

Anlauf von energieeffizienten Synchronmaschinen mit Drehstromsteller

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur
(Dr.-Ing.)**

von Dipl.-Ing. Marcel Benecke

geb. am 24.07.1982 in Magdeburg

genehmigt durch die FAKULTÄT FÜR ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK
der OTTO-VON-GUERICKE-UNIVERSITÄT MAGDEBURG

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann

Prof. Dr.-Ing. Bernhard Piepenbreier

Promotionskolloquium am 06.09.2012

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik des Instituts für Elektrische Energiesysteme der Fakultät für Elektrotechnik an der Otto-von-Guericke Universität Magdeburg in den Jahren 2008 bis 2012. In diesem Zeitraum haben eine Vielzahl Menschen in meinem Umfeld zum Entstehen und Gelingen dieser Arbeit beigetragen, denen ich an dieser Stelle meinen Dank entgegenbringen möchte.

An erster Stelle danke ich Prof. Andreas Lindemann, der mir die Bearbeitung einer interessanten Aufgabenstellung ermöglichte, mich zu jeder Zeit fachlich und tugendreich unterstützt und insbesondere den Abschluss der schriftlichen Arbeit maßgeblich gefördert hat. Herrn Dr. Griepentrog von der Siemens AG danke ich für seine wegweisenden Inspirationen über den gesamten Verlauf der Bearbeitung. Ich danke außerdem Diethard Runggaldier für seine maßgebliche technische und in kritischen Phasen auch feinfühligere Unterstützung. Weiterhin danke ich Prof. Piepenbreier für seine unentbehrliche Annahme der kritischen Beurteilung dieser Arbeit.

Für weitere technische und fachliche Mitwirkung danke ich außerdem Dr. Markus Reinhardt, Dr. Ralf Fischer (beide Siemens AG) und Prof. Huth (TU Kaiserslautern) für die Bereitstellung von Messobjekten, Prof. Leidhold und Herrn Bannack für die Bereitstellung eines Messplatzes sowie Dr. Schierling und Dr. Maier (beide Siemens AG).

Mein Dank gilt auch dem gesamten ehemaligen Kollegium der Institutswerkstatt, das über den Verlauf meiner Tätigkeit am Lehrstuhl und auch darüber hinaus zahlreiche Laboraufbauten unterstützt und umgesetzt hat und damit zum Gelingen der praktischen Arbeiten maßgeblich beigetragen hat. Weiterhin danke ich jenen Studenten, die in diversen studentischen Arbeiten auch einen Beitrag insbesondere zur praktischen Umsetzung der Arbeit geleistet haben, besonderer Dank gebührt hier Lars Middelstädt.

Weiterhin danke ich meinem ehemaligen Kollegium an der Fakultät, insbesondere Herrn Dr. Döbbelin, der für mich wegweisend für meine Entscheidung zur Aufnahme einer wissenschaftlichen Tätigkeit war, sowie dem übrigen ehemaligen Kollegium des Lehrstuhls für Leistungselektronik und natürlich auch all jenen ehemaligen Kollegen die über die wissenschaftliche Tätigkeit hinaus kraftschöpfend und motivierend Einfluss auf die Entstehung dieser Arbeit ausgeübt haben. Schließlich danke ich den Mitarbeitern der unentbehrlichen universitären Einrichtungen Universitäts-Bibliothek, -Mensa sowie -Sportzentrum für ihr jeweiliges vielfältiges Angebot.

Im privaten Umfeld danke ich meiner Familie und meiner Freundin Jana sowie meinem Freundeskreis für die Nachsicht und den Rückhalt, die bzw. den sie mir zu jeder Zeit entgegenbrachten. Sie trugen damit entscheidend zum Fortgang der Arbeit bei.

Nicht zuletzt danke ich all denen, die zuvor nicht direkt namentlich aufgeführt worden aber dennoch direkt oder indirekten Beitrag zur Anfertigung dieser Arbeit geleistet haben.

Vielen Dank.

Kurzfassung

Den stetig wachsenden Anforderungen an die Energieeffizienz von netzgespeisten Drehstromantrieben werden herkömmliche Asynchronmaschinen zukünftig nicht mehr gerecht. Zunehmend werden Konzepte notwendig, diese demzufolge künftig durch energieeffiziente permanenterregte Synchronmaschinen zu ersetzen. Da letztere jedoch wegen der Bindung an die Speisefrequenz nicht in der Lage sind, ohne weitere Hilfsmittel anzulaufen, entsteht zusätzlicher Aufwand.

Vor diesem Hintergrund beschäftigt sich die vorliegende Arbeit mit dem Anlauf von energieeffizienten permanenterregten Synchronmaschinen. Dieser soll mit bereits vorhandener Technologie – dem leistungselektronischen Sanftanlaufgerät für Asynchronmaschinen – ermöglicht werden, um den zusätzlichen Aufwand für den Einsatz von permanenterregten Synchronmaschinen zu minimieren.

Hierfür wird in dieser Arbeit auf der Basis von maschinentheoretischen Betrachtungen ein Verfahren zur Vorausberechnung der Ständerströme sowie des Drehmoments von Synchronmaschinen entwickelt. Ausgehend von dem entwickelten Vorausberechnungsalgorithmus werden verschiedene Steuerverfahren mit prädiktiver Zündsteuerung für thyristorbasierte Drehstromsteller entwickelt, die einen Hochlauf der Synchronmaschine vorteilhaft ermöglichen.

Darüber hinaus wird ein Verfahren vorgeschlagen, mit dem nach erfolgtem Hochlauf eine Synchronisation der Maschine mit dem Netz möglich ist, so dass anschließend der ausschließlich als Anlaufgerät zu nutzende Drehstromsteller überbrückt werden kann und die energieeffiziente permanenterregte Synchronmaschine stationär direkt am Netz zu betreiben ist.

Der Implementierung der Steuerung sowie damit verbundenen Optimierungen der Berechnungsalgorithmen für ihre Umsetzung in Programmcode kommen besondere Bedeutung zu. Die entwickelten Steuerverfahren werden mit dem erstellten Programmcode sowohl in der Simulation als auch messtechnisch verifiziert. Dabei wird außerdem das Anlaufverhalten verschiedener Maschinentypen untersucht.

Die experimentellen Ergebnisse bestätigen die Eignung der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und umgesetzten Algorithmen zum Anlauf und zur Synchronisation von permanenterregten Synchronmaschinen am Netz mit Hilfe von thyristorbasierten Drehstromstellern.

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	ix
1. Motivation und Zielsetzung	1
1.1. Einleitung und Motivation	1
1.2. Ziel der Arbeit und Vorgehensweise	3
2. Stand der Technik und allgemeine Grundlagen	7
2.1. Aktuelle Entwicklungen bei Niederspannungs-Drehstrommotoren	7
2.1.1. Normative Anforderung nach IEC 60034	8
2.1.2. Gegenüberstellung verschiedener Typen von Drehstrommotoren	9
2.1.3. Synchronmaschinen in Festdrehzahlanwendungen – LS-PMSM	10
2.2. Modellierung elektrischer Antriebssysteme	11
2.2.1. Koordinatentransformation	12
2.2.2. Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer	14
2.2.3. Permanenterregte Synchronmaschine	16
2.2.4. Permanenterregte Synchronmaschine mit Kurzschlusskäfig	17
2.3. Stabilität von elektrischen Maschinen bei Betrieb am Drehstromnetz	19
2.3.1. Stabilität von PMSM	20
2.3.2. Stabilität von PMSM mit Dämpferkäfig	22
2.4. Leistungselektronische Stellglieder für Drehstromantriebe	25
2.4.1. Frequenzumrichter	26
2.4.2. Drehstromsteller	28

3. Steuerverfahren und Optimierung	33
3.1. Konzept	33
3.1.1. Anforderungen beim Anlauf	35
3.1.2. Synchronisation zur Netzfrequenz	36
3.2. Berechnung der transienten Maschinengleichungen	37
3.2.1. Differentialgleichungssystem der PMSM	37
3.2.2. Lösung der Strom-Differentialgleichungen	40
3.2.3. Drehmomentberechnung	43
3.3. Umsetzung in Anlauf-Steuerverfahren – Vorbetrachtungen	44
3.4. Kennfeldbasierte Vorausberechnung	46
3.4.1. Parametervariation	46
3.4.2. Kennfelder	49
3.4.3. Steueralgorithmus	51
3.4.4. Trajektorien	53
3.4.5. Problematik Folgezündung	55
3.5. Echtzeit-Vorausberechnung	57
3.5.1. Algorithmus	58
3.5.2. Nullstellenerkennung	59
3.5.3. Strom- und Drehmomentberechnung	60
3.5.4. Drehmomentenvergleich und Zündentscheidung	61
3.6. Synchronisation und Überbrückung des Stellers	63
3.7. Implementierung entwickelter Algorithmen	65
3.7.1. DSP-System	66
3.7.2. Implementierung der kennfeldbasierten Berechnung	67
3.7.3. Implementierung der Echtzeitvorausberechnung	68
4. Verifikation des Steuerkonzeptes	73
4.1. Unterscheidung verschiedener Konfigurationen	73
4.1.1. Verwendete Maschinen	73
4.1.2. Lastszenarien	75

4.2. Möglichkeiten der Verifikation	76
4.2.1. Simulationsmodell in MATLAB-Simulink	76
4.2.2. Laboraufbau	77
4.3. Verifikation der kennfeldbasierten Vorausberechnung	78
4.3.1. Verifikation mittels Simulation – Maschine 1	80
4.3.2. Experimentelle Verifikation – Maschine 1	90
4.3.3. Experimentelle Verifikation – Maschine 2	92
4.3.4. Schlussfolgerungen	94
4.4. Verifikation der Echtzeit-Vorausberechnung	95
4.4.1. Verifikation der Zündvarianten	97
4.4.2. Vergleich von Simulation und Messung – Maschine 2	105
4.4.3. Verifikation des Steuerverfahrens – Maschine 2	107
4.4.4. Schlussfolgerungen	110
4.5. Anwendung des Steuerverfahrens für SM mit Dämpferkäfig	111
4.5.1. Hochlauf der Maschine 3	111
4.5.2. Hochlauf der Maschine 4	116
4.5.3. Schlussfolgerungen	120
5. Zusammenfassung und Ausblick	121
5.1. Wesentliche Ergebnisse	121
5.2. Weiterführende Arbeiten	122
Literaturverzeichnis	123
A. Anhang	III

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AMW	Arithmetischer Mittelwert
ASM	Asynchronmaschine
DSS	Drehstromsteller
DSP	Digitaler Signalprozessor
DSR	Direkte Selbstregelung
ESB	Ersatzschaltbild
EFF	Efficiency - alte Wirkungsgradklassenbezeichnung in Europa
FU	Frequenzumrichter
FOR	Feldorientierte Regelung
IE	International Energy Efficiency Class - Wirkungsgradklasse
IEC	Internationale Elektrotechnische Kommission
ISR	Interruptserviceroutine
LS-PMSM	Line-Start-Permanenterregte Synchronmaschine
PMSM	Permanenterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
SM	Synchronmaschine

Formelzeichen

x	Zeitabhängige Größe x
\hat{x}	Scheitelwert der Größe x
X	Effektivwert der Größe x / Matrix
\underline{x}	Raumzeiger der Größe x
A	Systemmatrix eines Zustandsgleichungssystems
B	Steuermatrix eines Zustandsgleichungssystems
E	Einheitsmatrix
e	Eulersche Zahl

f	[Hz]	Frequenz
g		Betriebsparameter
i	[A]	Strom
i_K	[A]	Kurzschlussstrom
j		komplexer Operator
J	[kgm ²]	Massenträgheit
k		Koppelkoeffizient
L	[H]	Induktivität
m	[Nm]	Drehmoment
m_i	[Nm]	inneres Moment der Maschine
m_w, m_{Last}	[Nm]	Lastmoment
m_K	[Nm]	Kippmoment
M	[H]	Gegeninduktivität
n	[min ⁻¹]	mechanische Drehzahl
p		Polpaarzahl
R	[Ω]	Widerstand
t	[s]	Zeit
t_{ein}	[s]	Einschaltzeit bzgl. u_{AB}
T	[s]	Zeitkonstante
u	[V]	Spannung
x		Eingangsvektor mit Steuergrößen
z		Zustandsvektor mit Betriebsgrößen
δ		Luftspaltmaß
λ		Laplace- Variable
ϑ, φ, ϕ	[rad]	(el.) Rotorwinkel
$\Delta\vartheta, \delta$	[rad]	(el.) Differenzwinkel
η	[%]	Wirkungsgrad
Ψ	[Vs]	Magnetflussverkettung
π		Zahl Pi
σ		Streugrad
τ	[s]	Zeitkonstante
ω	[s ⁻¹]	Winkelgeschwindigkeit
x, jy		allg. Koordinatenachsen in komplexer Ebene
$\alpha, j\beta$		Koordinatenachsen im ständerfesten Koordinatensystem
d, jq		Koordinatenachsen im läuferfesten Koordinatensystem
m, jl		Koordinatenachsen im läuferflussfesten Koordinatensystem

Indizes

0, AW	Startwert, Anfangswert
1	Ständergröße
2	Läufergröße
x, y	allg. Koordinatenindex in komplexer Ebene
α, β	Koordinatenindex im ständerfesten Koordinatensystem
d, q	Koordinatenindex im läuferfesten Koordinatensystem
m, l	Koordinatenindex im läuferflussfesten Koordinatensystem
a, b, c	Bezeichnung der Phasen im 3-Phasensystem
u, v, w	Bezeichnung der Stranggrößen im 3-Phasensystem
el	elektrisch
k	Zählvariable
mech, m	mechanisch
N	Nenngröße / Netz
p	Polrad

Kapitel 1.

Motivation und Zielsetzung

1.1. Einleitung und Motivation

Elektrische Antriebe haben in der Industrie einen unabdingbaren Stellenwert erlangt. So werden in der Europäischen Union 70 % der erzeugten elektrischen Energie durch Elektromotoren umgewandelt [AFF11]. Trotz einer stetig steigenden Zahl von Anwendungen frequenzumrichter- gespeister drehzahlvariabler Antriebe, z.B. im Hinblick auf Elektromobilität, stellen einen erheblichen Anteil industrieller Antriebe Drehstrommotoren mit fester Drehzahl dar. Sie dienen vielfach als Antrieb für elektrische Pumpen, Lüfter oder Förderbänder. Für diese Anwendungen finden größtenteils Drehstromasynchronmaschinen mit Kurzschlussläufer Verwendung. Sie sind robust, wartungsarm und benötigen keinerlei zusätzliche Geräte zum Betrieb.

Beim Direkteinschalten von Asynchronmaschinen (ASM) an ein Netz mit konstanter Spannung treten hohe Einschaltströme und -Drehmomente auf. Bedingt durch elektromagnetische Ausgleichsvorgänge beim Einschalten treten sogar Strom- und Drehmomentspitzen auf, die ein Mehrfaches der Nennwerte erreichen können und damit das Netz und die Mechanik belasten, [Bro02].

Bei schnellen Hochläufen, z.B. Leeranläufen, wo nur die Massenträgheit als Last wirkt, wird durch auftretende Drehmomentspitzen kurzzeitig insbesondere die Mechanik belastet, während die Belastung des Netzes hier weniger kritisch ist. Bei lastbedingtem langsamen Anlauf hingegen fließt über einen langen Zeitraum ein hoher Anlaufstrom. In diesem Fall ist die Belastung des Energieversorgungsnetzes kritisch und weniger die Mechanik. Um Spannungsabsenkungen im Netz bedingt durch Belastung von im Netz vorhandenen Induktivitäten zu vermeiden, definieren Energieversorger Leistungsgrenzwerte für das Direkteinschalten von elektrischen Maschinen [Bro02].

Zur Begrenzung von Anlaufströmen und -drehmoment werden Asynchronmotoren häufig mit reduzierter Spannung angelassen. Damit wird sowohl die Mechanik geschützt als auch das Netz und zugleich wird die Verlustleistung während des Anlaufs reduziert. Als Alternative zu einfachen Verfahren, wie dem Stern-Dreieck-Anlauf oder der Verwendung von Anlassvorwiderständen, werden dafür häufig leistungselektronische Softstarter verwendet. Ein Softstarter (auch Sanftstarter oder Sanftanlaufgerät genannt) besteht aus einem Drehstromsteller, diversen Messeinrichtungen zur Erfassung von Strom und Spannung sowie einer entsprechenden intelligenten Steuerung.

Es gibt zahlreiche Anwendungsbereiche für leistungselektronische Softstarter. Hier seien z.B. Antriebe für Förderanlagen, Sägen, Verdichter oder Lüfter genannt. Ein weiteres

wichtiges Anwendungsgebiet sind Pumpen, bei denen der geführte Auslauf besonders von Bedeutung ist, um einen Abriss der Flüssigkeitssäule zu vermeiden.

Den Leistungsteil von Softstartern bildet ein Drehstromsteller bestehend aus antiparallelen Thyristoren. Mit Drehstromstellern kann mittels Phasenanschnitt der Spannungseffektivwert und mithin der Stromeffektivwert gesenkt werden. Dabei erfolgt der Phasenanschnitt meistens mittels einer Rampenfunktion. In aufwändigeren Geräten sind die Erzeugung spezieller Strom- und Drehmomentverläufe und auch Leistungssteuerung möglich. Nach erfolgtem Hochlauf werden bei Erreichen der vollen Spannung i.d.R. die Thyristoren mittels Schütz überbrückt, um auftretende Durchlassverluste zu reduzieren.

Alternativ können für den Sanftanlauf von ASM auch Frequenzumrichter (FU) bestehend aus Gleichrichter, Zwischenkreis und Wechselrichter zur Anwendung kommen. Allerdings stellen Frequenzumrichter gegenüber Sanftanlaufgeräten eine deutlich aufwändigere Lösung dar. Wenn ausschließlich für den Anlauf (bzw. Auslauf) ein leistungselektronisches Anlaufgerät erforderlich ist, so sind Softstarter auf Basis von Thyristortechnologie kostengünstiger als FU und bieten den erwähnten energetischen Vorteil durch Überbrückung des Leistungsteils im stationären Betrieb, woraus geringere Verluste resultieren.

Drehstrommaschinen werden anhand ihres Wirkungsgrades in verschiedene Energieeffizienzklassen eingeteilt. Gemäß normativer Rahmenbedingungen (IEC 60034, [IEC08]) werden Drehstrommaschinen seit 2008 neu klassifiziert. Waren bisher drei EFF-Klassen gültig, sind es nun vier sog. IE-Klassen, wobei gleichzeitig strengere Grenzwerte sowie eine Kennzeichnungspflicht gültig sind. Die Auflagen für künftig zu fertigende energieeffiziente Asynchronmaschinen sind hoch. Gemäß IEC 60034-30 /-31 lässt sich durch bestimmte Maßnahmen je nach Leistungsklasse zwischen 2% und 6% Wirkungsgradsteigerung erreichen, was einer Steigerung des Effizienz-Levels von IE2 auf IE4 entspricht [AFF11].

Zu diesen Maßnahmen gehört z.B. die Verwendung von Kupfer statt Aluminium im Kurzschlussläufer. Gerade im unteren Leistungsbereich bis ca. 20 kW lassen sich die gesetzlichen Wirkungsgrade für Elektroantriebe nur schwer einhalten. Deswegen wird bei den Herstellern vermehrt die Verwendung von Permanentmagneten im Rotor angestrebt. Permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) verfügen über einen höheren Wirkungsgrad als ASM mit Kurzschlussläufer, da die Läuferverluste (vgl. Rotorverluste in Abb. 1.1) entfallen und zudem kein Schlupf auftritt. Damit weisen Synchronmaschinen bei gleicher Antriebsleistung einen geringeren Energieverbrauch auf. Das macht sie zudem bei steigenden Energiepreisen trotz höherer Investitionskosten zunehmend attraktiv.

Allerdings sind PMSM wegen ihrer Synchronität zur Speisefrequenz nicht in der Lage, selbstständig am Netz hochzufahren. Sie müssen frequenzvariabel hochgefahren werden. Häufig werden für diese Zwecke Frequenzumrichter eingesetzt. Sie erzeugen ein frequenzvariables Drehstromsystem und stellen die typische technische Lösung für Synchronservomotoren dar. Allerdings sind FU relativ kostenintensiv und insbesondere bei Antrieben kleiner Leistung reduziert sich unter Nutzung eines FU der Gesamtwirkungsgrad des Antriebssystems, was im Hinblick auf ein energieeffizientes Antriebskonzept nachteilig ist.

Eine Alternative zu herkömmlichen Lösungen für den Anlauf von Synchronmaschinen, stellen sog. Linestart-PMSM dar (LS-PMSM). Sie enthalten sowohl einen Kurzschlusskäfig als auch Permanentmagnete im Rotor. Dabei fungiert der Kurzschlusskäfig als Anlaufkäfig, um den Rotor wie bei ASM zu beschleunigen. Der Betrieb bei Nenndrehzahl erfolgt als PMSM, wobei dann der Kurzschlusskäfig als Dämpferkäfig wirkt.

Diese Lösung stellt natürlich einen Kompromiss dar. Das Verhalten solch einer Maschine am Netz hängt von ihrer konkreten Dimensionierung ab. Der asynchrone Anlauf wird von den im Rotor vorhandenen Permanentmagneten behindert, auf Grund von sich ausbilden-

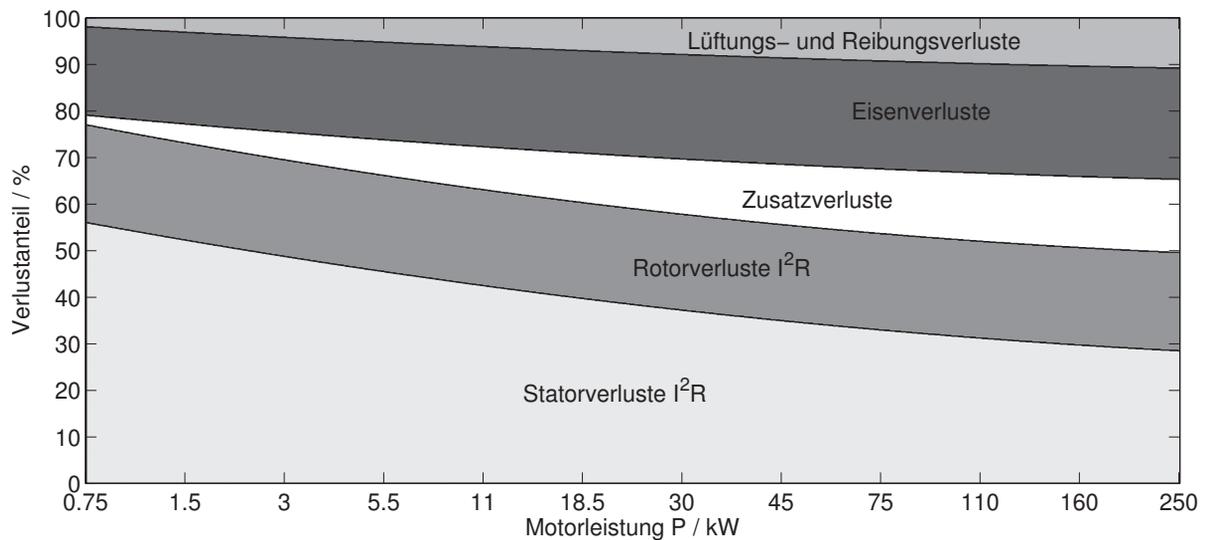


Abbildung 1.1.: Typische Aufteilung der Verluste bei vierpoligen ASM, 50 Hz [AFF11]

den Pendelmomenten [Pon11].

LS-PMSM sind für den direkten Selbstanlauf konzipiert. Zusätzlich zum Pendelmoment treten mithin auch die für ASM typischen hohen Anlaufströme und -drehmomente auf. Der Betrieb mit den herkömmlichen Steuerverfahren (Spannungseffektivwertbegrenzung) mittels Sanftstarter, wie bei ASM verbreitet, ist allerdings nicht realisierbar. Die Verwendung von FU für diesen Anwendungsfall ist zwar Stand der Technik, aber aus der zuvor genannten Zielsetzung ein energieeffizientes Antriebssystem mit möglichst geringem Aufwand technologischer Mittel zu ermöglichen, nicht zu bevorzugen.

Eine Lösung der Problematik des Anlaufs von energieeffizienten PMSM als Alternative zum herkömmlichen Anlauf mit FU, überdies unter Berücksichtigung der Begrenzung von Anlaufstrom und -drehmoment, wird in dieser Arbeit entwickelt und verifiziert. Ansatz ist die Nutzung eines Drehstromstellers für den Anlauf einer PMSM ohne Verwendung einer zusätzlichen Anlaufwicklung.

Damit widmet sich diese Arbeit der Fragestellung, wie in Zukunft hocheffiziente Synchronmaschinen in Festfrequenzanwendungen, unter Einsatz von leistungselektronischen Softstartern, verwendet werden können bzw. wie überhaupt der Anlauf einer PMSM am Drehstromsteller ermöglicht werden kann.

1.2. Ziel der Arbeit und Vorgehensweise

Im Rahmen dieser Arbeit wird eine Möglichkeit untersucht, mittels eines industriellen Drehstromstellers energieeffiziente PMSMs anlaufen zu lassen. Da die PMSM von sich aus nicht in der Lage ist, direkt am Netz anzulaufen, muss sie entweder mit einem Frequenzumrichter betrieben oder aber ein entsprechend groß dimensionierter Anlauf-Dämpferkäfig vorgesehen werden. Eine kostengünstige Alternative hierzu stellt der Anlauf einer PMSM unter Verwendung eines Drehstromstellers auf Basis von Thyristoren dar. Mit Hilfe einer intelligenten Steuerung des Drehstromstellers kann der Hochlauf einer PMSM unter Vermeidung des Auftretens von negativem Drehmoment, verursacht durch Drehmomentpendelungen, erfolgen. Nach erfolgtem Anlauf der PMSM wird der Drehstromsteller

überbrückt und die PMSM direkt an das Drehstromnetz geschaltet.

Auf diese Weise kann ein hocheffizienter Drehstromantrieb mit einer kostengünstigen Anlaufhilfe kombiniert werden. Solch ein Antriebssystem würde eine preiswerte Alternative zu aufwändigeren Lösungen mit Frequenzumrichter, welche zwar technologisch vorteilhafter sind, aber zugleich auch kostenintensiver und zudem den Wirkungsgrad reduzieren können, darstellen. Damit könnte es möglich werden, in Anwendungen, bei denen eine ASM mit Softstarter genutzt wird, künftig eine PMSM zu nutzen und darüberhinaus den gleichen Drehstromsteller unter Austausch der Steuerung zu verwenden.

Die direkte Drehstrom-Speisung einer PMSM im Stillstand führt zu einem Pendelmoment, welches den Rotor abwechselnd beschleunigt und bremst. Ein Hochlauf ist somit nicht möglich. Eine Reduktion des Spannungseffektivwerts, wie es bei Softstartern für ASM üblich ist, schafft hier keine Abhilfe. Ein geeignetes Steuerprinzip des Drehstromstellers für eine Synchronmaschine ist in der Literatur nicht bekannt und stellt sich als problematisch heraus.

In der vorliegenden Arbeit wird ausgehend von theoretischen Betrachtungen zur Entstehung des Drehmoments von PMSM eine Methode abgeleitet, den zeitlichen Verlauf des Drehmoments vorherzubestimmen und den Drehstromsteller entsprechend so zu steuern, dass ein günstiger Drehmomentverlauf entsteht und negatives Drehmoment vermieden wird. Damit kann gewissermaßen der negative Anteil des Pendelmoments vermieden werden, während der positive Anteil zur Beschleunigung des Rotors genutzt wird.

Da Drehstromsteller aus Thyristoren aufgebaut sind, gehören Sie zu der Gruppe der netzgeführten Schaltungen [Cha07]. Thyristoren können gezündet werden, sind aber nicht abschaltbar, sondern verlöschen selbstständig bei Stromnulldurchgang. Dieser Umstand ist wesentlich für das zu entwickelnde Steuerverfahren. Es muss berücksichtigt werden, dass nach der Zündung eines oder mehrerer Thyristoren kein aktiver Einfluss auf den Strom- und Drehmomentverlauf genommen werden kann. Zwangsläufig muss das Strom- und Drehmomentverhalten von Steller und Maschine vor Ausführung einer durch Zündung entsprechender Thyristoren verursachten Bestromung bekannt sein. Deshalb stellt die Vorausberechnung einzelner Zündmöglichkeiten den Kern der Untersuchungen dar.

In dieser Arbeit wird eine spezielle prädiktive Zündsteuerung entwickelt. Da die Vorausberechnung von Strom und Drehmoment, insbesondere bei der Berechnung mehrerer Alternativen relativ aufwändig ist, kommt der Optimierung der Effizienz der Berechnungsalgorithmen für die Ausführbarkeit im Steuergerät des Anlaufgeräts unter Berücksichtigung der Qualität der Vorausberechnung eine hoher Stellenwert zu.

Die vorliegende Arbeit beginnt mit grundlegenden Darstellungen zu den verschiedenen Typen von Drehstrommotoren sowie deren mathematischer Modellierung. Dabei werden auch Aspekte der Betriebsstabilität betrachtet. Außerdem werden gebräuchliche leistungselektronische Stellglieder gegenübergestellt.

Im Kapitel 3 wird ausgehend von maschinentheoretischen Betrachtungen ausführlich die Strom- und Drehmomentberechnung hergeleitet, die die Basis für die Entwicklung von Steuerkonzepten für einen Drehstromsteller als Anlaufgerät für PMSM ist. Ausgehend davon werden insbesondere zwei Steuerverfahren – die kennfeldbasierte Vorausberechnung und die echtzeitbasierte Vorausberechnung – entwickelt und vorgestellt. Dabei wird auch auf die Implementierung von Berechnungsalgorithmen im verwendeten DSP eingegangen.

Es folgt im Kapitel 4 die Verifikation der zuvor entwickelten Algorithmen sowohl in durchgeführten Simulation als auch in Messungen. Dabei finden verschiedene Lastszenarien Berücksichtigung. Es werden insgesamt vier unterschiedliche Maschinen auf ihr Verhalten

im Zusammenspiel mit dem Drehstromsteller und den implementierten Steuerverfahren untersucht und diskutiert. Der schrittweisen Implementierung und stetigen Optimierung der Berechnungsalgorithmen kommt dabei besondere Bedeutung zu, um einerseits die Ausführbarkeit im Steuergerät zu ermöglichen und andererseits eine hinreichende Qualität der Vorausberechnung zu gewährleisten.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und gibt einen kurzen Ausblick auf die mögliche Erweiterung des Verfahrens für sensorlosen Betrieb.

Kapitel 2.

Stand der Technik und allgemeine Grundlagen

2.1. Aktuelle Entwicklungen bei Niederspannungs-Drehstrommotoren

Seit 1998 existiert in Europa eine von einem Komitee von führenden Motorenherstellern festgelegte Einteilung von Niederspannungs-Drehstrommotoren (50 Hz, 1,1-90 kW) in Energieeffizienzklassen (EFF1-EFF3). Diese erfolgte freiwillig mit dem Ziel, mehr effiziente dreiphasige Asynchronmaschinen zu fördern [AFFF08]. Außerhalb Europas gelten z.B. in den USA der Energy Policy Act – EAct bzw. in Australien das Australian Energy Performance Program – MEPS.

Zur Vereinheitlichung der regionalen Klassifizierungen und gleichzeitig zur weiteren Steigerung der Effizienz-Richtlinien wurde 2008 vom IEC eine weltweit harmonisierte Norm verabschiedet, welche die Definition von neuen Wirkungsgradklassen (IE1–4) vorsieht. Diese Klassifizierung gilt sowohl für 50 Hz- als auch für 60 Hz-Maschinen mit Polpaarzahl 1–3 und für einen Leistungsbereich von 0,75–375 kW und sieht auch die Kennzeichnungspflicht des Wirkungsgrades auf dem Typenschild vor [IEC08]. Diese Regeln sind in der Norm IEC 60034-30 zusammengefasst.

Gleichzeitig wurde in der Norm IEC 60034-2-1 ein neues Verfahren zur Messung des Wirkungsgrades von Niederspannungs-Drehstrommotoren eingeführt. Zudem ist in der neuen Norm eine zeitliche stufenweise Erhöhung der erforderlichen Effizienzlevel in Abhängigkeit der Leistungsklasse vorgesehen:

- 16.06.2011: 0,75–375 kW, mindestens IE2
- 01.01.2015: 7,5–375 kW, mindestens IE3, bzw. IE2 mit Frequenzumrichter
- 01.01.2017: 0,75–375 kW, mindestens IE3, bzw. IE2 mit Frequenzumrichter

Die erste Stufe der Vorschrift von IE2-Motoren für Drehstromasynchronmotoren ist zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit bereits gültig. Die Erhöhung auf IE3 (Reduzierung der Verluste um ca 15 % gegenüber IE2) wird die Motorenindustrie in den kommenden Jahren vor neue Herausforderungen stellen. Insbesondere die Ausweitung der IE3-Pflicht für neue Maschinen unter 7,5 kW ab 2017 wird problematisch. Über 50 % der installierten ASM gehören dieser Leistungsklasse an. Gerade im Bereich kleinerer Leistung sind Wir-

kungsgradverbesserungen (durch z.B. Verwendung von mehr Kupfer im Stator und Rotor zur Verringerung der Stromverluste, höherwertiger Stahl zur Reduzierung der Hystereseverluste) nur schwer erreichbar und verhältnismäßig kostenintensiv.

Spätestens wenn die IE4 (Reduzierung der Verluste um ca 15 % gegenüber IE3) für diese Maschinen verpflichtend wird, werden andere Technologien als Asynchronmaschinen notwendig werden, um die Norm zu erfüllen [AFF11]. Hier werden hocheffiziente Synchronmaschinen mit Permanentmagneterregung interessant [Pon11]. Diese müssen für Netzfrequenzanwendungen mittels elektronisch gesteuertem Frequenzhochlauf hochgefahren werden oder mit einer zusätzlichen rotorseitigen Kurzschlusswicklung als Anlaufhilfe versehen werden. Letztere Maschinen werden als Linestart-PMSM (LS-PMSM) bezeichnet.

2.1.1. Normative Anforderung nach IEC 60034

Im Vordergrund der Einführung der IEC 60034-30 stand die weltweite Harmonisierung der Energieeffizienzklassen für netzgespeiste Asynchronmaschinen für Anwendungen mit stationärer Drehzahl (vgl. IEC 60034-1). Sie umfasst ASM für zwei oder mehr Spannungsniveaus und Frequenzen mit Polpaarzahlen zwischen 1–3 im Leistungsbereich zwischen 0,75 kW und 375 kW [IEC08, AFF11] Drei Effizienzlevel (IE – International Energy Efficiency Class) werden definiert: IE1-3. In der zukünftigen Norm IEC 60034-31 wird zusätzlich die künftig höchste Klasse IE4 definiert [IEC09]. In Tabelle 2.1 sind die neuen Effizienzklassen zusammengefasst. Die Einordnung in diese Klassen erfolgt nach den Kriterien Wirkungsgrad, Leistungsklasse, Speisefrequenz und Polpaarzahl [AFFF08]. Die Bestimmung des Wirkungsgrades geschieht gemäß IEC 60034-2-1.

Ein Beispiel für normierte Mindestwirkungsgrade für vierpolige ASM bei Speisung mit 50 Hz zeigt Abbildung 2.1. Die Wirkungsgrade der Klassen IE1 und IE2 entsprechen gemäß Tabelle 2.1 den ehemaligen europäischen EFF-Klassen EFF2 bzw. EFF1. Die Klassen IE3 und IE4 sind neu definiert unter der Maßgabe der Reduzierung der Verluste um 15 % gegenüber der jeweils niedrigeren Klasse. Die 60 Hz-Werte werden aus den 50 Hz-Werten berechnet. Alle Effizienzkurven sind als mathematische Formeln in der Norm definiert.

Tabelle 2.1.: Bezeichnung der Energieeffizienzklassen nach [AFFF08]

neue (internationale) Wirkungsgradklasse	alte (europäische) Wirkungsgradklasse	Bezeichnung
-	EFF3	Low efficiency motors
IE1	EFF2	Standard (Medium) efficiency motors
IE2	EFF1	High efficiency motors
IE3	-	Premium efficiency motors
IE4	-	Super premium efficiency motors

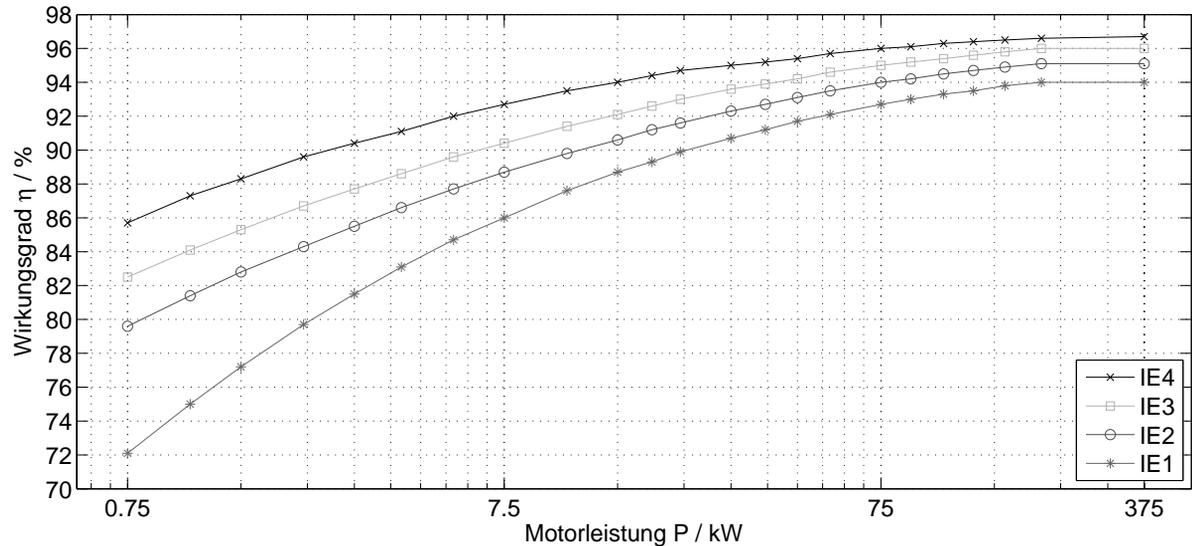


Abbildung 2.1.: Mindestwirkungsgrad für vierpolige ASM (50 Hz) in Abhängigkeit der Nennleistung [AFF11]

2.1.2. Gegenüberstellung verschiedener Typen von Drehstrommotoren

Prinzipiell wird zwischen zwei Typen von Drehstrommaschinen unterschieden: Asynchronmaschinen bzw. Synchronmaschinen. Sie haben unterschiedlich aufgebaute Läufer, wobei sich der Ständer beider Maschinentypen i.A. grundsätzlich nicht unterscheidet (ausgenommen seien Ständer mit Zahnspulenwicklungen bei PMSM, die hier allerdings nicht näher betrachtet werden sollen). Der Läufer der Asynchronmaschine ist entweder als Kurzschlussläufer oder als Schleifringläufer ausgeführt. Beim Läufer von Synchronmaschinen unterscheidet man zwischen Permanenterregung und fremderregtem Rotor. In dieser Arbeit werden ausschließlich ASM mit Kurzschlussläufer bzw. PMSM betrachtet. Deswegen gelten nachfolgende Betrachtungen vorrangig für diese Maschinen.

ASM können ohne jeglichen Aufwand direkt am Drehstromnetz betrieben werden. Sie sind sehr robust und wenig wartungsaufwändig. Deswegen stellen sie auch den am meisten verbreiteten Antrieb in Bezug auf netzfrequente Anwendungen dar. PMSM bieten allerdings einige Vorteile. Es ergibt sich ein deutlich höherer Wirkungsgrad in der gleichen Leistungsklasse durch den Wegfall der Rotorverluste (siehe Abb. 1.1). Es ergibt sich ein günstigerer Leistungsfaktor $\cos \phi$ und damit ein geringerer Statorstrom (siehe auch Abb. 2.2). Auch die Leerlaufverluste werden reduziert. Wegen eines größeren Luftspaltes ergibt sich eine geringere Gefahr des Anstreichens und außerdem weniger magnetischer Lärm. Zudem reagiert die PMSM robuster gegenüber Netzspannungsschwankungen (PMSM: $M_K \sim U_N$, ASM: $M_K \sim U_N^2$) [Bro02].

Nachteilig für PMSM sind ein höherer Anschaffungspreis sowie die Notwendigkeit einer Einrichtung zum Hochlauf der Maschine. Der Hochlauf kann entweder synchron mittels Betrieb am Frequenzumrichter erfolgen oder asynchron über eine zusätzliche Kurzschlusswicklung für den Hochlauf. Diese Variante (als LS-PMSM bezeichnet) bietet in Bezug auf Energieeffizienz das meiste Potential und soll im Folgenden näher betrachtet werden.

2.1.3. Synchronmaschinen in Festdrehzahlanwendungen – LS-PMSM

Eine kommerzielle Lösung, die PMSM für Netzfrequenzanwendungen zu nutzen, ist bereits vorhanden, unter der Voraussetzung, dass ein Frequenzumrichter verwendet wird. Synchronmaschinen mit Anlaufkäfig (LS-PMSM) sind hingegen bisher nicht als (Groß-) Serienprodukt verfügbar, weil sowohl während des Anlaufs und auch während der Synchronisation Probleme auftreten können.

Zahlreiche Untersuchungen zur Beeinflussung der problematischen Effekte wurden durchgeführt und verschiedene Konzepte zur Konstruktion des Rotors wurden untersucht. Einerseits gibt es Untersuchungen, bei denen ausgehend von einer PMSM ein Kurzschlusskäfig aufgebracht wurde (z.B. [PSS09]), oder aber der Ausgangspunkt war eine ASM, bei der zusätzlich Magnete am Rotorumfang aufgebracht wurden (z.B. [FH11, FLM⁺09, KM00]). Beide Varianten haben eine Steigerung des Wirkungsgrades im Betrieb durch reduzierte Rotorverluste und einen geringeren Statorstrom zur Folge. Zugleich tritt während des asynchronen Hochlaufs ein Pendelmoment auf (siehe Abb. 2.2). Der Hochlauf und die Synchronisation sind von der wirksamen Last, d.h. von Lastmoment und zu beschleunigender Trägheitsmasse abhängig. Dabei kann die Ausprägung der Pendelung während des Hochlaufs durch Anpassung der Magnetarten und -Anordnung optimiert werden [MREM08]. In [BST⁺11, KR04] und [DTSW09] wird z.B. der Einsatz von vergrabenen Magneten untersucht. Die Abhängigkeit der Massenträgheitstragfähigkeit von der Käfigläuferausführung wird ebenfalls untersucht.

Simulationen mittels FEM sind ein weiterer Ansatz zur Optimierung der Motoren für den Direktanlauf [MSS⁺08]. Dabei wird in [IVZ11] das maximale Anlaufmoment berechnet sowie die Beeinflussung durch die Magnetisierungsinduktivität. Effekte der möglichen Entmagnetisierung der Permanentmagnete werden in [KHN⁺03] näher betrachtet.

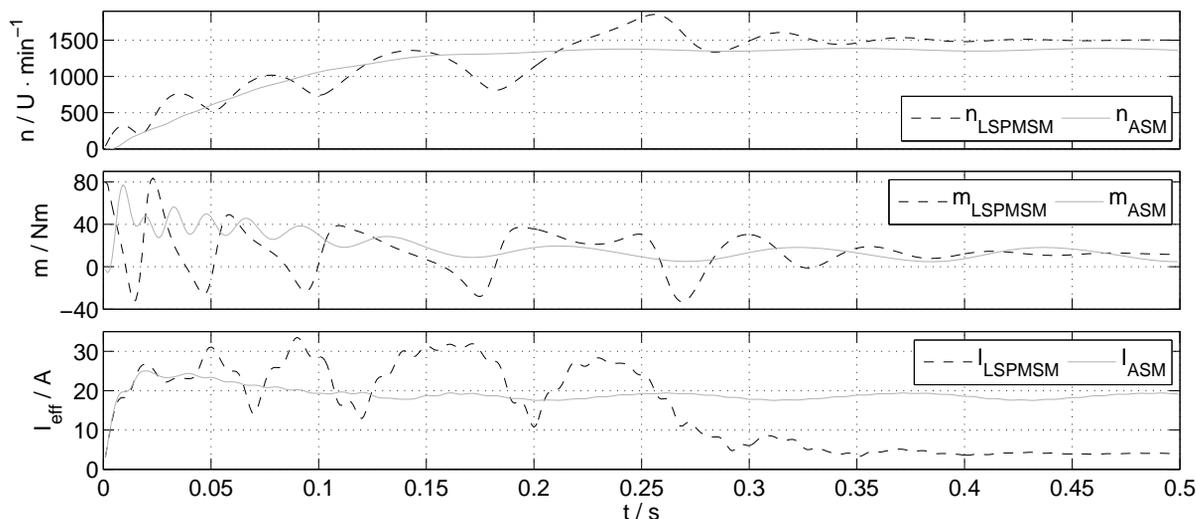


Abbildung 2.2.: Prinzipbild: Vergleich des Hochlaufs einer LS-PMSM und ASM, Drehzahl, Drehmoment und Statorstromeffektivwert einer Phase

Eine weitere Variante der Kombination von Asynchronmaschine und Synchronmaschine, die nicht unerwähnt bleiben soll, ist die polumschaltbare Maschine, [AME10]. Hier erfolgt der asynchrone Hochlauf und der anschließende Synchronbetrieb komplett entkoppelt. So kann der Hochlauf, z.B. bei Speisung einer zweipoligen Ständerwicklung, als Asynchronmaschine ausschließlich mit Hilfe einer Kurzschlusswicklung im Läufer erfolgen, wobei

die als vierpoliges Polrad ausgeführte Permanentmagnetanordnung in diesem Fall (der zweipoligen Speisung) nicht auf die Ständerwicklung zurückwirkt. Bei Erreichen der halben Nenndrehzahl wird auf eine vierpolige Ständerwicklung umgeschaltet, auf die dann die Permanentmagnete im Rotor ausgelegt sind. Entsprechend stellt sich die Nenndrehzahl für vierpolige Speisung ein. Das Drehmoment wird durch die Wechselwirkung von Ständerfeld und Permanentmagneten gebildet und der Kurzschlusskäfig wirkt nun lediglich als Dämpferkäfig. Hierbei tritt während des Hochlaufs kein Pendelmoment auf. Allerdings sind die Synchronisation bzw. das dabei wirkende Bremsmoment sowie der höhere Aufwand für die Statorwicklung und -umschaltung problematisch [AME10].

2.2. Modellierung elektrischer Antriebssysteme

Um das Verhalten elektrischer Maschinen zu untersuchen und mittels Simulation nachzubilden, sind entsprechende Simulationsmodelle der Maschinen erforderlich. Man unterscheidet zwischen analytischer und numerischer Modellierung. Elektrische Maschinen können auf verschiedene Arten modelliert werden. Eine Möglichkeit ist die geometrische Modellierung und die numerische Berechnung der Feldgleichungen z.B. mittels Finite-Differenzen-Methode oder Finite-Elemente-Methode [MVP08]. Zur detaillierten Simulation bestimmter elektromagnetischer Effekte in elektrischen Maschinen sind solche Modelle zweckmäßig, aber sehr aufwändig.

Häufig werden Ersatzschaltbilder mit konzentrierten Parametern zur Modellierung elektrischer Maschinen verwendet. Dabei dienen zur Modellierung die physikalischen Beziehungen zwischen Spannungen, Strömen und Magnetflüssen auf Basis der Maxwell'schen Gleichungen, die Newton'schen Bewegungsgesetze zur Berechnung der Beschleunigungskräfte und -drehmomente sowie die physikalischen Erhaltungssätze der Energie zur Berechnung der Maschinenkräfte und der Maschinendrehmomente [Jus93]. Alle Beziehungen können auf Differentialgleichungen 1. Ordnung zurückgeführt werden. Diese können analytisch oder numerisch behandelt werden.

Soll das Verhalten elektrischer Maschinen im Zusammenhang mit leistungselektronischen Geräten innerhalb einer Schaltungssimulation bestimmt werden, so ist ein auf numerischer Berechnung beruhendes Simulationsmodell zu wählen, weil durch Schalthandlungen Nichtlinearitäten auftreten. Außerdem können damit auch weitere Nichtlinearitäten wie z.B. Sättigungseffekte nachgebildet werden. Dabei empfiehlt sich die blockorientierte Modellierung in Simulationsprogrammen wie z.B. Matlab Simulink, welches auch im Rahmen dieser Arbeit Verwendung findet. Abbildung 2.3, rechts zeigt die grundsätzliche Struktur eines Maschinenberechnungsmodells mit der Schnittstelle zur Schaltungssimulation. Die verwendeten Bezeichnungen für Ströme und Spannungen sowie die beiden üblichen Arten der Verschaltung der Ständerwicklungen (U, V, W) – Sternschaltung und Dreieckschaltung – mit dem Dreiphasennetz (A, B, C) sind in Abbildung 2.3, links dargestellt. Die Verschaltungsart kann im Maschinenmodell berücksichtigt werden. Die Modellierung von Drehstromsystemen erfolgt häufig unter Nutzung der Koordinatentransformation (siehe Abb. 2.3, rechts), welche im Folgenden näher betrachtet wird.

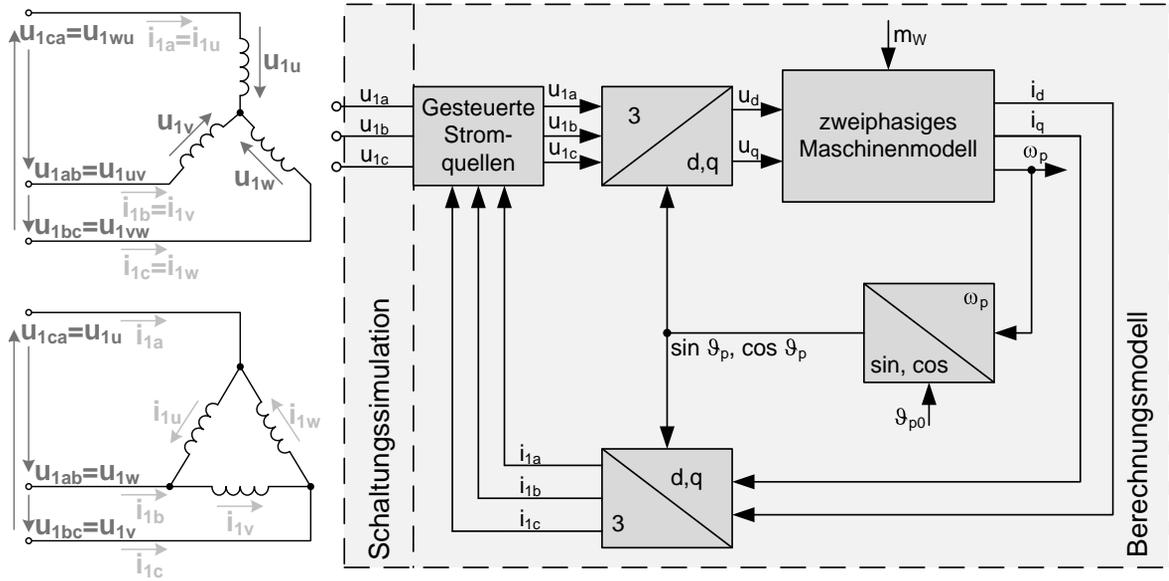


Abbildung 2.3.: links: Überblick über Spannungen und Ströme am Stator eines Drehstrommotors in Sternschaltung (oben) bzw. in Dreieckschaltung (unten), Wicklungen hier symbolisch nur mit Induktivitäten dargestellt, rechts: Blockschaltbild des Maschinenmodells mit Koordinatentransformation bei Vorgabe der Statorspannungen

2.2.1. Koordinatentransformation

Es ist vorteilhaft, die elektrischen Größen in Drehstrommaschinen (Strom, Spannung und Magnetflussverkettung) mit Hilfe von Raumzeigern in der komplexen Ebene zu beschreiben. Die Ebene liegt senkrecht zur Motorachse [Rie06]. Die Ströme in den Ständerwicklungen verursachen eine Durchflutungswelle, die mit der Winkelgeschwindigkeit ω_1 in der Maschine umläuft. Bei geometrischer Addition der Ströme der um 120° räumlich versetzten Ständerwicklungen ergibt sich ein in der komplexen Ebene rotierender fiktiver Ständerstromraumzeiger

$$\underline{i}_1(j\omega_1 t) = \frac{2}{3} [i_{1a}(\omega_1 t) + i_{1b}(\omega_1 t)e^{j120^\circ} + i_{1c}(\omega_1 t)e^{-j120^\circ}], \quad (2.1)$$

der die gleiche Durchflutungswelle hervorruft, [Rie06]. Der Faktor $2/3$ ist ein Normierungsfaktor. Damit können bei Projektion des Raumzeigers auf die Wicklungsachsen wieder die Ständerstrommomentanwerte abgelesen werden, siehe auch Abb. 2.4 a).

Die komplexe Ebene kann durch ein Koordinatensystem mit den Achsen α und $j\beta$ beschrieben werden, wobei die α -Achse mit der Wicklungsachse a zusammenfällt, siehe Abb. 2.4 b). Sollte der Neutralleiter einer Maschine mit Sternschaltung angeschlossen sein, so ist zusätzlich ein so genanntes Nullsystem einzuführen. Dies hat allerdings keine Auswirkung auf das eingeführte zwei-Achsen-Modell, wie in [Jus93] bewiesen wird. Die Komponenten dieses ständerfesten Koordinatensystems α , $j\beta$ können folgendermaßen geschrieben werden:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

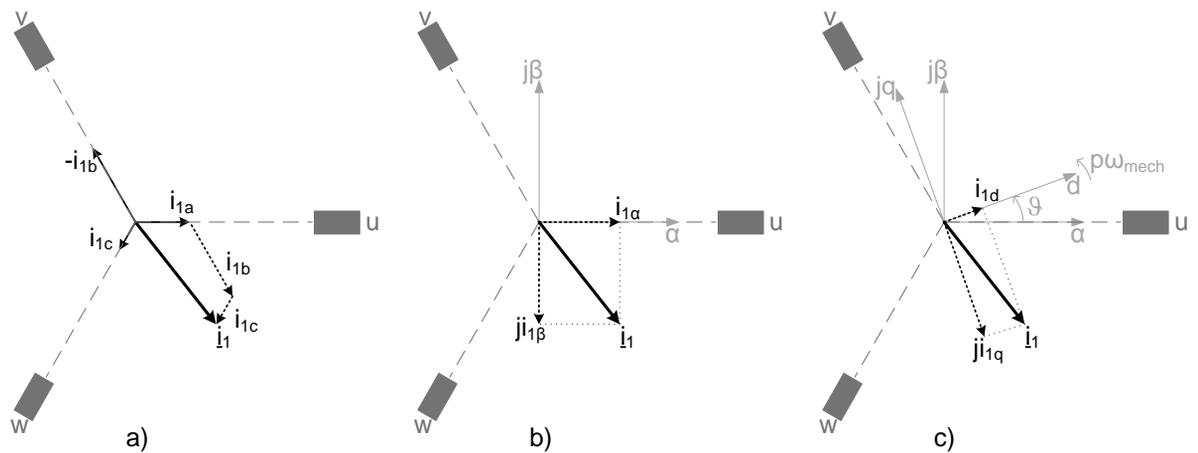


Abbildung 2.4.: Raumzeigerdarstellung und Koordinatentransformation des Ständerstroms: a) dreiphasige Komponenten des Strom-Raumzeigers, b) Komponenten im ständerfesten Koordinatensystem α , $j\beta$, c) Komponenten im rotorfesten Koordinatensystem d , jq

Für die dynamische Berechnung von Drehstrommaschinen ist eine weitere Transformation der Raumzeiger in ein rotierendes Koordinatensystem mit der allgemeinen Achsenbezeichnung x , jy sinnvoll. Die Transformation der dreiphasigen Größen ins rotierende Koordinatensystem ist als Park-Transformation bekannt, [Par29]. Zweckmäßig ist je nach Anwendung ein mit dem Drehfeld oder auch ein mit dem Läufer rotierendes Koordinatensystem. Das Drehfeldkoordinatensystem wird i.A. mit den Achsen m , jl bezeichnet, das Läufer- oder Rotorkoordinatensystem mit den Achsen d , jq . Mithilfe einer Drehmatrix erfolgt die Umrechnung zwischen den Koordinatensystemen (siehe auch Abb. 2.5). Die Transformation vom eingeführten ständerfesten ins rotorfeste Koordinatensystem kann z.B. wie folgt formuliert werden:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

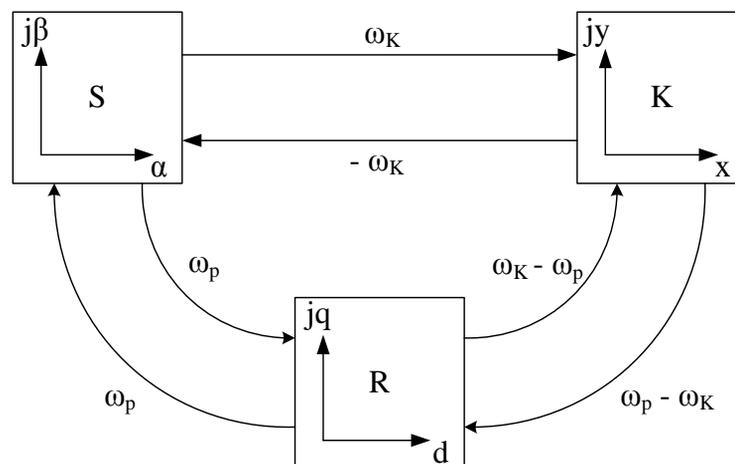


Abbildung 2.5.: Berechnung der Differenzkreisfrequenz zwischen Stator- (S), Rotor- (R) und einem allgemein rotierenden (K) Koordinatensystem nach [Jus93]

Eine derartige Koordinatentransformationsvorschrift kann bei der Umrechnung zwischen beliebigen rotierenden oder stehenden Koordinatensystemen genutzt werden. Der Drehwinkel ϑ zwischen je zwei Koordinatensystemen kann mit

$$\vartheta = \vartheta_0 + \int_0^t \omega dt \quad (2.4)$$

durch Integration der Differenzkreisfrequenzen, siehe Abbildung 2.5, bei Kenntnis des Anfangswinkels ϑ_0 berechnet werden, [Jus93].

2.2.2. Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Nachfolgend wird vorrangig auf die Modellierung von Asynchronmaschinen mit Kurzschlussläufer eingegangen. Grundlagen zur Asynchronmaschine sind umfassend in [MP05, MVP08, Sch07, Bro02] dargestellt. Bei Asynchronmaschinen unterscheidet man zwischen Schleifringläufer und Kurzschlussläufer. Schleifringläufer bieten mehr Eingriffsmöglichkeiten, [Rie06], aber Kurzschlussläufermaschinen sind robuster und weniger wartungsintensiv. Die Modellierung der Asynchronmaschine kann sehr umfassend erfolgen. So können z.B. magnetische Sättigung oder Eisenverluste modelliert werden [Jus93]. Weiterhin gibt es Verfahren zur Modellierung der Stromverdrängung im Läufer [BDGL11, BGL11b]. Um das Simulationsmodell nicht zu komplex zu gestalten, sollen diese Effekte hier nicht betrachtet werden.

Der Aufbau des Ständers unterscheidet sich grundsätzlich nicht von dem anderer Drehstrommaschinen. Bei Beschreibung der dreiphasigen Ständerwicklung mittels Raumzeiger ergibt sich im stehenden Koordinatensystem folgende komplexe Ständerspannungsgleichung, [Sch07]:

$$\underline{u}_1^S = R_1 \cdot \underline{i}_1^S + \frac{d\Psi_1^S}{dt} \quad (2.5)$$

Bei der Transformation der Gleichung in ein rotierendes System,

$$\underline{u}_1^S \cdot e^{-j\vartheta} = R_1 \cdot \underline{i}_1^S \cdot e^{-j\vartheta} + \frac{d}{dt} (\Psi_1^S \cdot e^{-j\vartheta}) \quad (2.6)$$

kommt durch die Differentiation des Flussraumzeigers aufgrund der Produktregel zu der zeitvarianten Amplitude ein Term für die zeitvariante Orientierung hinzu, [Sch01] und es ergibt sich die allgemeine Ständerspannungsgleichung für ein mit der Winkelgeschwindigkeit ω_k rotierendes Koordinatensystem:

$$\underline{u}_1^K = R_1 \cdot \underline{i}_1^K + \frac{d\Psi_1^K}{dt} + j\omega_k \Psi_1^K \quad (2.7)$$

Analog kann auch der Rotorspannungsraumzeiger formuliert werden, [Sch01]:

$$\underline{u}_2^K = R_2 \cdot \underline{i}_2^K + \frac{d\Psi_2^K}{dt} + j(\omega_k - \omega_p) \Psi_2^K \quad (2.8)$$

Damit kann ein Ersatzschaltbild gemäß Abb. 2.6 aufgestellt werden (vgl auch [Faß02]). Es ist als dynamisches Ersatzschaltbild im Gegensatz zu dem häufig in der Literatur verwendeten stationären Ersatzschaltbild erweitert, um die Rotation von Läufer und Koordinatensystem gemäß obiger Gleichungen zu berücksichtigen. Je nach eingesetzter Rotationskreisfrequenz ω_k des Koordinatensystems gilt das Ersatzschaltbild auch für das

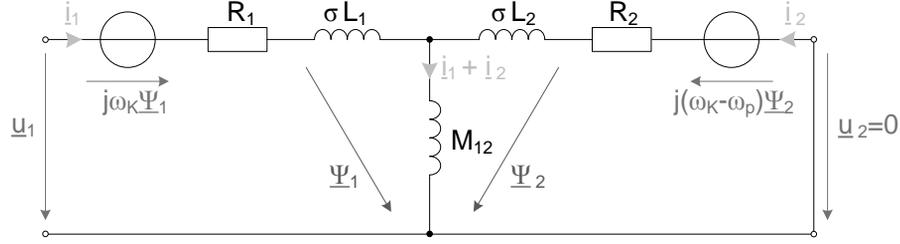


Abbildung 2.6.: Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer im allgemeinen, rotierenden Koordinatensystem

rotorfeste ($\omega_k = \omega_p$) oder auch das statorfeste Koordinatensystem ($\omega_k = 0$).

Zur besseren Übersicht werden die komplexen Gleichungen 2.7 und 2.8 für die Modellierung in Real- und Imaginärteil getrennt und es ergeben sich vier zu lösende Differentialgleichungen:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Psi_{1x}}{dt} &= u_{1x} - R_1 \cdot i_{1x} + \omega_k \cdot \Psi_{1y} \\
 \frac{d\Psi_{1y}}{dt} &= u_{1y} - R_1 \cdot i_{1y} - \omega_k \cdot \Psi_{1x} \\
 \frac{d\Psi_{2x}}{dt} &= -R_2 \cdot i_{2x} + (\omega_k - \omega_p) \cdot \Psi_{2y} \\
 \frac{d\Psi_{2y}}{dt} &= -R_2 \cdot i_{2y} - (\omega_k - \omega_p) \cdot \Psi_{2x}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Aus den Strömen und der Induktivitätsmatrix ergeben sich mit $L_1 = \sigma L_1 + M_{12}$ und $L_2 = \sigma L_2 + M_{12}$ sowie $M_{12} = M_{21}$ nach [Sch01] die Magnetflussverkettungen:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1x} \\ \Psi_{2x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{12} & L_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1x} \\ i_{2x} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1y} \\ \Psi_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{12} & L_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1y} \\ i_{2y} \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Durch Inversion der Induktivitätsmatrizen können die Ströme in Komponenten aus den Magnetflüssen berechnet werden.

$$\begin{bmatrix} i_{1x} \\ i_{2x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} & -\frac{M_{12}}{\sigma L_1 L_2} \\ -\frac{M_{12}}{\sigma L_1 L_2} & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{1x} \\ \Psi_{2x} \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

$$\begin{bmatrix} i_{1y} \\ i_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} & -\frac{M_{12}}{\sigma L_1 L_2} \\ -\frac{M_{12}}{\sigma L_1 L_2} & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{1y} \\ \Psi_{2y} \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

Das innere Drehmoment ergibt sich als Vektorprodukt aus Strom und Magnetfluss [Rie06]:

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{1x} \cdot i_{1y} - \Psi_{1y} \cdot i_{1x}) \tag{2.14}$$

$$= \frac{3}{2} \cdot p \cdot M_{12} \cdot (i_{2x} \cdot i_{1y} + i_{2y} \cdot i_{1x}) \tag{2.15}$$

Mit der mechanischen Differentialgleichung kann bei Kenntnis von Massenträgheit und Lastmoment die mechanische Winkelfrequenz berechnet werden.

$$\frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (m_i - m_w) \quad (2.16)$$

Mit den bereits für die numerische Berechnung vorbereiteten Gleichungen 2.9-2.16 ist ein Modell der Asynchronmaschine vollständig beschrieben. Das Gleichungssystem kann in ein Maschinenmodell gemäß Abb. 2.3, rechts eingefügt werden.

2.2.3. Permanenterregte Synchronmaschine

Der Ständer der Synchronmaschine (SM) ist prinzipiell identisch aufgebaut wie bei der ASM (spezielle Bauformen wie Ständer mit Zahnspulenwicklungen bei PMSM werden hier nicht berücksichtigt). Die Unterschiede beider Maschinen beschränken sich auf den Läufer. Statt des Kurzschlusskäfigs bei der ASM besitzt das sog. Polrad der Synchronmaschine magnetische Pole, die ein Gleichfeld erzeugen. Dieses wird durch eine mit Gleichstrom gespeiste Rotorwicklung (Fremderregung) oder durch Permanentmagnete (Selbsterregung) erzeugt. Je nach Konstruktion unterscheidet man Schenkelpollläufer (ausgeprägte Pole) bzw. PMSM mit vergrabenen Magneten und Vollpolläufer (keine ausgeprägten Pole) mit Oberflächenmagneten. Dieses Merkmal beeinflusst die Führung der Magnetflusslinie und die Luftspaltbreite in d- und q-Achse. Bei ausgeprägten Polen wird die Maschine magnetisch unsymmetrisch. Die magnetische Vorzugsrichtung ist die in Richtung der Pole aufgrund des geringeren magnetische Widerstands. Die sog. Längsinduktivität L_{1d} ist damit größer gegenüber der Querinduktivität L_{1q} in der Pollücke (q-Achse) [Rie06]. Für die nachfolgende Modellierung der Synchronmaschine gelten einige Annahmen und Festlegungen gemäß [Sch07]:

- lineare Magnetisierungskennlinie (keine Sättigung)
- Haupt- und Gegeninduktivität können in Längs- und Querrichtung verschieden sein
- speisende Drehspannung ist symmetrisch, starr und ohne Nullkomponente
- keine Berücksichtigung der Stromverdrängung und Eisenverluste
- idealer symmetrischer Aufbau der Statorwicklung

Weiterhin basiert die nachfolgende Modellierung auf [IK08], [Rie06] und [Jus93]. Wie bei der Asynchronmaschine erfolgt die Formulierung der Maschinenmodellgleichungen komponentenweise im rotierenden Koordinatensystem, wobei hier das Rotorkoordinatensystem gewählt wird. Durch den identischen Ständeraufbau können ausgehend von Gleichung 2.7 die Ständerspannungsgleichungen formuliert werden. Es ergeben sich die Differentialgleichungen für den Ständerfluss:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1d}}{dt} &= u_{1d} - R_1 \cdot i_{1d} + \omega_p \cdot \Psi_{1q} \\ \frac{d\Psi_{1q}}{dt} &= u_{1q} - R_1 \cdot i_{1q} - \omega_p \cdot \Psi_{1d} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Die Beziehungen zwischen Ständerfluss und Strom sind beschrieben durch:

$$\Psi_{1d} = L_{1d} \cdot i_{1d} + \Psi_p \quad (2.18)$$

$$\Psi_{1q} = L_{1q} \cdot i_{1q} \quad (2.19)$$

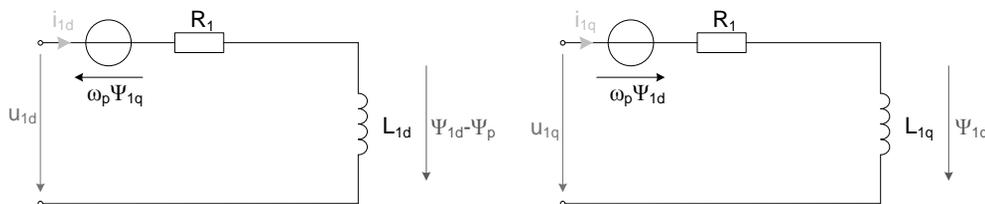


Abbildung 2.7.: Dynamisches Zwei-Komponenten-Ersatzschaltbild der PMSM im Rotor-Koordinatensystem nach [IK08]

und führen zu einem dynamischen elektrischen Ersatzschaltbild siehe Abb. 2.7, welches, wegen möglicher magnetischer Unsymmetrie, getrennt für die beiden Achsen des Rotorkoordinatensystems angegeben wird, [IK08]. Zu beachten ist die in den (d/q-)Achsen unterschiedliche Orientierung der Spannungsquellen durch Rotation, wie sie auch in Gleichung 2.17 erkennbar ist. Dasselbe gilt für Gleichung 2.9, wobei in Abb. 2.6 dies nicht sichtbar ist, weil hier ein für beide Achsen gemeinsames Ersatzschaltbild verwendet wird. Das innere Drehmoment kann wie bei der Asynchronmaschine aus dem Vektorprodukt von Magnetfluss- und Stromraumzeiger, hier im Rotorkoordinatensystem angegeben, berechnet werden.

$$\begin{aligned} m_i &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{1d} \cdot i_{1q} - \Psi_{1q} \cdot i_{1d}) \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_p \cdot i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) \cdot i_{1d} \cdot i_{1q}) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Es besteht aus zwei Anteilen: dem synchronen Drehmoment und dem Reluktanzanteil, der aus der magnetischen Unsymmetrie resultiert. D.h. im Falle des Vollpolläufers entfällt dieser Anteil.

Die mechanische Differentialgleichung ist identisch mit Gleichung 2.16. Die Gleichungen 2.16 - 2.20 beschreiben die PMSM vollständig und sind die zu implementierenden Gleichungen für ein Maschinenmodell nach Abb. 2.3, rechts.

2.2.4. Permanenterregte Synchronmaschine mit Kurzschlusskäfig

Synchronmaschinen werden bei bestimmten Anwendungen mit einem Kurzschluss- oder Dämpferkäfig versehen. Der Kurzschlusskäfig hat die Aufgabe, mechanische Pendelschwingungen bei plötzlicher Laständerung zu dämpfen und ein Drehmoment für den selbstständigen Anlauf zu erzeugen, [Jus93]. In der Literatur findet man vorrangig Modelle von elektrisch erregten Synchronmaschinen mit Dämpferkäfig, z.B.: [Sch07, Pfa91, Lai52, Mor71]. Ein Modell einer Synchronmaschine mit Dämpferkäfig und Permanenterregung wird aber z.B. in [Kle06] beschrieben. Da die PMSM mit Dämpferkäfig die Kombination aus ASM und PMSM darstellt, kann das Modell auch aus den Gleichungssätzen dieser beiden Maschinentypen abgeleitet werden. Weiterhin werden in [BST⁺11] und [FH11] ebenfalls entsprechende Motormodelle für PMSM mit Anlaufkäfig angegeben.

Für die nachfolgenden Betrachtungen zur PMSM mit Dämpferkäfig gelten wieder die Modellierungsbedingungen aus den Abschnitten 2.2.2 und 2.2.3, zusätzlich beschränkt sich die Betrachtung der gegenseitigen Dämpfung auf die der magnetischen Grundfelder, [Sch01]. Die Modellierung erfolgt wie bei der PMSM im rotorfesten Koordinatensystem. Zu den Statorspannungsgleichungen nach 2.17 werden die der Dämpferwicklung ergänzt

und es ergeben sich Differentialgleichungen analog Gleichungssatz 2.9, wenn für $\omega_k = \omega_p$ eingesetzt wird.

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1d}}{dt} &= u_{1d} - R_1 \cdot i_{1d} + \omega_p \cdot \Psi_{1q} \\ \frac{d\Psi_{1q}}{dt} &= u_{1q} - R_1 \cdot i_{1q} - \omega_p \cdot \Psi_{1d} \\ \frac{d\Psi_{2d}}{dt} &= -R_2 \cdot i_{2d} \\ \frac{d\Psi_{2q}}{dt} &= -R_2 \cdot i_{2q} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Die Gleichungen 2.10 und 2.11 können unter Ergänzung der Flussverkettung der Permanentmagnete in Gleichungen 2.10 und Anpassung des Koordinatensystems übernommen werden:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1d} \\ \Psi_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1d} & M_{12d} \\ M_{12d} & L_{2d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_p \\ \Psi_p \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1q} \\ \Psi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1q} & M_{12q} \\ M_{12q} & L_{2q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1q} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Es entsteht ein elektrisches Ersatzschaltbild (Abb. 2.8), welches die Eigenschaften der Ersatzschaltbilder von ASM und PMSM vereint. Es existiert die Trennung des Ersatzschaltbildes in d- und q-Achse zur Modellierung von Schenkelpollläufern und es ist die für ASM typische T-Ersatzschaltbildstruktur vorhanden. Für die Modellierung müssen die Gleichungen 2.22 und 2.23 umgeformt werden, so dass aus den Magnetflüssen die Ströme berechnet werden können.

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{1d}} & -\frac{M_{12d}}{\sigma L_{1d} L_{2d}} \\ -\frac{M_{12d}}{\sigma L_{1d} L_{2d}} & \frac{1}{\sigma L_{2d}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{1d} - \Psi_p \\ \Psi_{2d} - \Psi_p \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} i_{1q} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{1q}} & -\frac{M_{12q}}{\sigma L_{1q} L_{2q}} \\ -\frac{M_{12q}}{\sigma L_{1q} L_{2q}} & \frac{1}{\sigma L_{2q}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{1q} \\ \Psi_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Aus dem Vektorprodukt aus Ständerfluss und -strom berechnet sich das innere Drehmoment der Maschine.

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{1d} \cdot i_{1q} - \Psi_{1q} \cdot i_{1d}) \quad (2.26)$$

Mit den Gleichungen 2.24 und 2.25 kann das Drehmoment aus den Ständer- und Läufer-

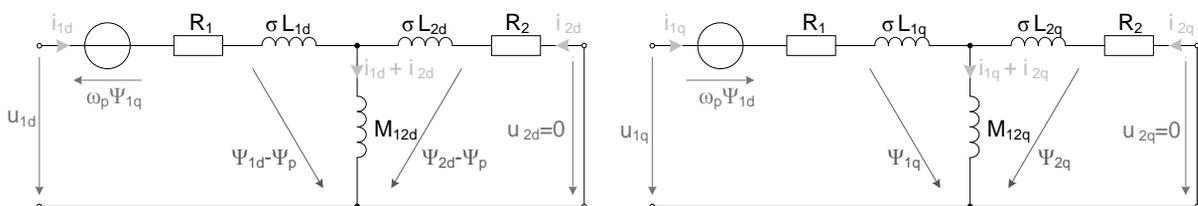


Abbildung 2.8.: Zwei-Komponenten-Ersatzschaltbild der PMSM mit Kurzschlusskäfig im Rotor-Koordinatensystem

strömen sowie der Permanentmagnetflussverkettung berechnet werden.

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_p \cdot i_{1q} + M_{12d} \cdot i_{2d} \cdot i_{1q} + M_{12q} \cdot i_{2q} \cdot i_{1d} + (L_{1d} - L_{1q}) \cdot i_{1d} \cdot i_{1q}) \quad (2.27)$$

Die Gleichung für das Drehmoment kann in zwei Anteile aufgeteilt werden. Die Separation des Drehmoments ermöglicht die getrennte Berechnung des synchronen und asynchronen Drehmoments. Das synchrone Drehmoment entsteht durch Ständerstrom und die Permanentmagnete sowie bei magnetischer Unsymmetrie zusätzlichem Reluktanzmoment. Das asynchrone Drehmoment entsteht wie bei der Asynchronmaschine durch die magnetische Verkopplung verursacht durch Ständer- und induzierten Läuferstrom.

$$m_{\text{syn}} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_p \cdot i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) \cdot i_{1d} \cdot i_{1q}) \quad (2.28)$$

$$m_{\text{asyn}} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (M_{12d} \cdot i_{2d} \cdot i_{1q} + M_{12q} \cdot i_{2q} \cdot i_{1d}) \quad (2.29)$$

Die Gleichungen 2.21 bis 2.27, sowie die mechanische Differentialgleichung 2.16 können in einem Signallaufplan gemäß Abb. 2.9 zusammengefasst werden. Dieser Gleichungssatz bzw. dessen Signallaufplan sind die Grundlage für ein im Rahmen dieser Arbeit entwickeltes universelles Maschinenmodell, welches nicht nur für eine PMSM mit Kurzschlusskäfig sondern bei entsprechender Parametrierung (Definition von Magnetflussverkettung Ψ_p bzw. Streukoeffizienten σ) auch für die Ursprungsmaschinen Asynchronmaschine ($\Psi_p=0$) bzw. permanenterregte Synchronmaschine ($\sigma = 1$) geeignet ist.

Dieses entwickelte universelle Maschinenmodell bildet die Basis für sämtliche im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Simulationen.

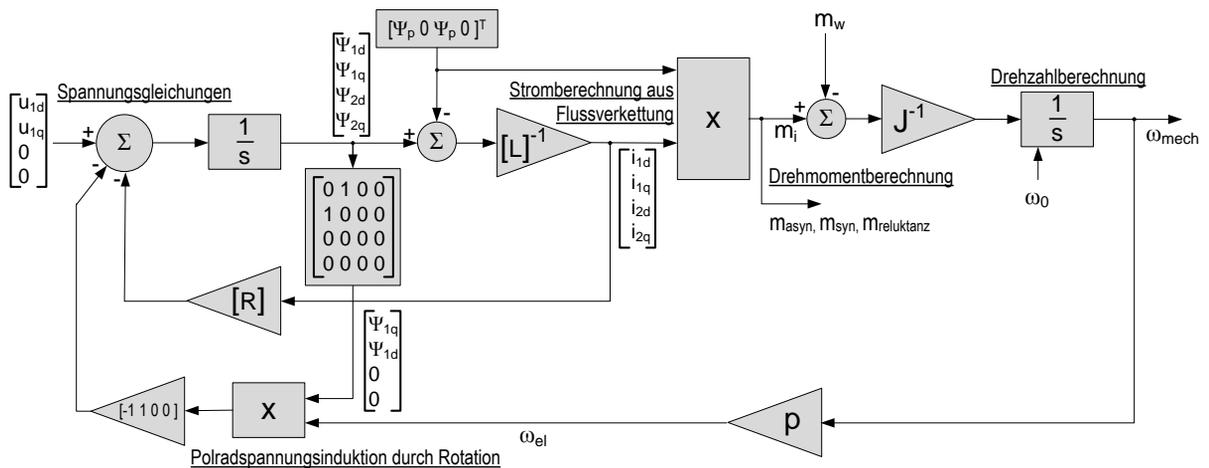


Abbildung 2.9.: Signallaufplan des Maschinenmodells der PMSM mit Kurzschlusskäfig

2.3. Stabilität von elektrischen Maschinen bei Betrieb am Drehstromnetz

Soll eine PMSM ohne Dämpferkäfig mit fester Frequenz und Spannung betrieben werden, so können unter bestimmten Umständen Betriebsprobleme auftreten, [Wes84]. In [Wes84]

wird diese Thematik aufgegriffen und mittels regelungstechnischer Stabilitätsuntersuchungen betrachtet. Bereits in [LK68] wird das Stabilitätsverhalten von SM mit Dämpferkäfig mittels Nyquist-Kriterium untersucht. Diese Untersuchungen fließen in die nachfolgenden Betrachtungen ein.

2.3.1. Stabilität von PMSM

Ausgehend von einer PMSM ohne magnetische Unsymmetrie ($L_{1d} = L_{1q}$) im Rotor kann das zuvor in Abschnitt 2.2.3 entwickelte Gleichungssystem (Gleichung 2.16 - 2.20) nach einigen Erweiterungen zur Linearisierung herangezogen werden. So wird die Spannung an den Klemmen gemäß [Wes84] formuliert als:

$$u_{1d} = -\hat{u} \sin \delta \quad (2.30)$$

$$u_{1q} = \hat{u} \sin \delta, \quad (2.31)$$

wobei δ den Polradwinkel bezeichnet und über

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_1 - \omega_p \quad (2.32)$$

berechnet wird, und im Gleichungssatz 2.17 eingesetzt. Anschließend wird das aufgestellte Gleichungssystem linearisiert. Dazu werden die Betriebsparameter g (Spannung, Strom, Winkelgeschwindigkeiten, Polradwinkel und Lastmoment) gemäß

$$g = g_0 + \Delta g \quad (2.33)$$

zerlegt in die Arbeitspunktgröße g_0 und eine kleine Abweichung Δg um diesen Arbeitspunkt [Wes84]. Die Linearisierung erfolgt unter Anwendung von Taylorreihenentwicklungen für die trigonometrischen Funktionen und Multiplikationen von Betriebsparametern mit Abbruch nach dem ersten Glied, [BS08]:

$$\sin(g_0 + \Delta g) \approx \sin g_0 + \cos g_0 \cdot \Delta g \quad (2.34)$$

$$(g_1 + \Delta g_1)(g_2 + \Delta g_2) \approx g_1 g_2 + g_1 \Delta g_2 + g_2 \Delta g_1 \quad (2.35)$$

Es ergibt sich das für den stationären Betrieb im Arbeitspunkt geltende Gleichungssystem (ohne Abweichungen Δg) wie folgt:

$$\begin{aligned} -\hat{u}_0 \cdot \sin \delta_0 &= R_1 \cdot i_{1d,0} - \omega_{p,0} \cdot L_1 \cdot i_{q,0} \\ \hat{u}_0 \cdot \cos \delta_0 &= R_1 \cdot i_{1q,0} - \omega_{p,0} \cdot L_1 \cdot i_{d,0} + \omega_{p,0} \cdot \Psi_p \\ m_{w,0} &= \frac{3}{2} p \cdot \Psi_p i_{1q,0} \\ 0 &= \omega_{1,0} - \omega_{p,0} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Zur Normierung und besseren Übersicht der nachfolgenden Ergebnisse werden in [Wes83] der Kurzschlussstrom i_K der widerstandslosen Maschine, die elektrische Zeitkonstanten T_{el} und die mechanische Zeitkonstante T_{mech} definiert:

$$i_K = \frac{\Psi_p}{L} \quad T_{el} = \frac{L}{R} \quad T_{mech} = \frac{2}{3} \frac{RJ}{p^2 \Psi_p^2} \quad (2.37)$$

Das komplette linearisierte Differentialgleichungssystem (mit Abweichungen Δg) kann unter systemtheoretischer Betrachtung in vektorieller Form als Zustandsgleichungssystem formuliert werden, [Unb02]:

$$\dot{z} = A \cdot z + B \cdot x \quad (2.38)$$

Die Abweichungen vom Arbeitspunkt werden vektoriell zusammengefasst als z – der Zustandsvektor mit den Betriebsgrößen, x – der Eingangsvektor mit den Steuergrößen.

$$z = \begin{bmatrix} \Delta i_{1d} & \Delta i_{1q} & \Delta \omega_p & \Delta \delta \end{bmatrix}^T \quad x = \begin{bmatrix} \Delta \hat{u} & \Delta \omega_1 & \Delta m_w \end{bmatrix}^T \quad (2.39)$$

Die Koeffizienten sind in Matrizen zusammengefasst. A bezeichnet die Systemmatrix und B die Steuermatrix.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{el}} & \omega_{p,0} & i_{q,0} & -\frac{\hat{u}_0}{L} \cos \delta_0 \\ -\omega_{p,0} & -\frac{1}{T_{el}} & -i_{d,0} - i_K & -\frac{\hat{u}_0}{L} \sin \delta_0 \\ 0 & \frac{1}{i_K T_{mech} T_{el}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{\sin \delta_0}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{\cos \delta_0}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Um die Stabilität eines linearen Systems zu bestimmen, kann das sog. charakteristische Polynom $P(\lambda)$ der konstanten nichtsingulären Matrix A untersucht werden, [Unb02]

$$P(\lambda) = \det(\lambda E - A), \quad (2.41)$$

wobei E die Einheitsmatrix und λ die Laplace-Variable darstellt. Es entsteht das charakteristische Polynom 4. Ordnung in der Form

$$P(\lambda) = a_4 \lambda^4 + a_3 \lambda^3 + a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0 \quad (2.42)$$

und es wird in [Wes84] festgestellt, dass die Koeffizienten in Gleichung 2.42 den drehmomentenbildenden Strom $i_{q,0}$ nicht mehr enthalten. Folglich hängt das Stabilitätsverhalten der Vollpolmaschine nicht vom Lastzustand ab [Wes84].

Nach Anwendung des Stabilitätskriteriums nach Hurwitz und Routh, [Unb02], auf Gleichung 2.42 ergeben sich nachfolgende Stabilitätskriterien:

$$\frac{i_{d,0}}{i_K} + \left(1 + \frac{i_{d,0}}{i_K}\right) (\omega_1 T_{el})^2 > 0 \quad (2.43)$$

$$1 + \frac{T_{el}}{T_{mech}} \left(\frac{1}{2} + \frac{i_{d,0}}{i_K}\right) > (\omega_1 T_{el})^2 \quad (2.44)$$

Diese beiden Stabilitätskriterien enthalten lediglich die arbeitspunktabhängigen Parameter $i_{d,0}/i_K$ bzw. $\omega_1 T_{el}$ und können grafisch in einer Ebene dargestellt werden, siehe Abbildung 2.10. Ein stabiler Betrieb ist damit nur im unteren Drehzahlbereich möglich (für $J \rightarrow \infty$: $\omega_1 < T_{el}^{-1}$). Außerdem sollte ein feldverstärkender Strom $i_{d,0} > 0$ vorherrschen, da dieser stabilisierend wirkt, [Wes84]. Die Grenzkurven für verschiedenen Massenträgheiten (bzw. Verhältnisse der Zeitkonstanten) sind im Diagramm Abb. 2.10 exemplarisch angegeben. Es ist erkennbar, dass mit steigender Massenträgheit (bzw. mechanischer Zeitkonstante) der stabile Drehzahlbereich sinkt. Grenzfall ist die unendliche Massenträgheit.

Dieser Fall kann als notwendiges Kriterium herangezogen werden, wenn keine Angaben über das Lastträgheitsmoment verfügbar sind [Wes84]. Damit kann für die erste Näherung bereits aus Kenntnis der elektrischen Zeitkonstanten und der Polpaarzahl für eine frequenzgespeiste PMSM die Stabilitätsgrenze angegeben werden.

$$\omega_1 T_{el} = \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{n_0}{\text{min}^{-1}} \cdot \frac{T_{el}}{\text{s}} < 1 \quad (2.45)$$

Grundsätzlich lässt sich aus den vorigen Untersuchungen ableiten, dass der frequenzgesteuerte Betrieb einer Vollpolsynchronmaschine ohne Dämpferkäfig nur bei sehr kleinen Maschinen bzw. nur bei niedriger Drehzahl (unterhalb der Nenndrehzahl) möglich ist [Wes84].

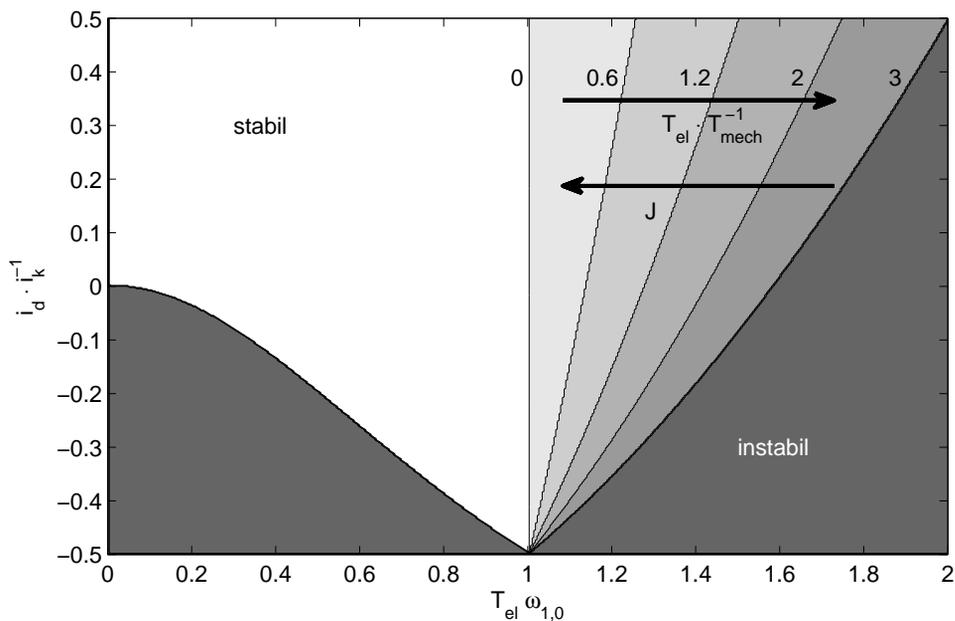


Abbildung 2.10.: Stabilitätsdiagramm, nach [Wes84]

2.3.2. Stabilität von PMSM mit Dämpferkäfig

Im nächsten Schritt wird die Stabilitätsuntersuchung auf eine PMSM mit Dämpferkäfig erweitert. Dafür kann gemäß obigen Ableitungen für die Stabilitätsuntersuchungen der PMSM aus den Gleichungen für die PMSM mit Kurzschlusskäfig (Gleichung 2.21-2.27) ein für einen stationären Arbeitspunkt (mit den Arbeitspunktgrößen g_0) linearisiertes Differentialgleichungssystem gemäß der Form der Zustandsgleichung 2.38 aufgestellt werden.

$$z = \left[\Delta i_{1d} \quad \Delta i_{2d} \quad \Delta i_{1q} \quad \Delta i_{2q} \quad \Delta \omega_p \quad \Delta \delta \right]^T \quad (2.46)$$

Die Systemmatrix des Gleichungssystem hat die Ordnung 6 durch die beiden zusätzlichen Zustandsgrößen des Rotorstroms in Gleichung 2.46:

$$A = \frac{1}{\sigma} \cdot \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \frac{M}{L_1} \frac{R_2}{L_2} & \omega_{p,0} & \frac{M}{L_1} \omega_{p,0} & i_{1q,0} + \frac{M}{L_1} i_{2q,0} & -\frac{\dot{u}_0}{L_1} \cos \delta_0 \\ -\frac{M}{L_2} \frac{R_1}{L_1} & \frac{R_2}{L_2} & \frac{M}{L_2} \omega_{p,0} & \frac{M^2}{L_2 L_1} \omega_{p,0} & \frac{M}{L_2} \left(i_{1q,0} + \frac{M}{L_1} i_{2q,0} \right) & -\frac{M}{L_2} \frac{\dot{u}_0}{L_1} \cos \delta_0 \\ -\omega_{p,0} & -\frac{M}{L_1} \omega_{p,0} & -\frac{R_1}{L_1} & \frac{M}{L_1} \frac{R_2}{L_2} & -\left(i_{1d,0} - \frac{M}{L_1} i_{2d,0} + i_K \right) & -\frac{\dot{u}_0}{L_1} \sin \delta_0 \\ -\frac{M}{L_2} \omega_{p,0} & -\frac{M^2}{L_1 L_2} \omega_{p,0} & -\frac{M}{L_2} \frac{R_1}{L_1} & \frac{R_2}{L_2} & -\frac{M}{L_2} \left(i_{1d,0} + \frac{M}{L_1} i_{2d,0} + i_K \right) & -\frac{M}{L_2} \frac{\dot{u}_0}{L_1} \sin \delta_0 \\ -\frac{3}{2} \frac{p^2 \sigma}{J} M i_{2q,0} & \frac{3}{2} \frac{p^2 \sigma}{J} M i_{1q,0} & \frac{3}{2} \frac{p^2 \sigma}{J} (M i_{2d,0} + \psi_p) & -\frac{3}{2} \frac{p^2 \sigma}{J} M i_{1d,0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sigma & 0 \end{bmatrix}$$

Zur Vereinfachung seien Ständer- und Läuferinduktivität (L_1 bzw. L_2) gleich und es wird die Beziehung zwischen Streukoeffizient σ und Kopplungsfaktor k genutzt. M bezeichnet die Kopplungsinduktivität:

$$L = L_1 = L_2 \quad \sigma = 1 - k^2 \quad M = L \cdot k \quad (2.48)$$

Weiterhin werden zur Normierung die Ersatzausdrücke gemäß Gleichung 2.37 eingeführt, wobei hier bei den elektrischen Zeitkonstanten zwischen Ständer und Läuferzeitkonstante (T_1 bzw. T_2) zu unterscheiden ist.

Betrachtet man einen Arbeitspunkt während des ausgeglichenen stationären Betriebs, ist der Dämpfer stromlos [LK68] und die Systemmatrix vereinfacht sich folgendermaßen:

$$i_{2d,0} = i_{2q,0} = 0 \quad (2.49)$$

$$A = \frac{1}{\sigma} \cdot \quad (2.50)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_1} & \frac{k}{T_2} & \omega_{p,0} & k \omega_{p,0} & i_{1q,0} & -\omega_{p,0} (i_{1d,0} + i_K) - \frac{i_{1q,0}}{T_1} \\ -\frac{k}{T_1} & \frac{1}{T_2} & k \omega_{p,0} & k^2 \omega_{p,0} & k i_{1q,0} & -k \left(\omega_{p,0} (i_{1d,0} + i_K) + \frac{i_{1q,0}}{T_1} \right) \\ -\omega_{p,0} & -k \omega_{p,0} & -\frac{1}{T_1} & \frac{k}{T_2} & -(i_{1d,0} + i_K) & -\omega_{p,0} i_{1q,0} + \frac{i_{1d,0}}{T_1} \\ -k \omega_{p,0} & -k^2 \omega_{p,0} & -\frac{k}{T_1} & \frac{1}{T_2} & -k (i_{1d,0} + i_K) & -k \omega_{p,0} i_{1q,0} + \frac{i_{1d,0}}{T_1} \\ 0 & \frac{k \sigma i_{1q,0}}{i_K^2 T_m T_1} & \frac{\sigma}{i_K T_m T_1} & -\frac{k \sigma i_{1d,0}}{i_K^2 T_m T_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sigma & 0 \end{bmatrix}$$

Mit dieser vereinfachten Systemmatrix kann gemäß Gleichung 2.41 die Determinante berechnet werden.

$$|sE - A| = \begin{vmatrix} s + k^2 s - \frac{1}{T_2} & k^2 s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -s + \frac{k^2 T_2 + T_1}{\sigma T_1 T_2} & \frac{k^2}{\sigma T_1} & 0 & \frac{k^2 \omega_{p,0}}{\sigma} & \frac{k i_{1q,0}}{\sigma} & -\frac{k}{\sigma} \left(\omega_{p,0} (i_{1d,0} + i_K) + \frac{i_{1q,0}}{T_1} \right) \\ 0 & 0 & s + k^2 s - \frac{1}{T_2} & k^2 s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k^2}{\sigma} \omega_{p,0} & -s + \frac{k^2 T_2 + T_1}{\sigma T_1 T_2} & \frac{k^2}{\sigma} \frac{1}{T_1} & \frac{k}{\sigma} (i_{1d,0} + i_K) & \frac{k}{\sigma} \frac{1}{T_1} (-i_{1d,0} + \omega_{p,0} T_1 i_{1q,0}) \\ \frac{k}{i_K^2} \frac{i_{1q,0}}{T_m T_1} & 0 & -\frac{k (i_{1d,0} + i_K)}{i_K^2 T_m T_1} & -\frac{k}{i_K T_m T_1} & s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & s \end{vmatrix} \quad (2.51)$$

Zur Untersuchung der Stabilität wird das charakteristische Polynom 6. Ordnung in der Form von Gleichung 2.42 aufgestellt und die Koeffizienten a_i betrachtet, welche auf Grund der starken Belegung der Matrix 6. Ordnung schwer fassbare Ausdrücke ergeben.

Im ersten Ansatz werden zur besseren Übersicht einige vereinfachende Annahmen getroffen. Die stationären Ständerströme seien gleich Null. Damit ergeben sich auswertbare Ausdrücke für die Koeffizienten a_i . Es können wie im Falle der PMSM ohne Dämpferkäfig Stabilitätskriterien aus der Bedingung positiver Koeffizienten a_i und anschließender Stabilitätsuntersuchung nach Hurwitz aufgestellt und untersucht werden. So werden unter anderem folgende Bedingungen ermittelt:

$$\begin{aligned} T_2 &> T_1 \\ T_2 &< \frac{1}{(2 + k^2) \omega_{p,0}^2 T_1} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Diese beiden Bedingungen für die Rotorzeitkonstante T_2 sind nur erfüllbar für Frequenzen die der folgenden Bedingung genügen:

$$\omega_{p,0} > \frac{1}{\sqrt{2 + k^2} T_1} \quad (2.53)$$

Damit kann es bei stromlosem Ständer zur Instabilität im unteren Drehzahlbereich kommen, wenn $\omega_{p,0} T_1 < \sqrt{2}$ ist. Diese Feststellung deckt sich mit den Ergebnissen in der Literatur, [LK68]. Hier wurde für eine fremderregte SM mit Dämpferkäfig ein linearisiertes Differentialgleichungssystem und eine entsprechende Systemmatrix erstellt. Nach weiteren Umformungen wird die Übertragungsfunktion aufgestellt und anschließend deren Stabilität untersucht. Dazu wird das Nyquist-Kriterium herangezogen. Es wird exemplarisch die Instabilität einer Synchronmaschine im unteren Drehzahlbereich bewiesen. Weiterhin werden generalisierte Stabilitätskriterien auf Grund von weiteren regelungstechnischen Betrachtungen ermittelt, [LK68]. Einen zusammenfassenden, qualitativen Überblick über die Einflussfaktoren für die Betriebsstabilität von PMSM mit Dämpferkäfig gibt Tabelle 2.2. Dabei orientiert sich die Tabelle an [LK68] mit Anpassung an die Gegebenheiten der

Permanenterregung.

Es lässt sich zusammenfassen, dass bei frequenzgesteuertem Betrieb einer PMSM ohne Dämpferkäfig bei größeren Drehzahlen (auch unterhalb und im Bereich der Nenndrehzahl) Instabilität auftreten kann. Unter Verwendung einer Dämpferwicklung, die zur Stabilisierung, insbesondere bei Lastsprüngen, beitragen soll, ist im Bereich höherer Drehzahlen, insbesondere im Nennbetrieb ein stabiler Betrieb gegeben. Im Bereich geringer Drehzahlen kann es dann aber zur Instabilität kommen. Unter Einhaltung bestimmter Auslegungskriterien [LK68] und einer entsprechenden Bestromung ist aber ein stabiler Betrieb über den gesamten Drehzahlbereich erreichbar.

Tabelle 2.2.: Einfluss verschiedener Maschinenparameter auf das Stabilitätsverhalten von SM mit Dämpferkäfig, [LK68]

Parameter	Stabilität	
	Erhöhung	Verringerung
Ψ_p		×
\hat{u}_1	×	
M_{1q}	×	
R_1		×
σL_1	×	
R_{2d}	×	
R_{2q}		×
J		×

2.4. Leistungselektronische Stellglieder für Drehstromantriebe

Antriebe werden i.d.R. nicht nur ein- bzw. ausgeschaltet und mit fester Frequenz betrieben, sondern es werden elektronische Stellglieder eingesetzt, um den Antrieb zu starten, drehzahlveränderbar zu betreiben oder stillzusetzen [Bro02]. Dabei wird bei Drehstromantrieben grundsätzlich in zwei Arten von Stromrichtern unterschieden: Umrichter und Drehstromsteller. Steller arbeiten nach dem Prinzip der Spannungsverstellung durch Phasenanschnitt (siehe Abschnitt 2.4.2) und bieten auf herkömmliche Art keine Möglichkeit der Frequenzvariation. Umrichter hingegen erzeugen, gespeist durch das vorhandene Drehspannungsnetz, ein neues frequenzvariables Drehspannungssystem und sind damit in der Lage sowohl dessen Frequenz als auch Spannungseffektivwert zu verändern.

2.4.1. Frequenzumrichter

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen zwei Arten von Umrichtern: Direktumrichter und indirekte Umrichter. Direktumrichter werden vorrangig im MW-Leistungsbereich verwendet. Eine Ausnahme bildet der selbstgeführte Matrixumrichter. Dieser ist für den unteren Leistungsbereich mit dem Ziel einer sinusförmigen Netzstromaufnahme konzipiert. Den größten Stellenwert im unteren Leistungsbereich haben sog. Zwischenkreisumrichter. Diese indirekten Umrichter arbeiten mit Energiespeichern im Zwischenkreis. Hier wird je nach Energiespeicher zwischen Spannungs- (Kapazitäten) und Stromzwischenkreis (Induktivitäten) unterschieden. Die Energie gelangt über einen Netzgleichrichter, welcher gesteuert oder ungesteuert ausgeführt sein kann, in den Zwischenkreis. Dieser entkoppelt das Drehspannungsnetz fester Frequenz vom frequenzvariablen lastseitigen Drehspannungssystem.

Steuerverfahren für den Wechselrichter

Auf den Zwischenkreis folgt der Wechselrichter, der typischerweise aus sechs Halbleiterschaltern besteht. Mit diesen lassen sich acht Schaltzustände – sechs verschiedene Kombinationen und zwei Zustände mit der Klemmenspannung Null realisieren (in der Raumzeigertheorie: sog. Nullspannungsraumzeiger). Die dreiphasigen Ständerwicklungen werden je nach Schaltzustand an die Plus- oder Minusschiene der Zwischenkreisspannung gelegt. Damit liegen für die sechs aktiven Schaltzustände immer zwei Wicklungen parallel und mit der jeweiligen dritten in Reihe. Die Schalter des Wechselrichters sind dabei so zu steuern, dass sich eine Verschiebung von 120° zwischen den Phasen der Maschine ergibt. Man unterscheidet verschiedene Arten der Steuerung zur Erzeugung des Drehspannungssystems [Bro02, Bud01].

- Blocksteuerung
- Pulsweitenmodulation (PWM)
- Hysteresestrommodulation (HSM)

Die einfachste Form der Drehspannungserzeugung ist die Blocksteuerung. Hier werden Spannungsblöcke an den Wicklungen erzeugt, deren Grundfrequenz der zu erzeugenden Drehfeldfrequenz entspricht. Aus der blockförmigen Strangspannung werden entsprechend der Induktivität der Maschine abschnittsweise steigende bzw. fallende Stromverläufe erzeugt, die zusammengesetzt sinusähnliche Ströme ergeben.

Die Raumzeigerdarstellung (siehe Abschnitt 2.2.1) ermöglicht die Darstellung der sechs elementaren Schaltzustände in sechs verschiedenen Raumzeigern. Diese können nacheinander geschaltet werden und erzeugen ein sechseckförmiges „Drehfeld“. Mit vergrößertem Steueraufwand kann das Drehfeld einem Kreisfeld angenähert werden (unter zusätzlicher Nutzung der Nullspannungsraumzeiger).

Um die notwendige Frequenz-Spannungs-Beziehung einzuhalten, muss für kleinere Frequenzen die Spannungszeitfläche reduziert werden. Da durch die feste Zwischenkreisspannung die Spannungsamplituden nicht verändert werden können, muss entsprechend die Breite der Spannungsblöcke (durch Einsatz von Nullspannungsraumzeigern) angepasst werden. Zur zusätzlichen Reduktion der Oberschwingungen wird i.d.R. das Verfahren der Pulsweitenmodulation (PWM) eingesetzt. Sinusförmige Maschinenströme kann man dabei

mit der sog. sinus-bewerteten PWM erzeugen. Damit ergibt sich ein weitgehend „rundes“ Drehfeld.

Weitere mögliche Verfahren neben der PWM sind die Hysteresestrommodulation, bei der direkt die Maschinenströme mittels Hysteresestromregler in einem gewissen Toleranzband um die sinusförmigen Sollströme gehalten werden, sowie die Raumzeigermodulation, bei der direkt die Raumzeigergrößen, ohne Umweg über die Strangspannungsgrößen, geregelt werden.

Drehmomentregelung

Soll zusätzlich zur Drehzahl auch das Drehmoment geregelt werden, so genügt die U/f-Kennliniensteuerung nicht. Es sind die Verfahren der Feldorientierten Regelung (FOR – [Sch07, Sch01, QD99]) oder der direkten Selbstregelung (DSR) notwendig, [Dep85, Baa88, Jän92]. Die FOR kann auf die Regelung der fremderregten Gleichstrommaschine zurückgeführt werden. Möglich ist dies durch Wahl eines geeigneten Koordinatensystems, welches sich zum Beispiel an der Läuferflussverkettung orientiert. Zentraler Gedanke ist die Ermittlung der Lage des Maschinenflusses. Dieser wird i.d.R. nicht direkt gemessen, sondern mittels Maschinenmodell ermittelt. Dabei wird unterschieden in die Modelle [Bro02]:

- Strommodell (Messung von Strom und Drehzahl)
- Spannungsmodell (ohne Drehzahlgeber, aber offene Integration der Spannung)
- Flussverkettungsmodell (ohne Drehzahlgeber)

Diese Verfahren bieten die Möglichkeit der unabhängigen dynamischen Regelung von Flussverkettung und Drehmoment einer Asynchronmaschine unter Nutzung der Koordinatentransformation sowie sensorlosen Betrieb bis hin zur Drehzahl Null.

Die direkte Selbstregelung bietet die Möglichkeit der Regelung von Ständerfluss und -strom direkt in Ständerkoordinaten. Die aufwändige Ermittlung des Lagewinkels und der Läuferflussverkettung wie bei der FOR entfällt. Grundsätzlich basiert das Verfahren auf der Führung des Flussraumzeigers in einem Toleranzband auf der ideellen kreisförmigen Drehfeld-Sollbahnkurve durch entsprechende Pulsung. Auch das Drehmoment wird mit einer sehr guten Dynamik in einem Toleranzband gehalten, [Jän92]. Zur Ermittlung der Ist-Werte wird ein adaptives Maschinenmodell genutzt und Drehmoment und Fluss sind hier separat über Zweipunktregler regelbar. Damit ergibt sich keine feste Schaltfrequenz. Es ist kein Stromregelkreis und keine PWM notwendig, [Baa88].

Frequenzumrichter sind für drehzahlvariable Antriebe die optimale Lösung, da sie eine Regelung der elektrischen und mechanischen Größen ermöglichen und geringe Netzrückwirkungen verursachen. Sie sind aber auch sowohl im Aufbau des Leistungs- und Steuerteils aufwendig und benötigen mehr Bauvolumen. Für Festfrequenzanwendungen sind FU als Anlaufgerät denkbar. Allerdings ist als reines Anlaufgerät i.d.R. der Aufwand zu groß, der Preis zu hoch und der Wirkungsgrad im Dauerbetrieb verhältnismäßig gering, wenn im Dauerbetrieb ein Betrieb ohne FU ausreichend wäre. Für diese Anwendung sind Drehstromsteller, die im Mittelpunkt dieser Arbeit stehen, die gebräuchliche Lösung. Im Folgenden erfolgt ein kurzer Überblick über Verfahren für Drehstromsteller für Drehstrommaschinen insbesondere im Hinblick auf den Sanftanlauf.

2.4.2. Drehstromsteller

Ein Drehstromsteller besteht aus drei einphasigen Wechselstromstellern mit jeweils antiparallelen Thyristoren (ESB siehe Abb. 2.11). Bei kleiner Leistung finden auch Triacs statt antiparalleler Thyristoren Verwendung. Vorrangig werden Drehstromsteller mit einer Phasenanschnittsteuerung betrieben, um den Spannungseffektivwert an der Last zu stellen. Die Steuerkennlinie ist dabei abhängig vom Lastphasenwinkel φ_{Last} . In Abbildung 2.11 ist die Kennlinie für die beiden Grenzfälle (rein ohmsche Last, $\varphi_{\text{Last}} = 0^\circ$ bzw. rein induktive Last, $\varphi_{\text{Last}} = 90^\circ$) dargestellt.

Drehstromsteller sind netzgeführt, d.h. die Thyristoren können zwar eingeschaltet (gezündet) werden, aber nicht abgeschaltet. Sie verlöschen selbstständig beim Spannungsnulldurchgang, wenn keine erneute Zündung erfolgt. Bei Drehstromlasten mit vorhandenem Neutralleiter können die drei Wechselstromsteller unabhängig voneinander gesteuert werden. Bei fehlendem Neutralleiter (gewöhnlicher Anschluss von Drehstrommaschinen) hingegen ist dies nicht möglich. Je nach Schaltzustand kommt es zu einer gegenseitigen Beeinflussung der Phasen. Es müssen damit mindestens zwei entsprechende Thyristoren (verschiedener Phasen) eingeschaltet werden, damit ein Stromfluss zustande kommt. Drehstromsteller werden bei Antriebsanwendungen vorrangig als Sanftanlaufgeräte für ASM (siehe nächster Abschnitt) oder zur Drehzahlstellung von ASM mit Widerstandsläufern verwendet, [Bud01].

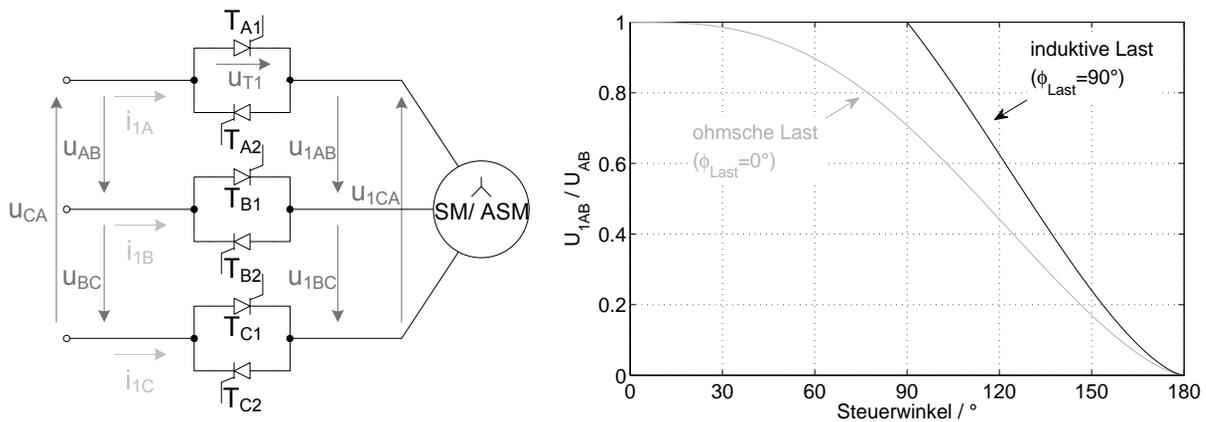


Abbildung 2.11.: links: Ersatzschaltbild eines Drehstromstellers mit angeschlossener Drehstrommaschine, rechts: Steuerkennlinien eines Wechselstrom-/Drehstromstellers für rein ohmsche Last bzw. rein induktive Last

Phasenanschnitt

Die Phasenanschnittsteuerung basiert auf dem Prinzip der Zündverzögerung der Ventile. Im einfachsten Fall erfolgt diese spannungsgesteuert. Ausgehend vom Spannungsnulldurchgang erfolgt eine um den sog. Steuerwinkel α verzögerte Zündung, wobei für eine sichere Zündung der Steuerwinkel stets größer sein muss als der u.U. unbekannte Lastwinkel φ_{Last} , [Cha07].

Erhält ein Thyristor einen Zündimpuls, während der antiparallele Thyristor wegen der Lastphasenverschiebung noch leitet, so kann er nicht zünden, da beim Drehstromsteller wegen der vorgegebenen Netzspannung immer nur einer der antiparallelen Thyristoren zur gleichen Zeit Strom führen kann. Zündimpulse während der Leitdauer des antiparallelen Thyristors bleiben wirkungslos.

Um den Steller im Bereich $\alpha < \varphi_{\text{Last}}$ betreiben zu können, werden die Thyristoren nicht nur mit einem kurzen Impuls sondern mit Langimpulsen oder Impulsketten angesteuert, [Cha07]. Damit ist das Einschalten der antiparalleler Thyristoren unabhängig vom Phasenwinkel der Last gesichert. Es wird aber in diesem Betriebsbereich nicht die Spannung gestellt, wie auch aus Abbildung 2.11, rechts hervorgeht.

Für Regelkreise stellt dieses Verhalten eine Totzone dar. Auch für den korrekten Betrieb einer Asynchronmaschine am Drehstromsteller ist der spannungsgesteuerte Phasenanschnitt aus diesem Grund nicht geeignet, wie aus Abbildung 2.12 hervorgeht. Denn während des Hochlaufs variiert der Phasenwinkel der Maschine und ist zudem vom Belastungszustand abhängig, siehe auch [Vas90].

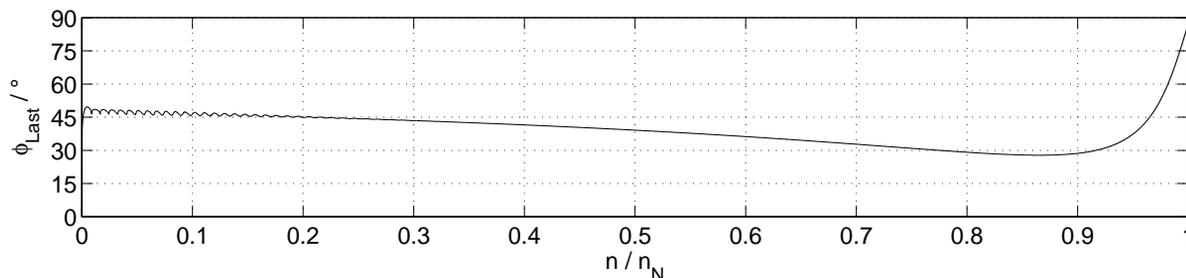


Abbildung 2.12.: Verlauf des Lastphasenwinkels (am Beispiel einer Phase) während des Direkthochlaufs einer ASM ohne Belastung (Simulation), siehe auch [Vas90]

Eine Alternative zur Zündung in Abhängigkeit vom Spannungsnulldurchgang (spannungsgesteuerte Zündung) ist die Zündverzögerung auf Basis des Stromnulldurchgangs (stromgesteuerte Zündung), [Cha07]. Man benutzt in diesem Fall als Steuergröße zum Zünden der Thyristoren statt des Steuerwinkels α , der auf die durch das Netz vorgegebene Phasenspannung bezogen wird, den „Aus- Winkel“ γ , welcher der stromlosen Pause zwischen den Leitphasen der beiden antiparallelen Thyristoren entspricht. Dabei entspricht eine Verringerung von γ einer vergrößerten Leitdauer und mithin einem größerem Stromeffektivwert verursacht durch eine indirekte Erhöhung des Spannungseffektivwerts. Bei der stromgesteuerten Zündung wird damit der Betriebsbereich $\alpha < \varphi_{\text{Last}}$ vermieden. Außerdem wird damit im gesamten Stellbereich des Steuerwinkels die Spannung gestellt. Allerdings bleibt natürlich die Lastabhängigkeit, bedingt durch die Stromflussdauer, erhalten. Das Prinzip des stromgesteuerten Phasenanschnitts bildet die Grundlage für das Verfahren zum Sanftanlauf von Asynchronmaschinen, welches im Folgenden kurz beschrieben ist.

Sanftanlauf von Asynchronmaschinen

Bei einer ASM bildet sich im Augenblick des Anlaufs eine Drehmomentenschwingung, deren Amplitude ein Vielfaches des Nennmoments der Maschine annehmen kann. Dem entsprechend wird die Mechanik des Antriebssystems großen Belastungen ausgesetzt, welche auch Schäden an Wellen und Lagern verursachen können. Außerdem fließt beim ASM-Hochlauf ein erhöhter Strom, der sog. Anlaufstrom, der ebenfalls einem Vielfachen des Nennstroms entspricht. Zur Begrenzung dieses Anlaufstroms und zum Schutz der Mechanik werden ASM häufig „sanft“ angelassen (als Sanftanlauf oder auch Sanftstart bezeichnet). Das einfachste Verfahren ist der sog. Stern-Dreieck-Anlauf. Dabei wird die Maschine in Sternschaltung hochgefahren und anschließend in Dreieck geschaltet. Erfolgt das Umschalten vor Abschluss des Hochlaufs, können allerdings im Umschaltaugenblick wiederum

große Ströme auftreten. Weitere Möglichkeiten sind die Verwendung von Anlassvorwiderständen (symmetrisch/ unsymmetrisch) oder eines Anlasstransformators [Bro02].

Weit verbreitet ist die Verwendung von Drehstromstellern mit entsprechendem Steuerteil zur Nutzung als Sanftanlaufgerät (auch als Sanftstarter oder Softstarter bezeichnet). Hier wird durch Phasenanschnitt die Statorspannung und damit das (Anlauf-)Drehmoment reduziert ($M \sim U^2$). Typische Anwendungsfälle sind Lüfter, Pumpen oder Förderbandantriebe.

Desweiteren können Sanftanlaufgeräte in bestimmten Fällen auch zur Drehzahlstellung genutzt werden, insbesondere im Fall von Lüfterantrieben, [Bud01, Bro02], wobei hier die erhöhten Verluste im Stellerbetrieb zu beachten sind. Häufig werden Sanftanlasser zur Drehzahlstellung deshalb nur in Verbindung mit Maschinen, die im Kurzzeit- oder Aussetzbetrieb arbeiten, verwendet.

Durch den Phasenanschnitt ergeben sich Oberschwingungen in der Klemmenspannung der Maschine und mithin nichtsinusförmige Ströme, wodurch Oberschwingungsverluste entstehen, die sich in Wärme äußern. Die Pulsung des Stroms verursacht auch ein Pendelmoment mit sechsfacher Netzfrequenz, [Bro02]. Außerdem ergeben sich durch den vergrößerten Schlupf erhöhte Verluste im Läufer (abhängig vom Lastmoment). Diese Verluste sind aber für kurze Zeitdauern, wie beim Anlauf oder Kurzzeitbetrieb, zulässig, weil hier die Reduktion des Drehmoments bzw. der Leistung im Vordergrund steht.

Sanftanlasser arbeiten mit einer einstellbaren Rampenfunktion für den Spannungseffektivwert unter Nutzung des stromgesteuerten Phasenanschnitts (siehe oben, Abschnitt: Phasenanschnitt). Außerdem besteht z.B. die Möglichkeit der Strombegrenzung, Leistungsbegrenzung oder Drehmomentberechnung. Ein weiterer interessanter Aspekt besteht darin, bei leerlaufenden Maschinen (oder auch unter Teillast) die Spannung abzusenken, um so den Blindstrom und mithin entstehende Verluste zu reduzieren. Diese Betriebsart wird auch als Energiesparbetrieb bezeichnet.

Eine Möglichkeit der Implementierung der Softstarter-Steuerung und weiterer aufgeführten Funktionen ist in [Run03] beschrieben.

Schwingungspaketsteuerung

Werden die Thyristoren periodisch für eine bestimmte Anzahl N_E voller Spannungsperioden eingeschaltet bzw. dann für N_A gesperrt, so bezeichnet man dieses Verfahren als Schwingungspaketsteuerung. Die Ventile wirken hier wie Ein-/ Ausschalter. Dieses Verfahren eignet sich zur Leistungsstellung von Lasten deren Zeitkonstante größer ist, als die Dauer $(N_E+N_A)/f_1$ des Lastspiels [RL91], wie es zum Beispiel für elektrische Heizgeräte der Fall ist.

Vorteilhaft im Gegensatz zum Phasenanschnitt ist in diesem Fall das Ausbleiben von Oberwellen durch das Schalten im Spannungsnulldurchgang. Stattdessen werden Subharmonische mit der Frequenz $f_1/(N_E+N_A)$ erzeugt.

Mit der Schwingungspaketsteuerung kann auch das mittlere Moment einer ASM gestellt werden, [RL91]:

$$\tilde{m} = \frac{N_E}{N_E + N_A} m_i \quad (2.54)$$

Dabei werden die Ein- /Ausschaltzeiten so gesteuert, dass die ASM mit dem erforderlichen Schlupf arbeitet. Die Verluste sind schlupfproportional und begrenzen die Belastbarkeit des Motors. Der Motor wird zwar mit sinusförmiger Spannung gespeist, es bildet sich aber ein pulsierendes Drehmoment aus, welches mechanische Schwingungen anregen kann.

Neben der zuvor beschriebenen Ganzwellensteuerung ist auch eine Halbwellensteuerung möglich. Hier ist es auch möglich halbe Spannungsperioden auf die Last zu schalten, was zu mehr Flexibilität für die MittelwertEinstellung führt. Es ist aber zu beachten, dass die Anzahl der positiven und negativen Halbwellen ausgeglichen ist, damit kein Gleichstromanteil erzeugt wird.

Slow Speed Mode

Das zuvor beschriebene Prinzip der Schwingungspaketsteuerung mittels Halbwellen ist die Basis für ein in [GGR03] und [Run03] beschriebenes Verfahren zum gezielten Betrieb einer ASM unterhalb der Nenndrehzahl durch die Erzeugung von Subharmonischen. Dafür sind gestufte Synchrondrehzahlen des Ständerdrehfeldes zwischen $1/17 n_0$ und $1/3 n_0$ (wobei n_0 der Synchrondrehzahl bei herkömmlicher Speisung ohne die Erzeugung Subharmonischer entspricht) vorgesehen. Eine typische Anwendung für den Slow-Speed-Mode (auch Creeping genannt) ist die kurzzeitige Leistungsreduzierung einer ASM im Leerlauf.

Das Verfahren des Slow Speed Mode basiert auf dem Prinzip der spannungsgesteuerten Zündung. Bei diesem Steuerverfahren wird der Drehstromsteller ausschließlich mit Steuerwinkeln $\alpha \geq 120^\circ$ betrieben (Langimpulse oder Impulsketten sind deshalb nicht notwendig.), um die Amplitude der Ausgangsströme zu begrenzen. Die Zündimpulse werden im Intervall zwischen 120° und 150° nach dem Nulldurchgang der jeweiligen verketteten Spannung gesetzt. Innerhalb dieses „Zündfensters“ kann das Drehmoment gestellt werden, wobei das maximal einstellbare Drehmoment damit natürlich bei $\alpha = 120^\circ$ erreicht wird.

Jeweils genau zwei Thyristoren können einen Strom führen. Durch gezieltes Auslassen von Halbschwingungen können ähnlich der Schwingungspaketsteuerung subharmonische Ströme erzeugt werden. Abb. 2.13 zeigt das Prinzip des Slow Speed Mode am Beispiel der

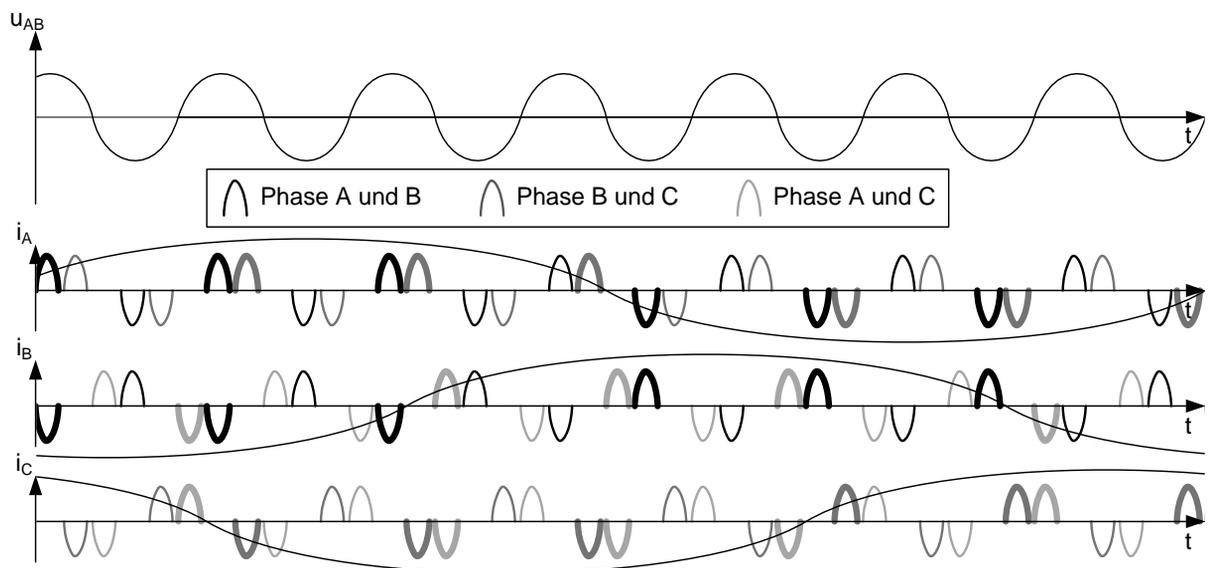


Abbildung 2.13.: Schematische Darstellung der Ströme für die Ordnung der Subharmonischen $n_{\text{sub}} = 7$ (Zur besseren Übersicht ist entgegen der Beschränkung auf Steuerwinkel $\alpha \geq 120^\circ$ für die Darstellung hier ein Steuerwinkel von $\alpha = 60^\circ$ gewählt worden.)

Erzeugung von Subharmonischen der Ordnung $n_{\text{sub}} = 7$. Die Kombinationen der potentiellen Zündungen (Phase A und B, B und C bzw. A und C) sind gleichfarbig markiert. Stimmt die Polarität der potentiellen Ströme jeweils paarweise mit den zugehörigen zu erzeugenden Subharmonischen überein, so erfolgt die Zündauswahl (durch Markierung in fett hervorgehoben).

Auf diese Weise lässt sich auf Basis der erzeugbaren Subharmonischen ein niederfrequentes Drehfeld bestimmter Frequenz (zwischen $1/17 n_0$ und $1/3 n_0$) erzeugen.

Drehstromsteller für PMSM

Sämtliche zuvor genannten Verfahren für den Betrieb eines Drehstromstellers stehen im Zusammenhang mit dem Betrieb bzw. insbesondere mit dem Anlauf von Asynchronmaschinen (mit Kurzschlussläufer). Zukünftig strengere Energieeffizienzaufgaben (siehe Abschnitt 2.1) werden dazu führen, dass zunehmend PMSM für Festdrehzahlanwendungen eingesetzt werden, wo heute ASM vorherrschend sind, [Pon11].

PMSM können aber nicht selbst anlaufen, sondern benötigen Anlaufhilfen, um aus dem Stillstand auf Synchrondrehzahl zu beschleunigen. Deshalb ist es sinnvoll, geeignete Steuerungsverfahren für Drehstromsteller als Anlaufgerät für PMSM zu entwickeln. Dieses Thema ist zugleich Schwerpunkt dieser Arbeit. Im nachfolgenden Kapitel werden hierfür verschiedene Steuerungsverfahren hergeleitet und entsprechende Steuerkonzepte für DSS vorgeschlagen.

Kapitel 3.

Steuerverfahren und Optimierung

Zentrales Ziel der Arbeit ist die Entwicklung eines Verfahrens zum Anlauf einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) unter Nutzung eines Drehstromstellers. Bereits in [Ben08] bzw. [Pat10] wurde ein Ansatz zur Lösung dieser Problematik unter Nutzung des für Asynchronmaschinen konzipierten Slow-Speed-Mode, basierend auf einer speziellen Schwingungspaketsteuerung (siehe Abschnitt 2.4.2), aufgezeigt. Hier werden gezielt gegenüber der Netzfrequenz subharmonische Ströme erzeugt. Damit können verschiedene Drehfelddrehzahlen generiert und diese stufenweise erhöht werden, um den Rotor auf Nenndrehzahl zu beschleunigen. Bei diesem Verfahren existiert keinerlei Rückkopplung der Rotorlage. Es handelt sich damit um eine frequenzgesteuerte Betriebsart. Im Abschnitt 2.3 wurde allerdings festgestellt, dass der frequenzgesteuerte Betrieb einer PMSM in bestimmten Drehzahlbereichen problematisch ist.

Tatsächlich treten bei Nutzung des Slow-Speed-Modus für Synchronmaschinen [Pat10] starke Pendelmomente auf, welche den Hochlauf behindern und im Falle größerer Massenträgheit bzw. vorhandenem Lastmoment sogar verhindern können [Ben08]. Es ist deshalb ein Verfahren notwendig, welches auftretende Pendelmomente mit negativem Drehmomentanteil vermeidet und vorzugsweise die Belastung der zu startenden Maschine berücksichtigt.

3.1. Konzept

Um eine Synchronmaschine aus dem Stillstand heraus bis auf Nenndrehzahl zu beschleunigen, ist ein zumindest im Mittel positives Drehmoment notwendig, welches größer als das Belastungsmoment ist. Es besteht damit der Anspruch, den Ständer der Synchronmaschine so zu bestromen, dass ausschließlich positives Drehmoment entsteht.

Ausgangspunkt sei eine PMSM mit Vollpolläufer. Wegen fehlender Reluktanz kann das von der Maschine abgegebene Drehmoment gemäß Gleichung 2.20 mit den Koordinatentransformationsgleichungen 2.2 und 2.3 in Abhängigkeit der Ständerströme und des Polradwinkels ϑ_p , welcher den Differenzwinkel zwischen Ständer- und Polradspannungszeiger darstellt, berechnet werden:

$$\begin{aligned} m_i &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_p \cdot i_{1q} \\ i_{1q} &= -\sin \vartheta_p \cdot i_{1a} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \vartheta_p (i_{1b} - i_{1c}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Danach ist ersichtlich, dass nicht für jeden beliebigen Polradwinkel bei durch die Spannungsverhältnisse vorgegebener Polarität des Stromes positives Drehmoment erzeugt werden kann. Viel mehr ist in Abhängigkeit des Polradwinkels eine Definition von Zeitbereichen der Bestromung zur Erzeugung von positivem Drehmoment bzw. Nichtbestromung zur Verhinderung negativen Drehmoments erforderlich, denn bei stehendem oder im Vergleich zum Ständerfeld langsamer rotierendem Läufer durchläuft der Winkel ϑ_p den kompletten Wertebereich von 0 bis 2π .

Es ist also zur Erzeugung von positivem (beschleunigendem) Drehmoment notwendig, die Rotorlage sowie die Ständerströme zu kennen bzw. letztere so einzustellen, dass sich der gewünschte Drehmomentverlauf ergibt. Zur Erzeugung der gewünschten Stromverläufe muss eine entsprechende Spannung an die Ständerwicklungen der SM angelegt werden. Unter Verwendung des Drehstromstellers gilt die Bindung an Netzfrequenz und -phasenlage. Es können also, entgegen dem Prinzip z.B. eines Frequenzumrichters mit Raumzeigermodulation, nicht beliebige Raumzeiger mit entsprechender Steuerung der Leistungshalbleiter erzeugt werden. Stattdessen können abhängig von der Netzspannung genau fünf verschiedene Raumzeiger \underline{u}_1 erzeugt werden:

- drei stromführende Phasen: $\underline{u}_1 = \underline{u}_{abc}$
- zwei stromführende Phasen: $\underline{u}_1 = \underline{u}_{ab}/\underline{u}_{bc}/\underline{u}_{ca}$
- kein Stromfluss: $\underline{u}_1 = \underline{u}_p$

Weiterhin ist zu beachten, dass wegen der Verwendung von Thyristoren im Steller keine Möglichkeit der gezielten Abschaltung derselben besteht. Die obigen Raumzeiger bleiben nach ihrer jeweiligen Initiierung zunächst unbeeinflussbar bestehen (bis zum Verlöschen mind. eines Thyristors). Damit sind die Eingriffsmöglichkeit aus regelungstechnischer Sicht z.B. im Gegensatz zur Raumzeigermodulation bei FU stark eingeschränkt.

In Abb. 3.1 (oben) sind die möglichen Zeiger der Ständerspannung exemplarisch in einem

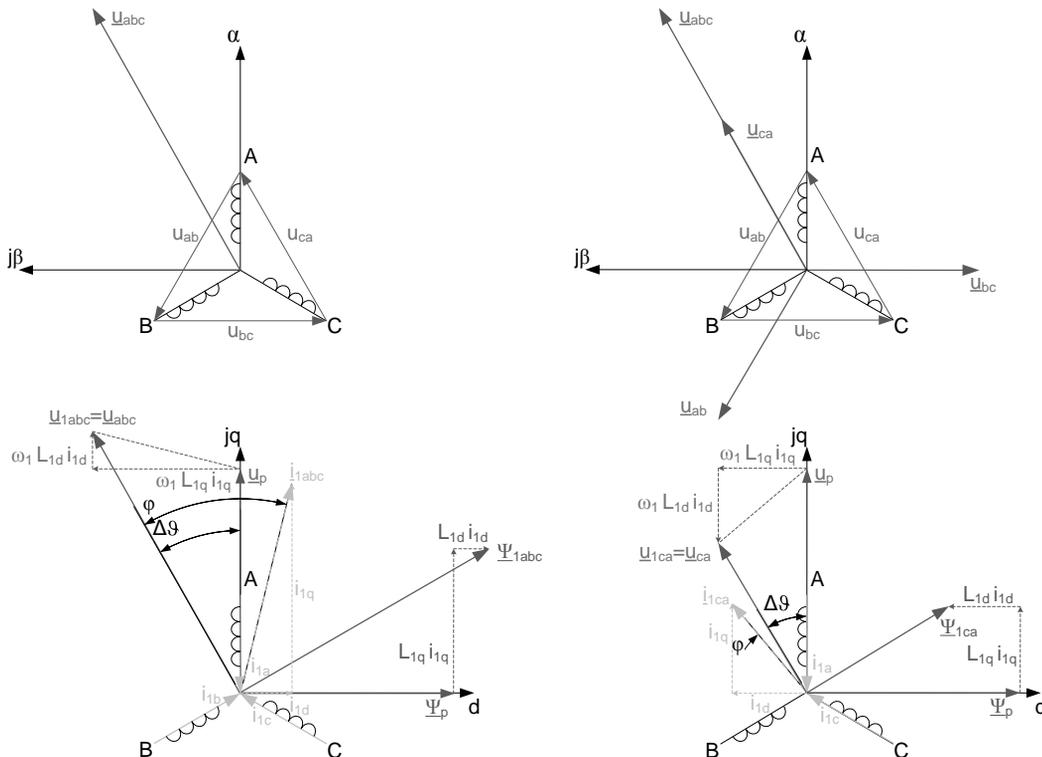


Abbildung 3.1.: Zeigerbilder der PMSM, Vernachlässigung des Ständerwiderstands, links: dreiphasige Speisung, rechts: zweiphasige Speisung

ständerfesten Koordinatensystem eingezeichnet. Der Zeiger \underline{u}_{abc} ist ein umlaufender Zeiger, während die anderen drei Zeiger (für zweiphasigen Betrieb), z.B. der Zeiger \underline{u}_{ca} in Abb. 3.1 (rechts), ortsfest sind. Abhängig von der Lage des Ständerspannungszeigers zur Polradspannung ergibt sich ein entsprechender Stromfluss. In Abb. 3.1 (unten) sind für zwei Fälle unter Vernachlässigung des Ständerwiderstands die entsprechenden Verhältnisse, hier im rotorfesten (dq-) Koordinatensystem dargestellt, eingezeichnet. In beiden Fällen eilt die Ständerspannung für motorischen Betrieb der Polradspannung um den Polradwinkel $\Delta\vartheta$ voraus (und i_q ist positiv). Für dreiphasige Speisung ergibt sich im links dargestellten Fall ein der Ständerspannung um den Phasenwinkel φ nacheilender Stromzeiger für untererregten Betrieb. In der Abbildung 3.1 (unten rechts) ist ein Beispiel für zweiphasige Speisung mit u_{ca} dargestellt. Hier liegt übererregter Betrieb mit voreilendem Stromzeiger und wegen des kleineren Polradwinkels ein betragsmäßig kleinerer Strom vor.

Bei Kenntnis von Rotor- und Netzspannungsphasenlage ist es nun denkbar, die Spannungsraumzeiger und mithin die Zündkombinationen so auszuwählen, dass ein positiver Strom i_{1q} bzw. positives Drehmoment entsteht. Dabei ist zu beachten, dass mittels Drehstromsteller, wegen der Verwendung von Thyristortechnik nur ein-, aber nicht abgeschaltet werden kann. Unter Beachtung dieser Bedingungen kann eine intelligente Steuerung entworfen werden, die diese Auswahl günstiger Zündkombinationen realisiert.

Der Betrieb des Drehstromstellers lässt sich dabei in drei Phasen unterteilen – Anlauf, Synchronisation und Synchronbetrieb, siehe auch Abb. 3.2. Der Maschinenhochlauf – die ersten beiden Phasen Anlauf und Synchronisation – ist der zentrale Kern der vorliegenden Arbeit. Die dritte Phase betrifft die Überbrückung des Stellers im Synchronbetrieb zur Minimierung der Verlustleistung. Die wichtigsten Aspekte und Anforderungen der Phasen Anlauf und Synchronisation werden nachfolgend aufgeführt.

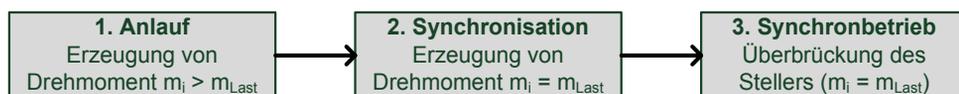


Abbildung 3.2.: Betriebsphasen des Drehstromstellers als Anlaufgerät für PMSM

3.1.1. Anforderungen beim Anlauf

Der Anlauf ist gekennzeichnet durch eine stark von der Netzfrequenz abweichende Rotordrehzahl. Die Änderungsgeschwindigkeit des Differenzwinkels der Spannungen $\Delta\vartheta$ ist im Stillstand maximal. Ziel des Hochlaufs ist die Erzeugung von im Mittel positivem Drehmoment, welches größer ist als das Lastmoment, um eine Erhöhung der Drehzahl zu erzielen.

Dabei muss weiterhin berücksichtigt werden, dass im Sinne eines Sanftanlaufs bestimmte Grenzwerte für Strom und Drehmoment eingehalten werden. Maximales Drehmoment dient dem Schutz der Mechanik und maximaler Strom dem Schutz der elektrischen Komponenten sowie dem Beitrag zur Energieeffizienz. Weiterhin wird auch die Definition von minimalem Drehmoment, bzw. maximal negativem Drehmoment benötigt, falls im Zeitverlauf negatives Drehmoment auftritt bei gleichzeitig positivem Mittelwert, weil sich dieses für den Hochlauf ungünstig auswirkt.

Weiterhin werden für den Betrieb verschiedene Lastkonfigurationen betrachtet. Typische

Anwendungsfälle für Sanftanlaufgeräte in Verbindung mit Asynchronmaschinen wurden eingangs aufgeführt und finden nachfolgend Berücksichtigung. Die typischen Lastkennlinien können als drehzahlabhängige Belastungskennlinien $m(n)$, siehe Abb. 3.3, abgebildet werden. Für Konstantlast stellt sich bei jeder positiven Drehzahl das definierte

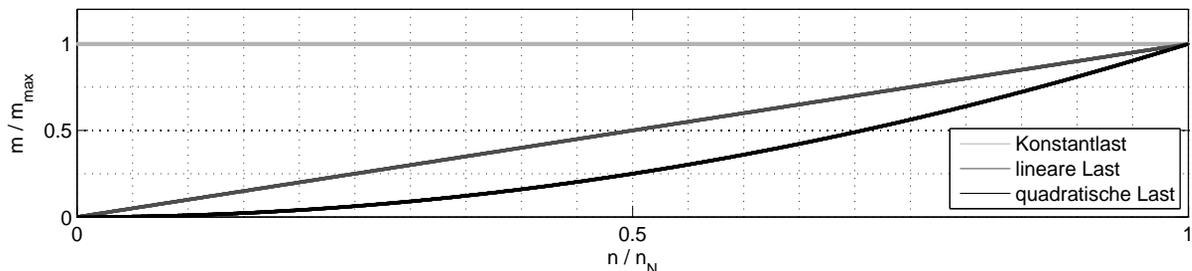


Abbildung 3.3.: Charakteristische drehzahlabhängige Lastkennlinien

maximale Drehmoment ein, während für lineare und quadratische Last dieses jeweils bei Nenndrehzahl erreicht wird und zwischen Drehzahl Null und Nenndrehzahl die entsprechenden Zeitfunktionen gelten. Beispiele für die jeweiligen Kennlinien sind [Bro02]:

- Konstantlast: Hebezeuge, Förderbänder
- lineare Last: Kalander
- quadratische Last: Lüfter, Pumpen

Insbesondere quadratische Lastkennlinien sind typische Anwendungen für sanftanlaufende ASM und damit alternativ auch für den Anlauf der SM mit Drehstromsteller interessant. Die beiden anderen Kennlinien sind sogar strengere Belastungsszenarien und finden deshalb auch im Rahmen dieser Arbeit Anwendung.

3.1.2. Synchronisation zur Netzfrequenz

Nach erfolgtem Hochlauf der Synchronmaschine am Drehstromsteller ist es notwendig, sie an das Drehstromnetz zu synchronisieren. Gleichzeitig muss auch die Anpassung an die Last in Form des erforderlichen Lastwinkels erfolgen, um unnötige Pendelungen und Ausgleichsvorgänge mit großen Stromamplituden zu vermeiden. Die Amplitude der Spannungen kann und muss nicht angeglichen werden, weil davon auszugehen ist, dass die jeweilige PMSM für die Netzspannung ausgelegt ist.

Es ist also ein Verfahren notwendig, welches je nach Belastungszustand die Regelung der Drehzahl auf Synchrondrehzahl sowie die Regelung der Polradlage auf den lastabhängigen Polradwinkel realisiert (siehe Abschnitt 3.6).

Schließlich erfolgt nach dieser Synchronisationsregelung die Überbrückung des Drehstromstellers, um die Stromwärmeverluste zu minimieren. Hierfür kann ein dreiphasiges Schütz dienen.

3.2. Berechnung der transienten Maschinengleichungen

Es soll das erzielbare Drehmoment bei Zündung einer beliebigen Phasenkombination zu jedem beliebigen Zeitpunkt berechnet werden. Mithin ist nach Gleichung 3.1 die Berechnung der Ständerströme notwendig. Ausgangspunkt für die Berechnung sind die in Abschnitt 2.2.3 beschriebenen Maschinengleichungen einer PMSM. Die Betrachtung der Ströme erfolgt in diesem Fall im Dreiphasensystem, um später direkt Zündkriterien für die einzelnen Phasen definieren zu können. Als Orientierung für nachfolgenden Herleitungen dient das in [Pfa91] hergeleitete dreiphasige Gleichungssystem einer elektrisch erregten Synchronmaschine. Die dort durchgeführten Umformungen werden an eine PMSM angepasst.

Es lassen sich analog zur Modellierung im Rotorkoordinatensystem unter Vernachlässigung von Oberwellenerscheinungen, Wirbelströmen, Hysterese und Sättigung (vgl. Gleichung 2.17) Spannungsgleichungen folgender Form aufstellen:

$$u_1 = R_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \quad (3.2)$$

und unter der Annahme fehlender Reluktanz umformen in Ausdrücke der Form:

$$u_1 - u_p = R_1 i_1 + L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (3.3)$$

Diese Umformungen sind nachfolgend aufgeführt. Sie führen zu einem Differentialgleichungssystem zur Berechnung der drei Ständerströme.

3.2.1. Differentialgleichungssystem der PMSM

Ausgehend von einer in Sternschaltung verschalteten Maschine gelten die Strangspannungsgleichungen für den Ständer:

$$\begin{aligned} u_{1a} &= R_{1a} i_{1a} + \frac{d\Psi_{1a}}{dt} \\ u_{1b} &= R_{1b} i_{1b} + \frac{d\Psi_{1b}}{dt} \\ u_{1c} &= R_{1c} i_{1c} + \frac{d\Psi_{1c}}{dt} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Die Flussverkettungen werden aus den Strömen i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} , i_{2f} und definierten Induktivitätsmatrizen (l_1 , l_2) gewonnen:

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= \begin{pmatrix} \Psi_{1a} \\ \Psi_{1b} \\ \Psi_{1c} \end{pmatrix} = l_1 \cdot \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2f} \end{pmatrix} \\ \Psi_2 &= \Psi_p = l_2 \cdot \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2f} \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (3.5)$$

wobei i_{2f} einen fiktiven Erregerstrom darstellt, um formal mit den definierten Induktivitätsmatrizen rechnen zu können. In den Induktivitätsmatrizen befinden sich dann ebenfalls fiktive Induktivitäten des Läufers, um formal die Verkopplung von Ständer- und Läuferfeld über Ströme ausdrücken zu können. Die Induktivitätsmatrizen enthalten die Ausdrücke für Selbstinduktivitäten des Ständers (l_{1a} , l_{1b} , l_{1c}) und die fiktive Selbstinduktivität des Läufers (l_{2f}), sowie die Gegeninduktivitäten des Ständers ($m_{1ab/1ba}$, $m_{1bc/1cb}$, $m_{1ca/1ac}$) und die fiktiven Gegeninduktivitäten des Läufers ($m_{12af/21fa}$, $m_{12bf/21fb}$, $m_{12cf/21fc}$):

$$\underline{l}_1 = \begin{pmatrix} l_{1a} & m_{1ab} & m_{1ac} & m_{12af} \\ m_{1ba} & l_{1b} & m_{1bc} & m_{12bf} \\ m_{1ca} & m_{1cb} & l_{1c} & m_{12cf} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\underline{l}_2 = \begin{pmatrix} m_{21fa} & m_{21fb} & m_{21fc} & l_{2f} \end{pmatrix}$$

Die Selbstinduktivitäten des Ständers variieren sinusförmig in Abhängigkeit der Rotorlage mit einer Periode von 180° elektrisch, erreichen ihr Maximum wenn d-Achse sowie die jeweilige Wicklungsachse zusammenfallen und können nach [Pfa91] folgendermaßen formuliert werden:

$$\begin{aligned} l_{1a} &= l_I + l_{II} \cos(2\vartheta_p) \\ l_{1b} &= l_I + l_{II} \cos\left(2\vartheta_p + \frac{2}{3}\pi\right) \\ l_{1c} &= l_I + l_{II} \cos\left(2\vartheta_p - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Für die Gegeninduktivitäten ergeben sich nach [Pfa91] ähnliche rotorlageabhängige Ausdrücke:

$$\begin{aligned} m_{1ab/1ba} &= -\left(m_I + l_{II} \cos\left(2\vartheta_p + \frac{1}{3}\pi\right)\right) \\ m_{1bc/1cb} &= -\left(m_I + l_{II} \cos\left(2\vartheta_p - \pi\right)\right) \\ m_{1ca/1ac} &= -\left(m_I + l_{II} \cos\left(2\vartheta_p - \frac{1}{3}\pi\right)\right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Die Gegeninduktivitäten zwischen Ständer und Läufer werden formal wie in [Pfa91] für die fremderregte Synchronmaschine definiert und drücken die Verkopplung von Ständer und Läuferfeld aus. Sie variieren sinusförmig mit der Periode von 360° elektrisch:

$$\begin{aligned} m_{12af/21fa} &= \frac{\Psi_p}{i_{2f}} \cos \vartheta_p \\ m_{12bf/21fb} &= \frac{\Psi_p}{i_{2f}} \cos\left(\vartheta_p - \frac{2}{3}\pi\right) \\ m_{12cf/21fc} &= \frac{\Psi_p}{i_{2f}} \cos\left(\vartheta_p + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Die aus dem Läuferkoordinatensystem bekannten Drehfeldinduktivitäten der Synchronmaschine lauten formal:

$$\begin{aligned} L_{1d} &= l_I + m_I + \frac{2}{3}l_{II} \\ L_{1q} &= l_I + m_I - \frac{2}{3}l_{II} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Unter der Annahme eines Vollpolläufers gilt $L_1 = L_{1d} = L_{1q}$ und damit verschwindet der polradlageabhängige Teil ($l_{II} = 0$). Die Selbst- und Gegeninduktivitäten des Ständers vereinfachen sich und damit die Ständerinduktivitätsmatrix:

$$\underline{l}_1 = \begin{pmatrix} l_I & -m_I & -m_I & m_{12af} \\ -m_I & l_I & -m_I & m_{12bf} \\ -m_I & -m_I & l_I & m_{12cf} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Unter Berücksichtigung des Vollpolläufers und der Nutzung der Beziehungen der Stromsumme im Drehstromsystem:

$$\begin{aligned} L_1 &= l_1 + m_1 \\ 0 &= i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} \end{aligned} \quad (3.12)$$

können die zuvor definierten Ausdrücke (Gleichung 3.5 bis 3.9) in die Ständerspannungsgleichungen 3.4 eingesetzt werden. Die Ständerspannungsgleichungen sind damit entkoppelt. Zugleich werden die fiktiven Größen (Induktivitäten und Rotorstrom) eliminiert:

$$\begin{aligned} u_{1a} &= R_1 i_{1a} - \omega_p \Psi_p \sin(\vartheta_p) + L_1 \frac{di_{1a}}{dt} \\ u_{1b} &= R_1 i_{1b} - \omega_p \Psi_p \sin\left(\vartheta_p - \frac{2}{3}\pi\right) + L_1 \frac{di_{1b}}{dt} \\ u_{1c} &= R_1 i_{1c} - \omega_p \Psi_p \sin\left(\vartheta_p + \frac{2}{3}\pi\right) + L_1 \frac{di_{1c}}{dt} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Die Spannungsgleichungen können auch in der Form von Gleichung 3.3 unter Formulierung der Rückwirkung der Spannungsinduktion durch Rotation (EMK) als Quellspannungen folgendermaßen formuliert werden:

$$\begin{aligned} u_{1a} - u_{pa} &= R_1 i_{1a} + L_1 \frac{di_{1a}}{dt} \\ u_{1b} - u_{pb} &= R_1 i_{1b} + L_1 \frac{di_{1b}}{dt} \\ u_{1c} - u_{pc} &= R_1 i_{1c} + L_1 \frac{di_{1c}}{dt} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Die ständerseitigen Quellspannungen und die als Quellspannungen formulierte EMK sind abhängig von der Winkelfrequenz bzw. vom Winkel-Zeitverlauf sowie von den jeweiligen Anfangswinkeln:

$$\begin{aligned} u_{1a} &= \hat{u}_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) & u_{pa} &= -\omega_p \Psi_p \sin(\vartheta_p(t) + \varphi_{p,0}) \\ u_{1b} &= \hat{u}_1 \sin\left(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{2}{3}\pi\right) & u_{pb} &= -\omega_p \Psi_p \sin\left(\vartheta_p(t) + \varphi_{p,0} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ u_{1c} &= \hat{u}_1 \sin\left(\omega_1 t + \varphi_1 + \frac{2}{3}\pi\right) & u_{pc} &= -\omega_p \Psi_p \sin\left(\vartheta_p(t) + \varphi_{p,0} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (3.15) \quad (3.16)$$

Im nächsten Schritt erfolgt die Formulierung der Strangspannungen als verkettete Spannungen:

$$\begin{aligned} u_{1ab} - u_{pab} &= R_1 (i_{1a} - i_{1b}) + L_1 \frac{d}{dt} (i_{1a} - i_{1b}) \\ u_{1bc} - u_{pbc} &= R_1 (i_{1b} - i_{1c}) + L_1 \frac{d}{dt} (i_{1b} - i_{1c}) \\ u_{1ca} - u_{pca} &= R_1 (i_{1c} - i_{1a}) + L_1 \frac{d}{dt} (i_{1c} - i_{1a}) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Diese Gleichungen können nach den Ableitungen umgestellt werden und mit Gleichung 3.12 kann die dritte Gleichung eliminiert werden. Es ergeben sich zwei Differentialgleichungen:

$$\begin{aligned} \frac{di_{1a}}{dt} &= \frac{1}{3L_1} (2(u_{1ab} - u_{pab}) + u_{1bc} - u_{pbc} - 3R_1 i_{1a}) \\ \frac{di_{1b}}{dt} &= -\frac{1}{3L_1} (u_{1ab} - u_{pab} - u_{1bc} + u_{pbc} - 3R_1 i_{1b}) \\ i_{1c} &= -i_{1a} - i_{1b} , \end{aligned} \quad (3.18)$$

die von den verketteten Quellspannungen abhängig sind, wobei auch hier wegen der Verkettung der Spannungen jeweils die dritte Spannung (Index ca) aus Redundanzgründen eliminiert werden kann:

$$\begin{aligned}
 u_{1ab} &= \sqrt{3} \hat{u}_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{\pi}{3}) \\
 u_{1bc} &= \sqrt{3} \hat{u}_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1 - \pi) \\
 u_{pab} &= \sqrt{3} \omega_p(t) \Psi_p \cos(\vartheta_p(t) + \varphi_{p,0} - \frac{\pi}{3}) \\
 u_{pbc} &= \sqrt{3} \omega_p(t) \Psi_p \cos(\vartheta_p(t) + \varphi_{p,0} - \pi).
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Die Gleichungen 3.19 enthalten die Ausdrücke für die Polradspannung. Die Polradspannung ist wiederum abhängig von der mechanischen Rotorlage bzw. damit auch von der elektrischen Rotorlage $\vartheta_p(t)$:

$$\begin{aligned}
 \vartheta_p &= \int p \cdot \omega_{\text{mech}} dt \\
 &= \frac{p}{J} \iint \cdot (m_i - m_w) dt dt
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Die Drehmomentgleichung 3.1 kann unter Berücksichtigung von Gleichung 3.12 in das Doppelintegral in Gleichung 3.20 eingesetzt werden und man erhält eine Differentialgleichung (DGL) zweiter Ordnung:

$$\frac{d^2 \vartheta_p}{dt^2} = \frac{\sqrt{3} p^2 \Psi_p}{2J} [i_{1a} (\cos \vartheta_p - \sqrt{3} \sin \vartheta_p) + 2i_{1b} \cos \vartheta_p] - m_w \frac{p}{J} \tag{3.21}$$

Es ergibt sich damit ein zu lösendes Differentialgleichungssystem mit zwei (elektrischen) DGL erster Ordnung und einer (mechanischen) DGL zweiter Ordnung:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{1a}}{dt} &= \frac{1}{3L_1} (2(u_{1ab} - u_{pab}) + u_{1bc} - u_{pbc} - 3R_1 i_{1a}) \\
 \frac{di_{1b}}{dt} &= -\frac{1}{3L_1} (u_{1ab} - u_{pab} - u_{1bc} + u_{pbc} - 3R_1 i_{1b}) \\
 \frac{d^2 \vartheta_p}{dt^2} &= \frac{\sqrt{3} p^2 \Psi_p}{2J} [i_{1a} (\cos \vartheta_p - \sqrt{3} \sin \vartheta_p) + 2i_{1b} \cos \vartheta_p] - m_w \frac{p}{J}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Diese DGL sind über die Ströme und den Rotorlagewinkel verkoppelt und wegen der Multiplikation dieser beiden Größen nichtlinear. Eine geschlossene analytische Lösung der Gleichungen ist damit nicht direkt möglich.

3.2.2. Lösung der Strom-Differentialgleichungen

Zur Lösung des DGL-Systems sind einige Umformungen und Vorbetrachtungen notwendig.

Formuliert man die mechanische Differentialgleichung 3.21 mittels Gleichung 3.20, so ergibt sich, wie für die elektrischen DGL, eine DGL erster Ordnung für die mechanische Winkelgeschwindigkeit ω_{mech} :

$$\frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt} = \frac{\sqrt{3} p \Psi_p}{2J} [i_{1a} (\cos \vartheta_p - \sqrt{3} \sin \vartheta_p) + 2i_{1b} \cos \vartheta_p] - \frac{m_w}{J} \tag{3.23}$$

Die Rotorwinkelgeschwindigkeit ändert sich unter der Annahme, dass die Massenträgheit hinreichend groß ist, im Gegensatz zu den Ständerströmen deutlich langsamer. Damit kann ω_{mech} also im Bereich eines beliebigen Arbeitspunkts als quasistationär angesehen werden.

Diese Annahme ist zulässig, obwohl die mechanische Zeitkonstante von PMSM in der Größenordnung der elektrischen Zeitkonstante liegt oder sogar kleiner als die elektrische Zeitkonstante ist, [Rie06], wenn man die angeschlossene Last berücksichtigt, denn dadurch wird i.d.R. die mechanische Zeitkonstante des Antriebs erhöht. Dieser Umstand wirkt sich im Gleichungssystem 3.22 auf die Größe der Massenträgheit J aus.

Die Unterstellung der Quasistationarität von ω_{mech} kann in Gleichung 3.21 bzw. 3.23 durch die Annahme von $J \rightarrow \infty$ erreicht werden und führt zu $d\omega_{\text{mech}}/dt = d^2\vartheta_p/dt^2 = 0$ und damit zum Verschwinden der dritten Gleichung im DGL-System 3.22. Des Weiteren vereinfachen sich die Spannungsgleichungen 3.19 der Polradspannung insofern, dass die zeitabhängige Winkelfunktion linear wird ($\vartheta_p(t) = \omega_p t$) und damit die Polradspannungen echte Sinusfunktionen konstanter Frequenz darstellen.

Für die beiden verbleibenden entkoppelten DGL ist eine geschlossene analytische Lösung möglich und wird nachfolgende aufgeführt. Ausgangspunkt ist die Lösung einer für den Strom linearen DGL erster Ordnung mit konstantem Koeffizienten und sinusförmiger Erregung (Einschalten einer Wechselspannung an einer ohmsch-induktiven Last zum Zeitpunkt $t = 0$):

$$u = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.24)$$

Die sinusförmige Erregung ist durch Amplitude, Winkelgeschwindigkeit und Phasenlage gekennzeichnet:

$$u_1 = \hat{u}_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_q) \quad (3.25)$$

Die Lösung besteht aus einer stationären und einer partikulären (flüchtigen) Lösung. In diesem Fall setzt sich die Lösung aus einzelnen trigonometrischen Funktionen zusammen, die unter Anwendung von Additionstheoremen [BS08] als Summe von Sinus- und Kosinus-Termen formuliert werden kann:

$$i(t) = \frac{\hat{u}_1}{R^2 + (\omega L)^2} \cdot \left[R \sin(\omega t + \varphi_q) - \omega L \cos(\omega t + \varphi_q) - e^{-\frac{R}{L}t} \cdot (R \sin \varphi_q - \omega L \cos \varphi_q) \right] \quad (3.26)$$

Unter Einführung der elektrischen Zeitkonstante $\tau = L/R$ und Zusammenfassung der Sinus- und Kosinus-Terme kann die Gleichung 3.26 umformuliert werden:

$$i(t) = \frac{\hat{u}_1}{R\sqrt{(\omega\tau)^2 + 1}} \cdot \left[\sin(\omega t + \varphi_q - \arctan \omega\tau) - e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \sin(\varphi_q - \arctan \omega\tau) \right] \quad (3.27)$$

Die Stromdifferentialgleichungen 3.22 weisen die gleiche Form wie Gleichung 3.24 auf, mit dem Unterschied mehrerer sinusförmiger Erregungen (Gleichungen 3.19), die einzeln betrachtet analog zu Gleichung 3.25 interpretiert werden können. Die Summation der Spannungen – die Erregung(en) der Differentialgleichungen – können als Superposition aufgefasst werden. Damit kann auch die Lösung der Stromdifferentialgleichungen als Superposition der Lösungen der einzeln erregten DGL dargestellt werden. Allgemein ergibt sich für derartige DGL mit beliebig vielen Erregungen k (gekennzeichnet durch Amplitude \hat{u}_k , Winkelgeschwindigkeit ω_k und Phasenlage φ_k) die Lösung in Summenform:

$$i(t) = \sum_{k=1}^n \frac{\hat{u}_k}{R\sqrt{(\omega_k\tau)^2 + 1}} \cdot \left[\sin(\omega_k t + \varphi_k - \arctan \omega_k\tau) - e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \sin(\varphi_k - \arctan \omega_k\tau) \right] \quad (3.28)$$

So kann z.B. für dreiphasigen Stromfluss für die Stromdifferentialgleichung:

$$\frac{2}{3}u_{1ab} - \frac{2}{3}u_{pab} + \frac{1}{3}u_{bc} - \frac{1}{3}u_{pbc} = R_1 i_{1a} + L_1 \frac{di_{1a}}{dt} \quad (3.29)$$

nach der Vorschrift aus Gleichung 3.28 und mit der Abkürzung mittels elektrischer Zeitkonstante ($\tau_1 = L_1/R_1$) sowie Ausnutzung der Beziehung $\frac{2}{\sqrt{3}} \sin(x - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(x - \pi) = -\cos x$ folgende Lösung angegeben werden:

$$\begin{aligned} i_{1a}(t) = & \frac{\hat{u}_1}{R\sqrt{(\omega_1\tau_1)^2+1}} \cdot \left[e^{-\frac{t}{\tau_1}} \cdot \cos(\varphi_1 - \arctan \omega_1\tau_1) - \cos(\omega_1 t + \varphi_1 - \arctan \omega_1\tau_1) \right] \\ & - \frac{\omega_p \Psi_p}{R\sqrt{(\omega_1\tau_1)^2+1}} \cdot \left[e^{-\frac{t}{\tau_1}} \cdot \cos(\varphi_p - \arctan \omega_p\tau_1) - \cos(\omega_p t + \varphi_p - \arctan \omega_p\tau_1) \right] \end{aligned} \quad (3.30)$$

Diese Lösung für den Strom i_{1a} (hier bei dreiphasiger Speisung) besteht wiederum aus der Summation einer Vielzahl von Sinus- und Kosinus-Termen mit unterschiedlichen Koeffizienten. Auf die gleiche Weise kann auch der Strom i_{1b} berechnet werden. Der Strom i_{1c} kann aus der Stromsumme ermittelt werden.

Ebenso ist es möglich, mit der allgemeinen Lösung z.B. den Strom $i_{1a} = -i_{1b}$ bei zweiphasiger Speisung zu berechnen. Hierfür gilt folgende DGL:

$$\frac{1}{2}u_{1ab} - \frac{1}{2}u_{pab} = R_1 i_{1a} + L_1 \frac{di_{1a}}{dt} \quad (3.31)$$

Anwendung der Vorschrift aus Gleichung 3.28 liefert folgende Lösung für $i_{1a} = -i_{1b}$:

$$\begin{aligned} i_{1a}(t) = & \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}}{R\sqrt{(\omega_1\tau_1)^2+1}} \cdot \left[\hat{u}_1 \left(\sin(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{\pi}{3} - \arctan \omega_1\tau_1) \right. \right. \\ & \left. \left. - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \cdot \sin(\varphi_1 - \frac{\pi}{3} - \arctan \omega_1\tau_1) \right) \right. \\ & \left. - \omega_p \Psi_p \left(\sin(\omega_p t + \varphi_p - \frac{\pi}{3} - \arctan \omega_p\tau_1) \right. \right. \\ & \left. \left. - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \cdot \sin(\varphi_p - \frac{\pi}{3} - \arctan \omega_p\tau_1) \right) \right] \end{aligned} \quad (3.32)$$

Mit der allgemeinen Lösungsgleichung 3.28 können Ströme für den Stromfluss bei beliebiger Speisung (zweiphasig oder dreiphasig) berechnet werden, wenn zu Beginn der Berechnung alle Ströme Null sind, also keine Stromanfangswerte vorhanden sind. Bei vorhandenen Stromanfangswerten erweitert sich die allg. Lösung noch um den Term für den Stromanfangswert $i_{AW} = i(t=0)$ und bringt einen zusätzlichen Term für die partikuläre (flüchtige) Lösung:

$$\begin{aligned} i(t) = & i_{AW} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \sum_{k=1}^n \frac{\hat{u}_k}{R\sqrt{(\omega_k\tau_1)^2+1}} \cdot \left[\sin(\omega_k t + \varphi_k - \arctan \omega_k\tau_1) \right. \\ & \left. - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \cdot \sin(\varphi_k - \arctan \omega_k\tau_1) \right] \end{aligned} \quad (3.33)$$

Mit dieser Berechnungsvorschrift können nun für beliebige quasistationäre Arbeitspunkte (zweiphasige und dreiphasige Speisung / mit und ohne Stromanfangswerte) die Stromverläufe berechnet werden. Die Stromverläufe sind abhängig von:

- den Maschinenparametern: R_1, L_1, Ψ_p
- der (elektrischen) Winkelgeschwindigkeit von Netz und Rotor: ω_1, ω_p
- sowie von den Phasenlagen der Speise- und Polradspannungen: φ_1, φ_p

Um die verschiedenen Varianten des Stromflusses zu unterscheiden, sind in Abb. 3.4 zur Übersicht die unterschiedlichen definierten Stromflusskombinationen dargestellt, die auftreten können und deshalb berechenbar sein müssen. Man unterscheidet grundsätzlich

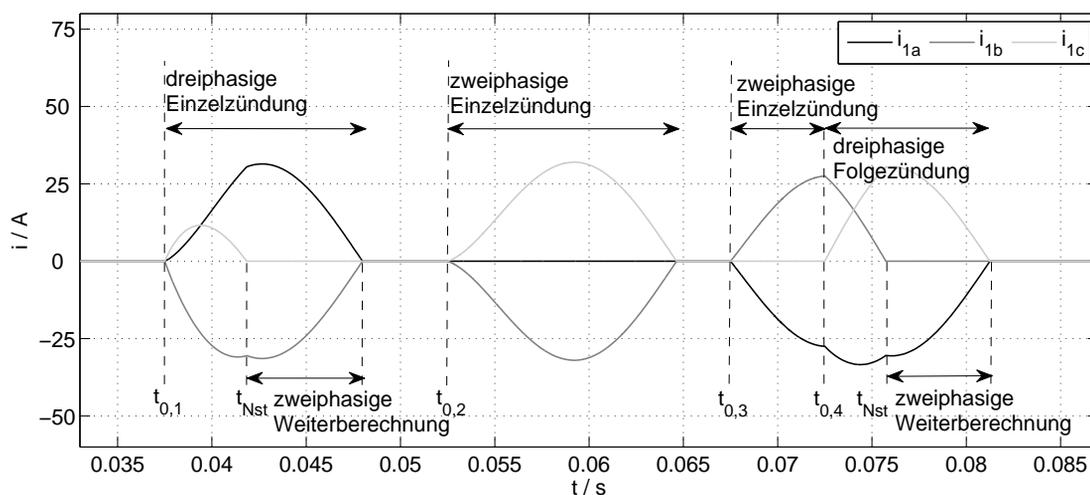


Abbildung 3.4.: Varianten des Stromflusses bzw. der Stromberechnung

zwischen zweiphasigem und dreiphasigem Stromfluss, der durch zweiphasige bzw. dreiphasige Zündung hervorgerufen werden kann. Zweiphasiger Stromfluss tritt außerdem auf, wenn der erste Thyristor nach dreiphasiger Zündung verlöscht (siehe Abb. 3.4 bei t_{NST}). Innerhalb der Stromberechnung wird dieser Zustand von der zweiphasigen Zündung unterschieden und als zweiphasige Weiterberechnung bezeichnet, weil in diesem Fall Stromanfangswerte in die Berechnung einfließen.

Weiterhin existiert noch der Zustand der dreiphasigen Folgezündung (siehe Abb. 3.4 bei $t_{0,4}$) zu einem Zeitpunkt, wenn bereits zweiphasiger Stromfluss vorliegt und die dritte Phase zusätzlich gezündet wird. Sind alle Ströme vor Beginn der Zündung Null, so wird diese Zündung Einzelzündung genannt.

Diese Begriffe (zweiphasige / dreiphasige Einzelzündung, dreiphasige Folgezündung, zweiphasige Weiterberechnung) sind elementar für die nachfolgenden Abschnitte die Steuerungsverfahren betreffend.

3.2.3. Drehmomentberechnung

Das Drehmoment wird für die Vollpolmaschine nach Gleichung 3.1 in Abhängigkeit der Polradlage und der Ströme berechnet:

$$m_i = \frac{3}{2} p \Psi_p \cdot \left[-\sin \vartheta_p \cdot i_{1a} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \vartheta_p (i_{1b} - i_{1c}) \right] \quad (3.34)$$

Dabei werden entsprechend des aktuellen Stromflusses (zweiphasig oder dreiphasig) die Werte für die Ströme eingesetzt. Auf diese Weise kann sowohl das augenblickliche Drehmoment als auch der Drehmomentzeitverlauf für beliebige Stromverläufe z.B. nach Abb. 3.4 berechnet werden.

Weiterhin ist es notwendig, den arithmetischen Drehmomentmittelwert über die Integrationszeit T (i.A. identisch mit Periodendauer) bzw. die Drehmomentzeitfläche bis zum Zeitpunkt t_{aus} berechnen zu können.

$$\bar{m}_i = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T m_i(t) dt \quad (3.35) \quad m_i t_{\text{aus}} = \int_0^{t_{\text{aus}}} m_i(t) dt \quad (3.36)$$

Unter der Voraussetzung, dass gilt: $T > t_{\text{aus}}$ kann das Integral des Drehmomentmittelwerts zerlegt werden:

$$\bar{m}_i = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_{\text{aus}}} m_i(t) dt + \int_{t_{\text{aus}}}^T m_i(t) dt \right) \quad (3.37)$$

Drehmomentmittelwert und Drehmomentzeitfläche sind also über den Faktor des Mittelungszeitraums T miteinander verknüpft und damit gleichwertig. Die Drehmomentmittelwertberechnung wird notwendig zur Bewertung verschiedener Zündvarianten in den folgenden Abschnitten. Weiterhin ist nachfolgend die Berechnung des quadratischen Mittelwerts bzw. Effektivwerts erforderlich:

$$m_{i,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T m_i(t)^2 dt} \quad (3.38)$$

3.3. Umsetzung in Anlauf-Steuerverfahren – Vorbetrachtungen

Für den Hochlauf der SM muss der Stator entsprechend so bestromt werden, dass positives Drehmoment zur Beschleunigung der Massenträgheit von SM und Last sowie zur Kompensation des Lastmoments entsteht. Die Erzeugung negativen Drehmoments z.B. durch Pendelung der SM, soll dabei verhindert werden. Nach Gleichung 3.1 muss bei einer Vollpolmaschine für den drehmomentbildenden Strom deshalb stets gelten: $i_q \geq 0$. Unter der Voraussetzung, dass die Rotorlage zu jedem Zeitpunkt bekannt ist, können Ströme zur Erfüllung dieser Bedingung ermittelt werden.

Angenommen jeweils mindesten ein Strom sei Null und es fließe entsprechend in höchstens zwei Phasen ein Strom, so kann Gleichung 3.1 in Abhängigkeit der beteiligten Ströme alternativ formuliert werden:

$$\begin{aligned} i_{1q} \Big|_{i_{1a} = -i_{1b}} &= i_{1a} \cdot \left(-\sin \vartheta_p - \cos \vartheta_p \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \right) \\ i_{1q} \Big|_{i_{1a} = -i_{1c}} &= i_{1a} \cdot \left(-\sin \vartheta_p + \cos \vartheta_p \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \right) \\ i_{1q} \Big|_{i_{1b} = -i_{1c}} &= i_{1b} \cdot \cos \vartheta_p \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Damit genügt es, die Polarität des jeweiligen Stroms unter Auswertung des zugehörigen trigonometrischen Ausdrucks in Abhängigkeit von ϑ_p so einzustellen, dass $i_q \geq 0$ erfüllt ist. Der Polarität der Ströme sind jeweils zu zündende Thyristoren entsprechend Abb.

2.11 zuweisbar. In Abb. 3.5 sind für zwei Winkelperioden die Zuordnung von Rotorlage und notwendiger bzw. möglicher Strompolarität sowie zugehörige Thyristor-Leitbereiche veranschaulicht. Bestimmte Bereiche schließen sich gegenseitig aus, da sie die Leitung jeweils beider Thyristoren eines antiparallelen Thyristorpaars zugleich fordern. Schließt man diese Zustände aus, lässt sich aus den drei Verläufen für die Strompaarungen AB , CA und BC durch Kombination eine Zündreihenfolge gemäß Abb. 3.5 unten angeben, bei der jeweils zwei Thyristoren gezündet werden dürfen.

Allerdings lässt sich natürlich nur in Abhängigkeit der Spannungsverhältnisse ein Strom erzeugen. Es muss deshalb geprüft werden, ob die Spannung jeweils entsprechenden Stromfluss zulässt. Dann kann eine Zündfreigabe erfolgen, wenn auch eine Freigabe aufgrund der Rotorlage entsprechend der Gleichungen 3.39 vorliegt. Das Verfahren basierend auf diesem Prinzip ist in [Pat11] beschrieben.

Um zu verhindern, dass zu große Stromflussdauern auftreten, so dass zweiphasiger Stromfluss nicht mehr gewährleistet wäre, ist eine spannungsgesteuerte Zündverzögerung geeignet, siehe Abschnitt 2.4.2. Damit kann die Stromflussdauer entsprechend begrenzt werden. Mittels des Steuerwinkels α kann der Anlauf gesteuert werden, [Pat11]. Allerdings ist gemäß Abb. 2.12 der Lastphasenwinkel während des Hochlaufs nicht konstant und deshalb eine Steuerung des Stromes mittels Spannungssteuerung durch Phasenanschnitt nur bedingt geeignet. Es ist aber grundsätzlich möglich, z.B. mittels rampenförmigen Verlaufs des Steuerwinkels α den (maximal zulässigen) Spannungseffektivwert stetig zu erhöhen und damit den Stromfluss zu steuern. Das geschieht jeweils unter Berücksichtigung der zu zündenden Phasen in Abhängigkeit der Rotorlage. Der Zündwinkel α bestimmt die Stromflussdauer und diese muss begrenzt werden. Wenn ein Stromfluss über das Bestehen der entsprechenden Zündbedingung hinaus vorliegt, kann negatives Drehmoment auftreten. Problematisch ist aber grundsätzlich, dass die Zündentscheidung nur auf Grund der Kenntnis der Spannungsverhältnisse auf der Eingangsseite des Stellers und aus der augenblicklichen Rotorlage geschieht und damit immer nur das Augenblicksmoment berechnet werden kann. Eine Berücksichtigung der Belastung und vor allem eine Vorausschau der weiteren Entwicklung des Drehmoment nach Zündung, also wenn nicht mehr in den Stromfluss eingegriffen werden kann, ist hier nicht möglich. Es wäre zwar denkbar, den Zündwinkel α in Abhängigkeit der Last zu wählen, allerdings wäre weiterhin keine Vor-

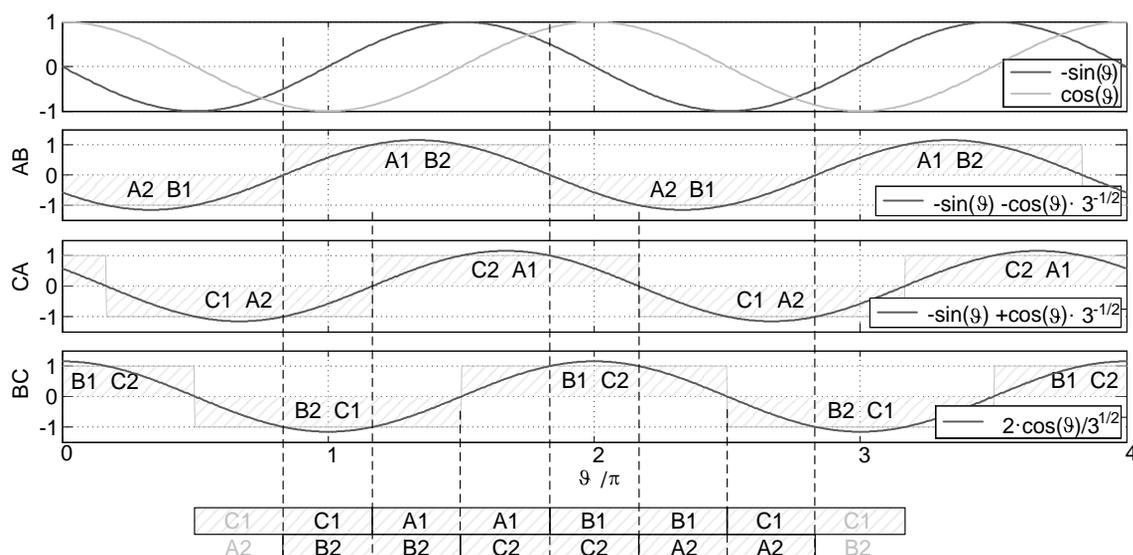


Abbildung 3.5.: Zuordnung von Phasen-Kombinationen in Abhängigkeit der Rotorlage auf Basis der Strompolarität gemäß Gleichungen 3.39

ausschau auf den Drehmomentverlauf möglich.

Es hat sich als sinnvoll und notwendig herausgestellt, den Verlauf des Drehmoments und damit auch der Ströme im Vorfeld der einzelnen Zündungen zu berechnen und auf Basis der Vorausberechnung Zündbedingungen zu definieren. Dabei wurden im Rahmen dieser Arbeit zwei weitere Verfahren entwickelt und untersucht, die grundsätzlich auf dem gleichen Vorausberechnungsprinzip basieren, sich aber in der Umsetzung und Wirksamkeit deutlich unterscheiden. Das erste ist eine kennfeldbasierte Vorausberechnungsmethode die auch als „offline-Vorausberechnung“ bezeichnet wird, während die zweite Methode ein Echtzeitberechnungsverfahren darstellt, das auch als „online-Vorausberechnung“ bezeichnet wird. Nachfolgend sind beide Verfahren ausführlich theoretisch dargestellt und deren Implementierung beschrieben.

3.4. Kennfeldbasierte Vorausberechnung

Es wurde bereits festgestellt, dass es vorteilhaft ist, die Wirkung einer Zündung der Thyristoren bzgl. der auftretenden Ströme und Drehmomente vorhersehen zu können. Mit der Berechnungsmethode aus Abschnitt 3.2.2 ist es möglich, für einen beliebigen Arbeitspunkt mittels der Gleichung 3.33 den Stromverlauf z.B. für eine dreiphasige Einzelzündung zu berechnen und mit Gleichung 3.1 daraus den Drehmomentverlauf zu ermitteln.

Die den Arbeitspunkt kennzeichnenden Größen sind die Winkelgeschwindigkeiten (ω_1, ω_p) und Phasenlagen (φ_1, φ_p) der Speise- und Polradspannungen. Die Winkelgeschwindigkeit der Netzspannung ist konstant. Die übrigen drei Größen können als Parameter aufgefasst werden. Für einen gegebenen Maschinenparametersatz kann damit eine Parametervariation in Abhängigkeit der drei freien Parameter ($\omega_p, \varphi_1, \varphi_p$) durchgeführt werden.

3.4.1. Parametervariation

Die Parametervariation dient der Berechnung des Drehmoments für einen zu definierenden Parameterraum, der als Anfangswerterraum dient. Für die Anschaulichkeit werden die zu variierenden Anfangsparameter ($\omega_p, \varphi_1, \varphi_p$) auf typische Größen überführt.

Der Phasenwinkel φ_1 zum Einschaltzeitpunkt t_{ein} berechnet sich als zeitlicher Abstand zum letzten positiven Nulldurchgang der Spannung u_{1ab} :

$$t_{\text{ein}} = \frac{\varphi_1}{\omega_1} \quad (3.40)$$

Der Lagewinkel des Rotors (bzw. der Motor-EMK) zum Zündzeitpunkt wird auf den des Netzphasenwinkels mittels Differenzbildung bezogen:

$$\Delta\varphi(\underline{u}_1, \underline{u}_p) = \varphi_1 - \varphi_p \quad (3.41)$$

Die elektrische Winkelgeschwindigkeit wird schließlich auf die mechanische Winkelgeschwindigkeit mittels Polpaarzahl umgerechnet:

$$\omega_{\text{mech}} = \frac{\omega_p}{p} \quad (3.42)$$

Anschließend erfolgt die Berechnung unter Variation der Parameter in den entsprechenden Wertebereichen. Dabei sollen nachfolgende Bedingungen gelten.

Berechnung:

- der Verläufe von Strom und Drehmoment
- von dreiphasiger Einzelzündung (ohne Stromanfangswerte) mit anschließender zweiphasiger Weiterberechnung
- bis zum Verlöschen aller Ströme
- bis maximal 40 ms Stromflusszeit
- der mittleren Drehmomente gemäß Gleichung 3.35 bzw. 3.38 (bezogen auf $T = t_{\text{aus}}$)

Durch die Parametervariation werden in Abhängigkeit der gewählten Variationsschrittweite Zeitverläufe zu den jeweiligen Arbeitspunkten berechnet. In Abb. 3.6 ist ein exemplarisches Berechnungsergebnis für Maschine 1 (siehe Anhang, Tabelle A.1) dargestellt. Es zeigt die Verläufe von Netzspannung und Polradspannung unter der Maßgabe konstanter Drehzahl gemäß der Gleichungen 3.19, sowie die berechneten Strom- und Drehmomentverläufe für dreiphasige Zündung und zugehörige Mittelwerte (arithmetischer und quadratischer Mittelwert, Gleichung 3.35 bzw. 3.38) des Drehmoments bezogen auf die Stromflusszeit. Die Markierungen in den Zeitverläufen kennzeichnen jeweils die Stromnullstellen. Hier erfolgt innerhalb der Berechnungen die Umschaltung der Gleichungssysteme von dreiphasiger auf zweiphasige Berechnung, bzw. Abbruch der Berechnung, wenn alle Ströme Null sind.

Diese Berechnungen erfolgen für jede Parameterkonstellation. Maßgeblich für die zu erstellenden Kennfelder sind die Mittelwerte des Drehmoments sowie zusätzlich der maximal auftretende Strom. So ergibt sich für das mittlere Drehmoment z.B. ein dreidimensio-

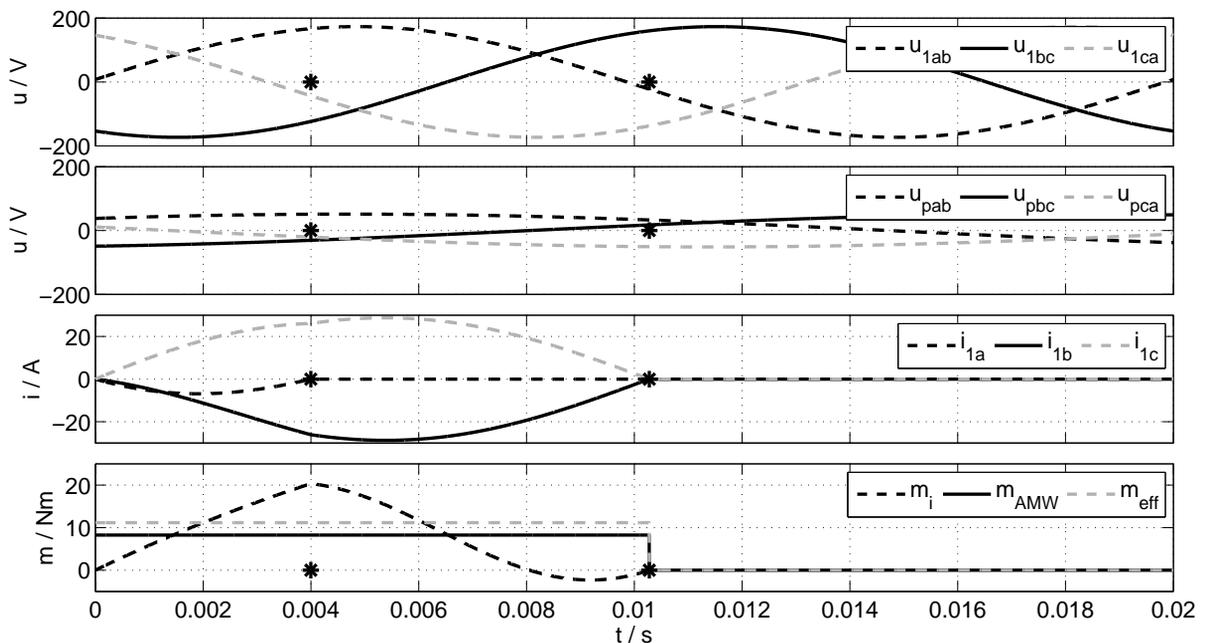


Abbildung 3.6.: Exemplarisches Ergebnis der Berechnung für eine dreiphasige Zündung in einem Arbeitspunkt ($t_{\text{ein}} = 139 \mu\text{s}$, $\Delta\varphi = 7/4\pi$, $\omega_{\text{mech}} = 39 \text{ s}^{-1}$)

nales Kennfeld in Abhängigkeit der gewählten Parameter $m_{AMW} = f(t_{ein}, \Delta\varphi, \omega_{mech})$. Die Darstellung kann z.B. für eine gewählte Winkelgeschwindigkeit (bzw. Drehzahl), wie in der Prinzipdarstellung in Abb. 3.7 illustriert, erfolgen. Hier ist der für dreiphasige Einzelzündung berechnete Drehmomentmittelwert in Abhängigkeit von t_{ein} und $\Delta\varphi$ für Stillstand im 3D-Diagramm und zusätzlich im nachfolgend mehrfach verwendeten zweidimensionalen Konturdiagramm dargestellt. Es existieren offensichtlich Konstellationen

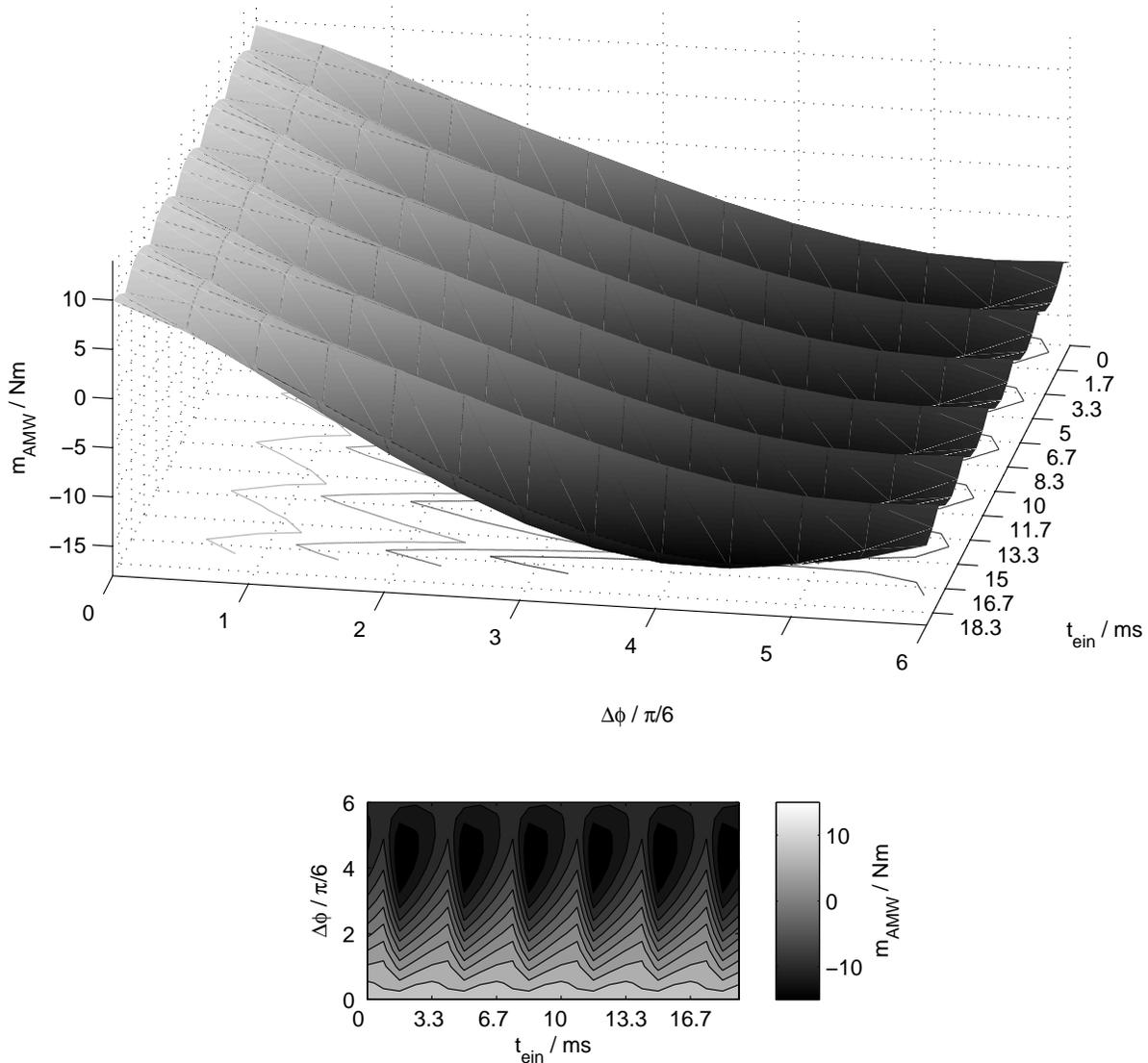


Abbildung 3.7.: Exemplarisches Ergebnis einer Parametervariation für Stillstand

der Zündparameter mit positivem sowie Bereiche mit negativem Drehmomentmittelwert. Diese Abhängigkeit besteht insbesondere bzgl. des Differenzwinkels $\Delta\varphi$. Hinsichtlich der Abhängigkeit vom Einschaltzeitpunkt t_{ein} bzgl. der Netzspannung kann festgestellt werden, dass sich die Berechnungsergebnisse periodisch bzgl. der Einschaltzeit verhalten (siehe Abb. 3.7). Das ist nachvollziehbar, einerseits wegen des Dreiphasen-Systems, zum Anderen wegen der paarweise antiparallelen Schalter. (Aus einer dreiphasigen Zündung können nach dem dreiphasigen Stromfluss sechs verschiedene Kombinationen leitender Thyristoren resultieren, vgl. Abb. 3.5, woraus unter Beachtung der Phasenverschiebung jeweils der gleiche Drehmomentverlauf resultiert.) Es genügt also, die Einschaltzeit über ein Sechstel der Netzperiode zu variieren. Hingegen wird abweichend von Abb. 3.7 der Differenzwinkel $\Delta\varphi$ über eine ganze Periode bis 2π variiert. Die Drehzahl wird bis über

die Nenndrehzahl (750 U/min) der hier genutzten Maschine 1 (siehe Anhang, Tabelle A.1) hinaus von 0 bis 800 U/min variiert. Tabelle 3.1 fasst die definierten Wertebereiche und Schrittweiten aller Parameter zusammen.

Tabelle 3.1.: Übersicht der Wertebereiche und Schrittweiten der Parametervariation

Parameter	Wertebereich	Diskretisierung	Schrittweite
t_{ein}	$0 \dots 3,33 \text{ ms}$	100 Stufen	$33,3 \mu\text{s}$
$\Delta\varphi$	$0 \dots 2\pi$	100 Stufen	$\frac{\pi}{50}$
ω_{mech}	$0 \dots 83,78 \text{ s}^{-1}$	20 Stufen	$4,18 \text{ s}^{-1}$

Die Parametervariation liefert als Ergebnis dreidimensionale Kennfelder für Drehmoment und Strom, welche einige Besonderheiten aufweisen. Nachfolgend sollen auszugsweise Charakteristika der für Maschine 1 berechneten Kennfelder in Form von zweidimensionalen Konturdiagrammen in Abhängigkeit der Winkelfrequenz ω_{mech} betrachtet werden.

3.4.2. Kennfelder

Die zuvor exemplarisch dargestellte Berechnung (siehe Abb. 3.6) der dreiphasigen Zündungen unter Variation der Anfangsparameter (t_{ein} , $\Delta\varphi$, ω_{mech} , siehe Tab. 3.1) kann zur Berechnung von Kennfeldern genutzt werden. Dabei werden den Parametertripeln die jeweils berechneten Drehmomentmittelwerte zugeordnet. Die Darstellung der 3D-Kennfelder erfolgt in (mehreren) Schnittebenen konstanter Winkelfrequenz (bzw. Drehzahl) als Konturdiagramm.

Abb. 3.8 und 3.9 zeigen für Maschine 1 (siehe Anhang, Tabelle A.1) berechnete Kennfelder für verschiedene Drehzahlen zwischen Stillstand und Nenndrehzahl. Aus Abb. 3.8 ist zu erkennen, dass das mittlere Drehmoment m_{AMW} einer dreiphasigen Zündung stark von den Anfangsparametern abhängig ist. Dabei ist die Abhängigkeit vom Differenzwinkel $\Delta\varphi$ stärker ausgeprägt als die vom Einschaltzeitpunkt t_{ein} . Die Kennfelder für eine Drehzahl sind jeweils periodisch in Winkelrichtung als auch in Richtung der Achse der Einschaltzeit (wie zuvor in Abschnitt 3.4.1 gezeigt wurde).

Es existieren Bereiche mit positivem und mit negativem Drehmoment. Diese Bereiche verschieben sich mit zunehmender Drehzahl. Positives Drehmoment entsteht bei Zündung im Bereich um den Differenzwinkel $\Delta\varphi = 0$, wobei mit steigender Drehzahl tendenziell eine Verschiebung von negativen Winkeln zu positiven erfolgt. Dabei ist zu beachten, dass für Nenndrehzahl ein hier als positiv bezeichneter Winkel entgegen der Literatur Motorbetrieb entspricht und mithin positives Drehmoment liefert.

In der Abhängigkeit des Drehmoments von der Einschaltzeit ist bei Stillstand ein Sprung bei 1,5 ms festzustellen. Dieser resultiert aus einem Polaritätswechsel der gezündeten Ströme. Hier wird durch Zündung jeweils beider antiparalleler Thyristoren auf Grund der Spannungsverhältnisse in einer Phase jeweils der andere Thyristor gezündet. Diese bei Stillstand zur Zeitachse senkrechte Iso-Linie verläuft für höhere Drehzahlen sinusförmig mit zunehmender Amplitude und trägt damit zur Verzerrung des Kennfeldes bei. (Die auftretende Stufung ist abhängig von der Diskretisierung, siehe Tab. 3.1.)

Bei höheren Drehzahlen tritt in bestimmten Parameterbereichen ein Effekt auf, bei dem

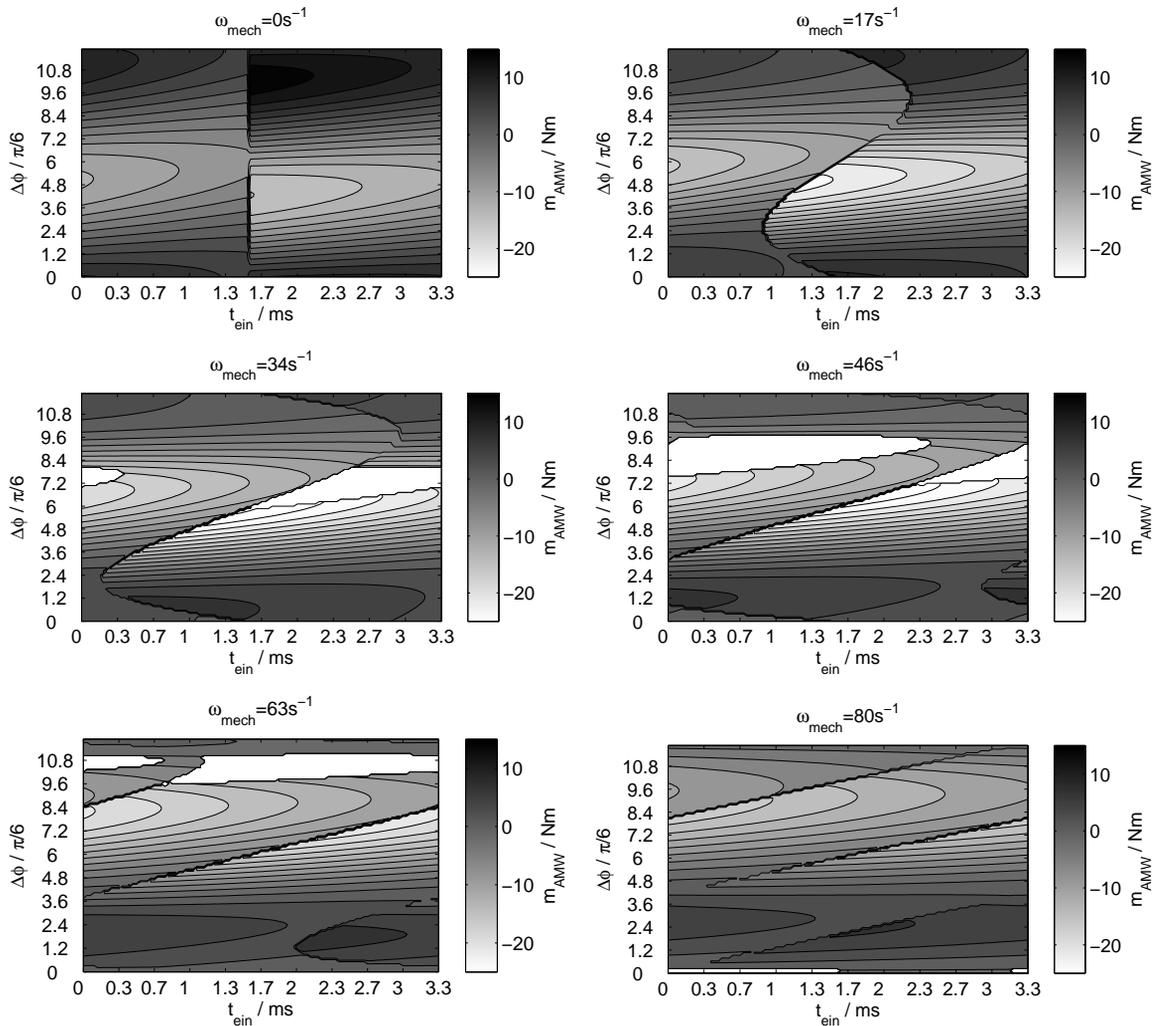


Abbildung 3.8.: Kennfelder des mittleren Drehmoments unter Berechnung dreiphasiger Einzelzündungen für verschiedene Kreisfrequenzen

durch dreiphasige Zündung eine (zweiphasige) Stromflussdauer größer als 20 ms auftritt, was aus der Wirkung von Speise- und Gegenspannung resultiert. In diesen Fällen steigt vor dem Verlöschen des zweiphasigen Stroms dieser wieder an. Diese betreffenden Parameterbereiche sind in Abb. 3.8 weiß markiert. Es ist festzustellen, dass ausschließlich Bereiche negativen Drehmoments betroffen sind.

Für den Hochlauf einer Synchronmaschine sind ausschließlich positive Drehmomente sinnvoll. Deshalb sind in Abb. 3.9 die Kennfelder für positives Drehmoment unter Weißzeichnung der negativen Drehmomentbereiche dargestellt. Es ist hier noch deutlicher zu erkennen, dass in Abhängigkeit des Differenzwinkels $\Delta\varphi$ für große Bereiche von Anfangsparameterkonstellationen kein im Mittel positives Drehmoment generierbar ist. Zusätzlich ist sichtbar, dass das maximal erzeugbare mittlere Moment mit zunehmender Drehzahl sinkt, was durch kleinere Ströme wegen steigender Gegenspannung durch die Rotation der Permanentmagnete zu erklären ist.

Die hier dargestellten Betrachtungen der Kennfelder beziehen sich ausschließlich auf die dreiphasige Einzelzündung bis zum Verlöschen aller Ströme. Es ist auch möglich, diese Kennfeldberechnungen für zweiphasige Einzelzündung durchzuführen. Allerdings ist hier dann eine Parametervariation für einen größeren Parameterraum (Einschaltzeit $t_{\text{ein}} =$

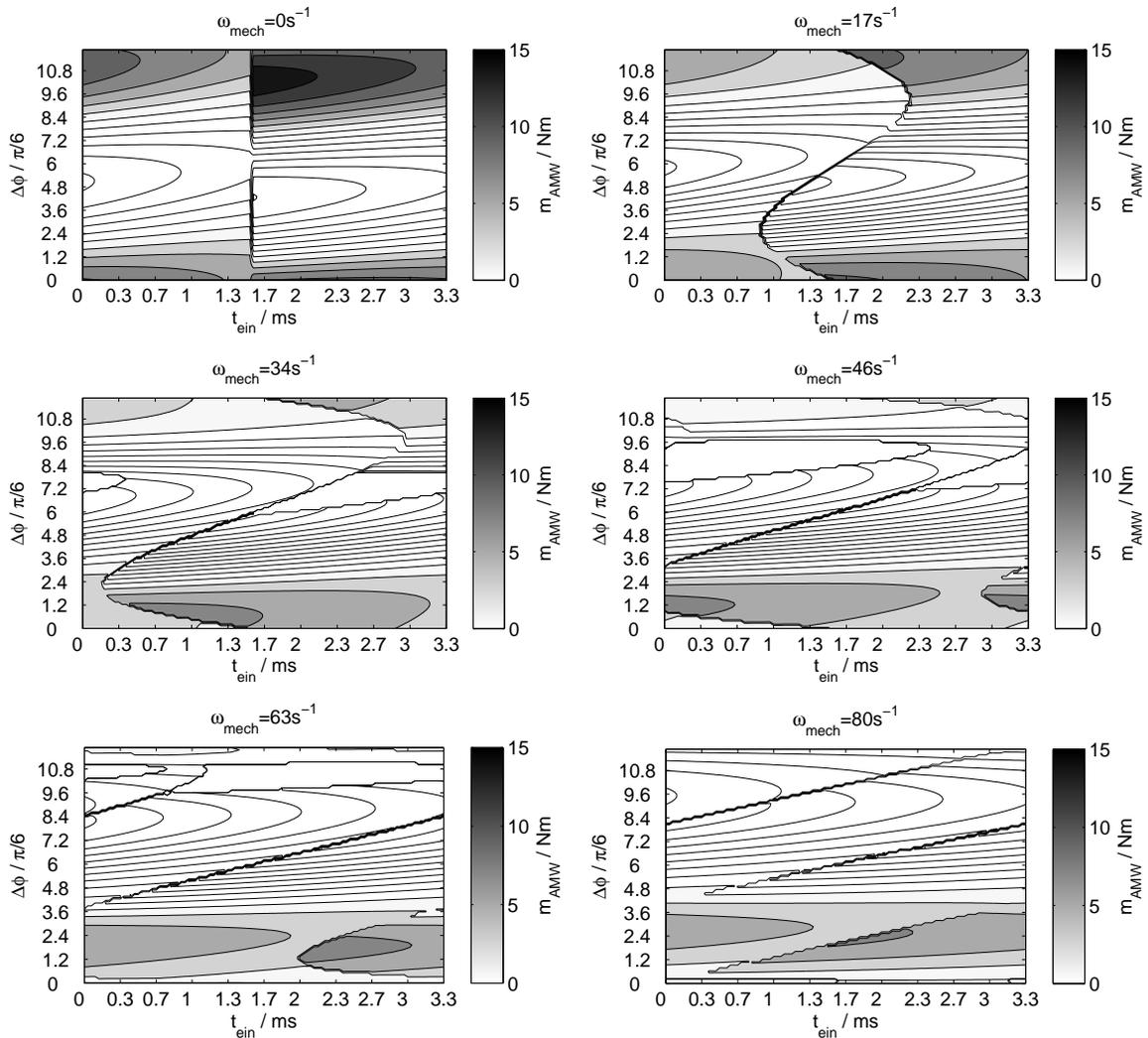


Abbildung 3.9.: Kennfelder des mittleren Drehmoments unter Berechnung dreiphasiger Einzelzündungen für verschiedene Kreisfrequenzen, Hervorhebung der positiven Drehmomentbereiche

0...20 ms) notwendig. Auf die Darstellung von Kennfeldern zweiphasiger Zündung wird hier aber verzichtet.

3.4.3. Steueralgorithmus

Die berechneten Kennfelder bilden die Grundlage einer Steuerfunktion, die in [Ann11a] beschrieben ist. Aus den erstellten Kennfeldern kann abgeleitet werden, wann eine (dreiphasige) Zündung sinnvoll ist, um beschleunigendes Drehmoment zu erzeugen. Um eine Steuerfunktion zu gewinnen, werden mehrere Operationen auf das 3D-Kennfeld angewendet, die für zwei verschiedene Drehzahlen in Abb. 3.10 und 3.11 illustriert sind.

Die Auswahl der optimalen Zündbereiche erfolgt durch Optimierung von Drehmoment und Strom, wobei Optimierung hier das Auswählen (durch Maskierung) von Bereichen im Drehmomentkennfeld nach definierten Kriterien bedeutet. So kann eine Gütefunktion für das Drehmoment definiert werden, die einerseits nur positives Drehmoment zulässt

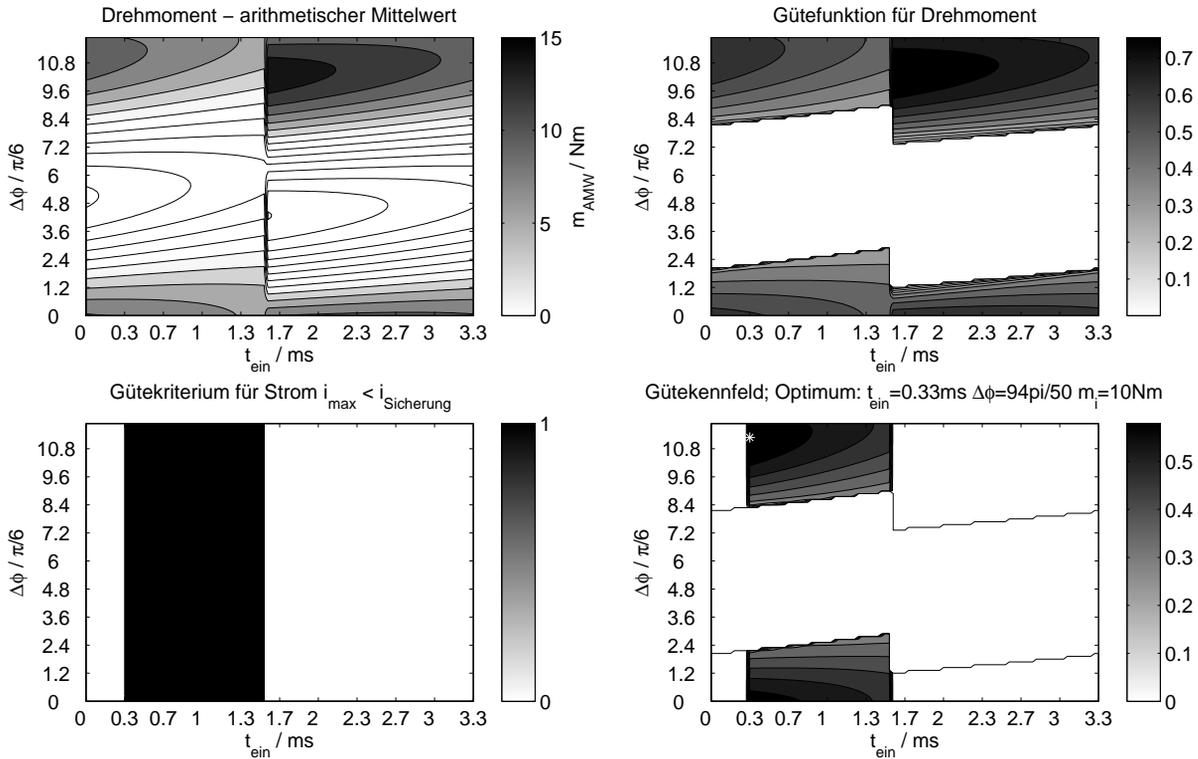


Abbildung 3.10.: Anwendung von Gütefunktion und Strommaskierung auf das Drehmomentkennfeld in Vorbereitung einer Steuerfunktion, Darstellung für Stillstand, $\omega_{\text{mech}} = 0 \text{ s}^{-1}$

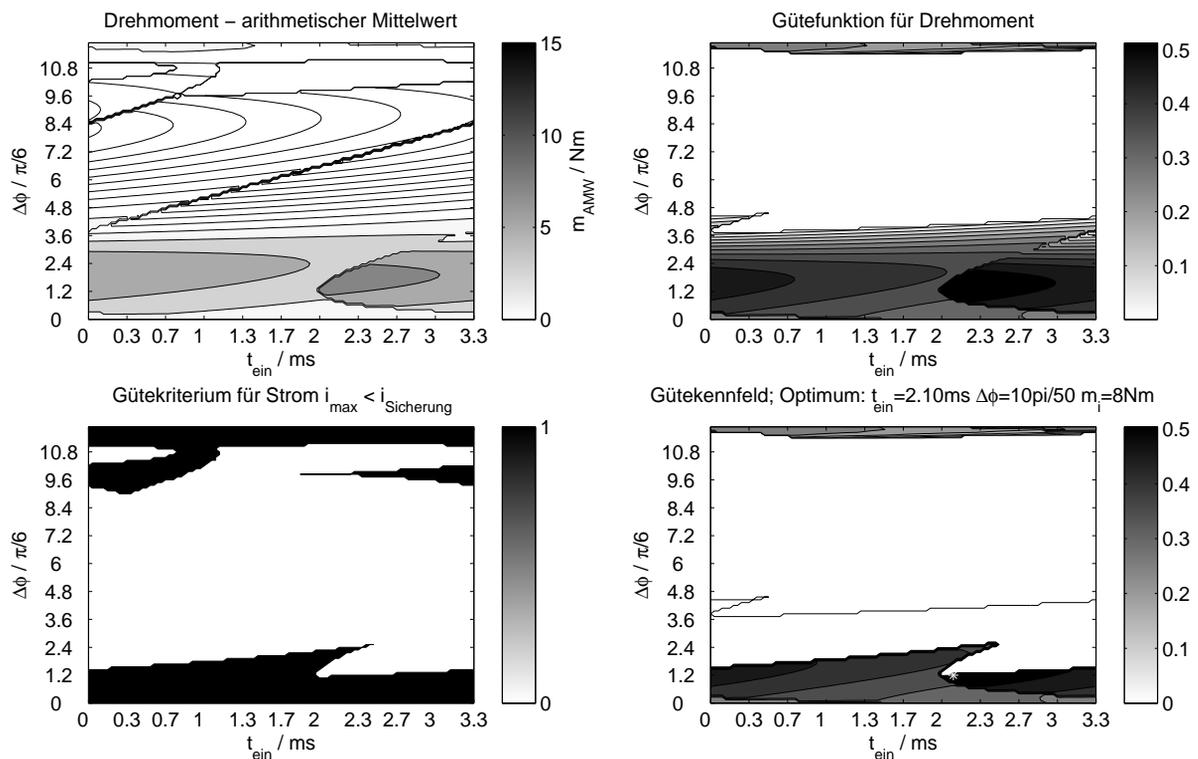


Abbildung 3.11.: Anwendung von Gütefunktion und Strommaskierung auf das Drehmomentkennfeld in Vorbereitung einer Steuerfunktion, Darstellung bei $\omega_{\text{mech}} = 63 \text{ s}^{-1}$

und andererseits auch eine Art Formfaktor berücksichtigt, in dem sie das mittlere Moment $m_{\text{AMW}} = \bar{m}_i|_{T = t_{\text{aus}}}$ (Gleichung 3.35) auf den Effektivwert (Gleichung 3.38) bezieht:

$$g = \frac{1}{2} \cdot \frac{m_{\text{AMW}}}{m_{\text{AMW}_{\text{max}}}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{m_{\text{AMW}}}{m_{\text{eff}}} \quad (3.43)$$

Wendet man die Gütefunktion gemäß Gleichung 3.43 unter dem Kriterium $g > 0$ auf das Drehmomentkennfeld (unter Nutzung eines entsprechenden Effektivwertkennfeldes) an, erhält man ein Gütekennfeld für positives Drehmoment wie in Abb. 3.10 bzw. 3.11 (jeweils oben rechts).

Während das erste definierte Gütekriterium zur Selektion von positivem Drehmoment und unter Anwendung eines bestimmten Schwellwertes g_{min} zur Maximierung des Drehmoments geeignet ist, wird ein zweites Kriterium zur Begrenzung des (Maximal-)Stroms definiert. So muss zusätzlich ein Kennfeld für die globalen Maxima der Ströme berechnet werden, welches direkt aus der Berechnung der dreiphasigen Zündungen gemäß Abb. 3.6 geschehen kann. In den Abb. 3.10 bzw. 3.11 (jeweils unten links) ist exemplarisch ein Maximalstrom von $i_{\text{max}} = \sqrt{2} \cdot 16 \text{ A}$ zugelassen.

Die Maskierung mit dem Strommaximum angewendet auf das Gütekennfeld ergibt dann das als Steuerfunktion nutzbare Gütekennfeld (in Abb. 3.10 bzw. 3.11 jeweils unten rechts). Es ist in diesen Beispielkennfeldern zu erkennen, dass sich der nutzbare Drehmomentbereich weiter verkleinert, insbesondere für Stillstand, aufgrund der Maximalstrombegrenzung.

Weiterhin ist in den Abbildungen 3.10 und 3.11 jeweils der gemäß den definierten Gütekriterien optimale Einschaltzeitpunkt markiert und die geltenden Anfangsparameter sowie das berechnete Drehmoment jeweils angegeben.

Im Sinne einer Steuerung (Ablaufplan siehe Abb. 3.12) kann das erstellte Gütekennfeld folgendermaßen genutzt werden. Es sind die aktuellen Parameter ω_p , φ_1 , φ_p zu erfassen und in die für das Kennfeld maßgeblichen Parameter t_{ein} , $\Delta\varphi$, ω_{mech} umzurechnen, die dann als potentielle Zündparameter fungieren. Mittels Vergleich des aus dem Kennfeld abgelesenen Wertes mit einem Schwellwert g_{min} kann die Zündentscheidung realisiert werden und entsprechend zum aktuellen Zeitpunkt eine dreiphasige Einzelzündung ausgeführt werden, die dann einen Strom- bzw. Drehmomentverlauf entsprechend der für diesen Zeitpunkt gültigen Zündparameter zur Erstellung des Drehmomentkennfeldes liefern soll. Dieser Vorgang kann zyklisch wiederholt werden, wann immer kein Strom fließt. Abbildung 3.12 zeigt den Ablaufplan des Steueralgorithmus. Das Gütekennfeld kann als Look-Up-Table (LUT) hinterlegt werden. Somit kann im laufenden (Anlauf-) Betrieb des Drehstromstellers unter Nutzung der zuvor offline durchgeführten Strom- und Drehmomentvorausberechnung eine Auswahl günstiger Drehmomente für beliebige Arbeitspunkte erfolgen.

Die verschiedenen sich einstellenden Arbeitspunkte können mittels Trajektorie im Kennfeld dargestellt werden. Die Darstellung von Arbeitspunkttrajektorien erfolgt im nachstehenden Abschnitt.

3.4.4. Trajektorien

Wie zuvor beschrieben, bilden das Drehmomentkennfeld bzw. das entwickelte Gütekennfeld das Entscheidungskriterium für die Steuerung der dreiphasigen Zündung. Entsprechend kann der jeweils aktuelle Arbeitspunkt als potentieller Zündzeitpunkt aufgefasst

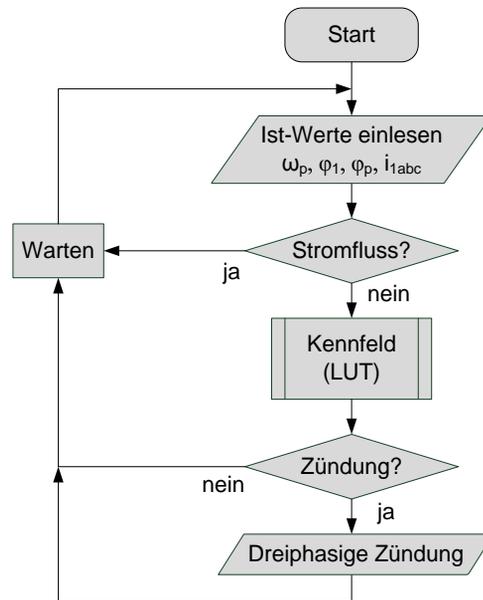


Abbildung 3.12.: Schematischer Ablaufplan des Steueralgorithmus für eine kennfeldbasierte Zündsteuerung

werden. Er ist gekennzeichnet durch die Parameter t_{ein} , $\Delta\varphi$, ω_{mech} und kann damit im Kennfeld eingezeichnet werden. Die Bewegung des Arbeitspunktes im 3D-Kennfeld kann als Trajektorie aufgefasst werden. In Abb. 3.13 ist exemplarisch (ausgehend vom Stillstand) eine solche Trajektorie in die Kennfeldschnittebene für Drehzahl Null eingezeichnet. Nebenstehend ist der zugehörige Zeitverlauf der von der Trajektorie durchlaufenen Drehmomentgüte angegeben sowie zusätzlich die Zeitverläufe Drehzahl, Drehmoment und Strom.

Ausgehend vom Stillstand bewegt sich die Trajektorie mit maximaler Steigung aufgrund des fortlaufenden Netzphasenwinkels φ_1 und gleichzeitig konstantem Rotorwinkel. Die waagerechten Verbindungen sind als Verbindung der von links nach rechts laufenden Trajektorie aufzufassen. Bei Überschreiten der Schwelle ($g_{\text{min}} = 0,6$), bzw. hier bei Eintritt der Trajektorie in den grau markierten Bereich, erfolgt die dreiphasige Zündung (im Kennfeld mit * gekennzeichnet). Es ergeben sich dargestellte Strom- und Drehmomentverläufe. Die Drehzahl steigt an und die Trajektorie im Kennfeld wird flacher auf Grund der sinkenden Differenzwinkelgeschwindigkeit zwischen Netz- und Polradspannung. Dabei gilt natürlich für die von Null verschiedene Drehzahl streng genommen eine andere Kennfeldschnittebene entsprechend der aktuellen Drehzahl. Dies kann aus Darstellungsgründen hier nicht berücksichtigt werden. Im Zeitverlauf ist aber die wahre Trajektorien Spur g im 3D-Kennfeld dargestellt.

Bei Synchronbetrieb würden beide Winkelgeschwindigkeiten übereinstimmen und der Differenzwinkel $\Delta\varphi$ wäre konstant und entspräche dem Polradwinkel. Die Trajektorie hätte den Anstieg Null und würde stationär bei dem aktuellen Polradwinkel verlaufen. Für Drehzahlen oberhalb der Nennfrequenz wäre der Anstieg der Trajektorie entsprechend negativ.

In Abb. 3.13 ist links im Zeitverlauf bei $t = 3\text{ms}$ ein erneuter Durchlauf (Trajektorien spur) der Trajektorie durch einen günstigen Kennfeldbereich erkennbar. Allerdings erfolgt hier keine Folgezündung, obwohl bereits eine Phase verloschen ist, weil gemäß definiertem Steueralgorithmus, siehe Abb. 3.12, bei Stromfluss keine erneute Zündung erfolgt. Diese

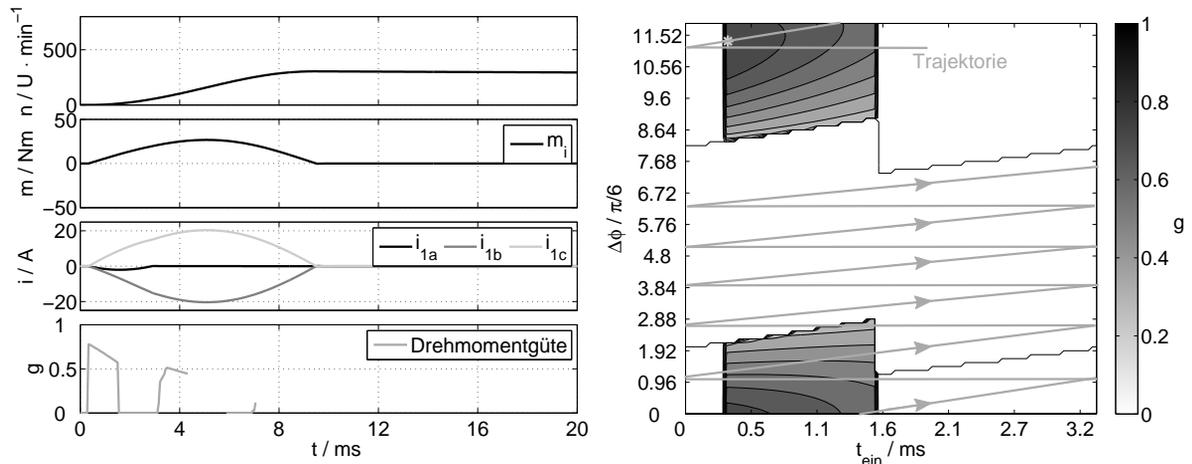


Abbildung 3.13.: links: Zeitverlauf von Drehzahl, Drehmoment und Strom einer dreiphasigen Zündung, sowie Spur der Trajektorie aus Gütekennfeld, rechts: Gütekennfeld und Trajektorie

Problematik der Folgezündung im Bezug auf die kennfeldbasierte Vorausberechnung wird im nachfolgenden Abschnitt aufgegriffen.

3.4.5. Problematik Folgezündung

Die zuvor berechneten Kennfelder berücksichtigen ausschließlich dreiphasige Einzelzündungen. Sie können also nur als Vorhersage für Zündungen ohne vorherigen Stromfluss genutzt werden. Es ist aber zur Erhöhung des Drehmomentmittelwerts sinnvoll, nach Verlöschen einer Phase Folgezündungen ausführen zu können, was zu einem längeren Stromfluss bzw. auch zu höheren Drehmomentwerten führen kann. Bereits nach Abb. 3.13 ist zu vermuten, dass dort eine zusätzliche Folgezündung sinnvoll wäre.

Auch für den Übergang zum kontinuierlichen Stromfluss bei Erreichen der Synchrondrehzahl ist die Möglichkeit der Folgezündung unerlässlich. Deshalb soll hier die Möglichkeit der Folgezündung untersucht werden.

Die Lösung der Strom-DGL für quasistationären Betrieb bei vorhandenem Stromfluss (in zwei Phasen) wurde mit Gleichung 3.33 angegeben. Würden nun die Stromanfangswerte in die Kennfeldberechnung einbezogen, wären zwei weitere Parameter notwendig (entweder die Stromanfangswerte in zwei Phasen unter Berechnung des dritten Stromes oder alternativ ein Stromanfangswert und die Information über die aktuell stromführenden Phasen). Das Kennfeld würde damit fünfdimensional und äußerst komplex. Sowohl der Speicherbedarf als auch die Handhabung wären problematisch.

Nachfolgend (siehe Abb 3.14 und 3.15) wird zunächst weiterhin das Einzelzündungskennfeld genutzt, um für zwei exemplarische Arbeitspunkte Einzelzündung und eine zusätzliche Folgezündung zu betrachten. In beiden Fällen wird eine Einzelzündung ausgeführt, wobei jeweils zusätzlich einmal eine Folgezündung erfolgt und diese zugleich mit dem Unterlassen der Folgezündung verglichen wird. Zusätzlich erfolgt die Darstellung der Folgezündung im Einzelzündungskennfeld. Abb. 3.14 und 3.15 zeigen die Berechnungsergebnisse.

Ausgehend von einer rotierenden Maschine (Maschine 1, $w_{\text{mech}} = 28 \text{ s}^{-1} \hat{=} n_{\text{mech}} = 267 \text{ U/min}$) erfolgt ein Einzelzündung zu den angegebenen Parametern sowie alternativ

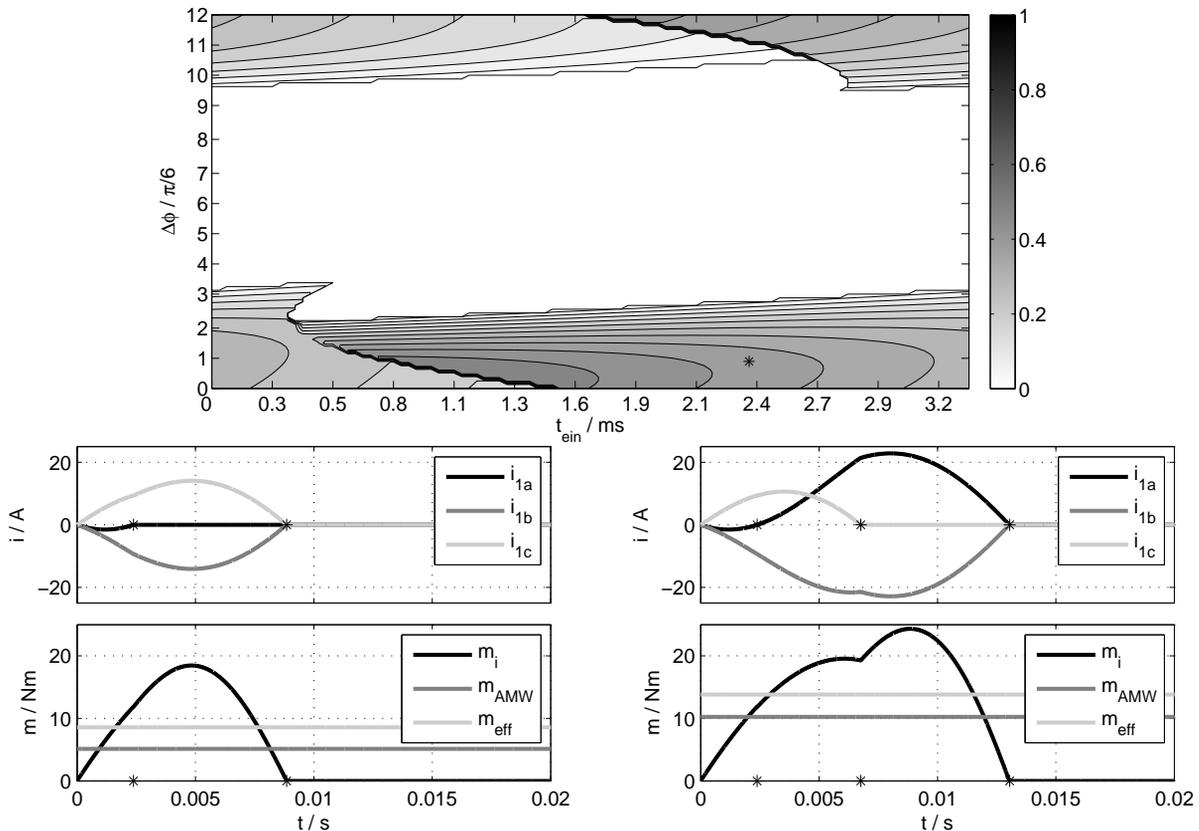


Abbildung 3.14.: Günstige Folgezündung ($w_{\text{mech}} = 28 \text{ s}^{-1}$, $t_{\text{ein}} = 0 \text{ ms}$, $\Delta\varphi = 0$);
 oben: Kennfeld, unten links: Verläufe ohne Folgezündung, unten rechts:
 Verläufe mit Folgezündung

eine zusätzliche Folgezündung direkt nach Verlöschen des ersten Stromes. Die Berechnung erfolgt nach Gleichung 3.33.

In Abb. 3.14 wird die Initialzündung bei ($t_{\text{ein}} = 0 \text{ ms}$, $\Delta\varphi = 0$) betrachtet. Der Zeitpunkt des Verlöschen eines Stromes ist (jeweils mit dem Symbol $*$) eingezeichnet und markiert im Falle des erstverlöschenden Stroms i_{1a} zugleich die Folgezündung (Zeitverlauf rechts, bzw. auch im Kennfeld) in dieser Phase. Der Vergleich der Zeitverläufe lässt erkennen, dass eine Folgezündung hier das Drehmoment (sowie auch den Strom i_{1b}) deutlich erhöht. Es wird eine Verdopplung des mittleren Moments (hier bezogen auf 20 ms) erreicht. Im Kennfeld liegt der Punkt der Folgezündung im günstigen Zündbereich der dreiphasigen Einzelzündungen. Es ist zu vermuten, dass das Kennfeld der Einzelzündungen auch für die Entscheidung über eine Folgezündung dienlich wäre, natürlich mit der Einschränkung, dass die im Kennfeld hinterlegten vorausgerechneten Drehmomente ohne Stromanfangswerte berechnet wurden und deshalb die Vorhersage quantitativ nicht zutreffen kann.

Die Gegenprobe wird mit einem weiteren Arbeitspunkt für die Einzelzündung durchgeführt. Abb. 3.15 zeigt die Initialzündung bei ($t_{\text{ein}} = 0 \text{ ms}$, $\Delta\varphi = 2/5 \pi$). Auch hier wird nach dem ersten Verlöschen eine Folgezündung berechnet. Die Markierung im Kennfeld liegt in diesem Fall außerhalb des laut Kennfeld günstigen Zündbereichs. Entsprechend ergibt sich auch tatsächlich ein negatives Drehmoment im Fall der Folgezündung im Gegensatz zur Einzelzündung ohne Folgezündung. Hier ist also die Folgezündung nicht sinnvoll.

Es ist vorstellbar, dass die Entscheidung der Folgezündung qualitativ auch mit dem Kennfeld der Einzelzündung durchführbar ist. Quantitativ werden natürlich nicht die prognostizierten Werte erreicht. Damit existiert keine zuverlässige Ergebnisvorhersage.

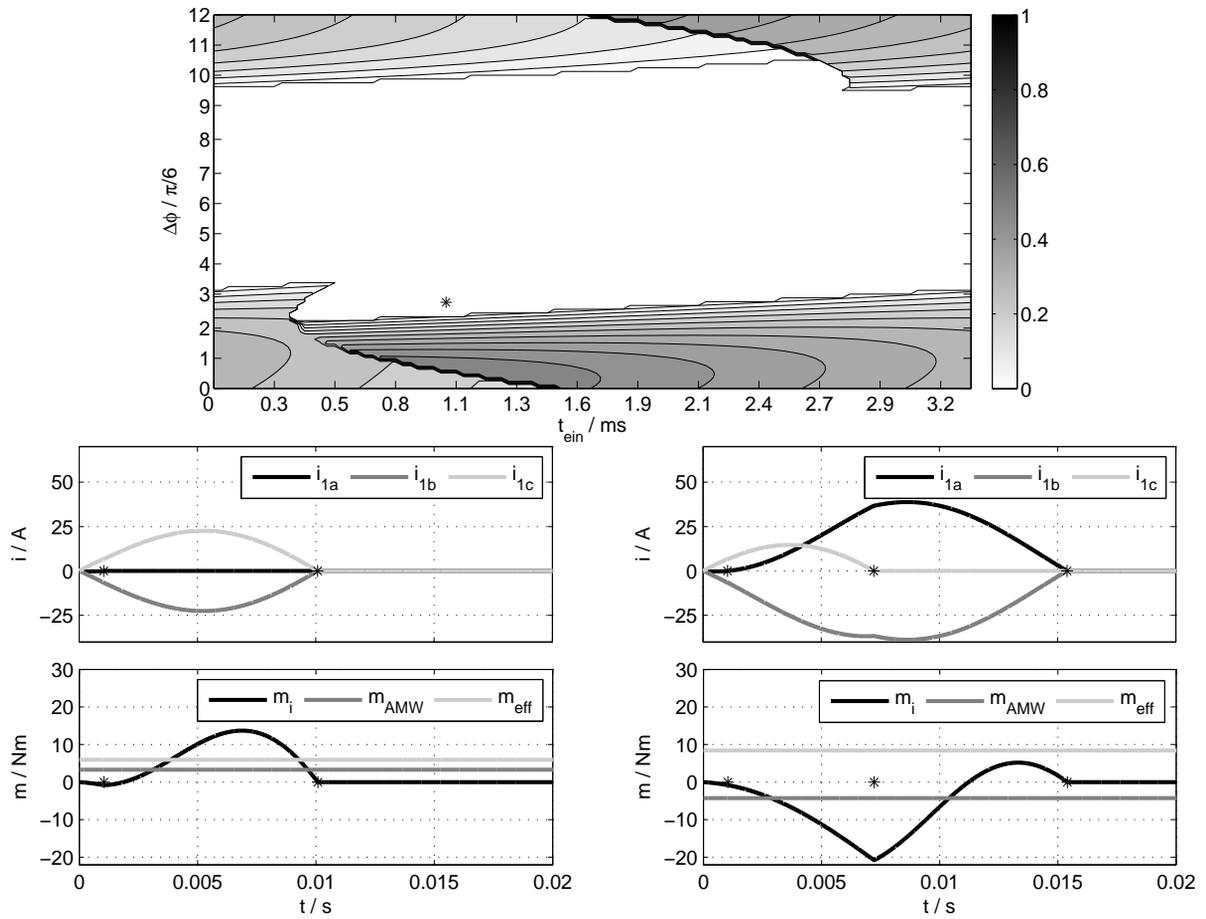


Abbildung 3.15.: Ungünstige Folgezündung ($w_{\text{mech}} = 28 \text{ s}^{-1}$, $t_{\text{ein}} = 0 \text{ ms}$, $\Delta\varphi = 2/5\pi$);
 oben: Kennfeld, unten links: Verläufe ohne Folgezündung, unten rechts:
 Verläufe mit Folgezündung

Um die Vorausberechnung mit Anfangswerten praktikabel zu gestalten, ist ein anderer Ansatz als die kennfeldbasierte Vorausberechnung nützlich. Vorteilhaft ist hier die Echtzeitberechnung, also die Vorausberechnung des erzielbaren Drehmoments direkt im Vorfeld einer Zündung. Dann ist keine umfangreiche Parametervariation notwendig und es können ohne große Aufwand zusätzliche Parameter – also die Stromanfangswerte – einbezogen werden. Die Echtzeitberechnung stellt damit die Basis einer Art „prädiktiven Steuerung“ dar. Nachfolgend wird vorbereitend für diese Steuerung das Prinzip der Echtzeitberechnung erläutert.

3.5. Echtzeit-Vorausberechnung

Es wurde bereits festgestellt, dass für die Vorausberechnung von Strom- und Drehmomentverläufen für die Folgezündung bei vorhandenem zweiphasigem Stromfluss die kennfeldbasierte Vorausberechnung wegen der Komplexität auf Grund zahlreicher Variationsparameter nicht praktikabel ist. Stattdessen soll zur späteren Nutzung für eine prädiktive Steuerung des DSS nachfolgend die Möglichkeit der Echtzeit-Vorausberechnung dargestellt werden.

Echtzeit-Vorausberechnung bedeutet, dass direkt im Voraus einer anstehenden Zündung

alle zur Verfügung stehenden Zündvarianten vorausberechnet werden. Anders als bei der kennfeldbasierten Berechnung werden also zusätzlich zur dreiphasigen auch die verschiedenen zweiphasigen Einzelzündungen einbezogen. Zusätzlich ist im Fall der Echtzeit-Vorausberechnung bei vorhandenem zweiphasigen Stromfluss die Möglichkeit der Berechnung der Folgezündung unter Berücksichtigung der Anfangswerte des Stromes gegeben. Für die Stromberechnung wird wieder die universelle Stromberechnungsgleichung 3.33 genutzt. Dabei sind nun notwendigerweise sechs variable Parameter vorhanden (ω_p , φ_1 , φ_p , $i_{1a,0}$, $i_{1b,0}$, $i_{1c,0}$).

Nachfolgend wird im Hinblick auf die implementierte prädiktive Steuerung des DSS der grundsätzliche Algorithmus der Echtzeit-Vorausberechnung beschrieben, sowie anschließend auf die Besonderheiten des Verfahrens eingegangen, [Anm11b, BGL11a, BGLM11].

3.5.1. Algorithmus

Grundsätzlich können fünf verschiedene Schaltzustände des Thyristorstellers (Abb. 2.11) auftreten (vorausgesetzt die antiparallelen Thyristoren in jeder Phase werden paarweise gezündet). Es sind sowohl drei (A, B und C) als auch zwei leitende Thyristoren (AB, BC oder CA) sowie kein leitender Thyristor möglich. Diese Zustände können durch Zündung der entsprechenden Thyristorpaare oder Thyristortripel erreicht werden, wie bereits in Abb. 3.4 illustriert wurde.

Eine Möglichkeit besteht darin, alle drei Thyristoren zu zünden, was zu einem dreiphasigen Stromfluss führt, bis schließlich der erste Thyristor verlöscht und weiterhin zwei Phasen stromführend sind. Die andere Möglichkeit ist die Zündung von ausschließlich zwei Thyristoren (in AB, BC oder CA) mit der Folge eines zweiphasigen Stromflusses. Beide Varianten werden als Einzelzündung bezeichnet, siehe auch Abb. 3.4.

Führen zwei Phasen einen Strom, besteht die Möglichkeit, die jeweils dritte Phase zusätzlich zu zünden. Diese Variante wird als Folgezündung bezeichnet (siehe Abb. 3.4). Entsprechend der in den jeweiligen Zeitabschnitten beteiligten leitenden Phasen sind die Koeffizienten in Gleichung 3.33 zur Stromberechnung einzusetzen. So ergeben sich, abhängig vom jeweiligen Schaltzustand der Thyristoren, vier zu unterscheidende Gleichungssysteme:

- 1.–3. zwei leitende Phasen (A und B, oder B und C, bzw. C und A)
4. drei leitende Phasen (A, B und C)
- (5.) kein Stromfluss

Diese verschiedenen Gleichungssysteme müssen parallel vor jeder Zündentscheidung für die Stromberechnung angewendet werden. Dabei wird immer genau für eine Zündung voraus berechnet (ggf. inkl. zweiphasiger Weiterberechnung, s. Abb. 3.4), bis zum Verlöschen aller Ströme, nicht aber für mögliche weitere darauffolgende Folgezündungen.

Die parallele Vorausberechnung ist der zentrale Kern des Algorithmus der Echtzeit-Vorausberechnung. Darauf folgt die Drehmomentberechnung sowie der Drehmomentvergleich und die darauf basierende Zündentscheidungslogik. Der gesamte schematische Ablauf der Echtzeit-Vorausberechnung ist in Abb. 3.16 dargestellt.

Die konkret realisierte (zweiphasige / dreiphasige) Zündung bestimmt dann den weiteren Ablauf. Bei dreiphasigem Stromfluss muss das Verlöschen des ersten Thyristorstroms ab-

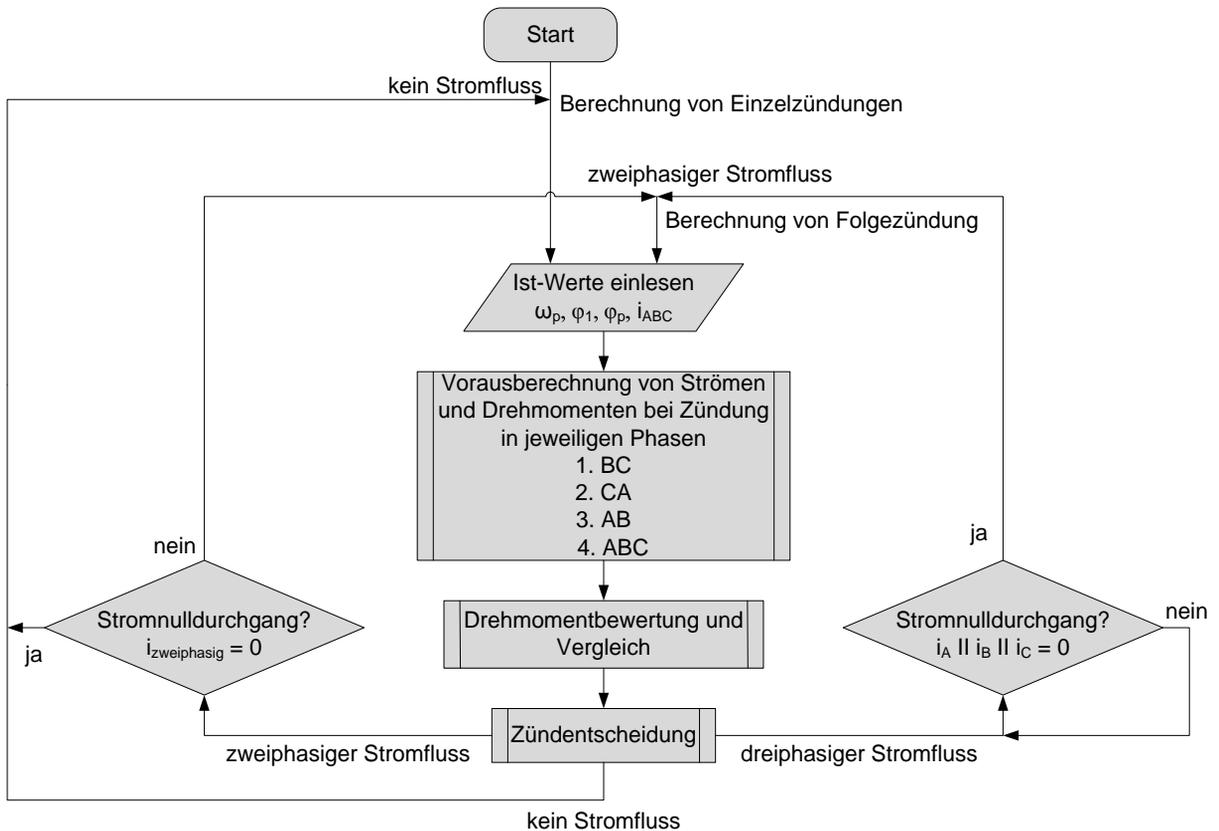


Abbildung 3.16.: Schematischer Ablaufplan des Steueralgorithmus für eine Zündsteuerung mit Echtzeit-Vorausberechnung

gewartet werden, weil erst dann wieder ein Eingriff in den Prozess möglich ist. In diesem Fall ist die Prüfung einer Folgezündung möglich. Nach zweiphasiger Zündung ist ebenfalls eine Folgezündung möglich, solange der zweiphasige Stromfluss besteht. Nach dem Nulldurchgang des zweiphasigen Stroms kann wieder die Einzelzündung berechnet werden. Zündentscheidungen sind also immer dann notwendig, wenn ein Phasenstrom verlöscht, bzw. wenn kein Strom fließt.

Wegen der gegenüber der kennfeldbasierten Vorausberechnung erweiterten Auswahl an Zündvarianten können deutlich mehr Zündungen realisiert werden. Die Auswahl der Zündungen erfolgt aber nach dem Windhundprinzip, d.h. es ergibt sich nicht zwangsläufig die optimale Zündfolge, sondern ggf. werden Nebenoptima als Zündentscheidungen geliefert. Realisierte Ergebnisse aus Simulation und Messung werden ausführlich in Abschnitt 4 illustriert und diskutiert. Zuvor soll noch auf einige Details der Echtzeit-Vorausberechnung eingegangen werden.

3.5.2. Nullstellenerkennung

Die für den Steueralgorithmus wesentlichen Entscheidungszeitpunkte sind die Nullstellen der Ströme, wenn Thyristoren verlöschen. Deswegen ist eine geeignete Nullstellenerkennung notwendig. Bei der Nullstellendetektion muss zwischen der realen Nullstellenerkennung und der Stromnullstellenbestimmung innerhalb der Berechnung unterschieden werden. Die Nullstellenbestimmung innerhalb der Vorausberechnung ist auch für die kennfeld-

basierte Vorausberechnung notwendig. Die Stromnullstellen markieren die Umschaltzeitpunkte der Differentialgleichungssätze (dreiphasig / zweiphasig / kein Stromfluss), siehe auch Abb. 3.6.

Für die Steuerung der Vorausberechnung ist die Kenntnis des Leitzustands der Thyristoren notwendig. Dieser kann durch Messung der Phasenströme ermittelt werden. Diese Nullstellenerkennung wird ebenfalls in der kennfeldbasierten Berechnung benötigt, mit dem Unterschied, dass dort ausschließlich das Verlöschen aller Thyristoren wesentlich ist. Im Gegensatz dazu muss hier jeder Nulldurchgang separat ausgewertet werden, um eine hohe Flexibilität zu erreichen.

Um die Störanfälligkeit zu minimieren, wird die Nullstellenerkennung nur freigeschaltet, wenn zuvor Stromfluss in definierter Größe detektiert wurde. Auf diese Weise wird verhindert, dass z.B. ein Strom durch Schutzschaltungen (Snubber-Kreis) oder aber das Auftreten einer Rückstromspitze nach vorherigem Stromfluss entgegengesetzter Polarität ausgewertet wird.

Die eigentliche Nullstellenerkennung basiert auf dem Vergleich des aktuellen Messwertes mit dem Vorgängerwert. Haben diese unterschiedliche Vorzeichen bzw. ist der Ist-Wert genau Null, liegt eine Nullstelle vor. Diese Überprüfung muss für alle Phasen erfolgen, um über Einzel- oder Folgezündung zu entscheiden. Eine „einfache Nullstelle“ schaltet die Berechnung der Folgezündung frei. Das Verlöschen des zweiphasigen Stromflusses wird als „doppelte Nullstelle“ bezeichnet und schaltet entsprechend die Berechnung der Einzelzündung frei. Eine dreifache Nullstelle kommt praktisch nicht vor, wäre aber wie eine doppelte Nullstelle zu behandeln. Das Ergebnis der Nullstellenerkennung der gemessenen Ströme ist damit der Auslöser der zentralen Strom- und Drehmomentberechnung.

3.5.3. Strom- und Drehmomentberechnung

Abhängig vom Leitzustand der Thyristoren, welcher mittels der zuvor beschriebenen Nullstellenerkennung der gemessenen Ströme ermittelt wird, erfolgt die Vorausberechnung von Strom und Drehmoment für Einzel- oder Folgezündung. In Abb. 3.17 sind die verschiedenen Abfolgen der Berechnung illustriert. Der Übergang von einem Berechnungsblock zum nächsten erfolgt angetrieben durch die zuvor beschriebene Nullstellenerkennung innerhalb der Vorausberechnung.

Die Berechnung der verschiedenen Alternativen erfolgt parallel unter Anwendung der Gleichung 3.33 unter Berücksichtigung der jeweils beteiligten Phasen mittels entsprechender Koeffizienten über einen Zeitraum von 20 ms. Damit ergibt sich z.B. bei der Einzelzündung (hier sind keine Stromanfangswerte notwendig) für die Berechnung des Stroms i_{1a} bei dreiphasiger Zündung Gleichung 3.30 und für zweiphasige Zündung Gleichung 3.32.

In Abb. 3.18 ist exemplarisch das Ergebnis einer Vorausberechnung aller möglichen Einzelzündvarianten dargestellt. In diesem Fall werden alle vier Varianten berechnet. Wie auch für die kennfeldbasierte Berechnung wird zu den Strömen auch direkt das innere Drehmoment nach Gleichung 3.34 berechnet und außerdem der auf die jeweilige Stromflusszeit bezogene Drehmomentmittelwert (Gleichung 3.35), dessen Wert das Zündkriterium liefert. Im dargestellten Beispiel würde die zweiphasige Zündung in A und B den größten Effektivwert liefern.

Weiterhin werden für die Zündentscheidung jeweils der erwartete maximale Strom sowie das im Zeitverlauf auftretende minimale Drehmoment (negatives Maximum) erfasst. Es ist auch denkbar, weitere Größen wie z.B. das maximale Drehmoment (im Zeitverlauf) zu

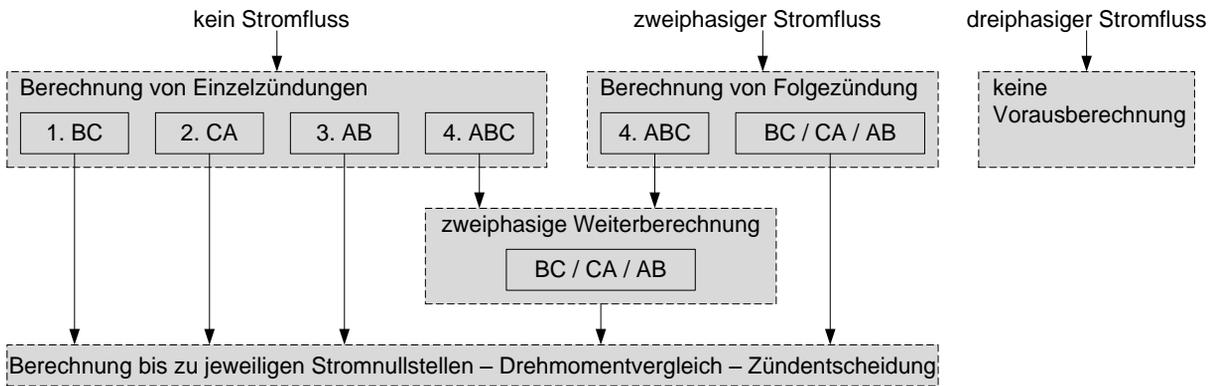


Abbildung 3.17.: Schematischer Ablaufplan der parallelen Vorausberechnung aller möglichen Zündvarianten

ermitteln.

Bei zweiphasigem Stromfluss wird gemäß Abb. 3.17 die Folgezündung berechnet. D.h. in Abhängigkeit der am bestehenden Stromfluss beteiligten Phasen (BC, CA oder AB) wird die zusätzliche Zündung der jeweils dritten Phase berechnet, was einer dreiphasigen Zündung unter Einbeziehung der Stromanfangswerte entspricht, siehe Abb. 3.19. Zusätzlich wird zum Vergleich der Strom (in BC, CA oder AB) bei Ausbleiben der Zündung berechnet (ebenfalls in Abb. 3.19 dargestellt). Mithin entfällt die Vorausberechnung der anderen Kombinationen.

Für die Drehmomentmittelwertberechnung existiert ein alternatives Konzept, bei dem der Mittelwert zum Vergleich mit den Mittelwerten der zweiphasigen Berechnung(en) nicht über den gesamten Verlauf einer Zündung, sondern nur bis zum ersten Nulldurchgang berechnet wird. Dies betrifft die Berechnung der dreiphasigen Zündung.

Hier erfolgt die Berechnung des Drehmoments für beide Bereiche – dreiphasige Berechnung und zweiphasige Weiterberechnung. Anschließend wird der Drehmomentmittelwert des gesamten Zeitverlaufs (dreiphasig und zweiphasig) berechnet. Bei positivem Drehmomentmittelwert (Berechnung nach Gleichung 3.35 über gesamte Stromflusszeit mit Bewertungszeit t_{aus}) wird für die Weiterverarbeitung aber nur der Mittelwert für den dreiphasigen Verlauf (Berechnung nach Gleichung 3.35 mit der Bewertungszeit t_{Nst} , siehe Abb. 3.4) ausgewertet.

Bei dieser Art der Mittelwertberechnung steigt die Wahrscheinlichkeit der Auswahl der dreiphasigen Zündung gegenüber einer der zweiphasigen Varianten, was insbesondere für die Synchronisation vorteilhaft ist, siehe Abschnitt 3.6. Ungeachtet dessen muss zur Sicherstellung, dass sich bei Ausbleiben einer Folgezündung kein ungünstiges Verhalten ergibt, für die Ermittlung der Maximalwerte von Strom und Drehmoment der gesamte Strom- und Drehmomentzeitverlauf der dreiphasigen Zündung inkl. zweiphasiger Weiterberechnung ausgewertet werden.

3.5.4. Drehmomentenvergleich und Zündentscheidung

Grundsätzlich erfolgt nach der Vorausberechnung zur Entscheidung über die auszuführende Zündung der Vergleich der Drehmomentmittelwerte der zuvor berechneten Varianten. Dabei muss der zu wählende Drehmomentmittelwert positiv sein und Zündvarianten mit negativem Drehmomentmittelwert werden verworfen. Gewählt wird die Kombination, die

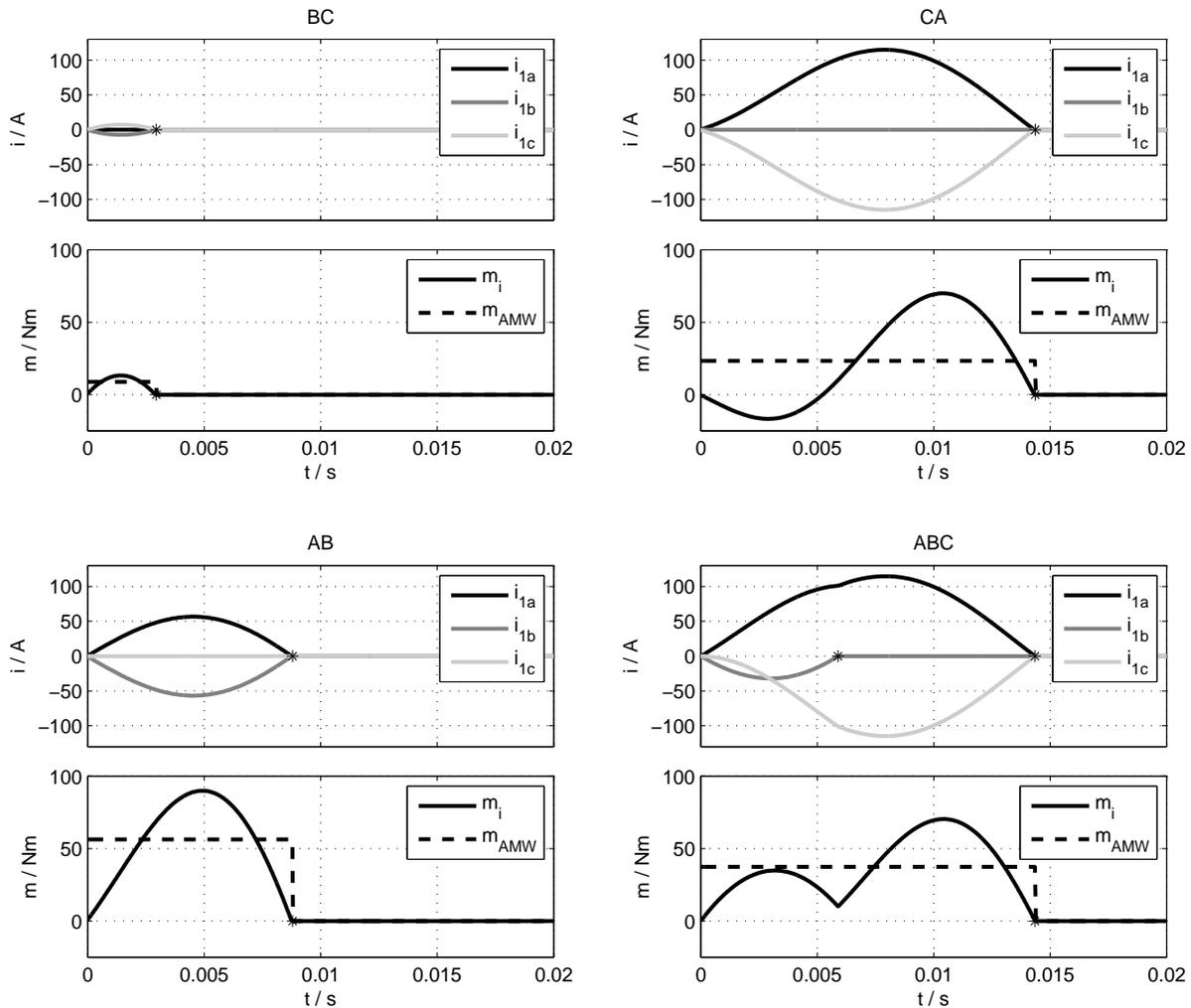


Abbildung 3.18.: Varianten der Einzelzündung für einen Arbeitspunkt

$$(\omega_p = 80 \text{ s}^{-1}, \varphi_1 = 0,78 \pi, \varphi_p = 0,53 \pi, i_{1a,0} = i_{1b,0} = i_{1c,0} = 0 \text{ A})$$

maximales Moment liefert. Alternativ kann auch ein Sollmoment definiert werden, welches dann zweckmäßig die Drehmomentobergrenze darstellt. Auf diese Weise wird, den Hochlauf begünstigend, immer das maximal zur Verfügung stehende Moment erzeugt und zugleich eine Drehmomentbegrenzung bereitgestellt.

Darüber hinaus müssen weitere Kennwerte der Zündvarianten berücksichtigt werden. Die Vorausberechnung liefert jeweils den prognostizierten maximalen Strom und das minimale Drehmoment (negatives Maximum). So kann zur Strombegrenzung ein maximal zulässiger Stromwert und zum Schutz der Mechanik ein maximal zulässiger negativer Drehmomentwert definiert werden. Bei Überschreitung werden die entsprechenden Zündvarianten aussortiert.

Für die Folgezündung, siehe Abb. 3.20, ist eine gesonderte Behandlung notwendig. Hier wird zum Zeitpunkt t_0 das verbleibende mittlere Moment durch bereits vorhandenen Stromfluss mit der optionalen Folgezündung verglichen (Stromfluss siehe Abb. 3.19).

Eine Folgezündung erfolgt, wenn das Drehmoment größer als das verbleibende Drehmoment ohne Folgezündung ist ($m_{AMW,2} > m_{AMW,1}$). Dabei muss natürlich in diesem Fall keine Zündung der bereits leitenden Thyristoren ausgeführt werden. Alternativ kann für den Drehmomentvergleich auch, wie bei der Einzelzündung beschrieben, ausschließlich der Mittelwert des Drehmoments für dreiphasigen Stromfluss herangezogen werden

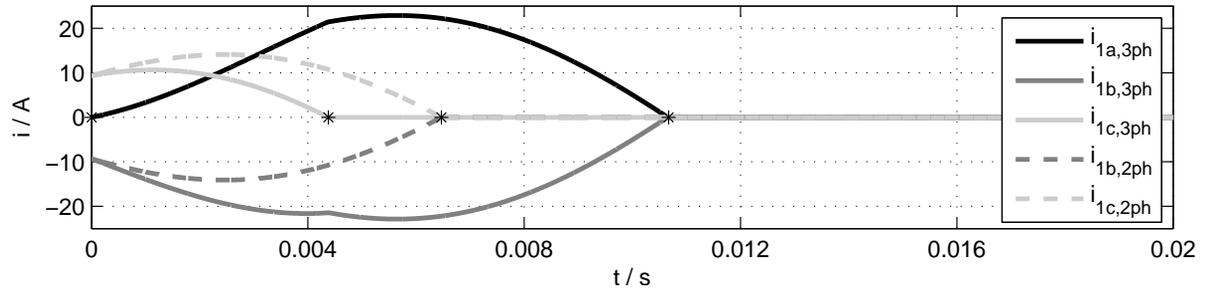


Abbildung 3.19.: Berechnung der Ströme bei Folgezündung im Vergleich zum zweiphasigen Stromfluss für einen Arbeitspunkt ($\omega_p = 112 \text{ s}^{-1}$, $\varphi_1 = 0,33\pi$, $\varphi_p = 0,33\pi$, $i_{1a,0} = 0 \text{ A}$, $i_{1b,0} = -i_{1c,0} = -10 \text{ A}$)

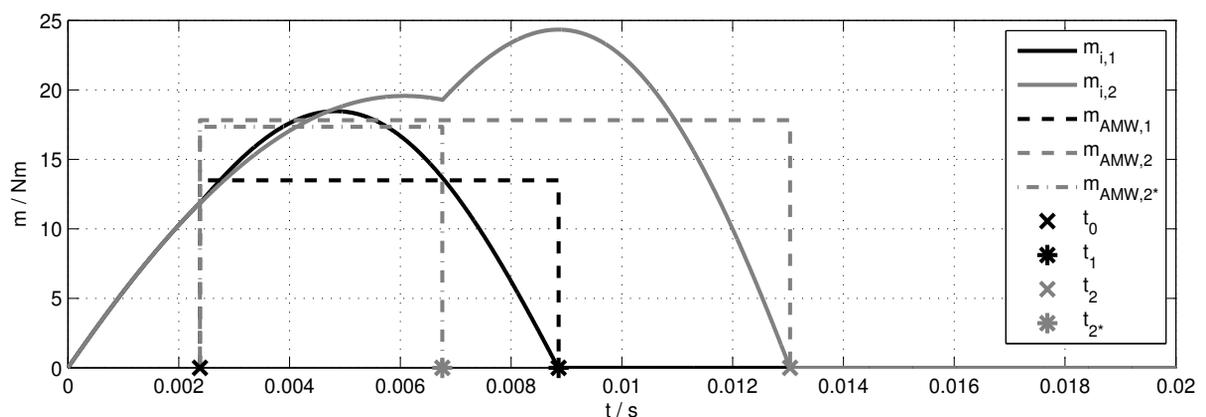


Abbildung 3.20.: Drehmomentvergleich für Folgezündung

($m_{AMW,2^*} > m_{AMW,1}$).

Die Zündung der Thyristoren geschieht entsprechend der Verschaltung des Drehstromstellers (siehe Abb. 2.11) jeweils paarweise in einer Phase. Da der Schaltzustand der Thyristoren zu jedem Zeitpunkt bekannt ist, muss einzig in den entsprechend der Zündauswahl gewählten Phasen, in denen kein Strom fließt, gezündet werden. Es ist vorteilhaft, einen minimal notwendigen Drehmomentmittelwert zu definieren, um zu verhindern, dass eine Zündung mit einem sehr kleinen Drehmomentmittelwert ausgewählt werden kann, bei der möglicherweise wegen des bevorstehenden Polaritätswechsels der Spannung fälschlicherweise anschließend der antiparallele Thyristor zündet, für den aber keine Vorausberechnung erfolgte und damit ein unerwarteter Drehmomentverlauf entstehen könnte.

3.6. Synchronisation und Überbrückung des Stellers

Die bisherigen Untersuchungen beschäftigten sich mit der Erzeugung von beschleunigendem Drehmoment für den Hochlauf der Synchronmaschine unter Nutzung einer intelligenten Steuerung des Drehstromstellers. Schließlich muss aber nach dem Hochlauf die Maschine synchronisiert und anschließend der Steller überbrückt werden (siehe Abb. 3.2). Es ist also in Vorbereitung des Synchronbetriebs das erzeugte innere Drehmoment m_i

anzupassen. Dieses muss, allgemein formuliert, die Beschleunigung der Massen und das Lastmoment kompensieren:

$$m_i = J \frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt} + m_{\text{Last}}. \quad (3.44)$$

Bisher wurde davon ausgegangen, stets das Moment m_i zu maximieren. Damit würde die Synchronmaschine über die Nenndrehzahl hinaus beschleunigt. Deswegen muss bei Erreichen der Synchrondrehzahl das Drehmoment m_i reduziert werden. Gleichzeitig ist aber weiterhin die Kompensation des Lastmoments notwendig, auch um eine Synchronisation und stabilen Betrieb am Netz zu erreichen. Dafür ist es notwendig, das Lastmoment zu detektieren.

Für die Synchronmaschine kann allgemein die Gleichung der mechanischen Leistung in Abhängigkeit der elektrischen Größen angegeben werden, [MP05]:

$$P_{\text{mech}} = -3 \cdot \frac{U \cdot U_p}{X_d} \cdot \sin \Delta\vartheta - \frac{3}{2} \cdot U^2 \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \sin 2\Delta\vartheta. \quad (3.45)$$

Daraus kann mit $P_{\text{mech}} = m \cdot \omega_{\text{mech}}$ die Gleichung für das Drehmoment (der Schenkelpolmaschine) gewonnen werden:

$$m = -3 \cdot \frac{U \cdot U_p}{\omega_{\text{mech}} \cdot X_d} \cdot \sin \Delta\vartheta - \frac{3}{2} \cdot \frac{U^2}{\omega_{\text{mech}}} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \sin 2\Delta\vartheta. \quad (3.46)$$

Für die Vollpolmaschine erhält man unter Wegfall des Reaktionsmoments wegen $X_q = X_d$ den bekannten Zusammenhang zwischen Drehmoment und Polradwinkel bei starrem Betrieb am Netz, [MP05]:

$$m = -3 \cdot \frac{U \cdot U_p}{\omega_{\text{mech}} \cdot X_d} \cdot \sin \Delta\vartheta \quad (3.47)$$

Im synchronen Betrieb kann also bei bekanntem Polradwinkel auf das Lastmoment geschlossen werden. Diese sind über die Amplitude des synchronen Moments

$$|m_{\text{syn}}| = 3 \cdot \frac{U \cdot U_p}{\omega_{\text{mech}} \cdot X_d} \quad (3.48)$$

verknüpft. Um bei Erreichen des synchronen Betriebs diesen Arbeitspunkt zu halten muss, gemäß Gleichung 3.44 die Bilanz $m_i = m_{\text{Last}}$ gelten.

Um die Synchronisation der Synchronmaschine zu erreichen ist es also erforderlich, neben der Drehzahl auch den Polradwinkel einzustellen. Zu diesem Zweck wurde eine Regelung entworfen, die ein Sollmoment berechnen soll, welches dann für die Drehmomentvorausberechnung als maximal zulässiges mittleres Moment verwendet wird. Die Regelung, siehe Abb. 3.21, besteht aus zwei Regelkreisen. Die Regelung der Drehzahl ist als P-Regler ausgeführt und liefert einen schlupfabhängigen Sollmomentanteil ($m_{\text{soll,Anlauf}}$), der damit nur bei Abweichung von der Synchrondrehzahl n_N von Null verschieden ist.

Entsprechend wird der zweite Anteil ($m_{\text{soll,Last}}$), der gemäß Gleichung 3.47 berechnet wird, zusätzlich mit $(1 - s)$ gewichtet. Dieser wirkt damit insbesondere im Bereich synchroner Drehzahl. Bei synchroner Drehzahl gilt: $m_{\text{soll}} = m_{\text{soll,Last}}$. Wenn außerdem gilt: $m_i = m_{\text{soll}}$, würde nach Gleichung 3.44 je nach Verhältnis zwischen m_i und m_{Last} das Polrad entsprechend beschleunigt bzw. verzögert werden, bis sich ein Gleichgewicht einstellt und $\Delta\vartheta_{\text{ist}} = \Delta\vartheta_{\text{Last}}$ gilt.

Damit erfolgt neben der Synchronisation der Drehzahl auf netzfrequente Drehzahl auch

eine lastabhängige Synchronisation der Rotorlage. Ist diese Synchronisation erfolgt, kann anschließend der Steller überbrückt werden und die Synchronmaschine direkt am Netz betrieben werden.

Vor der Überbrückung des Stellers sollte unbedingt der zum Lastwinkel passende Rotorwinkel eingestellt werden, sonst erfolgt eine Pendelung, deren Ausprägung von der Entfernung zum synchronen Arbeitspunkt abhängt. Pendelmoment und Pendelfrequenz sind dabei vom sog. Rückstellmoment abhängig, siehe [Far01]. In Abb. 3.22 ist eine dreiphasige Zuschaltung nahe Synchronismus dargestellt. Hier wirkt ein quadratisches Lastmoment (siehe Abschnitt 3.1.1) von 15 Nm ($\hat{=} \vartheta_{\text{Last}} = 0,08\pi$). Im Kennfeld ist hier das synchrone Drehmoment, berechnet nach Gleichung 3.47, dargestellt und zusätzlich die Trajektorie eingezeichnet. Die Trajektorie bewegt sich (pendelnd) vom markierten Startpunkt zum ebenfalls markierten synchronen Arbeitspunkt. Die Pendelung ist auch in den nebenstehenden Diagrammen in Drehzahl, Drehmoment und Strom zu erkennen. Die Frequenz beträgt ca. 12 Hz. Hier erfolgt die dreiphasige Zuschaltung hinreichend nahe am synchronen Arbeitspunkt, die Pendelung klingt ab und es erfolgt eine eigenständige Synchronisation. Weiterführende Untersuchungen zur Synchronisation und zur eingesetzten Synchronisationsregelung finden sich in Abschnitt 4.

3.7. Implementierung entwickelter Algorithmen

Die zuvor entwickelten Verfahren müssen in Form von Algorithmen auf einem Steuergerät, welches als Anlaufgerät dienen soll, implementiert werden. Dieses Steuergerät muss im wesentlichen vier Funktionen ausführen: die Analog-Digitalwandlung der Messgrößen sowie deren Weiterverarbeitung, die Berechnung und Auswahl der Zündzeitpunkte und die Prozessüberwachung. Diese Funktionen sind in der Übersicht in Abb. 3.23 zusammengefasst und lassen sich in die Messwertaufnahme, -Verarbeitung und -Ausgabe strukturieren.

Diese Funktionen können komfortabel mit einem DSP-System gelöst werden. Dabei werden in dieser Arbeit die Implementierung der kennfeldbasierten Zündsteuerung sowie der auf Echtzeitvorausberechnung basierenden Zündsteuerung betrachtet.

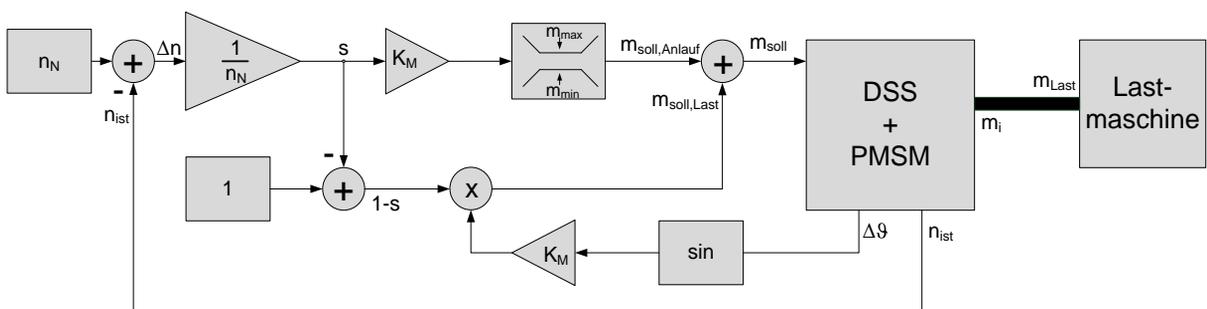


Abbildung 3.21.: Blockschaltbild der Synchronisationsregelung

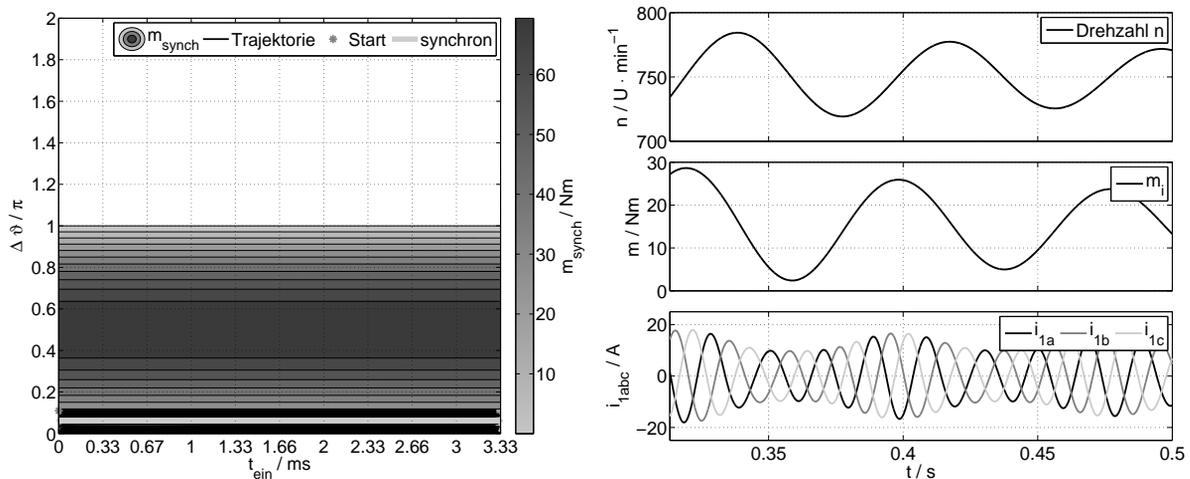


Abbildung 3.22.: Synchronisation: Dreiphasiges Zuschalten der Maschine 2 (siehe Anhang, Tabelle A.1), Trajektorie im Kennfeld des synchronen Drehmoments und Zeitverläufe von Drehzahl, Drehmoment und Strom

3.7.1. DSP-System

Das verwendete DSP-System (technische Daten siehe Anhang, Tabelle A.2) verfügt über 8 analoge und 8 digitale Eingänge sowie 4 analoge und 4 digitale Ausgänge. Die Erfassung der dreiphasigen Ströme sowie Ein- und Ausgangsspannungen des Stellers beschränkt sich auf jeweils zwei Größen unter Berechnung der jeweils dritten Größe aus Knotenpunkt- bzw. Maschensatz. Zwei weitere Analogeingänge werden für die Aufnahme der Rotorlagegebersignale (zwei phasenverschobene Sinussignale) verwendet. Alternativ ist auch die digitale Erfassung der Rotorlage unter Nutzung eines Inkrementalsignals möglich.

Abb. 3.24 illustriert die Ein- und Ausgabe mittels genutztem DSP-System. Die Ausgabe der Zündsignale erfolgt mittels Digitalausgängen für die antiparallelen Thyristorpaare je Phase ($G_1 - G_3$). Zusätzlich kann ein Überbrückungsschütz mittels Digitalausgang geschaltet werden (S_1).

Die Erfassung der Ausgangsspannungen des Stellers bzw. der Klemmenspannungen der Maschine ist für die Anlaufverfahren nicht notwendig. Die notwendige Größe der dreiphasigen Polradspannung kann ohnehin nur im stromlosen Zustand daraus bestimmt werden. Stattdessen wird diese aus der Rotorlage und Drehzahl sowie bekannten Maschinenparametern (Ψ_p) gemäß der Gleichungen 3.16 berechnet.

Messung von:	• Strömen	Schaltzustand Thyristoren	
	• Ein- und Ausgangsspannungen am DSS	Ströme i_{1abc}	
	• Rotorlage	Netzphasenwinkel φ_1	Differenzwinkel $\Delta\varphi$
		Rotorwinkel φ_p	
		Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_p	
Berechnungen und Auswahl der Zündzeitpunkte	3D-Kennfeld - LUT		
	Echtzeitberechnung		
Zündsteuerung	Digitale Ausgabe		
Prozessüberwachung	Analoge Ausgabe		

Abbildung 3.23.: Aufgaben und Funktionen des Anlaufgeräts

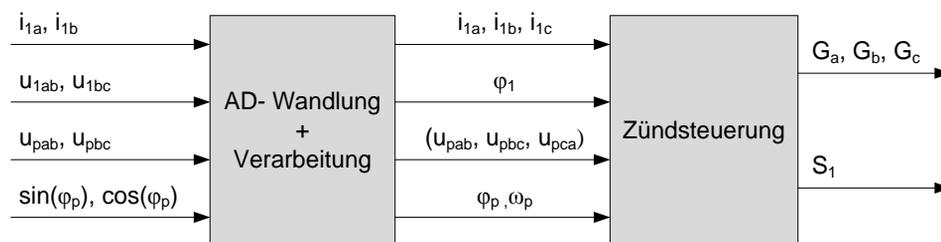


Abbildung 3.24.: Ein- und Ausgabe der Signale am DSP

Die Ausgabe der Zündsignale erfolgt mittels Freigabe einer Pulsfolge. Die Pulsung der Zündsignale verhindert eine mögliche Sättigung der Zündpulsübertrager der Thyristorgruppen. Dabei werden die Zündfreigaben entsprechend der Zündentscheidung erteilt und liegen solange an, bis eine Zündung durch entsprechend gemessenen Stromfluss ($i > 1 \text{ A}$) detektiert wird.

Die für die Berechnungen und Zündsteuerung notwendigen Daten (wie z.B. Maschinenparameter und definierte Kennwerte) werden entsprechend im Speicher hinterlegt. Die Verarbeitung der Messwerte sowie das gesamte Programm werden Interrupt-gesteuert zyklisch ausgeführt. Nachfolgend wird auf die beiden verschiedenen implementierten Steuerverfahren im Bezug auf die realisierte Programmstruktur eingegangen.

3.7.2. Implementierung der kennfeldbasierten Berechnung

Im Abschnitt 3.4.1 wurde die Möglichkeit der Berechnung von dreidimensionalen Drehmomentkennfeldern sowie die Anwendung verschiedener Gütefunktionen beschrieben. Solch ein Drehmomentkennfeld kann für einen Motor mittels Parametervariation unter Nutzung der als bekannt vorausgesetzten Maschinenparameter (R_1, L_1, Ψ_p, p) und bekannten Netzparametern (\hat{u}_1, ω_1) berechnet werden. Bei der vorangestellten Untersuchung für die Parametervariation wurde für die Parameter $t_{\text{ein}}, \Delta\varphi$ und ω_{mech} eine Diskretisierung gemäß Tabelle 3.1 gewählt. Aus den Drehmomentkennfeldern wird mittels Gleichung 3.43 ein Feld der Drehmomentgüte bestimmt. Dieses Gütefeld wird außerdem mit Maximalstromgrenzwerten maskiert und liefert dann das optimierte Kennfeld für die Zündsteuerung in Abhängigkeit der der aktuellen Netzspannungsphasenlage, der Rotorlage und der Drehzahl.

Zur Implementierung des dreidimensionalen Kennfeldes als Look-Up-Table (LUT) wird die Datenmenge der LUT reduziert:

$$n(t_{\text{ein}}, \Delta\varphi, \omega_{\text{mech}}) : \{100 \times 100 \times 20\} \rightarrow \{10 \times 10 \times 5\} \quad (3.49)$$

Durch diese Datenreduktion ist allerdings auch ein erhöhter Fehler zu erwarten, bedingt durch die größere Auflösung.

Die reduzierte LUT wird im Speicher des DSP abgelegt und ein Programm mit der grundlegenden Struktur gemäß Abb. 3.12 erstellt. Abb. 3.25 zeigt den konkreten Programmablauf im Detail. Nach dem Einlesen der Werte erfolgt die Prüfung auf vorhandenen Stromfluss und danach ggf. die Berechnung der Zündparameter, mit denen der Zugriff auf die LUT erfolgt. (Einordnung des aktuellen Arbeitspunktes im Kennfeld) Nach Prüfung der Zündbedingung $g_{\text{LUT}} > g_{\text{min}}$ erfolgt ggf. die dreiphasige Zündung. Eine Zündsperr erfolgt bei vorhandenem Stromfluss, sowie bei Nichterfüllung der Zündbedingung. Eine erneute Zündung ist damit erst nach Verlöschen aller Thyristoren und erneuter Erfüllung

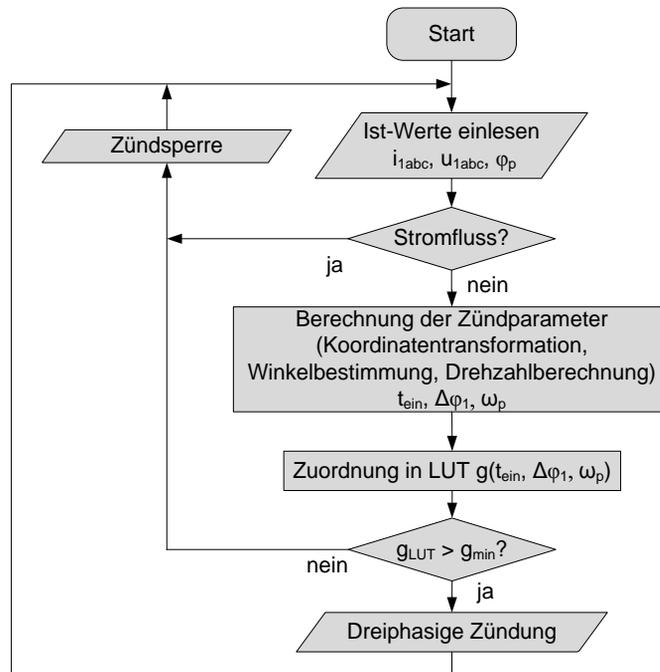


Abbildung 3.25.: Ablaufplan des implementierten Steueralgorithmus der kennfeldbasierten Zündsteuerung mittels LUT

der Zündbedingung ausführbar.

Erzielte Ergebnisse der implementierten Zündsteuerung mittels LUT aus Simulation und Messung werden in Abschnitt 4 dargestellt und diskutiert.

3.7.3. Implementierung der Echtzeitvorausberechnung

Im Gegensatz zur kennfeldbasierten Vorausberechnung, bei der der Berechnungsaufwand offline erfolgt und das Steuergerät lediglich das Verarbeiten der Messgrößen und der dreidimensionalen LUT bewerkstelligen muss, ist die Echtzeitvorausberechnung deutlich rechenintensiver für das Steuergerät.

Der grundsätzliche Ablauf der Echtzeitvorausberechnung wurde bereits in Abschnitt 3.5 beschrieben. Hier soll anhand des Programmablaufplans gemäß Abb. 3.26 bzw. Abb. 3.27 die konkret realisierte Programmstruktur beschrieben werden.

Das verwendete DSP-System erhält als Eingangsgrößen über die AD-Wandler die gleichen Messgrößen, wie bei der kennfeldbasierten Berechnung (Eingangsspannungen, Ausgangsspannungen, Phasenströme und Rotorlage, siehe auch Abb. 3.24). Es folgt die Berechnung der für die Vorausberechnung notwendigen Parameter (ω_p , φ_1 , φ_p) und die Erfassung der Stromanfangswerte ($i_{1a,0}$, $i_{1b,0}$, $i_{1c,0}$).

Die Vorausberechnung erfolgt, wie in Abschnitt 3.5, jeweils direkt vor einer Zündung für den aktuellen Arbeitspunkt. Dabei sind bis zu vier verschiedene Alternativen zu berechnen (vgl. z.B. Einzelzündung siehe Abb. 3.18). Für die Folgezündung sind entsprechend jeweils zwei Varianten zu berücksichtigen. Die Berechnung erfolgt zeitdiskret und auf Grund des umfangreichen Berechnungsaufwands mit einer relativ groben Schrittweite von 0,5 ms. Die Stromberechnung erfolgt auf Grundlage der Gleichung 3.33. Die wiederholt vorkommenden trigonometrischen Funktionen sowie die Exponentialfunktionen müssen

zur Effizienzsteigerung durch LUTs abgebildet werden.

Weiterhin kann die Berechnung der einzelnen Zündvarianten optimiert werden, indem Berechnungsterme, die mehrfach auftreten, zwischengespeichert und bei Bedarf abgerufen werden. Solche Terme sind zahlreich, wie z.B. in den Gleichungen für den Strom i_{1a} für dreiphasigen Stromfluss nach Gleichung 3.30 bzw. für zweiphasigen Stromfluss $i_{1a} = -i_{1b}$ nach Gleichung 3.32 zu erkennen ist. Damit kann unter Nutzung der schrittweise parallelen Berechnung (siehe Abb. 3.27) die Anzahl und Komplexität der Berechnungen für den Prozessor minimiert werden.

Die Berechnung des Drehmoments je Zeitschritt basiert auf der Koordinatentransformation nach Gleichung 3.39 und unter Nutzung der Maschinenparameter. Anschließend erfolgt die Integration des Drehmoments und die Suche nach den Extremwerten von Strom und Drehmoment zur anschließenden Grenzwertüberprüfung, siehe Abb. 3.27. Bei Überschreitung wird die aktuell berechnete Zündvariante (z) durch Wichtung von $m(z)_{AMW} = 0$ aus dem nachfolgenden Drehmomentvergleich ausgeschlossen. Andernfalls wird bis zum Verlöschen aller Ströme berechnet und der Drehmomentmittelwert aus dem Drehmomentintegral und der berechneten Stromflusszeit (Stromnullstelle) gebildet.

Der Drehmomentvergleich ermittelt, welche Option maximales Drehmoment liefert und zugleich kleiner ist, als das geforderte Drehmoment m_{soll} , also den Verlauf, der dem Sollmoment am nächsten kommt:

$$m_{\text{Auswahl}} = (m(z) \rightarrow \max) \wedge (m(z) < m_{\text{soll}}). \quad (3.50)$$

Die Zündung erfolgt entsprechend der Vorausberechnung und die für die Grenzwertprüfung berechneten Maxima können zugleich zur Verifikation bei erfolgter Zündung über die Analogausgänge ausgegeben werden.

Auf Basis der Strommessung erfolgt eine Überwachung der Stromnulldurchgänge und bei Detektion eines solchen die Triggerung der Vorausberechnung. Diese erfolgt auch bei Stromfluss in ausschließlich zwei Phasen im definierten Zeitintervall $t_{\text{intervall}}$.

Damit ist für die Echtzeit-Vorausberechnung eine vollständige Implementierung im DSP-basierten Steuergerät möglich. Die Verifikation des Algorithmus mittels Simulation und Messung erfolgt im nachfolgenden Abschnitt 4. Dabei werden zahlreiche weitere Optimierungen zur Steigerung der Berechnungseffizienz, bzw. zur eigentlichen Ausführbarkeit der Berechnungen im Steuergerät mit hinreichender Ausführungsgeschwindigkeit aufgezeigt und deren Wirkung hinsichtlich der Vorausberechnungsqualität untersucht.

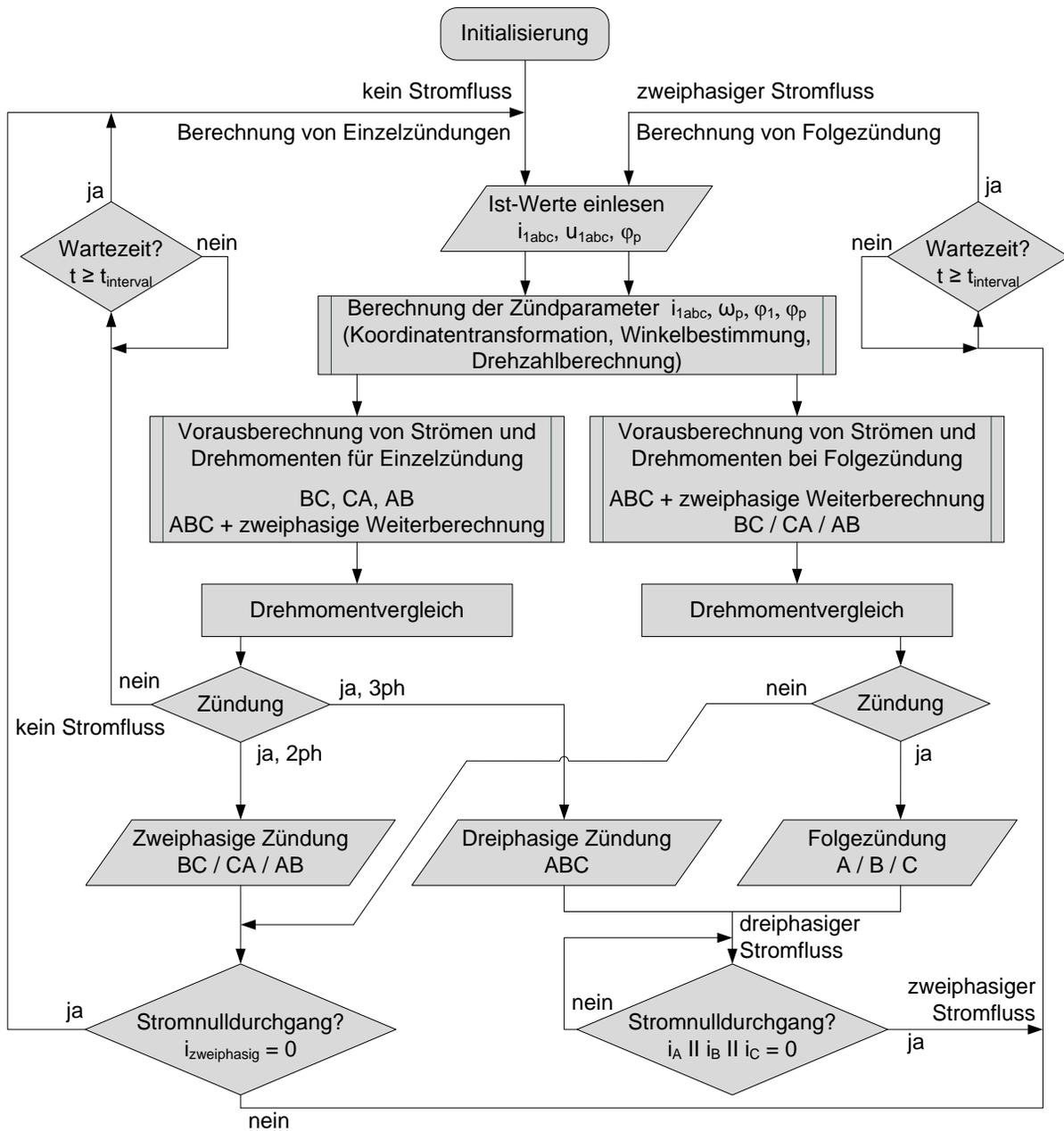


Abbildung 3.26.: Ablaufplan des implementierten Steueralgorithmus für eine Zündsteuerung mit Echtzeitvorausberechnung

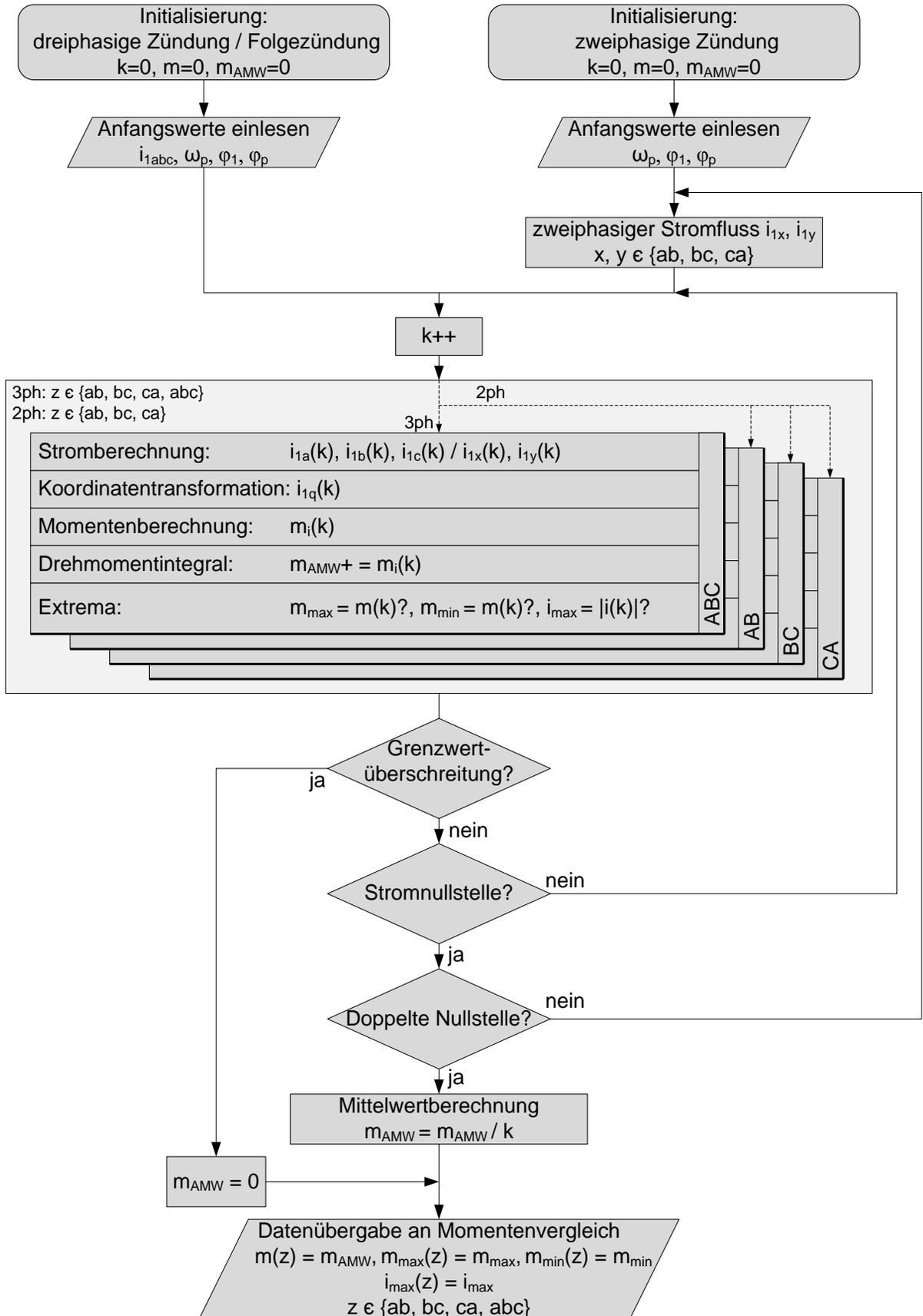


Abbildung 3.27.: Ablaufplan der implementierten Berechnungsgänge für zweiphasige und dreiphasige Einzelzündung sowie Folgezündung für die Echtzeitvorausberechnung

Kapitel 4.

Verifikation des Steuerkonzeptes

In diesem Abschnitt sollen die zuvor vorgestellten Steuerverfahren mit Hilfe von Simulationen und Messungen verifiziert werden. Der eigentlichen Verifikation vorangestellt sei ein Überblick über die genutzten Konfigurationen der Simulations- sowie der Messumgebung. Dabei wird in erster Linie zwischen den verschiedenen verwendeten Maschinentypen unterschieden, sowie des Weiteren zwischen unterschiedlichen Lastszenarien. Darauf folgt eine kurze Einführung in die Systematik der verwendeten Verifikation der Steuerverfahren.

Anschließend werden die beiden implementierten Verfahren – kennfeldbasierte Vorausberechnung und Echtzeit-Vorausberechnung – verifiziert, jeweils mittels Simulation und exemplarischen Messungen. Erzielte Ergebnisse werden diskutiert.

Insbesondere für die Echtzeit-Vorausberechnung werden im Rahmen der Verifikation des Steuerkonzeptes zahlreiche Optimierungen der Berechnungsalgorithmen, die der Ausführbarkeit im DSP-basierten Steuergerät dienlich sind, schrittweise vorgenommen sowie jeweils deren Wirkung auf die Qualität der Vorausberechnung untersucht.

Im Anschluss wird im Hinblick auf die nach erfolgtem Hochlauf einer Maschine mit DSS und prädiktiver Zündsteuerung notwendige Synchronisation und Überbrückung des Stellers die Nutzbarkeit des für PMSM entwickelten Verfahrens bei Speisung von verschiedenen PMSM mit Dämpferkäfig untersucht.

4.1. Unterscheidung verschiedener Konfigurationen

4.1.1. Verwendete Maschinen

Die entwickelten Steuerverfahren sind für den Anlauf von PMSM ohne Dämpferkäfig konzipiert. Die Verifikation der Verfahren bzgl. Qualität bzw. Genauigkeit der Vorausberechnung erfolgt an PMSM, die als Servomotoren für Umrichterbetrieb ausgelegt sind (Maschine 1 und 2). Desweiteren werden Synchronmaschinen mit Dämpferkäfig (Maschine 3 und 4) verwendet. Eine vollständige Übersicht der Maschinendaten befindet sich in Tab. A.1 im Anhang. In Tab. 4.1 sind die verwendeten Maschinen in Kombination mit den verwendeten Steuerverfahren und Belastungskonfigurationen dargestellt.

Maschine 1 und 2

Die genutzten Servomotoren (Maschine 1 und 2, Kenndaten siehe Anhang, Tab. A.1) sind magnetisch weitgehend symmetrisch aufgebaut. Die Vorausberechnungsalgorithmen basieren auf einem Vollpolläufermaschinenmodell, dem diese Maschinen am nächsten kommen (Vollpolläufer, siehe Abschnitt 2.2.3).

Da diese Maschinen, dem Umrichterbetrieb dienlich, für höhere Speisefrequenzen konzipiert sind, ist für netzfrequente Speisung entsprechend dem Frequenz-Spannungsverhältnis eine geringere Speisespannung zu wählen. Zu diesem Zweck wird ein Trennstelltransformator verwendet (siehe auch Abschnitt 4.2.2).

Maschine 1 (ca. 4,6 kW) besitzt eine sehr kleine Massenträgheit und wird überdies ohne angeschlossene Lastmaschine ausschließlich leerlaufend betrieben.

Maschine 2 verfügt über eine Leistung von ca. 11,7 kW und ist in einen Versuchstand mit angeschlossener Lastmaschine integriert.

Beide PMSM arbeiten bei netzfrequenter Speisung mit einer Synchrondrehzahl, die in diesem Zusammenhang auch als Nenndrehzahl, $n_N = 750 \text{ U}/\text{min}^{-1}$, angesehen wird. Mangels Dämpfung der jeweiligen Läufer ist ein direkter, stabiler Dauerbetrieb der Maschinen 1 bzw. 2 bei Netzspeisung (ohne Betrieb am DSS) nicht möglich, wie im Abschnitt 4.4 gezeigt wird.

Maschine 3

Für den Betrieb bei voller Netzspannung werden im Rahmen der Arbeit PMSM mit Kurzschlusskäfig verwendet. Maschine 3 ist eine solche Maschine (LS-PMSM), die über einen Anlaufkäfig verfügt, also auch selbständig am Netz asynchron anlaufen kann, siehe Abschnitt 2.1.3. Die Nenndrehzahl beträgt $n_N = 1500 \text{ U}/\text{min}^{-1}$.

Der Luftspalt dieser Maschine ist durch eine geänderte Ständerwicklung gegenüber dem Serienmodell geringfügig vergrößert ($\delta_{\text{alt}} = 0,5 \text{ mm} \rightarrow \delta_{\text{neu}} = 0,65 \text{ mm}$). Die Maschine 3 verfügt über vergrabene Magnete und damit ausgeprägte Pole, [MVP08]. Entsprechend weist sie eine magnetische Unsymmetrie auf, die in der Simulation der Maschine Berücksichtigung findet. Für das Vorausberechnungsverfahren kann diese Unsymmetrie allerdings nicht einbezogen werden und wird mithin vernachlässigt. Auch der vorhandenen Läuferkäfig findet im Vorausberechnungsmodell keine Berücksichtigung. Es sind also entsprechend Abweichungen der Berechnung zu erwarten.

Maschine 4

Auch Maschine 4 ist für den direkten Betrieb am Drehstromnetz geeignet. Die Nenndrehzahl beträgt $n_N = 1500 \text{ U}/\text{min}^{-1}$. Es handelt sich um einen Prototypen. Im Gegensatz zur Maschine 3 ist hier der Kurzschlusskäfig mit deutlich weniger Material gefertigt und verfügt über einen deutlich vergrößerten Luftspalt ($\delta = 2,8 \text{ mm}$). Gegenüber einer ASM ist der Käfig damit stark reduziert bzw. schwächer dimensioniert (höherer Läuferwiderstand, großer Luftspalt). Zwangsläufig ergibt sich eine schwächer ausgeprägte Kopplung zwischen Ständer- und Läuferwicklung, als bei ASM üblich ist. Bzgl. dessen stimmt das Vorausberechnungsmodell überein. Allerdings wird die Vorausberechnung, wegen der für das Vorausberechnungsmodell nicht zugänglichen Bestimmung der Wirkung des Läuferkäfigs, tendenziell, wie bei Maschine 3, fehlerbehaftet sein.

Tabelle 4.1.: Übersicht der verwendeten Maschinen und Zuordnung der genutzten Steuerungsverfahren (Kenndaten sowie Parameterliste der genutzten Synchronmaschinen siehe Anhang, Tabelle A.1)

Maschine	1	2	3	4
Läufer mit Kurzschlusskäfig			×	×
Kennfeldbasierte Berechnung	×	×		
Echtzeitvorausberechnung	×	×	×	×
mechanische Belastung am Versuchstand möglich		×	×	×
Betrieb direkt am Netz möglich			×	×

Lagegeber

Alle vier Maschinen verfügen über einen Lagegeber mit sin/cos- Modulation. Dieser Lagegeber liefert Absolutwertlagesignale und Inkrementalsignale. Die absolute Lage wird über ein Sinus- und ein Kosinussignal, sowie einen Resetpuls je Umdrehung geliefert. Die Inkrementalsignale werden durch Sinus- und Kosinussignal mit 2048 Perioden pro Umdrehung gebildet. Damit kann die Auswertung der Rotorlage wahlweise analog aus den Absolutwerten (insbesondere im Stillstand notwendig) oder digital unter Nutzung der digitalisierten Inkrementalsignale (hohe Auflösung, 11 bit) erfolgen.

Allerdings reduziert sich auf Grund der Beschränkung auf 8 Digitaleingänge die nutzbare Auflösung auf lediglich 8 bit, weswegen die Analogwerterfassung vorzuziehen ist, siehe auch Tab. A.2.

4.1.2. Lastszenarien

Für die Verifikation der realisierten Steuerverfahren in Simulation und Messung sind für die Aufnahme von Hochlaufvorgängen geeignete Lastszenarien notwendig.

Typische Lastkennlinien wurden bereits im Abschnitt 3.1.1 aufgezeigt. Die drehzahl-abhängigen Lastkennlinien (Konstantlast bei positiver Drehzahl, lineare Last, quadratische Last, siehe Abb. 3.3) können in Form mathematischer Funktionen nachgebildet werden und in der Simulation als Lastmoment bzw. in der Messung mittels Sollwertrechner als Sollwert für den Umrichter der Lastmaschine eingepreßt werden.

Ein weiteres als relevant zu betrachtendes Szenario ist der Leeranlauf (ohne Belastung). Insbesondere relativ geringe Massenträgheit des Antriebsstrangs ist kritisch zu betrachten. Hier besteht u.U. bei geringer Massenträgheit die Gefahr des dauerhaft übersynchronen Betriebs ohne anschließende Synchronisation durch sprunghafte Überschreitung der Synchrondrehzahl.

Für die grundsätzliche Prüfung der Plausibilität der Vorausberechnungsverfahren ist die Untersuchung mit besonders großer Massenträgheit ebenfalls relevant. Da die Vorausberechnung auf unendlicher Massenträgheit basiert, ist es sinnvoll, in der Simulation auch diesen Fall zu untersuchen. Damit kann eine direkte Bewertung der Genauigkeit der (diskretisierten) Vorausberechnung im Vergleich zur (quasikontinuierlichen) Simulation erfolgen.

4.2. Möglichkeiten der Verifikation

Die Verifikation der Ergebnisse kann auf mehreren Ebenen erfolgen. Grundsätzlich sind drei Systeme zu vergleichen – die Vorausberechnung, die Simulation und die Messung, siehe auch Abb. 4.1. Die Verifikation erfolgt einerseits durch detaillierten Vergleich (ein-

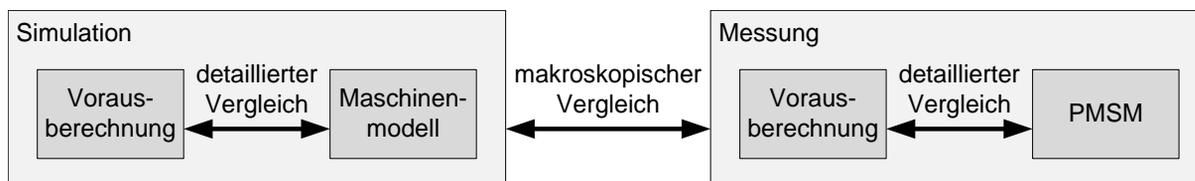


Abbildung 4.1.: Möglichkeiten der Verifikation, Vergleich innerhalb von Simulation und Messung bzw. zwischen Simulation und Messung

zelner Zündungen) der Vorausberechnung mit den erzielten Ergebnissen innerhalb der Simulation sowie innerhalb der Messung. Andererseits können auch Simulation und Messung untereinander verglichen werden.

Diese Varianten der Verifikation werden für die kennfeldbasierte und für die echtzeitbasierte Vorausberechnung angewendet. Bevor auf die erzielten Ergebnisse eingegangen wird, erfolgt ein kurzer Überblick über das erstellte Simulationsmodell und darauffolgend eine kurze Beschreibung des verwendeten Laboraufbaus.

4.2.1. Simulationsmodell in MATLAB-Simulink

Das Simulationsmodell hat mehrere Zwecke zu erfüllen. Es dient einerseits zur grundsätzlichen Verifikation des Verfahrens, andererseits soll damit auch die Steuerung des Drehstromstellers entwickelt, getestet und optimiert werden.

Für den dynamischen Vorgang des Hochlaufs einer PMSM ist entsprechend ein dynamisches Simulationsmodell erforderlich. Als Entwicklungsumgebung wurde MATLAB[®]-Simulink[®] gewählt. In Verbindung mit Sim-Power-Systems[®] bietet sich damit eine flexible Lösung zur blockorientierten dynamischen Simulation von Drehstrommotoren, Leistungselektronik sowie steuerungs- und regelungstechnischer Komponenten.

In Abb. 4.2 ist die prinzipielle Struktur des aufgebauten Simulationsmodells aufgezeigt. Als Maschinenmodell ist sowohl ein Standard-Maschinenmodell aus Sim-Power-Systems[®] verwendbar, als auch ein im Rahmen dieser Arbeit entwickeltes Modell, wie z.B. ein Modell gemäß Abb. 2.3 (Gleichungssystem siehe Abschnitt 2.2.4).

Die für die Vorausberechnung notwendigen Messgrößen sind die Eingangsspannungen und Ströme am Drehstromsteller sowie die Rotorlage. (Die Ausgangsspannung des DSS wird zwar gemessen, aber nicht für die Vorausberechnung benötigt.) Ausgangsgrößen der Zündlogik sind die Thyristorzündsignale. Zusätzlich ist eine Überbrückung des DSS möglich. Der Drehstromsteller wird gemäß Abb. 2.11 aus entsprechenden Thyristormodellen verschaltet und verfügt zusätzlich über einen RC-Beschaltung, welche nicht ausschließlich zur Nachbildung der Realität (Snubber-Beschaltung) notwendig ist, sondern auch für die numerische Stabilität des Simulationsmodells. Weiterhin werden die elektrischen Größen (Ströme und Ein- und Ausgangsspannungen des Stellers), ebenfalls dargestellt in Abb. 2.11, gemessen und auf die Berechnungseinheit zurückgeführt (siehe Abb. 4.2).

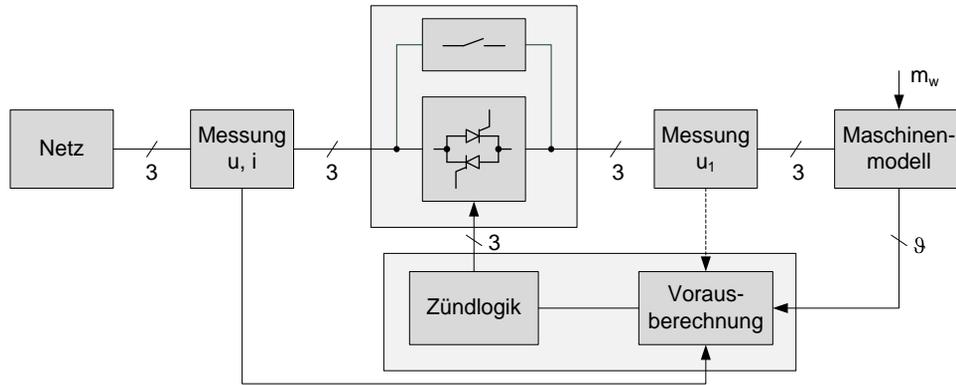


Abbildung 4.2.: Prinzipdarstellung des Simulationsmodells

Die Vorausberechnung (LUT-basierte Zündsteuerung im Fall der kennfeldbasierten Berechnung bzw. Echtzeitberechnung) bzw. Zündlogik wurde in zwei alternativen Systemen realisiert. Einerseits erfolgte eine Implementierung mittels MATLAB[®]-Script (S-Funktion), wobei hier die Grundlage ein MATLAB[®]-basierter, nicht hinsichtlich Ausführungsgeschwindigkeit optimierter Programmcode zur grundsätzlichen Verifikation der Steuerungsalgorithmen ist. Andererseits wurde eine direkte Simulation des DSP-Systems mittels Implementierung von C-Code-Algorithmen realisiert. Damit ist eine zweckmäßige Optimierung des zu implementierenden C-Codes für das DSP-System direkt in der Simulation möglich.

Die Simulation selbst arbeitet quasi-kontinuierlich mit variabler, von MATLAB[®] gewählter Schrittweite. Die Zündsteuerung arbeitet dagegen bei beiden Varianten zeitdiskret (angestoßen durch das Ereignis Stromnulldurchgang bzw. im festen Zeittakt) und im Bezug auf die Simulationszeit mit unendlicher Berechnungsgeschwindigkeit.

Die Belastung der PMSM kann im Simulationsmodell über ein Lastmoment m_{Last} eingepreßt werden. Dies kann z.B. als drehzahlabhängiges Lastmoment über Kennlinien gemäß Abb. 3.3 erfolgen, siehe Abschnitt 3.1.1.

Die gesamte Struktur des Simulationsmodells orientiert sich damit stark an dem aufgebauten Laboraufbau, der nachfolgend kurz beschrieben wird.

4.2.2. Laboraufbau

Für die verschiedenen verwendeten Maschinentypen (siehe Anhang, Tab. A.1) wurden verschiedene Laboraufbauten verwendet, die aber grundsätzlich über die gleiche Struktur verfügen, siehe Abb. 4.3. Kernstück ist der Leistungsteil eines industriellen Drehstromstellers (Siemens Sirius 3RW44, [sie]). Dieser wird gespeist von einem Trennstelltransformator zur Anpassung der Spannung bei Anschluss eines der Servomotoren, die nicht mit Netzspannung arbeiten (siehe Tab. A.1).

Der Antriebsstrang besteht neben der zu speisenden PMSM aus einer Drehmomentmesswelle und einer abtreibenden ASM, die über einen Frequenzumrichter gespeist wird. Es ist möglich, dem Frequenzumrichter per Analogeingangssignal einen Sollwert für das zu erzeugende Lastmoment $m_{\text{Last,soll}}$ vorzugeben. Dieser Sollwert kann über eine externe Quelle, z.B. ein Potentiometer oder Labview oder auch aus dem DSP-System bezogen werden.

Zwischen DSP-System und Drehstromsteller sind eine Schnittstellenbox (zur variablen

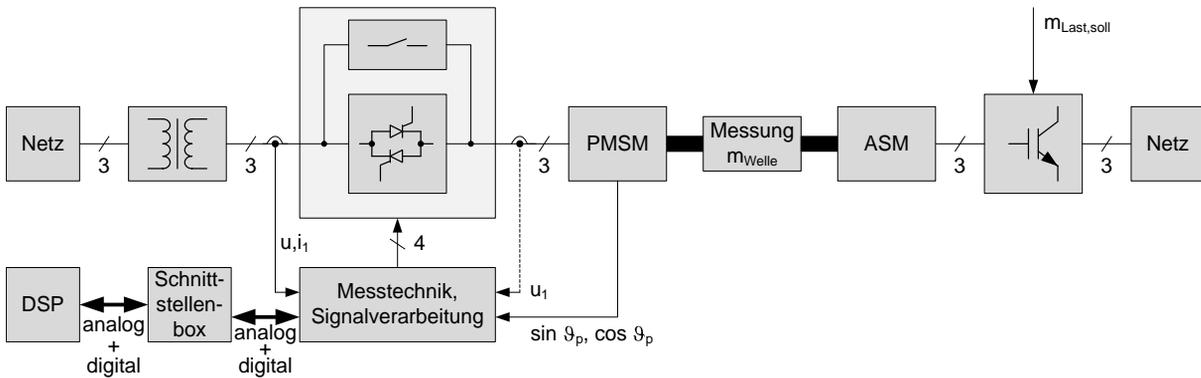


Abbildung 4.3.: Prinzipdarstellung des Laboraufbaus

Verdrahtung von Sollwertquellen und Schaltmöglichkeiten) sowie sämtliche Messtechnik und Signalverarbeitung geschaltet. Die Messung der Ströme und Spannungen geschieht mittels LEM-Wandler unter Weitergabe der Messsignale (jeweils 2-phasig ausgeführt) an die AD-Wandler des DSP. Auch die Lagesignale des Drehgebers werden aufbereitet und an das DSP-System weitergeleitet. Die Zündsignale für die Thyristoren und das Schalt-signal für das Überbrückungsschütz werden vorverstärkt bzw. angepasst.

Das DSP-System verfügt über 8 AD-Eingänge, 4 DA-Ausgänge und 4 digitale Ausgänge (siehe auch Anhang, Tab. A.2) Es ermöglicht die Aufnahme der Messdaten, die Ausgabe des Drehmomentsollwertes für die Lastmaschine sowie weiterer Prozessgrößen und die Ausgabe der Zündsignale sowie der Schützensteuerung. Der DSP wird in der Hochsprache C programmiert. Die Software arbeitet in Analogie zur DSP-Simulation im zuvor beschriebenen Simulationsmodell.

Mit dem vorgestellten Laboraufbau und dem zuvor beschriebenen Simulationsmodell erfolgt die Verifikation der vorgestellten Steuerverfahren – kennfeldbasierte und echtzeitbasierte Vorausberechnung – in den verschiedenen Betrachtungsweisen gemäß Abb. 4.1. Nachfolgend sind die wichtigsten Ergebnisse ausführlich dargestellt.

4.3. Verifikation der kennfeldbasierten Vorausberechnung

Die kennfeldbasierte Vorausberechnung beruht auf der dreiphasigen Zündentscheidung auf Grundlage eines vorausberechneten Drehmomentkennfeldes bzw. einer entsprechenden Gütefunktion (Gleichung 3.43), siehe Abschnitt 3.4. Für eine bekannte Maschine (hier: Maschine 1 bzw. Maschine 2, siehe Tab. A.1) und Speisespannung sowie Strombegrenzung wird entsprechend das 3D-Kennfeld am Rechner berechnet und in einer LUT (der Güte-kennzahl $g(t_{\text{ein}}, \Delta\varphi, \omega_{\text{mech}})$) als Zündkennfeld abgelegt. Ausgehend davon werden Simulationen und Messungen durchgeführt.

Tab. 4.2 gibt eine Übersicht über die Konfigurationen der nachfolgend dargestellten Simulations- und Messergebnisse für die kennfeldbasierte Zündung. Es wird unterschieden in Simulation und Messung sowie nach der verwendeten Synchronmaschine. Weiterhin wird das Zündkennfeld (realisiert in einer 3D-LUT) innerhalb der Simulation entweder direkt in MATLAB implementiert oder alternativ, in Analogie zur Messkonfiguration, im DSP-Modell mit verringerter Auflösung. Für die Messungen erfolgt die Implementierung

selbstverständlich im DSP-Speicher. Die Reduzierung der Auflösung beruht auf der begrenzten Speichermenge. Die Zündbedingung (in Tab. 4.2) kennzeichnet den erforderlichen Mindestwert der Gütekennzahl g_{\min} für eine Zündung, wobei Folgezündungen entweder unzulässig sind oder alternativ zugelassen werden, siehe auch Abschnitt 3.4.5.

Ebenfalls ist für die verwendeten Maschinentypen (Maschine 1 und 2) die verwendete Speisespannung entscheidend, siehe Abschnitt 4.1.1. Sie muss bereits für die Kennfeldberechnung berücksichtigt und in Simulation und Messung entsprechend eingestellt werden (Simulationsparameter der Netzspannung, siehe Abb. 4.2), bzw. Ausgangsspannung am Transformator, siehe Abb. 4.3).

Für die Belastung werden unbelasteter Betrieb oder Belastung mit Konstantlast bzw. quadratischer Last herangezogen, vgl. auch Abschnitt 3.1.1. In der Simulation wird entsprechend ein drehzahlabhängiges Lastmoment eingepreigt. In der Messung erfolgt die Belastung mittels umrichter gespeister ASM, wobei der Umrichter über Labview seinen Sollwert $m_{\text{Last,soll}}$ erhält.

In der Simulation wird in bestimmten Fällen eine erhöhte Massenträgheit verwendet, um deren Wirkung zu untersuchen. In den Messungen wirkt jeweils die Massenträgheit der Maschine(n) sowie ggf. der Wellen und Kupplungen ohne zusätzliche Schwungmassen.

Die durchgeführten Untersuchungen (siehe Übersicht in Tab. 4.2) stützen sich auf Maschine 1 und 2 (siehe auch Tab. 4.1). Nachfolgend wird auf die wesentlichen Ergebnisse eingegangen. Zunächst wird in Abschnitt 4.3.1 die Simulation von Hochlaufvorgängen mit Maschine 1 betrachtet. Darauf folgt die Messung eines Hochlaufvorgangs der unbelasteten Maschine 1 zur grundsätzlichen Verifikation des Verfahrens in Abschnitt 4.3.2. In Abschnitt 4.3.3 sind die Messungen an Maschine 2 im Versuchstand mit Lastmaschine dokumentiert.

Tabelle 4.2.: Übersicht der Konfigurationen der dargestellten Simulations- und Messergebnisse für die kennfeldbasierte Zündung

Abbildung	Simulation/ Messung	SM Nr.	LUT	Zündbedingung g_{\min}	Folgezündung	$U_{\text{DSS,ein}}$	Last	Bemerkungen
Abb. 4.4	Sim.	1	MATLAB	$g > 0,6$	nein	73 V	3 Nm quad.	
Abb. 4.5	Sim.	1	MATLAB	$g > 0,6$	nein	73 V	3 Nm quad.	Detail
Abb. 4.6	Sim.	1	MATLAB	$g > 0,6$	ja	73 V	3 Nm quad.	
Abb. 4.7	Sim.	1	MATLAB	$g > 0,6$	ja	73 V	3 Nm quad.	Detail
Abb. 4.8	Sim.	1	DSP	$g > 0,6$	ja	73 V	3 Nm quad.	
Abb. 4.9	Sim.	1	DSP	$g > 0,6$	ja	73 V	3 Nm quad.	Detail
Abb. 4.10	Sim.	1	DSP	$g > 0,6$	ja	73 V	10 Nm quad.	
Abb. 4.11	Sim.	1	DSP	$g > 0,6$	ja	73 V	10 Nm quad.	$J = 10 J_{\text{Motor}}$
Abb. 4.13	Sim.	1	DSP	$g > 0$	ja	100 V	10 Nm quad.	$J = 10 J_{\text{Motor}}$
Abb. 4.14	Sim.	1	DSP	$g > 0$	ja	100 V	15 Nm quad.	$J = 10 J_{\text{Motor}}$
Abb. 4.15	Mess.	1	DSP	$g > 0,6$	ja	81 V	keine	
Abb. 4.16	Mess.	1	DSP	$g > 0,6$	ja	81 V	keine	Detail 1
Abb. 4.17	Mess.	1	DSP	$g > 0,6$	ja	81 V	keine	Detail 2
Abb. 4.18	Mess.	2	DSP	$g > 0,6$	ja	105 V	keine	
Abb. 4.19	Mess.	2	DSP	$g > 0,6$	ja	105 V	7 Nm konst.	

4.3.1. Verifikation mittels Simulation – Maschine 1

Es wurden eine Anzahl Simulationen von Hochlaufvorgängen mit geringer Belastung (quadratische Kennlinie, siehe Abb. 3.3, $3 \text{ Nm} \hat{=} 1/5 m_N$) durchgeführt. Nachfolgend werden jeweils die Ergebnisse in Form von Zeitverläufen von Drehzahl, Drehmoment, Strömen und der Trajektorienspur aus dem Gütekennfeld (siehe auch Abschnitt 3.4.4) dargestellt.

Die ersten Simulationen wurden mit Maschine 1 und minimaler Spannung durchgeführt. Die Einstellung der Spannung orientiert sich dabei an der Spannungskonstante k_E der Maschine 1, siehe Tab. A.1. Für Speisung mit Netzfrequenz (50 Hz) ergibt sich die Drehzahl 750 U/min und damit eine Speisespannung von $U_1 = 73 \text{ V}$. Diese Spannung wird bei der Berechnung der Zünd-LUT und der Speisespannung in der Simulation zunächst benutzt. Weiterhin wird für die Berechnung der LUT im Hinblick auf durchzuführende Messungen eine Strombegrenzung von $I = 16 \text{ A}$ einbezogen, siehe auch Abschnitt 3.4.3.

Simulation eines Hochlaufs mit kennfeldbasierter Einzelzündung

Die erhaltene LUT wird in voller Auflösung und damit u.a. mit 20 Drehzahlstufen (siehe Tab. 3.1) direkt in MATLAB-Simulink, aber außerhalb des Steuerblocks, integriert. Der implementierte Steueralgorithmus greift dann auf die externe LUT (siehe auch Abb. 3.25) zu und erhält die aktuelle Gütekennzahl für die Zündentscheidung zurück.

In Abb. 4.4 ist das Ergebnis der Simulation unter ausschließlicher Verwendung von Einzelzündungen dargestellt. Das entstehende Drehmoment ist während des Stromflusses stets positiv und führt wegen der relativ geringen Massenträgheit zu einer zügigen Beschleunigung des Rotors. Es kann, wie schon wegen der Struktur der Kennfelder (siehe Abb. 3.9) zu erwarten ist, nicht durchgängig ein Strom zur Erzeugung von positivem Drehmoment fließen. Zwangsläufig ergeben sich Zündpausen. Während der Zündpausen sinkt die Drehzahl, bedingt durch die (quadratisch) von der Drehzahl abhängigen Last, ab. Das Lastmoment bzw. das Moment an der Welle ist hier nicht separat dargestellt.

Es ist festzustellen, dass der Rotor nicht bis zum Erreichen der Synchrondrehzahl beschleunigt wird. Offensichtlich kompensieren die erzeugten „Drehmomentstöße“ das Lastmoment bei höheren Drehzahlen nicht. Die Drehmoment-Zeitfläche ist zu gering. Es existieren nur bis zu zwei Zündungen je Durchlauf durch günstigen Kennfeldbereich (erkennbar am Verlauf der Güte).

Dafür gibt es mehrere Ursachen, einerseits die Wahl der relativ großen Zündschwelle von $g_{\min} = 0,6$ und andererseits die Definition der Strombegrenzung von $I = 16 \text{ A}$ (Effektivwert), die offensichtlich auch eingehalten wird. Da ausschließlich Einzelzündungen, für die die Berechnung der LUT bekanntlich erfolgte, möglich sind, ergibt sich eine entsprechend geringe Anzahl an Zündungen. Die durchschnittliche Stromflussdauer einer Zündung liegt nur knapp unterhalb der Durchlaufzeit durch günstigen Kennfeldbereich. Deswegen ist eine entsprechend hohe Güte für die (wenigen) Zündungen sinnvoll, um maximales Moment zu erhalten.

Abb. 4.5 zeigt die ersten Zündungen der gleichen Simulation im Detail. Jede Zündung erfolgt dreiphasig. In diesem Fall ergibt sich bei der zweiten Zündung effektiv nur zweiphasiger Stromfluss, was in Abhängigkeit der Spannungsverhältnisse durchaus möglich ist und im weiteren Zeitverlauf auch mehrfach auftritt.

Hier ist einerseits vorstellbar, dass mit einer geringeren Zündschwelle von z.B. $g_{\min} = 0,3$ eine weitere (frühere) Zündung möglich wäre, andererseits sich bei einer größeren Stromflussdauer aber eine erneute Zündung wegen der fehlenden Möglichkeit der Folgezündung ggf. nicht ergäbe.

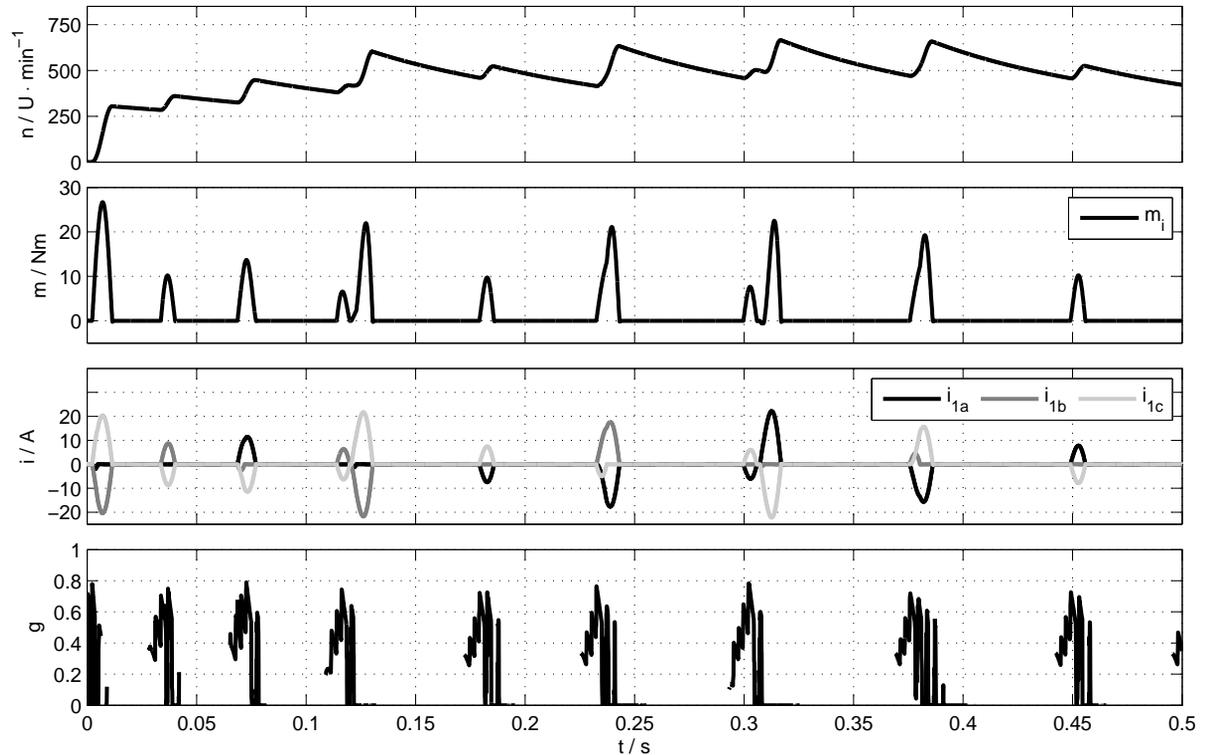


Abbildung 4.4.: Simulationsergebnis der kennfeldbasierten Zündung: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (20 Drehzahlstufen) direkt in MATLAB, quadratische Last mit 3 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$

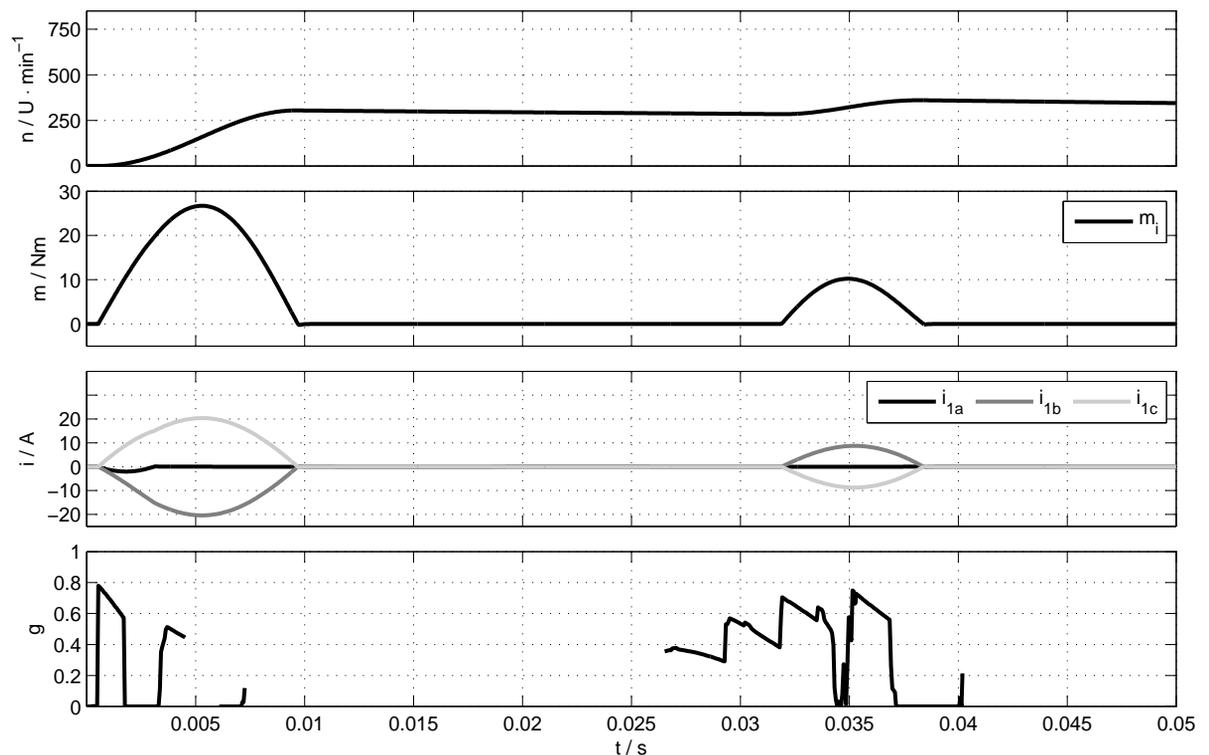


Abbildung 4.5.: Simulationsergebnis (Detail) der kennfeldbasierten Zündung, Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (20 Drehzahlstufen) direkt in MATLAB, quadratische Last mit 3 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$

Simulation eines Hochlaufs mit kennfeldbasierter Zündung unter zusätzlicher Nutzung der Folgezündung

Im nächsten Schritt wird auf Grund der Feststellung, dass die Drehmomentzeitfläche unter ausschließlicher Nutzung von Einzelzündungen, die zudem auch keinen kontinuierlichen dreiphasigen Stromfluss ermöglichen, zu gering ist, die Folgezündung auf Grundlage der Zünd-LUT der Einzelzündungen zugelassen. Dadurch kann allerdings gemäß Abschnitt 3.4.5 nicht gewährleistet werden, dass z.B. die Stromgrenzwerte eingehalten werden.

Weiterhin kann es im Bereich vor Verlassen des günstigen Zündbereiches durch Folgezündung zu ungünstigen Zündungen mit negativem Drehmomentanteil kommen, wie z.B. in Abb. 3.15. Um letzterem zu begegnen, ist die Wahl einer relativ hohen Zündschwelle nach wie vor zu bevorzugen, wie auch in Abb. 4.6 zu erkennen ist. Hier ist der Hochlauf bei gleicher Konfiguration wie zuvor, allerdings mit erlaubter Folgezündung, dargestellt.

Die Synchrondrehzahl wird mehrfach kurzzeitig erreicht, aber nicht gehalten. Es ist offensichtlich, dass bei höherer Drehzahl vermehrt Folgezündungen auftreten bei weiterhin erzeugtem, ausschließlich positivem Drehmoment. Das Ergebnis ist eine insgesamt jeweils größere Stromflussdauer mit der Folge einer vergrößerten Drehmomentzeitfläche. Deswegen wird eine höhere Drehzahl erreicht als bei der Variante mit Einzelzündungen. Es ergibt sich aber kein stationärer Betrieb bei Synchrondrehzahl sondern eine ausgeprägte Pendelung.

In Abb. 4.7 sind wiederum die ersten Zündungen während des Anlaufs der Maschine dargestellt. Die Zündung aus dem Stillstand ist wie zuvor eine einfache Einzelzündung ohne weitere Folgezündungen. Der Unterschied zur Abb. 4.5 besteht im weiteren Verlauf. Auf die zweite dreiphasige Einzelzündung (bei $t = 0,032$ s), die nur zu zweiphasigem Stromfluss führt (siehe vorn), folgt direkt eine Folgezündung. In Abb. 4.7 ist wegen der zeitlichen Auflösung die Abfolge von Einzel- und Folgezündung kaum unterscheidbar und wirkt wie eine einzige Einzelzündung. Es handelt sich aber um zwei getrennte Zündungen. Damit ergibt sich eine deutliche Erhöhung des Drehmoments, wie schon in Abschnitt 3.4.5 beschrieben wird. Es ergibt sich in Abb. 4.7 eine deutliche erhöhte Drehzahl und damit auch ein von Abb. 4.5 abweichender Verlauf der Gütetrajektorie.

Allerdings könnte mit einer geringeren Schaltschwelle eine noch größere Anzahl Zündungen für eine weitere Erhöhung der Drehmomentzeitfläche realisiert werden, wobei mit Absenkung der Schaltschwelle auch mit dem Auftreten von negativem Drehmomentanteilen zu rechnen ist (siehe auch z.B. Abb. 4.13).

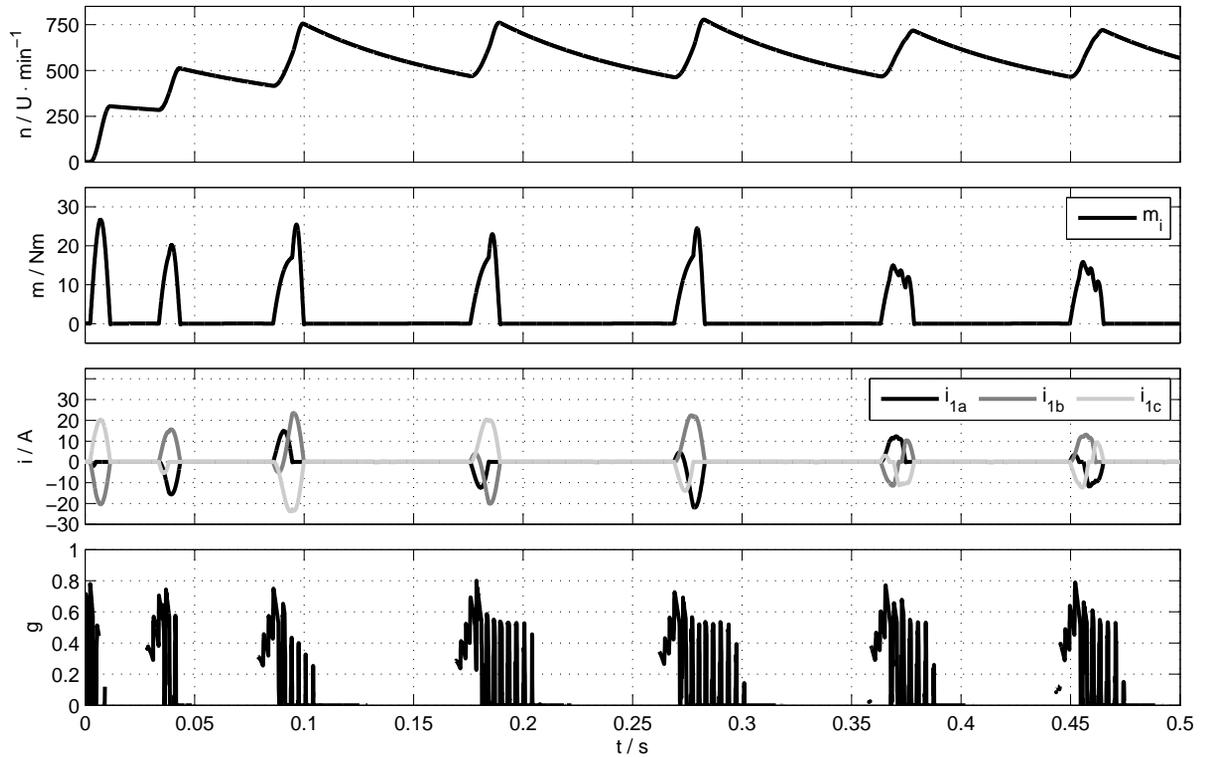


Abbildung 4.6.: Simulationsergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (20 Drehzahlstufen) direkt in MATLAB, quadratische Last mit 3 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$

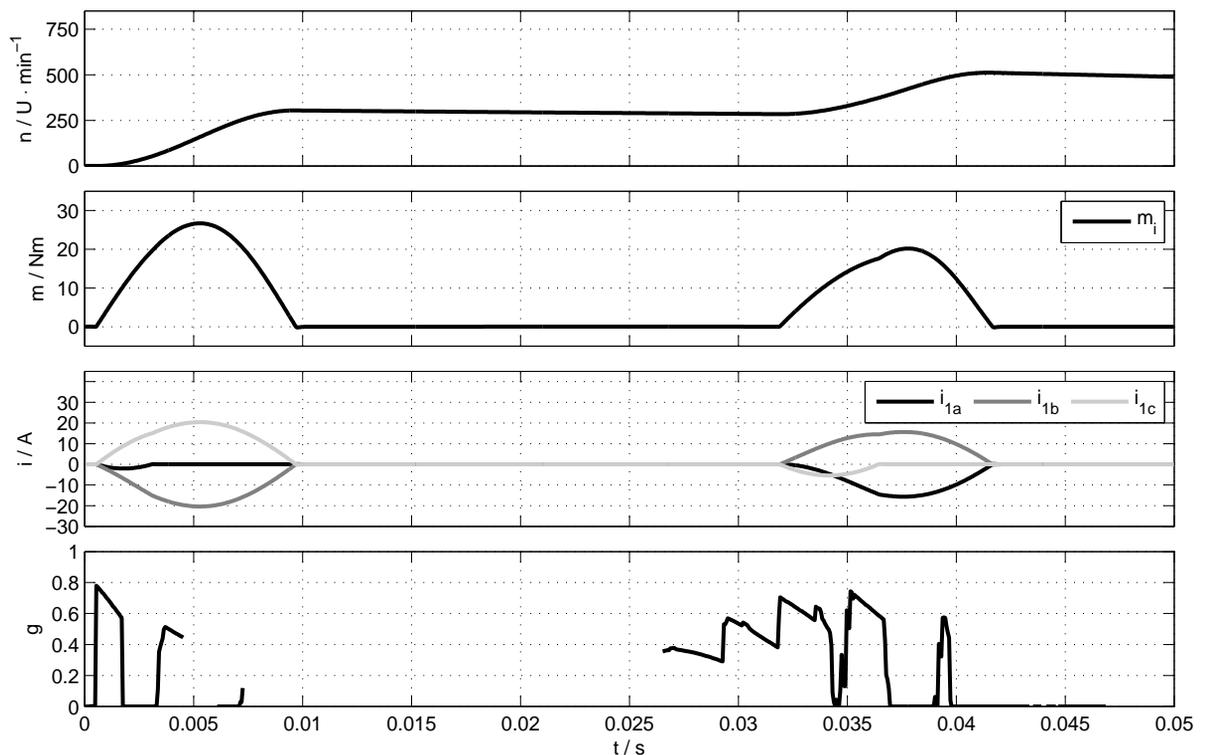


Abbildung 4.7.: Simulationsergebnis (Detail) der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (20 Drehzahlstufen) direkt in MATLAB, quadratische Last mit 3 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$

Simulation eines Hochlaufs mit kennfeldbasierter Zündung unter zusätzlicher Nutzung der Folgezündung und Reduzierung der Auflösung der LUT

Die Integration der gesamten Steuerung erfolgte innerhalb der Simulation in einem Block, der das Verhalten des DSP-Systems nachbildet. Im nächsten Schritt erfolgte im Hinblick auf die Implementierung der Zündsteuerung im Steuergerät (DSP-System) die zusätzliche Integration der LUT im DSP-Block (im Gegensatz zur vorherigen externen Integration). Zu diesem Zweck wurde die Auflösung der Zünd-LUT reduziert, siehe Abschnitt 3.7.2. Damit ergibt sich eine weniger feine Diskretisierung der LUT (mit z.B. lediglich 5 Drehzahlstufen). Diese neue LUT wird nachfolgend auch in der Simulation verwendet.

In Abb. 4.8 ist wiederum für die gleiche Konfiguration wie zuvor das Ergebnis des Hochlaufs unter Verwendung der neuen im DSP-Block (C-Code) implementierten LUT dargestellt. Bedingt durch die grobe LUT ergeben sich hier deutlich mehr Zündungen. Schon bei kleiner Drehzahl treten hier vermehrt Folgezündungen auf. Begleitet wird die vermehrte Folgezündung hier auch mit der erwarteten (vereinzelt) Überschreitung der Stromgrenzwerte ($I_{\text{eff,max}} = 16 \text{ A}$) im Anlauf.

Es resultiert mithin auch eine weitere Vergrößerung der Drehmomentzeitfläche und damit schließlich ein erfolgreicher Hochlauf, gekennzeichnet durch Erreichen einer übersynchronen Drehzahl mit anschließend abklingender Pendelung der Drehzahl bis zum stationären Zustand des Synchronbetriebs in diesem Arbeitspunkt.

Dabei geschieht die Synchronisation hier selbstständig begünstigt durch das quadratische Lastmoment. Bei hinreichender Nähe zur synchronen Drehzahl und gleichzeitig günstiger Lage im Kennfeld (Nähe des Polradwinkels $\Delta\vartheta_p$ zum erforderlichen Lastwinkel ϑ_{Last}) verläuft die Trajektorie hinreichend flach, siehe auch Abb. 3.22, und damit ständig im günstigen Kennfeldbereich und ermöglicht so eine andauernde Folgezündung, was schließlich zum Synchronbetrieb führt.

Der Umstand der Pendelung und selbstständigen Synchronisation wird hier durch deutliches Überschreiten der Synchrondrehzahl erreicht. Der betreffende Zeitabschnitt ist zur näheren Untersuchung in Abb. 4.9 vergrößert dargestellt. Es zeigt sich, dass bei erstmaligem Erreichen der Synchrondrehzahl zwar wiederkehrend Folgezündungen auftreten (die sogar an das Prinzip des Phasenanschnitts beim Sanftstarter erinnern) dieser Zustand aber nicht stabil ist. Bedingt durch (Folge-) Zündung von Strömen, die deutlich größer sind als der zulässige Strom, ergibt sich anschließend eine deutliche Überschreitung der Synchrondrehzahl gefolgt von weiteren Folgezündungen, die überdies zeitweilig zu negativem Drehmoment führen. Es folgt eine entsprechend lange Zündpause, in der die Drehzahl lastbedingt absinkt, und anschließend folgt die selbstständige Synchronisation.

Offensichtlich bringt die Reduzierung der Auflösung der Zünd-LUT zwar eine geringfügige Verschlechterung der Zündauswahl, da teilweise kurzzeitig negatives Drehmoment erzeugt wird. Aber insgesamt ergibt sich eine größere Anzahl günstiger Zündungen, die hier zur Beschleunigung bis zur Nenndrehzahl und in diesem Fall sogar zur Synchronisation führen. Allerdings wurde an dieser Stelle nur eine sehr geringe quadratische Last mit einem Nennmoment von 3 Nm ($\hat{=}^{1/5} m_N$) gewählt. Nachfolgend wird die Last entsprechend erhöht.

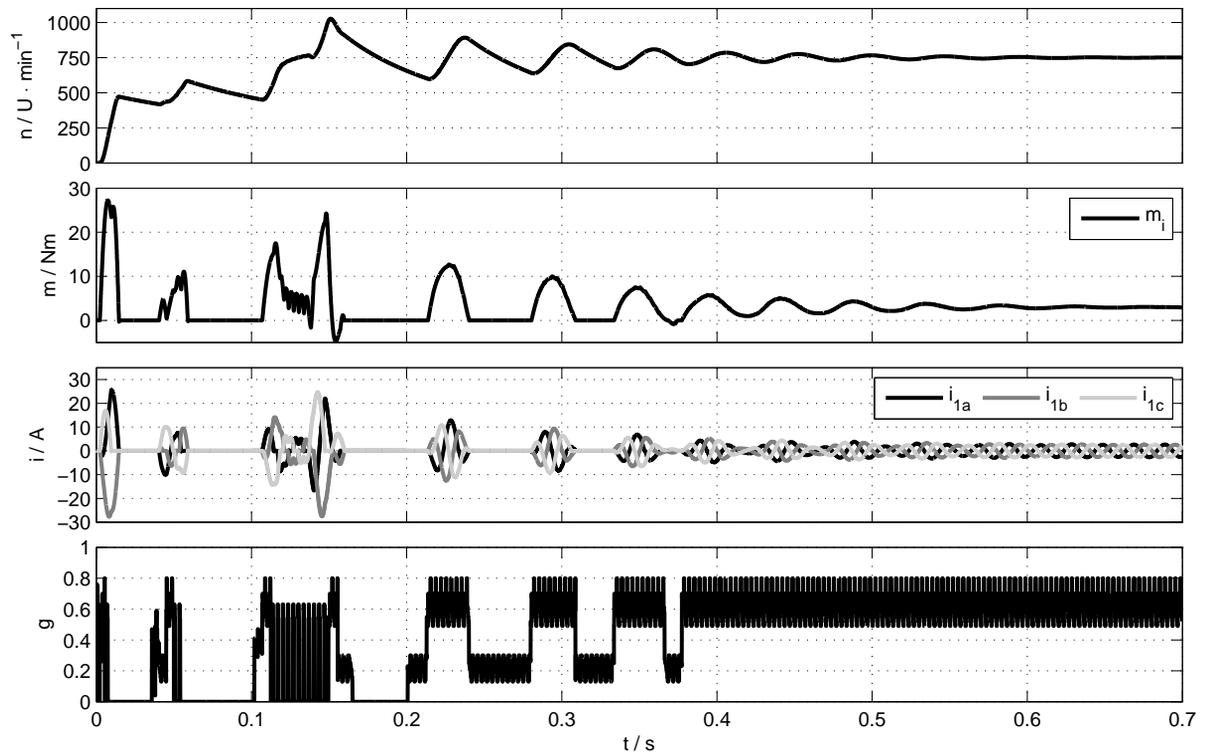


Abbildung 4.8.: Simulationsergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (5 Drehzahlstufen) im DSP-Block, quadratische Last mit 3Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$

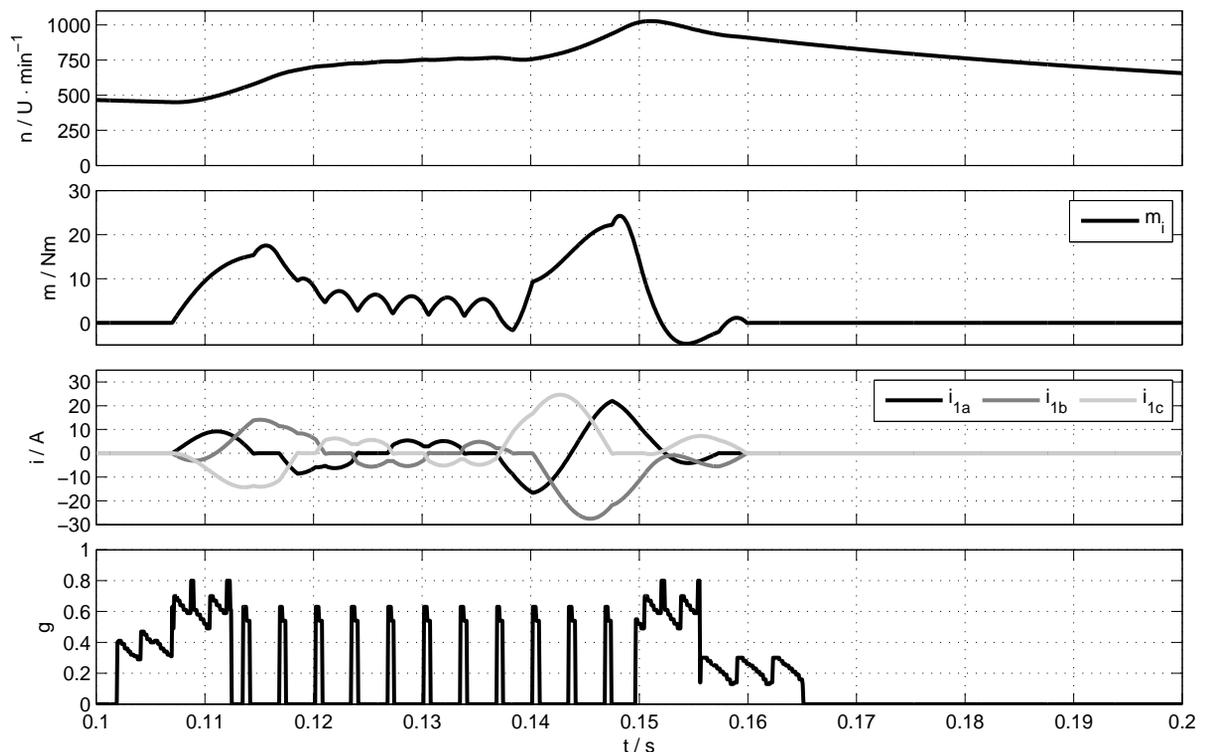


Abbildung 4.9.: Simulationsergebnis (Detail) der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (5 Drehzahlstufen) DSP-Block, quadratische Last mit 3Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$

Simulation eines Hochlaufs mit kennfeldbasierter Zündung unter zusätzlicher Nutzung der Folgezündung und Reduzierung der Auflösung der LUT bei vergrößertem Lastmoment

Nachdem unter Verwendung der für die Implementierung im DSP notwendigen, auflösungsreduzierten LUT bei geringer Belastung der Maschine 1 ein Hochlauf erfolgreich erfolgte, soll nachfolgend ein Hochlauf bei erhöhter Last untersucht werden.

Abb. 4.10 zeigt den Anlauf bei quadratischer Last mit 10 Nm Nennmoment. Hier ergibt sich kein vollständiger Hochlauf. Mit dem ersten Drehmomentenstoß steigt die Drehzahl zwar schnell bis über 400 U/min. Bei allen nachfolgenden Momentenstößen steigt sie aber kaum über 500 U/min. Offensichtlich ist das erzeugte Drehmoment, obwohl es ausschließlich positiv ist, zu gering. Es ist auch festzustellen, dass die erzeugten Ströme relativ gering ausfallen im Vergleich zu vorherigen Simulationen.

Offensichtlich ist es nicht möglich, mit der gegebenen Konfiguration bei der gewählten Belastung einen Hochlauf der Maschine 1 zu erreichen. Es ist naheliegend, dass die gewählte Speisespannung des Stellers (die für netzfrequente Speisung bekanntlich reduziert wurde) zu gering ist. Im nachfolgenden Abschnitt wird deshalb die Spannung angepasst.

Zunächst soll aber noch der Einfluss der Massenträgheit auf den Anlauf untersucht werden. Die anfangs starke Beschleunigung der Maschine gibt Anlass dafür.

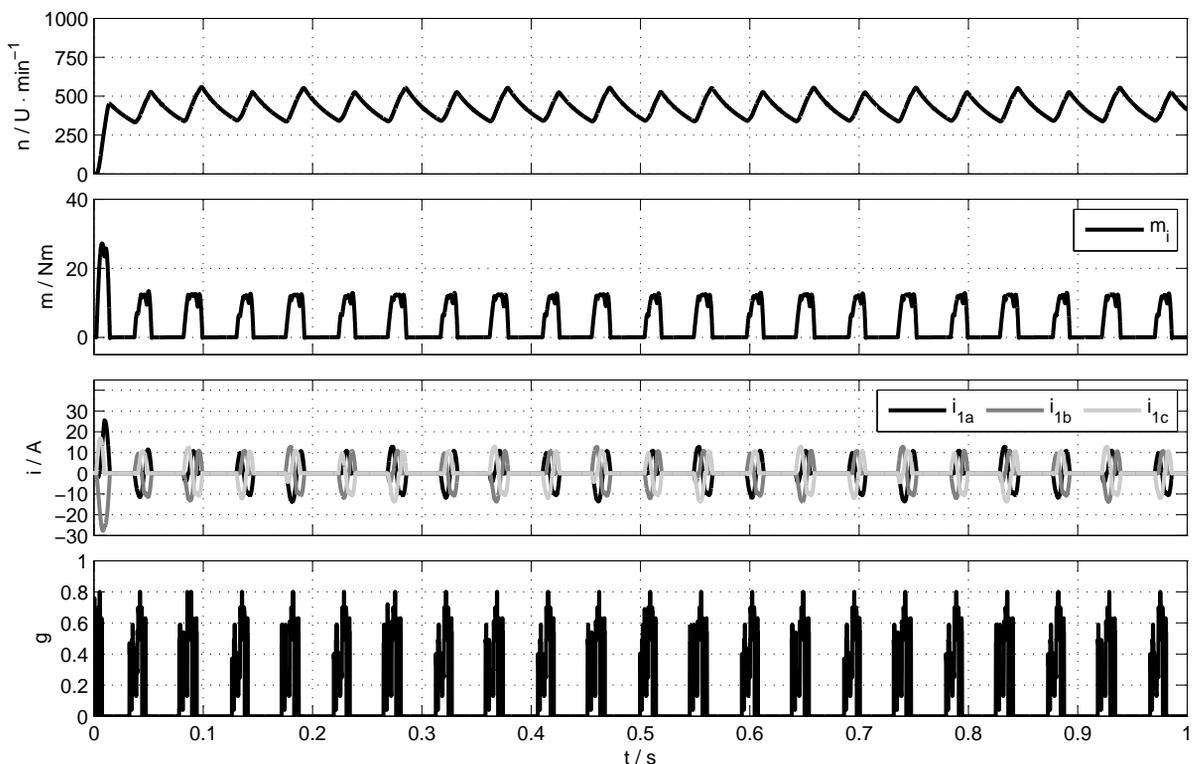


Abbildung 4.10.: Simulationsergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (5 Drehzahlstufen) im DSP-Block, quadratische Last mit 10 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$

Simulation eines Hochlaufs mit kennfeldbasierter Zündung unter zusätzlicher Nutzung der Folgezündung und Reduzierung der Auflösung der LUT bei vergrößertem Lastmoment und vergrößerter Massenträgheit

Für die bisherigen Simulationen der Maschine 1 wurde eine aktive mechanische Belastung angenommen. Eine zusätzliche Massenträgheit wurde dabei nicht berücksichtigt. Eine passive Belastung mittels Massenträgheit ist deshalb sinnvoll. Dabei kann ein Massenträgheitsmoment J_{Last} mit der Idealisierung einer starren Kopplung zwischen Lastmaschine und Antriebsmaschine direkt dem Massenträgheitsmoment des Antriebs zugeschlagen werden, [Rie06].

In der Simulation wird damit exemplarisch als Gesamtmassenträgheit die zehnfache Trägheitsmasse des Motors (siehe Tab. A.1) gesetzt. Abb. 4.11 zeigt das Ergebnis der Simulation bei sonst unveränderter Konfiguration.

Wie zu erwarten, steigt die Drehzahl deutlich langsamer an, ein vollständiger Hochlauf der Maschine gelingt auch hier nicht. Das erzeugte Drehmoment ist, trotz einiger weniger negativer Drehmomentanteile, betragsmäßig teilweise größer. Es ist aber neben der Kompensation des Lastmoments wegen der Beschleunigung der trägen Massen auch ein größeres Beschleunigungsmoment notwendig. In den Zündpausen sinkt die Drehzahl jedoch weniger ab. Eine Beschleunigung bis knapp $500 \text{ U}/\text{min}$ gelingt, aber nicht darüber hinaus.

Nachfolgend wird die Betriebsspannung überprüft und angepasst für die Durchführung von Hochlaufsimulationen mit erhöhter Massenträgheit und aktivem Lastmoment.

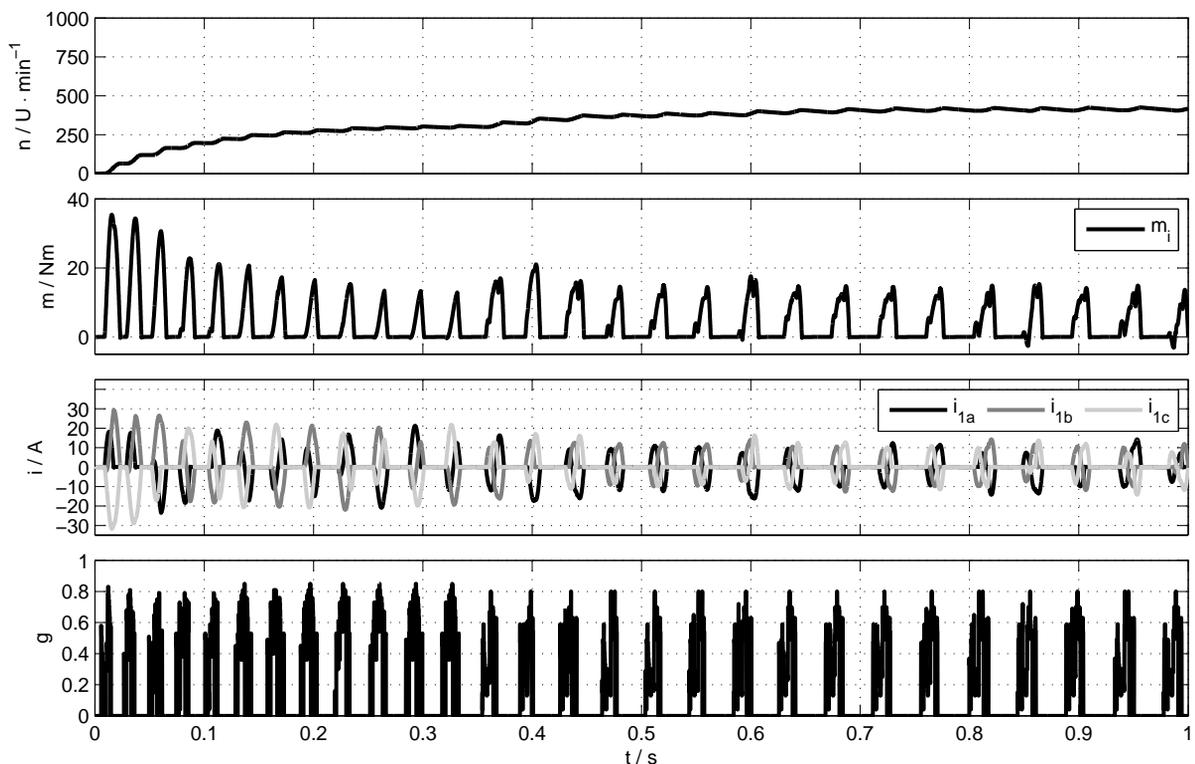


Abbildung 4.11.: Simulationsergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (5 Drehzahlstufen) DSP-Block, quadratische Last mit 10 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\text{min}} = 0,6$, 10-fache Massenträgheit

Simulation eines Hochlaufs mit kennfeldbasierter Zündung unter zusätzlicher Nutzung der Folgezündung und Reduzierung der Auflösung der LUT bei vergrößertem Lastmoment und erhöhter Spannung

Gemäß [Sie05] bietet die verwendete Maschine zwar ein maximales Drehmoment von 65 Nm, aber bei Umrichterspeisung mit verschiedenen Spannungen zwischen $U = 340 \dots 425 \text{ V}$ (ja nach Umrichterart) sinkt das maximale Moment in Abhängigkeit der Drehzahl. Bezieht man die in [Sie05] angegebene Beziehung auf netzfrequente Speisung (Reduzierung der Drehzahl um Faktor 4) mit entsprechend abgesenkter Spannung (ebenfalls Reduzierung um Faktor 4), ergibt sich die in Abb. 4.12 dargestellte Drehmoment-Drehzahl-Grenzkennlinie mit dem Parameter des Spannungseffektivwerts wie angegeben.

Mit der bisher verwendeten Spannung von 74 V läge die Drehmomentgrenzkennlinie sogar noch unterhalb der angegebenen Fälle. Zwangsläufig wird sich mit Erhöhung der Spannung das erzeugbare Drehmoment erhöhen. Es wird also eine Spannung von $U = 100 \text{ V}$ gewählt. Diese liegt nach Umrechnung auf Umrichterspeisung des ursprünglichen Servomotors (Maschine 1) im Nennbetrieb im Bereich der typischen Werte zwischen $U = 340 \dots 425 \text{ V}$, [Sie05].

Dementsprechend ist für diese Spannung eine Neuberechnung der LUT erforderlich. Insgesamt ergeben sich in der neuen LUT für die Gütefaktoren der Einzelzündungen im Durchschnitt kleinere Werte. Das muss bei der Wahl der Zündbedingung berücksichtigt werden. Anschließend erfolgt die Simulation mit der vorherigen Konfiguration unter Wahl einer neuen Zündbedingung ($g_{\min} > 0$) und entsprechend erhöhter Spannung. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.13 dargestellt.

Mit der Neukonfiguration der Spannung ist der Hochlauf mit quadratischer Last mit 10 Nm Nennmoment und zugleich erhöhter Massenträgheit erfolgreich. Die sich einstellenden Ströme und das erzeugte Drehmoment sind deutlich größer als zuvor. Die Drehzahl steigt bedingt durch die erhöhte Massenträgheit langsamer, aber bis zur Synchrondrehzahl. Es stellt sich, wie bei Abb. 4.8, selbstständig ein kontinuierlicher Stromfluss im synchronen Arbeitspunkt ein, bedingt durch die abklingende Pendelung, die durch das quadratische Lastmoment begünstigt wird.

Der Strom im Synchronbetrieb ist deutlich kleiner als während des Hochlaufs und liegt etwas unterhalb des Nennstroms von 11 A, was plausibel ist, da die Maschine 1 hier fast mit Nennmoment belastet wird.

Abschließend wird das Lastmoment auf 15 Nm ($\hat{=} m_N$) erhöht. In Abb. 4.14 ist das entsprechende Simulationsergebnis abgebildet. Es zeigt sich, dass wiederum kein vollständiger Hochlauf möglich ist. Die Drehzahl pendelt knapp unter der synchronen Drehzahl. Offensichtlich ist ein Hochlauf bei Belastung der Maschine 1 mit Nennmoment (als quadratisches Lastmoment) mit LUT-basierter Zündung nicht möglich.

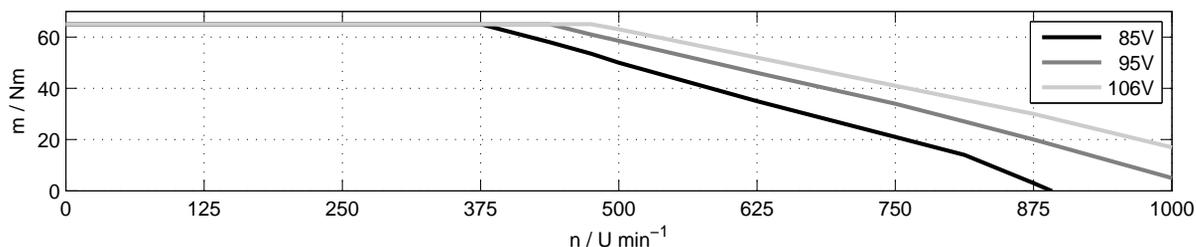


Abbildung 4.12.: Drehmoment-Drehzahl-Diagramm für Maschine 1 analog zu Datenblattangaben [Sie05], nach Umrechnung der Spannungen für netzfrequente Speisung und entsprechende Drehzahlanpassung

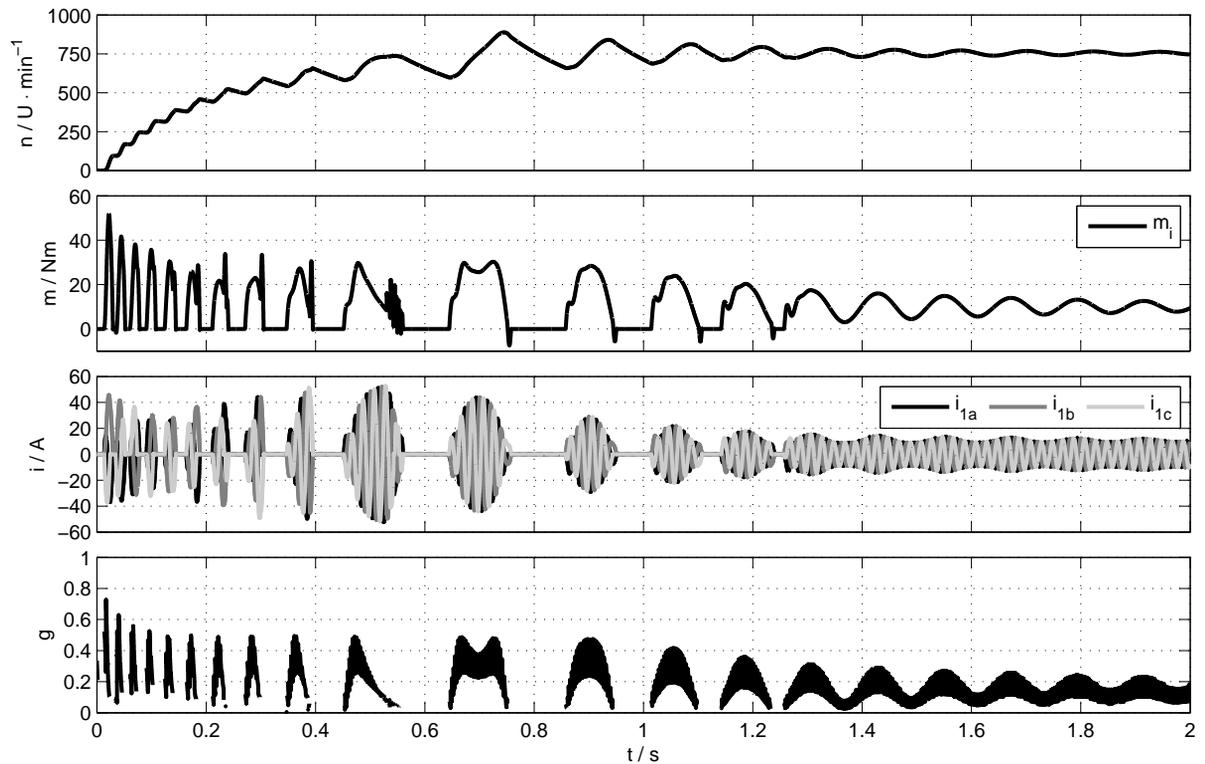


Abbildung 4.13.: Simulationsergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit neuer LUT (5 Drehzahlstufen) im DSP-Block, quadratische Last mit 10 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} > 0$, $U_{\text{eff}} = 100 \text{ V}$ 10-fache Massenträgheit

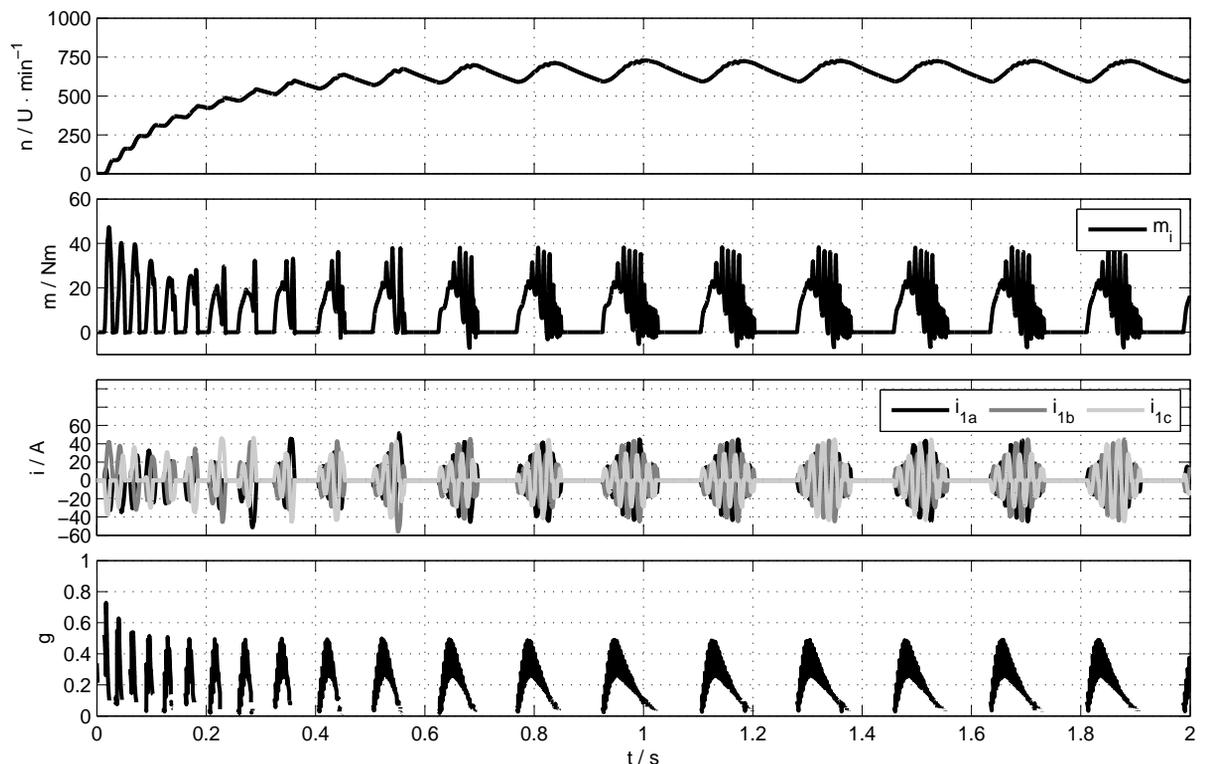


Abbildung 4.14.: Simulationsergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit neuer LUT (5 Drehzahlstufen) DSP-Block, quadratische Last mit 15 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} > 0$, $U_{\text{eff}} = 100 \text{ V}$, 10-fache Massenträgheit

4.3.2. Experimentelle Verifikation – Maschine 1

Nachdem die Zündsteuerung auf Basis von C-Code innerhalb des DSP-Blocks in der MATLAB-Simulink-Simulation erfolgreich erprobt ist, erfolgt der Transfer ins reale DSP-System, welches als Steuergerät des Drehstromstellers im Versuchstand genutzt wird, vgl. Abb. 4.3. Zunächst wird allerdings, entgegen der Darstellung in Abb. 4.3, die Maschine 1 ohne Ankopplung einer Lastmaschine, also leerlaufend betrieben.

Es wird die bereits für das DSP-System vorbereitete reduzierte LUT für die Zündsteuerung verwendet. Die Eingangsspannung des DSS wird mittels Trennstelltrafo auf $U = 81\text{ V}$ gestellt, also geringfügig höher als in der Simulation bzw. LUT-Berechnung (jeweils $U = 73\text{ V}$). Die Schwelle der Güte für die Zündbedingung wird wieder auf $g_{\min} = 0,6$ eingestellt. Da sich die Einzelzündung ohne Folgezündung nicht als zweckmäßig erwiesen hat, wird, wie auch in den vorherigen Simulation, zusätzlich die Folgezündung (auf Basis des Einzelzündungskennfeldes, siehe auch Abschnitt 3.4.5) zugelassen.

Das Ergebnis der Hochlaufmessung der ohne Last anlaufenden Maschine 1 ist in Abb. 4.15 (bzw. vergrößerte Zeitabschnitte in Abb. 4.16 und Abb. 4.17) dargestellt. Der Hochlauf gelingt innerhalb von ca. 0,15 s gefolgt von einem Drehzahlüberschwinger bis ca. $1000\text{ U}/\text{min}$ und einer abklingenden Pendelung, ähnlich wie in der Simulation in Abb. 4.8. Allerdings klingt die Pendelung in der Messung deutlich langsamer ab, da hier kein Lastmoment eingepreßt wird. Es existiert lediglich das Reibmoment durch Lager- und Luftreibung. Dieses ist für das Absinken der Drehzahl in den Zündpausen maßgebend. Es kann für Nenndrehzahl aus der Drehzahländerung, nach $m = J d\omega/dt$, auf ca. $m_{\text{Reib}} = 0,5\text{ Nm}$ abgeschätzt werden.

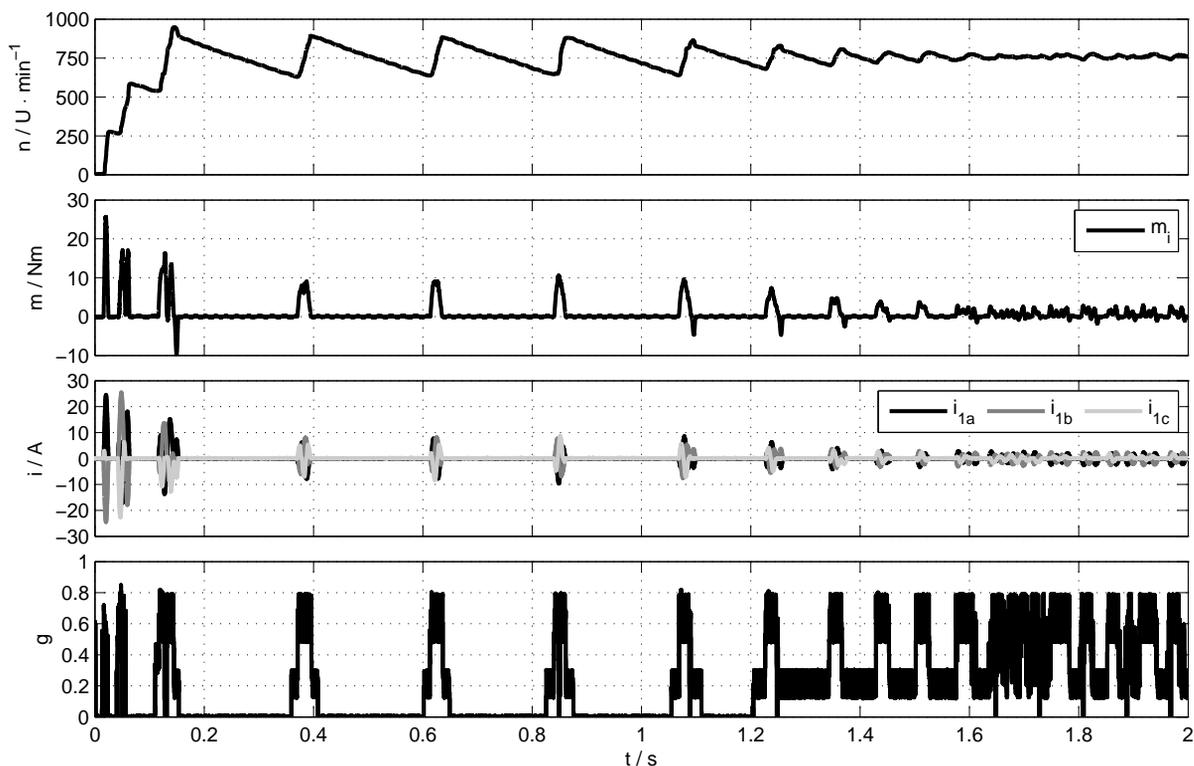


Abbildung 4.15.: Messergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (5 Drehzahlstufen), ohne Last, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$, Eingangsspannung am Steller: $U_{\text{eff}} = 81\text{ V}$

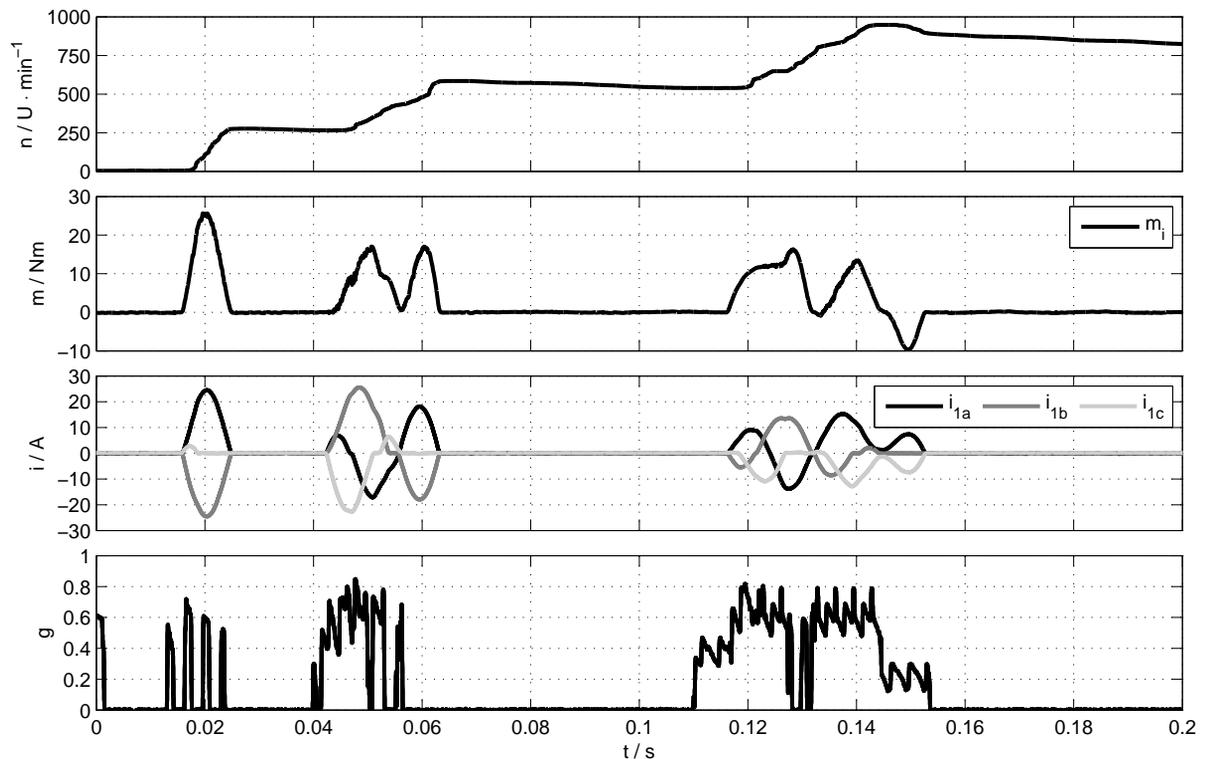


Abbildung 4.16.: Messergebnis der kennfeldbasierten Zündung (Anlauf), Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Anlauf von Maschine 1 mit LUT (5 Drehzahlstufen), ohne Last, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$, Eingangsspannung am Steller: $U_{\text{eff}} = 81 \text{ V}$

Strom- und Drehmomentverlauf verhalten sich beim Anlauf und der Synchronisation ähnlich wie in der Simulation. Im wesentlichen wird positives Drehmoment erzeugt, lediglich beim Drehzahlüberschwinger (siehe Abb. 4.16) wird fälschlicherweise ein negatives Drehmoment durch Einzelzündung erzeugt, weil für diese hohe Drehzahl die LUT nicht ausgelegt ist und die Zündentscheidung für die maximal hinterlegte Drehzahl getroffen wird. Das bremsende Drehmoment wirkt hier allerdings hinsichtlich der Synchronisation sogar begünstigend. Allerdings wäre alternativ auch denkbar, die Zündung bei Überschreitung einer definierten Grenzdrehzahl gänzlich auszuschließen.

Weiterhin entsteht teilweise negatives Drehmoment mehrfach kurzzeitig in der Nähe des Synchronbetriebs am Ende der Leitphasen. Dieser Effekt ist insbesondere in Abb. 4.17 zu erkennen. Im Stromverlauf ist hier z.B. bei ca. $t = 1,25 \text{ s}$ nach Absinken des Stroms ohne Nulldurchgang plötzlich wieder ein Anstieg festzustellen. Dieser Effekt wurde bereits im Abschnitt 3.4.2 aufgeführt und sollte idealerweise nicht auftreten, weil in diesem Fall keine Zündung erlaubt sein sollte. Allerdings liegt die Drehzahl hier über der Synchrondrehzahl. Für diesen Drehzahlbereich ist aber die LUT nicht ausgelegt und es erfolgt die Zündung auf Grundlage der Maximaldrehzahl (hier: Nenndrehzahl) in der LUT.

Es ist festzustellen, dass der Hochlauf der unbelasteten Synchronmaschine (Maschine 1) mittels kennfeldbasierter Zündsteuerung nach der Simulation auch experimentell verifiziert wurde. Dabei zeigt sich grundsätzlich Übereinstimmung von Messung und Simulation. Allerdings ergibt sich im Experiment keine stabile Dauerzündung, was auch auf eine zu geringe Last (Reibmoment) zurückzuführen ist. Die Maschine kann aber in der Nähe des synchronen Arbeitspunktes gehalten werden. Eine Überbrückung des Stellers wäre hier aber nicht möglich. Die Maschine würde dann wieder außer Tritt fallen.

Nachfolgend wird ein Hochlauf der Maschine 2 am Versuchstand unter Belastung, sowohl passiv als auch aktiv, betrachtet.

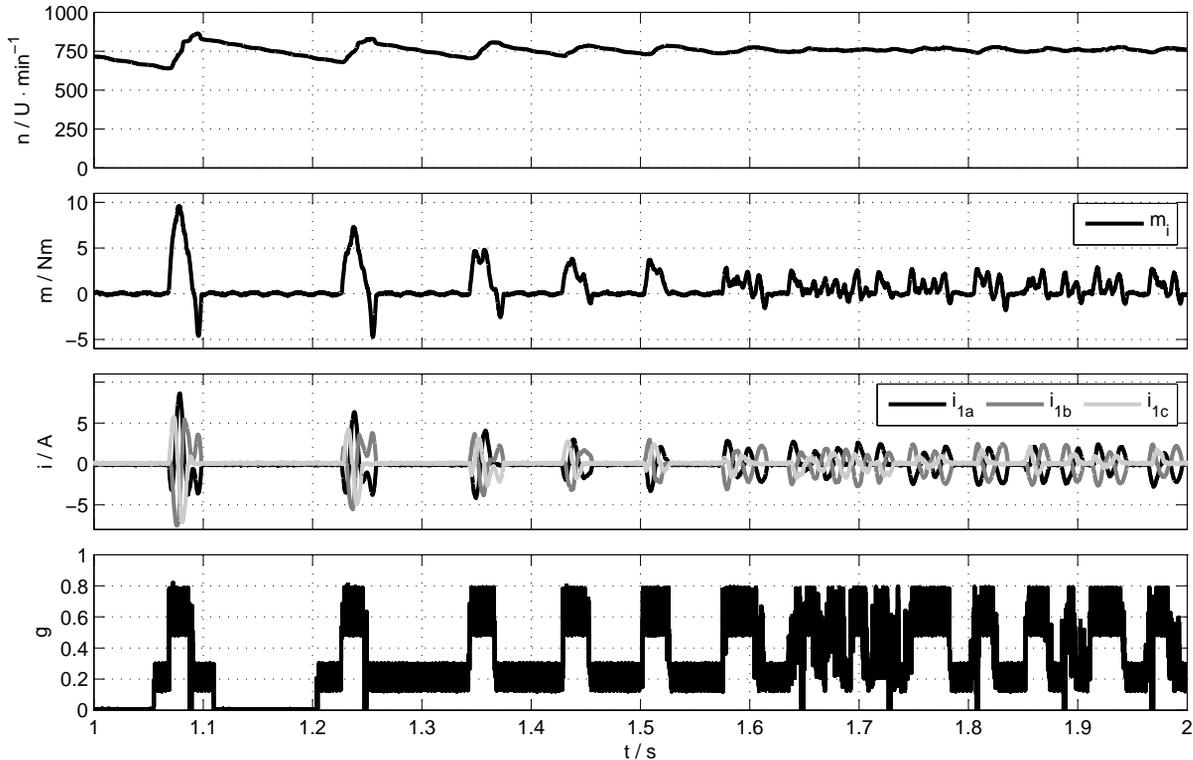


Abbildung 4.17.: Messergebnis der kennfeldbasierten Zündung (nahe des Synchronbetriebs), Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment, Ströme und Güte bei Betrieb von Maschine 1 mit LUT (5 Drehzahlstufen), ohne Last, Zündbedingung $g_{\min} = 0,6$, Eingangsspannung am Steller: $U_{\text{eff}} = 81 \text{ V}$

4.3.3. Experimentelle Verifikation – Maschine 2

In diesem Abschnitt wird der Hochlauf mit Belastung im Laborversuch betrachtet. Dafür wird Maschine 2, die in einem entsprechenden Laborversuchsstand mit angekoppelter Lastmaschine integriert ist, verwendet. Maschine 2 ist wie Maschine 1 ein Servomotor aus der gleichen Baureihe, allerdings mit größerer Leistung. Für diese Maschine erfolgt wiederum die Neuberechnung des Kennfeldes für die Zünd-LUT mit den neuen Maschinenparametern (technische Daten siehe Tab. A.1) und angepasster Spannung ($U_{\text{eff}} = 105 \text{ V}$). Dabei darf wegen der höheren Leistung auch eine neue Strombegrenzung von hier $i_{\max} = 32 \text{ A}$ verwendet werden.

Zwei ausgewählte Ergebnisse werden nachfolgend untersucht. Abb. 4.18 zeigt zunächst einen Hochlauf ohne zusätzliche aktive Belastung, aber mit erhöhter Massenträgheit bedingt durch die mitlaufende Abtriebsmaschine (Daten siehe A.1). Der Hochlauf erfolgt innerhalb von ca. 0,26s über die Synchrondrehzahl hinaus. Danach läuft die Maschine dauerhaft übersynchron. Die Drehzahl wird im oberen Bereich nicht korrekt dargestellt, was hier einer Begrenzung innerhalb der Messwertaufbereitung geschuldet ist. Drehzahlen über $1000 \text{ U}/\text{min}$ konnten hier nicht aufgenommen werden.

Es treten beim Hochlauf und insbesondere im übersynchronen Betrieb relativ große Ströme auf, die den durch die Zünd-LUT für Einzelzündungen zulässigen Wert deutlich überschreiten, was wiederum mit dem Zulassen der Folgezündungen zu begründen ist. Andererseits werden, wie schon zuvor bei Maschine 1, auch hier bei übersynchronem Betrieb

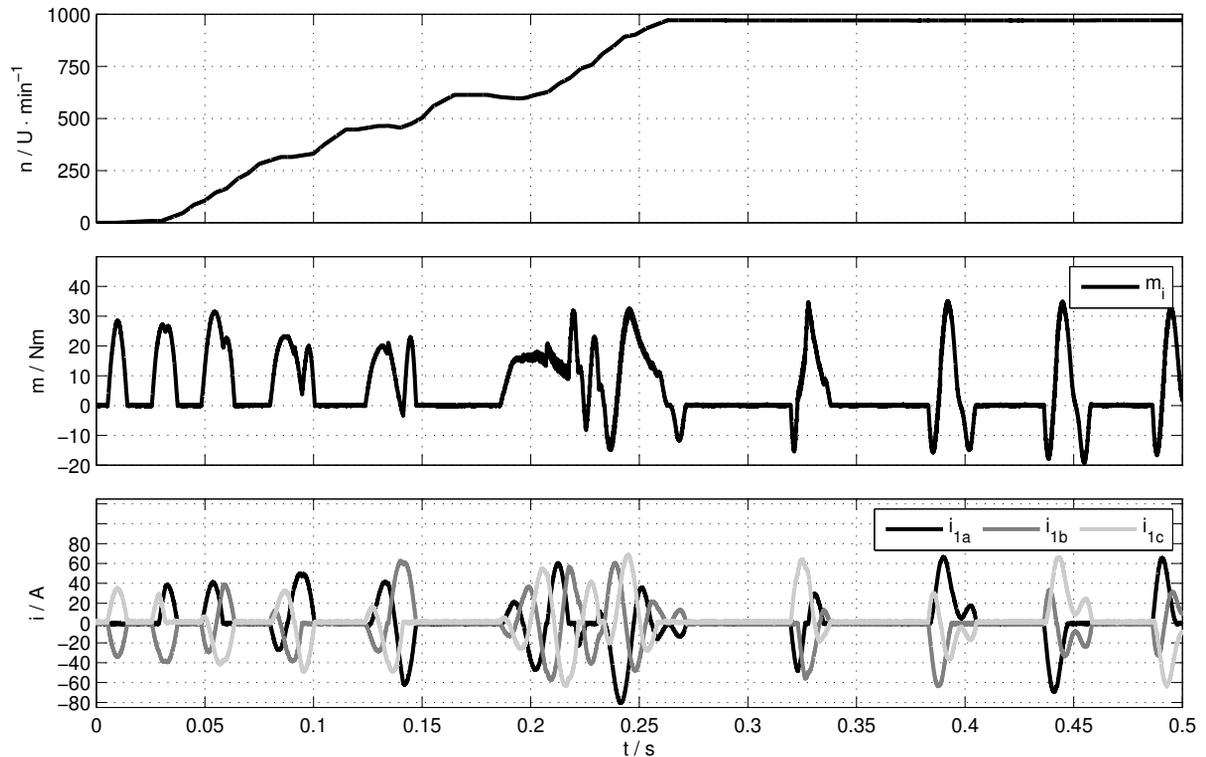


Abbildung 4.18.: Messergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment und Ströme bei Anlauf von Maschine 2 mit LUT (5 Drehzahlstufen), ohne Last, Zündbedingung $g_{\min} \geq 0,7$, Strombegrenzung: 32 A, Eingangsspannung am Steller: $U_{\text{eff}} = 100 \text{ V}$

fälschlicherweise Zündungen auf Grund der LUT ausgeführt, die aber für diesen Drehzahlbereich nicht ausgelegt ist, siehe Abschnitt 3.4.

Der eigentliche Hochlauf erfolgt aber, abgesehen von teilweise kurzzeitig relativ großen Strömen, mit dem erwarteten Drehmomentverlauf ohne Erzeugung negativen Drehmoments. Erst bei Erreichen der Synchrondrehzahl bzw. darüberhinaus treten problematische Drehmomente auf.

Das Steuerverfahren der kennfeldbasierten Zündung ist allerdings auch prinzipbedingt darauf ausgelegt, maximales positives Drehmoment für den Anlauf zu erzeugen. Eine Synchronisation wie in Abschnitt 3.6 ist bei diesem Steuerverfahren nicht umsetzbar. Dass eine mechanische Belastung hinsichtlich der Synchronisation begünstigend wirkt, wurde bereits in Simulationen bei Maschine 1 mit quadratischer Last deutlich. Nachfolgend wird der Anlauf von Maschine 2 im Experiment mit konstanter Belastung (bei positiver Drehzahl) betrachtet.

In Abb. 4.19 ist der Hochlauf unter Belastung mit $m_{\text{Last}} = 7 \text{ Nm}$ dargestellt. Die Belastung erfolgte mit der angekoppelten ASM durch Vorgabe eines Drehmomentsollwertes über LabView[®] an den FU der ASM. Dabei wirkt das Lastmoment ausschließlich bei positiver Drehzahl. Der Hochlauf wird unter Last in ca. 0,65s erreicht. Auch hier steigt die Drehzahl weit über die Synchrondrehzahl, fällt aber lastbedingt in der Strompause wieder ab. Auf diese Weise wird die Drehzahl im Bereich der Synchrondrehzahl gehalten und pendelt um diese. Dabei ist der Effekt zu beobachten, dass die Drehzahl unter der synchronen Drehzahl pendelt und dann wieder darüber steigt. Offensichtlich ist kein stabiler Betrieb bei Synchrondrehzahl möglich.

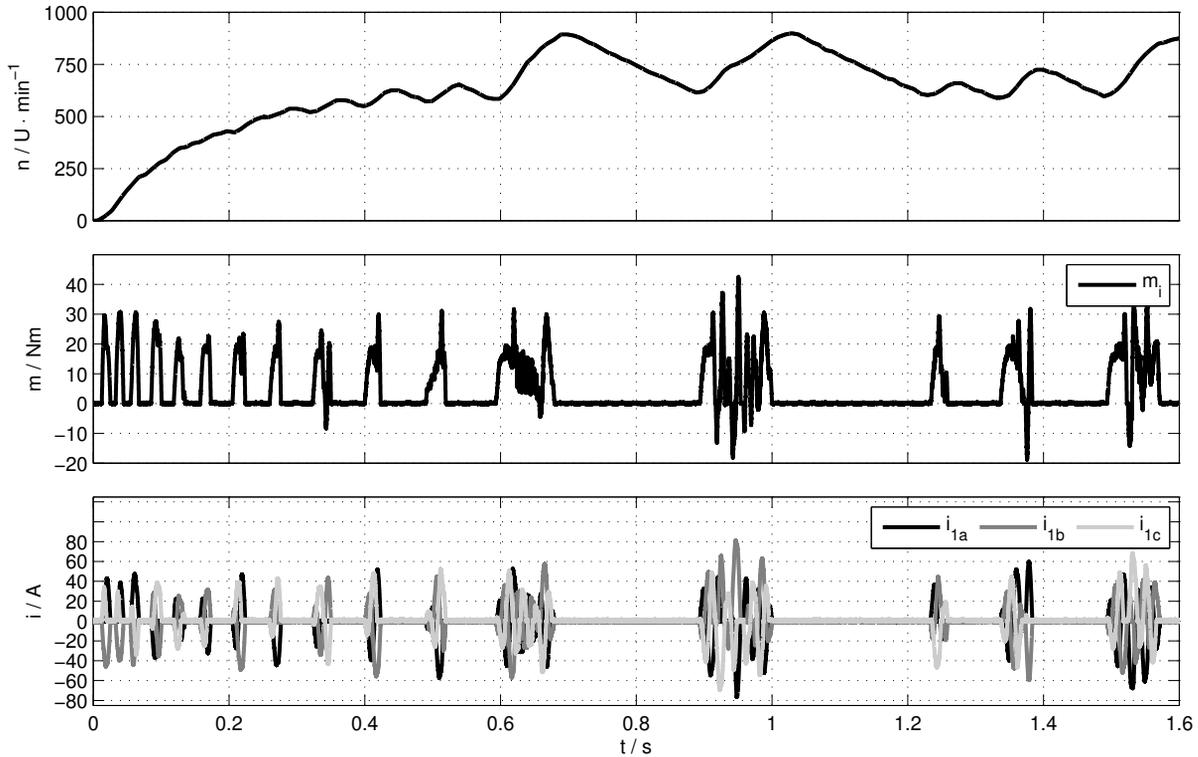


Abbildung 4.19.: Messergebnis der kennfeldbasierten Zündung, Folgezündung zugelassen: Drehzahl, Drehmoment und Ströme bei Anlauf von Maschine 2 mit LUT (5 Drehzahlstufen), Konstantlast mit 7 Nm Nennmoment, Zündbedingung $g_{\min} \geq 0,7$, Strombegrenzung: 32 A, Eingangsspannung am Steller: $U_{\text{eff}} = 105 \text{ V}$

Es bestätigt sich, dass der Hochlauf mit kennfeldbasierter Zündung mit einem erwarteten günstigen Drehmomentverlauf abläuft, der Betrieb danach aber mit dem Steuerverfahren nicht stabil verläuft. Eine Überbrückung des Stellers ist hier nicht sinnvoll und würde zu unkontrollierbaren Effekten, wie noch stärkeren Drehmoment- und Strompendelungen führen. Damit würde die Maschine nicht bei Synchrondrehzahl betrieben werden können und ein Außertrittfallen wäre sehr wahrscheinlich.

Begünstigend für eine selbstständige Synchronisation unter Nutzung des vorhandenen Steuerverfahrens ist ein Lastverhalten mit quadratisch von der Drehzahl abhängigem Drehmoment. Allerdings ist ein Betrieb mit quadratischem Lastmoment, wie in früheren Simulationen am Versuchstand mit Labview[®]-gesteuerter Last, nicht möglich. Auf Grund der Zeitkonstanten der Messwertumsetzung in Labview[®] könnte der zur jeweiligen Drehzahl zu berechnende Sollwert für den Last-FU nicht hinreichend schnell umgesetzt werden.

4.3.4. Schlussfolgerungen

Insgesamt kann eingeschätzt werden, dass die kennfeldbasierte Zündsteuerung grundsätzlich geeignet ist, positives Drehmoment zum Beschleunigen einer Synchronmaschine zu erzeugen. Jedoch wurde festgestellt, dass der Hochlauf unter alleiniger Nutzung der Einzelzündung nicht praktikabel ist.

Unter Hinzunahme der Folgezündung kann ein zuverlässiger Hochlauf gewährleistet wer-

den. Allerdings sind die genutzten Kennfelder unter der Maßgabe der Einzelzündung berechnet worden. Qualitativ werden auch bei Folgezündung unter Nutzung der Zünd-LUT auf Basis der kennfeldbasierten Einzelzündungen akzeptable Ergebnisse erzielt. Quantitativ können hingegen z.B. die definierten Stromgrenzwerte nicht eingehalten werden. Grund sind die bei Folgezündung vorliegenden Stromanfangswerte in den beteiligten Phasen. Diese sind in der kennfeldbasierten Vorausberechnung der Einzelzündung zwangsläufig nicht berücksichtigt, wirken sich aber bei veranlasster Folgezündung aus.

Des Weiteren ist es mit diesem Verfahren nicht möglich, eine stabile, geregelte Synchronisation zu erreichen. Die erfolgreiche Synchronisation ist hier lastabhängig.

Auf Grund dieser Umstände wird im zweiten Teil des Kapitels 3 die Echtzeitvorausberechnung (siehe Abschnitt 3.5) entwickelt und umgesetzt. Die Ergebnisse, die mit dem daraus abgeleiteten Steueralgorithmus sowohl in Simulation als auch in Messung erzielt wurden, sind nachfolgend aufgezeigt.

4.4. Verifikation der Echtzeit-Vorausberechnung

In Abschnitt 3.5 wurde das Verfahren der Echtzeit-Vorausberechnung von Strömen und Drehmoment direkt vor der Zündung der Thyristoren sowie die Auswahl der Zündung (Zündentscheidung) vorgestellt. Dieses Verfahren bildet die Grundlage für die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte prädiktive Steuerung für einen Drehstromsteller zum Hochlauf einer Synchronmaschine.

In diesem Abschnitt erfolgt die Verifikation der implementierten Steuerung (siehe Abschnitt 3.7.3). Dabei erfolgt die Verifikation, wie in Abb. 4.1 beschrieben, auf mehreren Ebenen. In den Tabellen 4.3 und 4.4 sind die relevanten Abbildungen der Simulations- und Mess-

Tabelle 4.3.: Übersicht 1 der Konfigurationen der dargestellten Simulations- und Messergebnisse für die prädiktive Zündsteuerung

Abbildung	Simulation/ Messung	SM Nr.	Zünd- steuerung	Folge- zündung	Last	Bemerkungen
Abb. 4.20	Sim.	1	MATLAB	nein	keine	Einzelzündung
Abb. 4.21	Sim.	1	MATLAB	ja	keine	Folgezündung
Abb. 4.22	Sim.	1	DSP V1	nein	keine	Einzelzündung 2ph.
Abb. 4.23	Sim.	1	DSP V1	nein	keine	Einzelzündung 3ph.
Abb. 4.24	Sim.	1	DSP V1	ja	keine	Folgezündung
Abb. 4.25	Sim.	1	DSP V2	nein	keine	Einzelzündung 2ph.
Abb. A.1	Mess.	2	DSP V2	nein	keine	Einzelzündung 2ph.
Abb. 4.26	Mess.	2	DSP V2	nein	keine	Einzelzündung 2ph. Detail 1
Abb. 4.27	Mess.	2	DSP V2	nein	keine	Einzelzündung 2ph. Detail 2
Abb. A.2	Mess.	2	DSP V2	ja	keine	Zündung 3ph.
Abb. 4.28	Mess.	2	DSP V2	ja	keine	Zündung 3ph. Detail 1
Abb. 4.29	Mess.	2	DSP V2	ja	keine	Zündung 3ph. Detail 2
Abb. 4.30	Sim.+Mess.	2	DSP V2	ja	keine	Anlauf

ergebnisse im Überblick zusammengefasst.

Zu Beginn wird die Berechnung und Ausführung einzelner Zündungen in Simulation und Messung verglichen. Dabei wird insbesondere der Einfluss der für die Implementierung der Algorithmen in Hardware notwendigen Begrenzung der Berechnungsschrittweite und weiterer Optimierungen zur Effizienzsteigerung des Programmcodes und zur Sicherung der Ausführbarkeit im verwendeten Steuergerät bei gleichzeitiger Erhaltung einer hinreichenden Berechnungsqualität untersucht.

Danach folgt die Untersuchung von Hochlaufvorgängen von Maschine 2 unter Nutzung der prädiktiven Zündsteuerung mit Echtzeit-Vorausberechnung sowohl mittels Simulation als auch in Form von Messungen.

Im zweiten Teil (Abschnitt 4.5) erfolgt die Untersuchung der Nutzung der entwickelten Steuerung für den Anlauf von Synchronmaschinen mit Dämpferkäfig. Dabei wird zu Beginn in der Simulation die Aufteilung des Drehmoments in synchrones und asynchrones Moment betrachtet. Es folgt die Untersuchung von Hochlaufvorgängen mit den Maschinen 3 und 4 bei verschiedenen Arten der Belastung. Abschließend erfolgt die Diskussion und der Vergleich der erzielten Ergebnisse.

Tabelle 4.4.: Übersicht 2 der Konfigurationen der dargestellten Simulations- und Messergebnisse für die prädiktive Zündsteuerung

Abbildung	Simulation/ Messung	SM Nr.	Zünd- steuerung	Folge- zünd- dung	Last	Bemerkungen
Abb. 4.31	Sim.	2	DSP V2	ja	konstant, 8 Nm	Hochlauf
Abb. 4.32	Mess.	2	DSP V2	ja	konstant, 8 Nm	Hochlauf
Abb. 4.33	Mess.	2	DSP V2	ja	quad., 12,5 Nm	Hochlauf
Abb. 4.34	Sim.	3	direkt	-	linear, 5 Nm	Direkthochlauf
Abb. 4.35	Sim.	3	DSP V2	ja	linear, 5 Nm	Hochlauf
Abb. 4.36	Sim.	3	DSP V2	ja	linear, 5 Nm	Hochlauf ohne Dämpfer
Abb. 4.37	Mess.	3	direkt	-	linear, 5 Nm	Direkthochlauf
Abb. 4.38	Mess.	3	DSP V2	ja	linear, 5 Nm	Hochlauf Messung 1
Abb. A.5	Mess.	3	DSP V2	ja	linear, 5 Nm	Hochlauf Messung 2
Abb. 4.39	Mess.	4	DSP V2	ja	keine	Hochlauf
Abb. 4.40	Mess.	4	DSP V2	ja	keine	Hochlauf Detail
Abb. A.6	Mess.	4	direkt	-	keine	Direkthochlauf
Abb. 4.41	Mess.	4	DSP V2	ja	quad., 20 Nm	Hochlauf
Abb. 4.42	Mess.	4	DSP V2	ja	quad., 20 Nm	Hochlauf Detail
Abb. A.7	Mess.	4	direkt	-	quad., 20 Nm	Direkthochlauf
Abb. 4.43	Mess.	4	DSP V2	ja	konst., 12 Nm	Hochlauf
Abb. 4.44	Mess.	4	DSP V2	ja	konst., 12 Nm	Hochlauf Detail
Abb. A.8	Mess.	4	direkt	-	konst., 12 Nm	Direkthochlauf

4.4.1. Verifikation der Zündvarianten

Die Echtzeitberechnung umfasst nach Abschnitt 3.5.3 die Berechnung von Strom und Drehmoment sowohl für die Einzel- als auch für die Folgezündung. Dabei erfolgt die Berechnung der verschiedenen Varianten parallel (siehe Abschnitt 3.7.3). Im Hinblick auf die Implementierung im DSP-System wurden drei verschiedene Programmversionen erstellt, die sich in ihrer Komplexität und insbesondere Ausführungsgeschwindigkeit, aber auch hinsichtlich ihrer Genauigkeit, unterscheiden.

Programmversion 0 – Berechnung in MATLAB

Im ersten Schritt erfolgt die Berechnung in einer MATLAB S-Function, eingebettet im Simulationsmodell (siehe Abb. 4.2), unter idealisierten Bedingungen mit geringer Berechnungsschrittweite (5000 Schritte für 40 ms).

In Abb. 4.20 ist die Simulation von (zweiphasigen und dreiphasigen) Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung dargestellt. Es erfolgt gemäß Abb. 3.26 die Berechnung der Einzelzündungen (zunächst unter Ausschluss von Folgezündungen) sowie die Zündentscheidung und Umsetzung der Zündungen im Simulationsmodell.

Zum Vergleich von Vorausberechnung und Simulationsergebnis sind die durch das vorausberechnete mittlere Drehmoment (Darstellung aller Kombinationen, Auswahl des Maximalwertes) zu erwartenden Drehzahländerungen (Δn_{BC} , Δn_{CA} , Δn_{AB} , Δn_{ABC}) der realisierten Drehzahländerung Δn gegenübergestellt. Dabei erfolgt die Berechnung des Drehmomentmittelwerts wie in Abschnitt 3.4.3 unter Annahme unendlicher Massenträgheit, die Berechnung der Drehzahländerung aber natürlich unter Berücksichtigung der tatsächli-

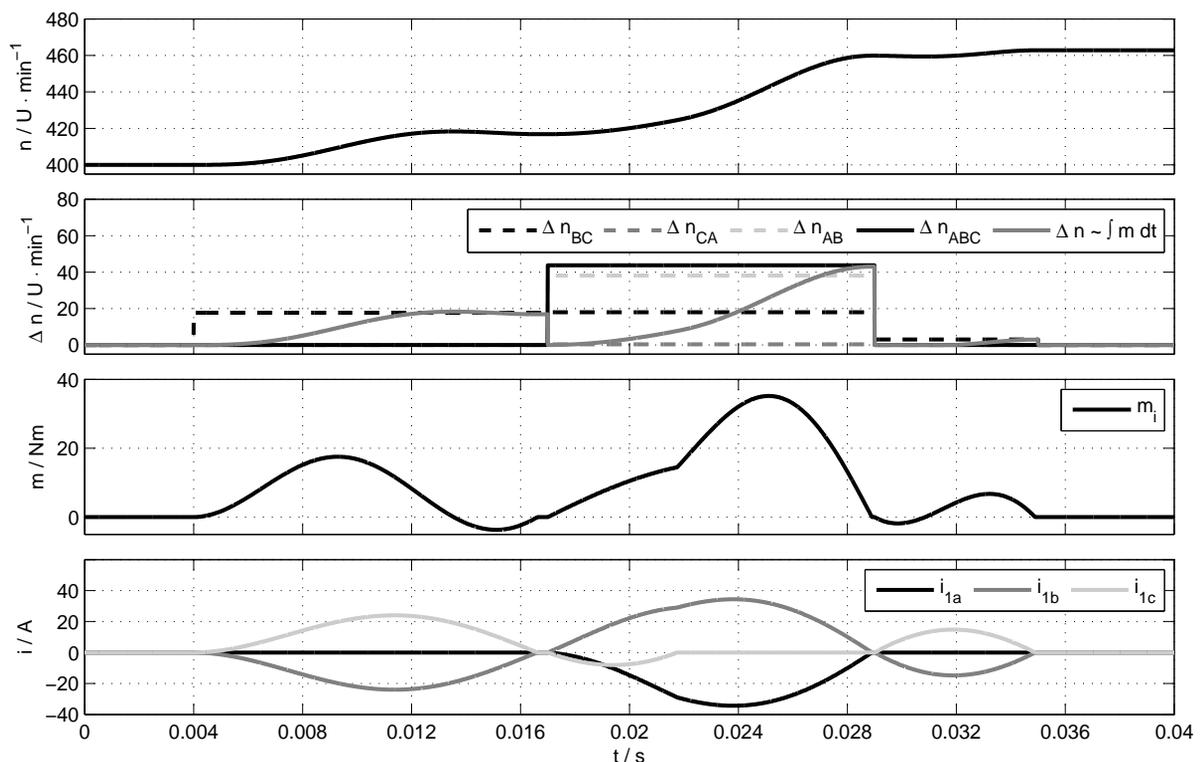


Abbildung 4.20.: Simulation von Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung in MATLAB S-Function (Programmversion 0), Maschine 1, ohne Belastung, Anfangsdrehzahl 400 U/min

chen Massenträgheit.

Es werden hier aufeinanderfolgend zwei zweiphasige und eine dreiphasige Zündung ausgewählt. Die erwarteten Drehzahländerungen werden in der Simulation nahezu exakt erreicht. Vorausberechnete und tatsächliche Zündung stimmen hier also sehr gut überein. Im nächsten Schritt erfolgt die Verifikation der Berechnung der Folgezündung unter Einbeziehung der Stromanfangswerte bei Nutzung desselben Simulationsmodells wie zuvor. In Abb. 4.21 sind, ausgehend von einer zweiphasigen Einzelzündung, mehrere Folgezündungen dargestellt. Hier ist einzig die erwartete Drehzahländerung für die gewählte Zündvariante (Δn_{best}) der realisierten Drehzahländerung Δn gegenübergestellt. Dabei wird die erwartete Drehzahländerung bei dreiphasiger bzw. bei Folgezündung ausschließlich aus dem Drehmomentmittelwert des dreiphasigen Stromflusses bis zum ersten Nulldurchgang, ohne Berücksichtigung der zweiphasigen Stromflussphase gewonnen, siehe Abschnitt 3.5.3.

Der Erwartungswert der ersten (zweiphasigen) Zündung kann selbstverständlich nicht erreicht werden, da sich weitere (Folge-)Zündungen ergeben. Bei den sich anschließenden Folgezündungen werden die prognostizierten Drehzahländerungen wiederum sehr genau erreicht.

Für den zweiphasigen Stromfluss bei Ausbleiben der Folgezündung ab ca. $t = 0,0145$ s ist Δn_{best} jeweils das (im 1 ms-Takt aktualisierte) Ergebnis der Weiterberechnung ohne Folgezündung, da hier keine Folgezündung sinnvoll wäre. Hier ist der erreichte Wert ($\Delta n(t = 0,019$ s) = 20 U/min mit dem ersten errechneten Wert bei $t = 0,0145$ s zu vergleichen. Es ergibt sich also auch für die Folgezündung eine sehr gute Genauigkeit der implementierten Berechnung in der Programmversion 0.

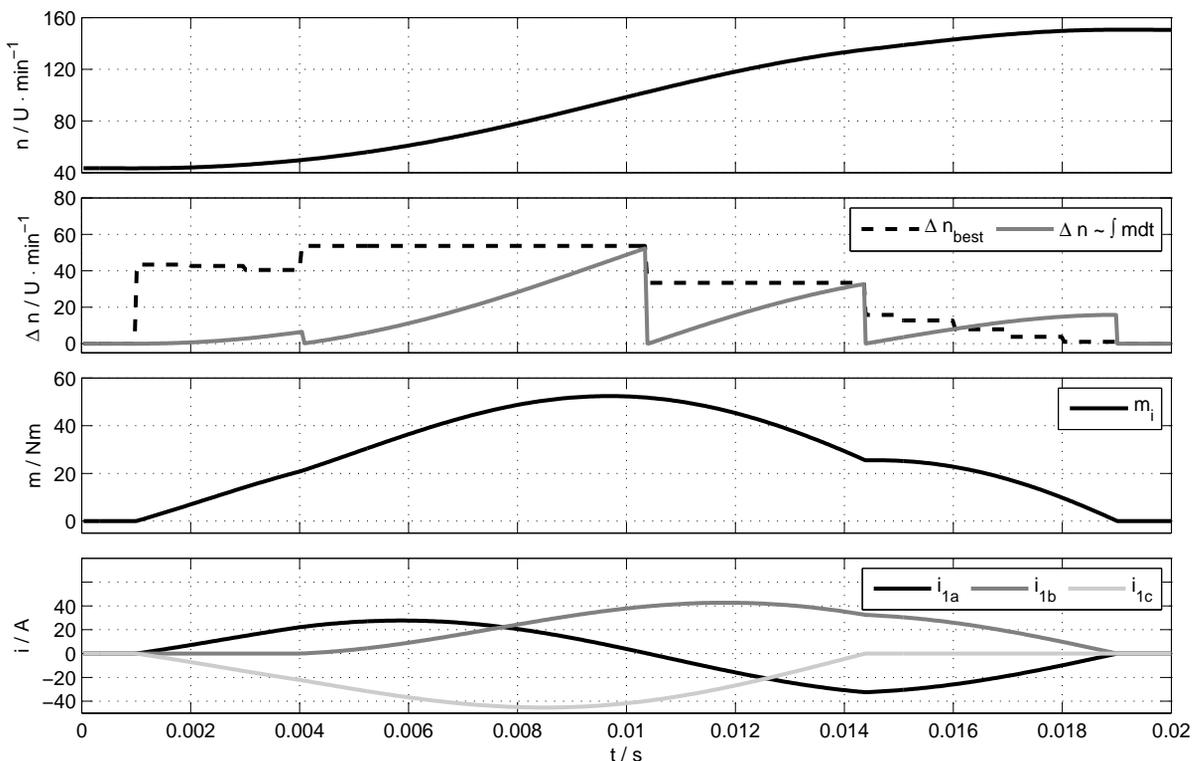


Abbildung 4.21.: Simulation von Folgezündungen mit prädiktiver Zündsteuerung in MATLAB S-Function (Programmversion 0), Maschine 1, ohne Belastung, Anfangsdrehzahl 40 U/min, Zündentscheidung jeweils bis zum ersten Nulldurchgang der Vorausberechnung

Programmversion 1 – Berechnung im DSP

Nachdem das grundsätzliche System der Echtzeit-Vorausberechnung verifiziert ist, folgt in Vorbereitung der Implementierung der Berechnungen im DSP-System die Implementierung der Algorithmen in C-Code in einem das Verhalten des DSP-Systems nachbildenden Simulationsblock (DSP-Block). Dabei erfolgt die Berechnung innerhalb einer Interruptserviceroutine (ISR) mit einer Taktfrequenz von 32 kHz. Es wird für die Zeitverläufe eine Diskretisierung von 600 Schritten je 40 ms gewählt (Berechnungsweite $t > 20$ ms erforderlich, siehe Abschnitt 3.4.2). Damit erfolgt nun die Vorausberechnung und Zündentscheidung, statt innerhalb einer MATLAB S-Function, im DSP-Block innerhalb des Simulationsmodells.

In den nachfolgenden Diagrammen erfolgt die Ausgabe der erwarteten Drehmomentmittelwerte ($m_{abc,mittel}$, bzw. $m_{ab,mittel}$, $m_{bc,mittel}$, $m_{ca,mittel}$) durch den DSP-Block (weiterhin unter Annahme unendlicher Massenträgheit) im Vergleich zum jeweils realisierten Drehmomentmittelwert ($m_{int,mittel}$), berechnet nach Gleichung 3.35 bzw. 3.36 außerhalb des DSP-Blocks, wobei jeweils der Endwert der Einzelzündungen auszuwerten ist und nach Verlöschen der Ströme der Wert Null gesetzt wird.

In Abb. 4.22 und Abb. 4.23 sind die Simulationsergebnisse für ausschließlich zweiphasige bzw. ausschließlich dreiphasige Einzelzündung dargestellt. Der Vergleich der jeweils erwarteten Drehmomentmittelwerte (hier erfolgt auch bei der Berechnung der dreiphasigen Zündung die Berechnung bis zum Verlöschen aller Thyristoren) mit den simulierten Werten ergibt sehr gute Übereinstimmung. Zusätzlich ist in den Diagrammen der jeweiligen Stromverläufe der prognostizierte maximale Betrag des Stroms eingezeichnet. Auch hier ist eine sehr gute Übereinstimmung festzustellen, wobei zu beachten ist, dass bei den dreiphasigen Zündungen jeweils zwei Maximalströme für die beiden Zeitbereiche – dreiphasiger Stromfluss und zweiphasige Weiterberechnung eingezeichnet sind.

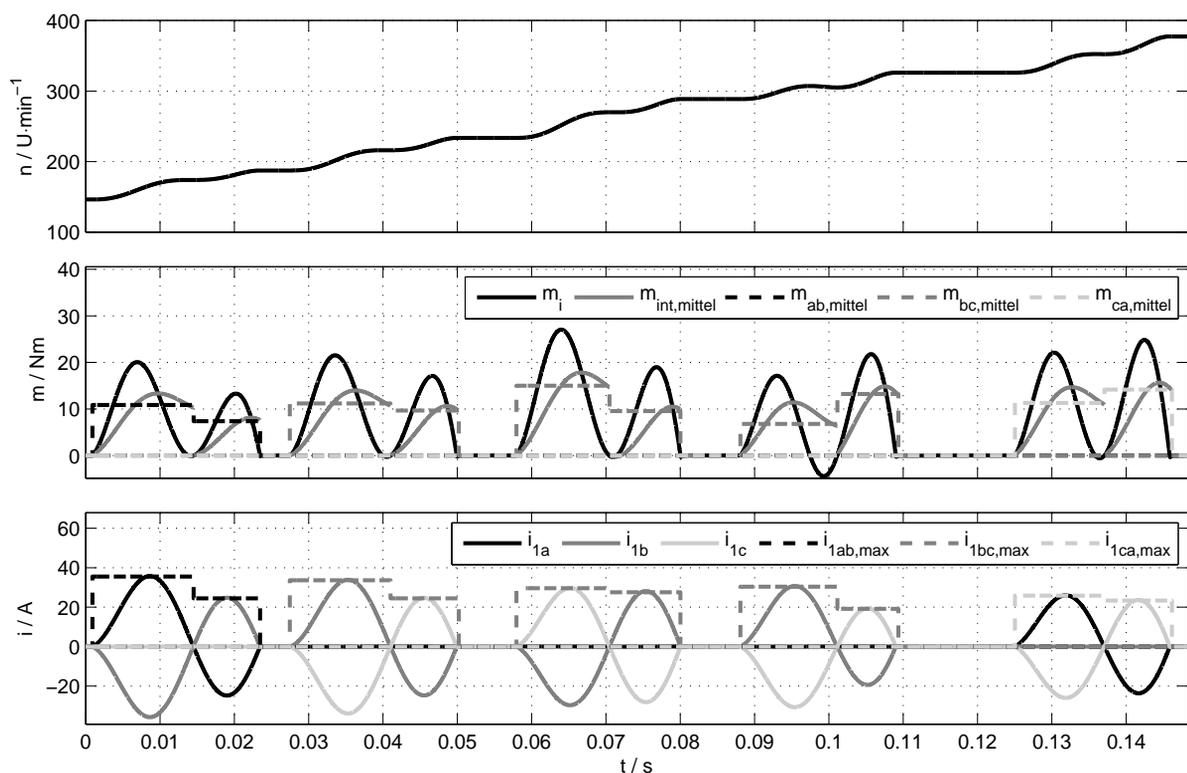


Abbildung 4.22.: Simulation von zweiphasigen Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-Block (Programmversion 1), Maschine 1, ohne Belastung, Anfangsdrehzahl 150 U/min

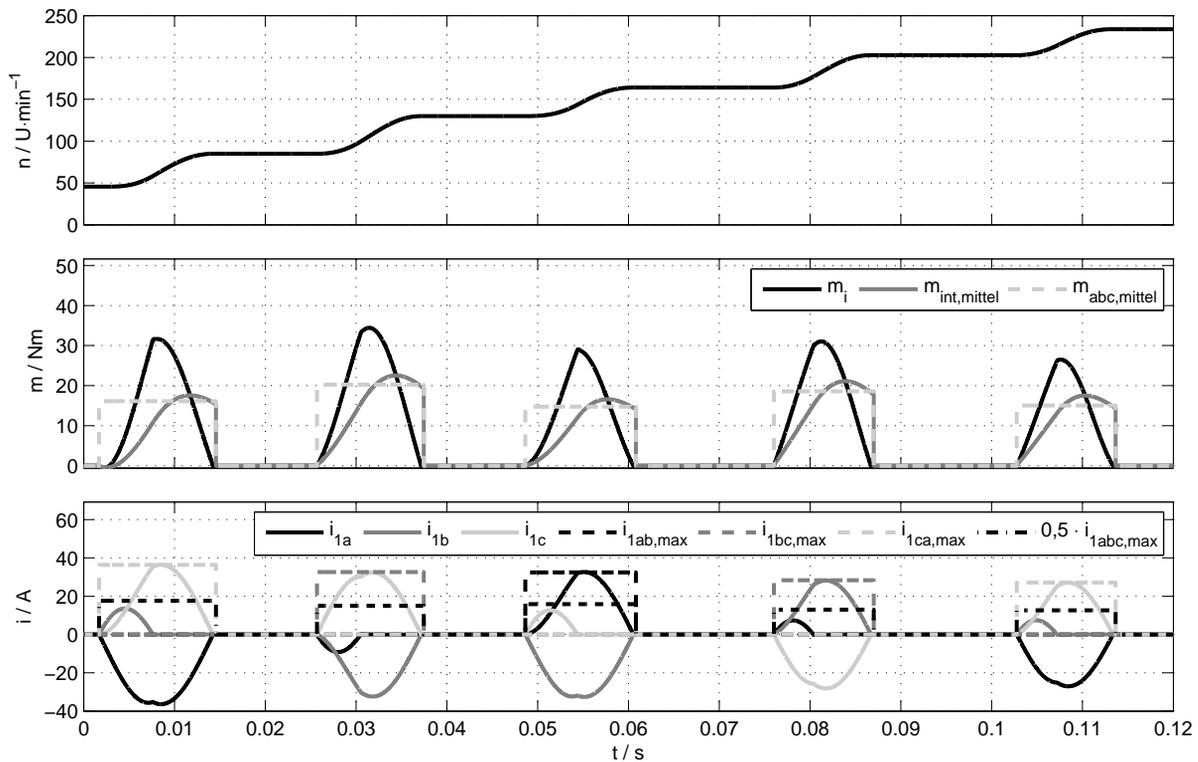


Abbildung 4.23.: Simulation von dreiphasigen Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-Block (Programmversion 1), Maschine 1, ohne Belastung, Anfangsdrehzahl 150 U/min

In Abb. 4.24 ist die Simulation und Vorausberechnung der Folgezündung mit der im DSP-Block implementierten Programmversion 1 dargestellt. Zusätzlich sind im Zeitverlauf die Zündsignale eingezeichnet, um die Folgezündung kenntlich zu machen. Es ist festzustellen, dass auf die erste dargestellte dreiphasige Einzelzündung anschließend mehrere Folgezündungen mit zwangsläufig jeweils Zündung in der jeweiligen Phase ohne Stromfluss folgen.

Eine Übereinstimmung des prognostizierten Drehmomentmittelwerts mit dem jeweils erreichten Drehmomentmittelwert ist hier nur am Ende des Stromflusses gegeben, da hier jeweils das mittlere Drehmoment bis zum Verlöschen aller Ströme berechnet wird. Die Qualität der Vorausberechnung kann dennoch bei Betrachtung der Ströme bestätigt werden. Wie schon bei der Einzelzündung liegt eine sehr gute Übereinstimmung der prognostizierten und der realisierten Strommaxima vor.

Es kann festgestellt werden, dass mit der Programmversion 1 eine vollständige Implementierung der prädiktiven Zündsteuerung unter Nutzung der Echtzeit-Vorausberechnung in mikrorechnerfähigen C-Code mit sehr guter Genauigkeit erreicht wurde.

Allerdings sind die Anzahl der durchzuführenden Berechnungen (parallele Berechnung von bis zu vier Varianten des Stromverlaufs) und die Wahl einer sehr geringen Berechnungsschrittweite dafür ausschlaggebend, dass die Berechnung zwar in der Simulation, nicht aber in Hardware in hinreichender Rechenzeit, d.h. in direkter Vorbereitung einer Zündung, erreicht werden kann.

Deswegen war eine Optimierung der Berechnungsalgorithmen und eine deutliche Vergrößerung der Berechnungsschrittweite notwendig, um die prädiktive Steuerung mit der Echtzeit-Vorausberechnung für die Implementierung im Steuergerät (DSP-System) nutzbar zu gestalten.

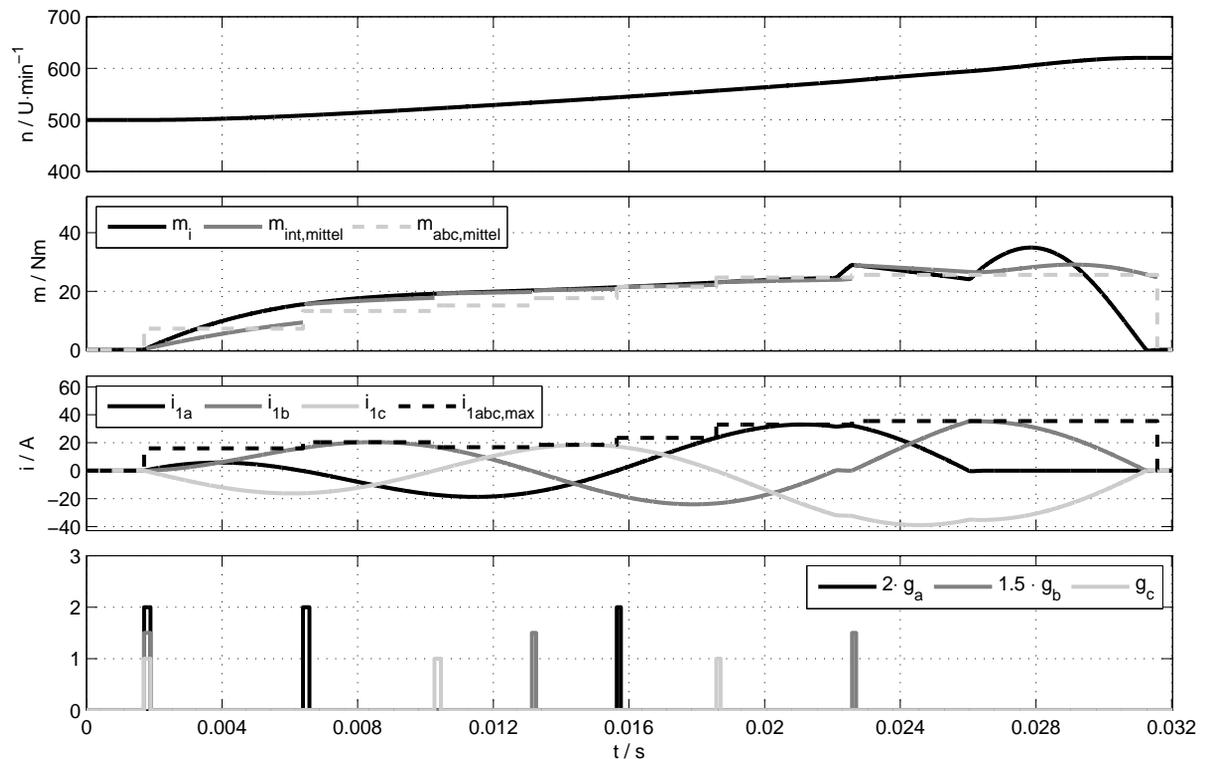


Abbildung 4.24.: Simulation von Folgezündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-Block (Programmversion 1), Maschine 1, ohne Belastung, Anfangsdrehzahl 500 U/min

Programmversion 2 – Optimierte Berechnung im DSP

In Vorbereitung der Implementierung der Zündsteuerung im DSP-System erfolgte mit der Programmversion 2 eine völlige Umstrukturierung und Optimierung des Programmcodes mit dem Ziel die Anzahl der Berechnungsoperationen des Prozessors zu minimieren. Dabei wird eine Vielzahl von Optimierungen vorgenommen. Die Änderungen betreffen:

- die Reduzierung der Taktfrequenz der Interruptserviceroutine (ISR) von 32 kHz auf 1 kHz (bzw. 5 kHz mit 5 Zyklen),
- die Reduzierung der Berechnungsschrittweite von 600 Schritten je 40 ms auf 40 Schritte je 20 ms,
- die Abbildung von trigonometrischen Funktionen in LUTs
- sowie die Optimierung der Stromberechnung: Vermeidung redundanter Berechnung von wiederholt auftretenden Termen.

Die deutliche Reduzierung der Taktfrequenz und Erhöhung der Berechnungsschrittweite (und gleichzeitig Einschränkung des Vorausberechnungshorizonts auf 20 ms) erhöht die zur Verfügung stehende Berechnungszeit um den Faktor 240. Es ist aber auch eine zunehmende Ungenauigkeit der Vorausberechnung, einerseits auf Grund der erhöhten Berechnungsschrittweite sowie andererseits wegen der Erhöhung der Berechnungsdauer auf 1 ms, zu erwarten.

Eine beachtliche Minimierung der Berechnungsanzahl ohne weiteren Qualitätsverlust ergibt sich allerdings durch die Optimierung der Stromberechnung. Zahlreiche Terme der Stromberechnungsgleichungen (siehe z.B. Gleichung 3.32 oder 3.30) treten innerhalb einer Gleichung sowie innerhalb eines Berechnungszyklus (siehe Abb. 3.27) bei paralleler

Berechnung mehrfach auf und müssen nur einmalig zu Beginn der Zündberechnung oder zu Beginn des Berechnungszyklus berechnet werden. Mit dieser Umstrukturierung lässt sich die Berechnung auf relativ wenige Rechenoperationen mit einer Vielzahl von speziell zugeschnittenen Ausdrücken, die jeweils einmalig berechnet und zwischengespeichert werden müssen, reduzieren.

Eine weitere Optimierung des Programms wird durch die Stückelung der zu berechnenden Zeitabschnitte erreicht. Die zu berechnende Zeitspanne von 20 ms wird in fünf Abschnitte unterteilt und es erfolgt die Berechnung innerhalb dieser Abschnitte mit der realen Taktfrequenz der ISR von 5 kHz. Somit kann bei Berechnung von Stromnullstellen oder auch bei Grenzwertüberschreitungen vorzeitig die Berechnung abgebrochen werden und damit ggf. früher eine Zündentscheidung realisiert werden. Daraus resultiert statt einer festen Zündverzugszeit von genau 1ms basierend auf 1 kHz Berechnungstakt, nur eine Berechnungsdauer bzw. Verzugszeit von 0,2ms bis zu maximal 1 ms ja nach notwendiger Zyklenzahl (bis zu fünf Stück).

Mit dem neu strukturierten Programm (Version 2) erfolgt vor der experimentellen Verifikation zunächst eine erneute Erprobung im Simulationsmodell.

Abb. 4.25 zeigt das Simulationsergebnis von zweiphasigen Einzelzündungen jeweils im Vergleich zur Vorausberechnung. Im Gegensatz zu den Ergebnissen der vorherigen Programmversionen der implementierten Steuerung ist eine sichtbar vergrößerte Differenz zwischen Vorausberechnung und auftretenden Werten sowohl bei den Strommaxima als auch bei den Drehmomentmittelwerten erkennbar. Ursachen sind u. a. die vergrößerte Berechnungsschrittweite und auch der Rundungsfehler durch Nutzung von LUTs für die trigonometrischen Funktionen.

Es ist festzustellen, dass die Vorausberechnung stets größere Erwartungswerte der Strom-

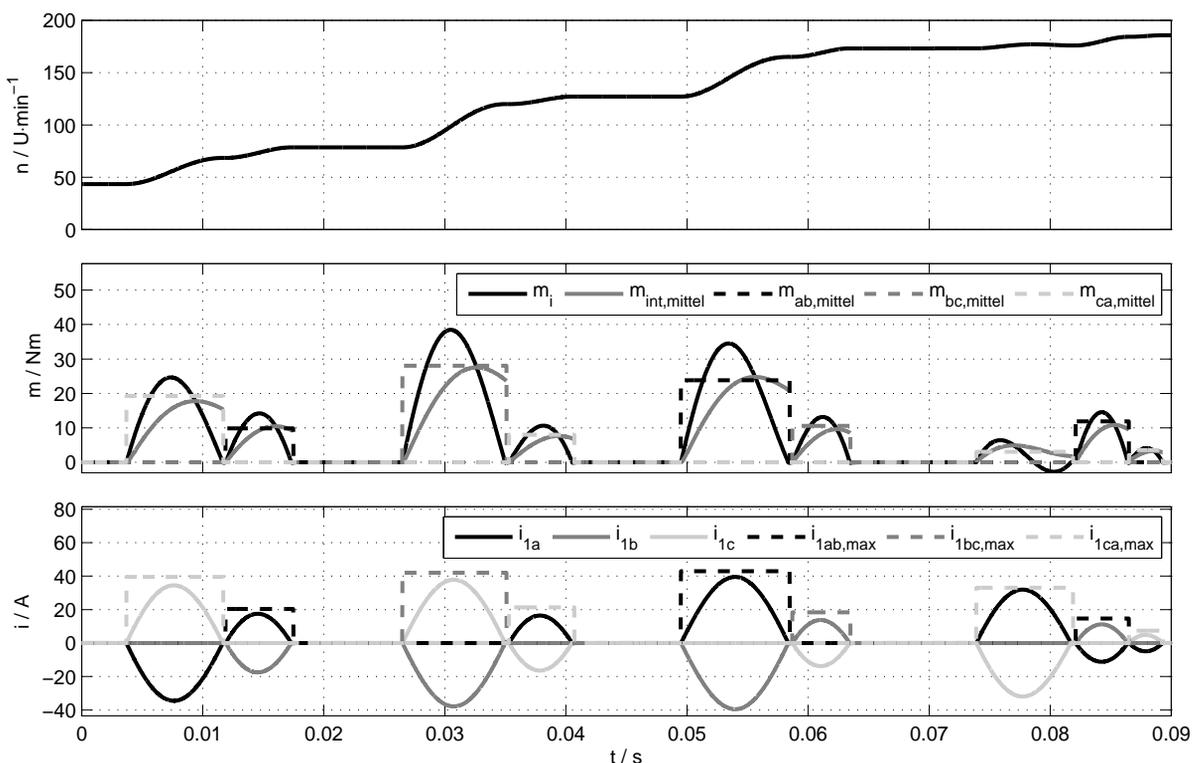


Abbildung 4.25.: Simulation von zweiphasigen Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-Block (Programmversion 2), Maschine 1, ohne Belastung, Anfangsdrehzahl $45 \text{ U}/\text{min}$

maxima und Drehmomentmittelwerte liefert als nach Realisierung der Zündung tatsächlich auftreten. Diese Tatsache ist auf die vorhandene Verzugszeit zwischen Vorausberechnung und Ausführung der Zündung zurückzuführen. Bedingt durch diese Verzugszeit resultiert eine Abweichung der Anfangswerte (Phasenlagen der Spannungen, Drehzahl, Strom), was schließlich zur Abweichung gegenüber der Vorausberechnung führt.

Damit verbunden ist die Notwendigkeit der Einführung eines bestimmten Mindestwertes des Drehmomentmittelwertes. Andernfalls ist es möglich, dass eine Vorausberechnung eine Zündung von bestimmten Thyristorpaaren veranlasst, wobei sich der Strom durch die antiparallelen Thyristoren aufbaut und sich damit entgegen der Vorausberechnung nicht der erwartete Stromfluss einstellt. Dieser Umstand kann durch Einführung eines minimalen Schwellwertes des Drehmomentmittelwertes (nachfolgend Nutzung von $\bar{m}_{\min} = 2 \text{ Nm}$) unterbunden werden, führt aber auch dazu, dass möglicherweise Zündungen verhindert werden, die einen positiven Beitrag liefern könnten.

Nach der Erprobung der deutlich optimierten Programmstruktur in der Simulation erfolgt die Verifikation in Hardware. Nachfolgend sind Messergebnisse zur Verifikation der Zündberechnung und -auswahl der prädiktiven Steuerung mittels DSP-System am Laboraufbau mit Maschine 1 dargestellt. Zunächst wird ausschließlich die zweiphasige Zündung hinsichtlich der Vorausberechnung von Strom und Drehmoment betrachtet. Dafür werden die Eingangsströme der Maschine aufgezeichnet. Das entwickelte (innere) Drehmoment m_i wird vom DSP aus den Strömen und der Rotorlage berechnet. Die innerhalb der Vorausberechnung ermittelten Maximalwerte von Strom und Drehmoment werden bei veranlasster Zündung ausgegeben und ebenfalls aufgezeichnet.

In der Abb. 4.26 sind die Messergebnisse für geringe Drehzahl und in Abb. 4.27 für hohe Drehzahl (ungefähr Nenndrehzahl) dargestellt. Der gesamte Zeitverlauf des aufgenommenen Hochlaufs ist der Abb. A.1 (siehe Anhang) zu entnehmen.

Es ist eine beachtliche Vergrößerung der Abweichungen der Vorausberechnung gegenüber der Simulation festzustellen. Zwar ergeben sich hinsichtlich der Zündauswahl qualitativ ausschließlich günstige Zündungen, jedoch weichen diese teilweise von der Vorausberechnung ab, wobei diese Abweichungen von maximal ca. 30% beim Drehmoment aber als akzeptabel bezeichnet werden können. Überdies wurde festgestellt, dass die Genauigkeit

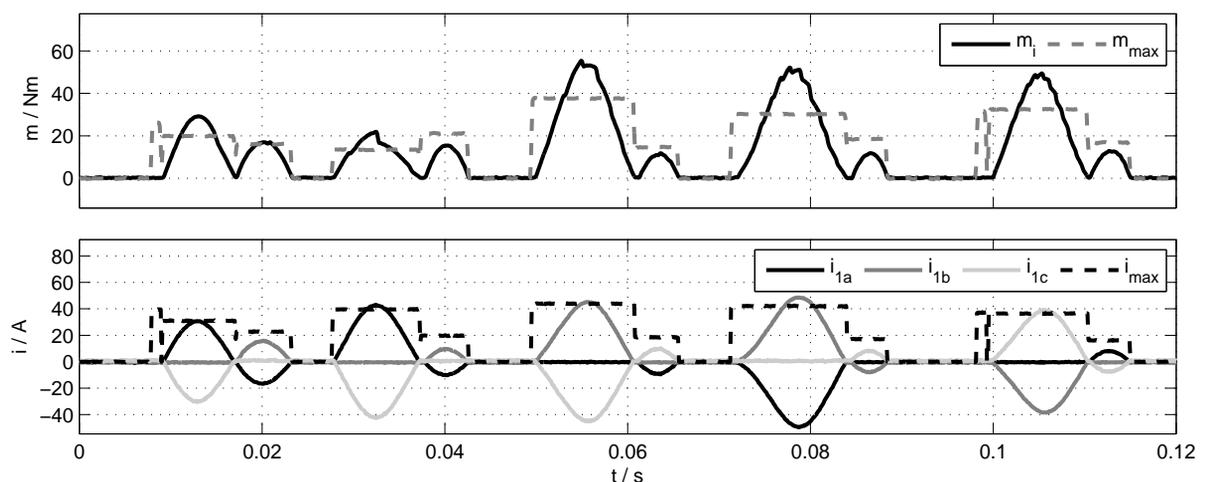


Abbildung 4.26.: Messung von zweiphasigen Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), Maschine 1, ohne Belastung, Ausschnitt aus Anlaufvorgang, Drehzahl $n = 0 \text{ U/min}$ bei $t=0 \text{ s}$, gesamter Anlauf siehe Anhang, Abb. A.1, [Mid11]

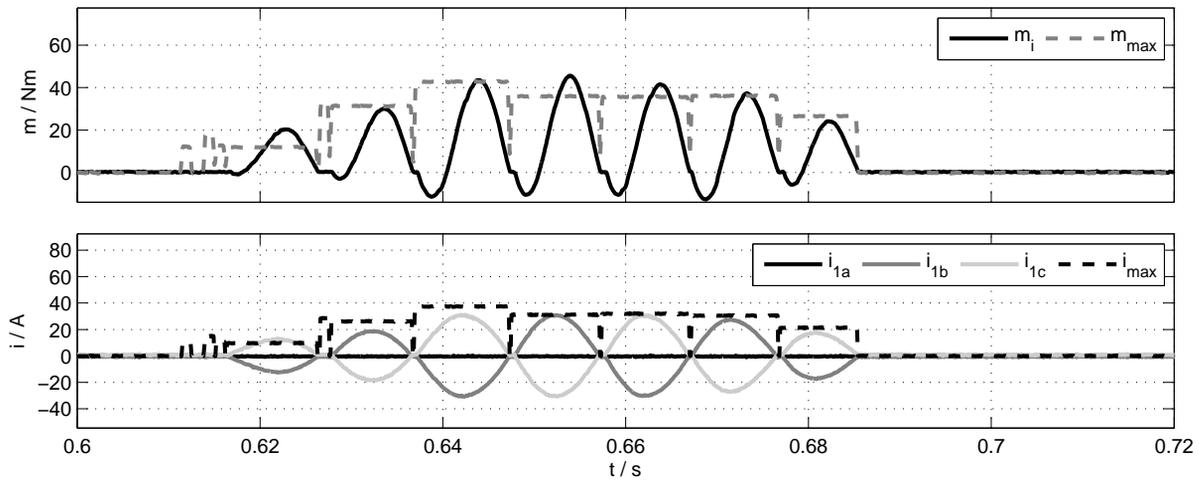


Abbildung 4.27.: Messung von zweiphasigen Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), Maschine 1, ohne Belastung, Ausschnitt aus Anlaufvorgang, Drehzahl $n = 700 \text{ U}/\text{min}$ bei $t=0,6 \text{ s}$, gesamter Anlauf siehe Anhang, Abb. A.1, [Mid11]

der Vorausberechnung mit steigender Drehzahl zunimmt.

Es sind vereinzelt vorausberechnete Werte von Strom und Drehmoment festzustellen, die offensichtlich keinen Stromfluss zur Folge haben. Das kann vorkommen, wenn der Strom, auf Grund der Spannungsverhältnisse, nach initiiertem Zündung nicht hinreichend schnell ansteigt und nach 1ms bereits die nächste Vorausberechnung und Zündentscheidung folgt. In diesem Fall wird nach erneuter Vorausberechnung eine neue Zündfreigabe erteilt.

Die dreiphasige Zündung (Einzelzündung und Folgezündung) wurde ebenfalls messtechnisch verifiziert. In den Abbildungen 4.28 und 4.29 sind wiederum sowohl für geringe Drehzahl als auch für hohe Drehzahl die Verläufe von Strom und Drehmoment im Vergleich zu den jeweils vorausberechneten Maxima dargestellt. Der gesamte Hochlauf ist der Abb. A.2 (siehe Anhang) zu entnehmen.

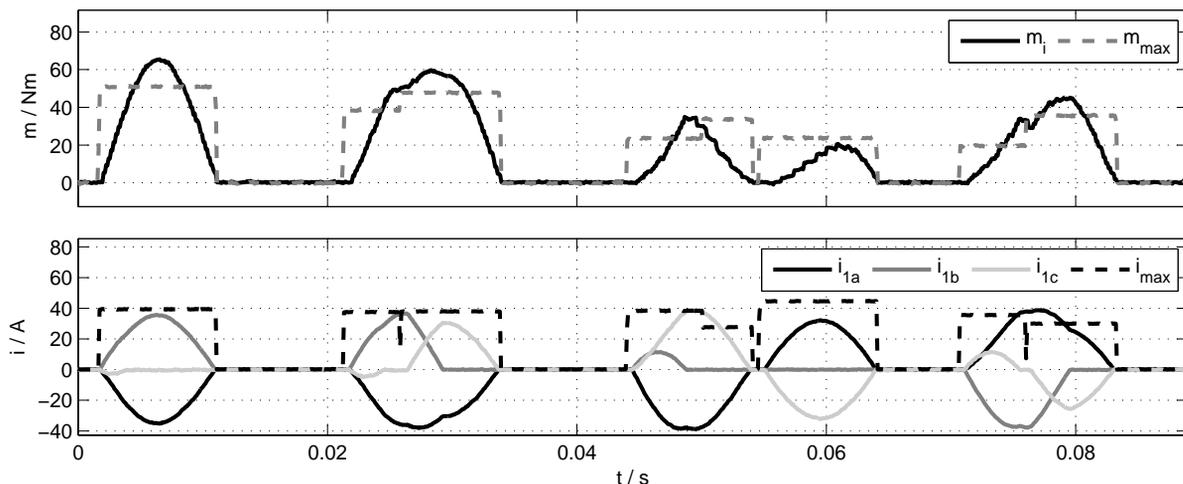


Abbildung 4.28.: Messung von dreiphasigen Einzelzündungen sowie Folgezündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), Maschine 1, ohne Belastung, Ausschnitt aus Anlaufvorgang, Drehzahl $n = 0 \text{ U}/\text{min}$ bei $t = 0 \text{ s}$, gesamter Anlauf siehe Anhang, Abb. A.2, [Mid11]

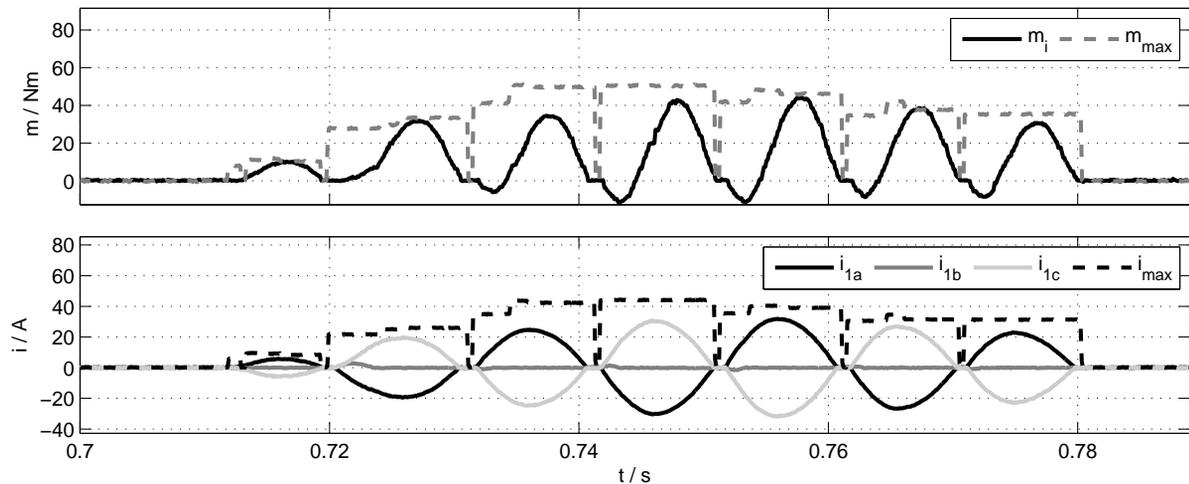


Abbildung 4.29.: Messung von dreiphasigen Einzelzündungen sowie Folgezündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), Maschine 1, ohne Belastung, Ausschnitt aus Anlaufvorgang, Drehzahl $n = 700 \text{ U}/\text{min}$ bei $t = 0,7 \text{ s}$, gesamter Anlauf siehe Anhang, Abb. A.2, [Mid11]

Auch hier fällt erwartungsgemäß die Abweichung der Vorausberechnung größer aus. Es wird festgestellt, dass einige dreiphasige Zündungen nur zu zweiphasigem Stromfluss führen (wie z.B. in Abb. 4.29 bei $t = 0,73 \text{ s}$). In diesen Fällen ergeben sich selbstverständlich keine korrekten Berechnungsergebnisse, während die Berechnung der Folgezündung bzw. deren Ausbleiben wieder zuverlässig (mit vorhandener Abweichung, wie z.B. bei $t = 0,733 \text{ s}$) berechnet wird.

Die Ursachen für die festgestellten Abweichungen sowohl bei zweiphasiger und dreiphasiger Zündung als auch bei Folgezündung sind vielfältig. Einerseits gelten die gleichen Aussagen wie für die vorherige Simulation hinsichtlich Zündverzugszeit und Rundungsfehlern. Hinzu kommt in der Messung eine Fehlerquelle durch unzureichende Genauigkeit der Maschinenparameter (Ständerwiderstand und -induktivität sowie Magnetflussverketzung der Permanentmagnete) bzw. insgesamt das der Vorausberechnung zugrunde liegende sehr einfache Maschinenmodell (siehe Abschnitt 2.2.3). Hinzu kommen Messfehler bei der Aufnahme der Messwerte der Eingangsspannungen, Rotorlage sowie Drehzahl (bzw. Eingangsströme im Hinblick auf die Folgezündung).

Grundsätzlich kann aber festgestellt werden, dass die Vorausberechnung und Zündsteuerung zuverlässig arbeitet. Es werden Zündungen umgesetzt, die zu positivem Drehmomentmittelwert führen. Der Hochlauf der Maschine 1 wurde erreicht (siehe Anhang, Abb. A.1 und A.2). Eine messtechnische Untersuchung von Hochlaufvorgängen mit dem umgesetzten prädiktiven Steuerverfahren folgt im Abschnitt 4.4.3.

Zunächst soll aber exemplarisch ein Vergleich von Simulation und Messung erfolgen.

4.4.2. Vergleich von Simulation und Messung – Maschine 2

Nachdem das prädiktive Steuerverfahren unter Nutzung der Echtzeit-Vorausberechnung sowohl in Simulationen als auch in Messungen erprobt wurde, soll ein direkter Vergleich zwischen Simulation und Messung erfolgen. Dazu wurde unter Wahl der gleichen Anfangswerte (Stillstand, gleiche Rotorlage, Initialzündung bei definierter Netzphasenlage)

in Simulation und Messung jeweils ein Hochlauf (der Maschine 2) ohne Belastung untersucht. In Abb. 4.30 sind die Ergebnisse eines Zeitausschnitts gegenübergestellt. Die vollständigen Hochläufe sind in den Abb. A.3 bzw. A.4 im Anhang dargestellt.

Zusätzlich zu Drehzahl, Drehmoment und Strom ist auch der Differenzwinkel $\Delta\varphi$ dargestellt, der neben der Drehzahl maßgeblich für den Arbeitspunkt ist (vgl. auch kennfeldbasierte Zündung, Abschnitt 3). So kann festgestellt werden, dass die Zündungen in Simulation und Messung in etwa bei jeweils gleichen Arbeitspunkten erfolgen. Dabei ist zu Beginn des Anlaufs eine sehr gute Übereinstimmung festzustellen. Mit wachsender Zeit nimmt aber die Abweichung zwischen Simulation und Messung zu. So sind die dargestellten ersten fünf Zündungen vergleichbar. Danach laufen Simulation und Messung soweit auseinander, dass kein Vergleich mehr sinnvoll ist. Zuvor sind jedoch die realisierten Zündungen identisch und die resultierenden Ströme sehr ähnlich sowie die Drehmomente qualitativ vergleichbar.

Ursachen für die Unterschiede sind, wie bereits zuvor festgestellt, insbesondere vorhandene Zündverzögerungen, Messunsicherheiten sowie Idealisierungen des Maschinenmodells bzw. Parameterunsicherheiten.

Weiterhin ist im Verlauf des im Fall der Messung im DSP nach Gleichung 3.34 berechneten Drehmoments die entstehende Diskretisierung der trigonometrischen Funktionen durch die LUTs erkennbar, z.B. bei $t = 0,016$ s. Dieser Fehler tritt in der Simulation für das dargestellte Drehmoment nicht auf, da die Berechnung des ist-Moments im Maschinenmodell geschieht (die LUTs für die trigonometrischen Funktionen werden allerdings wie oben beschrieben intern im DSP-Block der Simulation wie im DSP-System im Laborversuch für die Vorausberechnung genutzt).

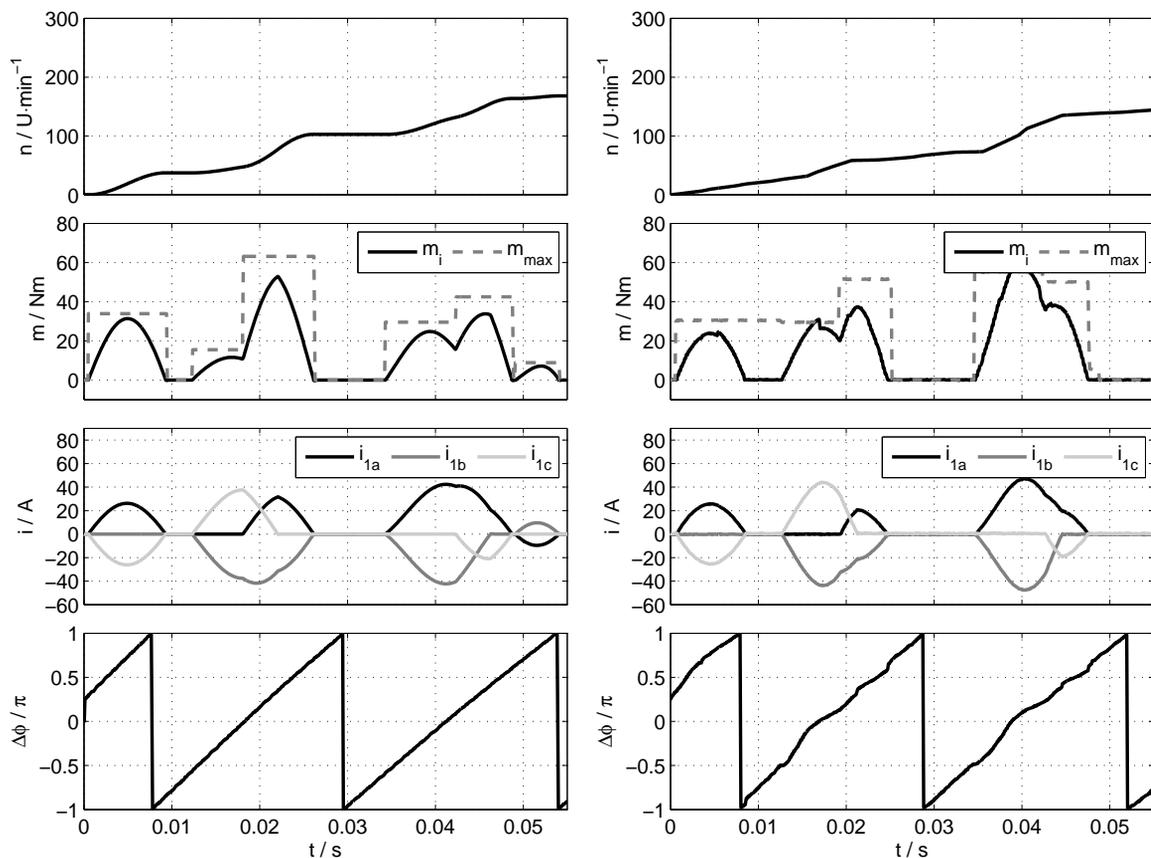


Abbildung 4.30.: Vergleich von Simulation (links) und Messung (rechts) beim Anlauf der Maschine 2, ohne Belastung, vollständiger Hochlauf, siehe Anhang Abb. A.3 bzw. A.4

4.4.3. Verifikation des Steuerverfahrens – Maschine 2

Nach der Verifikation der Zündberechnung und Auswahl von Einzel- und Folgezündungen durch die realisierte prädiktive Zündsteuerung in Simulation und Messung soll nachfolgend das Steuerverfahren hinsichtlich des gesamten Hochlaufs bei verschiedenen Lastszenarien betrachtet werden. Die Übersicht der verwendeten Hochlaufsznarien befindet sich in Tab. 4.4.

Zunächst soll der Hochlauf der Maschine 2 (Daten siehe Tab. A.1) bei Belastung mit einem konstanten Lastmoment (von 8 Nm) in der Simulation und anschließend in der Messung untersucht werden. Es wird wie in allen Simulationen und Messungen mit der Maschine 2 eine gegenüber der Netzspannung reduzierte Eingangsspannung von hier $U = 100$ V verwendet. Weiterhin wird ein maximaler Strom von $\hat{i} = 45$ A und ein minimal erlaubtes Drehmoment von $m_{\min, \text{grenz}} = -10$ Nm eingestellt.

Damit eine Beschleunigung über die Synchrondrehzahl hinaus sowie ein starkes Pendeln im Bereich der Synchrondrehzahl verhindert wird, wird die in Abschnitt 3.6 beschriebene Synchronisationsregelung verwendet, um das erzeugte Drehmoment nahe Synchrondrehzahl zu begrenzen.

Abb. 4.31 zeigt den simulierten Hochlauf der Maschine in Form der Verläufe von Drehzahl, Drehmoment sowie Strömen und Abb. 4.32 die gleichen Größen aus der aufgenommenen Messung. Die Ergebnisse sind nur bedingt zu vergleichen, wie bereits zuvor der direkte Vergleich von Simulation und Messung gezeigt hat.

In der Simulation (Abb. 4.31) erfolgt der Hochlauf innerhalb von 1,4 s. Dabei sind die definierten Grenzwerte von Drehmoment und Strom sehr gut eingehalten. Es wird während

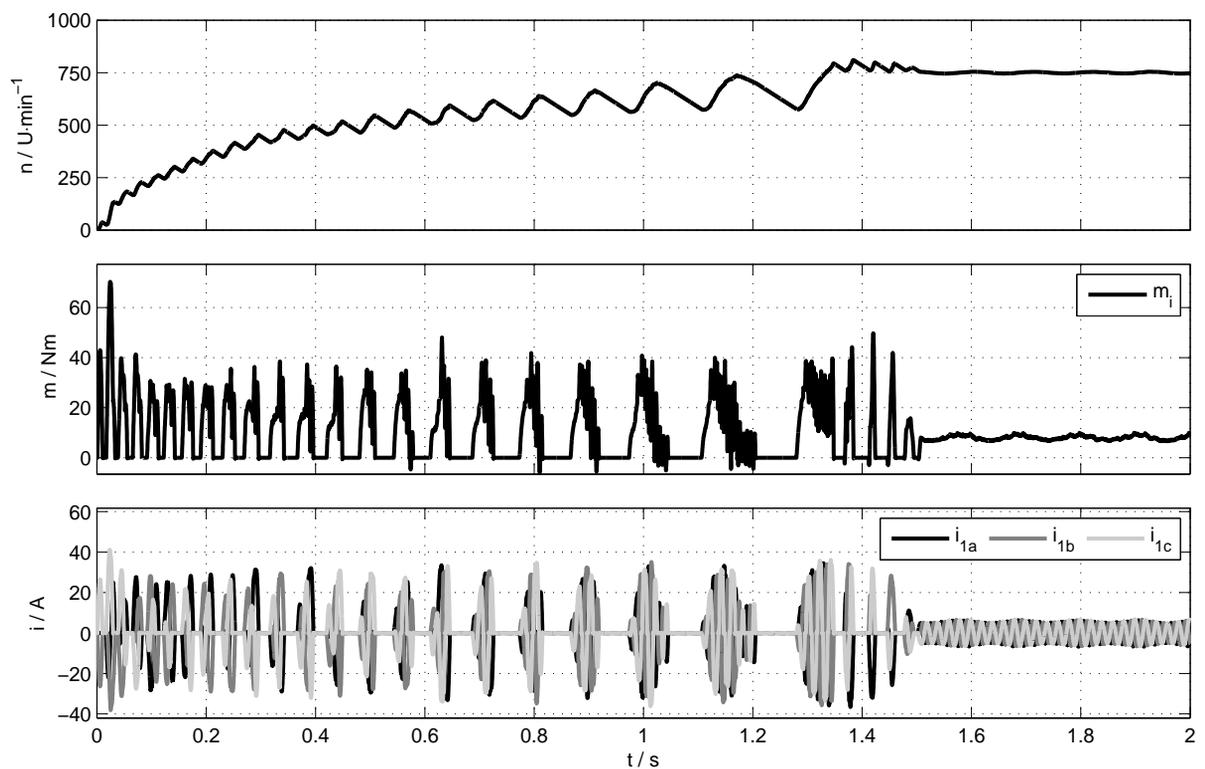


Abbildung 4.31.: Simulationsergebnis eines Hochlaufs und Synchronisation der Maschine 2 mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), mit konstanter Lastkennlinie, 8 Nm Nennlast

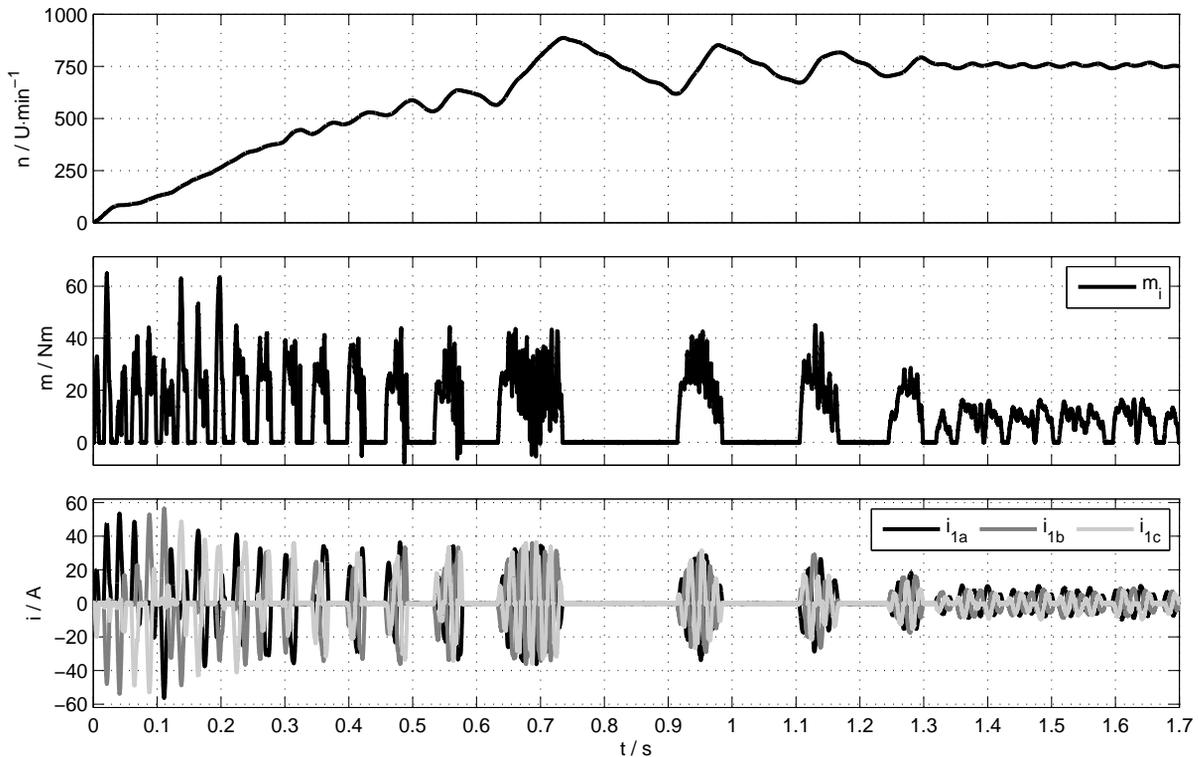


Abbildung 4.32.: Messergebnis eines Hochlaufs und Synchronisation der Maschine 2 mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), mit konstanter Lastkennlinie, 8 Nm Nennlast, [Eck11]

des Hochlaufs im Mittel ausschließlich positives Drehmoment erzeugt. Bei Erreichen der Synchrondrehzahl stellt sich nur ein sehr geringer Drehzahlüberschwinger ein, bedingt durch die Synchronisationsregelung. Diese verhindert die Zündung zeitweise (sichtbar im Bereich von $t = 1,4$ s). Dadurch stellt sich der zum Lastmoment passende Differenzwinkel $\Delta\varphi$ ein und es ist in diesem Fall anschließend eine dauerhaft Zündung möglich (ab ca. $t = 1,5$ s).

In der Messung (Abb. 4.32) sind die Verhältnisse weniger ideal. Der Hochlauf erfolgt zwar bereits in $t = 0,7$ s, allerdings ist hier ein deutliches Überschwingen der Drehzahl erkennbar. Während des Hochlaufs sind im unteren Drehzahlbereich höhere Ströme und damit verbunden ein etwas größeres Drehmoment wirksam. Wie in der Simulation werden die Anforderungen an das Drehmoment hinsichtlich Mittelwert und unterem Grenzwert eingehalten. Lediglich die erhöhten Ströme liegen geringfügig oberhalb der definierten Stromgrenze. Das ist auf die Abweichung zwischen Vorausberechnung und tatsächlichem Stromfluss zurückzuführen.

Im Bereich kurz unterhalb der Synchrondrehzahl sind Ströme und Drehmoment von Simulation und Messung vergleichbar. Allerdings wirkt die Synchronisationsregelung in der Messung weniger gut. Es kommt zur Pendelung der Drehzahl. Diese Pendelung ist allerdings abklingend und die Drehzahl wird in der Nähe der synchronen Drehzahl gehalten (Reduzierung des erlaubten Drehmoments durch die Synchronisationsregelung). Es stellt sich aber nicht der Zustand der stabilen Dauerzündung wie zuvor in der Simulation ein. Eine Überbrückung des Stellers ist nicht möglich, die Maschine würde ohne Begrenzung des Drehmoments schnell außer Tritt geraten.

Allerdings kann festgestellt werden, dass gegenüber der kennfeldbasierten Berechnung,

siehe Abb. 4.19, mit dem hier genutzten Verfahren der Echtzeit-Vorausberechnung und der Synchronisationsregelung eine deutliche Verbesserung des Verhaltens bei Erreichen der Synchrondrehzahl erzielt wurde.

Der vorherige Hochlauf erfolgte jeweils unter konstanter Belastung. Eine für Sanftanlaufgeräte typische Anwendung findet man in Verbindung mit Lüftern, die über eine quadratische Kennlinie (siehe Abschnitt 3.1.1) verfügen. Nachfolgend ist deshalb exemplarisch in Abb. 4.33 der gemessene Hochlauf mit quadratischer Lastkennlinie dargestellt. Die quadratische Last wird durch die umrichtergespeiste Lastmaschine erzeugt. Dabei wird das Soll-Lastmoment als Anlagsollwert an den Umrichter übergeben (siehe Abb. 4.3). Berechnet wird das Sollmoment mittels DSP-System. Auf diese Weise kann das Verhalten eines Lüfters nachgebildet werden. Das Nennmoment bei Synchrondrehzahl beträgt 12,5 Nm.

Das Verhalten während des Hochlaufs mit quadratischer Last ist prinzipiell ähnlich wie bei der Konstantlast. Die Drehzahl steigt schneller an, bedingt durch die drehzahlabhängige geringere Belastung zu Beginn des Hochlaufs. Das Überschwingen der Drehzahl fällt hier geringer aus, was auch durch die quadratische Belastung zusätzlich begünstigt wird. In

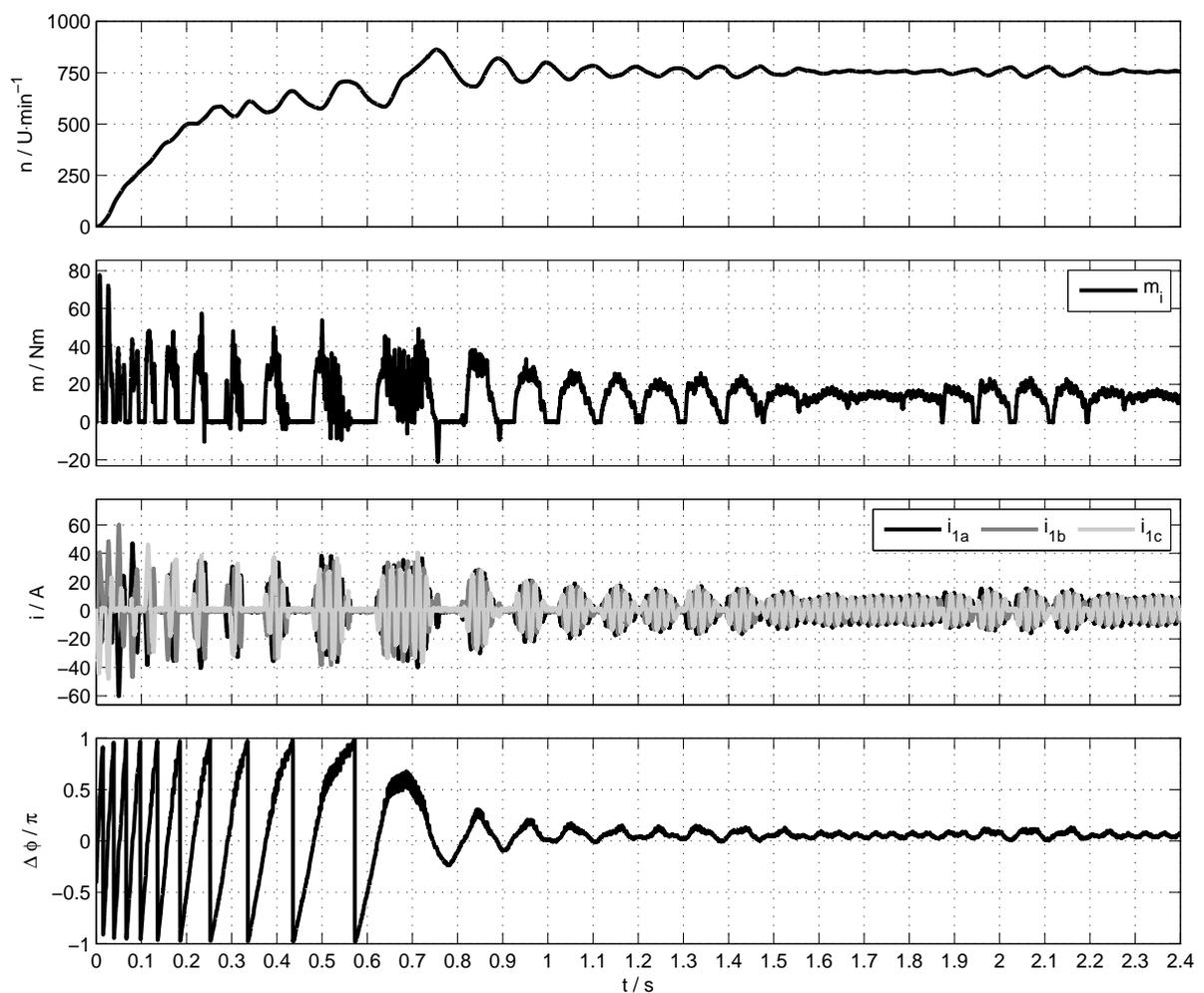


Abbildung 4.33.: Messergebnis eines Hochlaufs und Synchronisation der Maschine 2 mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), mit quadratischer Lastkennlinie, 12,5 Nm Nennlast, [Eck11]

Abb. 4.33 ist zusätzlich zu den üblichen Größen der im DSP berechnete Differenzwinkel $\Delta\varphi$ aufgetragen. Es ist zu erkennen, dass während des Hochlaufs $\Delta\varphi$ mit zunehmender Drehzahl langsamer variiert. Dieses Verhalten ist analog zum Verlauf der Trajektorie bei den Darstellungen zur kennfeldbasierten Berechnung, siehe Abschnitt 3.4.4.

Bei Erreichen der synchronen Drehzahl stellt sich der Differenzwinkel $\Delta\varphi$ auf den erforderlichen Lastwinkel durch die Synchronisationsregelung und gleichzeitig begünstigt durch das Verhalten der Last ein. Deswegen kommt es hier (zwischen $t = 1,5\text{ s}$ und $t = 1,85\text{ s}$) selbstständig zu einer stetigen Folgezündung ohne veranlasste Dauerzündung oder Überbrückung des Stellers. Die Maschine ist damit vollständig an die Speisespannung synchronisiert und es könnte eine Überbrückung des Stellers erfolgen.

Allerdings kann dieser Zustand nicht dauerhaft stabil gehalten werden. Es folgt fortwährend eine geringe Pendelung der Drehzahl, so dass nur mit fortwährend wiederholtem Eingriff der Synchronisationsregelung ein stabiler Betrieb in der Nähe der Synchrondrehzahl möglich ist.

4.4.4. Schlussfolgerungen

Es ist festzustellen, dass mit der prädiktiven Zündsteuerung unter Nutzung der Echtzeit-Vorausberechnung, bei begrenztem Lastmoment, der Hochlauf der PMSM mit anschließender Synchronisation ermöglicht wird. Allerdings ist eine Synchronisation mit Überbrückung des Stellers und anschließend stabilem Synchronbetrieb mit den verwendeten Servomotoren offensichtlich nicht erreichbar. Zwar kann in der Simulation im Einzelfall ein synchroner Betrieb erreicht werden (Abb. 4.31), allerdings ist der stabile Betrieb lastabhängig. In der Messung konnte hingegen kein stabiler Dauerbetrieb bei synchroner Drehzahl erreicht werden.

Bereits im Abschnitt 4.1.1 wurde festgestellt, dass ein stabiler Betrieb bei Netzspeisung generell auch ohne DSS mit den verwendeten Servomotoren wegen der fehlenden Dämpfung prinzipbedingt nicht möglich ist.

Da ein dauerhafter Betrieb der Maschine am Steller nicht zielführend ist, sind andere Maßnahmen zum stabilen Betrieb einer PMSM bei netzfrequenter Speisung notwendig. Verwendung finden hier nachfolgend PMSM mit Dämpferkäfig, deren Funktionsweise bereits im Abschnitt 2.2.4 beschrieben wurde.

4.5. Anwendung des Steuerverfahrens für SM mit Dämpferkäfig

Wie im vorherigen Abschnitt mittels Messung bestätigt, ist zwar ein Hochlauf einer SM mit der prädiktiven Zündsteuerung möglich, eine vollständige Überbrückung des letztlich lediglich als Anlaufgerät zu nutzenden Stellers ist dagegen nicht stabil erreichbar.

Bereits im Abschnitt 2.1.3 wurde auf die Verwendung von SM in Festdrehzahlanwendungen eingegangen, die über eine Anlaufwicklung verfügen. Diese LS-PMSM besitzen während des Anlaufs die Eigenschaften einer ASM (z.B. erhöhter Anlaufstrom) und im stationären Betrieb die einer PMSM. Hinzu kommt allerdings beim Hochlauf die Wirkung der Permanentmagnete in Form von ausgeprägten Pendelmomenten, siehe auch Abb. 2.2. Zur Reduktion der auftretenden Ströme und Drehmomente kann aber nicht wie bei der ASM ein herkömmliches Sanftanlaufgerät verwendet werden.

In diesem Abschnitt soll deshalb das Anlaufverhalten von PMSM mit Dämpferkäfig im Zusammenhang mit dem vorgeschlagenen Steuerverfahren der prädiktiven Zündsteuerung analysiert werden. Nachfolgend wird das Anlaufverhalten von zwei LS-PMSM untersucht.

4.5.1. Hochlauf der Maschine 3

Im ersten Schritt wird das Verhalten der Maschine 3 (Kenndaten siehe Tab. A.1) in der Simulation untersucht. Das entsprechend genutzte Simulationsmodell ist in Abschnitt 2.2.4 beschrieben. Die Simulation ermöglicht hier nachfolgend anschaulich die Aufteilung des wirkenden Drehmoments in die Anteile synchrones und asynchrones Drehmoment sowie Reluktanzmoment (siehe auch Gleichung 2.27).

In Abb. 4.34 ist die Simulation eines Direktanlaufs der Maschine 3 mit linearer Lastkennlinie und 5 Nm Nennlast dargestellt. Der Hochlauf erfolgt innerhalb von ca. $t = 0,25$ s mit

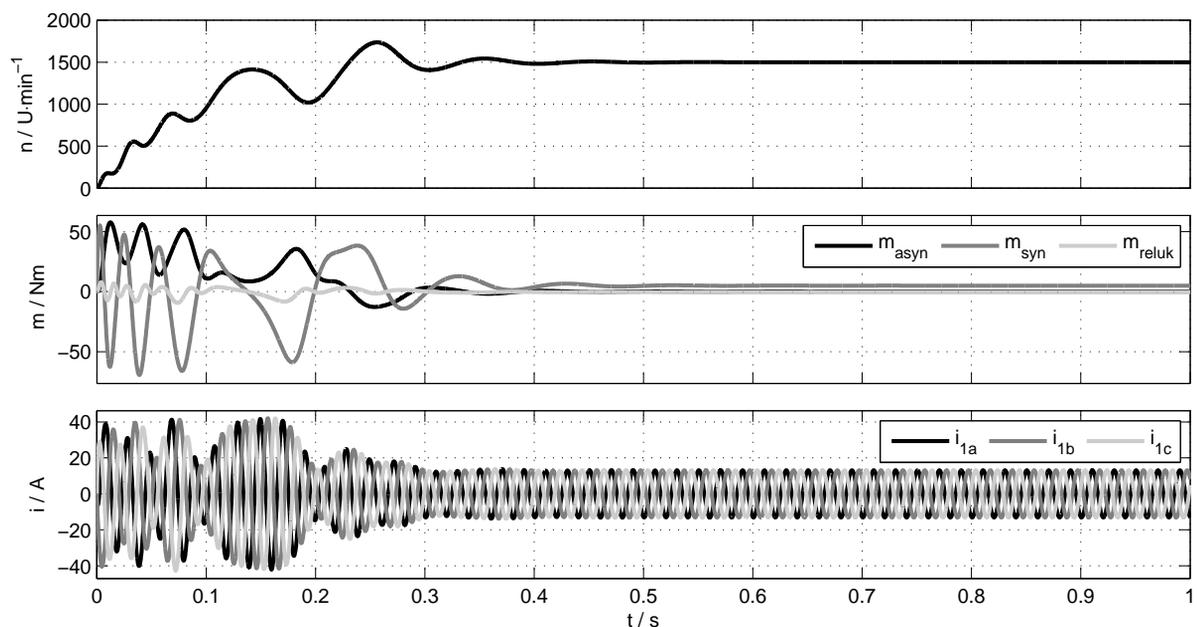


Abbildung 4.34.: Simulation eines Direktanlaufs der Maschine 3 mit linearer Last und 5 Nm Nennmoment

einer pendelnden und überschwingenden Drehzahl. Der Verlauf der Drehmomentanteile zeigt, dass der Anlauf aus dem im Mittel positiven asynchronen Drehmoment erzeugt wird. Es ist auch das ausgeprägte Pendelmoment in Form des synchronen Moments, mit negativen Drehmomentanteilen während des Anlaufs, erkennbar. Das Reluktanzmoment ist ebenfalls dargestellt. Dessen Wirkung ist aber hier weniger bedeutsam. Im Synchronbetrieb wird das Lastmoment dann komplett durch das synchrone Drehmoment getragen. Der Anlaufstrom ist deutlich größer als der Laststrom. Allerdings ist der Laststrom auch etwas größer als der Nennstrom der Maschine, obwohl keine Nennbelastung vorliegt. Ursachen hierfür sind das idealisierte Maschinenmodell (z.B. keine Modellierung von Sättigungseffekten) sowie Ungenauigkeiten bei den verwendeten Maschinenparametern.

Im nächsten Schritt erfolgt der Anlauf der Maschine 3 mit der prädiktiven Zündsteuerung unter Nutzung der Echtzeit-Vorausberechnung. Dabei müssen für das Vorausrechnungsmodell weitere Anpassungen der zu nutzenden Maschinenparameter erfolgen. Entsprechend dem Berechnungsmodell, siehe Abschnitt 3.2.1, wird der Kurzschlusskäfig vernachlässigt und es wird ein Vollpolläufer unterstellt. Mit diesen Vereinfachungen ist selbstverständlich eine fehlerbehaftete Vorausberechnung zu erwarten.

Abb. 4.35 zeigt das Simulationsergebnis eines Anlaufs mit prädiktiver Steuerung. Der Hochlauf erfolgt auch hier in ca. $t = 0,25$ s. Bedingt durch die lückende Bestromung ergibt sich auch hier ein leicht pendelnder Drehzahlverlauf, allerdings ohne starkes Überschwingen bei Erreichen der Synchrondrehzahl. Hier greift die Synchronisationsregelung und sperrt weitere drehmomentbildende Zündungen. Die Drehzahl sinkt lastbedingt wieder ab und wird anschließend im Bereich der Synchrondrehzahl stabil gehalten. Nach $t = 0,8$ s erfolgt dann die Dauerzündung bzw. Überbrückung des Stellers.

Im Drehmomentdiagramm ist zu erkennen, dass hier das synchrone Drehmoment den Hochlauf bestimmt. Es ist wie beim Hochlauf der PMSM ohne Dämpferkäfig während des Hochlaufs kein negatives Drehmoment wirksam. Allerdings ergibt sich offenbar eine Pendelung des asynchronen Drehmoments, die sich damit teilweise negativ auf den Hochlauf auswirkt. Auch die Pendelung des Reluktanzmomentes ist erkennbar, aber nur schwach ausgeprägt. Es ist festzustellen, dass das synchrone Drehmoment die Wirkung des schwächeren asynchronen Drehmoments überwiegt. Allerdings kann Letzteres den Hochlauf negativ beeinflussen und diese Beeinflussung ist nicht vorhersehbar, da sie innerhalb der Vorausberechnung nicht berechnet werden kann.

Die vorausberechneten Maxima von Drehmoment und Strom sind zusätzlich dargestellt und es zeigt sich, dass während des Hochlaufs die Vorausberechnung der Maxima des synchronen Drehmoments bzw. des Stroms vom tatsächlichen Verlauf etwas abweichen, was mit der Rückwirkung des Dämpferkäfigs auf den Ständerstrom zu begründen ist. Das kann durch die Simulation bei Anpassung des Maschinenmodells (Vernachlässigung des Kurzschlusskäfigs, Symmetrierung der Induktivitäten $L_{1d} = L_{1q}$) im Simulationsmodell nachgewiesen werden. Abb. 4.36 zeigt das entsprechende Simulationsergebnis.

Hier stimmen Vorausberechnung und in der Simulation erreichte Werte von Strom und Drehmoment sehr gut überein. Durch die getätigten Idealisierungen ergibt sich das Verhalten wie zuvor bei der PMSM ohne Dämpferkäfig. Der Hochlauf dauert allerdings hier ca. $t = 0,5$ s, da geringere Ströme und damit verbunden ein geringeres Anlaufmoment resultieren als bei der Simulation mit Dämpferkäfig.

Auch hier ist eine Dauerzündung der Thyristoren, bzw. eine Überbrückung des Stellers erfolgt, allerdings ist am pendelnden Verlauf des synchronen Drehmoments ab $t = 0,8$ s erkennbar, dass der synchrone Betrieb instabil ist, wie bereits in der Simulation nach Abb. 4.31 im vorigen Abschnitt beim Betrieb der PMSM ohne Dämpferkäfig festgestellt wurde.

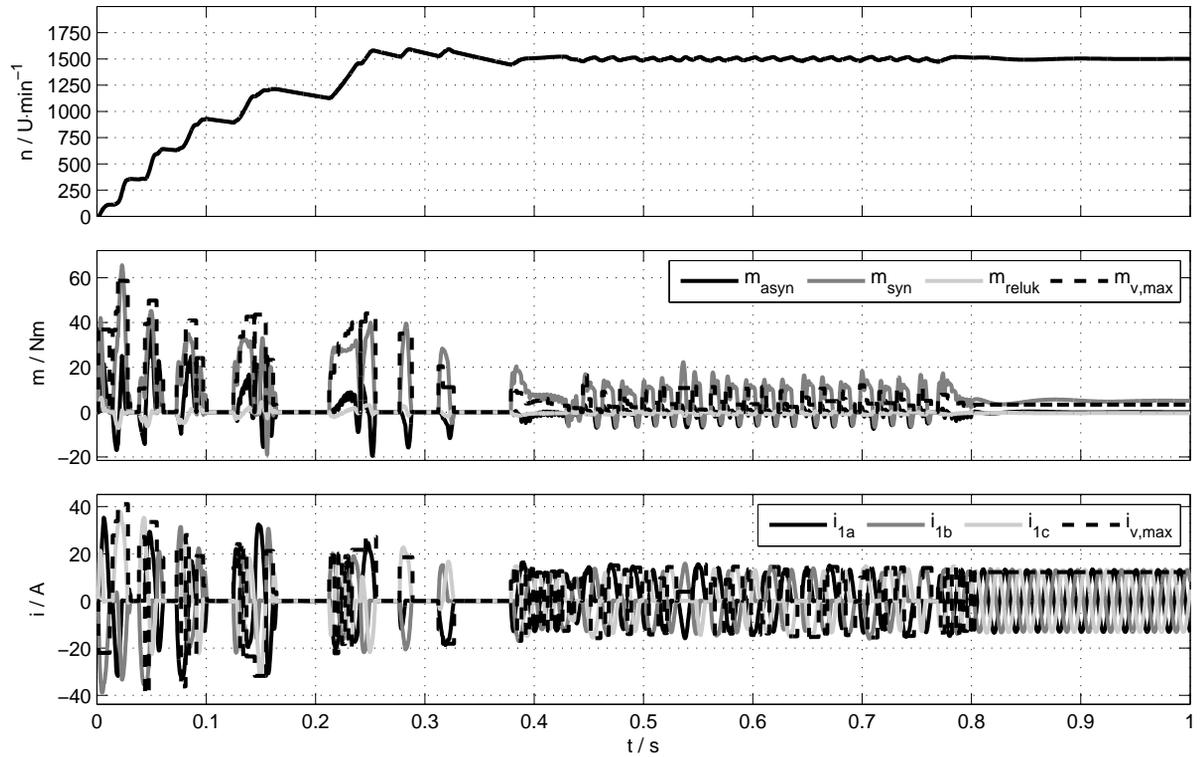


Abbildung 4.35.: Simulation eines Hochlaufs der Maschine 3 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers mit linearer Last und 5 Nm Nennmoment

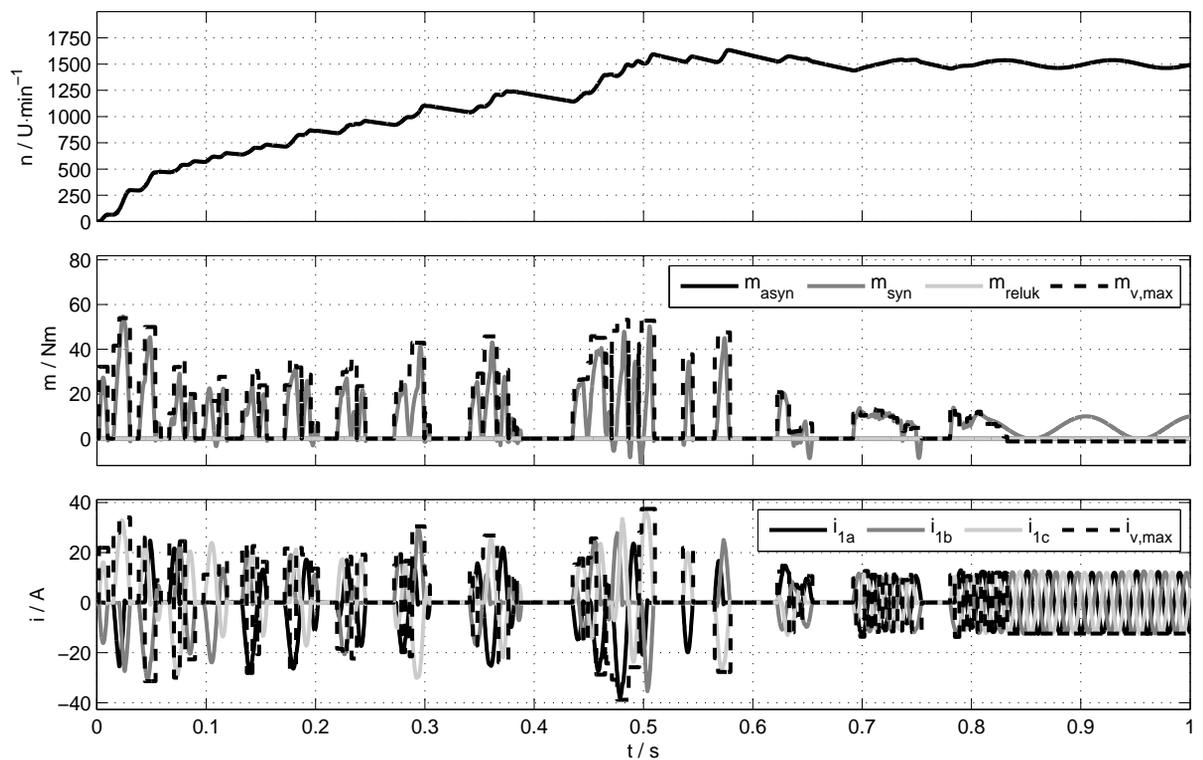


Abbildung 4.36.: Simulation eines Hochlaufs der Maschine 3 (unter Vernachlässigung des Dämpferkäfigs) mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers mit linearer Last und 5 Nm Nennmoment

Nach der Simulation folgt nun die messtechnische Untersuchung des Anlaufverhaltens der Maschine 3 mittels prädiktiver Zündsteuerung des Drehstromstellers. Im ersten Schritt wird, wie in der Simulation, ein (durch dauerhafte Zündung der Thyristoren erreichter) Direkthochlauf betrachtet. Abb. 4.37 zeigt das Messergebnis des Hochlaufs mit linearer Lastkennlinie. Dabei wird das Lastmoment wieder über eine FU-gespeiste ASM und Anlogsollwertvorgabe durch das DSP-System erzeugt.

Der Hochlauf erfolgt hier in nur $t = 0,17$ s und damit in diesem Fall schneller als in der Simulation. Ursächlich für den Unterschied sind auch das in der Simulation genutzte vereinfachte Maschinenmodell sowie die verwendeten Parameter. Das mittels DSP aus den Strömen und der Rotorlage berechnete synchrone Moment m_{synchron} pendelt, wie erwartet, während des asynchronen Anlaufs. Das an der Welle gemessene Drehmoment m_{Welle} (siehe auch Abb. 4.3) zeigt während des Hochlaufs eine deutliche Schwingung, die auf die Schwingung der Welle zurückzuführen ist. Nach erfolgtem Hochlauf ergeben sich für beide Drehmomentverläufe die eingestellten 5Nm (Lastmoment). Der Anlaufstrom ist deutlich größer als der Strom im stationären Betrieb, der hier im Gegensatz zur Simulation (in Abb. 4.34) kleiner als der Nennstrom ist.

Es ist nach erfolgtem Hochlauf bei synchronem Betrieb eine leichte Schwingung in den Verläufen erkennbar. Dieser Effekt wird durch die einzelnen Thyristorzündungen, die jeweils durch den DSP geringfügig verzögert werden, hervorgerufen.

Im nächsten Schritt erfolgt der Anlauf der Maschine 3 mit prädiktiver Zündsteuerung des DSS bei gleicher Belastung. Das Vorgehen ist analog zur Simulation. Die Vorausberechnung erfolgt unter der Annahme eines Vollpolläufers ohne Dämpferkäfig. In Abb. 4.38 ist ein Messergebnis dargestellt. Der Hochlauf erfolgt hier innerhalb von $t = 0,5$ s. Im Anhang ist in Abb. A.5 ein weiterer Hochlauf unter gleichen Bedingungen dargestellt, bei dem die Hochlaufzeit allerdings $t = 1,3$ s beträgt. Offensichtlich variiert die Hochlaufzeit stark in Abhängigkeit der Rotoranfangslage und dem erzeugten Drehmomentverlauf, der sich wiederum auf die Pendelung der Welle auch in der stromlosen Zeit auswirkt.

Der Hochlauf ergibt die charakteristische Form des synchronen Drehmoments. Die positiven Drehmomentenspitzen sind auch im gemessenen Moment der Welle zu erkennen. Jeder Drehmomentenstoß regt offensichtlich eine Schwingung der Welle an, die während der stromlosen Pause wieder abklingt. Nach erfolgtem Hochlauf mit geringem Drehzahlüberschwingen ergibt sich ein nahezu synchroner Betrieb, aber keine stabile Dauerzündung. Das synchrone Drehmoment und das gemessene Moment der Welle stimmen aber in weiten Teilen überein und pendeln im Bereich des gewählten Lastmoments.

Es ist festzustellen, dass ein Hochlauf einer SM mit Dämpferkäfig mit dem in dieser Arbeit entwickelten Steuerverfahren möglich ist. Dabei ist während des Anlaufs ein erhöhter Strom wirksam, allerdings über einen geringeren Zeitraum. Außerdem wird dieser Strom auch durch die Wirkung des Dämpferkäfigs vergrößert, wie in der Simulation gezeigt wurde. Während des Anlaufs wirkt das asynchrone Drehmoment hier sogar teilweise störend. Für die Synchronisation und Dämpfung im synchronen Betrieb ist sie aber förderlich.

Die hier genutzte Maschine 3 verfügt über einen Anlaufkäfig, der für Lastanlauf ausgelegt ist. Für den hier vorliegenden Anwendungsfall ist ein deutlich schwächer ausgelegte Kurzschlusskäfig, der nicht als Anlauf- sondern nur als Dämpferkäfig dienlich ist, ausreichend. Dieser würde dann während des Hochlaufs weniger störend wirken und im synchronen Betrieb immernoch genügend Dämpfung für einen stabilen Betrieb sicherstellen können. Die Maschine 4 ist eine Maschine mit abgeschwächtem Dämpferkäfig. Sie ist aber immer noch selbstanlauffähig, auch mit Last. Nachfolgend sollen messtechnisch aufgenommene Hochläufe der Maschine 4 mit Belastung sowie deren Synchronisation ans Netz untersucht werden.

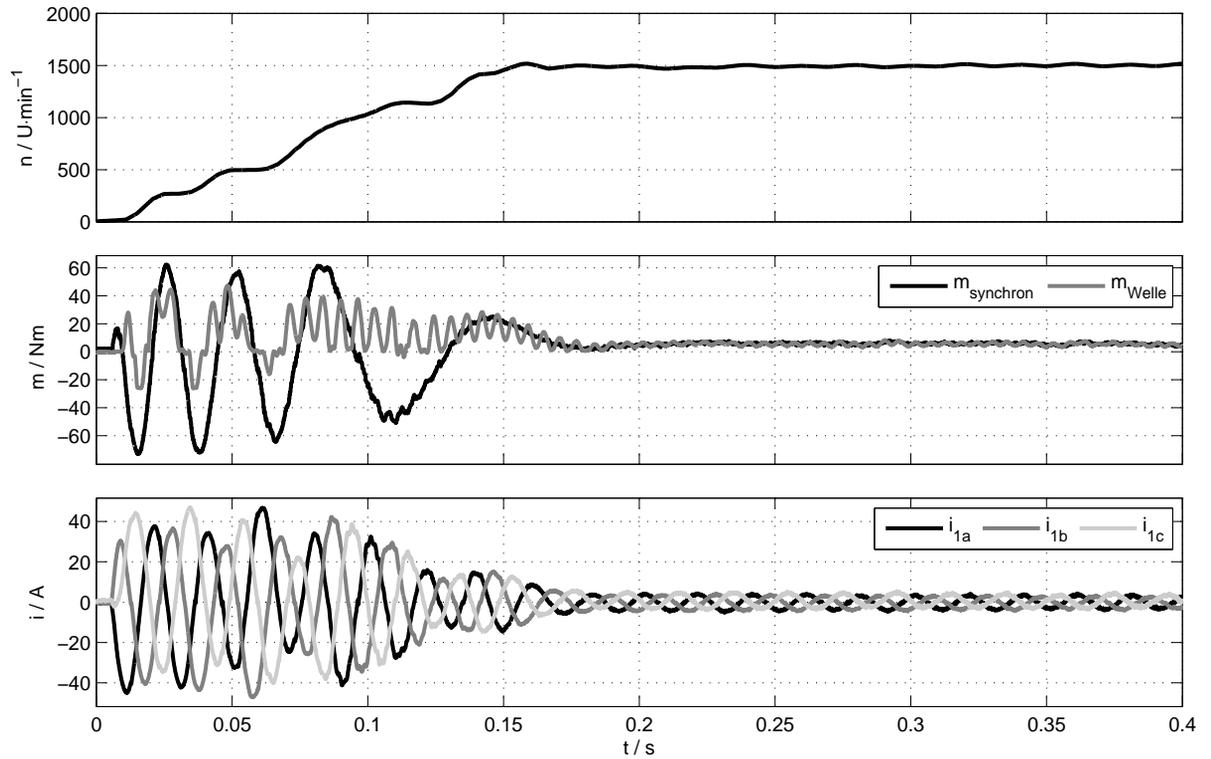


Abbildung 4.37.: Messung eines Direkthochlaufs der Maschine 3 mit linearer Last und 5 Nm Nennmoment

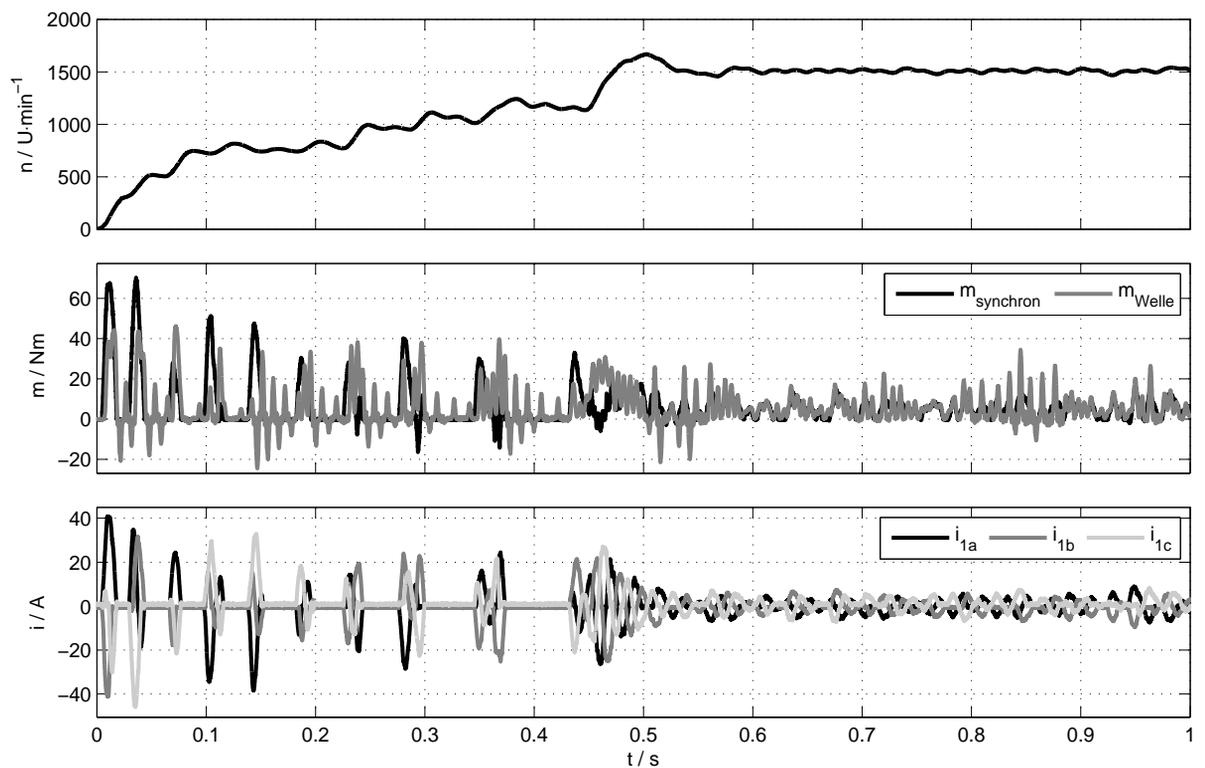


Abbildung 4.38.: Messung eines Hochlaufs der Maschine 3 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers mit linearer Last und 5 Nm Nennmoment

4.5.2. Hochlauf der Maschine 4

Die Maschine 4 ist eine umgebaute Asynchronmaschine. Der Kurzschlusskäfig des Läufers wurde abgedreht und damit der bei ASM gewöhnlich geringe Luftspalt vergrößert. Auch gegenüber der Maschine 3 verfügt sie über einen größeren Luftspalt. Anschließend wurden Permanentmagnete auf den Rotor aufgebracht, [FH11].

Die Maschine 4 wurde im Versuchstand integriert und Hochläufe bei verschiedenen Lastfällen untersucht. Nachfolgend werden der unbelastete Hochlauf, sowie Hochläufe mit quadratischem bzw. konstantem Lastmoment jeweils bei Betrieb am Steller mit prädiktiver Zündsteuerung betrachtet. Zusätzlich wurde bei allen Hochläufen am Steller eine Strombegrenzung von $i_{\max} = 30 \text{ A}$ im Vorausberechnungsalgorithmus genutzt.

Im Anhang finden sich außerdem für die jeweiligen Lastfälle die entsprechenden Direkthochläufe (Abb. A.6 – A.8), wobei dort natürlich keine Strombegrenzung wirksam ist. Während der Direktanläufe ergeben sich deshalb in allen Fällen Anlaufströme von über 40 A bei weiten Teilen des Hochlaufs.

Weiterhin wurde für die verschiedenen Lastkennlinien jeweils die maximale Last, bei der die Maschine mit DSS anlaufen kann, ermittelt und in Tab. 4.5 zusammengefasst.

Für die Hochläufe mit Maschine 4 wurde der Steueralgorithmus um eine automatische Funktion zur Überbrückung des Stellers erweitert. Wenn die Drehzahl in einem Band von 5% um die Nenndrehzahl liegt und der Differenzwinkel $\Delta\vartheta < \pi/2$ ist, startet ein Zähler und wenn nach definierter Zeit dieser Zustand weiterhin vorliegt, werden alle Thyristoren sowie das Überbrückungsschütz geschaltet. Damit besteht nach erfolgtem Hochlauf und Synchronisation die Möglichkeit der automatischen Überbrückung des Stellers und des direkten Betriebs der Maschine am Netz.

Diese Funktion wird zunächst am Hochlauf ohne Belastung geprüft. Der gemessene Hochlauf der Maschine 4 ohne Lastmoment ist in Abb. 4.39 dargestellt. Er erfolgt innerhalb $t = 0,3 \text{ s}$ und damit langsamer als im Direkthochlauf ($t = 0,1 \text{ s}$). Es ist aber auch ein geringerer Anlaufstrom wirksam. Nach dem Hochlauf sinkt die Drehzahl, bedingt durch die vorhandene Reibung, zyklisch leicht ab. Es entsteht eine lechte Drehzahlpendelung mit sehr geringer Amplitude. Dann erfolgt schließlich die automatische Überbrückung verbunden mit einem kurzen Drehmomentstoß, da direkt zuvor kein Strom fließt. Anschließend läuft die Maschine 4 leerlaufend starr und stabil am Drehstromnetz.

In Abb. 4.40 ist der Verlauf von Drehzahl und Drehmoment während des Anlaufs vergrößert dargestellt. Zusätzlich sind die vorausberechneten Maxima von Strom und Drehmoment sowie das an der Welle gemessene Moment dargestellt. Für die Bewertung der Vorausberechnung gelten die gleichen Aussagen wie für die Maschine 3. Die Abweichung fällt teilweise relativ groß aus, bedingt durch die Abweichung des Berechnungsmodells von der realen Maschine mit Dämpferkäfig. Die Strombegrenzung (von $i_{\max} = 30 \text{ A}$) wird einmalig sehr deutlich überschritten. In diesem Fall besteht auch die größte Abweichung zur Vorausberechnung und es entsteht ein große Drehmomentspitze.

Dennoch ergibt sich ein weitgehend günstiger Drehmomentverlauf, wie auch das gemessene Moment m_{Welle} bestätigt. Der Vergleich mit dem berechnetem synchronen Moment

Tabelle 4.5.: Übersicht der messtechnisch ermittelten maximalen Lastmomente

Lastkennlinie	ohne	quadratisch	linear	konstant
Nennlastmoment	-	20 Nm	15 Nm	12 Nm

ergibt recht gute Übereinstimmung für die Zeiten, in denen Strom fließt. Dies bestätigt, dass bei dem Anlauf das synchrone Moment dominiert und der Beitrag des asynchronen Moments geringer ausfällt.

In den stromlosen Pausen ist, ähnlich wie bei den Messungen an Maschine 3, eine Schwingung des Moments zu erkennen, die allerdings hier schwächer ausgeprägt ist.

Nachfolgend werden Hochlaufvorgänge mit Belastung untersucht. Diese sind unproblematisch hinsichtlich der Synchronisation, aber, abhängig von der Größe und Art der Belastung, problematisch beim Hochlauf. Es werden jeweils die in Tab. 4.5 angegebenen maximalen Lastfälle untersucht.

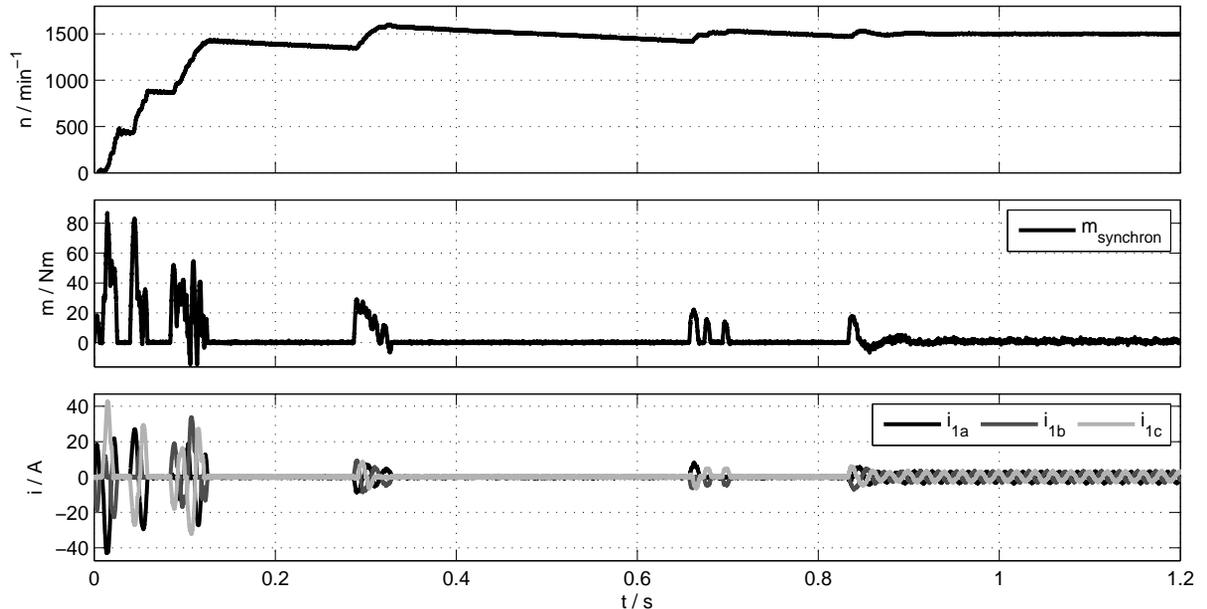


Abbildung 4.39.: Messung eines Hochlaufs der Maschine 4 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers ohne Last, Strombegrenzung $i_{\max} = 30$ A

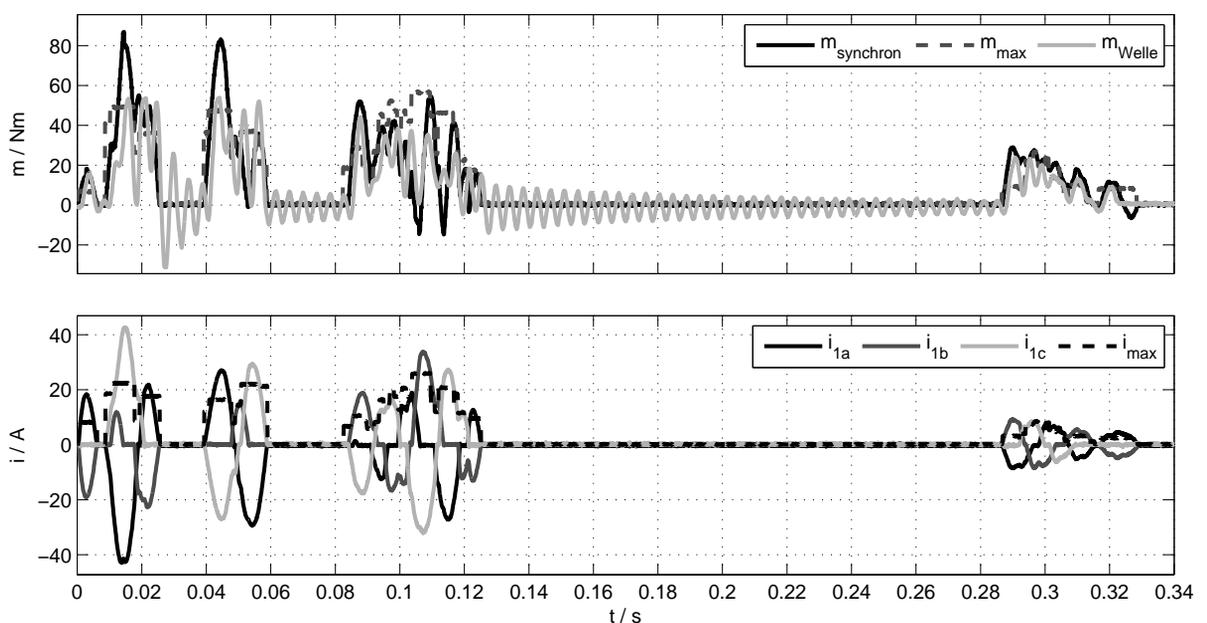


Abbildung 4.40.: Detailaufnahme (Anlauf) der Messung aus Abb. 4.39

Das maximale quadratische Lastmoment, mit dem die Maschine 4 mit prädiktiver Zündsteuerung hochgefahren werden kann, wurde zu $m = 20 \text{ Nm}$ ermittelt. In Abb. 4.41 bzw. Abb. 4.42 sind die Ergebnisse dargestellt. Der Hochlauf erfolgt in $t = 0,4 \text{ s}$ und damit wieder langsamer als im Direktanlauf (siehe Abb. A.7), was auch auf die genutzte Strombegrenzung zurückzuführen ist. Nach dem Hochlauf pendelt die Drehzahl im Bereich der Synchrondrehzahl und es erfolgt schließlich die automatische Überbrückung des Stellers. Dies ist am leichten Überspringen sowohl bei Drehzahl und Drehmoment als auch bei den Strömen zu erkennen. Danach wird die Maschine direkt am Netz betrieben und das synchrone Moment entspricht dem Last-Nennmoment von 20 Nm .

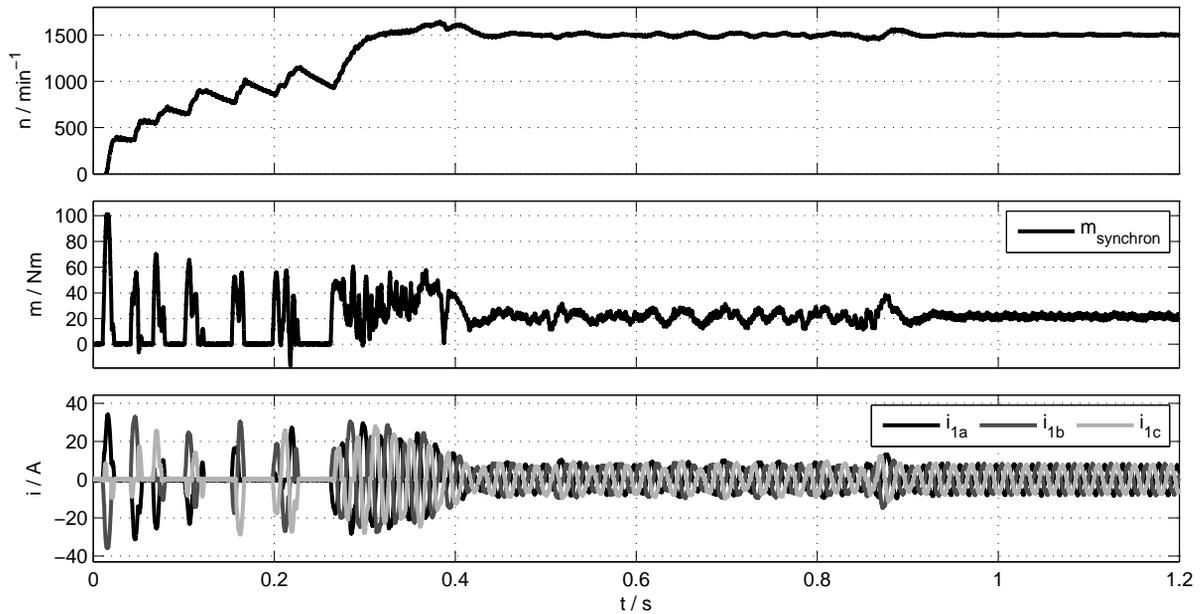


Abbildung 4.41.: Messung eines Hochlaufs der Maschine 4 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers mit quadratischer Last und 20 Nm Nennmoment, Strombegrenzung $i_{\max} = 30 \text{ A}$

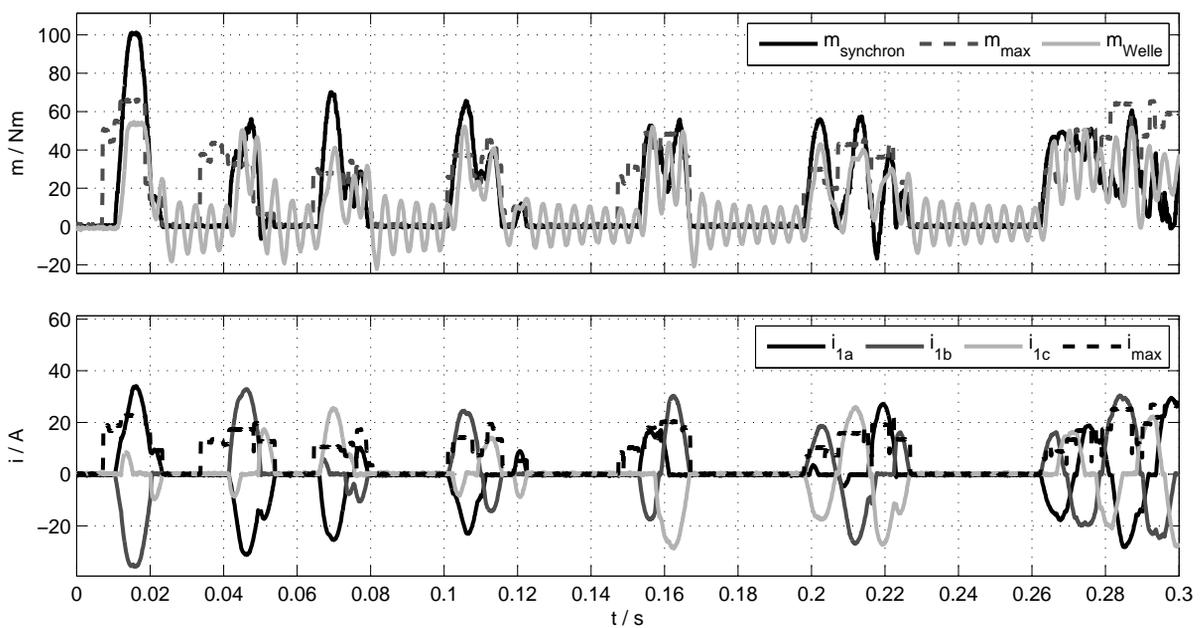


Abbildung 4.42.: Detailaufnahme (Anlauf) der Messung aus Abb. 4.41

Für den Anlauf (in Abb. 4.42) ergeben sich ähnliche Verhältnisse wie im unbelasteten Fall. Das berechnete Moment m_{synchron} stimmt zu großen Teilen mit dem gemessenen Moment überein. Beim ersten Drehmomentstoß ist allerdings die Begrenzung der Messtechnik (bei 50 Nm) erreicht. Der Stromgrenzwert wird vereinzelt geringfügig überschritten.

Abschließend soll der Hochlauf mit konstanter Last bewertet werden. Hier wird das maximale Lastmoment, bei dem die Maschine 4 aus dem Stillstand (unter Nutzung der eingestellten Strombegrenzung) anlaufen kann, zu 12 Nm ermittelt. Die entsprechenden Messergebnisse zeigen die Abbildungen 4.43 bzw. 4.44.

Auch hier ergibt sich ein Hochlauf, der langsamer als der Direktanlauf ist. Es entsteht ein

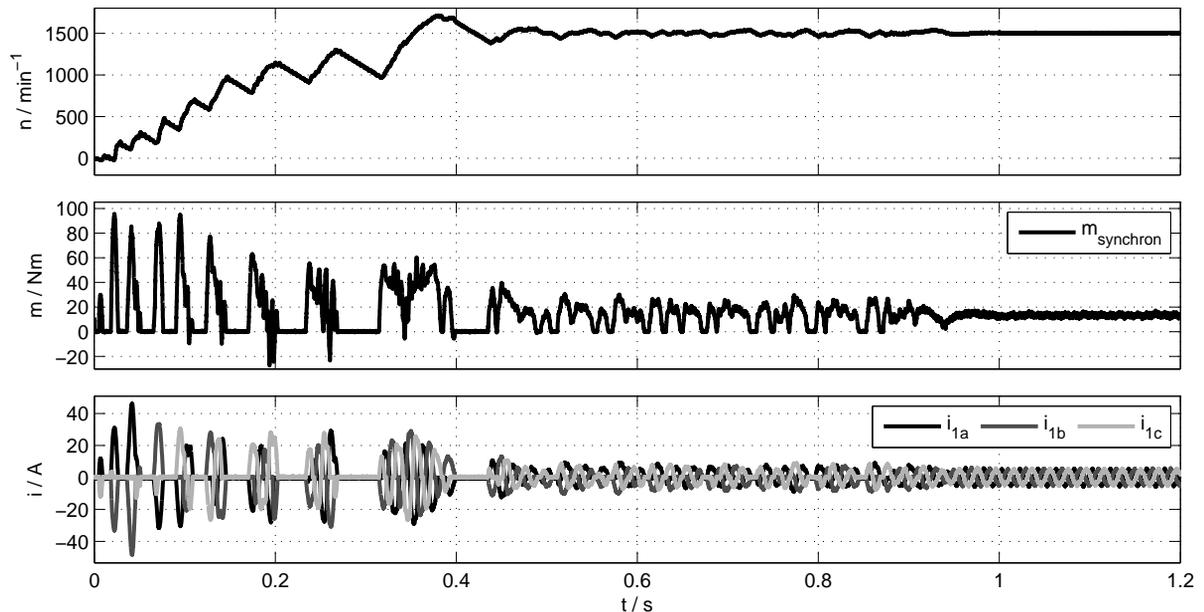


Abbildung 4.43.: Messung eines Hochlaufs der Maschine 4 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers mit konstanter Last und 12 Nm Nennmoment, Strombegrenzung $i_{\text{max}} = 30 \text{ A}$

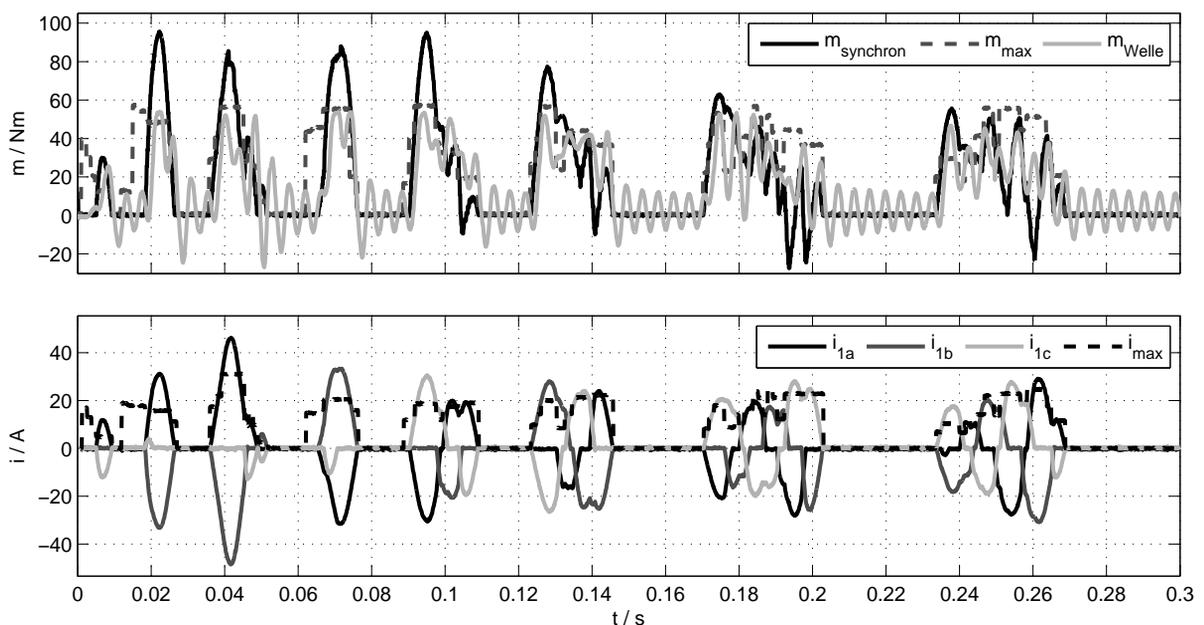


Abbildung 4.44.: Detailaufnahme (Anlauf) der Messung aus Abb. 4.43

stärkeres Drehzahlüberschwingen. Synchronisation und Überbrückung des Stellers verhalten sich ähnlich wie bei der vorherigen Messung. Auch der vergrößert dargestellte Anlauf in Abb. 4.44 zeigt den „synchronen Hochlauf“ bei Vergleich der beiden Drehmomentverläufe, mit dem Unterschied, dass Drehmomente größer 50 Nm nicht messbar sind.

Damit ist die Erprobung des Hochlaufs und der Synchronisation mit DSS sowie anschließender Überbrückung des Stellers bei Betrieb einer PMSM mit Dämpferkäfig erfolgreich erfolgt. Der Hochlauf bei Lastprofilen mit Nennmomenten größer als das Nennmoment der Maschine 4 wurde nachgewiesen. Gleichzeitig wurde eine Begrenzung des (Anlauf-) Stromes umgesetzt und dessen Wirksamkeit grundsätzlich bestätigt.

4.5.3. Schlussfolgerungen

Insgesamt kann eingeschätzt werden, dass das im Rahmen dieser Arbeit erstellte Steuerungsverfahren der prädiktiven Zündsteuerung eines Drehstromstellers unter Nutzung der Vorausberechnung von Strom und Drehmoment geeignet ist, eine SM mit Dämpferkäfig hochlaufen zu lassen. Die Eigenschaften bei synchronem Betrieb verbessern sich gegenüber der SM ohne Dämpfung deutlich.

Dabei wurde festgestellt, dass das Anlaufverhalten der Maschine 4 gegenüber dem der Maschine 3 günstiger ist. Wegen der schwächeren Dämpferwirkung ist die Vorausberechnung genauer und die Beschleunigung beim Hochlauf erfolgt zum überwiegenden Teil durch das synchrone Drehmoment, während bei der Maschine 3 noch eine deutliche „Störung“ durch das asynchrone Moment festgestellt wurde.

Mit einer weiteren Reduzierung des Kurzschlusskäfigs der Maschine 4, sodass kein Selbstanlauf mehr möglich ist und der Käfig ausschließlich zur Dämpfung dient, wäre eine optimale Maschine für den Anlauf am Drehstromsteller mit prädiktiver Zündsteuerung geschaffen, wobei zusätzlich die Möglichkeit der Begrenzung von Strom und Drehmoment bestünde.

Kapitel 5.

Zusammenfassung und Ausblick

5.1. Wesentliche Ergebnisse

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich vor dem Hintergrund der wachsenden Anforderung der Energieeffizienz von netzgespeisten Drehstromantrieben mit dem Anlauf von energieeffizienten PMSM mit Drehstromsteller als Alternative zum herkömmlichen Sanftanlauf von ASM.

Ausgangspunkt sind die Vorausberechnung von Strom und Drehmoment der PMSM auf Basis der in der Arbeit hergeleiteten Lösung von Stromdifferentialgleichungen zur Berechnung beliebiger transienter Arbeitspunkte einer PMSM. Basierend auf diesen Berechnungen wurden anschließend zwei verschiedene Steuerverfahren für einen Drehstromsteller zur Nutzung als Anlaufgerät für eine PMSM abgeleitet und jeweils in eine funktionsfähige Lösung in einem DSP-System umgesetzt.

Dabei stellt die zunächst beschriebene kennfeldbasierte Zündsteuerung eine relativ einfach im Mikrorechner zu implementierende Lösung dar, da die aufwändige Kennfeldberechnung offline erfolgen kann und für die eigentliche Steuerung wenig Rechenkapazität, aber dafür Speicherkapazität benötigt wird.

Allerdings hat sich im Rahmen der Arbeit gezeigt, dass der Hochlauf einer PMSM mit dem Verfahren nur unter Nutzung von Folgezündungen, deren Auswirkungen auf Strom und Drehmoment aber nicht direkt vorhergesagt werden können, weil dafür Stromfangswerte zu berücksichtigen sind, sinnvoll ist. Ohne die quantitative Vorausberechnung von Folgezündungen innerhalb der kennfeldbasierten Berechnung ist auch die Möglichkeit, die PMSM bei synchroner Drehzahl auf die Speisefrequenz zu synchronisieren und anschließend das Anlaufgerät zu überbrücken, nicht gewährleistet.

Für diese Zwecke ist im Rahmen dieser Arbeit die prädiktive Zündsteuerung mit Echtzeit-Vorausberechnung entwickelt worden. Damit ist die notwendige Folgezündung berechenbar und es wurde der Hochlauf von PMSM mit diesem Verfahren nachgewiesen. Es ermöglicht damit eine sehr genaue Vorausberechnung, vorausgesetzt, die Parameter der verwendeten Maschine sind hinreichend bekannt und es wird ein Steuergerät mit akzeptabler Leistungsfähigkeit verwendet. Die Qualität des entwickelten Verfahrens zeigt sich in zahlreichen durchgeführten Simulationen und Messungen.

Dennoch bleibt die Problematik der Synchronisation für netzfrequente Speisung der permanentenregten Synchronmaschine, trotz Drehmomentbegrenzung mit der entwickelten Synchronisationsregelung, bestehen. Aus diesem Grund wurde zusätzlich in dieser Arbeit das Verhalten von PMSM mit Dämpferkäfig bei Betrieb am Steller mit prädiktiver Zünd-

steuerung untersucht. Es wurden Hochlaufvorgänge von LS-PMSM mit Drehstromsteller als Anlaufgerät sowohl simulativ als auch messtechnisch untersucht und die Eignung des Steuerverfahrens mit Echtzeit-Vorausberechnung für diese Maschine verifiziert.

Allerdings wird im Rahmen der Vorausberechnung der Kurzschlusskäfig nicht berücksichtigt. Es wurde jedoch festgestellt, dass erwartungsgemäß die Zuverlässigkeit der Vorausberechnung bei verringerter Dämpfung zunimmt. Da auf Grund der Nutzung des Stellers als Anlaufgerät ein Kurzschlusskäfig nicht wie bei LS-PMSM für den Anlauf, sondern ausschließlich für die Dämpfung im Dauerbetrieb benötigt wird, würde es genügen, einen entsprechend schwachen Dämpferkäfig für die PMSM zu nutzen. Solch eine Maschine würde im Zusammenhang mit einem Anlaufgerät in Form eines DSS mit prädiktiver Zündsteuerung eine vorteilhafte Alternative zur LS-PMSM darstellen.

Außerdem entwickelt sich im Gegensatz zur herkömmlichen LS-PMSM beim Hochlauf kein Pendelmoment mit negativem Drehmomentanteil und überdies ist beim Betrieb mit prädiktiver Zündsteuerung eine Begrenzung von Strom bzw. Drehmoment möglich, womit die Vergleichbarkeit zu Sanftanlaufgeräten für Drehstrom-Asynchronmaschinen gegeben ist. Damit steht mit der Kombination, bestehend aus DSS mit prädiktiver Steuerung und PMSM mit Dämpferkäfig, eine energieeffiziente Alternative zur aktuell üblichen ASM mit Sanftanlaufgerät zur Verfügung.

5.2. Weiterführende Arbeiten

Ein DSS mit vorausrechnungs-basiertes Steuerverfahren benötigt für den Anlauf der PMSM im Gegensatz zu einem Sanftanlaufgerät für ASM die Information der Rotorlage, was bei Nutzung eines Lagegebers zusätzlichen Aufwand und erhöhte Kosten zur Folge hat.

Aus diesem Grund ist es erstrebenswert, stattdessen die Rotorlage und Drehzahl unter Nutzung von geberlosen Verfahren zu ermitteln und idealerweise keine weiteren Messgrößen, als die ohnehin bei einem Sanftanlaufgerät zu messenden Größen, zu erfassen.

Für höhere Drehzahlen ist dies bei Auswertung der EMK, z.B. in den stromlosen Pausen, unproblematisch möglich. Bei geringen Drehzahlen bzw. insbesondere im Stillstand ist eine Alternative notwendig. Ein Ansatz hierfür ist eine mögliche Ausrichtung des Rotors in eine günstige Startposition. Dies kann z.B. durch zeitweise zweiphasige Speisung (der Ständerwicklung), die ein Gleichfeld, auf das sich der Rotor ausrichtet, zur Folge hat, erreicht werden. Diese Startposition wäre dann bekannt und im Rahmen der Vorausberechnung könnte zusätzlich die Rotorlageänderung berechnet werden, bis die Ermittlung der Rotorlage aus der EMK bei hinreichender Drehzahl erfolgen kann.

Bei Implementierung der letztgenannten Funktionen wäre ein Lagegeber für die Nutzung eines Drehstromstellers mit prädiktiver Zündsteuerung als Anlaufgerät für energieeffiziente PMSM mit Dämpferkäfig verzichtbar. Mithin bestünde mit diesem Antriebssystem die Möglichkeit, in Zukunft bei steigenden Anforderungen der Energieeffizienz an netzfrequent gespeiste Antriebe in bestimmten Anwendungen, wie z.B. Lüfter oder Pumpenantrieben, weniger effiziente ASM mit Sanftanlaufgerät adäquat zu ersetzen.

Literaturverzeichnis

- [AFF11] ALMEIDA, A. DE, F. FERREIRA und J. FONG: *Standards for Efficiency of Electric Motors*. IEEE Industry Applications Magazine, Seiten 12–19, Jan./Feb. 2011.
- [AFFF08] ALMEIDA, A. DE, F. FERREIRA, J. FONG und P. FONSECA: *EuP Lot 11 Motors, Ecodesign Assessment of Energy Using Products, Final Report for the European Commission, Brussels, Belgium*. Technischer Bericht, ISR-Univ. Coimbra, Portugal, Feb. 2008.
- [AME10] ALIABAD, ALIAKBAR DAMAKI, MOJTABA MIRSALEM und NIMA FARROKHZAD ERSHAD: *Line-Start Permanent-Magnet Motors: Significant Improvements in Starting Torque, Synchronization, and Steady-State Performance*. IEEE Transactions on Magnetics, Seiten 4066–4072, Dez. 2010.
- [Anm11a] *Patentanmeldung, Anmeldeaktenzeichen: 102011085853.9: Verfahren zum gezielten Erzeugen von positivem Drehmoment durch Vorausberechnung der Drehmomentverläufe zum Hochlauf einer permanenterregten Drehstromsynchronmaschine mit Drehstromsteller*. Anmelder: Siemens AG, Anmeldedatum: 07.11.2011. Erfinder: Marcel Benecke.
- [Anm11b] *Patentanmeldung, Anmeldeaktenzeichen: 102011085859.8: Verfahren zum gezielten Erzeugen von positivem Drehmoment durch Vorausberechnung der Drehmomentverläufe zum Hochlauf einer permanenterregten Drehstromsynchronmaschine mit Drehstromsteller*. Anmelder: Siemens AG, Anmeldedatum: 07.11.2011. Erfinder: Marcel Benecke.
- [Baa88] BAADER, U.: *Die Direkte-Selbstregelung: Die Verfahren zur hochdynamischen Regelung von Drehfeldmaschinen*. VDI-Fortschritt-Berichte. VDI-Verlag, 1988.
- [BDGL11] BENECKE, MARCEL, REINHARD DÖBBELIN, GERD GRIEPENTROG und ANDREAS LINDEMANN: *Skin Effect in Squirrel Cage Rotor Bars and Its Consideration in Simulation of Non-steady-state Operation of Induction Machines*. In: *Proceedings of Progress in Electromagnetics Research Symposium PIERS, Marrakesh, 2011*. Cambridge, Mass.: The Electromagnetics Academy. ISBN 978-1-934142-16-5, S. 1451-1455.
- [BGL11a] BENECKE, MARCEL, GERD GRIEPENTROG und ANDREAS LINDEMANN: *Berechnungsmethode zur Bestimmung des dynamischen Verhaltens von permanenterregten Synchronmaschinen am Drehstromsteller*. In: *Internationaler*

- ETG-Kongress 2011*, Würzburg, 2011. VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach. ISBN 978-3-8007-3376-7, Paper 5.21.
- [BGL11b] BENECKE, MARCEL, GERD GRIEPENTROG und ANDREAS LINDEMANN: *Consideration of Current Displacement in Rotor Bars of Soft Starting Induction Machines*. In: *Proceedings of PCIM Europe 2011, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality.*, Nürnberg, 2011. VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach. ISBN 978-3-8007-3344-6., S. 941-946.
- [BGLM11] BENECKE, MARCEL, GERD GRIEPENTROG, ANDREAS LINDEMANN und LARS MIDDELSTÄDT: *Ramp-up of a Permanent Magnet Synchronous Machine with Three-phase AC Controller*. In: *SPS/IPC/DRIVES 2011, Nürnberg – Elektrische Automatisierung – Systeme und Komponenten*. VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach, 2011. ISBN 978-3-8007-3379-8, S. 393-401.
- [Bro02] BROSCHE, PETER F.: *Praxis der Drehstromantriebe: mit fester und variabler Drehzahl*. Würzburg: Vogel (Kamprath-Reihe), 1. Auflage, 2002.
- [BS08] BRONSTEIN, I. N. und K.A. SEMENDJAJEW: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 7. Auflage, 2008.
- [BST⁺11] BRUNE, EVA, CORNELIA STÜBIG, SEBASTIAN TEGELER, MEIKE WEHNER und BERND PONICK: *Kopplung numerischer und analytischer Verfahren zur Berechnung von permanenterregten Synchronmaschinen für Selbstanlauf*. In: *Internationaler ETG-Kongress 2011, Würzburg*. VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach, 2011.
- [Bud01] BUDIG, PETER-KLAUS: *Stromrichtergespeiste Drehstromantriebe. Theorie und Betriebsverhalten von Asynchronantrieben*. VDE Verlag, Berlin, 2001.
- [Cha07] CHATTOPADHYAY, A.K. ET. AL.: *AC-AC-Converters*. In: RASHID, MUHAMMAD H. (Herausgeber): *Power Electronics Handbook, Devices, Circuits and Applications*. Academic Press (imprint of Elsevier), University of Florida, 2007.
- [Dep85] DEPENBROCK, M.: *Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung*, Band 7. etzArchiv, 1985.
- [DTSW09] DING, TINGTING, NOUREDDINE TAKORABET, FRANCOIS-MICHEL SARGOS und XIUHE WANG: *Design and Analysis of Different Line-Start PM Synchronous Motors for Oil-Pump Applications*. IEEE Transactions on Magnetics, Seiten 1816–1819, März 2009.
- [Faß02] FASSNACHT, JOCHEN: *Schwingungsdämpfung in Servosystemen mit der direkten Drehmomentregelung*. PUBLISHER, 2002. Dissertation.
- [Far01] FARSCHTSCHI, ALI: *Elektromaschinen in Theorie und Praxis*. VDE-Verlag, 2001.

-
- [FH11] FISCHER, RALF und GERHARD HUTH: *Betriebsverhalten von PM Line-Start Motoren mit am Luftspalt angeordneten Magneten*. In: *Internationaler ETG-Kongress 2011, Würzburg*. VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach, 2011.
- [FLM⁺09] FEI, W., P.C.K. LUK, J. MA, J.X. SHEN und G. YANG: *A High-Performance Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motor Amended From a Small Industrial Three-Phase Induction Motor*. IEEE Transactions on Magnetics, Seiten 4724–4727, Okt. 2009.
- [GGR03] GERD GRIEPENTROG, LYNN JOHNSON und DIETHARD RUNGGALDIER: *Method for Operating Asynchronous Motors and Corresponding Device. Application Number: 10/168478*, Publikation: 07.08.2003. Steuerverfahren, Patent.
- [IEC08] *IEC 60034-30: Rotating Electrical Machines – Part 30: Efficiency Classes of Single-Speed, Three-Phase, Cage-Induction Motors (IE-Code)*, Nov. 2008.
- [IEC09] *IEC 60034-31: Rotating Electrical Machines – Part 31: Guide for the Selection and Application of Energy-Efficient Motors Including Variable-Speed Applications, Ed. 1, Draft Technical Specification*, Sep. 2009.
- [IK08] ILES-KLUMPNER, DORIN: *Small Permanent Magnet Synchronous Motor Technology - An Overview*. In: *PCIM*, Nürnberg, Mai, 2008.
- [IVZ11] ISFAHANI, ARASH HASSANPOUR und SADEGH VAEZ-ZADEH: *Effects of Magnetizing Inductance on Start-Up and Synchronization of Line-Start Permanent-Magnet Synchronous Motors*. IEEE Transactions on Magnetics, Seiten 823–829, April 2011.
- [Jän92] JÄNECKE, M.: *Die direkte Selbstregelung bei Anwendung im Traktionsbereich*. Fortschritt-Berichte: Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik. VDI-Verlag, 1992.
- [Jus93] JUSTUS, OTTO: *Dynamisches Verhalten elektrischer Maschinen – Eine Einführung in die numerische Modellierung mit SPICE*. Vieweg Verlag, Braunschweig/ Wiesbaden, 2. Auflage, 1993.
- [KHN⁺03] KANG, GYU-HONG, JIN HUR, HYUK NAM, JUNG-PYO HONG und GYU-TAK KIM: *Analysis of Irreversible Magnet Demagnetization in Line-start Motors Based on the Finite-element Method*. IEEE Transactions on Magnetics, Seiten 823–829, Mai 2003.
- [Kle06] KLEINRATH, HANS: *Das Kurzschlussverhalten kleiner permanenterregter Synchronmaschinen*. Elektrotechnik & Informationstechnik, Bd. 123: S. 396–401, Sep. 2006.
- [KM00] KNIGHT, ANDREW. M. und CATHERINE I. MCCLAY: *The Design of High-Efficiency Line-Start Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 1555–1562, Nov./Dez. 2000.
-

- [KR04] KURIHARA, KAZUMI und M. AZIZUR RAHMAN: *High-efficiency Line-start Interior Permanent-magnet Synchronous Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 789–796, Mai/Juni 2004.
- [Lai52] LAIBLE, TH.: *Die Theorie der Synchronmaschine im nichtstationären Betrieb*. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer, 1952.
- [LK68] LIPO, THOMAS. A. und PAUL. C. KRAUSE: *Stability Analysis for Variable Frequency Operation of Synchronous Machines*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Seiten 227–234, Jan. 1968.
- [Mor71] MORITZ, WOLF DIETER: *Einflüsse der Eisensättigung auf das Verhalten der Synchronmaschine in nichtstationären Betriebsfällen*. Dissertation, 1971. Technische Hochschule Aachen, Fakultät f. Elektrotechnik.
- [MP05] MÜLLER, GERMAR und BERND PONICK: *Grundlagen elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH Verlag, Weinheim, 9. Auflage, 2005.
- [MREM08] MELFI, MICHAEL J., S.DAVID ROGERS, STEVE EVON und BILL MARTIN: *Permanent-Magnet Motors for Energy Savings in Industrial Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 1360–1366, Sept./Okt. 2008.
- [MSS+08] MARCIC, TINE, BOJAN STUMBERGER, GORADZ STUMBERGER, MIRALEM HADZISELIMOVIC, PETER VIRTIC und DRAGO DOLINAR: *Line-Starting Three- and Single-Phase Interior Permanent Magnet Synchronous Motors – Direct Comparison to Induction Motors*. IEEE Transactions on Magnetics, Seiten 4413–4416, Nov. 2008.
- [MVP08] MÜLLER, GERMAR, KARL VOGT und BERND PONICK: *Berechnung elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH Verlag, Weinheim, 6. Auflage, 2008.
- [Par29] PARK, R. H.: *Two-Reaction Theory of Synchronous Machine Generalized Methods of Analysis-Part I*. AIEE Transactions, Nr. 48: S. 716 – 730, 1929.
- [Pat10] *Patent DE10 2008 057 701: Verfahren zum Hochlauf einer permanenterregten Drehstromsynchronmaschine mit Drehstromsteller*. Anmelder: Siemens AG, Anmeldedatum: 17.11.2008, Publikation: 20.05.2010. Erfinder: Marcel Benecke und Diethard Runggaldier.
- [Pat11] *Patent DE 10 2010 008 814: Verfahren zum gezielten Erzeugen von positivem Drehmoment zum Hochlauf einer permanenterregten Drehstromsynchronmaschine mit Drehstromsteller*. Anmelder: Siemens AG, Anmeldedatum: 22.02.2010, Publikation: 25.08.2011. Erfinder: Marcel Benecke.
- [Pfa91] PFAFF, GERHARD: *Regelung elektrischer Antriebe*, Band 1. Oldenbourg Verlag, München, 4. Auflage, 1991.

-
- [Pon11] PONICK, BERND: *Genormte Energieeffizienz - Aktuelle Weiterentwicklung der internationalen Normung zu Wirkungsgradklassen von Elektroantrieben*. In: *Internationaler ETG-Kongress 2011, Würzburg*. VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach, 2011.
- [PSS09] PERALTA-SANCHEZ, EDGAR und A.C. SMITH: *Line-Start Permanent-Magnet Machines Using a Canned Rotor*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seiten 903–910, Mai/Juni 2009.
- [QD99] QUANG, NGUYEN PHUNG und JÖRG-ANDREAS DITTRICH: *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelungen*. expert-Verlag, 2. Auflage, 1999.
- [Rie06] RIEFENSTAHL, ULRICH: *Elektrische Antriebssysteme*. Teubner Verlag, 2. Auflage, 2006.
- [RL91] RUDOLF LAPPE, HARRY CONRAD und MANFRED KRONBERG: *Leistungselektronik*. Verlag Technik, Berlin, 2. Auflage, 1991.
- [Sch01] SCHROEDER, DIERK: *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 2. Auflage, 2001.
- [Sch07] SCHROEDER, DIERK: *Elektrische Antriebe – Grundlagen*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 2007.
- [Sie05] SIEMENS AG: *Projektierungshandbuch Ausgabe 10/2005 Synchronmotoren FT6*, 2004-2005.
- [Unb02] UNBEHAUEN, R.: *Systemtheorie 1: Allgemeine Grundlagen, Signale und lineare Systeme im Zeit- und Frequenzbereich*, Band 1. Oldenbourg, 8. Auflage, 2002.
- [Vas90] VASKE, PAUL: *Berechnung von Drehstromschaltungen*. Teubner-Studienskripte, Stuttgart, 2. Auflage Auflage, 1990.
- [Wes83] WESCHTA, ALOIS: *Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-Servomotoren*. Dissertation, 1983. Universität Erlangen-Nürnberg.
- [Wes84] WESCHTA, ALOIS: *Stabilitätsverhalten der frequenzgesteuerten Synchronmaschine mit Dauermagneterregung*. etz-Archiv, Bd. 6: S. 227–229, Jan. 1984.

Weitere Quellen

- [Aix05] AIXCONTROL GMBH: *AixControl XC 2000 Power Control System Family - Dokumentation*, 2005.
- [Ben08] BENECKE, MARCEL: *Leistungselektronische Softstarter für Drehstrommaschinen*. Diplomarbeit, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Leistungselektronik, Nov. 2008.
- [Eck11] ECKARDT, THOMAS: *Aufbau einer universellen Schnittstellen- und Steuereinheit für ein DSP-System*. Forschungsprojekt, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Leistungselektronik, 2011.
- [Iho11] IHONIN, PAVLO: *Erweiterung eines Anlaufgerätes für permanenterregte Synchronmaschinen und Untersuchung der erzeugten Oberschwingungsspektren*. Bachelorarbeit, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Leistungselektronik, 2011.
- [Kop11] KOPP, OLIVER: *Aufbau eines Systems zur Erfassung und Verarbeitung mechanischer Messgrößen an einem Antriebsversuchsstand in Verbindung mit einem leistungselektronischen Anlaufgerät*. Studienarbeit, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Leistungselektronik, 2011.
- [Mid11] MIDDELSTÄDT, LARS: *Implementierung von Steuerungsalgorithmen für ein DSP-System zum Betrieb einer permanenterregten Synchronmaschine mittels Drehstromsteller*. Bachelorarbeit, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Leistungselektronik, 2011.
- [Run03] RUNGGALDIER, DIETHARD: *Firmware Documentation: 3RW44*. Siemens AG, Erlangen, 2003.
- [sie] *Gerätehandbuch Sanftstarter 3RW44*.

Anhang

Anhang A.

Anhang

Tabelle A.1.: Übersicht über verwendete Synchronmotoren und genutzte Maschinenparameter [Sie05], Hinweis zur Nenndrehzahl $n_{N,50\text{Hz}}$ siehe Abschnitt 4.1.1

Maschine Nr.		1	2	3	4
Bezeichnung		FT6084	FT6105	1FU8113	PMLS Sam
mit Käfigläufer				×	×
P_N	[kW]	4,6	11,7	2,8	1,5
n_N	[U · min ⁻¹]	3000	2000	1500	1500
$n_{N,50\text{Hz}}$	[U · min ⁻¹]	750	750	1500	1500
p		4	4	2	2
M_N	[Nm]	14,7	56	18	9,5
I_N	[A]	11	28	4	
R_S	[Ω]	0,41	0,19	4,95	3,45
L_h	[mH]	4,8	4,1	73/ 197-248	68,6
$L_{1\sigma}$	[mH]	-	-	14,36	8,56
$L_{2\sigma}$	[mH]	-	-	6,29	9,6
Ψ_R	[Vs]	0,189	0,271	0,563	0,92
U_p	[V]			249	230,6
k_E	[V / 1000min ⁻¹]	97	139		
$\tau_{el.}$	[ms]	11,7	22		
R_R	[Ω]	-	-	3,14	3,7
J_{SM}	[10 ⁻⁴ kgm ²]	48	168	105	35
J_{Last}	[10 ⁻⁴ kgm ²]	0	290	99	99

Tabelle A.2.: Kenndaten des verwendeten DSP-Systems [Aix05]

Komponente	Bezeichnung	Beschreibung
DSP	ADSP-21161NCCA	100 MHz Floating Point
FPGA	XC2S300E-6FG4561	300 k Gatter
AD-Wandlerkarte	XCI2000	8 Kanäle
AD-Wandler	AD7894AR-10	14 bit, 140 kSample/s
I/O- Modul	XCI2020	4xDA, 8xDIN, 4xDOUT

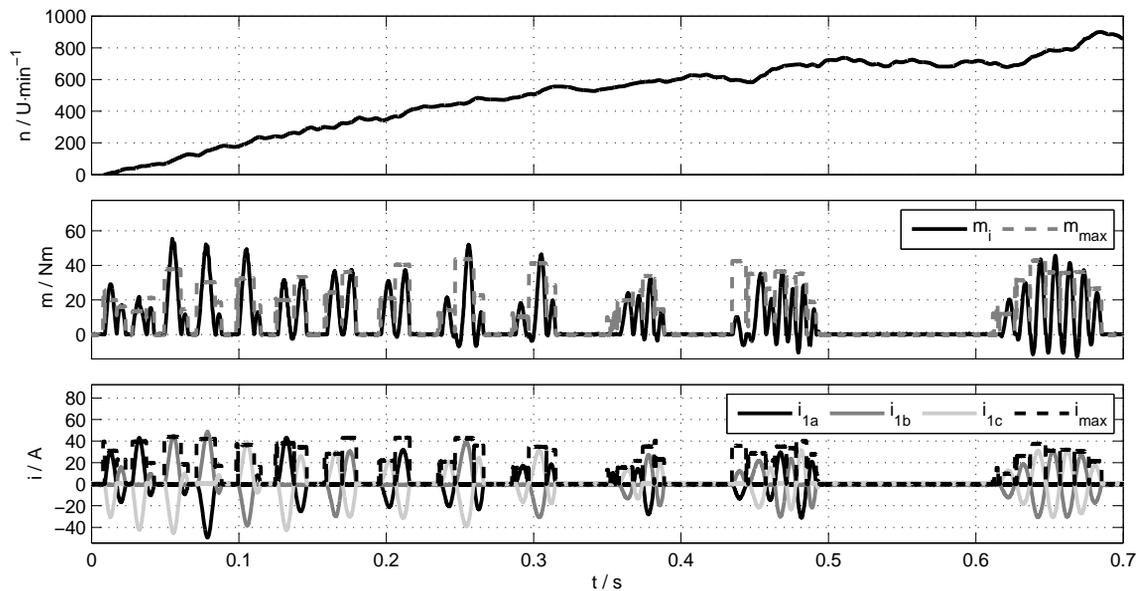


Abbildung A.1.: Messung von zweiphasigen Einzelzündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), Maschine 1, ohne Belastung, [Mid11]

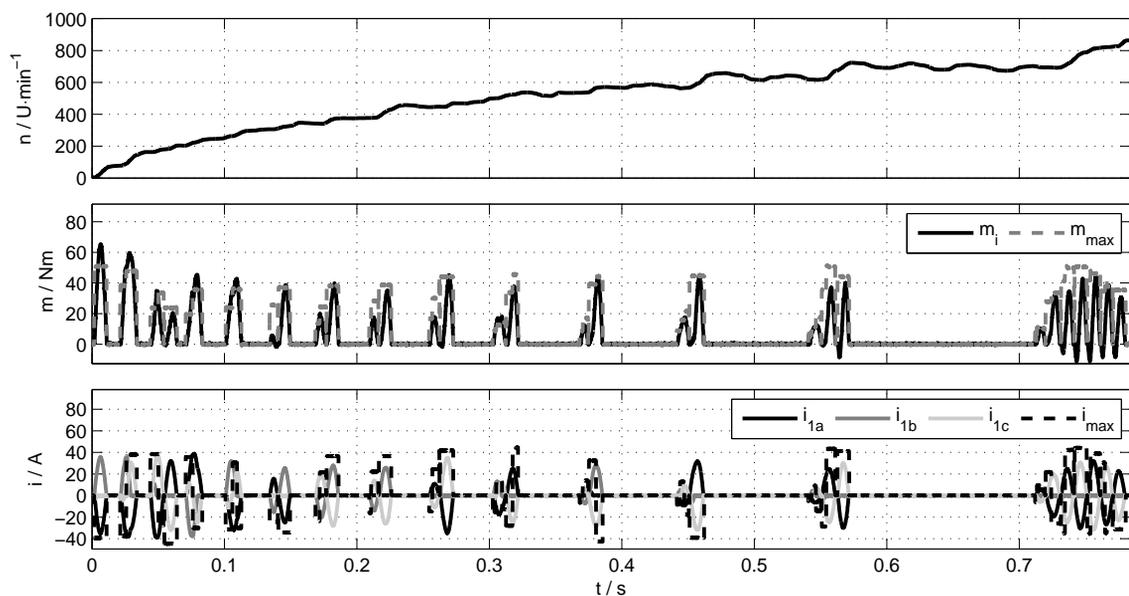


Abbildung A.2.: Messung von dreiphasigen Einzelzündungen sowie Folgezündungen mit prädiktiver Zündsteuerung im DSP-System (Programmversion 2), Maschine 1, ohne Belastung, [Mid11]

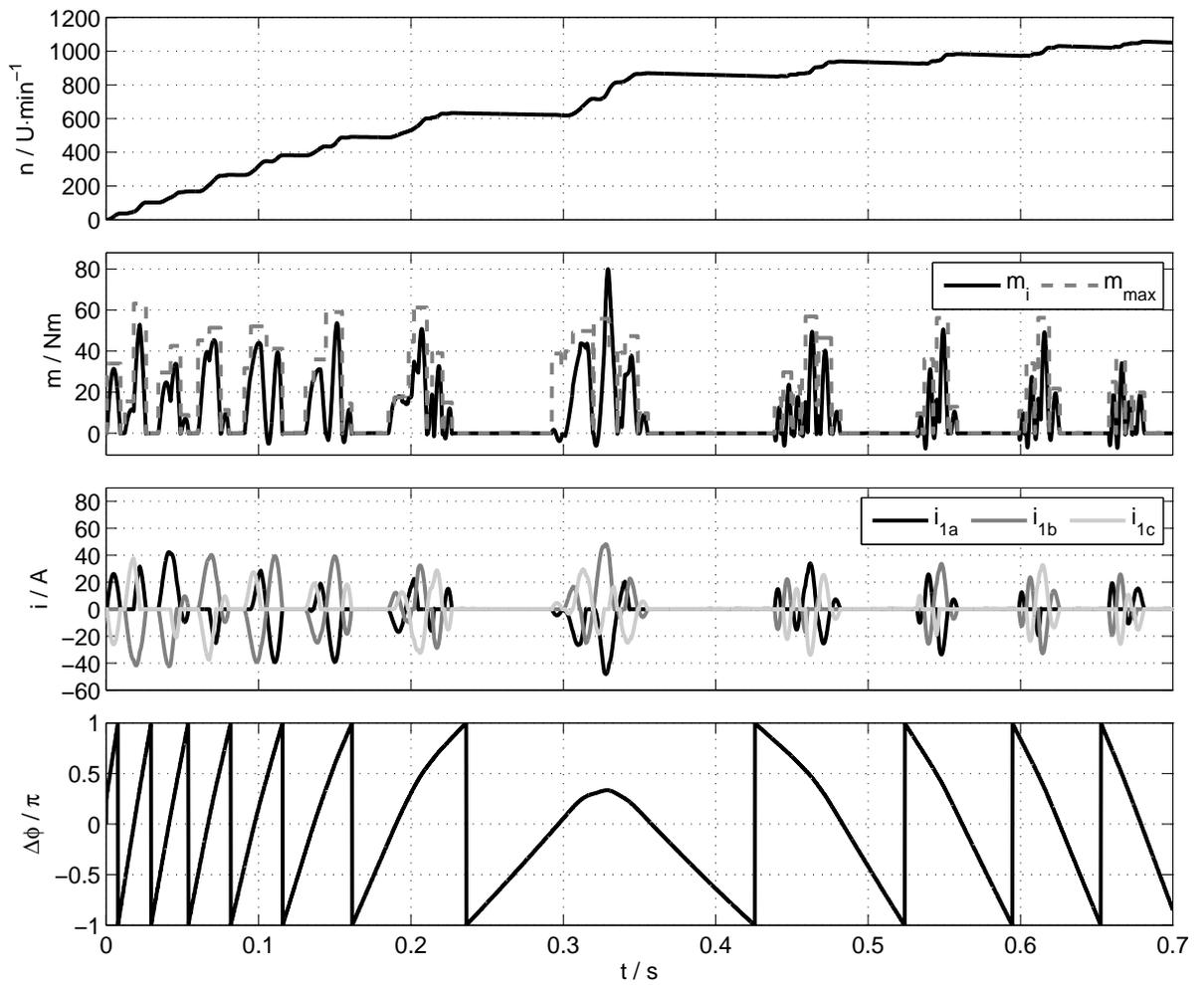


Abbildung A.3.: Simulation eines Hochlaufs der Maschine 2 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers, ohne Belastung

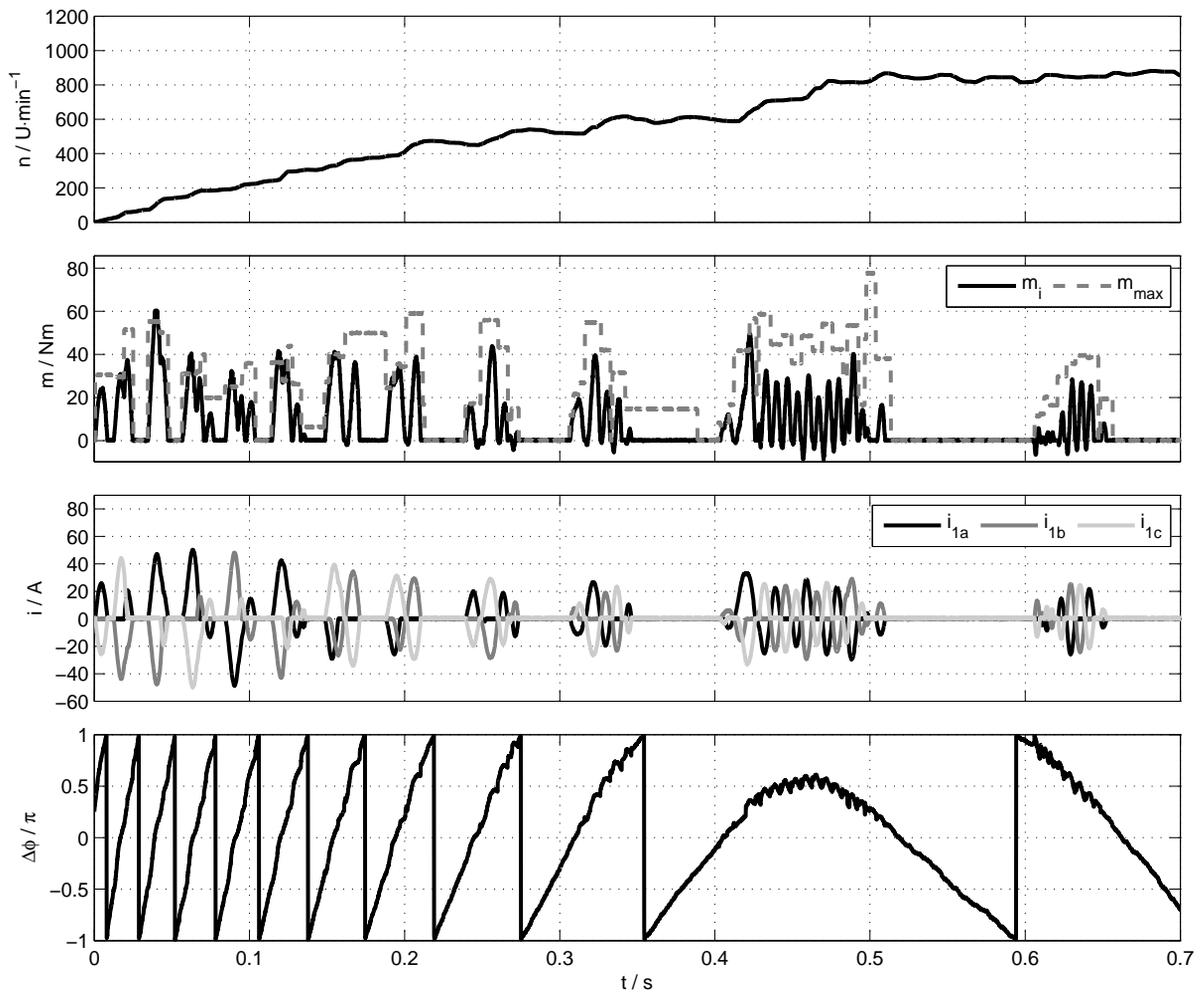


Abbildung A.4.: Messung eines Hochlaufs der Maschine 2 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers, ohne Belastung

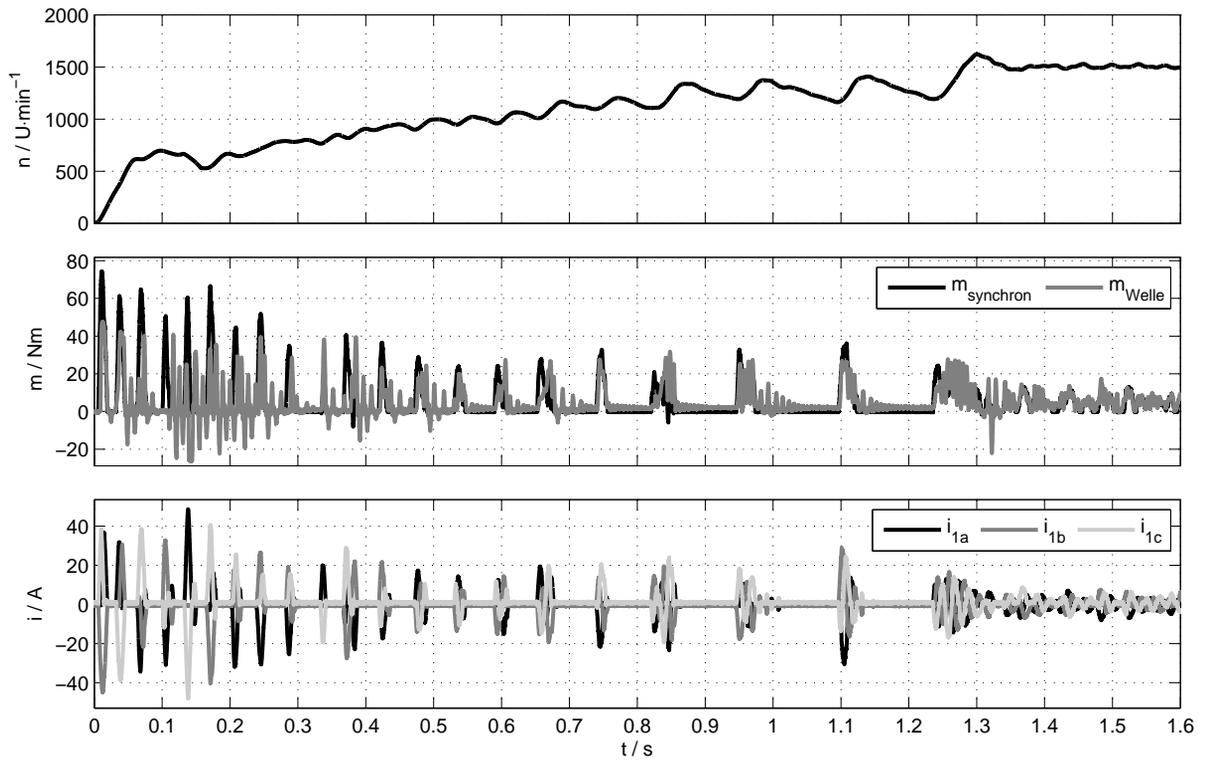


Abbildung A.5.: Messung eines Hochlaufs der Maschine 3 mit prädiktiver Zündsteuerung des Stellers mit linearer Last und 5 Nm Nennmoment

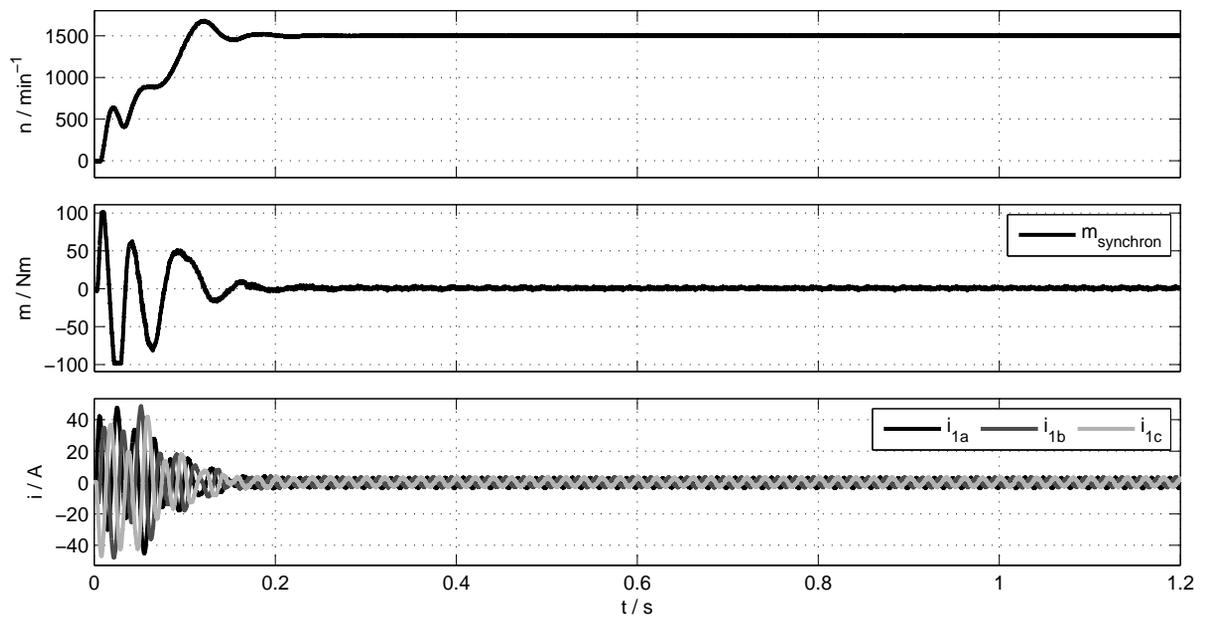


Abbildung A.6.: Messung eines Direkthochlaufs der Maschine 4 ohne Last

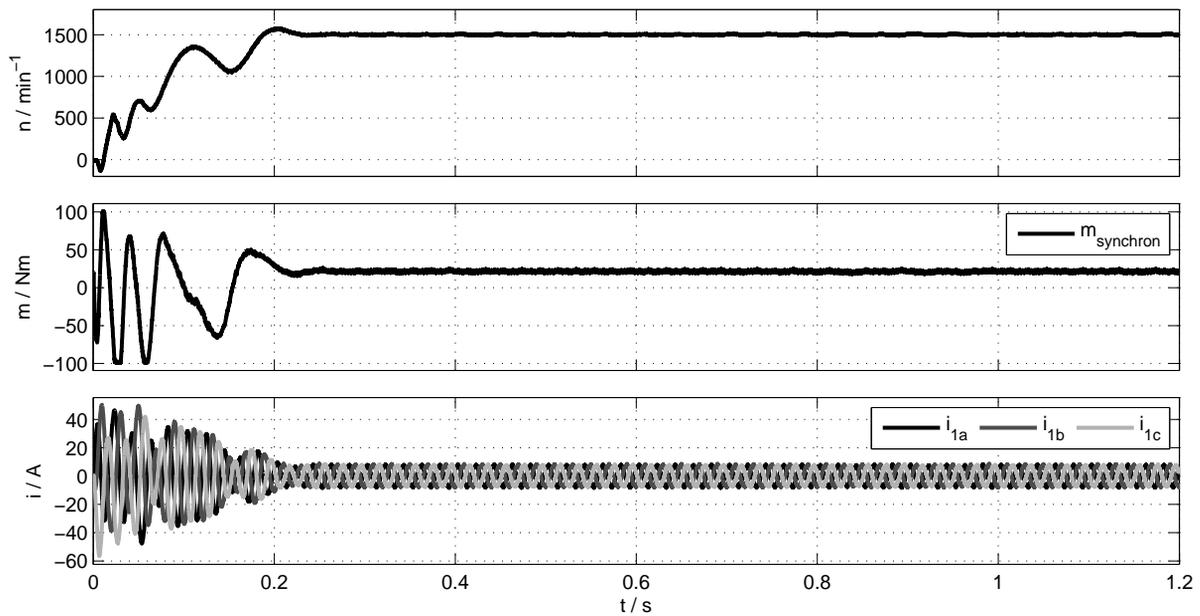


Abbildung A.7.: Messung eines Direkthochlaufs der Maschine 4 mit quadratischer Last und 20 Nm Nennmoment

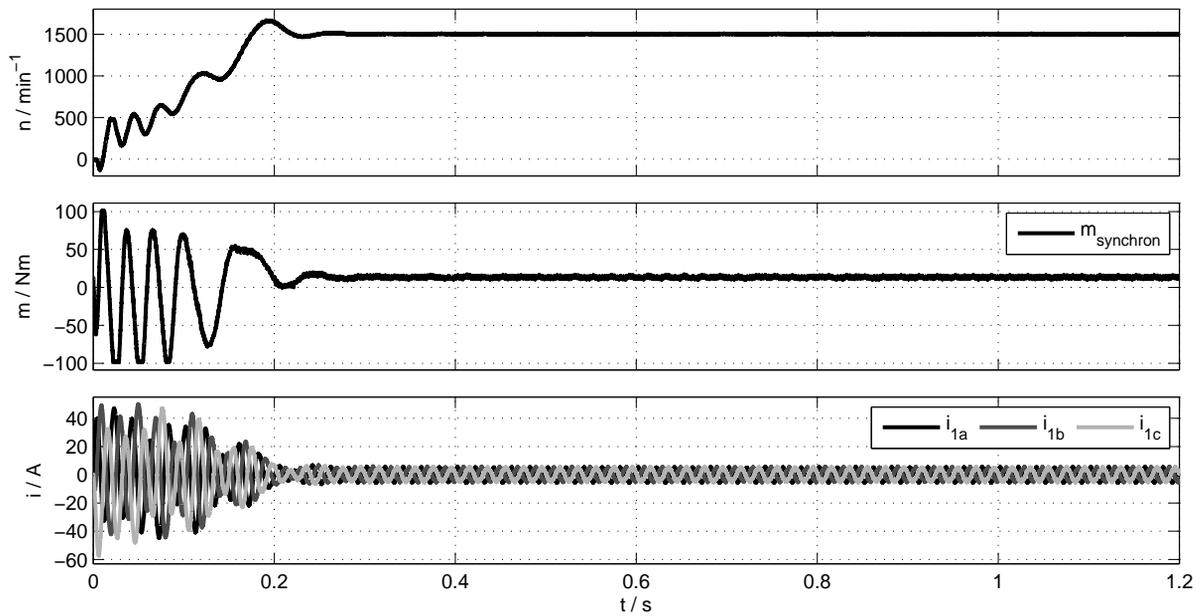


Abbildung A.8.: Messung eines Direkthochlaufs der Maschine 4 mit konstanter Last und 12 Nm Nennmoment

Schriftliche Erklärung

Ich erkläre hiermit, daß ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht.

Insbesondere habe ich nicht die Hilfe einer kommerziellen Promotionsberatung in Anspruch genommen. Dritte haben von mir weder unmittelbar noch mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form als Dissertation eingereicht und ist als Ganzes auch noch nicht veröffentlicht.

Magdeburg, 26.03.2012

Marcel Benecke

