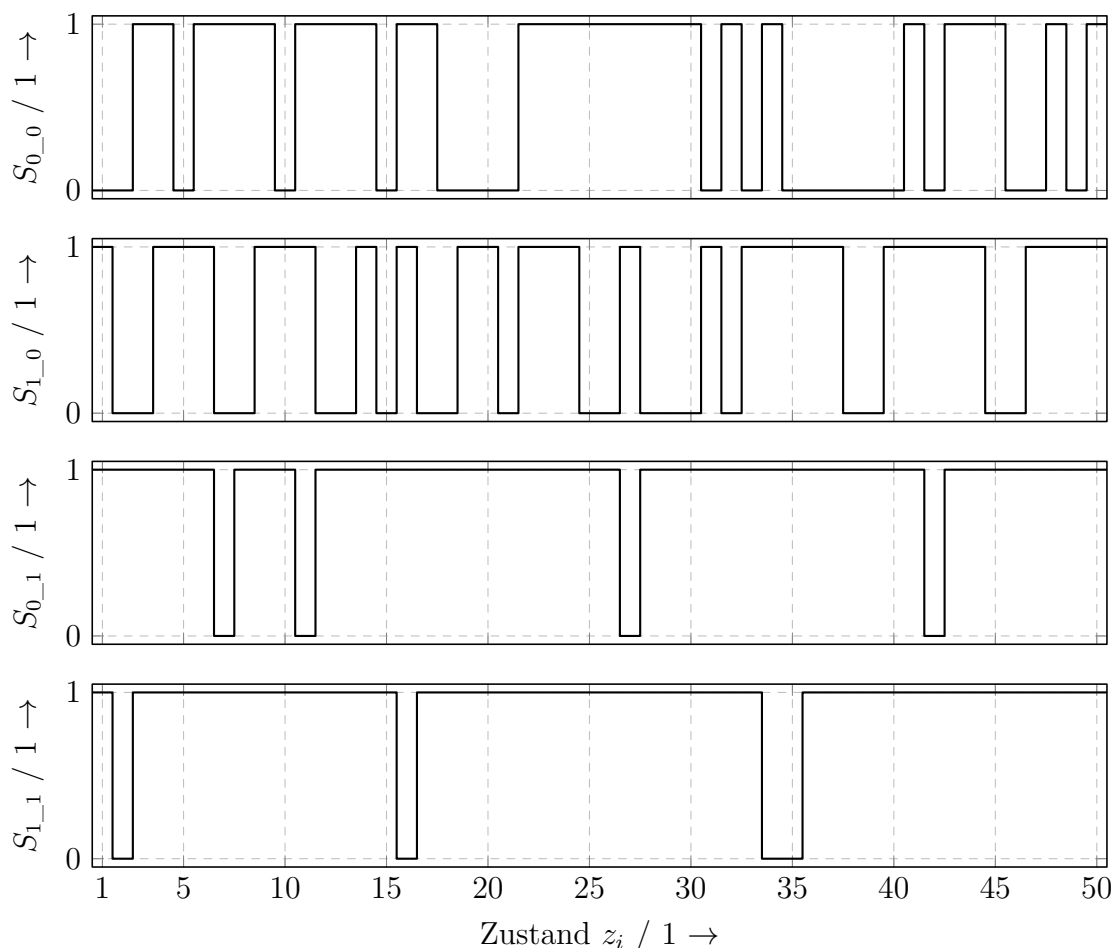


Abb. 5.18: Schaltzustände der Leistungshalbleiter nach der Optimierung bezüglich der Phasenspannungen für zwei Phasen ($v_{0_{ref}} = 2 \text{ V}$ und $v_{1_{ref}} = 10 \text{ V}$)

Abb. 5.18 zeigt den Verlauf der Schaltzustände der Leistungshalbleiter nach der Minimierung des Spannungsfehlerbetrages. Durch die Generierung der Schaltsignale bezüglich zweier zu stellender Phasenspannungen ohne Berücksichtigung weiterer Optimierungskriterien ergeben sich Ansteuersignale mit zufälligem Charakter. Ein auf diese Weise betriebener geschalteter Reluktanzmotor würde zwar die geforderten Spannungen hinreichend genau einstellen. Allerdings muss unter Umständen mit einer erhöhten Belastung der Leistungshalbleiter und einem damit verbundenen Anstieg der Verlustleistung gerechnet werden. Weiterhin ist davon auszugehen, dass die Leistungshalbleiter bei zunehmender Verkleinerung der zur Verfügung stehenden Zeitbasis nicht mehr korrekt geschaltet werden können.

Abb. 5.19 zeigt den Verlauf des erreichbaren Spannungsfehlerbetrages für zwei Phasen im Überlappungsbereich. Dabei können die Ergebnisse der Optimierung für je eine Kombination beider Phasenspannungen im Bereich von -12 V bis +12 V entnommen werden. Die Anzahl der zur Verfügung stehenden Zustände beträgt im vorliegenden Beispiel 50 und die Schrittweite entlang der Achsen ist jeweils auf 1 V gesetzt.

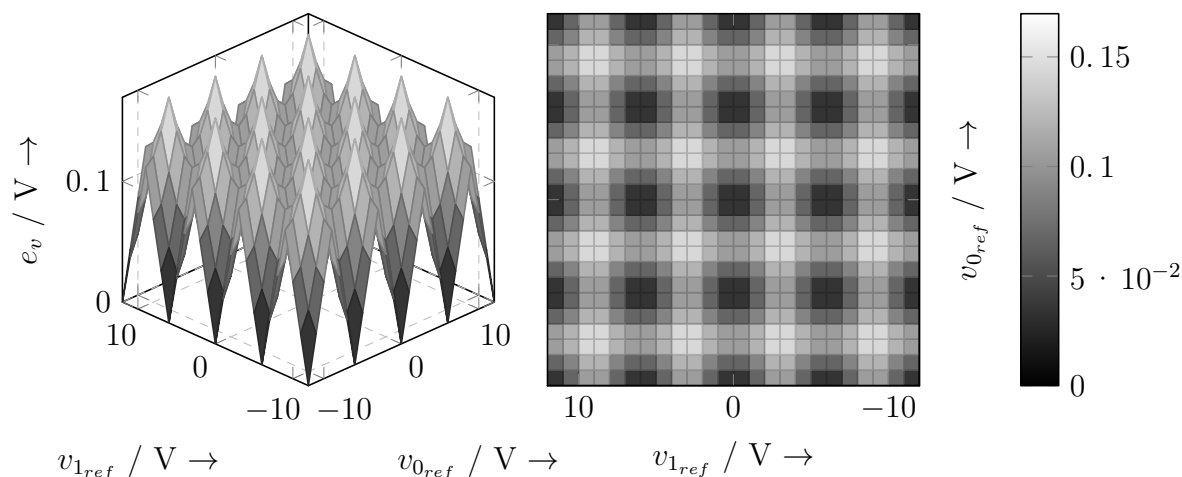


Abb. 5.19: Spannungsfehlerbetrag in Abhängigkeit der Referenzphasenspannungen

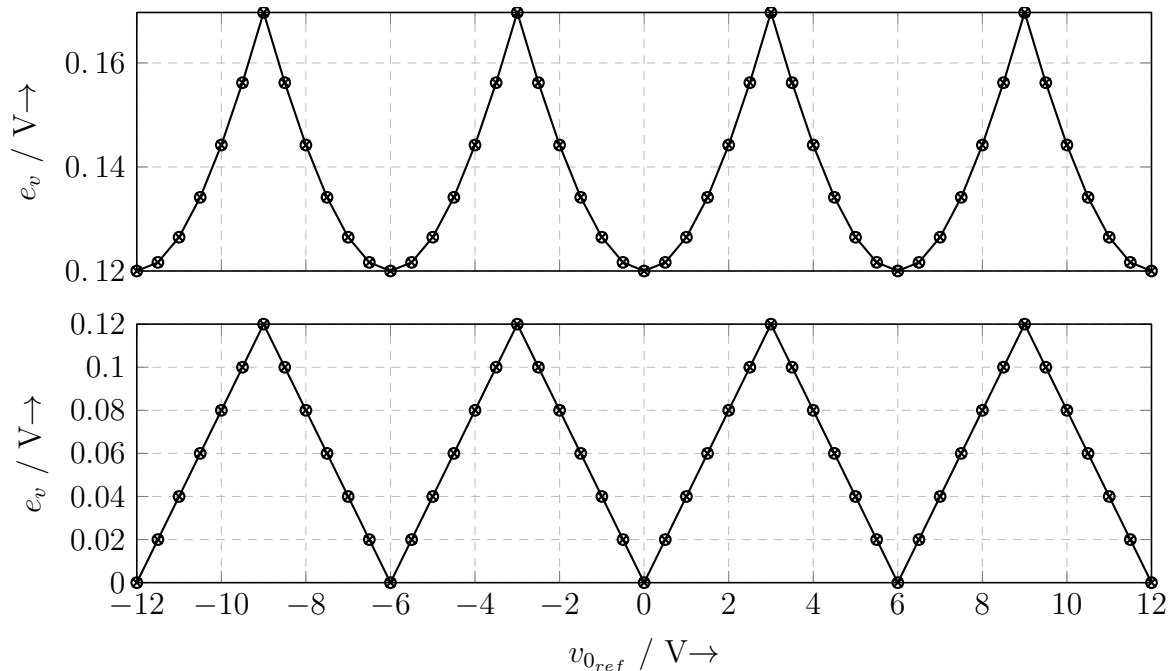


Abb. 5.20: Spannungsfehlerbetrag für $v_{1ref} = -9$ V (oben) und $v_{1ref} = -12$ V (unten)

Es zeigt sich, dass der Betrag des Fehlers beim Einstellen der Referenzphasenspannungen ein wiederkehrendes Muster ergibt. Dabei schwankt die 2-Norm der Soll- und Istwerte zwischen

einem unteren und einem oberen Wert (vgl. Abb. 5.20). Die Entstehung von Bergen und Tälern im zweidimensionalen Fall richtet sich nach der Anzahl der Zustände innerhalb eines Zustandsvektors. Je mehr Zustände für die Einstellung der Spannungen verwendet werden, desto kleiner wird der maximale Fehler innerhalb eines Feldes. Hierbei ergibt sich bei einer Schrittweite von 1 V ein Fehler von Null, wenn sich die Summe der Einzelspannungen aller Zustände für jede Phase ohne Rest durch die Anzahl der Zustände teilen lässt. Ebenso beeinflusst die Anzahl der zur Verfügung stehenden Einzelspannungen die Lage des größten und kleinsten Fehlers.

5.8.4 Erweiterung um die Minimierung der Schalzhäufigkeit

Zur Reduzierung der Schalterbelastung und der daraus resultierenden Verlustleistungsabgabe wird der genetische Algorithmus um die Berücksichtigung der Schalzhäufigkeit erweitert. Durch die Zählung nach Abb. 5.7 der Schaltzustandsänderungen aller Leistungshalbleiter innerhalb des Zustandsvektors bewirkt eine erhöhte Schalzhäufigkeit eine Verschlechterung der Gesamtfitness. Auf diese Weise kann ein Schaltmuster mit minimaler Schalzhäufigkeit erzeugt werden. Die der Optimierung zugrundeliegenden Einstellungen entsprechen denen der Optimierung der Spannungsmittelwerte für zwei Phasen. Allerdings erfolgt ab hier zur besseren Veranschaulichung die Vorgabe einer Sollspannung von 6 V für jede Phase.

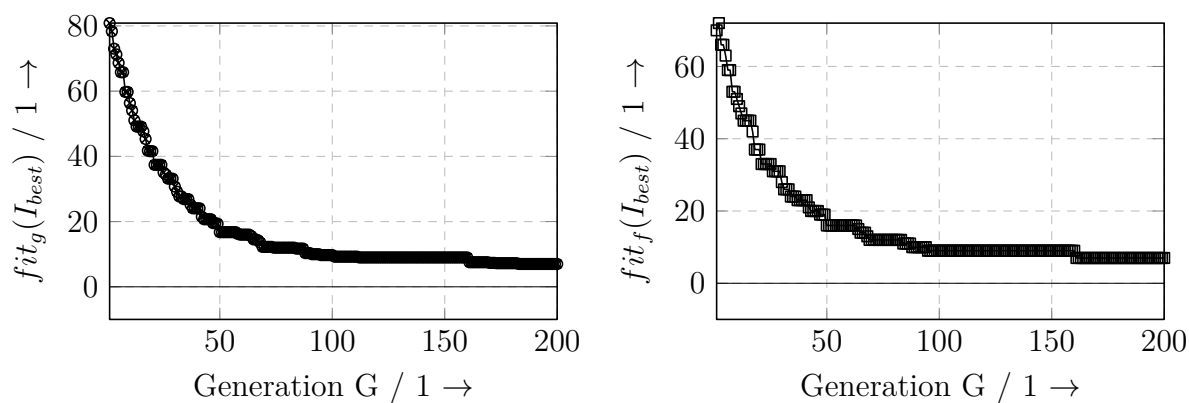


Abb. 5.21: Entwicklung der Gesamtfitness (links) und der Schalzhäufigkeit (rechts) im Laufe der Generationen

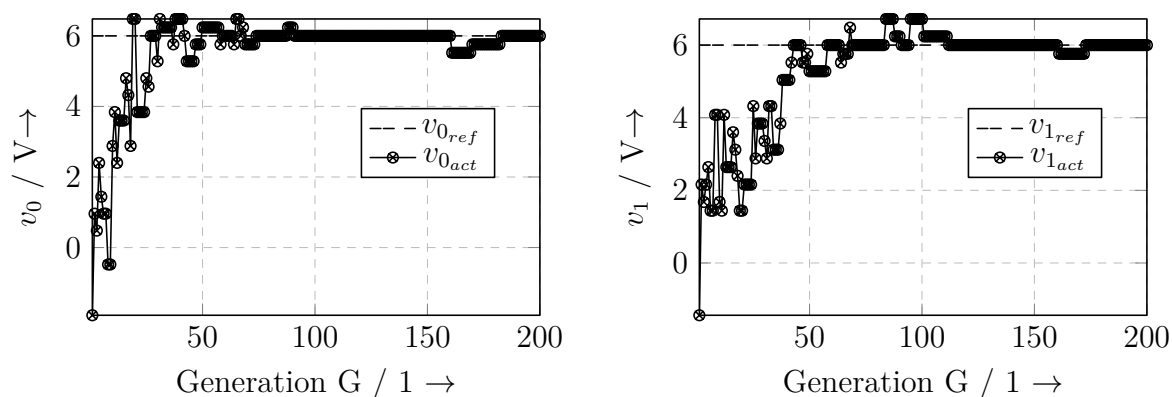


Abb. 5.22: Entwicklung der Spannungen im Laufe der Generationen bei zusätzlicher Minimierung der Schalthäufigkeit

Abb. 5.21 zeigt auf der linken Seite den Verlauf der Gesamtfitness des jeweils besten Individuums einer Generation. Im Laufe der Zeit verringert sich der Fitnesswert, der sich aus dem Betrag des Spannungsfehlers für beide Phasen (vgl. Abb. 5.22) und aus der Anzahl der vorhandenen Schaltzustandswechsel (vgl. Abb. 5.21 rechts) zusammensetzt. Hierbei können sich im Verlauf der Generationen teilweise kurzzeitige Verschlechterungen der Einzelgrößen ergeben, wenn sich gleichzeitig eine Verbesserung der anderen Größen ergibt, die wiederum zu einem signifikanten Fortschritt der Gesamtfitness beiträgt (vgl. Generation 160).

In Abb. 5.23 werden die ermittelten Schaltmuster dargestellt. Durch die zusätzliche Formulierung einer Teilfitnessfunktion, die die Schalthäufigkeit berücksichtigt, kann die Menge der Schaltzustandswechsel aller Schalter verringert werden. Dabei entstehen möglichst wenige zusammenhängende Blöcke von Zuständen, innerhalb derer die Ansteuersignale einen Verlauf minimaler Betätigung anstreben. Durch die fehlende Berücksichtigung einer geforderten Anzahl von Messfenstern treten im vorliegenden Beispiel nur sehr wenige Zustände mit der Möglichkeit zur eindeutigen Messung des Phasenstromes auf.

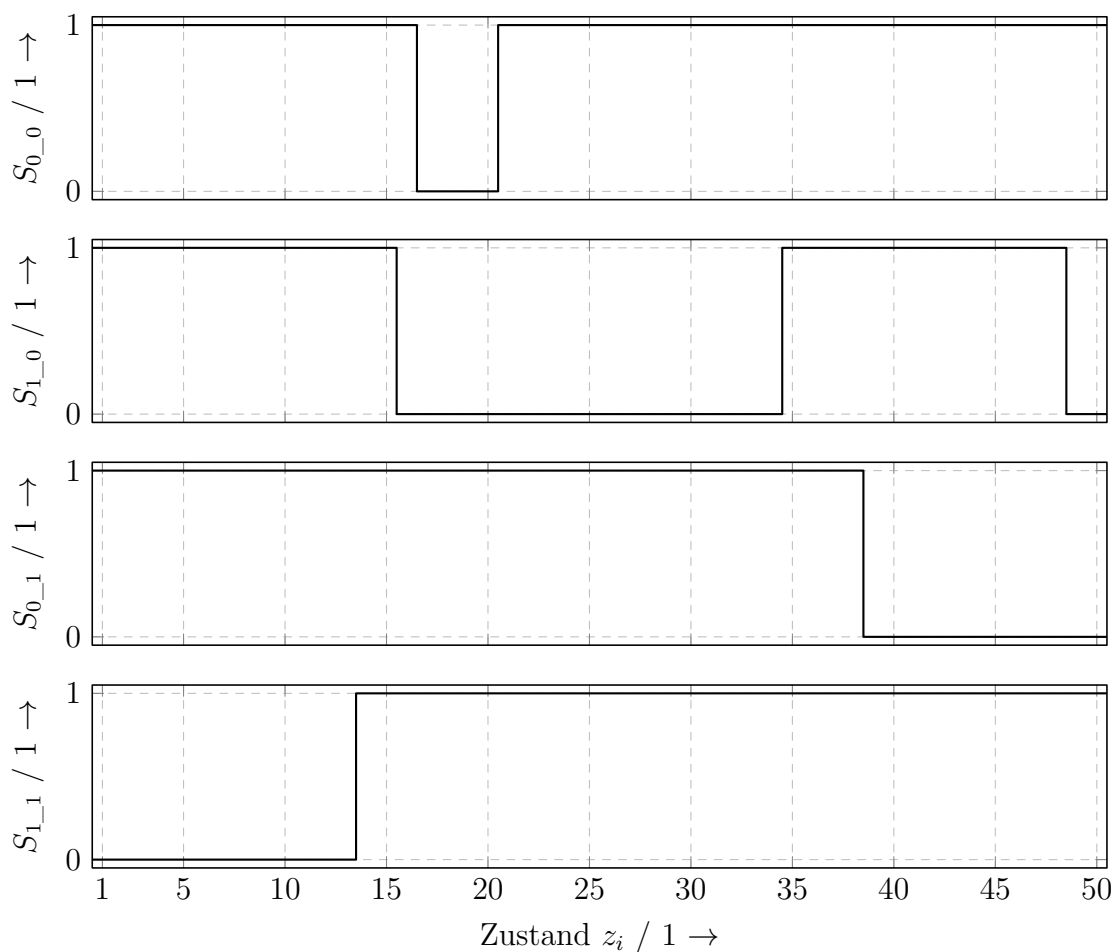


Abb. 5.23: Schaltmuster bei zusätzlicher Berücksichtigung der Schalzhäufigkeit

5.8.5 Hinzufügen von Messfenstern

Aus Sicht der Strommessung muss ein Zustandsvektor möglichst viele Zustände enthalten, die die Messung des Phasenstromes ermöglichen. Dabei sorgen viele gleichartige zusammenhängende Zustände für ein großes resultierendes Messfenster. Auf diese Weise erhalten die Strommesssignale die Möglichkeit, die Messkette unterbrechungsfrei zu durchlaufen und die Berechnung des Stelleingriffs durch den jeweiligen Stromregler kann mit den ermittelten Werten durchgeführt werden.

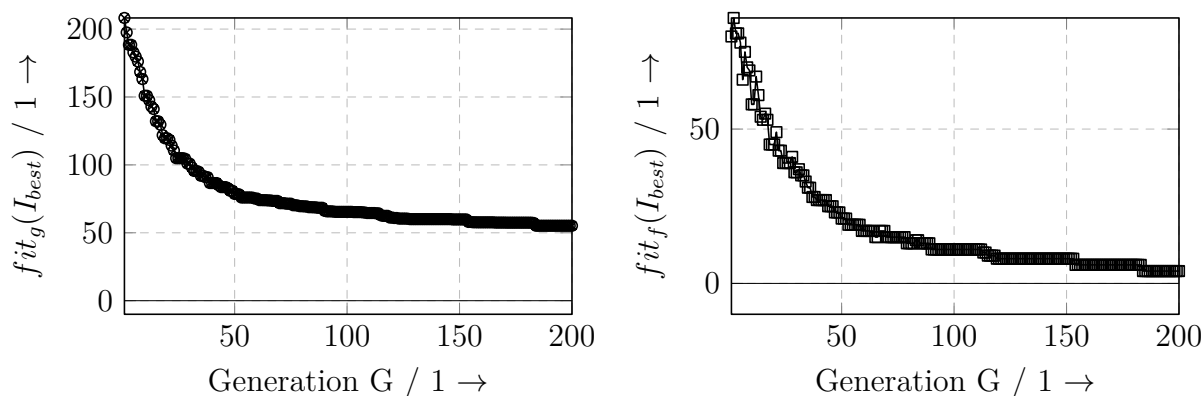


Abb. 5.24: Verlauf der Gesamtfitness (links) und der Schalthäufigkeit (rechts) im Laufe der Generationen bei zusätzlicher Berücksichtigung von Messfenstern

Abb. 5.24 zeigt links den Verlauf der Gesamtfitness, die hierbei um den Teil der Messfensteranzahl und um die Summe der Distanzen zwischen den Messfenstern erweitert wurde. Im Laufe der Generationen nimmt die Schalthäufigkeit innerhalb eines Zustandsvektors ab und die erreichten mittleren Spannungen streben gegen ihren jeweiligen Vorgabewert. Im vorliegenden Beispiel zeigt sich auf der rechten Seite von Abb. 5.25, dass der Mittelwert der zweiten Phasenspannung seinen Sollwert nach 200 Generationen noch nicht erreicht hat. Dieses Verhalten resultiert aus dem zufälligen Charakter, der genetischen Operatoren.

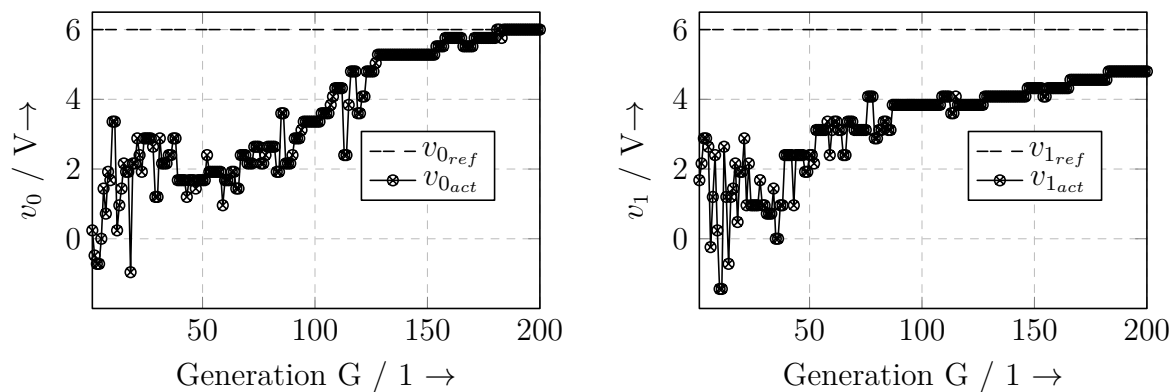


Abb. 5.25: Verlauf der mittleren Phasenspannungen im Laufe der Generationen bei zusätzlicher Berücksichtigung von Messfenstern

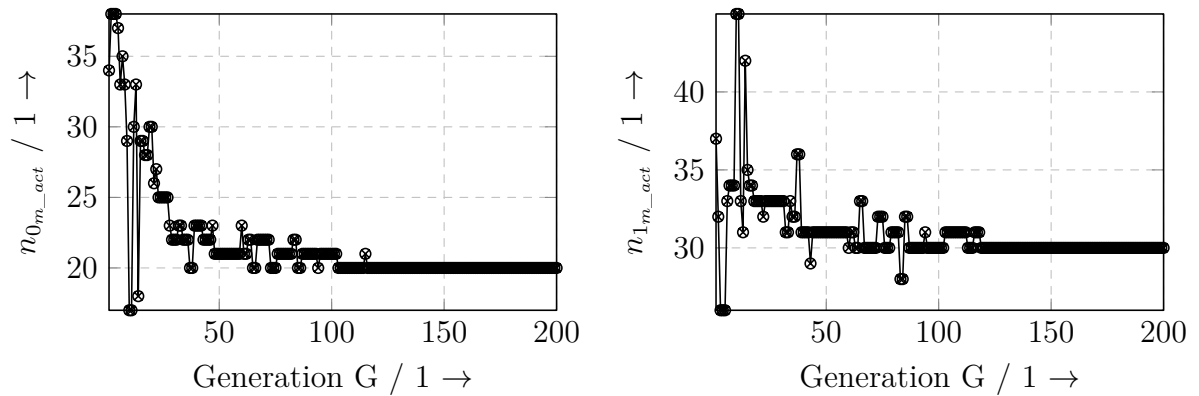


Abb. 5.26: Entwicklung der Anzahl der Messfenster für Phase 0 (links) und Phase 1 (rechts) im Laufe der Generationen

Die Optimierung bezüglich der Messfenster ergibt die Verläufe in Abb. 5.26. Die Maximierung der Anzahl möglicher Messstellen führt dabei auf Ansteuermuster, bei denen jeder Zustand die eindeutige Messung eines Stromes zulässt. Auf diese Weise entspricht die Summe aller Messfenster höchstens der Anzahl der zur Verfügung stehenden Zustände innerhalb des Zustandsvektors. Abb. 5.26 zeigt auf der linken Seite die Ermittlung eines Schaltsignalverlaufes mit 20 erreichten Messfenstern für Phase 0. Im Gegensatz dazu sind nach Abb. 5.26 für $n_{1_{m_act}}$ 30 erreichte Messfenster für Phase 1 verfügbar. Für beide Phasen wurde eine Anzahl von jeweils 25 Messfenstern gefordert. Die entsprechenden Ansteuersignale der Leistungshalbleiter können Abb. 5.27 entnommen werden.

Durch die fehlende Bestrafung der oberen Freiläufe sind Zustände enthalten, in denen der Strom jeweils über den oberen Freilauf abklingt. Beim Einsatz entsprechender Treiberschaltungen kann sich dieser Umstand negativ auf die Ansteuerbarkeit der Leistungshalbleiter auswirken.

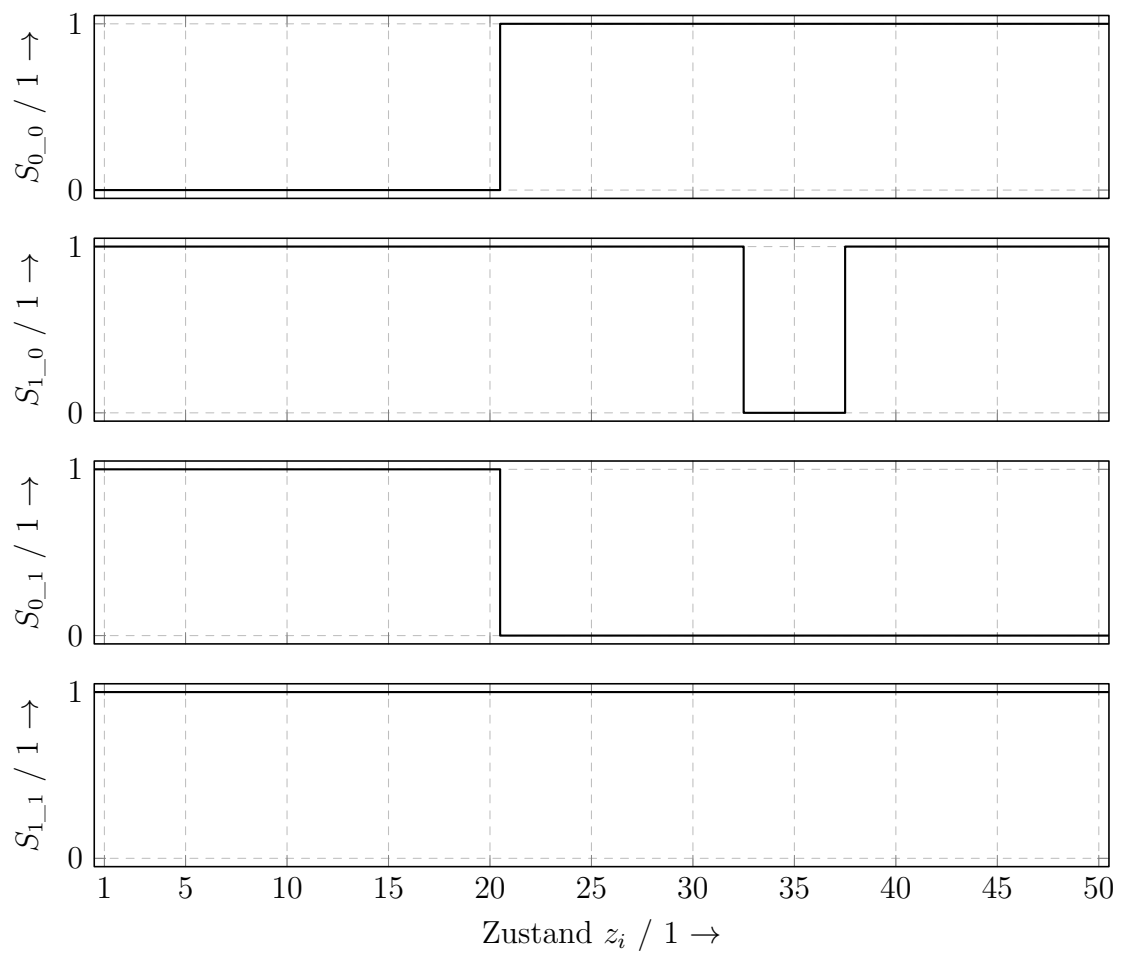


Abb. 5.27: Verlauf der Ansteuersignale bei zusätzlicher Berücksichtigung von Messfenstern

5.8.6 Freilaufselektive Signalerzeugung

Durch die Erweiterung der Fitnessfunktion um einen Beitrag, der die Menge aller Zustände mit einem Stromfreilauf über den Nullspannungskreis der HS-Diode enthält, kann der genetische Algorithmus eine Zustandsfolge generieren, die den Strom nur über den unteren Freilauf abklingen lässt. Auf diese Weise können Schaltungen betrieben werden, deren HS-Leistungshalbleiter über eine sogenannte Bootstrap-Schaltung angesteuert werden.

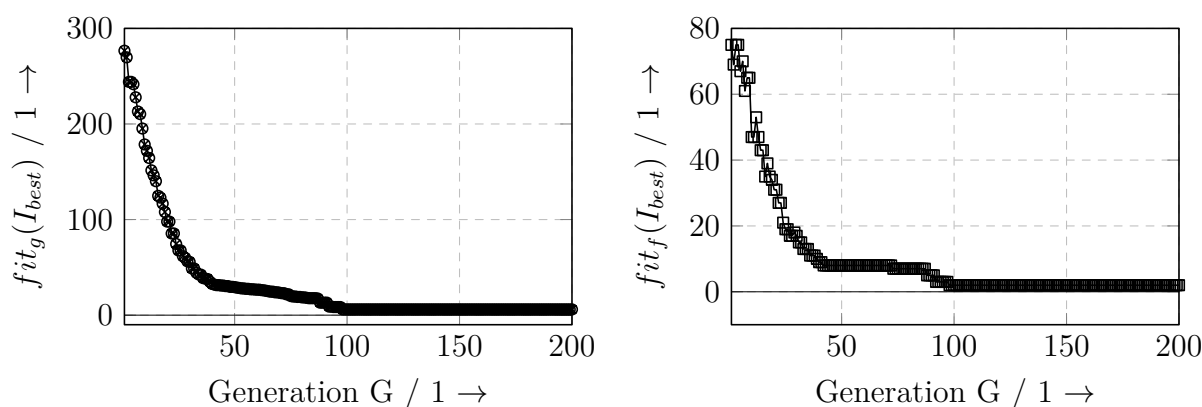


Abb. 5.28: Verlauf der Gesamtfitness (links) und der Schalzhäufigkeit (rechts) im Laufe der Generationen

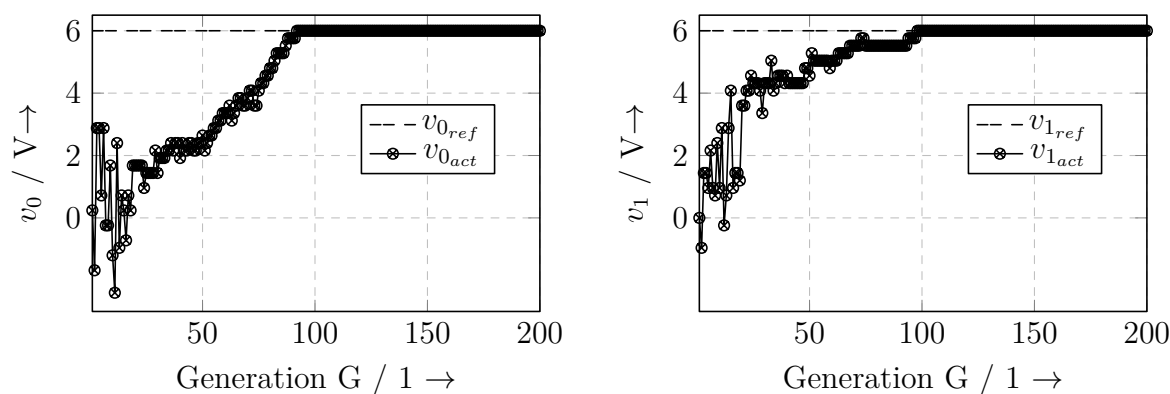


Abb. 5.29: Verlauf der mittleren Phasenspannungen im Laufe der Generationen

Abb. 5.28 zeigt links das Abklingen der Gesamtfitness, deren Wert sich ab der 100. Generation nicht mehr ändert. Dieser Verlauf repräsentiert die Summe aller Teilbeiträge durch die Einzelfitnessfunktionen.

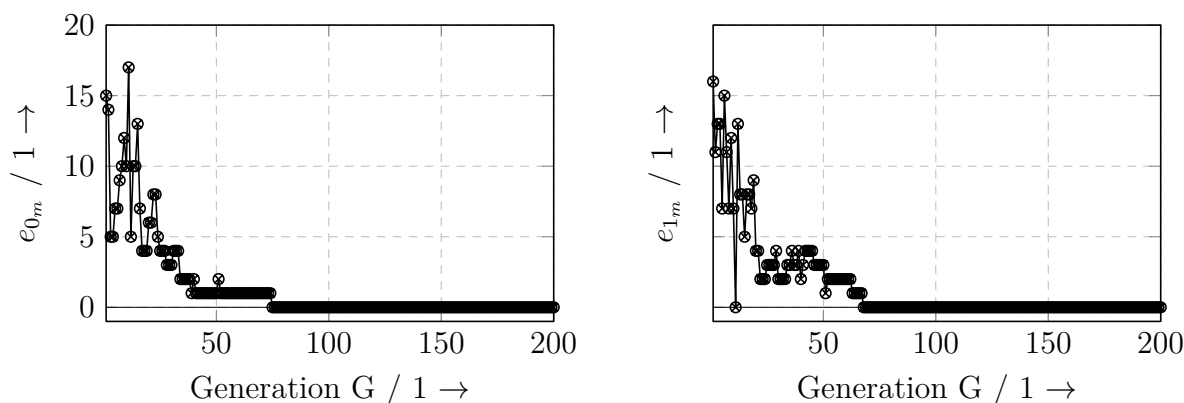


Abb. 5.30: Abweichung von geforderter und erreichter Messfensteranzahl im Laufe der Generationen

Die Schalthäufigkeit strebt nach Abb. 5.28 im rechten Bild im Laufe der Generationen gegen einen Endwert, der es erlaubt den Anforderungen an die Minimierung des Spannungsfehlerbetrages gerecht zu werden (Abb. 5.29). Die Phasenspannungen konvergieren gegen den vorgegebenen Sollwert bis auf einen Restfehler, der sich durch die Nutzung diskreter Zustände ergibt.

In Abb. 5.30 ist der Verlauf der Differenz zwischen vorgegebener und erreichter Messfensteranzahl für jeden Phasenstrom im Laufe der Generationen dargestellt. Im vorliegenden Beispiel wird gefordert, dass beide Ströme mit der gleichen Anzahl von jeweils 25 Messfenstern erfasst werden können. Zur Generierung möglichst großer zusammenhängender Messfenster versucht die Optimierungsstrategie die Summe der Abstände zwischen Zuständen mit gleicher Messmöglichkeit zu minimieren.

Bei Vorgabe der Phasenspannungen zu je 6 V entsteht der in Abb. 5.32 dargestellte Verlauf für die Schaltsignale zur Ansteuerung der Halbbrücke. Das Schaltmuster stellt die geforderten Phasenspannungen bei minimaler Schalthäufigkeit ein und besitzt keine Zustände mit einem oberen Freilauf. Zur Messung der Ströme stehen zwei gleich große zusammenhängende Blöcke von Einzelzuständen zur Verfügung.

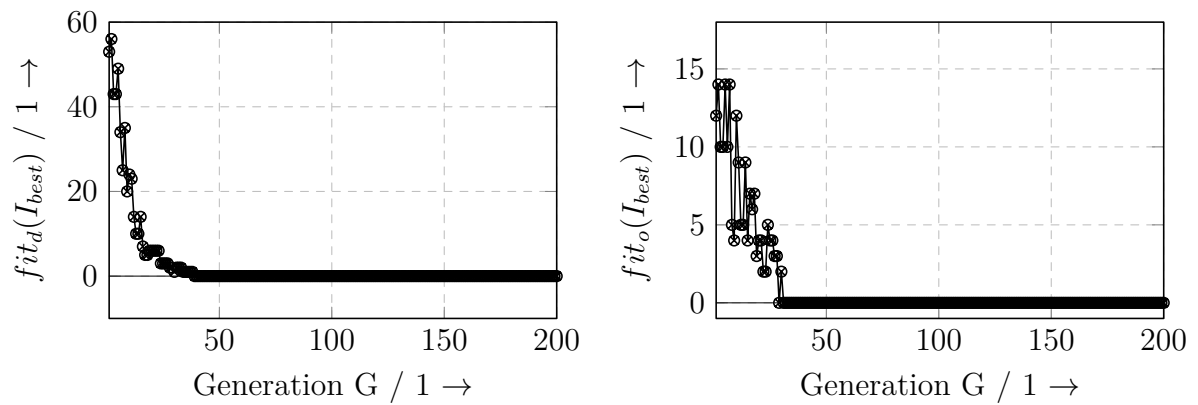


Abb. 5.31: Summe der Distanzen zwischen den Messfenstern (links) und Anzahl der oberen Freiläufe (rechts) im Laufe der Generationen

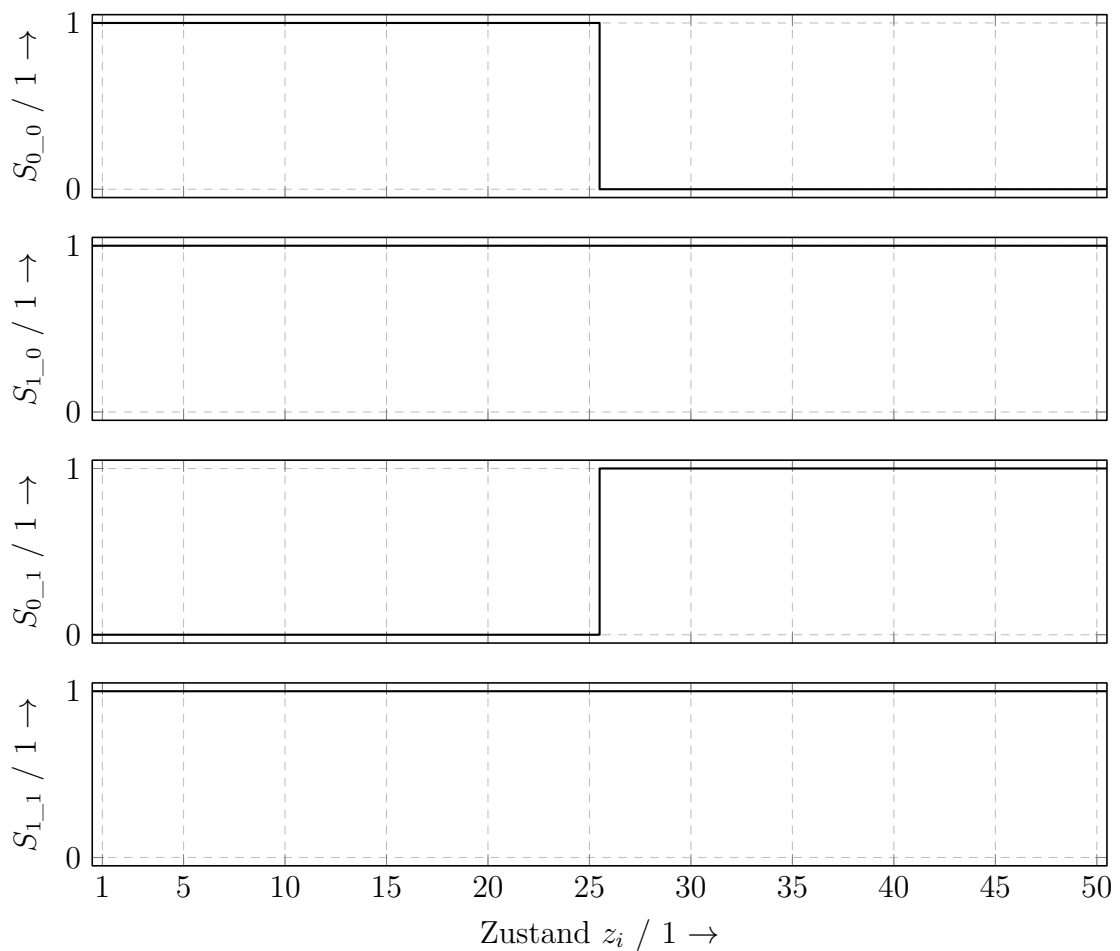


Abb. 5.32: Verlauf der Ansteuersignale bei zusätzlicher Vernachlässigung von oberen Freiläufen

5.8.7 Vergleich mit den empirisch ermittelten Schaltmustern

Die Optimierung mithilfe des vorgestellten genetischen Ansatzes auf Grundlage der schaltungszustandsbasierten Betrachtungsweise führt auf die in Abschn. 4.1 empirisch ermittelten Signalverläufe. Hierbei zeigt sich, dass die wechselseitige Anordnung der Schaltsignale für die HS-Schalter den formulierten Optimierungskriterien genügt und bei möglichst kleinem Spannungsfehlerbetrag möglichst große Messfenster zur Erfassung der Phasenströme bei minimaler Schalthäufigkeit bereitstellt.

Die Tatsache, dass die LS-Schalter dauerhaft leitend sind, entspricht der häufig eingesetzten Ansteuervariante für geschaltete Reluktanzmotoren mit asymmetrischer Halbbrücke, wobei die Phasenfreigabe über den LS-Schalter erteilt und die Modulation der Spannung über den HS-Schalter vorgenommen wird. Aus den betrachteten Einzelzuständen ergeben sich bei Phasenspannungen, deren Summe der Zwischenkreisspannung entspricht, zwei übergeordnete gleichgroße Zustände. Andere Kombinationen geforderter Phasenspannungen führen auf drei übergeordnete Zustände (vgl. Abb. 4.9).

5.8.8 Berücksichtigung von Speicheranforderungen

Unter Beibehaltung der wechselseitigen Anordnung der HS-Schaltsignale entspricht die Änderung der Phasenspannungen einer Verschiebung der HS-Schaltflanken innerhalb des betrachteten Zeitraumes. Durch die Verstellung der Schaltflanken in diskreten Schritten (Breite der Einzelzustände) lässt sich erkennen, dass die stückweise Veränderung der Spannung einer Phase bei konstanter Spannung der jeweils anderen Phase bei jedem Schritt nur die Änderung eines Einzelzustandes notwendig macht. Dies entspricht dem Weg entlang eines Einheitsvektors im Vektorraum, der durch zwei Phasen im Überlappungsbereich aufgespannt wird (vgl. Abb. 3.6).

Es zeigt sich, dass die Optimierung der Schaltsignale für zwei Phasen nach den betrachteten Kriterien auf Verläufe führt, die bereits speicheroptimal auf der ausführenden Hardware abgelegt werden können. Mit dem Ziel, die Ansteuersequenzen für verschiedene Phasenspannungskombinationen so zu bestimmen, dass nur eine Änderungsinformation für den Übergang von einem Zustandsvektor innerhalb des Vektorraumes zu seinem Nachbarn hinterlegt werden muss, lässt sich das Speichermodell aus Abb. 5.11 a anwenden. Hierbei muss jede Kante lediglich eine Information enthalten, an welcher Stelle der Zustandsvektor geändert werden muss.

Weiterhin lässt sich erkennen, dass die Strategie, die HS-Schaltersignale wechselseitig anzuordnen, sogar ohne jegliche Speicherbetrachtung angewendet werden kann. Stattdessen lässt sich aufgrund der gegebenen Systematik ein einfacher Hardware-Zähler *cnt* zur Erzeugung der Signalverläufe einsetzen. Eine derartige Einheit wird durch aktuell verfügbare Rechen-technik bereitgestellt. Hierbei wird der Wert eines Registers zyklisch inkrementiert, bis dieser aufgrund der Datentypbeschränkungen überläuft. Mithilfe verschiedener Vergleichswerte (CMP0...CMP3) können Ausgänge, die zur Leistungselektronik führen, zwischen den logischen Pegeln 1 und 0 wechseln (vgl. Abb. 5.34).

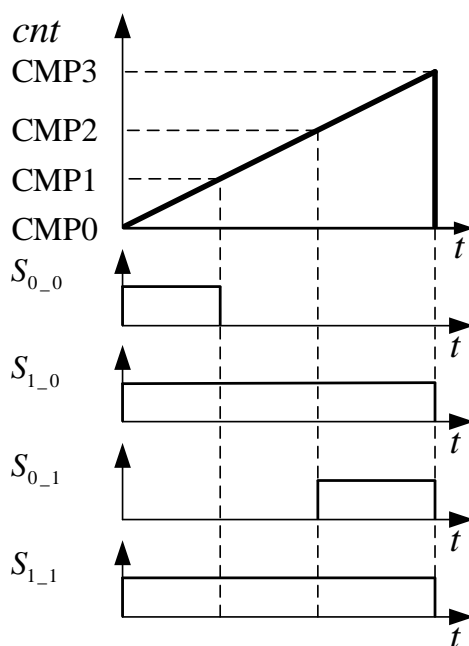


Abb. 5.34: Zählereinheit zur Erzeugung der PWM-Muster in wechselseitiger Anordnung

5.8.9 Optimierungsgeschwindigkeit

Auf dem Simulationssystem (Tab. A.3) konnte das in Abb. 5.32 gezeigte Pulsmuster in 20 % der Durchläufe in weniger als 30 Sekunden gefunden werden. Der Suchraum umfasste hierbei 16^{50} mögliche Zustandskombinationen.

Umsetzung und Resultate

Das folgende Kapitel soll einen Einblick in die aufgebauten und verwendeten Testsysteme geben. Hierbei besteht die Intention darin, die Ergebnisse in nachvollziehbarer Weise darzustellen und deren Reproduzierbarkeit zu ermöglichen.

Ausgehend von den Prozessen im Bereich der Mikrokommutierung bei Anwendung des entwickelten Single-Sensor-Verfahrens sollen Möglichkeiten und Einschränkungen durch Messreihen dokumentiert werden. Anhand der so ermittelten Ströme im Überlappungsbereich der Phasen soll der Maschinenbetrieb bei Verwendung eines einzigen Sensors (in HS-Ausführung) demonstriert werden. In der zeitlichen Größenordnung der Makrokommutierung erfolgt sowohl die Darstellung des spannungsgesteuerten als auch des stromgeregelten Falls. Hierdurch soll die grundlegende Funktion des im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Prinzips nachgewiesen werden. Zur besseren Vergleichbarkeit der aufgezeichneten Kurven erfolgt dazu eine durchgehende Normierung aller Signalverläufe.

6.1 Aufbau des Testsystems

6.1.1 Simulationswerkzeuge

Für den praktischen Nachweis der Funktionalität des vorgestellten Verfahrens wird ein Datenanalyse- und Verarbeitungssystem ([128]) verwendet, das folgende Unterprogramme enthält.

- Erweiterung zur Simulation des Motorbetriebs basierend auf einem Modell der Ansteuerung ([129]), der Leistungselektronik und des Motorverhaltens ([130])
- Erweiterung zur Entwicklung, Parametrierung und Ausführung eines genetischen Algorithmus ([131])
- Erweiterung zur parallelen Ausführung der Algorithmen und Modelle ([132])

Die Software wird auf einem Computer mit 16 Kernen ausgeführt (vgl. A.3).

6.1.2 Motor und Positionssensorik

Als Grundlage für die Umsetzung und den Test des Single-Sensor-Verfahrens wird ein dreiphasiger geschalteter Reluktanzmotor in Axialflussbauweise verwendet. Dieser Motor wurde für den Betrieb einer Kühlwasserpumpe im 12 V-Bordnetz für PKW entwickelt und besitzt die Besonderheit eines verstellbaren Luftspaltes (Abb. A.2 und Abb. A.3).

Für die winkelabhängige Bestromung der Phasen wird ein inkrementeller Drehgeber zur Berechnung der elektrischen Position eingesetzt ([133]). Hierbei erfolgt die Festlegung der Nullposition nach dem initialen Ausrichten auf eine der drei Phasen. Bei jeder mechanischen Umdrehung wird das Index-Signal im Rahmen der Fehlererkennung erfasst und zur Winkelkorrektur verwendet.

Das gesamte Testsystem ist auf einer gemeinsamen Grundplatte montiert und schließt die Integration des Steuergerätes und einer Bremse zur Lasterzeugung ([134]) in den Aufbau mit ein.

6.1.3 Steuergerät

Für die vorliegende Arbeit kommt ein Steuergerät zum Einsatz, das für die Ansteuerung eines Kühlerlüfters im Nutzfahrzeugbereich (NFZ) entwickelt wurde (vgl. Abb. A.1). Die Elektronik wurde für einen dreiphasigen geschalteten Reluktanzmotor für den Betrieb im 48 V-Bordnetz konzipiert. Sie besteht im Wesentlichen aus zwei Bestandteilen. Dabei handelt es sich um eine einseitig bestückte Leiterplatte für Leistungen im Bereich einiger Milliwatt und ein Stanzgitter zur Führung von Phasenströmen bis 160 A für Leistungen von mehreren Kilowatt. Beide Komponenten werden in Sandwich-Bauweise zusammengefügt.

6.1.3.1 Steuerelektronik

Als zentrale Recheneinheit kommt ein Mikrocontroller mit einer Taktfrequenz von 120 MHz ([135]) zum Einsatz. Die Steuerung des Antriebssystems wird hierbei über eine CAN-Schnittstelle ([136]) realisiert. Mittels dieses Bussystems werden Start- und Stopp-Kommandos sowie Vorgabewerte (Solldrehzahl, Ein- und Ausschaltwinkel etc.) für die Motorregelung von einer übergeordneten Instanz an die Steuerelektronik übertragen. Im Gegenzug werden nicht echtzeitfähige Motordaten (mittlere Leistung, Drehzahl, Fehlerzustände etc.) von der Steuerelektronik zurückgemeldet. Für die echtzeitfähige Aufzeichnung controller-interner Variablen (Soll-, Mess- und Stellgrößen) wird der vorhandene Speicher des Mikrocontrollers als Puffer verwendet und die aufgenommenen Daten werden über eine serielle Schnittstelle (SPI) ausgegeben.

Zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter werden sechs Timer verwendet, um die berechneten Stelleingriffe für je einen HS- und einen LS-Schalter der drei asymmetrischen Halbbrücken auszugeben. Weiterhin weicht die Ausgabe der Stellsignale von einer konstanten Anordnung der Tastverhältnisse ab.

Die Erfassung der Ströme (drei Phasenströme und ein Zuleitungsstrom) wird mit vier Analog-Digital-Wandlern umgesetzt, die unabhängig voneinander arbeiten und deren Wandlung PWM-synchron angestoßen wird. Jede Messgröße wird innerhalb einer PWM-Periode nur einmal erfasst.

Für die Applikation des Single-Sensor-Verfahrens wird die bestehende Messwerterfassung in der Messstrecke der Phasenströme beibehalten. Lediglich der vierte Analog-Digital-Wandler wird dazu benutzt, zwei Messungen nach Kap. 4 innerhalb einer PWM-Periode durchzuführen.

6.1.3.2 Leistungselektronik

Zur Umsetzung der elektrischen Leistung zwischen dem Zwischenkreis und den Motorphasen wird für jede Phase eine asymmetrische Halbbrücke verwendet, die jeweils über zwei MOSFETs ([137]) als Leistungsschalter und zwei Dioden ([138]) zur Realisierung der Freiläufe verfügt. Die Schalter werden dabei über Gate-Treiber ([139]) angesteuert, mit denen keine unabhängige Ansteuerung beider Schalter einer Halbbrücke möglich ist. Aus diesem Grund wird der LS-Schalter verwendet, um die Phasenfreigabe zu erteilen, während die Modulation der Phasenspannung über den HS-Schalter realisiert wird.

Für die Erfassung der Phasenströme befindet sich in jeder Phase ein Strommesswiderstand ([140]). Durch den Einsatz von Operationsverstärkern ([141], [142]) und analogen Filterelementen wird der Spannungsabfall über den Messwiderständen für den Referenzspannungsbereich des Analog-Digital-Wandlers vorkonditioniert. Die Leistungselektronik verfügt ebenfalls über einen Strommesswiderstand, der den Zuleitungsstrom vom Zwischenkreis in die Schaltung erfasst und in gleicher Art und Weise für die Steuerelektronik aufbereitet.

Alle Komponenten der Leistungselektronik, die unmittelbar an der Stellung der Leistung (MOSFETs und Dioden) und der Messung der Ströme (Strommesswiderstände) beteiligt sind, befinden sich auf einem Stanzgitter. Die restlichen Bauteile (Gate-Treiber, Operationsverstärker und Filterelemente) sind auf der Leiterplatte untergebracht.

Zur Umsetzung des Single-Sensor-Verfahrens wird das Stanzgitter derart modifiziert, dass der Messwiderstand zur Erfassung des Zuleitungsstromes als HS-Sensor fungiert. Dazu werden die Kathoden der HS-Dioden auf einen gemeinsamen Punkt geführt, der mit dem Zwischenkreis verbunden ist und somit Stromführungsmodi erzeugt, bei denen die Ströme der einzelnen Phasen über den Sensorzweig mikrokommutieren. Unter Nutzung der direkt in den Phasen gemessenen Ströme besteht die Möglichkeit zur Verifikation des Single-Sensor-Verfahrens ohne externe Messgeräte.

6.1.3.3 Firmware

Die Funktionen der Motorsteuersoftware, die auf dem Mikrocontroller ausgeführt wird, werden in drei unterschiedlichen Takten abgearbeitet. Innerhalb eines Taktes von 100 ms wird eine Nachricht der Prozessführung mit Sollwerten empfangen und eine entsprechende Antwort mit Istwerten zurückgesendet. Mithilfe einer separaten PC-Oberfläche wird die Prozesskommunikation über eine CAN-Schnittstelle umgesetzt.

Im 4 ms-Takt werden alle Funktionen aufgerufen, die mit geringer Priorität abgearbeitet

werden können. Hierzu zählen u. a. das Management der Zustandsmaschinen zur Motorsteuerung, die Verarbeitung von Vorgängen mit großen Zeitkonstanten (z. B. Temperaturmessung und deren Filterung, die Berechnung des Geschwindigkeitssignals und der darauf aufbauenden Geschwindigkeitsregelung) und die Fehlerbehandlung. Alle Funktionen des 4 ms-Taktes können durch den 50 μ s-Takt unterbrochen werden. Hierbei handelt es sich um den Takt im System, der z. B. die PWM-synchron gemessenen elektrischen Größen verarbeitet, die winkelabhängige Phasenfregabe erteilt und die Stromregler berechnet.

Als übergreifende Regelstrategie kommt ein Kaskadenregelkreis zur Regelung der Motordrehzahl zum Einsatz. Zur Erfüllung einer Drehzahlvorgabe ist ein PI-Regler mit Anti-Windup-Funktion umgesetzt. Eingehende Sollwertsprünge werden durch ein Filter vorverarbeitet. Im unterlagerten Stromregelkreis wird der Ausgang des Drehzahlreglers als Sollwertvorgabe in Form eines Referenzstromes interpretiert. Jede Phase verfügt über einen eigenen Stromregler in PI-Ausführung mit Anti-Wind-Up-Funktion und der Möglichkeit zur Kompensation von Schwankungen der Zwischenkreisspannung. Im Falle einer deaktivierten Drehzahlregelung wird das Signal für den Sollstrom direkt von der Motorsteuerung vorgegeben.

Für die Ausführung des Drehzahlreglers wird die über den Drehgeber erfasste Position durch zeitliche Ableitung in die aktuelle Motorgeschwindigkeit umgerechnet. Weiterhin dient das Positionssignal unter Nutzung von Ein- und Ausschaltwinkeln zur Berechnung der Winkel für die Phasenfregabe. Je nach Konfiguration dieser Winkel können Bereiche an den Übergangsstellen zwischen benachbarten Phasen entstehen, in denen zwei Phasenströme gleichzeitig auf jeweils einen Vorgabewert geregelt werden. Zur Stromregelung und zur Überwachung der aufgenommenen elektrischen Leistung werden zusätzlich zu den Strömen der einzelnen Phasen die Zwischenkreisspannung und der Zuleitungsstrom erfasst.

Eine der Phasenfregabe überlagerte Logik verändert die Schaltwinkel zur Ermöglichung des Vierquadrantenbetriebes. Das Single-Sensor-Verfahren wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit jedoch nur für den motorischen Betrieb in eine Drehrichtung umgesetzt.

Für den sicheren Motorbetrieb führt sowohl eine Software-Abfrage der Strommesswerte als auch ein analoger Komparator zum Abschalten des Motors im Falle eines erkannten Überstromes. Ebenso wird die Elektronik gegenüber unzulässiger Spannungspegel und gegen Übertemperatur geschützt. Auch die Erkennung unplausibler Offsets der Analog-Digital-Wandler führt dazu, dass der Motor nach einem Zurücksetzen der Hardware nicht startet. Bei Ausbleiben von Prozessführungsbotschaften in der Kommunikation wird der Motor ebenfalls nicht gestartet bzw. sofort gestoppt.

Zur Umsetzung und zum Test des Single-Sensor-Verfahrens können die Messzeitpunkte des Analog-Digital-Wandlers für die HS-Sensor-Messung im laufenden Betrieb über die Prozessschnittstelle vorgegeben werden. Hierbei werden zwei Vergleichswerte am Anfang und am Ende der PWM-Periode ausgewählt. Für den Fall, dass der Registerwert des Zählwerkes einem der beiden Vorgabewerte entspricht, wird jeweils ein Interrupt ausgelöst, bei dem der gewandelte Wert in einer Variable gespeichert wird und zum Zeitpunkt der Auswertung abgefragt und weiterverarbeitet werden kann. Zur vergleichenden Erfassung der Phasenströme wird für die restlichen Analog-Digital-Wandler jeweils nur ein Vergleichswert für eine Messung innerhalb einer PWM-Periode festgelegt.

Mithilfe des Zählwerkes werden die PWM-Muster jedes Leistungshalbleiters ebenfalls mit jeweils zwei Vergleichswerten festgelegt. Die Anpassung der PWM-Muster erfolgt im 50 μ s-Takt in Abhängigkeit von Rotorlage und Stromreglerstellgrößen. Dabei wird sowohl die mittlere Phasenspannung als auch die Anordnung des PWM-Musters innerhalb einer PWM-Periode fortlaufend verändert. Zur Gewährleistung der minimalen Messfensterbreite erfolgt eine Begrenzung der Summe der Tastverhältnisse zweier Phasen auf 100 %.

6.1.4 Messtechnik, Datenaufnahme, Leistungsversorgung

Zur Erfassung des Stromes durch den HS-Sensor, der Phasenströme, der stromproportionalen Spannungssignale und der Schaltsignale kommen die folgenden Messgeräte zum Einsatz.

- Strommesszange zur externen Erfassung der Ströme ([143])
- Feldsonde zur externen Erfassung der Ströme ([144])
- Tastspitzen zur externen Erfassung der Schaltsignale für die Leistungshalbleiter und zur differentiellen Messung der Spannungen entlang der Messkette ([145])
- Vier Analog-Digital-Wandler des verwendeten Mikrocontrollers zur internen Erfassung der oben genannten Ströme ([146])

Die Aufnahme der extern erfassten Messwerte erfolgt über ein Digitalspeicheroszilloskop ([147]), während die intern aufgenommenen Messwerte über eine separate Datenaufnahme-Hardware ([148]) an einen PC übertragen werden. Die Zusammenführung beider Signalquellen geschieht hierbei über das CSV-Datenformat.

Zur Versorgung der Steuer- und Leistungselektronik kommt ein Netzteil zum Einsatz, das bei einer Spannung von 30 V maximal 5 A liefern kann ([149]). Ein Netzteil des gleichen

Typs wird zur Versorgung aller Bauteile der galvanisch getrennten Prozessschnittstelle verwendet.

6.2 Ergebnisse der Implementierung

6.2.1 Betrachtung im Mikrokommutierungszyklus

Für die folgende Darstellung wird die Zeitbasis der Schaltsignalerzeugung auf $50 \mu\text{s}$ festgelegt. Damit entspricht diese einer häufig vorzufindenden PWM-Frequenz von 20 kHz im Bereich moderner Antriebssteueranwendungen ([150]). Die Betrachtung der Kommutierung des Stromes zwischen verschiedenen Zweigen geschieht im Mikrozyklus.

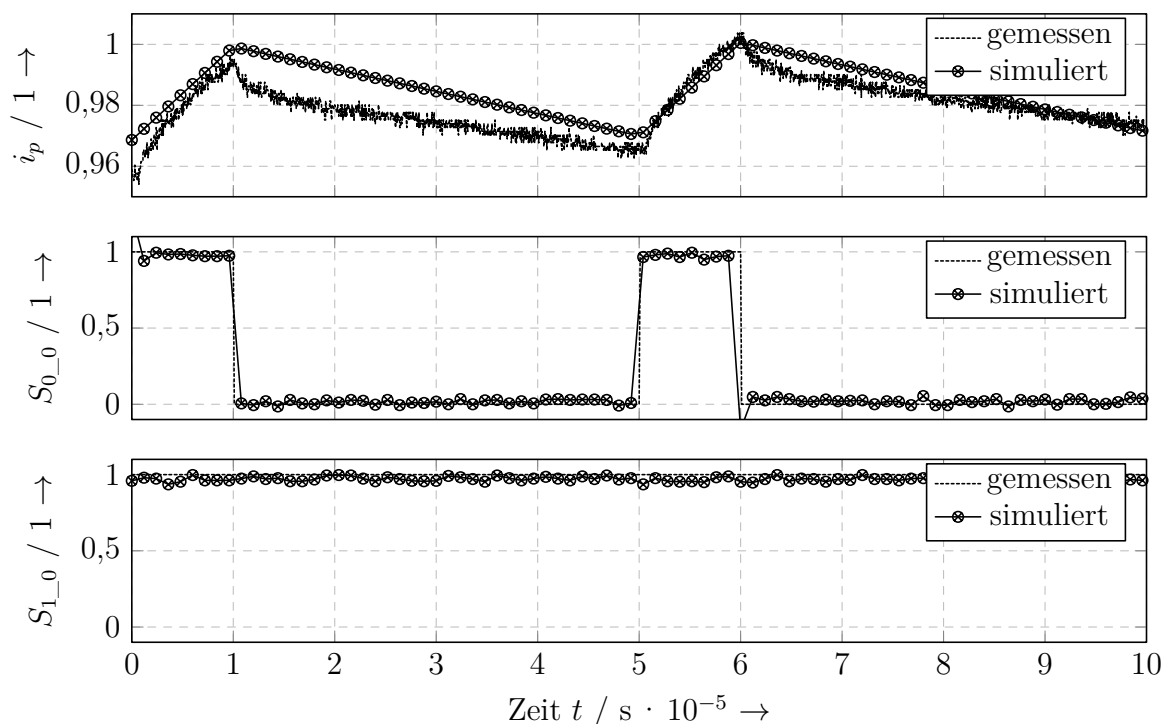


Abb. 6.1: Verlauf des Stromes und der Ansteuersignale einer Phase

Im vorliegenden Testsystem ist die in Abb. 1.1 dargestellte Signalverarbeitungskette wirksam. Dabei finden sich Übertragungsglieder, über die der Steuersoftware die Messgröße des Stromes zur Verfügung gestellt wird. Im Gegensatz zu den in Kap. 5 getroffenen Annahmen handelt es sich entlang dieser Kette um messunsicherheitsbehaftete Größen.

Abb. 6.1 zeigt die Messung des Phasenstromes bei Ansteuerung einer beliebigen Phase im stationären Zustand. Hierbei werden der simulierte und der reale Verlauf des Stromes dargestellt, wie er durch einen Stromsensor in Reihe zur Motorphase gemessen wird. Während der ideale Phasenstrom exponentiell mit strom- und winkelabhängiger Zeitkonstante verläuft und von den Anfangswerten zum Schaltzeitpunkt der Leistungshalbleiter (vgl. $S_{0_0}(t)$ und $S_{1_0}(t)$) abhängt, unterliegt die unter realen Bedingungen erfasste Kurve u. a. schaltungsbedingten Einflüssen. Hierbei zeigt sich der zeitliche Versatz zwischen den Schaltsignalen und dem realen Verlauf des Phasenstromes durch das verzögernde Übertragungsverhalten der Strecke vom PWM-Ausgang der Steuerhardware über den Gate-Treiber hin zu den Leistungshalbleitern. Aus Sicht der Messwerterfassung über externe Messgeräte muss somit zusätzlich deren Übertragungsverhalten berücksichtigt werden.

Jeder Zeitbereich, in dem Anteile des Phasenstromes gemessen werden können, kann als potentiell Messfenster betrachtet werden. Durch die Verwendung eines Sensors in der Phase befindet sich der Phasenstrom zu jedem Zeitpunkt im Messzweig und kann somit unabhängig vom Schaltzustand der Leistungshalbleiter bestimmt werden. Die dem realen Verlauf überlagerten Signalanteile schränken die Messung jedoch ein.

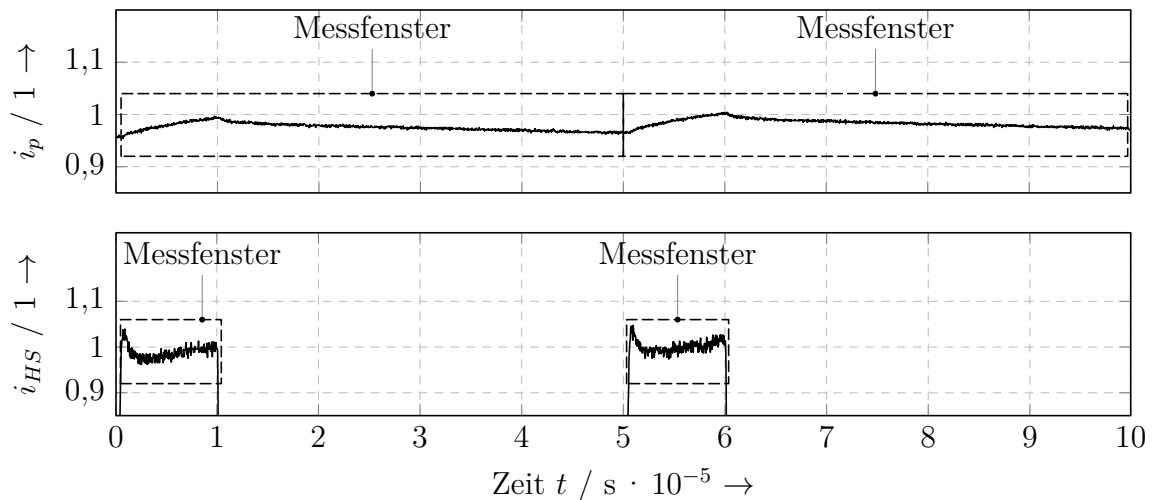


Abb. 6.2: Reale Verläufe des über den Phasen- und über den HS-Sensor fließenden Stromes

Aus Abb. 6.2 lässt sich der Verlauf des Phasenstromes entnehmen, während dieser über den HS-Sensor und im Vergleich dazu über den Phasenstromsensor in der modifizierten asymmetrischen Halbbrücke erfasst wird. Sowohl die simulierte als auch die reale Kurve der Strommesswerte aus Abb. 6.1 entsprechen bezüglich der zu nennenden Einflüsse den Verläufen bei einer Strommessung in der Motorphase. Der Unterschied besteht jedoch in der Möglichkeit zur Messung des Phasenstromes. Während der über den Phasensensor gemessene Strom immer dem in der Phase fließenden Strom entspricht, lässt sich der Phasenstrom

über den HS-Sensor nur dann erfassen, wenn dieser vor dem Betrachtungszeitpunkt auf den Messzweig mikrokommutiert ist und sich somit innerhalb des Messfensters befindet (vgl. Abb. 2.14). Im vorliegenden Fall der Single-Sensor-Variante in HS-Anordnung kann der Strom nur im Stromführungsmodus bei Stromeinprägung mit Zwischenkreisspannung oder im oberen Freilauf gemessen werden.

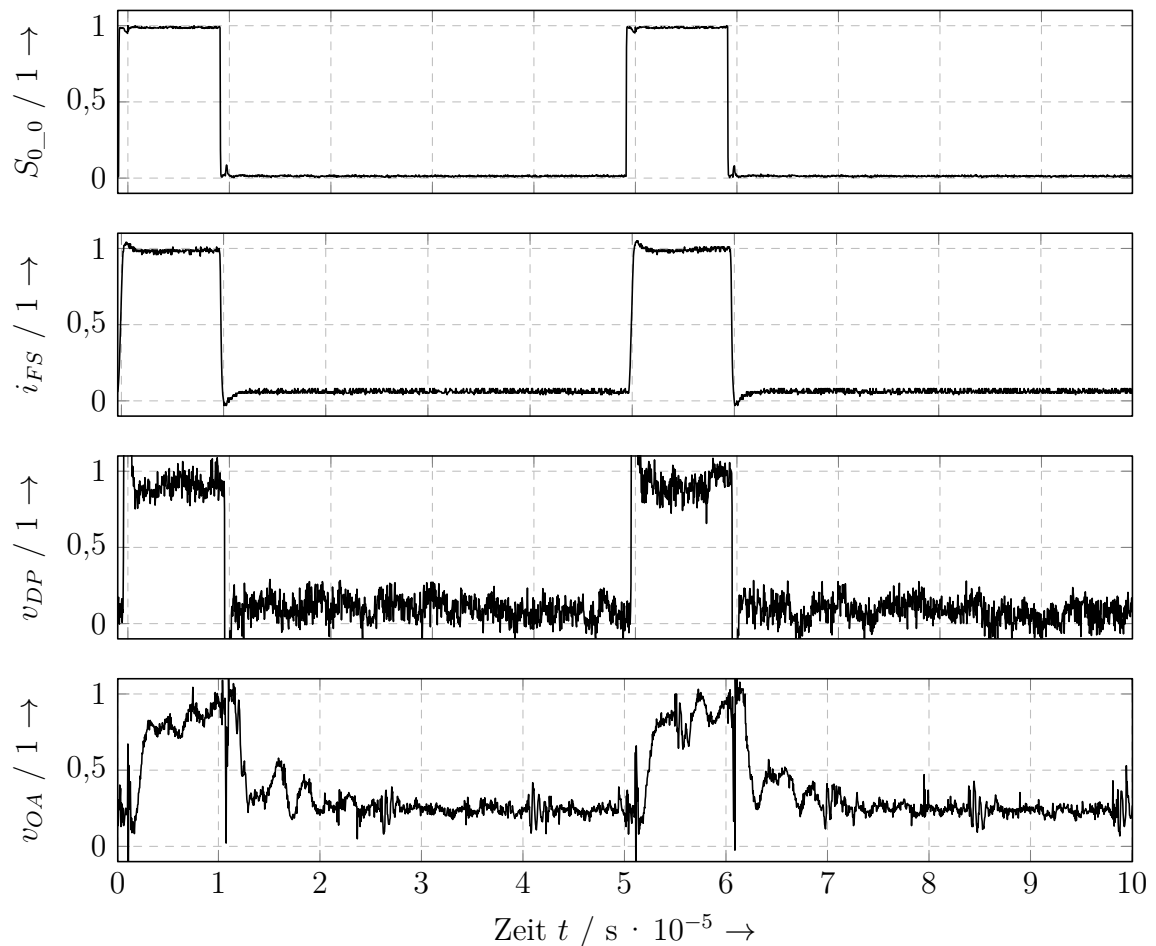


Abb. 6.3: Signalverläufe entlang der Messkette

Bei Anwendung einer Schalterkombination, die entweder den unteren Freilauf oder die Stromlöschung gegen die Zwischenkreisspannung erzwingt, mikrokommutiert der Strom nicht auf den Messzweig. Somit lässt sich bei Verwendung eines HS-Sensors in diesem Fall keine Aussage über den Wert des Phasenstromes treffen. Eine Veränderung des Tastverhältnisses der Schaltsignale beeinflusst zusätzlich die Breite des Messfensters. Zur Darstellung der dabei auftretenden Einflüsse auf die Signalumformung entlang der Messkette illustriert Abb. 6.3 den über den HS-Sensor erfassten Verlauf des Phasenstromes und die sich daraus ergebenden elektrischen Zwischengrößen.

In Abb. 6.3 wird der in Abb. 6.2 dargestellte Signalverlauf des Phasenstromes $i_{FS}(t)$ im HS-Messzweig bezüglich des HS-Schaltsignals $S_{0_0}(t)$ entnommen, wie er mit einer Feldsonde gemessen werden kann. Am Eingang der Messkette unterliegt der Verlauf des Stromes der winkel- und stromabhängigen Induktivität der Motorphase und dessen ohmschen Widerstand, der sich mit der Temperatur verändert. Ebenso beeinflusst das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter bei gegebener Zwischenkreisauslegung den Stromverlauf. Hierbei handelt es sich jedoch nicht um Größen, die die Messgröße sondern den wahren Wert des Stromes beeinflussen. Ebenso tritt die Mikrokommutierung des Stromes zwischen den Zweigen als Vorgang in Erscheinung, der nur den wahren Wert des Stromes verändert. Parasitäre Elemente sorgen im Strompfad der Elektronik für eine gedämpfte Mikrokommutierung. Dadurch wird die Dynamik beeinflusst, mit der der Strom in das Messfenster einläuft und mit welcher Geschwindigkeit er dieses wieder verlässt (vgl. Abb. 2.6). Weiterhin müssen Laufzeiten der Schaltsignale (z. B. Gate-Treiber) berücksichtigt werden, da diese darüber entscheiden, mit welchem Zeitversatz die Kommutierung beginnt und wie weit dadurch das Messfenster verschoben wird.

Aus Abb. 6.3 ist der Verlauf der am Messwiderstand abfallenden Spannung $v_{DP}(t)$ zu entnehmen. Dieser richtet sich nach der Größe des Stromes und nach dem Wert des verwendeten Messwiderstandes. Neben zu erwartenden Bauteiltoleranzen sorgt die Temperaturabhängigkeit des Widerstandswertes für eine Verfälschung des i. d. R. als linear angenommenen Zusammenhangs zwischen Strom und Spannung.

Abb. 6.3 stellt weiterhin die stromproportionale Spannung am Ausgang der Verstärkerstufe $v_{OA}(t)$ dar. Da es sich hierbei um ein komplexes Bauteil handelt, dessen innere Verschaltung einen bestimmten Amplitudenfrequenzgang aufweist, treten weitere Einflüsse in Erscheinung, die das Eingangssignal verändern. Ebenso müssen Einschwingzeiten, Vorspannung und Sättigungseffekte berücksichtigt werden. Filterelemente verändern zusätzlich Amplitude und Phasenlage des Ausgangssignals.

Die in Abb. 6.1, 6.2 und 6.3 dargestellten quasikontinuierlichen Verläufe erfordern zu ihrer Erfassung hohe Abtastraten, die in praktischen und kostengetriebenen Antriebssteueranwendungen nicht realisierbar sind. Aus diesem Grund wird der Strom deutlich seltener innerhalb des betrachteten Zeitraumes erfasst und dem Steuersystem zur Verfügung gestellt. Oftmals werden hardware-getriggerte Messungen durchgeführt, die das Strommesssignal zu definierten Zeitpunkten über ein Abtasthalteglied aufnehmen und mit nachgeschalteter Analog-Digital-Wandlung in ein nutzbares Signal für eine digitale Signalverarbeitungseinheit umformen. Dabei ergibt sich zwangsläufig die Festlegung einer oder mehrerer diskreter Messpositionen innerhalb des betrachteten Zeitraumes. Der Zeitpunkt der Messung ent-

scheidet dann darüber, ob der zu messende Strom erfasst wird und welche Einflüsse entlang der Messkette im Messsignal enthalten sind. Der Analog-Digital-Wandler am Ausgang der Messkette hat hierbei durch die Einschränkung diskreter Messzeitpunkte einen bedeutenden Einfluss auf den Messwert der Messgröße. Deshalb wird Abb. 6.3 im Folgenden um den Stromverlauf aus Sicht der Antriebssteuerung erweitert.

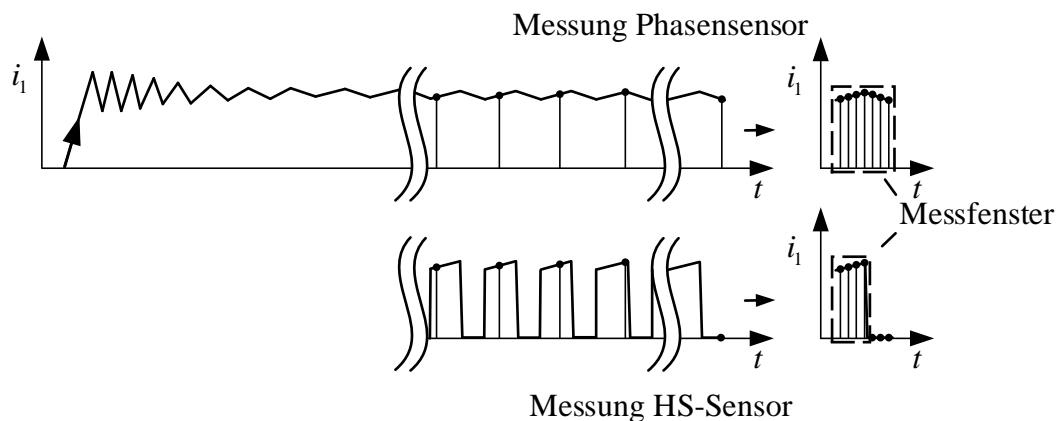


Abb. 6.4: Methode zur hochauflösenden Aufzeichnung des Phasenstromes aus Sicht der Datenverarbeitungseinheit

Da das Durchlaufen der gesamten Messkette nicht in unendlich kurzer Zeit geschieht, führt eine mehrfach hintereinander hardware-getriggerte Messung des Stromes zu einer unzureichenden Auflösung des Stromes im Betrachtungszeitraum. Aus diesem Grund kommt eine Methode zum Einsatz, die dem Verfahren der Unterabtastung entlehnt ist (vgl. Abb. 6.4). Hierbei wird ein konstantes PWM-Tastverhältnis über einen längeren Zeitraum an die asymmetrische Halbbrücke ausgegeben. Nachdem der Phasenstrom bei stehendem Antrieb seinen stationären Endwert erreicht hat, beginnt die hardware-getriggerte Messung des über den HS-Sensor erfassten Phasenstromes mit einer Messung je PWM-Periode. Zu Beginn der Routine wird der Messzeitpunkt an den Anfang der PWM-Periode gelegt und mit jeder weiteren PWM-Periode um einen Schritt verschoben. Der Vorgang endet mit der Messung an der letztmöglichen Position innerhalb der PWM-Periode. Ab diesem Zeitpunkt können die Messwerte aller PWM-Perioden zu einem hochfrequent abgetasteten Abbild des über den HS-Sensor gemessenen Phasenstromes zusammengefügt werden.

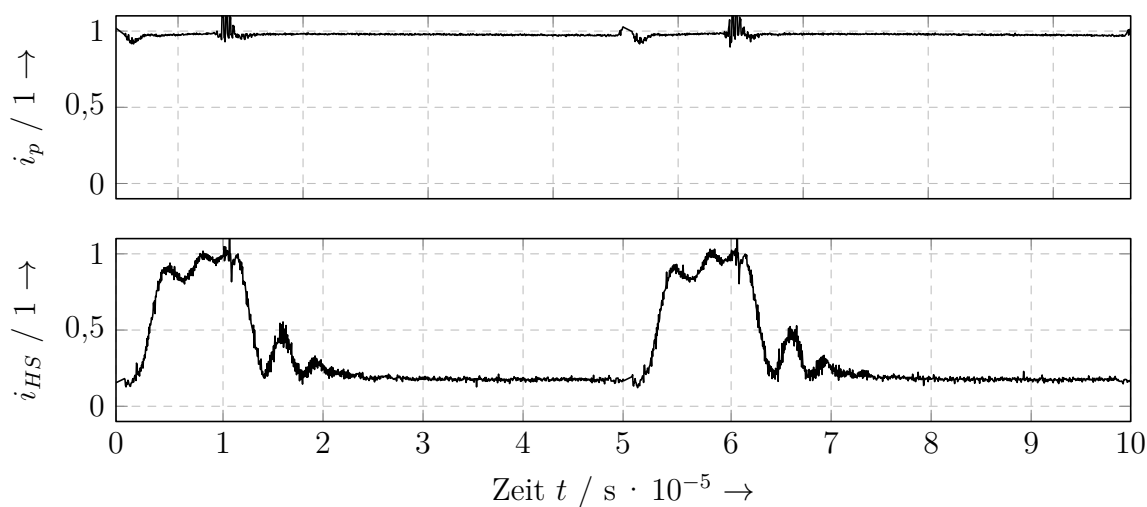


Abb. 6.5: Hochfrequent abgetastetes HS-Abbild des Phasenstromes aus Sicht des Mikrocontrollers gemessen über den Phasen- und den HS-Sensor

Für eine möglichst breitbandige Erfassung aller Einflüsse aus Sicht der Motorsteuerung wird der Messzeitpunkt in der am kleinsten verfügbaren Schrittweite verschoben. Auf der verwendeten Hardware lässt sich eine PWM-Periode mit einer Länge von $50 \mu\text{s}$ in 6000 Schritten auflösen, was zu einer Abtastrate von 120 MHz führt. Die Anwendung dieser Methode ergibt den Verlauf in Abb. 6.5. Hierbei wird der in Abb. 6.2 aufbereitete Verlauf des extern ermittelten Stromverlaufs durch den Phasen- und den HS-Sensor ($i_p(t)$ und $i_{HS}(t)$) aus Sicht des Mikrocontrollers dargestellt.

Es wird ersichtlich, dass der Übergang des Stromes auf den HS-Messzweig und vom HS-Messzweig nicht in unendlich kurzer Zeit geschieht (Mikrokommutierung) und bei der Festlegung der Messposition entsprechend berücksichtigt werden muss. Weiterhin treten Schwingungen in Erscheinung, die aufgrund parasitärer Elemente innerhalb der Schaltung für eine erschwerte Messung des Stromes sorgen.

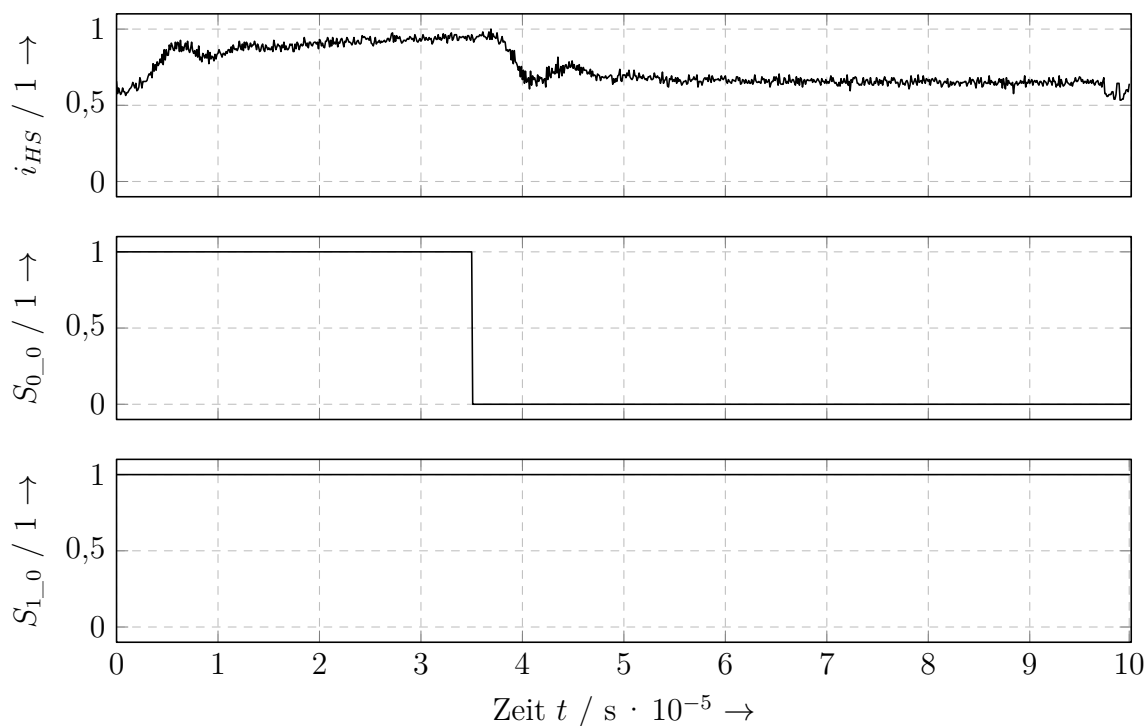


Abb. 6.6: Hochfrequent abgetastetes HS-Abbild des Phasenstromes aus Sicht des Mikrocontrollers und zugehörige Schaltsignale

Abb. 6.6 zeigt den Verlauf des Stromsignals einer anderen Messung. Neben der zeitlichen Verschiebung des Stromanstieges bezüglich der HS-Schaltflanken wird der Fall gezeigt, bei dem sich durch eine Änderung innerhalb der Messkette ein abweichender Offset (vgl. Abb. 6.5) einstellt, der durch eine Offsetkalibrierung zu Beginn des Motorlaufes kompensiert werden kann.

Neben der Position des Sensors innerhalb der Schaltung, die die Lage der Messfenster bzw. des Messfensters bestimmt, entscheidet zusätzlich die Anzahl der aktiven Phasen über den wahren Wert des gemessenen HS-Stromes. Dabei können sich bei entsprechender Ansteuerung die Ströme mehrerer Phasen im Messzweig zu einem Summenstrom addieren und die Rekonstruktion erschweren. Eine Überlappung der Phasen im Bereich der Mikrokommutierung kann diesen Umstand hervorrufen. Abb. 6.7 erweitert hierbei den Zeitbereich aus Abb. 6.6 um die Ansteuersequenz einer weiteren Phase. Im über den HS-Sensor gemessenen Stromverlauf ergibt sich ein Profil, das beide Phasenströme beinhaltet. Durch den zeitlichen Abstand der HS-Schaltflanken beider Phasen fließt zu jedem Zeitpunkt nur einer der beiden Phasenströme über den HS-Sensor, während sich der jeweils andere im unteren Freilauf befindet. Zwischen den Messfenstern klingen jedoch beide Ströme gleichzeitig über den un-

teren Freilauf ab. Auf diese Weise entstehen zwei separate Messfenster, die eine eindeutige Messung beider Phasenströme erlauben.

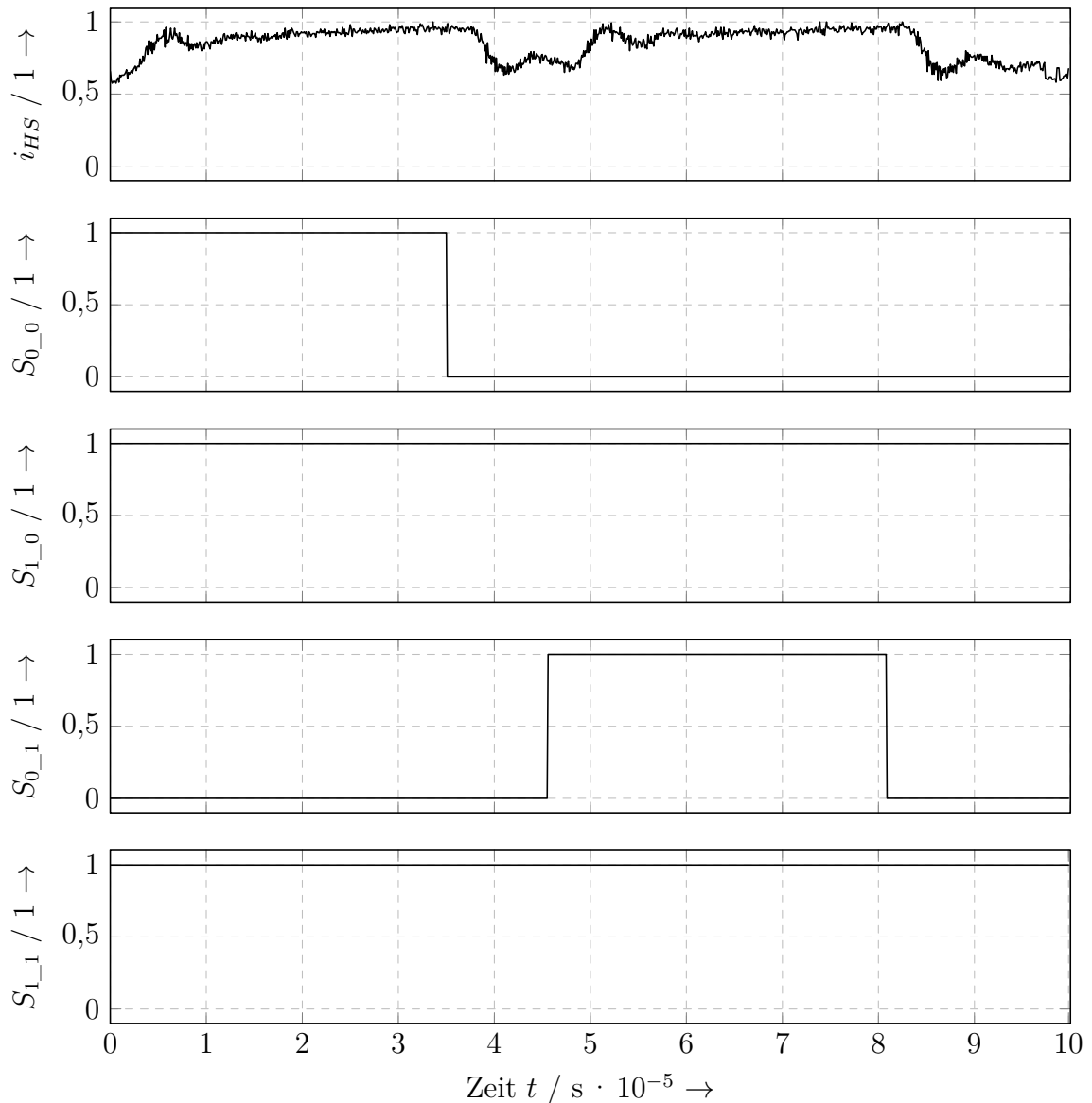


Abb. 6.7: HS-Abbild zweier Phasenströme ohne Überlappung der Messfenster

Im Gegensatz zu Abb. 6.7 überlappen beide Messfenster aufgrund der HS-Signale in Abb. 6.8 während der Ansteuersequenz. Innerhalb des Bereiches, in dem beide HS-Signale aktiv sind, fließen beide Phasenströme gleichzeitig über den HS-Sensorzweig. Somit wird ein Summenstrom gemessen, der eine erschwerte Berechnung der einzelnen Phasenströme zur Folge hat. Dieser Bereich wird nicht als Messfenster mit der Möglichkeit zur eindeutigen Messung

beider Phasenströme angesehen. Bereiche, in denen jeweils nur ein HS-Schalter aktiv ist, erlauben hingegen die eindeutige Bestimmung der jeweiligen Phasenströme.

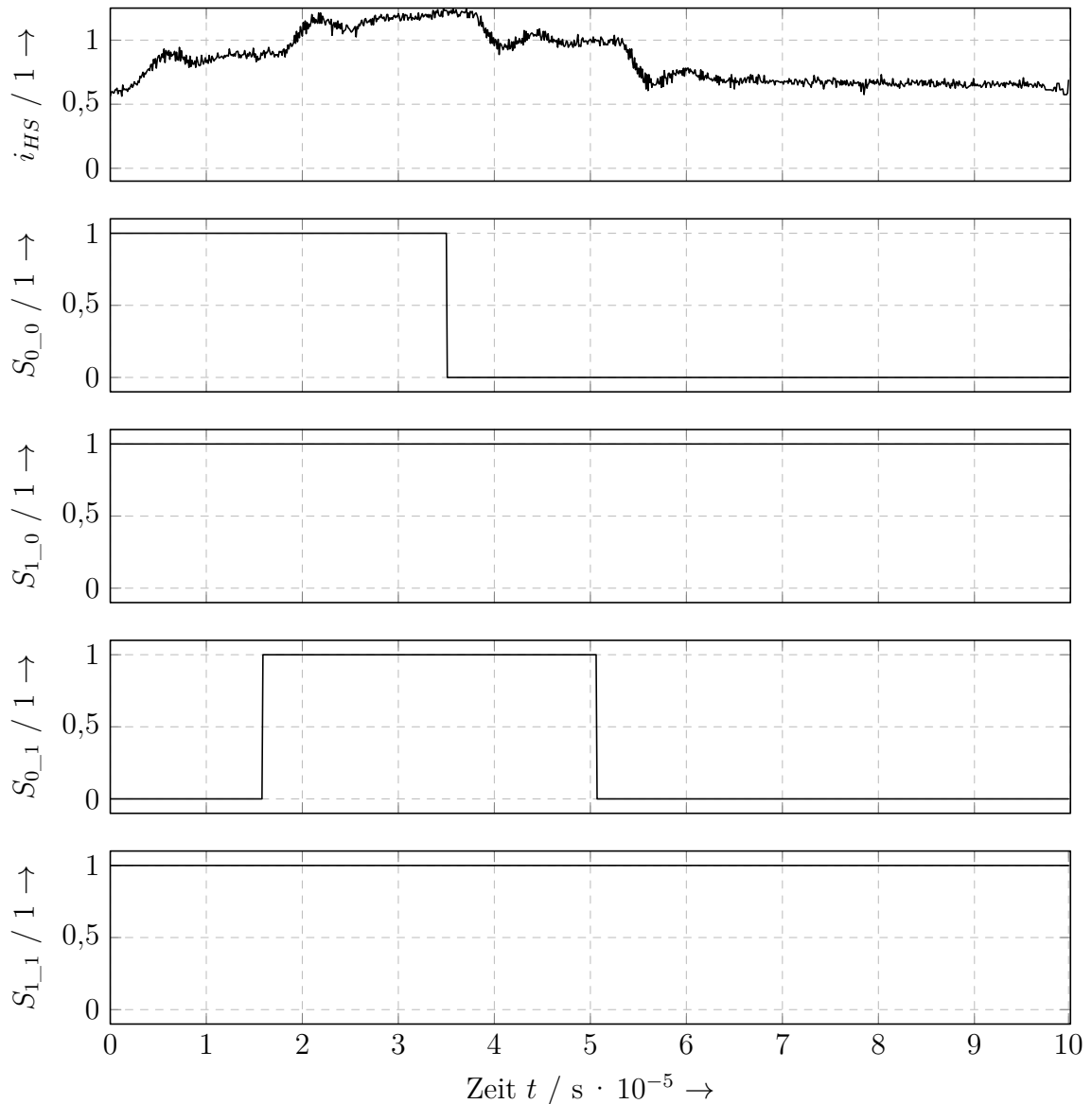


Abb. 6.8: HS-Abbild zweier Phasenströme mit Überlappung der Messfenster

Die Analog-Digital-Wandlung am Ende der Messkette formt das analoge Spannungssignal der Verstärkerstufe in eine Folge von Abtastwerten mit diskontinuierlichem Wertebereich um. Zusätzlich zu den vorhandenen Einflussgrößen, die bis dahin im zu wandelnden Signal enthalten sind, lassen sich weitere Effekte wie Messrauschen, Linearitätsfehler sowie Quantisierung und Verzögerungen durch die Wandlungszeit identifizieren. Ebenso lässt sich eine starke Schwingung im Bereich der Schaltflanken der Leistungshalbleiter beobachten.

Neben den eingangs durchgeführten Messungen des Phasenstromes über den HS-Sensor, des Spannungsabfalls am Messwiderstand und der Spannung am Ausgang der Verstärkerstufe lässt sich das Messsignal am Ende der Messkette aufzeichnen. Diese Vorgehensweise empfiehlt sich, da es sich hierbei um die Größe handelt, auf deren Basis die Motorsteuerung Stelleingriffe berechnet, Sicherheitsfunktionen auslöst und weitere Systemgrößen ableitet. Die sich daran anschließende Wahl der Messposition(en) entscheidet somit über den korrekten Betrieb des gesamten Antriebs.

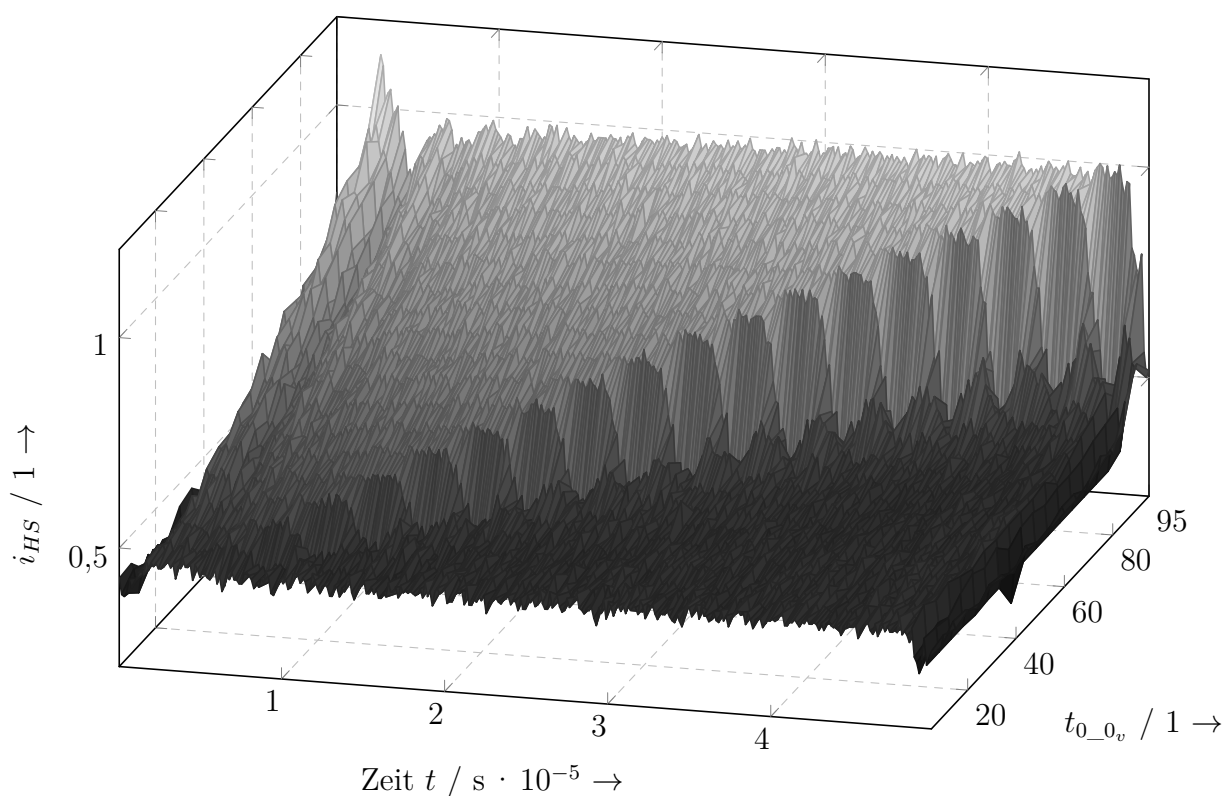


Abb. 6.9: HS-Abbild eines Phasenstromes bei veränderlichem Tastverhältnis

Da der Antrieb mit verschiedenen Tastverhältnissen der Leistungshalbleiter betrieben wird, muss der Verlauf der Messgröße über eine PWM-Periode bei unterschiedlichen Einschalt Dauern bekannt sein. Abb. 6.9 zeigt die mit der Steuerhardware gemessenen Phasenstromkurven am HS-Sensor bei veränderlicher PWM und stehendem Antrieb. Für die Aufzeichnung der Daten wurde zusätzlich ein ohmscher Widerstand in Reihe zur Phase platziert, um den Endwert des Stromes während der Messung zu begrenzen.

Es wird der hochaufgelöste Phasenstrom dargestellt, der sich aus Sicht des Datenverarbeitungssystems über den Analog-Digital-Wandler ermitteln lässt, während das Tastverhältnis

des HS-Schalters der Phase konstant gehalten wird. Entlang einer PWM-Periode (Zeitachse) mikrokommutiert der Strom zu Beginn auf den HS-Messzweig und kann dadurch erfasst werden. Nach der fallenden Flanke des HS-Schaltsignals geht der Strom auf einen Zweig über, der den Freilauf beinhaltet und kann somit nicht über den HS-Sensor ermittelt werden. Weiterhin ist zu erkennen, wie der gemessene Strom bei steigendem Tastverhältnis im eingeschwungenen Zustand zunimmt.

Neben den zu berücksichtigenden Beruhigungszeiten zum Zeitpunkt der Flankenwechsel im HS-Schaltsignal muss die Zeit beachtet werden, die der Strom für den Übergang zwischen den Schaltungszweigen benötigt. Die Messung sollte hierbei möglichst kurz vor der fallenden Flanke des HS-Schaltsignals durchgeführt werden. Lässt sich eine Gerade finden, die diese Messzeitpunkte über der Zeit und dem Tastverhältnis verbindet, so kann ein Faktor für die Berechnung der idealen Messposition bei gegebenen Tastverhältnis bestimmt werden.

6.2.2 Betrachtung im Makrokommutierungszyklus

Für die folgende Darstellung wird die geschaltete Reluktanzmaschine im motorischen Bereich spannungsgesteuert und ohne Drehzahlregelung betrieben. Dabei werden die Phasen winkelabhängig aktiviert, sodass die Maschine ein antreibendes Drehmoment erzeugt. Die Phasenfregabe erfolgt dazu im Bereich der steigenden differentiellen Induktivität. Die Stromübernahme zwischen den Phasen geschieht im Makrozyklus.

Während der Phasenfregabe wird ein für diesen Zeitraum konstantes Tastverhältnis ausgegeben. Dadurch stellt sich der Strom bei gegebener Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit der veränderlichen elektrischen Zeitkonstante und der Gegenspannung ein.

Im Folgenden werden alle Größen mit einem örtlichen Bezug über dem elektrischen Winkel aufgetragen. Da der Motor mit konstanter Geschwindigkeit dreht, werden diese Größen auch über der Zeit dargestellt. Das heißt, dass sich das Muster für das Phasenfregabesignal s_m nach jeder dritten Phasenbestromung wiederholt. Aufgrund der 6/4-Konfiguration des verwendeten Motors dreht sich der Rotor dabei um 90°_{mech} . Somit gilt der Zusammenhang nach Gl. 6.1.

$$\gamma_m = \frac{\gamma}{4} \quad (6.1)$$

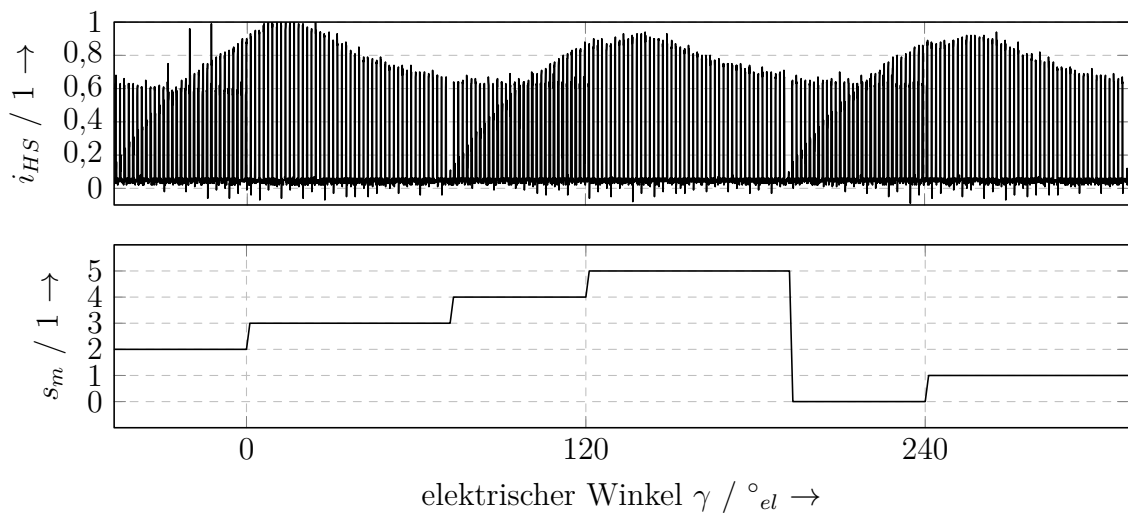


Abb. 6.10: HS-Stromverlauf im Motorbetrieb

Abb. 6.10 zeigt den Verlauf des Stromes $i_{HS}(t)$ während des Motorlaufs über eine elektrische Periode. Zur Steigerung des mittleren Drehmomentes ist der Einschaltwinkel γ_{on} gegenüber einer Ansteuerstrategie vorverlegt, bei der die Phasenfreigabe beim Erreichen der unausgerichteten Position erteilt und in der ausgerichteten Position entzogen wird. Unter Beibehaltung des Ausschaltwinkels von $\gamma_{off} = 0$ ergibt sich bei $\gamma_{on} > \gamma_{off}$ ein Überlappungsbereich, in dem zwei Phasen gleichzeitig einen Strom führen. Weiterhin wird der Verlauf des Phasenfreigabesignals $s_m(t)$ dargestellt. Dieses gibt an, für welche Phasen die Möglichkeit zur Ausgabe der Schaltsignale besteht. Eine elektrische Periode unterteilt sich dabei in folgende Bereiche:

- $s_m \equiv 2$: $\gamma > 360 - \gamma_{on} \wedge \gamma \leq 360 - \gamma_{off}$, Phase 0 und 1 aktiv
- $s_m \equiv 3$: $\gamma > 360 - \gamma_{off} \vee \gamma \leq 120 - \gamma_{on}$, Phase 1 aktiv
- $s_m \equiv 4$: $\gamma > 120 - \gamma_{on} \wedge \gamma \leq 120 - \gamma_{off}$, Phase 1 und 2 aktiv
- $s_m \equiv 5$: $\gamma > 120 - \gamma_{off} \wedge \gamma \leq 240 - \gamma_{on}$, Phase 2 aktiv
- $s_m \equiv 0$: $\gamma > 240 - \gamma_{on} \wedge \gamma \leq 240 - \gamma_{off}$, Phase 2 und 0 aktiv
- $s_m \equiv 1$: $\gamma > 240 - \gamma_{off} \wedge \gamma \leq 360 - \gamma_{on}$, Phase 0 aktiv

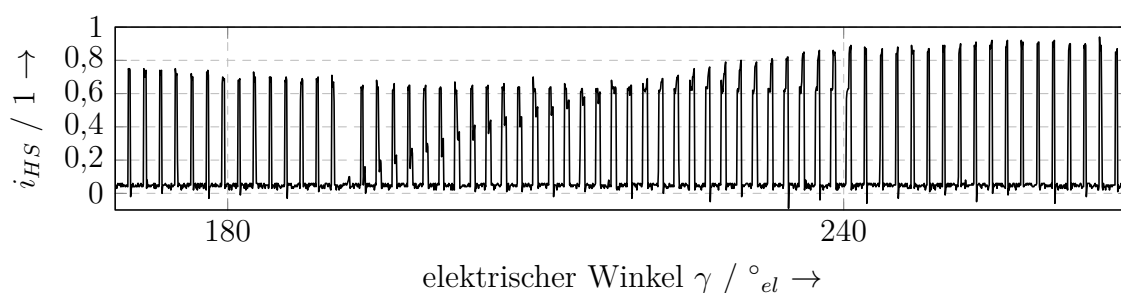


Abb. 6.11: HS-Stromverlauf im Überlappungsbereich zweier Phasen

In den Bereichen 1, 3 und 5 leistet nur eine Phase einen Drehmomentbeitrag. Die Abschnitte 0, 2 und 4 stellen die Überlappungsbereiche je zweier Phasen dar. Abb. 6.11 zeigt dazu den Verlauf der Ströme, wie sich diese bei konstanter Geschwindigkeit und bei einem Tastverhältnis der HS-Schalter von 15 % in den Motorphasen im Bereich der Phasenüberlappung einstellen. Hierbei wird ersichtlich, dass beide Phasenströme über den HS-Sensor gemessen werden können.

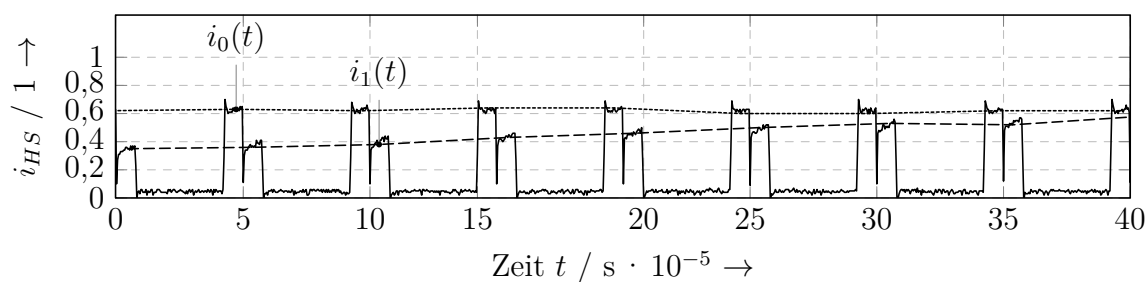


Abb. 6.12: HS-Stromverlauf im Überlappungsbereich zweier Phasen (Vergrößerung von Abb. 6.10)

Durch die in Abb. 4.10 a vorgeschlagene Modifikation der Leistungselektronik kommutieren alle Phasenströme über den Messzweig (vgl. Tab. 4.1). Unter der Voraussetzung einer gegensinnigen Anordnung der HS-Schaltensignale der beteiligten Phasen, enthält das HS-Sensorsignal deren Anteile (vgl. Abb. 6.12).

Aufgrund der Verwendung des HS-Sensors zur Erfassung aller Phasenströme lassen sich Unterschiede bedingt durch Bauteiltoleranzen in den Strommesspfaden eliminieren. Die sich wiederholenden Abweichungen zwischen den Maximalwerten der einzelnen Phasenströme weisen demnach auf einen Motor mit einer Asymmetrie in den Phasen hin (vgl. Abb. 6.10). In den nicht überlappenden Bereichen während des Motorbetriebes ist jeweils nur eine Phase aktiv. Der Strom dieser Phase kann über den HS-Sensor ermittelt werden.

Mithilfe der gegensinnigen Anordnung der HS-Schaltssignale entstehen an den Übergängen zwischen zwei PWM-Perioden zwei Messfenster im Bereich der Makrokommutierung, in denen abschnittsweise die Verläufe der zu messenden Phasenströme enthalten sind. Hierbei folgt das erste Messfenster der aktuellen PWM-Periode auf das zweite Messfenster der vorhergehenden PWM-Periode. Dieses Doppelmessfenster entsteht zu Beginn des Überlappungsbereiches und verschwindet mit dem Abschalten einer der beiden aktiven Motorphasen. Die grafische Verbindung der Plateaus in Abb. 6.12 in den Messfenstern jeweils einer Phase ergibt hierbei den zeitlichen Verlauf des Stromes, wie dieser mit einem Sensor in Reihe zur Motorphase gemessen werden kann.

Abb. 6.13 ergänzt Abb. 6.10 um die entsprechenden Größen aus Sicht der Steuer-Hardware. Dabei sind die Phasenstromverläufe $i_p(t)$ dargestellt, wie sie durch die Steuereinheit mit Sensoren in den Motorphasen gemessen werden können. Es zeigt sich, dass Messungen qualitativ der Hüllkurve entlang des $i_{HS}(t)$ -Signals entsprechen, wobei sich die Asymmetrie der Phasen auch in diesen Verläufen erkennen lässt. Deutliche Unterschiede zwischen $i_{HS}(t)$ und $i_p(t)$ ergeben sich jedoch beim Abschalten einer Phase, nachdem die Freigabe entzogen wurde. Da der Strom durch gleichzeitiges Öffnen des HS- und des LS-Schalters gelöscht wird, kommutiert dieser nicht auf den Messzweig und kann somit nicht über den HS-Sensor ermittelt werden. Für $i_{HS}(t)$ fehlt deshalb der abklingende Anteil des Phasenstromes, der ab diesem Zeitpunkt jedoch keine weitere Relevanz für die Stromregelung besitzt.

In Abb. 6.13 ist der Verlauf der Phasenströme dargestellt, wie er durch eine Messung zum ersten Zeitpunkt nach Beginn der PWM-Periode ermittelt werden kann ($i_{HS_1}(t)$). Das Signal enthält den Strom einer Phase ab dem Zeitpunkt, bei dem die Phasenfregabe erteilt wird, solange bis der Überlappungsbereich durch das Zuschalten der nächsten Phase beginnt. Danach lässt sich dieser Kurve der Strom der nächsten Phase entnehmen. Weiterhin lässt sich erkennen, dass zusätzliche Schwingungsanteile gemessen werden, die weder im extern ermittelten HS-Strom noch in den intern aufgezeichneten Phasenströmen enthalten sind. Hierbei machen sich bei gleicher Schaltung weitere Effekte durch zusätzliche Leitungslängen in den Messketten bemerkbar.

Der in Abb. 6.13 gezeigte Signalverlauf für $i_{HS_2}(t)$ spiegelt den Phasenstrom der Phase wider, die am Ende des Überlappungsbereiches abgeschaltet wird. In den Bereichen, in denen jeweils nur eine Phase aktiv ist, kann dieses Signal nicht zur Messung eines Phasenstromes verwendet werden. Dabei handelt es sich um die Messwerte, die am Ende einer PWM-Periode ermittelt werden.

Die stückweise Zusammensetzung von $i_{HS_1}(t)$ und $i_{HS_2}(t)$ ergibt die in Abb. 6.13 dargestellte Kurve, die die rekonstruierten Verläufe der Phasenströme $i_{pre}(t)$ beinhaltet. Hierbei zeigt

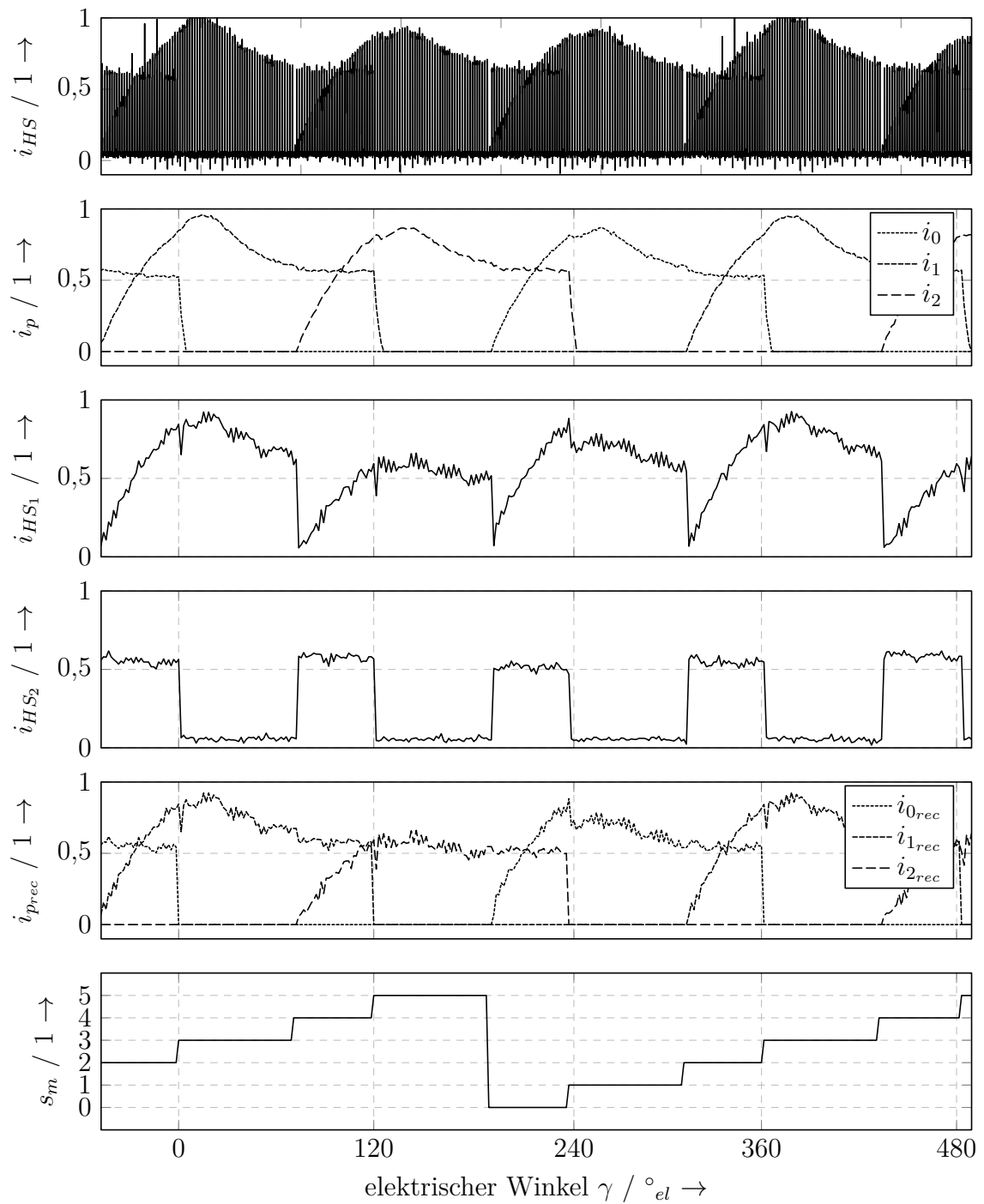


Abb. 6.13: Gemessene und rekonstruierte Phasenströme

sich eine Abweichung der gewonnenen Signale, die von den Messzeitpunkten innerhalb der Messfenster abhängt (Abb. 6.14).

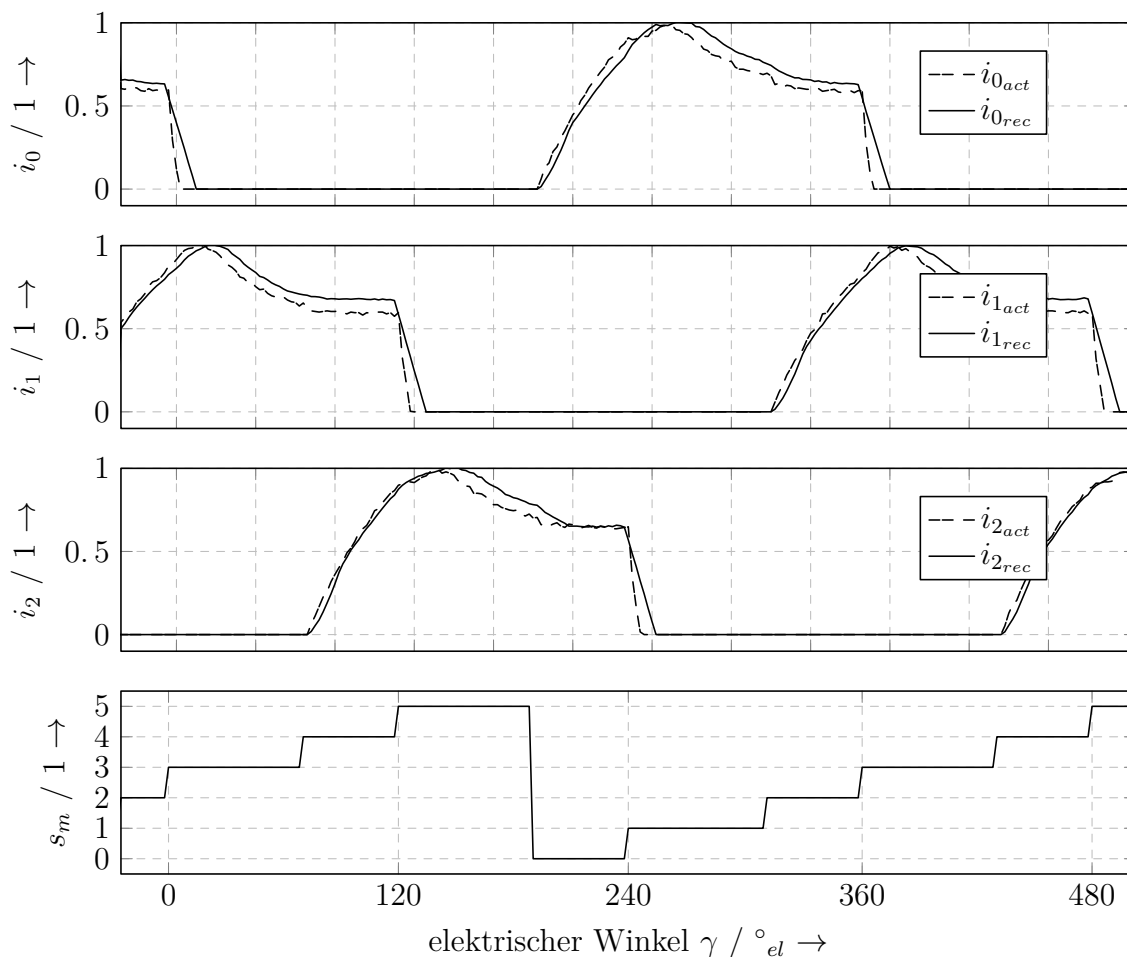


Abb. 6.14: Qualitative Übereinstimmung zwischen den über den HS-Sensor rekonstruierten (i_{rec}) und in der Phase gemessenen (i_{act}) Stromverläufen im spannungsgesteuerten Maschinenbetrieb

Abb. 6.15 zeigt den Einfluss verschiedener Messpositionen auf die Qualität des erhaltenen Stromverlaufes einer Phase. Die Verschiebung der Messposition innerhalb des ersten Messfensters an den Beginn der PWM-Periode sorgt für die Erfassung eines geringeren Stromes (Abb. 6.15 links). Nach der Ermittlung des Skalierungsfaktors kann dieser Effekt entsprechend kompensiert werden. Unter Beibehaltung der Messposition innerhalb des zweiten Messfensters lässt sich der Phasenstrom ohne rechnerische Kompensation bestimmen. Abb. 6.15 zeigt im Gegensatz dazu rechts den Fall, bei dem die Messposition das Messfenster in Richtung des rechten Randes der PWM-Periode verlässt. Hierbei besteht keine Möglichkeit zur Messung des Stromes. In ähnlicher Weise lässt sich die Messung über die Verschiebung der Messposition innerhalb des zweiten Messfensters beeinflussen. Auch hier

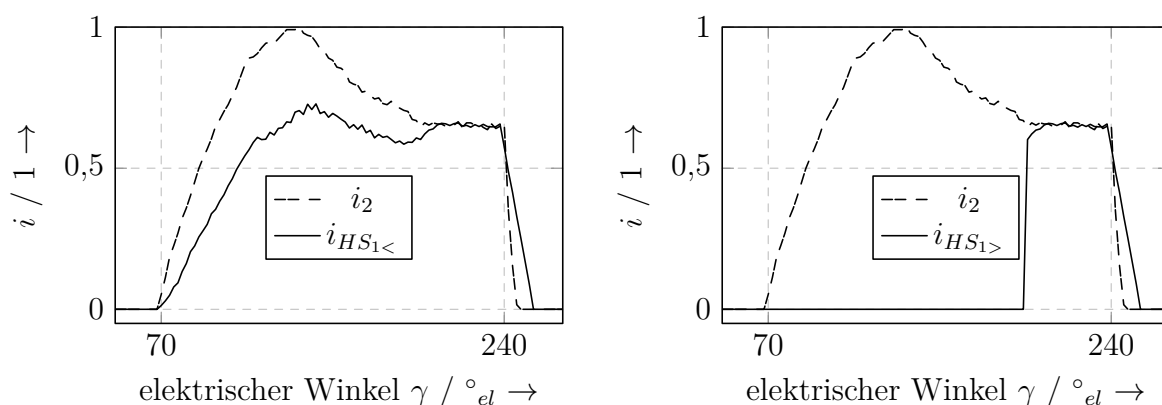


Abb. 6.15: Fehler bei der Strommessung bei Verschiebung der ersten Messposition

sorgt eine Verschiebung der Messposition für eine Skalierung, während das Verlassen des Messfensters zum Verlust der Möglichkeit zur eindeutigen Messung führt.

Der Übergang von Bereichen ohne Phasenüberlappung zu Abschnitten mit überlappenden Phasen nach Abb. 2.4 ist dadurch gekennzeichnet, dass das Ansteuermuster in diesem Zeitraum zur Gewährleistung der Messung angepasst wird. Die Änderung der Anordnung der Schaltsignale kann zu einer kurzen Änderung des Stromes führen. Es ergeben sich hierbei zwei Möglichkeiten zur gegensinnigen Anordnung der Tastverhältnisse. Das Tastverhältnis einer Phase kann sowohl linksseitig als auch rechtsseitig positioniert werden, während das Tastverhältnis der zweiten Phasen entsprechend umgekehrt arrangiert wird. Je nach Anordnung der Tastverhältnisse der Phase(n) im Einphasen- und im Überlappungsbereich entstehen an den Bereichsübergängen nach Abb. 6.16 (1) und (2) Abschnitte, in denen der Strom abfällt, ansteigt oder unverändert bleibt, bis das Tastverhältnis seine neue Anordnung eingenommen hat.

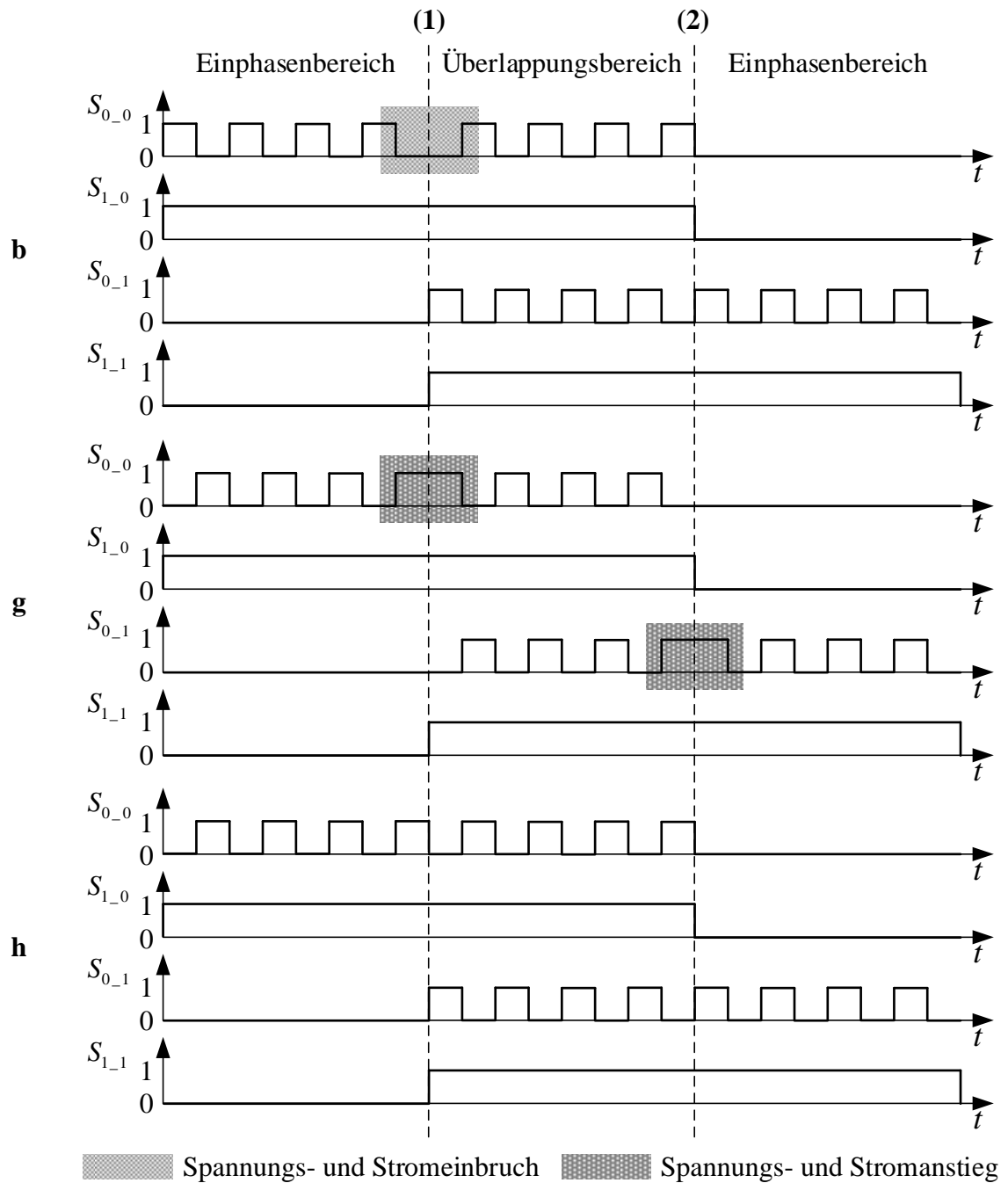


Abb. 6.16: Spannungs- und Stromänderung bei Änderung der HS-Signal-Anordnung beim Wechsel zwischen dem Einphasen- und dem Überlappungsbereich

Der Abschnitt vor (1) beschreibt die Anordnung des HS-Schaltsignals der bereits aktivierten Phase ($p = 0$) im Einphasenbereich. Zwischen (1) und (2) wird die zweite Phase ($p = 1$) aktiviert und der Überlappungsbereich beginnt. Die Anordnung der HS-Schaltsignale der ersten und zweiten Phase ist entsprechend gekennzeichnet. Nach (2) wird die erste Phase abgeschaltet und nur die Anordnung des HS-Schaltsignals der zweiten Phase betrachtet. Somit lassen sich für die entsprechenden Abschnitte folgende Fälle nach Tab. 6.1 für die Anordnung der HS-Schaltsignale beider Phasen ermitteln:

Tab. 6.1: Wirkung in den Übergangsbereichen beim Wechsel der Anordnung der HS-Schaltsignale

Fall	Anordnung von S_{0_0} vor (1)	Anordnung von S_{0_0} zwischen (1) und (2)	Anordnung von S_{0_1} zwischen (1) und (2)	Anordnung von S_{0_1} nach (2)	Wirkung auf Strom und Spannung
a	links	links	rechts	links	Anstieg in (2)
b	links	rechts	links	links	Abfall in (1)
c	rechts	links	rechts	rechts	Anstieg in (1)
d	rechts	rechts	links	rechts	Abfall in (2)
e	links	links	rechts	rechts	keine Änderung
f	links	rechts	links	rechts	Abfall in (1)
g	rechts	links	rechts	links	Anstieg in (1)
h	rechts	rechts	links	links	keine Änderung

Da die Übergangsmomente zwischen dem Einphasenbereich und dem Überlappungsbereich bekannt sind, kann durch eine vorgesteuerte Anpassung des Tastverhältnisses vor dem Wechsel der Anordnung der Anstieg/Abfall des Stromes im Rahmen der PWM-Limitierung kompensiert werden. Für die Fälle a, b, c, d, f und g lässt sich diese Maßnahme anwenden. Bei einem Wechsel zwischen den Fällen e und h muss hingegen keine ungewollte Änderung der Spannung kompensiert werden, da die PWM-Anordnung jeder Phase während der gesamten Phasenfreigabe (Einphasen- und Überlappungsbereich) konstant bleibt. Es ändert sich lediglich die Anordnung der Tastverhältnisse aufeinanderfolgender Phasen.

Durch die fortlaufende Änderung der Ansteuermuster lassen sich die benötigten Phasenströme basierend auf der umgesetzten Umordnungsvariante nur durch eine Anpassung der Zuordnung zu den Messzeitpunkten rekonstruieren. Da bei jeder zweiten Phasenfreigabe die PWM der hinzugekommenen Phase sowohl im Einphasen- als auch im Überlappungsbereich

rechtsseitig angeordnet ist, entspricht der Strom dieser Phase dem über den HS-Sensor gemessenen Strom zum zweiten Messzeitpunkt. Bei jeder anderen Phasenfreigabe erfolgt eine linksseitige Anordnung der PWM, wodurch sich der Strom für diese Phase dem über den HS-Sensor ermittelten Strom zum ersten Messzeitpunkt entnehmen lässt.

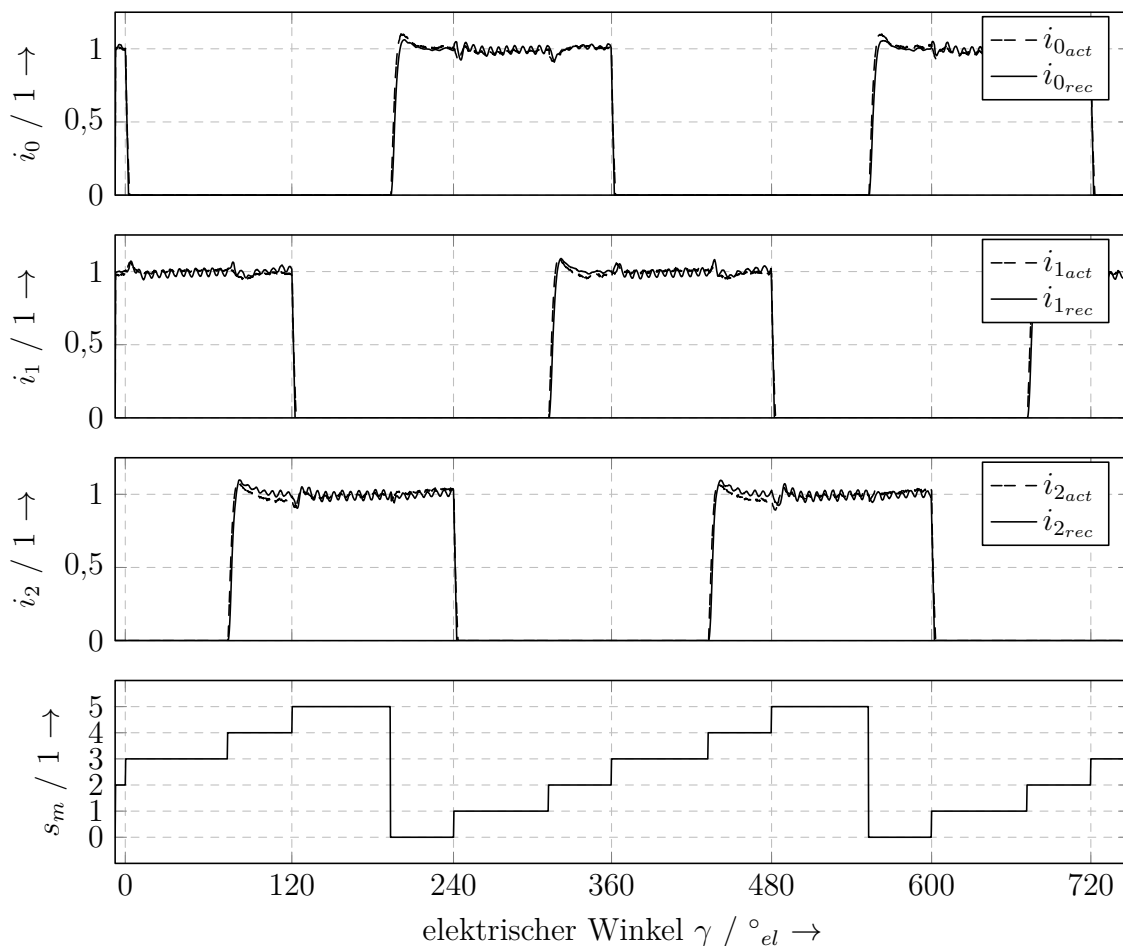


Abb. 6.17: Strom geregelter Überlappungsbetrieb bei Vorgabe eines blockförmigen Sollstromes

Abb. 6.17 zeigt den geregelten Verlauf der Phasenströme bei Vorgabe eines blockförmigen Sollstromes mithilfe eines PI-Reglers für jede Phase ohne überlagerte Drehzahlregelung. Der Motor wurde dabei so belastet, dass sich für die Darstellung ein besonders großer Überlappungsbereich zweier Phasen ergibt ($s_m = 0, 2, 4$). Die Messpositionen zur Erfassung der Ströme wurden $0,5 \mu s$ vor der jeweiligen HS-Schaltflanke platziert. Zur Berechnung des Reglerausgangs (Stellgröße) werden die über die Single-Sensor-Ausführung rekonstruierten Ströme verwendet. Auf diese Weise zeigt sich, dass sich das ermittelte Signal für eine Rückführung eignet und die Maschine damit stromgeregelt betrieben werden kann.

Die Qualität der bestimmten Stromverläufe ($i_{prec}(t)$) entspricht hinreichend genau den durch die Phasenstromsensoren ermittelten Kurven ($i_{pact}(t)$). Ein weiterer Abgleich zwischen $i_{prec}(t)$ und $i_{pact}(t)$ kann durch eine Optimierung der Messkette erfolgen.

Jeder Block unterteilt sich in drei Bereiche. Zu Beginn und am Ende eines Blockes befindet sich die jeweilige Phase im Überlappungsbereich zusammen mit der vorhergehenden oder der nachfolgenden Maschinenphase. Im mittleren Abschnitt jedes Blockes fließt nur der Strom der betrachteten Phase über den HS-Sensor. Hierbei kommt der beschriebene Algorithmus zum Einsatz. Abschnittsweise ergeben sich die nachfolgend aufgeführten Einschränkungen:

- Einphasenbereich:

Für die Messung des Stromes der aktiven Phase wird das minimale Tastverhältnis auf einen Wert größer Null begrenzt. Jede Phase kann zu 100 % angesteuert werden. Auf diese Weise kann der Messzeitpunkt in den Stromführungsmodus verlegt werden, in dem der Phasenstrom auf den Messzweig mikrokommutiert ist. Dabei kann das Muster der Pulsweitenmodulation innerhalb der PWM-Periode beliebig angeordnet werden. Es muss jedoch eine hinreichend große Messfensterbreite sichergestellt werden.

- Überlappungsbereich:

Nach Kap. 4 und Kap. 5 empfiehlt sich für den vorliegenden Fall die wechselseitige Anordnung der Tastverhältnisse der HS-Schalter innerhalb einer PWM-Periode. Zur Erfassung beider Ströme im Überlappungsbereich werden dazu die Tastverhältnisse sowohl auf einen minimalen als auch auf einen maximalen Wert begrenzt, sodass die notwendigen Stromführungsmodi zur Messung beider Ströme erhalten bleiben. Hierzu müssen zwei verschiedene Messzeitpunkte festgelegt werden.

6.2.3 Vorteile des Verfahrens

Durch die Reduzierung der Anzahl benötigter Sensoren zur Erfassung der Phasenströme wird der gesamte sensorische Schaltungsaufwand verringert. Neben dem eigentlichen Wirkelement entfallen weitere Bauteile, die zur Aufbereitung der Messsignale benötigt werden. Auf diese Weise kann ebenfalls auf Operationsverstärker und Filterbauelemente der entbehrlichen Sensoren verzichtet werden. Im Rahmen der Reduzierung ergibt sich somit eine Kostensenkung bei der Entwicklung und Herstellung der Elektronik durch die nicht benötigten Bauteile. Ebenso führt die Reduzierung des Platzbedarfs zu einer Erhöhung der Integrationsdichte bei gleicher Funktion. Infolgedessen lassen sich Fertigungskosten durch kleinere Platinen einsparen.

Für den Sonderfall zweier Phasen im Überlappungsbereich mit jeweils zwei Schaltern reduzieren sich die Anforderungen an die informationsverarbeitende Einheit. Einfache Mikrocontroller bieten i. d. R. mindestens einen Analog-Digital-Wandler und PWM-Einheiten zur Ansteuerung dreiphasiger Motoren und sorgen somit für eine weitere Reduzierung der Gesamtkosten für die Steuerelektronik.

Systeme mit jeweils einem Sensor je Motorphase weisen unterschiedliche Übertragungsverhalten bei identischen Phasenströmen auf. Fertigungsbedingte Bauteiltoleranzen entlang der Messkette sorgen so dafür, dass die informationsverarbeitende Einheit voneinander abweichende Messergebnisse für die einzelnen Phasen erhält. Weiterhin beeinflussen die Fehlergrößen (Offset, Linearitätsfehler etc.) mehrerer Analog-Digital-Wandler das Ergebnis der Wandlung bei gleichen Eingangswerten.

Jeder Stromregelkreis versucht den Regelfehler anhand der zur Verfügung stehenden Istwerte zu minimieren. Bei abweichender Qualität der Messwerte führt dies in allen Phasen zu unterschiedlichen Strömen bei gleicher Sollvorgabe. Dieser Effekt tritt besonders dann auf, wenn das Verhältnis von Phasenstrom zum jeweiligen digitalen Wert nach dem Analog-Digital-Wandler steigt.

Durch die Verwendung des Single-Sensor-Verfahrens ergeben sich bei der Nutzung eines Messzweiges für mehrere Phasen für alle Ströme die gleichen Messeinflüsse. Somit besteht noch immer die Möglichkeit, dass der gemessene Wert aller Phasen nicht dem wahren Wert entspricht, allerdings ergeben sich bei dieser Methode keine Abweichungen in der Messqualität der Phasen untereinander. Ein überlagerter Drehzahl- oder Drehmomentenregler muss dadurch seltener mit größeren Stellgrößenänderungen korrigierend eingreifen.

Die Umsetzung von Sicherheitsfunktionen auf Basis der gemessenen Ströme kann sich durch die Anwendung des Single-Sensor-Verfahrens verbessern, da nur ein Abschaltpfad für alle Phasen parametrisiert werden muss. Somit besteht nicht die Notwendigkeit, die unterschiedlichen Phasenstrom-Messketten durch eine individuelle Anpassung der Auslöseschwellen einander anzugleichen.

Das Single-Sensor-Verfahren kann ebenso für Systeme verwendet werden, bei denen der geschaltete Reluktanzmotor ohne Phasenüberlappung betrieben wird. Bei der Nutzung eines Sensors in einer der untersuchten Anordnungen ergeben sich die gleichen Vorteile aus Sicht der Hardware. Bei der Implementierung und Ausführung reduziert sich der Aufwand zusätzlich, da die Doppelmessung innerhalb einer PWM-Periode entfällt und nur noch einmal gemessen werden muss. Die PWM-Muster erfordern hierbei keine einzuhaltende Anordnung der Schaltsignale. Lediglich die Messposition muss mit der PWM synchronisiert werden.

Durch die Erweiterung der leistungselektronischen Topologie um einen Sensor mit dessen einfacher Anbindung in der Schaltung bleibt die geringe Komplexität der asymmetrischen Halbbrücke erhalten. Die Elektronik des ursprünglich entwickelten 48 V-Systems kann durch einfache Umbaumaßnahmen für die Anwendung des Single-Sensor-Verfahrens modifiziert werden. Desweiteren können alle Bauteile der Leistungselektronik unverändert verwendet werden.

Zur Steigerung der Sicherheit des Maschinenbetriebs lassen sich beide in Abb. 5.1 dargestellten Single-Sensor-Ausführungen zu einer Dual-Sensor-Variante kombinieren. Hierbei kann ein Sensor im Falle eines Ausfalls für Redundanz und somit für einen Notlauf des Motors sorgen.

6.2.4 Nachteile und Grenzen des Verfahrens

Das Ziel, den sensorischen Aufwand in der Schaltung zu reduzieren, lässt sich i. d. R. nur dann erreichen, wenn gleichzeitig der Verlust einer zusätzlichen Rückfallebene in Kauf genommen wird. Bei Ausfall des Single-Sensors ist somit keine Information über die Phasenströme des Motors verfügbar und das System muss abgeschaltet werden. In diesem Fall muss die informationsverarbeitende Einheit eine Plausibilisierung des eingehenden Messwertes vornehmen. Andernfalls wird die Stellgröße der Stromregler über den I-Anteil der umgesetzten Reglerstruktur in ihre obere Begrenzung angehoben, da der aktuelle Istwert der Phasenströme durch den Regler fälschlicherweise für zu niedrig gehalten wird. Infolgedessen kann es zur Überhitzung und zur Zerstörung des Systems kommen. Bei der gesteuerten Einstellung einer Drehzahl oder eines Drehmomentes kann es weiterhin zu besonders großen Abweichungen kommen. In Kombination mit einer Drehzahl- oder Drehmomentenreglerkaskade spielt die fehlerhafte Ermittlung des Stromes jedoch eine untergeordnete Rolle, da die unbekanntes Ungenauigkeiten durch den I-Anteil der überlagerten Regelung kompensiert werden können.

Da die Erhaltung der Messfensterbreite zur Messung der Ströme garantiert werden muss, ist mit Einschränkungen bei der Ausgabe der Stellgrößen der Stromregler zu rechnen. Werden durch die Regelung Tastverhältnisse gefordert, deren Summe 100 % überschreitet, werden diese zu Gunsten der hinzugekommenen Phase im Überlappungsbereich limitiert. Durch die beschriebene Maßnahme reduziert sich die Regelgüte, da die geforderten Tastverhältnisse nicht mehr unter allen Umständen gestellt werden können. Dieser Umstand zeigt sich auch bei der Einhaltung eines minimalen und eines maximalen Tastverhältnisses zur Sicherstellung der eindeutigen Messung zweier Phasenströme innerhalb einer PWM-Periode. In Bezug

auf die Messfensterbreite lässt sich zusätzlich feststellen, dass die angesprochenen Einflüsse auf den wahren Stromverlauf und auf die nachfolgende Signalverarbeitungskette eine Verkürzung des (idealen) Messfensters verursachen. Insbesondere die benötigte Zeit für den Vorgang der Mikrokommutierung erzwingt eine Wartezeit, die die Breite des Messfensters reduziert. Im Gegensatz zu einer Strommessung mit einem Sensor in Reihe zur Motorphase kann eine leichte Verschiebung der Messzeitpunkte bei der Single-Sensor-Variante bewirken, dass der Messwert unter Umständen keine Anteile des Phasenstromes beinhaltet. Weiterhin zeigt sich eine besondere Sensitivität der Strommessung bezüglich der Messzeitpunkte.

Je nach Motor und Elektronik muss der Stromverlauf aus Sicht der informationsverarbeitenden Hardware bei unterschiedlichen Kombinationen der Tastverhältnisse ermittelt werden, um die relevanten Einflüsse zu identifizieren. Der zu erwartende Aufwand muss dabei abgeschätzt und bewertet werden. Läuft der Antrieb im stromgeregelten Modus, muss zusätzlich damit gerechnet werden, dass durch die unpräzise Wahl der Messzeitpunkte ein falscher Istwert des Stromes bestimmt wird. In diesem Fall wird sich in jeder Phase ein Strom einstellen, dessen wahrer Wert mehr oder weniger stark vom ermittelten Wert abweicht.

Trotz der geringen Komplexität bei der Ausführung der Stellgrößenberechnung im Falle der umgesetzten Zweipunkt- und PI-Phasenstromregler verschiebt sich der Aufwand vom Bereich der Hardware in den Bereich der Software. Dieser Umstand muss ggf. bei der Auswahl des Mikrocontrollers berücksichtigt werden.

Im Gegensatz zu Anwendungen mit zwei Phasen im Überlappungsbereich und jeweils zwei Schaltern setzen kompliziertere Systeme eine leistungsstärkere Hardware voraus, da entsprechend mehr Signale bei der Ansteuerung zu berücksichtigen sind. Aufgrund der teilweise gegensätzlichen Zielkriterien ist mit einer stärkeren Streuung der Messfenster innerhalb des Betrachtungszeitraumes zu rechnen. Sowohl für die Messung der Stromwerte als auch für die Ausgabe der entsprechenden Muster der Stellgrößen empfiehlt sich eine Hardware mit DMA-Controller. In diesem Fall können beliebige Messzeitpunkte ohne Beeinflussung der Programmabarbeitung generiert und die Messergebnisse im Speicher abgelegt werden. In gleicher Weise lassen sich vorberechnete Schaltmuster über den direkten Speicherzugriff anwenden. Eingesparte Kosten bei der Verwendung des Single-Sensor-Verfahrens können sich deshalb durch die aufwendigere Rechentechnik relativieren.

In der vorliegenden Umsetzung werden die Messwerte erst nach dem Erhalt des zweiten Stromwertes verarbeitet. Da dieser Messvorgang kurz vor dem Ende der PWM-Periode durchgeführt wird, verbleibt i. d. R. keine Zeit für die Berechnung der Reglerausgänge, bevor die nächste Periode beginnt. Somit kann eine Reaktion durch die Stromregler nur

mit einem Versatz von zwei PWM-Perioden erfolgen. Dieses Verhalten lässt sich nach [101] als „asynchrone Messung mit konstantem Versatz“ einordnen.

6.2.5 Kritik an der Vorgehensweise

In Kap. 4 wird das empirische Vorgehen bei der Entwicklung des Single-Sensor-Verfahrens für zwei Phasen im Überlappungsbereich mit zwei Schaltern je Phase beschrieben. Kap. 3 schlägt eine allgemeine Betrachtung in Form einer Schaltungszustandsbeschreibung vor, um als Grundlage für die Anwendung eines genetischen Algorithmus zu dienen. Auch hierbei wird in der konkreten Ausführung eine Variante mit insgesamt vier zu berücksichtigenden Schaltern im Überlappungsbereich gewählt. Zum einen handelt es sich in dieser Konfiguration um ein überschaubares Problem, das auch häufig in der Praxis zu finden ist. Zum anderen lässt sich dadurch die Wirksamkeit des genetischen Algorithmus überprüfen, was insbesondere bei aufwändigeren leistungselektronischen Anordnungen mit einer größeren Schalteranzahl schwieriger zu verifizieren ist.

Anhand des Beispiels, das im Rahmen dieser Arbeit ausgewählt wurde, lässt sich zeigen, dass die Menge möglicher Schaltungszustandskombinationen nicht mehr analytisch gehandhabt werden kann. Für die Lösung dieses kombinatorischen Problems wurde deshalb ein genetischer Algorithmus ausgewählt, was sich als besonders vorteilhaft erwiesen hat.

Die Auswahl der genetischen Operatoren wurde beibehalten, nachdem diese im Vergleich zu anderen Operatoren unmittelbar zu stabilen Ergebnissen führten. Eine weitere Variation dieser Operatoren und eine damit verbundene Untersuchung zur Steigerung der Konvergenzgeschwindigkeit wurde nicht durchgeführt und bleibt anderen Arbeiten vorbehalten.

Ebenfalls lässt sich in der Konstellation mit vier Schaltern einfach feststellen, ob das ermittelte Schaltmuster den formulierten Optimierungskriterien genügt und ob es sich dabei um ein Optimum handelt. Auf diese Weise kann wiederum der genetische Algorithmus bezüglich seiner Leistungsfähigkeit bewertet werden. Die Anwendung des genetischen Algorithmus auf Applikationen mit mehr Schaltern wird im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet. Der Beweis der Nutzbarkeit hierfür steht deshalb aus.

Bei der Modellierung der Datenbasis für den genetischen Algorithmus werden Vereinfachungen getroffen, deren Zulässigkeit je nach System bewertet werden muss. Dabei wird ein ideales Schaltverhalten der Leistungshalbleiter angenommen, wobei der Strom in unendlich kurzer Zeit zwischen den Zweigen kommutiert. Diese Annahme besitzt jedoch keine Gültigkeit, da die tatsächlichen Vorgänge eine bestimmte Zeit zum Erreichen des neuen Zustandes

benötigen. Für die Strommessung wird davon ausgegangen, dass die Messung innerhalb eines Messfensters zu jedem Zeitpunkt durchgeführt werden kann und keine Wandlungszeit berücksichtigt werden muss. In der Praxis dauert es jedoch bis der abgetastete Wert gewandelt im Ergebnisregister vorliegt. Weiterhin werden u. a. die Spannungsabfälle über den Freilaufdioden nicht modelliert, was im Rahmen der Datenbasisgenerierung in weiteren Schritten hinterlegt werden kann.

Die durchgeführten Untersuchungen setzen voraus, dass der genetische Algorithmus Ansteuermuster generiert, bevor diese zum Betrieb des Motors genutzt werden. In diesem Zusammenhang findet die Echtzeitoptimierung bei laufendem Motor keine Beachtung. Für Systeme, die in ihrem Aufbau vom vorgestellten Beispielsystem abweichen, ließen sich über deren Lebensdauer ggf. besser geeignete Muster finden, die bei einer vorhergehenden Offline-Optimierung nicht ermittelt wurden. Allerdings würden gleiche Motoren einer Charge im Laufe ihres Einsatzes zu unterschiedlichen Ansteuermustern gelangen. Durch die benötigte Rechenleistung bei Echtzeitoptimierung kann der Kostenvorteil gegenüber der Variante mit offline generierten Mustern entfallen.

Neben einer Vielzahl existierender Topologien zur Ansteuerung geschalteter Reluktanzmotoren baut die gesamte Arbeit auf der Verwendung der asymmetrischen Halbbrücke auf. Diese lässt sich relativ einfach und kostengünstig umsetzen und bietet eine Reihe weiterer Vorteile, die diese Topologie für viele Fälle in der Praxis besonders attraktiv machen. Ebenso wird in [41] auf die asymmetrische Halbbrücke zur Ansteuerung mit reduzierter Sensorik zurückgegriffen. Da es sich hierbei um die wichtigste Referenz bezüglich der vorliegenden Arbeit handelt, bietet sich die Verwendung dieser Topologie aus Gründen der Vergleichbarkeit der Ergebnisse an.

Durch die gewählte Konfiguration mit zwei Phasen im Überlappungsbereich und jeweils zwei Schaltern lässt sich das Single-Sensor-Verfahren mit vertretbarem Aufwand umsetzen und in der Praxis verifizieren. Im Gegensatz zur einfachen asymmetrischen Halbbrücke stellen Multilevelkonverter höhere Anforderungen an Rechenleistung, Speicher und verfügbare Peripherie des eingesetzten Mikrocontrollers, da durch diesen ggf. mehr Phasen mit weiteren Schaltern angesteuert werden müssen. In diesen Fällen bietet sich die Verwendung des angesprochenen DMA-Controllers an.

Die Einflüsse auf den Vorgang der Strommessung werden genannt und diskutiert. Es wird jedoch nicht versucht, deren Einwirkung zu kompensieren oder abzuschwächen. Durch weitere Optimierung im Bereich der Leistungselektronik lassen sich die Stromverläufe durch den Strommesswiderstand dahingehend anpassen, dass die minimal und maximal einzuhaltenen Messfenstergrößen zu Gunsten einer verbesserten Regelgüte verändert werden können.

Allerdings bleibt dies durch den sich ergebenden Aufwand unbetrachtet und somit anderen Arbeiten vorbehalten.

In der vorliegenden Dissertation wird eine geschaltete Reluktanzmaschine im motorischen Bereich betrieben. Hierbei wird ein antreibendes Drehmoment erzeugt, indem die Phasen auf dem Ast der ansteigenden differentiellen Induktivität mit einem Strom beaufschlagt werden. Durch die Verlegung des Leitwinkels in den Bereich der fallenden differentiellen Induktivität entwickelt der Motor ein bremsendes Drehmoment. Wird der Strom im generatorischen Betrieb geregelt, kann das Single-Sensor-Verfahren ebenso angewendet werden. Soll die Maschine rein generatorisch in der Art betrieben werden, dass die im Luftspalt gespeicherte Energie durch gleichzeitiges Öffnen beider Schalter schnellst möglich abgebaut wird, kann das Verfahren mit HS-Sensor nicht zum Einsatz kommen, da der Strom in diesem Fall nicht auf den HS-Messzweig kommutiert. Es wird somit nur eine Möglichkeit zur Ansteuerung geschalteter Reluktanzmotoren aufgezeigt (2-Quadrantenbetrieb). Eine Adaption für geschaltete Reluktanzgeneratoren ist nicht Bestandteil der Arbeit und muss in weiterführenden Forschungen untersucht werden.

Bei der Betrachtung verschiedener Zustände innerhalb eines (eingangs noch unspezifizierten) Zeitintervalls und der darauf aufbauenden Berechnung der Fitnesswerte, wurde nicht berücksichtigt, dass das Ende des Zeitintervalls in den Anfang des nächsten Abschnittes mündet. Aus diesem Grund sind die im Optimierungsbeispiel dargestellten Messfensterblöcke aus Sicht eines Zeitintervalls (PWM-Periode) möglichst weit voneinander entfernt. Dieser Umstand begünstigt die Gewährung einer langen Kommutierungszeit und ermöglicht somit die Messung des zweiten Stromes, nachdem der erste Strom den Messzweig sicher verlassen hat. Bei der Betrachtung mehrerer Zeitintervalle zeigt sich jedoch, dass der Strom nach der zweiten Messung nach seinem Abschalten bis zum Einschalten des ersten Stromes zu Beginn des nächsten Intervalls keine Zeit für das Verlassen des Messzweiges hat. Zur Angleichung der zur Verfügung gestellten Kommutierungszeiten muss das zweite Messfenster in die Mitte des Intervalls verschoben werden. Diese Maßnahme begrenzt jedoch die stellbaren Tastverhältnisse stärker als in der vorgestellten Single-Sensor-Variante und wird nicht weiter betrachtet.

Die Menge der Zustände innerhalb des Zustandsvektors wurde für den genetischen Algorithmus auf 50 gesetzt. Dieser Wert vervielfacht die im Kontext der Pulsweitenmodulation betrachtete PWM-Frequenz von 20 kHz u. U. auf maximal 1 MHz. Diese Festlegung wurde getroffen, da sich die erreichbare Granularität bei der Spannungserzeugung mit Zuständen diskreter Längen dadurch verbessert. Auch wenn derartige Schaltfrequenzen in aktuellen Anwendungen für hohe Verlustleistungen sorgen würden, eignet sich diese Festlegung zur

Demonstration der grundlegenden Funktion. Die Dauer der Zustände wurde dabei zur Vereinfachung als konstant angenommen.

Zusammenfassung und Ausblick

Bei der geschalteten Reluktanzmaschine handelt es sich um einen elektro-magneto-mechanischen Energiewandler, bei dem nach wie vor ein deutlicher Forschungsrückstand im Gegensatz zu anderen Maschinentypen zu beobachten ist. Neben den hauptsächlichsten Forschungsaktivitäten im Bereich der lagegeberlosen und geräuschoptimierten Ansteuerungsverfahren wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein Defizit im Stand der Technik herausgearbeitet. Die bestehende Einschränkung betrifft den Maschinenbetrieb bei vermindertem sensorischen Aufwand für die Erfassung der Phasenströme. Hierbei wurde insbesondere der mehrphasige Betrieb im Überlappungsbereich mit dem Ziel zur eindeutigen Messung und Regelung zweier Phasen in den Vordergrund gestellt. Zur beispielhaften Aufarbeitung der Problematik und zur Darstellung der erarbeiteten Lösungsansätze wurde eine geschaltete Reluktanzmaschine mit mindestens drei Phasen und zwei Schaltern je Phase vorausgesetzt. Abb. 7.1 stellt dazu zusammenfassend den Beitrag der vorliegenden Arbeit zur Erweiterung des Standes der Technik dar.

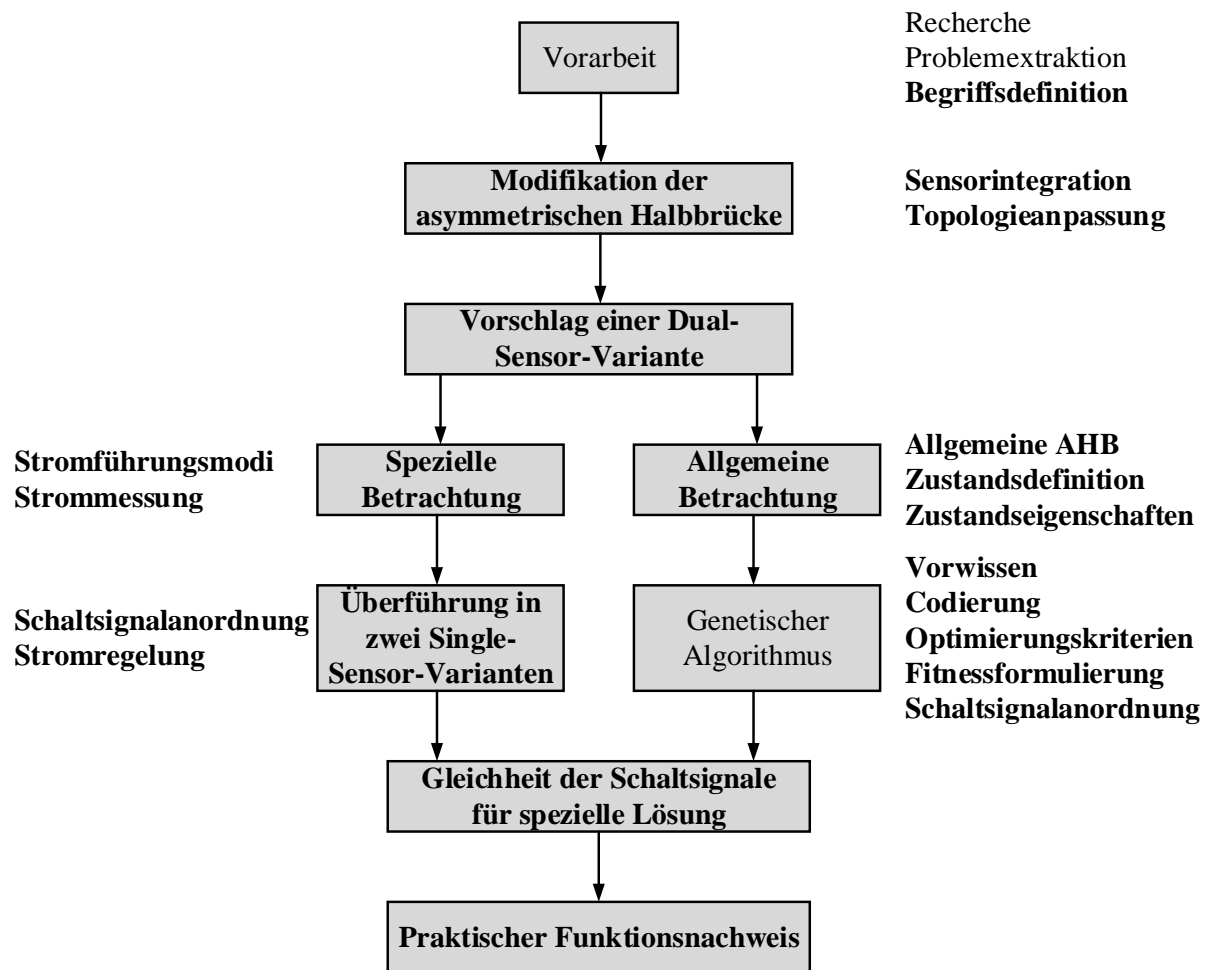


Abb. 7.1: Darstellung des Eigenanteils der vorliegenden Arbeit

Für die Beschreibung der für die Ansteuerung relevanten Vorgänge wurde im ersten Schritt der Begriff der Überlappung weiter differenziert. Dabei wurde eine Abgrenzung zwischen der aktiven und passiven Überlappung vorgenommen, da sich beide Vorgänge bezüglich ihrer Kontrollierbarkeit und in Bezug auf die Möglichkeit zur eindeutigen Messung der Phasenströme im Maschinenbetrieb unterscheiden.

Aufgrund der widersprüchlichen Verwendung des Kommutierungsbegriffs in der Literatur wurden weiterhin Definitionen vorgeschlagen, die eine Einordnung der Stromwendungsvorgänge in Bezug auf die vorliegende Problematik erlauben. Da die Messung der Ströme sowohl die Betrachtung des Stromübergangs zwischen den Phasen als auch zwischen den einzelnen Schaltungszweigen erfordert, erfolgte eine Unterscheidung durch die Begrifflichkeiten der Mikro- und Makrokommutierung.

In der zeitlichen Größenordnung der Mikrokommutierung ergeben sich Schaltungszustände, die eine direkte Messung eines Phasenstromes ermöglichen. In diesem Zusammenhang wurde die Bezeichnung des Messfensters verwendet. Der definierte Zeitpunkt zur Messung innerhalb eines Messfensters wurde als Messposition bezeichnet.

Nach einer Gegenüberstellung häufig vorzufindender Ansteuertopologien wurde die asymmetrische Halbbrücke anhand praxisrelevanter Kriterien für die weiteren Betrachtungen ausgewählt. Die präferierte Schaltung wurde derart modifiziert, dass sich durch die Integration eines HS-Sensors und eines LS-Sensors bereits eine Verringerung der Anzahl benötigter Stromsensoren ergibt. Die so entstandene Dual-Sensor-Variante wurde als Ausgangspunkt für die nachfolgenden Untersuchungen verwendet.

Es wurde eine Entwurfsvorschrift für die Entwicklung einer verallgemeinerten asymmetrischen Halbbrücke vorgeschlagen. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, eine Schaltung für die Ansteuerung einer geschalteten Reluktanzmaschine mit einer beliebigen Phasenzahl und einer beliebigen geradzahligen Anzahl von Schaltern je Phase zu entwerfen. Die vorgenommene Verallgemeinerung unterstreicht dabei die Notwendigkeit einer gesonderten Beschreibung für die Entwicklung einer Ansteuerung bei reduzierter Sensorik. Auf der Grundlage einer schaltungszustandsbasierten Betrachtungsweise wurde so die Möglichkeit aufgezeigt, eine Menge von zeitlich aufeinanderfolgenden Schaltungszuständen zu erfassen und deren Eigenschaften für weitergehende Analysen zu verwalten. Hierbei wurden insbesondere Eigenschaften bezüglich der Spannungserzeugung und Strommessung in den Vordergrund gestellt. Weiterhin fanden Schaltheufigkeit, Ansteuerbarkeit und Speicherbedarf entsprechende Berücksichtigung bei der Darstellung. Die Erzeugung eines klassischen pulsweitenmodulierten Signals zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter wurde hierbei als Folge von Schaltungszuständen von definierter zeitlicher Dauer interpretiert.

Mithilfe der Analyse einer modifizierten asymmetrischen Halbbrücke mit drei Phasen, die sich aus der verallgemeinerten asymmetrischen Halbbrücke ableiten lässt, konnten die auftretenden Effekte für den Ein- und Zweiphasenbetrieb herausgearbeitet werden. Dabei konnte ein Ansteuerschema erarbeitet werden, bei dem die Signalverläufe zur Ansteuerung der HS-Schalter wechselseitig angeordnet werden, während die Phasenfreigabe durch die LS-Schalter erteilt wird. Im Gegensatz zur gleichseitigen Anordnung ergab sich so die Möglichkeit der Messung zweier Ströme in den jeweiligen Abschnitten des pulsweitenmodulierten Signals. Mit den durchgeführten Betrachtungen konnte die vorgestellte Dual-Sensor-Variante in zwei Single-Sensor-Varianten überführt werden.

Der beschriebene Sonderfall einer dreiphasigen geschalteten Reluktanzmaschine mit zwei Phasen im Überlappungsbereich und jeweils zwei Schaltern erlaubt die einfache Überprü-

fung bezüglich einer Reihe ausgewählter Optimierungskriterien. Es lässt sich auf diese Weise feststellen, dass die wechselseitige Anordnung der HS-Schaltsignale möglichst große unterbrechungsfreie Messfenster bei geringster Schalthäufigkeit bereitstellt. Weiterhin können die Spannungen zweier Phasen im Überlappungsbereich unter bestimmten Umständen ohne die Verwendung oberer Freiläufe erzeugt werden. Ebenso wird kein zusätzlicher Speicherplatz für das Hinterlegen der Schaltmuster in der ansteuernden Hardware benötigt, da sich die Steuersignale bei wechselseitiger Anordnung durch Hardwarezähler erzeugen lassen. Durch die Unabhängigkeit der Phasen unterscheidet sich die geschaltete Reluktanzmaschine bei Verwendung einer asymmetrischen Halbbrücke von anderen Maschinentypen, deren Phasensystem im Dreieck oder Stern verschaltet wird. Es entfällt die Nutzung der Nullbedingung zur Berechnung nicht gemessener mithilfe gemessener Ströme. Die Ansteuerung muss somit eine minimale Messfensterbreite garantieren.

Das Verfahren unterstützt die Verwendung unterschiedlicher Reglertypen. Allerdings ergeben sich hierdurch Einschränkungen bei der Stellgrößengenerierung. Diese wurden entsprechend diskutiert.

Die Erzeugung der Ansteuermuster für den allgemeinen Fall einer modifizierten asymmetrischen Halbbrücke mit beliebiger Konfiguration wurde als kombinatorisches Problem identifiziert. Im Zuge dessen wurde ein genetischer Algorithmus zur Lösungsfindung ausgewählt. Hierbei wurde eine Möglichkeit zur Abbildung der Schaltzustände in Form eines Gencodes vorgestellt. Unter Nutzung der Datenbasis aus der schaltungszustandsbasierten Betrachtung konnte eine Möglichkeit zur Berücksichtigung ausgewählter Optimierungskriterien geschaffen werden. Hierbei wurden Optimierungsziele formuliert, bezüglich derer die wechselseitigen Anordnung der pulsweitenmodulierten HS-Signale als optimal bewertet werden konnte. Im Rahmen der Optimierung der Schaltsignale einer asymmetrischen Halbbrücke mit zwei Phasen im Überlappungsbereich und zwei Schaltern je Phase konnte der gleiche Verlauf der Schaltsignale ermittelt werden, der sich bei Anwendung einer wechselseitigen Anordnung ergibt. Durch diese Vorgehensweise konnte die Funktion des genetischen Algorithmus nachgewiesen und eine Anwendbarkeit auf umfangreichere Schaltungen in Aussicht gestellt werden. Mithilfe der Erkenntnisse aus [127] konnte ein Geschwindigkeitsvorteil bei der Ausführung des Optimierungsalgorithmus erzielt werden. Einen Beitrag hierzu leistete die Operation auf Gruppen von Schaltzuständen (Schaltungszustand).

Bei der Implementierung des ermittelten Algorithmus wurde die asymmetrische Halbbrücke derart verändert, dass sie der beschriebenen modifizierten asymmetrischen Halbbrücke entsprach. Durch die Möglichkeit zur Strommessung mithilfe von Sensoren in Reihe zur Maschinenphase konnten die rekonstruierten Stromverläufe der überlappenden Phasen verifiziert

werden. Unter Anwendung einer Methode, die dem Prinzip der Unterabtastung entlehnt wurde, konnten die Signalverläufe hochaufgelöst aus Sicht der eingesetzten Hardware ermittelt werden. In diesem Rahmen wurden die Einflussfaktoren bei der Messung der Ströme ermittelt und die gewonnenen Kenntnisse zur Feineinstellung des Single-Sensor-Verfahrens verwendet. Es konnte gezeigt werden, wie sich der Wechsel bei der Anordnung des pulswidenmodulierten Signals beim Übergang zwischen dem Einphasen- und dem Zweiphasenbereich auf die Spannungseinprägung auswirkt und dass dieser Effekt bei entsprechender Wechselreihenfolge kompensiert werden kann. Im letzten Schritt wurde die prinzipielle Nutzbarkeit des vorgeschlagenen Verfahrens in der geschlossenen Kette nachgewiesen. Hierbei wurde die geschaltete Reluktanzmaschine bei Vorgabe eines blockförmigen Stromes mithilfe eines PI-Reglers betrieben. Die Messung zeigt, dass der Algorithmus in Kombination mit der modifizierten asymmetrischen Halbbrücke in Single-Sensor-Ausführung zur Regelung zweier Phasen im Überlappungsbereich geeignet ist.

Neben der Reduzierung der Elektronikkosten für ein geschaltetes Reluktanzmaschinensystem lässt sich weiterhin die Integrationsdichte im Layout der Steuer- und Leistungselektronik erhöhen. Ebenso bietet die vorgeschlagene Lösung die Möglichkeit einer Rückfallebene in redundanten Systemen. Die Signale lassen sich hierbei im speziellen Fall zweier Phasen im Überlappungsbereich mit jeweils zwei Schaltern mit geringem Aufwand implementieren. Zu berücksichtigen ist jedoch die Begrenzung des Stellbereiches der Ansteuersignale zur Sicherstellung von Messfenstern.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden weitere Untersuchungen zur Implementierbarkeit komplexerer Ansteuermuster angestellt jedoch nicht weiter verfolgt. Insbesondere die Signalerzeugung mithilfe eines direkten Speicherzugriffs (DMA) auf Basis offline optimierter Schaltmuster bietet die Möglichkeit, höherfrequente Signalverläufe bei zusätzlich entlasteter Hardware zu applizieren. Im Zuge der Steigerung von Rechenleistung und verfügbarem Speicher können weiterhin online optimierte Schaltmuster in Betracht gezogen werden. Die Optimierung mittels genetischer Algorithmen auf Basis der schaltungszustandsbasierten Betrachtung eröffnet hierbei perspektivisch die Möglichkeit, komplexe Schaltmuster unter Verwendung einer DMA-fähigen Rechentechnik zu implementieren.

Bei der Darstellung der prinzipiellen Funktion wurde auf eine Optimierung der Messkette verzichtet. Hierbei ergibt sich die Möglichkeit zur Verbesserung der über die Single-Sensor-Variante ermittelten Strommesswerte.

ANHANG **A**

Anhang

Im Folgenden finden sich alle Parameter, Kennwerte und Darstellungen als Ergänzung zu den in den vorherigen Kapiteln beschriebenen Ausführungen.

Tab. A.1: Parameter für das Konvergenzverhalten nach Abb. 5.12

Parameter	a	b	c	d	e
Elite Count	15	15	15	15	15
Trennstellentyp	Bit	Bit	Bit	Bit	Bit
Mutationsrate	0,01	0,01	0,08	0,08	0,03
Mutationsoperator	uniform	uniform	uniform	uniform	uniform
Crossover	0,9	0,5	0,5	0,5	0,6
Selektionsoperator	Turnier	Turnier	Turnier	Turnier	Turnier
Populationsgröße	50	50	50	100	100
Anzahl der Generationen	100	100	100	100	100
Stagnation nach Generation	64	43	78	31	22
Anzahl der Zustände	50	50	50	50	50
Sollspannung für Phase 0	-8 V	-8 V	-8 V	-8 V	-8 V

Tab. A.2: Wichtungsfaktoren für die einzelnen Optimierungsläufe

Optimierung	α_v	α_f	α_m	α_d	α_o
Einstellen eines Spannungsmittelwertes für eine Phase	1	-	-	-	-
Einstellen der Spannungsmittelwerte für zwei Phasen	1	-	-	-	-
Erweiterung um die Minimierung der Schalthäufigkeit	1	1	-	-	-
Hinzufügen von Messfenstern	3	3	3	-	-
Freilaufselektive Signalerzeugung	2	2	1	1	2

Tab. A.3: Kenndaten des verwendeten EDV-Systems

Parameter	Wert
Modellbezeichnung	Dell Precision T5600 Workstation
Betriebssystem	Windows 7 Professional
CPU	Intel Xeon Processor E5-2665
Kerne	16
Arbeitsspeicher	16GB (4x4GB)

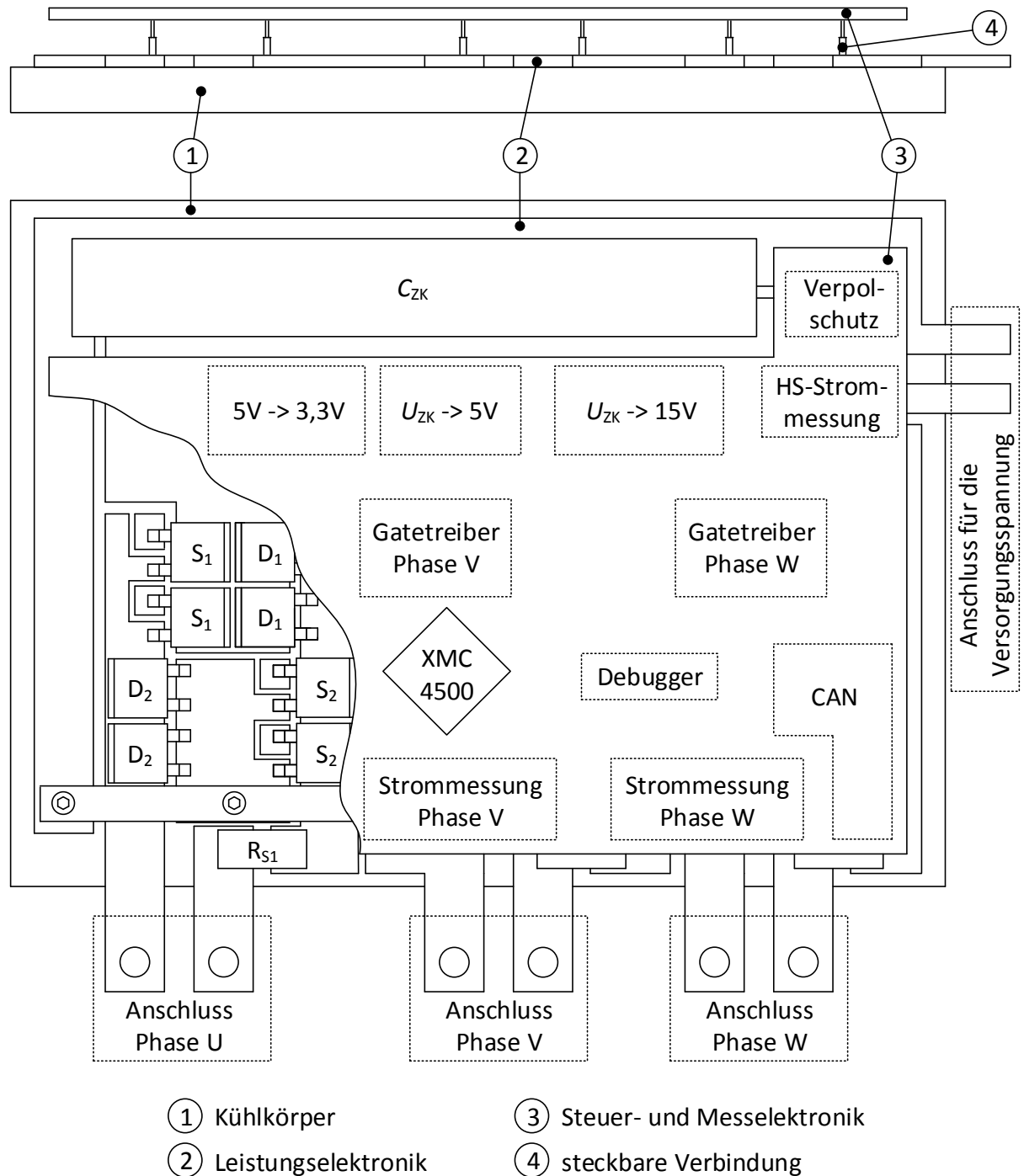


Abb. A.1: Prinzipdarstellung der Steuer- und Leistungselektronik nach [114]

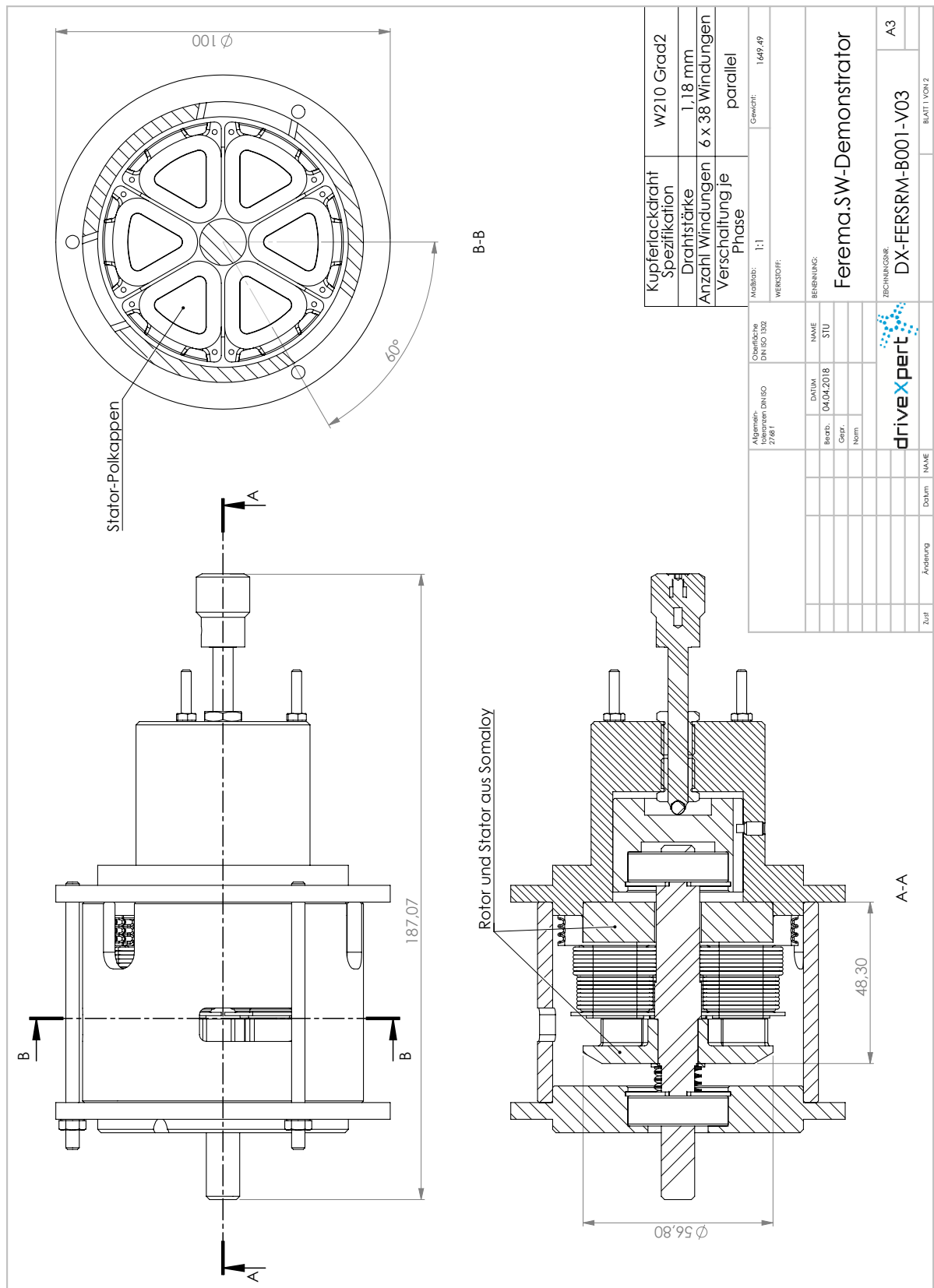


Abb. A.2: Schnittdarstellungen durch den verwendeten geschalteten Reluktanzmotor

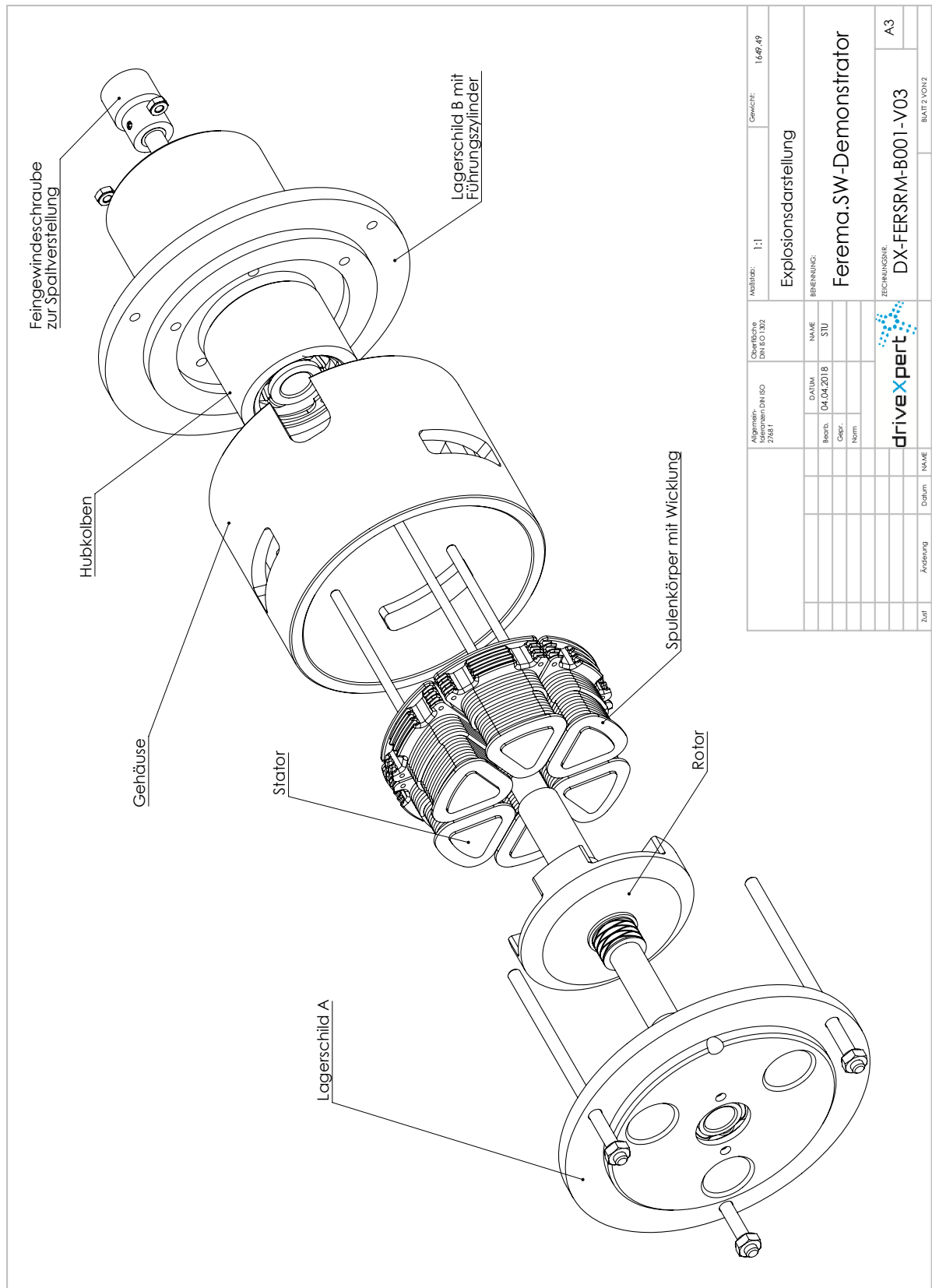


Abb. A.3: Explosionsdarstellung des verwendeten geschalteten Reluktanzmotors

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name, Vorname	Purfürst, Sandro
Geburtsdatum	05.12.1986
Geburtsort	Suhl
Familienstand	ledig, ein Sohn

Schulausbildung

1993-1997	Grundschule Döllberg in Suhl
1997-2005	Prof.-Carl-Fiedler-Gymnasium in Suhl
	Leistungskurse: Mathematik, Informatik
	Abschluss: Abitur

Zivildienst

01.08.2005-30.04.2006	SRH Zentralklinikum Suhl
	01.08.2005-14.08.2005: Kinderstation
	15.08.2005-31.08.2005: Neurologie und Dermatologie
	01.09.2005-30.04.2006: Intensivstation

Praktika

- 18.03.2002-22.03.2002 Schulpraktikum bei der Messerschmitt Systems AG in Zella-Mehlis
- 01.05.2006-31.07.2006 Hilfskraft auf der Intensivstation des SRH Zentralklinikums in Suhl
- 20.08.2007-28.09.2007 Grundpraktikum bei der Paragon AG in Suhl
- 01.11.2008-31.01.2009 Hilfwissenschaftlicher Mitarbeiter im FG Technische Mechanik an der Technischen Universität Ilmenau
- 14.09.2009-18.12.2009 Fachpraktikum am Institut für Mikroelektronik- und Mechatroniksysteme gGmbH Ilmenau, Bereich Mechatronik
- WS2010 Hilfstätigkeit bei der driveXpert GmbH in Ilmenau

Studium

- WS2006-SS2010 Technische Universität Ilmenau
Bachelor-Studiengang: Fahrzeugtechnik an der Fakultät für Maschinenbau
Thema der Abschlussarbeit: „Entwicklung eines Softwaretools zur Identifikation von Modellparametern“
Abschluss: Bachelor of Science
- WS2010-SS2011 Technische Universität Ilmenau
Master-Studiengang: Mechatronik an der Fakultät für Maschinenbau
Thema des Projektseminars: „Entwicklung eines sensorlos betriebenen Switched Reluctance Motors für einen Wasserpumpenantrieb“
Thema der Abschlussarbeit: „Ansteuerung eines geschalteten Reluktanzmotors im sensorlosen Betrieb unter wechselnden Lastbedingungen“
Abschluss: Master of Science

Beruf

- Seit November 2011 Arbeit als Entwicklungsingenieur für mechatronische Systeme im Bereich Soft- und Hardware für bedarfsgesteuerte elektrische KFZ- und NFZ-Nebenaggregate. Mitarbeit im Forschungsprojekt FEREMA.

Quellenverzeichnis

- [1] FRECH, Wolfgang: *Trends in der Automobilbranche*. Stand: 23.04.2018. – <https://blog.vdi.de/2014/09/trends-in-der-automobilbranche/>
- [2] HANDELSBLATT: *Seltene Erden - China kappt die weltweite Versorgung mit Industriemetallen*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.handelsblatt.com/finanzen/maerkte/devisen-rohstoffe/seltene-erden-engpaesse-sind-laengst-realitaet/5998650-2.html>
- [3] MILLER, T.J.E.: *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Oxford [u.a.]: Newnes, 2001. – ISBN 0750650737
- [4] LUIS HENRIQUES ; L. G. B. ROLIM ; WALTER SUEMITSU ; P. BRANCO ; J. DENTE: Torque Ripple Minimization Of Switched Reluctance Drive Using A Neuro-Fuzzy Control Technique. (1997), November
- [5] E. V. C. SEKHARA RAO: Torque Ripple Minimization of a Switched Reluctance Motor using Fuzzy Logic Control. In: *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communicat* Vol. 3 (2015), Juli, Nr. 7, S. 4335–4342
- [6] N.T. SHAKED ; R. RABINOVICI: New procedures for minimizing the torque ripple in switched reluctance motors by optimizing the phase-current profile. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 41 (2005), März, Nr. 3, S. 1184–1192
- [7] S.J. EVANGELINE ; S.S. KUMAR: Torque ripple minimization of switched reluctance drives - a survey. In: *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Institution of Engineering and Technology, 2010

- [8] MVUNGI, Nerey: Sensorless Commutation Control of Switched Reluctance Motor. Vol. 1 (2007), 01, S. 60 – 65
- [9] BEKIESCH, Joanna: *Sensorloser Betrieb einer Geschalteten Reluktanzmaschine*, Universität Siegen, Diss., 2007
- [10] WEIDAUER, Jens: *Elektrische Antriebstechnik*. Publicis Publishing, 2011. – ISBN 3895783080
- [11] Norm DIN 1319 Teil 1 Januar 1995. *Grundlagen der Messtechnik*
- [12] SCHRÖTER, R.: *Messtechnik in der Versorgungstechnik*. Springer, 1997. – ISBN 3540611967
- [13] ROBERT BOSCH GMBH: *Kraftfahrtechnisches Taschenbuch*. Vieweg Verlag, 2003. – ISBN 3834814407
- [14] KRIESEL WERNER ; TÖPFER HEINZ: *Funktionseinheiten der Automatisierungstechnik, elektrisch, pneumatisch, hydraulisch*. VEB Verlag Technik, 1988. – ISBN B0026OF1F2 (ASIN)
- [15] Norm DIN IEC 60050 Teil 351 September 2014. *Internationales Elektrotechnisches Wörterbuch*
- [16] JÜRGEN WEDE ; DIETRICH WERNER: *Echtzeitprozessmodelle auf der Basis von Parameterschätzverfahren*. Verlag Technik, 1985. – ISBN 0484–3436 (ISSN)
- [17] SLATTER, Rolf: Hochintegrierte magnetoresistive Stromsensoren in Luftfahrtanwendungen. In: *SENSOR MAGAZIN* (2013), März
- [18] REUSCH, Wolfgang: *Messung elektrischer Größen*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.physik.uni-wuerzburg.de/einfuehrung/SS06/12>
- [19] HMTc Halbmikrotechnik Chemie GmbH: *Die Wirkung des elektrischen Stroms*. Stand: 23.04.2018. – http://www.halbmikrotechnik.de/service/physik/lehre/stromkreis/K77_P_stromwirkung.doc
- [20] PETER ABIODUN BODE: *Current measurement applications handbook*. Stand: 23:04:2018. – <https://www.diodes.com/assets/App-Note-Files/an39.pdf>
- [21] ZIEGLER SILVIO ; WOODWARD ROBERT C. ; HO-CHING IU HERBERT ; BORLE LAWRENCE J.: Current Sensing Techniques: A Review. In: *IEEE SENSORS JOURNAL* Vol. 9 (2009)

- [22] CHUCHENG XIAO ; LINGYIN ZHAO ; T. ASADA ; W.G. ODENDAAL ; J.D. VAN WYK: An overview of integratable current sensor technologies. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, IEEE, 2003
- [23] O´BYRNE, Nicola: *Measurement Techniques for Industrial Motor Control*. Stand: 23.04.2018. – http://www.analog.com/static/imported-files/tech_articles/Measurement-Techniques-for-Industrial-Motor-Control-MS-2652.pdf
- [24] PARTHIER, Rainer: *Messtechnik: Grundlagen und Anwendungen der elektrischen Messtechnik*. Springer-Verlag, 2016. – ISBN 3834815934
- [25] Spektrum.de: *Lexikon der Physik - Kompensationsmethode*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.spektrum.de/lexikon/physik/kompensationsmethode/8214>
- [26] S.R. MACMINN ; W.J. RZESOS ; P.M. SZCZESNY ; T.M. JAHNS: Application of sensor integration techniques to switched reluctance motor drives. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 28 (1992), Nr. 6, S. 1339–1344
- [27] TORRES DANIEL ; ZAMBADA JORGE: *Single-Shunt Three-Phase Current Reconstruction Algorithm for Sensorless FOC of a PMSM, Microchip, AN1299*. Stand: 23.04.2018. – <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01299A.pdf>
- [28] RINORTNER, Kristin: *Bidirektionale High-Side Strommessschaltung*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.elektronikpraxis.vogel.de/bidirektionale-high-side-strommessschaltung-a-393797/>
- [29] A.D. CHEOK ; Y. FUKUDA: A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 17 (2002), Juli, Nr. 4, S. 543–557
- [30] INDERKA, Robert B.: *Direkte Drehmomentregelung Geschalteter Reluktanzantriebe*, RWTH Aachen, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, Diss., 2002
- [31] JI KEYAN ; ZHANG ZHUO: Study on direct torque control system of switched reluctance motor. In: *2011 6th International Conference on Computer Science & Education (ICCSE)*, IEEE, August 2011
- [32] WANG MIANHUA: Four Phase Switched Reluctance Motor Direct Torque Control. In: *2011 Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, IEEE, Januar 2011

- [33] ZHANG ZHUO ; PIAN ZHAOYU ; FENG GUOJIE: Research on new control model for switched reluctance motor. In: *2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010)*, IEEE, Oktober 2010
- [34] TU DARMSTADT, INSTITUTE FOR ELECTRICAL ENERGY CONVERSION: *Momentenwelligkeit*. Stand: 23.04.2018. – http://www.ew.tu-darmstadt.de/media/ew/vortrge/pm_kurs/Folie_PM_6_7.pdf
- [35] TESEMA, Mezmur A.: *Beitrag zur Untersuchung von Antrieben mit switched-reluctance-Motoren*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 1998
- [36] HAO CHEN ; SHENGLI LU: Fault Diagnosis Digital Method for Power Transistors in Power Converters of Switched Reluctance Motors. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 60 (2013), Februar, Nr. 2, S. 749–763
- [37] JANSEN, Andreas: *Strommessung in der Antriebstechnik mit Mikrocontroller*. Stand: 23:04:2018. – <http://www.all-electronics.de/wp-content/uploads/migrated/article-pdf/123538/strommessung-in-der-antriebstechnik-mit-mikrocontroller.pdf>
- [38] HÖFER KLAUS ; SCHOOP RONALD: *Binäre Beobachter in elektrischen Antrieben*. VDI Verlag, 1988. – ISBN 3181447080
- [39] KIEL, Jürgen: *Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz*. Cuvillier, 2005. – ISBN 3865377173
- [40] M. EHSANI ; I. HUSAIN ; A.B. KULKARNI: Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 28 (1992), Nr. 1, S. 128–135
- [41] P.C. KJAER ; G. GALLEGOS-LOPEZ: Single-sensor current regulation in switched reluctance motor drives. In: *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, IEEE, 1997
- [42] SAYEED A. MIR ; TOMY SEBASTIAN: *Method and Apparatus for Determining Phase Current of Switched Reluctance Electric Machines*. April 2004
- [43] GUOQIANG HAN ; HAO CHEN ; XIANQIANG SHI ; YAN WANG: Phase current reconstruction strategy for switched reluctance machines with fault-tolerant capability. In: *IET Electric Power Applications* Vol. 11 (2017), März, Nr. 3, S. 399–411

- [44] CHUN GAN ; JIANHUA WU ; SHIYOU YANG ; YIHUA HU: Phase Current Reconstruction of Switched Reluctance Motors From DC-Link Current Under Double High-Frequency Pulses Injection. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 62 (2015), Mai, Nr. 5, S. 3265–3276
- [45] CHUN GAN ; JIANHUA WU ; NING WANG ; YIHUA HU ; WENPING CAO ; SHIYOU YANG: Independent Current Control of Dual Parallel SRM Drive Using a Public Current Sensor. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* Vol. 22 (2017), Februar, Nr. 1, S. 392–401
- [46] Z. YANNAN ; L. CHUANG ; W. KAI ; Z. CONG ; G. MINJUN: Suppression of current ripple in a single current sensor sampling scheme for switched reluctance motor. In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, S. 1–5
- [47] FREESCALE SEMICONDUCTOR: *PMSM Vector Control with Single-Shunt Current-Sensing Using MC56F8013/23 - Design Reference Manual, DRM102.* Stand: 23.04.2018. – http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM102.pdf
- [48] RENESAS ELECTRONICS K. K.: *Single Shunt Sensorless Vector Control of PMSM.* Stand: 23.04.2018. – http://documentation.renesas.com/doc/products/mpumcu/apn/rx/r01an0901eu0200_rx62t.pdf
- [49] SEOK JOON HONG: *Practical layout for Current Sensing Circuit of IRMCF300 Series IC, AN-1121.* Stand: 23.04.2018. – <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1121.pdf>
- [50] HOPPACH, Elmar: *Optimierung von elektrischen Kleinantrieben ohne Permanentmagnete für Umrichterspeisung am Beispiel des Kleinst-Asynchron- und des geschalteten Reluktanzmotors*, Technische Hochschule Darmstadt, Diss., 1997
- [51] KRISHNAN, R.: *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications (Industrial Electronics)*. Boca Raton, Fla. [u.a.]: CRC Press, 2001. – ISBN 0849308380
- [52] THE ECONOMIST: *Beyond Moore's law – Even after Moore's law ends, chip costs could still halve every few years.* Stand: 23.04.2018. – <https://www.economist.com/news/science-and-technology/21652051-even-after-moores-law-ends-chip-costs-could-still-halve-every-few-years-beyond>

- [53] SANDRO PURFÜRST ; HEIKO GRIMM ; VIKTOR PETRI: *Control circuit and method for controlling a multiphase motor*. Juni 2016
- [54] MILLER, T.J.E.: *Switched reluctance motors and their control*. Hillsboro, Ohio: Magna Physics, 1993. – ISBN 0198593872
- [55] BARAL, Andreas: *Geschaltete Reluktanzmaschine, erschienen in: Elektromaschinen und Antriebe 2016*. Hüthig GmbH, 2015. – ISBN 3810103799
- [56] SCHENCKE, Thomas: *Drehmomentglättung von geschalteten Reluktanzmotoren durch eine angepasste Blechschnittgestaltung*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 1997
- [57] DONKER, R. de: *Geschaltete Reluktanzmaschine, erschienen in: Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer-Verlag, 2015. – ISBN 9783642300950
- [58] STEFFEN PAUL, Reinhold Paul: *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik 2: Elektromagnetische Felder und ihre Anwendungen*. Springer-Verlag, 2012. – ISBN 3642241565
- [59] TSCHÖKE, Helmut: *Die Elektrifizierung des Antriebsstrangs: Basiswissen*. Springer-Verlag, 2014. – ISBN 3658046430
- [60] KELLERER, Tobias: *Ein Beitrag zur Schätzung des Ankerhubs schaltender Elektromagnete auf Basis gemessener $[Psi](I)$ -Kennlinien unter besonderer Berücksichtigung von magnetischen Nichtlinearitäten und Wirbelstromeinflüssen*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2017
- [61] AMISSA ARIFIN ; IBRAHIM AL-BAHADLY ; SUBHAS CHANDRA MUKHOPADHYAY: State of the Art of Switched Reluctance Generator. In: *Energy and Power Engineering* Vol. 04 (2012), Nr. 06, S. 447–458
- [62] T. KELLERER ; O. RADLER ; T. SATTEL ; S. PURFÜRST ; S. USKE: Axial Type Switched Reluctance Motor of Soft Magnetic Composite. In: *Innovative Small Drives and Micro-Motor Systems - 9. GMM/ETG-Fachtagung, Symposium, Nürnberg* (2013), S. 1–6
- [63] PURFÜRST, Sandro: *Ansteuerung eines geschalteten Reluktanzmotors im sensorlosen Betrieb unter wechselnden Lastbedingungen*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Masterarbeit, 2011
- [64] POHLENZ, Daniel: *Programmierung und Unteruchung eines sensorlosen Switched-Reluctance-Antriebes mit einem digitalen Signalprozessor*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Diplomarbeit, 2005

- [65] NARLA, Sandeep: *MODELING AND CONTROL OF SWITCHED RELUCTANCE MACHINE FOR FOUR-QUADRANT OPERATION*, University of Akron, Masterarbeit, 2010
- [66] PLECS GMBH: *PLECS User Manual*. Version 3.6, 2014
- [67] BUSH, Steve: *Dyson vacuums 104,000rpm brushless DC technology*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.electronicweekly.com/market-sectors/power/dyson-vacuums-104000rpm-brushless-dc-technology-2009-06/>
- [68] VORWERK & CO. KG: *Vorwerk Thermomix*. Stand: 23.04.2018. – <http://thermomix.vorwerk.de/Thermomix>
- [69] WETTACH, Silke: *Belgier entwickeln Elektromotor ohne Seltene Erden*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.zeit.de/auto/2013-02/elektromotor-technik/komplettansicht>
- [70] LANGE, Oliver: *Ohne Turboloch*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.all-electronics.de/ohne-turboloch/>
- [71] AHMAD, M.: *Switched Reluctance Motor Drives (SRM)*, erschienen in: *High Performance AC Drives Power Systems, Vol 0*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2010. – ISBN 9783642131493
- [72] C. KAMALAKANNAN ; V. KAMARAJ ; S. PARAMASIVAM ; S. R. PARANJOTHI: Switched reluctance machine in automotive applications, A technology status review. In: *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems*, IEEE, Januar 2011
- [73] EMOTRON: *Geschaltete Reluktanz*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.emotron.de/produkte/technologie/geschaltete-reluktanz/>
- [74] Norm VDI 2206:2004-06 Juni 2004. *Entwicklungsmethodik für mechatronische Systeme*
- [75] LEE, Dong-Hee: *Advanced Torque Control Scheme for the High Speed Switched Reluctance Motor*, erschienen in: *Advances in Motor Torque Control*. Springer-Verlag, 2011. – ISBN 9789533076867
- [76] EWALD BACH ; ULRICH MAIER ; BERND MATTHEUS ; FALKO WIENEKE: *Kraft- und Arbeitsmaschinen*. Europa-Lehrmittel, 2015. – ISBN 3808511699

- [77] TU DARMSTADT, INSTITUTE FOR ELECTRICAL ENERGY CONVERSION: *Reluctance motors, erschienen in Vorlesung: Motor development*. Stand: 23.04.2018. – http://www.ew.tu-darmstadt.de/media/ew/vorlesungen_4/vorlesungmotordevelopmentforelectricaldrivesystems/skript_3/md_2.pdf
- [78] HENDERSHOT, J. R.: A five phase switched reluctance brushless DC motor with a low loss magnetic circuit. In: *Magna Physics Corp.* (1989)
- [79] K. S. SRIKANTH ; V. RAO NARASIMHA ; D. RAVIKRISHORE ; NARESH KELOTHU ; RAMESH VADDI: Analysis and Position Control of Switched Reluctance Motor Drives by Using Fuzzy Logic, erschienen in: *Power Electronics and Renewable Energy Systems. Lecture Notes in Electrical Engineering*. Vol. 326 (2015). ISBN 9788132221180
- [80] RADLER, Oliver: *Ein Beitrag zur Messung statischer und dynamischer Eigenschaften von elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern und deren Komponenten*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Diss., 2011
- [81] K. PORZIG ; M. ZIOLKOWSKI ; H. BRAUER ; T. KELLERER ; S. PURFÜRST: Fast Simulation of 3D Axial Switched Reluctance Motor Devices. In: *COMPUMAG Budapest* (2013), Juni
- [82] HOFER, Klaus: *Sensorlose Antriebsregelungen : beobachterorientierte Antriebskonzepte für die Low-Cost-Automatisierung*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1990. – ISBN 3184009475
- [83] SAKURAI, Atsuhiko: *Sliding Mode Control of Switched Reluctance Motors*, University of Toronto, Department of Electrical and Computer Engineering, Masterarbeit, 2001
- [84] S. BOLOGNANI ; M. ZIGLIOTTO: Fuzzy logic control of a switched reluctance motor drive. In: *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, IEEE, 1993
- [85] V. TRIFA ; E. GAURA ; L. MOLDOVAN: Neuro-control approach of switched reluctance motor drives. In: *Proceedings of 8th Mediterranean Electrotechnical Conference on Industrial Applications in Power Systems, Computer Science and Telecommunications (MELECON 96)*, IEEE
- [86] S.K. SAHOO ; S.K. PANDA ; J.X. XU: Iterative Learning-Based High-Performance Current Controller for Switched Reluctance Motors. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* Vol. 19 (2004), Nr. 3, S. 491–498

- [87] ELECTRONOBS: *Buck converter*. Stand: 23.04.2018. – http://www.electrionoobs.com/eng_circuitos_tut10.php
- [88] BECKHOFF GMBH & CO. KG: *Kommutierungsverfahren*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.beckhoff.de/>
- [89] K.R. RAMANI ; M. EHSANI: New commutation methods in switched reluctance motors based on active phase vectors. In: *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference*, IEEE, 1994
- [90] M.V. ZAHARIA ; ANDREEA ADRIANA LACZKO ; A.A. POP ; M.M. RADULESCU ; F. GILLON: Optimal commutation angles of a switched reluctance motor/generator. In: *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, IEEE, 2015
- [91] ZEHNDER RITTLING: *Electronically Commutated Motors*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.zehnder-rittling.com/assets/PDFs/Sell-Sheets/ZREC-MotorsJul2014.pdf>
- [92] AGARWAL, Tarun: *Thyristor Commutation Techniques in Power Electronics*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.elprocus.com/classification-of-thyristor-commutation-methods/>
- [93] V.M. PACHECO ; V.J. FARIAS ; J.B. VIEIRA ; A.J. NASCIMENTO ; L.C. DE FREITAS: A quadratic buck converter with lossless commutation. In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, IEEE, 1996
- [94] A. BENDRE ; I. WALLACE ; J. NORD ; G. VENKATARAMANAN: A current source PWM inverter with actively commutated SCRs. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, IEEE, 2001
- [95] SEVERNS, Rudy: *DESIGN OF SNUBBERS FOR POWER CIRCUITS*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.alliedelec.com/images/Products/mkt/pb/cornelldubilier/pdfs/snubbersdesign.pdf>
- [96] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe – Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. Springer Vieweg, 2017. – ISBN 3540727647
- [97] ROSSMANN, Axel: *Simulierte Regelungstechnik: Regelungstechnik ohne Ballast für Ingenieure und Studenten*. epubli GmbH, 2014. – ISBN 3844295925

- [98] PETER KLAUS ; BÖCKER JOACHIM: Minimierung niederfrequenter Oberschwingungen in Pulsmustern für 2-Level Umrichter in Antriebssystemen mittels winkelmodulierter Partikel Schwarm Optimierung. In: *Internationaler ETG-Kongress 2013 – Energieversorgung auf dem Weg nach 2050 - Symposium 1: Security in Critical Infrastructures Today* (2010)
- [99] SUCHANECK, Jürgen: *Elektrische Messtechnik*. Stand: 23.04.2018. – <https://de.scribd.com/document/254672000/Elektrische-Messtechnik>
- [100] ERWIN BÖHMER: *Elemente der angewandten Elektronik*. Vieweg, 1996. – ISBN 3834805432
- [101] GROBE, Marcus: *Ein Ansatz zur Stabilitätsuntersuchung von Systemen mit nicht konstanter Abtastung*, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, Diss., 2009
- [102] JIN-WOO AHN ; JIANING LIANG ; DONG-HEE LEE: Classification and Analysis of Switched Reluctance Converters. In: *Journal of Electrical Engineering and Technology* Vol. 5 (2010), November, Nr. 4, S. 571–579
- [103] GEORGE YU ; TOM GROSS: *Verwendung von Bootstrap-Schaltungen*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.all-electronics.de/wp-content/uploads/migrated/article-pdf/79285/ei08-03-052.pdf>
- [104] P. CHANCHAROENSOOK ; M.F. RAHMAN: Modification of a switching strategy for asymmetric half-bridge converters for switched reluctance motor drives. In: *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE*, 2003
- [105] JIANFENG CUI ; YANPING SU: Research and design on power converter for switched reluctance drive. In: *Proceedings of 2011 International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology, IEEE*, August 2011
- [106] CATHERIN AGALYA ; R. ELAVARASAN ; S.L. SATHIYA JEBA: *Current Chopping Control of Switched Reluctance Motor in High Speed Applications*. Stand: 23.04.2018. – <https://ijartet.com/933/v3s13fxecece/conference>
- [107] GERBER, Stanislav: *Entwicklung eines lagegeberlosen Verfahrens zur Ansteuerung Geschalteter Reluktanzmotoren*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Masterarbeit, 2017

- [108] DIRKS, Nils: *EMV beginnt auf der Leiterplatte*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.elektroniknet.de/elektronikfertigung/emv-beginnt-auf-der-leiterplatte-705.html>
- [109] ZEH, Robin: *Entwicklung eines schnellschaltenden Wechselrichters für Geschaltete Reluktanzantriebe an Hochvolt-Gleichspannungsnetzen*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Masterarbeit, 2015
- [110] TANTOS, Andras: *H-Bridges - the Basics*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.modularcircuits.com/blog/articles/h-bridge-secrets/h-bridges-the-basics/>
- [111] E. S. ELWAKIL ; M. K. DARWISH: Critical Review of Converter Topologies for Switched Reluctance Motor Drives. In: *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)* Vol. 2 (2007), Januar, Nr. 1, S. 50–58
- [112] TAE-WON LEE ; YONG-HO YOON ; YUEN-CHUNG KIM ; BYOUNG-KUK LEE ; CHUNG-YUEN WON: Control of c-dump converters fed switched reluctance motor on an automotive application. In: *Electric Power Systems Research* Vol. 77 (2007), Nr. 7, S. 804–812
- [113] S.J. WATKINS ; J. CORDA ; L. ZHANG: Multilevel asymmetric power converters for switched reluctance machines. In: *International Conference on Power Electronics Machines and Drives*, IEEE, 2002
- [114] GERBER, Stanislav: *Entwicklung und Aufbau eines Prüfstandswechselrichters zur Ansteuerung von Geschalteten Reluktanzmotoren und Implementierung einer Diagnose-Software*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Bachelorarbeit, 2015
- [115] F. BLAABJERG ; P.C. KJAER ; P.O. RASMUSSEN ; C. COSSAR: Improved digital current control methods in switched reluctance motor drives. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 14 (1999), Mai, Nr. 3, S. 563–572
- [116] MOUELLEF SIHEM ; BENTOUNSI AMAR ; BENALLA HOCINE: Teeth Shape Design of a Switched Reluctance Motor for High Torque Using Genetic Algorithms. In: *International Journal of Scientific and Engineering Research* Vol. 3 (2012), Oktober, Nr. 10, S. 1–5
- [117] B. MIRZAEIAN ; M. MOALLEM ; V. TAHANI ; C. LUCAS: Multiobjective optimization method based on a genetic algorithm for switched reluctance motor design. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 38 (2002), Mai, Nr. 3, S. 1524–1527

- [118] M. XUE ; C. L. XIA ; X.-M XIE: *Parameter identification for modeling switched reluctance motor based on hybrid genetic algorithm*. Stand: 23.04.2018. – http://en.cnki.com.cn/Article_en/CJFDTOTAL-TJDX200906006.htm
- [119] CETIN ELMAS ; TUNCAY YIGIT: Genetic Algorithm Based On-line Tuning of a PI Controller for a Switched Reluctance Motor Drive. In: *Electric Power Components and Systems* Vol. 35 (2007), März, Nr. 6, S. 675–691
- [120] WANDERSON R. H. ARAUJO ; CLEBER A. GANZAROLI ; WESLEY. P. CALIXTO ; AYLTON J. ALVES ; GHUNTER P. VIAJANTE ; MARCIO R. C. REIS ; AUGUSTO F. V. SILVEIRA: Firing angles optimization for Switched Reluctance Generator using Genetic Algorithms. In: *13th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, IEEE, November 2013
- [121] WEICKER, Karsten: *Evolutionäre Algorithmen*. Springer-Verlag, 2015. – ISBN 3658099577
- [122] SINDHYA, Karthik: *An Introduction to Nature Inspired Algorithms*. Stand: 23.04.2018. – <https://users.jyu.fi/jhaka/opt/AnIntroductiontoNatureInspiredAlgorithms.pdf>
- [123] EBERHARD SCHÖNEBURG ; FRANK HEINZMANN ; SVEN FEDDERSEN: *Genetische Algorithmen und Evolutionsstrategien. Eine Einführung in Theorie und Praxis der simulierten Evolution*. Bonn: Addison-Wesley, 1996. – ISBN 3893194932
- [124] SAMPSON, Jeffrey R.: Adaptation in Natural and Artificial Systems (John H. Holland). In: *SIAM Review* Vol. 18 (1976), Juli, Nr. 3, S. 529–530
- [125] INGRID GERDES ; FRANK KLAWONN ; RUDOLF KRUSE: *Evolutionäre Algorithmen: Genetische Algorithmen - Strategien Und Optimierungsverfahren - Beispielanwendungen (Computational Intelligence)*. Vieweg Verlag, 2004. – ISBN 3528055707
- [126] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION: *Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6076.pdf>
- [127] PURFÜRST, SANDRO ; EICHHORN, MIKE: *Schaltsignalerzeugung für die Ansteuerung von geschalteten Reluktanzmotoren im Überlappungsbereich*. Stand: 23.04.2018. – https://www.researchgate.net/publication/310575857_Schaltsignalerzeugung_fur_die_Ansteuerung_von_geschalteten_Reluktanzmotoren_im_Uberlappungsbereich
- [128] THE MATHWORKS CORPORATION: *Matlab 2016b*. Stand: 23.04.2018. – <https://de.mathworks.com/products/matlab.html>

- [129] THE MATHWORKS CORPORATION: *Simulink*. Stand: 23.04.2018. – <https://de.mathworks.com/products/simulink.html>
- [130] PLEXIM GMBH: *PLECS*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.plexim.com/de/plecs>
- [131] THE MATHWORKS CORPORATION: *Global Optimization Toolbox*. Stand: 23.04.2018. – <https://de.mathworks.com/products/global-optimization.html>
- [132] THE MATHWORKS CORPORATION: *Parallel Computing Toolbox*. Stand: 23.04.2018. – <https://de.mathworks.com/products/parallel-computing.html>
- [133] KÜBLER GRUPPE: *Drehgeber Inkremental, Standard, Sendix 5020*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.kuebler.com/k2014/j/de/produkte/details/drehgeber/Rotativ/5020>
- [134] ZF FRIEDRICHSHAFEN AG: *EBU 03 24V/21W*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.zf.com>
- [135] INFINEON AG: *XMC4500 Microcontroller*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.infineon.com>
- [136] EMS DR. THOMAS WÜNSCHE: *USB/CAN Interface CPC-USB/ARM7*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.ems-wuensche.de/product/datasheet/html/can-usb-adapter-converter-interface-cpcusb.html>
- [137] TOSHIBA CORPORATION: *TK160F10N1 Silicon N-channel MOS (U-MOS-H)*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.toshiba.de>
- [138] IXYS CORPORATION: *DPG60IM300PC High Performance Fast Recovery Diode*. Stand: 23.04.2018. – <http://ixapps.ixys.com/Datasheet/DPG60IM300PC.pdf>
- [139] INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION: *IRS2186(4)(S)PBF High and Low Side Driver*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.infineon.com>
- [140] ROHM K.K.: *Ultra low ohmic metal plate / high power type shunt resistors*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.mouser.de/ds/2/348/psr-e-1139146.pdf>
- [141] ANALOG DEVICES INCORPORATED: *AD8418 Bidirectional, Zero Drift, Current Sense Amplifier*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8418.pdf>
- [142] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *OPA_x333 1.8-V, microPower, CMOS Operational Amplifiers, Zero-Drift Series*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa333.pdf>

- [143] AIM AND THURLBY THANDAR INSTRUMENTS: *I-prober 520*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.aimtti.com/product-category/current-probes/aim-i-prober-520>
- [144] CHAUVIN ARNOUX METRIX: *E3N*. Stand: 23.04.2018. – <http://www.chauvin-arnoux.com/de/produit/e3n.html>
- [145] YOKOGAWA DENKI K.K.: *701939 Passive Probe*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.yokogawa.com>
- [146] INFINEON AG: *Versatile Analog Digital Converter (VADC)*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.infineon.com>
- [147] YOKOGAWA DENKI K.K.: *DLM2000 Mixed Signal Oscilloscopes*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.yokogawa.com>
- [148] DRIVEXPERT GMBH: *DX-ST2104 SPI Toolkit*. Stand: 23.04.2018. – <https://drivexpert.de/de/produkte/>
- [149] BASETECH: *BT-305 Labornetzgerät*. Stand: 23.04.2018. – <https://www.conrad.de>
- [150] GEORG FLEGEL ; KARL BIRNSTIEL ; WOLFGANG NERRETER: *Elektrotechnik für Maschinenbau und Mechatronik*. Carl Hanser Verlag GmbH Co KG, 2016. – ISBN 3446444963

Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir nachstehend aufgeführte Personen in der jeweils beschriebenen Weise unentgeltlich geholfen:

- Herr AOR Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Tom Ströhla unterstützte mich mit fachlichen und methodischen Hinweisen bei der Erstellung dieser Arbeit.
- Herr Dr.-Ing. Mike Eichhorn stellte mir das Framework zur Ausführung der genetischen Algorithmen zur Verfügung und unterstützte mich mit Beiträgen zur Verbesserung der Ausführungsgeschwindigkeit.
- Herr Dr.-Ing. Veit Zöppig stellte mir die Technik zur Implementierung und Ausführung der Algorithmen und zur Verifikation der Ergebnisse zur Verfügung.
- Herr M. Sc. Robin Zeh unterstützte mich bei der Umsetzung der entwickelten Single-Sensor-Algorithmik auf dem Zielsystem.
- Die Herren M. Sc. Michael Brückner, M. Sc. Stanislav Gerber, M. Sc. Bastian Schindler und M. Sc. Matthias Wetzel lieferten mir Feedback und Vorschläge zur inhaltlichen und grafischen Darstellung der Arbeit.
- Herr Univ.-Prof. Dr. Yuri Shardt unterstützte mich durch ein Review der englischen Kurzfassung.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch bewertet wird und gemäß § 7 Abs. 10 der Promotionsordnung den Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

(Ort, Datum)

(Unterschrift)