



Klemens Kranawetter

Energieoptimale Positionsregelung einer Asynchronmaschine

Masterarbeit

Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik

Technische Universität Graz

Betreuer: Priv.-Doz. Dipl.-Ing. Dr.techn. Robert Bauer

In Zusammenarbeit mit



Graz, Mai 2014

Eidesstattliche Erklärung¹

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

Graz, am _____

Datum

Unterschrift

Statutory Declaration

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Graz, _____

Date

Signature

¹Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008; Genehmigung des Senates am 1.12.2008

Danksagung

Diese Masterarbeit entstand am Institut für Regelungstechnik an der Technischen Universität Graz unter der Leitung von Herrn Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Martin Horn in Kooperation mit der Firma Kristl, Seibt & Co. GmbH.

Ein besonderer Dank gebührt meinem Betreuer Herrn Priv.-Doz. Dipl.-Ing. Dr. techn. Robert Bauer, der mich während der gesamten Arbeit mit Rat und Tat unterstützte. Durch seine geduldige und wohlwollende Art schaffte er es immer wieder, mich für das Thema meiner Arbeit zu begeistern. Auch meine Bürokollegen, dank derer mir die Zeit als Diplomand stets in freudiger Erinnerung bleiben wird, sollen nicht unerwähnt bleiben. Dipl.-Ing. Martin Forstinger, Dipl.-Ing. Markus Freistätter, Dipl.-Ing. Martin Wipfler und Dipl.-Ing. Dr. techn. Thomas Haidinger gebührt mein Dank für all die netten Gespräche im Laufe der letzten Monate.

Der größte Dank gilt allerdings meiner Schwester Katharina und meinen Eltern Judith und Reinhard. Sie haben mich immer in allem unterstützt, sind bei allen Höhen und Tiefen während des Studiums zu mir gestanden und haben mir in schweren Zeiten aufmunternde Worte gespendet. Ich bin mir nicht sicher, ob ich ohne diesen Rückhalt die Hürden meines Studiums genauso gemeistert hätte.

Zusammenfassung

Der Gegenstand dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Positionsregelkreises für eine Asynchronmaschine. Vom resultierenden Gesamtsystem wird allerdings nicht nur ein gutes dynamisches und stationäres Verhalten gefordert, sondern es wird auch der Anspruch gestellt, die Menge der eingesetzten elektromagnetischen Energie so klein wie möglich zu halten. Die Motivation für diese Erweiterung der Problemstellung liegt vor allem in dem Wunsch, die auftretende Erwärmung im Laufe des Betriebs weitestmöglich zu reduzieren.

Zu diesem Zweck werden zunächst mehrere Regelungsmethoden (*Strukturvariable Regelung*, *Zeitoptimale Regelung*, *Modellprädiktive Regelung*, *Passivitätsbasierte Regelung*) auf die gegebene Problemstellung angepasst.

In einem nächsten Schritt werden die resultierenden Strukturen so modifiziert, dass das Problem der Energiereduktion im Rahmen der verwendeten Methode bestmöglich gelöst ist. Anhand von zahlreichen Versuchen am realen Aufbau wird ein Vergleich zwischen den verschiedenen Lösungen gezogen.

Die erhaltenen Resultate zeigen, dass die eingesetzte Energiemenge und die damit verbundene Erwärmung der Maschinenkomponenten signifikant reduziert werden können. Dass es nach wie vor gelingt, die strengen dynamischen und stationären Anforderungen zu erfüllen, zeigt, dass sich die Begriffe „hochwertige Dynamik“ und „sparsamer Betrieb“ im Rahmen dieser Problemstellung keineswegs gegenseitig ausschließen.

Abstract

This thesis deals with the development of a position control network for an induction motor drive. The basic problem to solve is the precise fulfillment of dynamic and stationary specifications. This is extended by the requirement for minimal energy consumption. The motivation is the reduction of heat losses.

Several control strategies are adapted to the induction machine position control problem: *Variable Structure Control*, *Passivity Based Control*, *Model Predictive Control*, *Minimum Time Control*.

In a next step the control structures are modified so that the electromagnetic energy spent throughout the control process is minimized with respect to constraints arising within the frame of the specific structure.

Finally, the resulting controllers are implemented and tested under real conditions on a test bench.

The obtained results show that the amount of applied energy can be reduced significantly. The terms „fast dynamics“ and „little energy consumption“ appear to be less contradicting than initially expected.

Inhaltsverzeichnis

1. Einführung	1
1.1. Motivation	2
1.2. Ziele der Arbeit	3
1.3. Aufbau der Arbeit	4
2. Vorbetrachtungen	5
2.1. Raumzeigerdarstellung	6
2.1.1. Einführung der Raumzeiger	6
2.1.2. Koordinatensysteme	8
2.1.3. Grundwellenmodell	10
2.2. Regelung der elektrischen Größen und des Drehmoments	13
2.2.1. Stromregler	13
2.2.2. Flussregler	16
2.2.3. Drehmomentregler	17
2.2.4. Beobachter	17
2.2.5. Struktur des Gesamtsystems	18
2.3. Positionsregelstrecke	20
3. Regelungskonzepte	21
3.1. P-PI-Kaskade	22
3.1.1. Drehzahlregler	22
3.1.2. Streckenwindup	23
3.1.3. Positionsregler	25
3.2. Strukturvariable Regelung	26
3.2.1. Strukturvariable Regelung mit Ljapunov-Funktion	27
3.2.2. Trajektorienformung durch einen schaltenden Regler	30
3.3. Zeitoptimale Regelung	33
3.4. Modellprädiktive Regelung	34
3.4.1. Grundprinzip	34
3.4.2. Geschlossene modellprädiktive Regelung	36
3.4.3. Geschlossene MPR für die Positionsregelung der Asynchronmaschine	37
3.4.4. Begrenzungen	39
3.4.5. Störgrößenbeobachter	41

Inhaltsverzeichnis

3.5. Passivitätsbasierte Regelung	44
4. Praktische Erprobung der Regler	51
4.1. Prüfstand	51
4.2. Versuche	53
4.3. Sprung	55
4.3.1. P-Regler: $P_\varphi = 100$	55
4.3.2. P-Regler nach Bauer	56
4.3.3. Strukturvariable Regelung: Barambones	57
4.3.4. Strukturvariable Regelung: Betin	58
4.3.5. Zeitoptimale Regelung	59
4.3.6. Modellprädiktive Regelung	60
4.3.7. Passivitätsbasierte Regelung	61
4.4. Schwingung	62
4.4.1. P-PI-Kaskade: $P_\varphi = 100$	62
4.4.2. P-Regler nach Bauer	63
4.4.3. Strukturvariable Regelung: Barambones	64
4.4.4. Strukturvariable Regelung: Betin	65
4.4.5. Zeitoptimale Regelung	66
4.4.6. Modellprädiktive Regelung	67
4.4.7. Passivitätsbasierte Regelung	68
4.5. Diskussion	69
4.5.1. Sprung	69
4.5.2. Schwingung	71
4.5.3. Drehzahlschwingung	72
5. Energieoptimale Regelung	75
5.1. Grundgedanken	75
5.1.1. Stromabschaltung	76
5.1.2. Optimalität	76
5.1.3. Selbstsperrmechanismus	77
5.1.4. Schwierigkeiten	77
5.2. Exakte Formulierung	78
5.3. Probleme bei der Anwendung	80
5.3.1. Verwendung von Relais	80
5.3.2. Schaltsignal	81
5.3.3. Messrauschen	82
6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte	85
6.1. P-Regler: $P_\varphi = 100$	87
6.2. P-Regler nach Bauer	88
6.3. Strukturvariable Regelung: Barambones	89

Inhaltsverzeichnis

6.4. Strukturvariable Regelung: Betin	90
6.5. Zeitoptimale Regelung	91
6.6. Modellprädiktive Regelung	92
6.7. Passivitätsbasierte Regelung	93
6.8. Diskussion	94
7. Zusammenfassung	97
7.1. Fazit	97
7.2. Ausblick	98
A. Raumzeiger für den Statorstrombelag	99
B. Energieminimierung bei MPR	101
Literatur	103

Abbildungsverzeichnis

1.1. Foto der Maschine	2
1.2. Grundprinzip einer Reglerkaskade	2
1.3. Mögliche Sprungantworten beim Einsatz eines reinen P-Reglers.	3
2.1. Grundprinzip der Raumzeigerdarstellung	6
2.2. Unterschiedliche Koordinatensysteme	8
2.3. Blockschaltbild PT-1 Glied	15
2.4. Anti-Windup Maßnahme bei einem PI-Regler	16
2.5. Gesamtsystem aus Reglern und Strecke bei feldorientierter Regelung	19
3.1. Kaskade aus P- und PI-Regler	22
3.2. Streckenwindup	24
3.3. SVR: Änderung der Gewichtung	29
3.4. SVR: sat-Funktion	29
3.5. SVR: Formung der Trajektorien des Fehlervektors	31
3.6. SVR: Unterteilung des Zustandsraums	32
3.7. MPR: Prädiktionshorizont	35
3.8. MPR: Grundschritte	35
3.9. MPR: Mögliche Verläufe	36
3.10. MPR: Begrenzungen	40
3.11. MPR: Störgrößenbeobachter realisierbar	43
3.12. MPR: Störgrößenbeobachter nicht realisierbar	44
3.13. PBR: Struktur des Reglers	49
4.1. Prüfstand	52
4.2. Bei den Versuchen eingesetzte Sollverläufe	53
4.3. Sprungversuch - P100: Ergebnisse	55
4.4. Sprungversuch - P100: I_{eff}, t_R, t_S	55
4.5. Sprungversuch - P-Regler nach Bauer: Ergebnisse	56
4.6. Sprungversuch - P-Regler nach Bauer: I_{eff}, t_R, t_S	56
4.7. Sprungversuch - SVR nach Barmbones: Ergebnisse	57
4.8. Sprungversuch - SVR nach Barambones: I_{eff}, t_R, t_S	57
4.9. Sprungversuch - SVR nach Betin: Ergebnisse	58
4.10. Sprungversuch - SVR nach Betin: I_{eff}, t_R, t_S	58

Abbildungsverzeichnis

4.11. Sprungversuch - Zeitoptimale Regelung: Ergebnisse	59
4.12. Sprungversuch - Zeitoptimale Regelung: I_{eff}, t_R, t_S	59
4.13. Sprungversuch - MPR: Ergebnisse	60
4.14. Sprungversuch - MPR: I_{eff}, t_R, t_S	60
4.15. Sprungversuch - PBR: Ergebnisse	61
4.16. Sprungversuch - PBR: I_{eff}, t_R, t_S	61
4.17. Schwingungsversuch - MPR: Ergebnisse	62
4.18. Schwingungsversuch - MPR: $I_{eff}, \mathcal{F}, \Delta arg$	62
4.19. Schwingungsversuch - P-Regler nach Bauer: Ergebnisse	63
4.20. Schwingungsversuch - P-Regler nach Bauer: $I_{eff}, \mathcal{F}, \Delta arg$	63
4.21. Schwingungsversuch - SVR nach Barambones: Ergebnisse	64
4.22. Schwingungsversuch - SVR nach Barambones: $I_{eff}, \mathcal{F}, \Delta arg$	64
4.23. Schwingungsversuch - SVR nach Betin: Ergebnisse	65
4.24. Schwingungsversuch - SVR nach Betin: $I_{eff}, \mathcal{F}, \Delta arg$	65
4.25. Schwingungsversuch - Zeitoptimale Regelung: Ergebnisse	66
4.26. Schwingungsversuch - Zeitoptimale Regelung: $I_{eff}, \mathcal{F}, \Delta arg$	66
4.27. Schwingungsversuch - MPR: Ergebnisse	67
4.28. Schwingungsversuch - MPR: $I_{eff}, \mathcal{F}, \Delta arg$	67
4.29. Schwingungsversuch - PBR: Ergebnisse	68
4.30. Schwingungsversuch - PBR: $I_{eff}, \mathcal{F}, \Delta arg$	68
4.31. Praktische Erprobung I: Kenngrößen Sprungversuch	70
4.32. Praktische Erprobung I: Kenngrößen Schwingungsversuch	71
4.33. Überschwingen ω	73
4.34. Sprungantwort i_{Sq}	73
5.1. Abschaltbedingungen	78
5.2. Abschaltmechanismus Blockschaltbild	80
5.3. Relais im Abschaltmechanismus.	81
5.4. Form des Schaltsignals.	82
5.5. Winkelgeschwindigkeit verwechselt und gefiltert.	83
6.1. Sollverlauf Erprobung Abschaltmechanismus	85
6.2. Foto der Rückstellfeder	86
6.3. Erprobung Abschaltmechanismus - P-Regler	87
6.4. Erprobung Abschaltmechanismus - P-Regler: I_{eff}, t_{akt}, t_R	87
6.5. Erprobung Abschaltmechanismus - P-Regler nach Bauer	88
6.6. Erprobung Abschaltmechanismus - P-Regler nach Bauer: I_{eff}, t_{akt}, t_R	88
6.7. Erprobung Abschaltmechanismus - SVR-Regler nach Barambones	89
6.8. Erprobung Abschaltmechanismus - SVR nach Barambones: I_{eff}, t_{akt}, t_R	89
6.9. Erprobung Abschaltmechanismus - SVR-Regler nach Betin	90
6.10. Erprobung Abschaltmechanismus - SVR nach Betin: I_{eff}, t_{akt}, t_R	90
6.11. Erprobung Abschaltmechanismus - Zeitoptimale Regelung	91

Abbildungsverzeichnis

6.12. Erprobung Abschaltmechanismus - Zeitoptimale Regelung: I_{eff}, t_{akt}, t_R	91
6.13. Erprobung Abschaltmechanismus - MPR	92
6.14. Erprobung Abschaltmechanismus - MPR: I_{eff}, t_{akt}, t_R	92
6.15. Erprobung Abschaltmechanismus - PBR-Regler	93
6.16. Erprobung Abschaltmechanismus - PBR: I_{eff}, t_{akt}, t_R	93
6.17. Erprobung Abschaltmechanismus: Vergleich der Kenngrößen	94

1. Einführung

Seit ihrer Erfindung vor beinahe 130 Jahren hat die Drehstrom-Asynchronmaschine eine bemerkenswerte Entwicklung durchlaufen. Bereits kurze Zeit nachdem Michail Doliwo-Dobrowolski, basierend auf Arbeiten von Galileo Ferraris und Nicola Tesla, den ersten dreisträngigen Asynchronmotor mit Käfigläufer konstruierte hatte, wurde dieser damals gänzlich neuartige Maschinentyp in vielen Anwendungen eingesetzt [1]. Zur damaligen Zeit wurden vor allem der robuste Aufbau und der Umstand, dass die auf dem Induktionsprinzip beruhende Maschine im Vergleich zur damals weit verbreiteten Gleichstrommaschine keine Kohlebürsten und keinen Kommutator benötigt, als signifikante Vorteile wahrgenommen [2]. Auch im 21. Jahrhundert können diese Eigenschaften als entscheidende Charakteristika der Asynchronmaschine bezeichnet werden. Letztlich ist dennoch die nun gegebene „Verfügbarkeit preiswerter Leistungselektronik“ zu nennen, die den Einsatz der Asynchronmaschine in den unterschiedlichsten Bereichen stark vorangetrieben hat. Gegen Ende des letzten Jahrhunderts waren bereits über 80 Prozent aller elektrischen Maschinen Asynchronmaschinen, und über 95 Prozent aller Asynchronmaschinen besaßen einen Käfigläufer [3].

Obwohl Drehstrom-Asynchronmaschinen bereits seit langem etabliert sind und auch die Kombination mit leistungselektronischen Bauteilen kein Novum mehr darstellt, gibt es im Jahr 2014 vielfältige Forschungsfragen, die Systeme aus Leistungselektronik und Drehstromantrieben zum Gegenstand haben. Vor allem das Gebiet der Regelungstechnik ist hierbei hervorzuheben. Aufgabenstellungen wie Drehzahl- oder Positionsregelung von Asynchronmaschinen verlangen im Allgemeinen ein komplexes Gefüge aus Reglern und Zusatzsystemen, das nach wie vor durch in vielerlei Hinsicht interessante Ideen erweitert und verbessert wird (siehe z.B. [4]).

Diese Masterarbeit beschäftigt sich mit der Positionsregelung einer Asynchronmaschine. Die Aufgabe verlangt die Positionierung einer Gewindespindel, die die rotatorische Bewegung der Maschinenwelle, die als Hohlwelle ausgeführt ist, über einen in der Welle verbauten Gewindetrieb aufnimmt und in eine Linearbewegung umwandelt. In Abbildung 1.1 ist das von der Firma Kristl, Seibt & Co. GmbH für diese Arbeit zur Verfügung gestellte Antriebssystem dargestellt. Es sollen bei der Lösung dieser Aufgabe zwei Ziele verfolgt werden. Zum einen soll die Regelungsaufgabe präzise und exakt gelöst werden, zum anderen soll das resultierende Gesamtsystem aus Reglern und Maschine einen möglichst energiesparenden Betrieb ermöglichen, um die unvermeidbar auftretende Erwärmung gering zu halten.

1. Einführung



Abbildung 1.1.: Asynchronmaschine „E-Steller Version 2“ der Firma Kristl, Seibt & Co. GmbH.

1.1. Motivation

Eine mögliche Lösung für das Positionsregelungsproblem ist eine Kaskadenstruktur bestehend aus P- und PI-Reglern im Rahmen der sogenannten *feldorientierten Regelung* (siehe Kapitel 2). Die Regler sind dabei in einer äußeren und einer inneren Schleife angeordnet, wie in Abbildung 1.2 zu sehen ist. Die Regler der äußeren Schleife nehmen vom Anwender gegebene Wünsche bezüglich Drehzahl, Position und magnetischen Fluss auf, und bilden diese auf Wünsche bezüglich der Maschinenströme ab. In der inneren Schleife werden diese Stromwünsche in Spannungsverläufe, die auf die Maschine aufgeschaltet werden, übersetzt. Dieser Ansatz ist aus mehreren Gründen der am öftesten eingesetzte. Zum einen werden nur vergleichsweise einfache Reglertypen verwendet, deren Struktur eine unkomplizierte Dimensionierung zulässt. Zum anderen lassen sich Begrenzungen bezüglich Spannung, Strom und Drehmoment sehr leicht berücksichtigen.

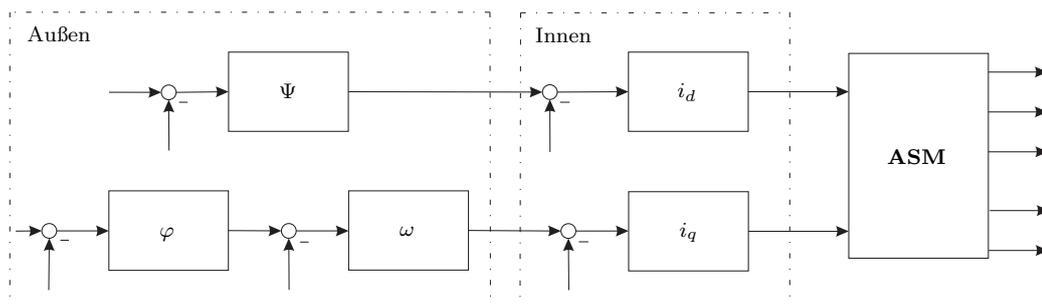


Abbildung 1.2.: Kaskadenstruktur im Rahmen der feldorientierten Regelung. Die Blöcke repräsentieren die Regler der jeweiligen Größen.

Es zeigt sich allerdings, dass der Einsatz eines reinen Proportionalreglers zur Positionsregelung gewisse Nachteile mit sich bringt. Unter anderem macht eine genauere

1.2. Ziele der Arbeit

Betrachtung der in Abbildung 1.3 dargestellten Sprungantworten deutlich, dass bei der Dimensionierung eines zur Positionsregelung eingesetzten P-Reglers Acht gegeben werden muss. Stellt man den Regler zu „moderat“ ein, geht die Position vergleichsweise langsam dem angestrebten Wert entgegen. Legt man den Regler zu „scharf“ aus, erreicht man den Sollwert zwar schneller, muss aber Überschwingen in Kauf nehmen. Auch um diesen Widerspruch aufzulösen, wurde versucht, mittels alternativer Regelungsmethoden an das Problem heranzutreten.

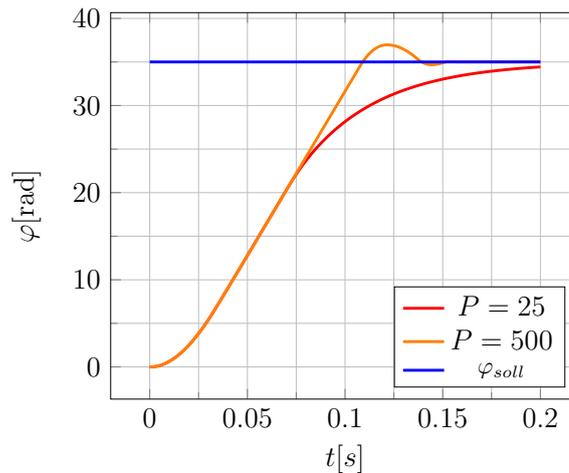


Abbildung 1.3.: Mögliche Sprungantworten beim Einsatz eines reinen P-Reglers.

Die Frage, wie die Regelungsaufgabe so energiesparend wie möglich gelöst werden kann, muss zusätzlich zum eigentlichen Reglerentwurf beantwortet werden. Es zeigt sich jedoch, dass diese beiden Aspekte sehr gut miteinander verknüpft werden können.

1.2. Ziele der Arbeit

Insgesamt lässt sich die Zielstellung dieser Arbeit folgendermaßen formulieren: Es soll das Verhalten des sich im Zuge der Positionsregelung einer Asynchronmaschine ergebenden Gesamtsystems optimiert werden. Unter diesem Dach lassen sich einige Teilziele formulieren, die an dieser Stelle zusammengefasst werden sollen:

- Verringerung der Anstiegszeit bei Sprüngen der Sollgröße
- Vermeidung von Überschwingen
- Verbesserung der Nachführung bei sinusförmigen Sollgrößenverläufen
- Minimierung der eingesetzten elektromagnetischen Energie

1. Einführung

1.3. Aufbau der Arbeit

Zu Beginn der vorliegenden Arbeit (Kapitel 2) werden die nötigen Vorbereitungen getroffen, um die in Abbildung 1.1 gezeigte Maschine als Positionsaktor einsetzen zu können. Das umfasst die Einführung von Raumzeigern zur mathematischen Beschreibung der Maschine und die Entwicklung von Reglern für die elektrischen Größen im Rahmen der feldorientierten Regelung.

Der zweite Abschnitt (Kapitel 3, 4) widmet sich dem Positionsreglerentwurf. Es werden fünf verschiedene Methoden¹ eingesetzt, um basierend auf dem ebenfalls zuvor abgeleiteten mechanischen Streckenmodell einen entsprechenden Regler zu entwerfen. Die resultierenden Regler wurden im Laufe der Arbeit umfangreichen Tests in der Simulation und am Prüfstand unterzogen. Eine Auswahl der erhaltenen Ergebnisse wird im Zuge der Diskussion der verschiedenen Methoden gezeigt.

Die Frage, wie die untersuchten Regelkonzepte möglichst energiesparend betrieben werden können, stellt das Thema des dritten und letzten Teils (Kapitel 5, 6, 7) dar. Auch hier wird eine Vielzahl von Messergebnissen gezeigt und diskutiert. Den Abschluss der Arbeit bildet eine Zusammenfassung der wesentlichen Erkenntnisse und ein Ausblick auf mögliche weitere Schritte.

¹P-PI-Kaskadenregelung, Strukturvariable Regelung, Zeitoptimale Regelung, Modellprädiktive Regelung und Passivitätsbasierte Regelung.

2. Vorbetrachtungen

In diesem Kapitel wird gezeigt, welche Vorbereitungen zu treffen sind, um den Einsatz einer Asynchronmaschine als Positionsaktor zu ermöglichen. Zuerst wird ein detailliertes Modell der Maschine hergeleitet. Dabei kommt die Methode der *Raumzeigerdarstellung* zum Einsatz. Der resultierende Satz von Gleichungen wird in der Literatur als *Grundwellenmodell der Asynchronmaschine* bezeichnet. Da zur Lösung des Positionsregelungsproblems neben dem Positionsregler auch Regler für die elektrischen Ströme, den magnetischen Fluss und das Drehmoment benötigt werden, wird im zweiten Abschnitt dieses Kapitels eine Möglichkeit diese zu dimensionieren präsentiert. In den nachfolgenden Kapiteln werden diese Regler als gegebene Bestandteile der Regelstrecke betrachtet. Die bei der Synthese eingesetzte Methode wird in der Literatur als *feldorientierte Regelung*¹ bezeichnet (siehe dazu u.a. [5]). Abschließend wird das dem Entwurf der Positionsregler zu Grunde gelegte Streckenmodell abgeleitet.

¹Im weiteren Verlauf der Arbeit wird häufig das von der englischen Bezeichnung *field oriented control* stammende Kürzel FOC verwendet.

2. Vorbetrachtungen

2.1. Raumzeigerdarstellung

2.1.1. Einführung der Raumzeiger

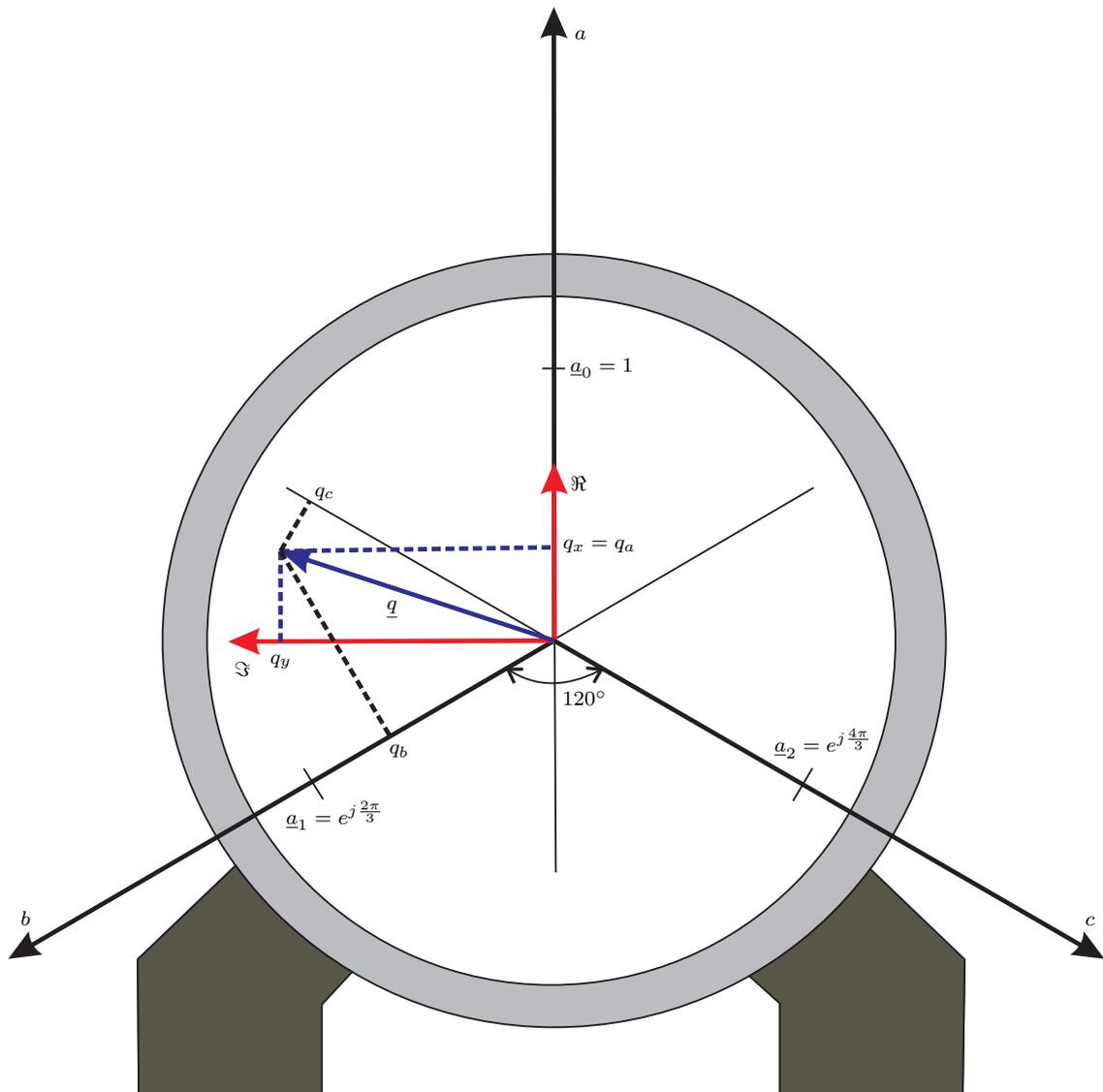


Abbildung 2.1.: Das Dreiphasensystem q_a, q_b, q_c wird durch einen Raumzeiger $\underline{q} = q_x + jq_y$ repräsentiert.

Raumzeiger stellen heute die gängige Praxis bei der Beschreibung von Dreiphasensystemen dar. Laut [6] ist der „Grundgedanke, die drei Größen q_a, q_b, q_c den Projektionen

2.1. Raumzeigerdarstellung

eines als komplexe Zahl in einer Ebene definierten sogenannten Raumzeigers auf drei in dieser Ebene gleichverteilt angeordnete Projektionsachsen $\underline{a}^0, \underline{a}^1, \underline{a}^2$ zuzuordnen.“ Gilt für den Raumzeiger $\underline{q} = q_x + jq_y$ und sind die drei darzustellenden Größen q_a, q_b, q_c drei um 120° voneinander getrennten Achsen $\underline{a}^0, \underline{a}^1, \underline{a}^2$ (siehe Abbildung 2.1) zugeordnet, kann unter Einhaltung der Nullsummenbedingung $q_a + q_b + q_c = 0$ folgender Zusammenhang angegeben werden:

$$\begin{pmatrix} q_x \\ q_y \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Entscheidend ist, dass anstelle der drei Größen q_a, q_b, q_c mit $\underline{q} = q_x + jq_y$ gearbeitet werden kann. Beide Darstellungen transportieren die vollständige Information über das ursprüngliche Dreiphasensystem. Das ermöglicht in vielen Bereichen eine einfachere und kompaktere Darstellung.

Da eine Asynchronmaschine ein Beispiel eines Dreiphasensystems ist, kann die Raumzeigerdarstellung dort hervorragend eingesetzt werden. Anhand der Strangströme des Stators sei exemplarisch gezeigt, wie für Größen der Asynchronmaschine ein Raumzeiger eingeführt werden kann. Der Faktor $\frac{2}{3}$ wird gewählt, um die Länge des resultierenden Zeigers gleich dem Spitzenwert der Ströme in den Strängen zu machen.

$$\begin{pmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \Rightarrow \underline{i}_S = i_{S\alpha} + ji_{S\beta} \quad (2.2)$$

Projiziert man \underline{i}_S auf $\underline{a}^0, \underline{a}^1$ und \underline{a}^2 , können die Strangströme zurückgewonnen werden. Sind $(i_a \ i_b \ i_c)$ zeitabhängige Größen, beginnt sich der Zeiger \underline{i}_S bezüglich der Projektionsachsen zu bewegen. Handelt es sich insbesondere um harmonische Größen, wie zum Beispiel

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{i} \cos(\omega_s t) \\ \hat{i} \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{i} \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

dann rotiert der Zeiger \underline{i}_S mit der Frequenz ω_s bezüglich $\underline{a}^0, \underline{a}^1, \underline{a}^2$.

In Anhang A wird gezeigt, wie anhand des Ständerstrombelags ein Raumzeiger definiert werden kann. Die dortige Herleitung erklärt auch, warum das in der Folge hergeleitete Modell als Grundwellenmodell bezeichnet wird. Knapp gesprochen ist der Grund dafür, dass nur die Grundwelle der Wicklungsverteilungen betrachtet wird.

2. Vorbetrachtungen

2.1.2. Koordinatensysteme

Beim soeben betrachteten Statorstromzeiger war die Verbindung zu den Strangströmen durch die Projektion des Zeigers auf die Wicklungsachsen gegeben. Führt man Raumzeiger für die Rotorgrößen ein, muss ebenfalls gewährleistet sein, dass die Projektion dieser Zeiger auf ein mit dem Rotor starr verbundenes Projektionsachsensystem die an den korrespondierenden Stellen im Rotor vorherrschenden Werte der zugeordneten Größen eindeutig festlegt. Bezüglich dieser Achsen kann im Fall harmonischer Größen die Rotation der Zeiger mit der Frequenz der Rotorgrößen ω_R beschrieben werden.

Bewegt sich der Rotor der Maschine selbst mit einer bestimmten Winkelgeschwindigkeit ω_{mech} , so ist unmittelbar klar, dass sich ein starr mit dem Rotor verbundenes Achsensystem gegenüber einem starr mit dem Stator verbundenen Achsensystem bewegt.

Gemäß (2.1) werden Raumzeiger mittels zweier Koordinatenachsen beschrieben, die starr mit den jeweiligen Projektionsachsen verbunden sind. Bewegen sich die Projektionsachsen von Rotor und Stator wie in Abbildung 2.2 relativ zueinander, dann bewegen sich auch die zugehörigen Koordinatenachsen relativ zueinander. Man spricht in diesem Zusammenhang vom *statorfesten*, kurz SKS, und vom *rotorfesten Koordinatensystem*, kurz RKS.

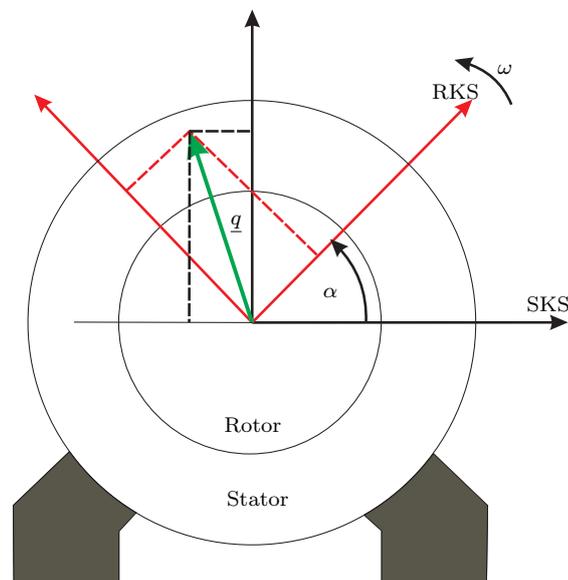


Abbildung 2.2.: Ein Raumzeiger $\underline{q} = q_x + jq_y$ kann in unterschiedlichen Koordinatensystemen, wie zum Beispiel dem SKS oder dem RKS, dargestellt werden.

Glücklicherweise ist es möglich, einen Zeiger in einem anderen als dem ursprünglichen,

2.1. Raumzeigerdarstellung

zu seiner Definition verwendeten, Koordinatensystem zu beschreiben. Wechselt man in ein anderes Koordinatensystem, muss die mathematische Beschreibung entsprechend angepasst werden, damit nach wie vor das gleiche Objekt beschrieben wird. Stehen zwei Koordinatensysteme im Winkel α zueinander, dann wird die Transformation eines Zeigers, der im vorgedrehten Koordinatensystem gegeben ist, in das zurückgedrehte beschrieben durch eine Multiplikation mit

$$e^{j\alpha} = \cos(\alpha) + j \sin(\alpha) \quad (2.4)$$

Bezüglich der Notation hat sich eingebürgert, das einer konkreten Beschreibung zu Grunde liegende Koordinatensystem mittels eines Superskripts zu bezeichnen. So bezeichnet \underline{i}_S^S den Statorstromraumzeiger, dargestellt im *SKS*, \underline{i}_S^R den gleichen Raumzeiger, dargestellt im *RKS*.

Die Relativgeschwindigkeit zwischen dem RKS und dem SKS ist gegeben durch die mit der Polpaarzahl p skalierte mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors

$$\omega = p\omega_{mech} \quad (2.5)$$

Der Winkel φ zwischen dem RKS und SKS ist demnach zu jedem Zeitpunkt durch $\varphi = p\varphi_{mech}$ gegeben. Entsprechend (2.4) gilt damit zum Beispiel für den Rotorstromzeiger

$$\underline{i}_R^S = e^{j\varphi} \underline{i}_R^R \quad (2.6)$$

Rotorflussfestes Koordinatensystem

Es ist möglich, beliebige neue Koordinatensysteme einzuführen. Die zugehörigen Achsen können ausgehend von einer frei wählbaren Anfangslage mit einer beliebigen Geschwindigkeit rotieren. Die einzige Voraussetzung, um ein derartiges Koordinatensystem zur Beschreibung von in anderen Koordinatensystemen definierten Raumzeigern verwenden zu können ist, dass die räumliche Relation zu den ursprünglichen Koordinatensystemen zu jedem Zeitpunkt bekannt ist.

Unter allen Möglichkeiten hat sich hier das sogenannte rotorflussfeste Koordinatensystem Ψ KS hervorgetan (siehe [7]). Es sieht vor, ein Koordinatensystem einzuführen, dessen reelle Achse mit dem Raumzeiger des magnetischen Rotorflusses $\underline{\Psi}_R$ zusammenfällt. Diese Wahl erzwingt, dass der Imaginärteil des transformierten Rotorflusses zu Null wird:

2. Vorbetrachtungen

$$\underline{\Psi}_R^\Psi = \Psi_{Rd} + j\Psi_{Rq} = \Psi_{Rd} + j0 \quad (2.7)$$

Die Achsen in diesem System werden mit d und q bezeichnet. Es bewegt sich gegenüber dem SKS mit der Geschwindigkeit des RKS ω zuzüglich der Schlupfwinkelgeschwindigkeit $\dot{\rho}$. Der Umstand, dass $\Psi_{Rq} = 0$ gilt, bringt vielfältige Rechenvorteile mit sich.

Differentiation

Sind die Zusammenhänge zwischen mit Raumzeigern beschriebenen Größen durch Differentialgleichungen gegeben, und transformiert man die Zeiger in ein anderes Koordinatensystem, muss man die Differentiation ebenfalls transformieren. Hierbei ist Acht zu geben, denn es gilt für zwei Koordinatensysteme A und B , die durch einen zeitabhängigen Winkel α getrennt sind:

$$\frac{d\underline{x}^A}{dt} = \frac{d(\underline{x}^B e^{j\alpha})}{dt} = e^{j\alpha} \frac{d\underline{x}^B}{dt} + \underline{x}^B \frac{de^{j\alpha}}{dt} = e^{j\alpha} \frac{d\underline{x}^B}{dt} + j\dot{\alpha} \underline{x}^B e^{j\alpha} \quad (2.8)$$

2.1.3. Grundwellenmodell

Für die nachfolgende Herleitung des sogenannten Grundwellenmodells im rotorflussfesten Koordinatensystem Ψ KS werden einige Dinge vorausgesetzt:

- Für alle relevanten Größen (Statorspannung \underline{u}_S^S , Statorstrom \underline{i}_S^S , Statorfluss $\underline{\Psi}_S^S$, Rotorstrom \underline{i}_R^R und Rotorfluss $\underline{\Psi}_R^R$) sind geeignete Raumzeiger eingeführt worden.
- Alle für die Ermittlung des Modells benötigten Parameter (Statorwiderstand R_S , Rotorwiderstand R_R , Polpaarzahl p , Hauptinduktivität L_h , Streuinduktivitäten $L_{\sigma S}$ und $L_{\sigma R}$) sind bekannt.
- Die Rotorgrößen liegen in einer mit dem Verhältnis der Windungszahlen von Stator und Rotor übersetzten Form vor².

Für den Stator und den Rotor in Käfigläuferbauform gilt (siehe z.B. [5]):

$$\underline{u}_S^S = R_S \underline{i}_S^S + \dot{\underline{\Psi}}_S^S \quad (2.9)$$

$$0 = R_R \underline{i}_R^R + \dot{\underline{\Psi}}_R^R \quad (2.10)$$

²Details zu diesen Annahmen können in der entsprechenden Literatur, z.B. [5] oder [8], nachgelesen werden.

2.1. Raumzeigerdarstellung

Für das resultierende Drehmoment kann

$$M = \frac{3}{2} p \Im \{ \underline{\Psi}_S^{S*} i_S^S \} \quad (2.11)$$

geschrieben werden. Mit der Hauptinduktivität L_h und den Streuinduktivitäten $L_{\sigma S}$ bzw. $L_{\sigma R}$ können die Stator- und Rotorinduktivität eingeführt werden:

$$L_S = L_h + L_{\sigma S} \quad (2.12)$$

$$L_R = L_h + L_{\sigma R} \quad (2.13)$$

Damit lässt sich die magnetische Kopplung bzw. die Flussverkettung unabhängig vom verwendeten Koordinatensystem anschreiben:

$$\underline{\Psi}_S = L_S i_S + L_h i_R \quad (2.14)$$

$$\underline{\Psi}_R = L_R i_R + L_h i_S \quad (2.15)$$

Mit

$$\underline{\Psi}_S = L_S i_S + L_h i_R = L_S i_S + L_h \frac{1}{L_R} (\underline{\Psi}_R - L_h i_S) \quad (2.16)$$

$$= \underbrace{\frac{L_S L_R - L_h^2}{L_R}}_{=: L_\sigma} i_S + \frac{L_h}{L_R} \underline{\Psi}_R \quad (2.17)$$

kann man für die Statorspannungsgleichung

$$\underline{u}_S^S = R_S i_S^S + \dot{\underline{\Psi}}_S^S$$

SKS \downarrow Ψ KS

$$\underline{u}_S^\Psi = R_S i_S^\Psi + \dot{\underline{\Psi}}_S^\Psi + j(\omega + \dot{\rho}) \underline{\Psi}_S^\Psi \quad (2.18)$$

$$\underline{u}_S^\Psi = R_S i_S^\Psi + \frac{d}{dt} (L_\sigma i_S^\Psi + \frac{L_h}{L_R} \underline{\Psi}_R^\Psi) + j(\omega + \dot{\rho}) (L_\sigma i_S^\Psi + \frac{L_h}{L_R} \underline{\Psi}_R^\Psi)$$

$$\underline{u}_S^\Psi = R_S i_S^\Psi + L_\sigma \dot{i}_S^\Psi + j(\omega + \dot{\rho}) L_\sigma i_S^\Psi + \frac{L_h}{L_R} \dot{\underline{\Psi}}_R^\Psi + j(\omega + \dot{\rho}) \frac{L_h}{L_R} \underline{\Psi}_R^\Psi$$

2. Vorbetrachtungen

schreiben, was sich mit der Rotorspannungsgleichung

$$\begin{aligned}
 0 &= R_R \dot{i}_R^R + \dot{\underline{\Psi}}_R^R \\
 &\quad \text{RKS} \downarrow \Psi\text{KS} \\
 0 &= R_R \dot{i}_R^\Psi + \dot{\underline{\Psi}}_R^\Psi + j\rho \underline{\Psi}_R^\Psi \\
 \Rightarrow &\begin{cases} \Re : \dot{\Psi}_{Rd} = \frac{R_R}{L_R} (L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd}) \\ \Im : \dot{\rho} = \frac{R_R}{L_R} L_h \frac{i_{Sq}}{\Psi_{Rd}} \end{cases} \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

und der Tatsache, dass $\Psi_{Rq} = 0$ gilt, auf folgende Form bringen lässt:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_S^\Psi = \frac{1}{L_\sigma} &\left[\underline{u}_S^\Psi - R_S \dot{i}_S^\Psi - j(\omega + \dot{\rho}) L_\sigma \dot{i}_S^\Psi \right. \\
 &\quad \left. - \frac{L_h}{L_R} \frac{R_R}{L_R} \underbrace{(L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd})}_{\dot{\underline{\Psi}}_R^\Psi} - j(\omega + \dot{\rho}) \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} \right] \quad (2.20)
 \end{aligned}$$

Gleichung (2.20) stellt mit dem Real- und Imaginärteil von (2.19) bereits den Kern des Modells dar.

Wird schlussendlich auch noch das Drehmoment mithilfe von im ΨKS dargestellten Größen ausgedrückt, erhält man mit

$$\begin{aligned}
 M &= \frac{3}{2} p \Im \{ \underline{\Psi}_S^{S*} \dot{i}_S^S \} = \frac{3}{2} p \Im \{ (\underline{\Psi}_S^\Psi e^{j(\varphi+\rho)})^* \dot{i}_S^\Psi e^{j(\varphi+\rho)} \} \\
 &= \frac{3}{2} p \Im \{ \underline{\Psi}_S^{\Psi*} e^{-j(\varphi+\rho)} \dot{i}_S^\Psi e^{j(\varphi+\rho)} \} \\
 &= \frac{3}{2} p \Im \left\{ (L_\sigma \dot{i}_S^{\Psi*} + \frac{L_h}{L_R} \underline{\Psi}_R^{\Psi*}) \dot{i}_S^\Psi \right\} = \frac{3}{2} p \Im \left\{ L_\sigma \dot{i}_S^{\Psi*} \dot{i}_S^\Psi + \frac{L_h}{L_R} \underline{\Psi}_R^{\Psi*} \dot{i}_S^\Psi \right\} \\
 &= \frac{3}{2} p \Im \left\{ \frac{L_h}{L_R} (\underline{\Psi}_{Rd} i_{Sd} + j \Psi_{Rd} i_{Sq}) \right\} \\
 &= \underline{\underline{\frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{Sq}}} \quad (2.21)
 \end{aligned}$$

den letzten Bestandteil des Grundwellenmodells der Asynchronmaschine im rotorflussfesten Koordinatensystem. Der Übersichtlichkeit wegen wird die Statorspannungsgleichung in Real- und Imaginärteil aufgespaltet.

2.2. Regelung der elektrischen Größen und des Drehmoments

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{sd} - R_S i_{sd} + (\omega + \dot{\rho}) L_\sigma i_{sq} - \frac{L_h R_R}{L_R L_R} (L_h i_{sd} - \Psi_{Rd}) \right] \\
 \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{sq} - R_S i_{sq} - (\omega + \dot{\rho}) (L_\sigma i_{sd} + \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd}) \right] \\
 \frac{d\Psi_{Rd}}{dt} &= \frac{R_R}{L_R} (L_h i_{sd} - \Psi_{Rd}) \\
 \frac{d\rho}{dt} &= \frac{R_R}{L_R} L_h \frac{i_{sq}}{\Psi_{Rd}} \\
 M &= \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{sq}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Das Grundwellenmodell der Asynchronmaschine im Ψ KS.

2.2. Regelung der elektrischen Größen und des Drehmoments

Mit der Einführung der Raumzeiger und der Entwicklung eines mathematischen Modells der Maschine ist die erste Hälfte der nötigen Vorbereitungen erledigt. Die zweite Hälfte besteht aus der Synthese von Reglern für die elektrischen Größen. Das Ziel ist, die zur Realisierung eines gewünschten Drehmoments benötigten Ströme so schnell einstellen zu können, dass die Annahme, das geforderte Drehmoment wirke unmittelbar, gerechtfertigt ist. In diesem Fall kann die Maschine als mechanischer Aktor und das geforderte Drehmoment als Eingangsgröße betrachtet werden.

2.2.1. Stromregler

Mithilfe zweier geeigneter Stromregler soll es möglich gemacht werden, den Strömen $i_q(t)$ und $i_d(t)$ einen gewünschten Verlauf aufzuprägen. Die Strecken sind gegeben durch die ersten beiden Gleichungen von (2.22):

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{sd} - R_S i_{sd} + (\omega + \dot{\rho}) L_\sigma i_{sq} - \frac{L_h R_R}{L_R L_R} (L_h i_{sd} - \Psi_{Rd}) \right] \\
 \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{sq} - R_S i_{sq} - (\omega + \dot{\rho}) (L_\sigma i_{sd} + \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd}) \right]
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Ein weiterer Bestandteil der Regelstrecken ist der Wechselrichter, der zur Realisierung der von den Reglern geforderten Spannungen dient. Der Wechselrichter verursacht

2. Vorbetrachtungen

im Allgemeinen einen nichtlinearen Spannungsabfall und eine Verzögerung um einen Zeitschritt. Die Verzögerung könnte ohne größere Probleme beim Entwurf der Regler berücksichtigt werden. Beim hier gewählten Ansatz wird der Wechselrichter allerdings zur Gänze vernachlässigt.

Zu Beginn müssen die nichtlinearen Anteile in (2.23) beseitigt werden. Man konstruiert dazu zwei sogenannte Kompensationsspannungen $u_{Sd,komp}$ und $u_{Sq,komp}$:

$$\begin{aligned} u_{Sd,komp} &= -(\omega + \dot{\rho})L_\sigma i_{Sq} + \frac{L_h R_R}{L_R L_R}(L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd}) \\ u_{Sq,komp} &= (\omega + \dot{\rho})(L_\sigma i_{Sd} + \frac{L_h}{L_R}\Psi_{Rd}) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Werden diese Spannungen zusätzlich zu den von den Reglern geforderten Spannungen aufgeschaltet, ergibt sich mit $u_{Sd,ges} = u_{Sd,Regler} + u_{Sd,komp}$ und $u_{Sq,ges} = u_{Sq,Regler} + u_{Sq,komp}$:

$$\begin{aligned} \frac{di_{Sd}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{Sd,Regler} + \cancel{u_{Sd,komp}} - R_S i_{Sd} + \cancel{(\omega + \dot{\rho})L_\sigma i_{Sq} - \frac{L_h R_R}{L_R L_R}(L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd})} \right] \\ \frac{di_{Sq}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{Sq,Regler} + \cancel{u_{Sq,komp}} - R_S i_{Sq} - \cancel{(\omega + \dot{\rho})(L_\sigma i_{Sd} + \frac{L_h}{L_R}\Psi_{Rd})} \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{Sd}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{Sd,Regler} - R_S i_{Sd} \right] \quad \Downarrow \quad \circ \bullet \quad i_{Sd}(s) = \frac{1}{R_S} \underbrace{\frac{1}{\frac{L_\sigma}{R_S} s + 1}}_{=: P_i(s)} u_{Sd,Regler}(s) \\ \frac{di_{Sq}}{dt} &= \frac{1}{L_\sigma} \left[u_{Sq,Regler} - R_S i_{Sq} \right] \quad \circ \bullet \quad i_{Sq}(s) = \frac{1}{R_S} \underbrace{\frac{1}{\frac{L_\sigma}{R_S} s + 1}}_{=: P_i(s)} u_{Sq,Regler}(s) \end{aligned} \quad (2.26)$$

Da sich die Gleichungen aus (2.26) nicht unterscheiden, können zur Regelung der Statorstromkomponenten zwei idente Regler eingesetzt werden.

Zum Entwurf wird der folgende Ansatz gemacht: Mithilfe eines PI-Reglers soll sichergestellt werden, dass die resultierende Führungsübertragungsfunktion einem Verzögerungsglied erster Ordnung (siehe Abbildung 2.3) mit Verstärkungsfaktor $V = 1$ und einer vorgegebenen Anstiegszeit entspricht.

2.2. Regelung der elektrischen Größen und des Drehmoments

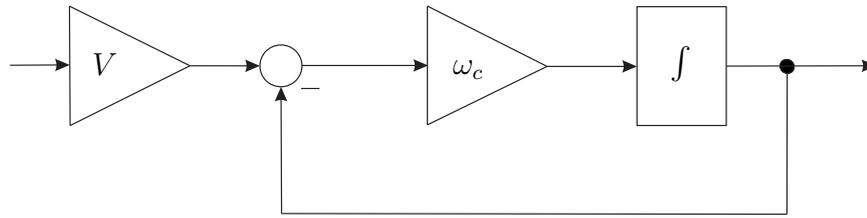


Abbildung 2.3.: PT1-Glied oder Verzögerungsglied erster Ordnung.

Da für den offenen Kreis mit dem PI-Regler $R(s) = \frac{K_P s + K_I}{s}$

$$L(s) = R(s)P(s) = \frac{K_P s + K_I}{s} \frac{1}{\frac{L_\sigma}{R_S} s + 1} = \frac{K_P \frac{1}{R_S} s + K_I \frac{1}{R_S}}{s(\frac{L_\sigma}{R_S} s + 1)} \quad (2.27)$$

gilt, ist unmittelbar klar, dass die Forderung nach dem beschriebenen PT1-Glied, die auf den offenen Kreis übertragen

$$L(s) \stackrel{!}{=} \frac{\omega_c}{s} \quad (2.28)$$

lautet, durch

$$\begin{cases} K_P = \omega_c L_\sigma \\ K_I = \omega_c R_S \end{cases} \quad (2.29)$$

erfüllt werden kann:

$$\begin{aligned} L(s) &= \frac{\omega_c L_\sigma \frac{1}{R_S} s + \omega_c R_S \frac{1}{R_S}}{s(\frac{L_\sigma}{R_S} s + 1)} = \frac{\omega_c (\frac{L_\sigma}{R_S} s + 1)}{s(\frac{L_\sigma}{R_S} s + 1)} = \frac{\omega_c}{s} \\ \Rightarrow T(s) &= \frac{L(s)}{1 + L(s)} = \frac{\frac{\omega_c}{s}}{1 + \frac{\omega_c}{s}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_c} + 1} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Mit dem Parameter ω_c kann die Zeitkonstante des geschlossenen Kreises festgelegt werden. Die resultierende Übertragungsfunktion $R(s) = \frac{\omega_c L_\sigma s + \omega_c R_S}{s}$ muss für den praktischen Einsatz auf einem diskreten Signalprozessor noch diskretisiert werden.

Es ist zu betonen, dass bezüglich der resultierenden Spannungen $u_{Sd,ges}$ und $u_{Sq,ges}$ Beschränkungen gegeben sind, die in jedem Fall berücksichtigt werden müssen. Um das im Zusammenhang mit Begrenzungen oft auftretende Phänomen des Überschwingens

2. Vorbetrachtungen

(engl. Windup) zu vermeiden, wird ein Kompensationsnetzwerk nach Hanus (siehe Abbildung 2.4 und z.B. [9]) zusätzlich zum Regler konstruiert.

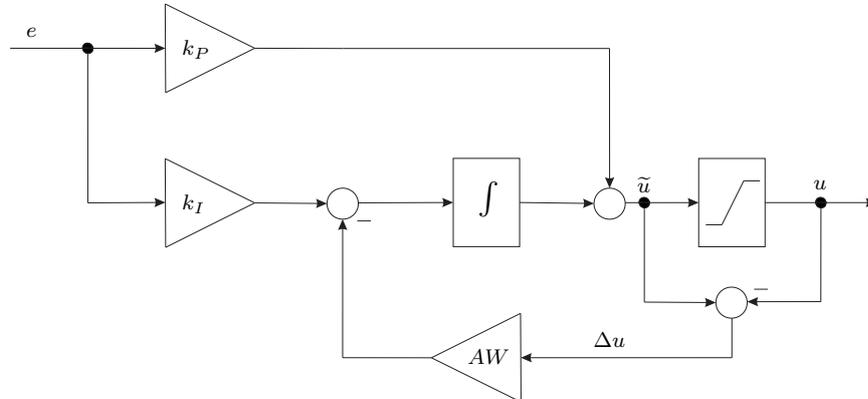


Abbildung 2.4.: Erweiterung der PI-Reglerstruktur, um Überschwngen zu verhindern. Die Konstante AW (kurz für „Anti-Windup“) muss nach [9] zu $AW = \frac{k_I}{k_P}$ gewählt werden.

2.2.2. Flussregler

Hier wird eine ähnliche Strategie verfolgt. Für die durch die dritte Zeile von (2.22) gegebene Flussregelstrecke

$$\frac{d\Psi_{Rd}}{dt} = \frac{R_R}{L_R}(L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd}) \quad \circ \bullet \quad \Psi_{Rd}(s) = \frac{L_h}{\frac{L_R}{R_R}s + 1} \quad (2.31)$$

wird bei Vernachlässigung der internen Stromdynamik ebenfalls verlangt, dass unter Einsatz eines geeignet dimensionierten PI-Reglers die geschlossene Führungsübertragungsfunktion zu einem Verzögerungsglied erster Ordnung wird. Für die Verstärkung soll $V = 1$ gelten, mittels ω_Ψ wird die Dynamik festgelegt. Umgesetzt auf den offenen Kreis kann wieder

$$L(s) = R(s)P(s) = \frac{K_P s + K_I}{s} P(s) \stackrel{!}{=} \frac{\omega_\Psi}{s} \quad (2.32)$$

geschrieben werden. Unter der Annahme $L_R \approx L_h$ führt

$$\boxed{\begin{aligned} K_P &= \frac{\omega_\Psi}{R_R} \\ K_I &= \frac{\omega_\Psi}{L_h} \end{aligned}} \quad (2.33)$$

2.2. Regelung der elektrischen Größen und des Drehmoments

zum Ziel. Auch für den Flussregler ist eine geeignete Anti-Windup Maßnahme auf Grund der vorhandenen Strombegrenzungen vorzusehen.

2.2.3. Drehmomentregler

Die „Regelung“ des Drehmoments ist besonders einfach. Entsprechend der letzten Zeile von (2.22) gilt

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{Sq} \quad (2.34)$$

was auf die algebraische Beziehung

$$i_{Sq} = M \frac{2L_R}{3pL_h \Psi_{Rd}} \quad (2.35)$$

umgeformt werden kann. Wünscht sich ein übergeordneter Regler ein bestimmtes Drehmoment, muss einfach auf den entsprechenden Stromwunsch für i_{Sq} umgerechnet werden. Durch den untergeordneten Stromregelkreis werden der Strom und damit das gewünschte Moment realisiert.

2.2.4. Beobachter

Als Messgrößen stehen bei Drehstromantrieben im Allgemeinen die mechanische Drehzahl und der mechanische Winkel der Maschinenwelle sowie die Statorstrangströme zur Verfügung. Der Rotorfluss $\underline{\Psi}^R$ und der Schlupfwinkel ρ können mit vertretbarem Aufwand nicht messtechnisch erfasst werden. Um trotzdem die benötigte Information über diese Größen zu erhalten, wird ein Beobachter eingesetzt. Im Laufe der Zeit haben sich mehrere Beobachternvarianten entwickelt. Der in dieser Arbeit eingesetzte Ansatz besteht aus einer zeitdiskretisierten Kopie der dritten und vierten Zeile aus (2.22). Mit der Abtastzeit T_d lauten die zur Schätzung von $\underline{\Psi}^R$ und ρ eingesetzten Gleichungen im Ψ KS

$$\begin{aligned} \widehat{\Psi}_{Rd,k+1} &= \left(1 - T_d \frac{R_R}{L_R}\right) \widehat{\Psi}_{Rd,k} + T_d L_h \frac{R_R}{L_R} i_{Sd,k} \\ \widehat{\rho}_{k+1} &= \widehat{\rho}_k + T_d \frac{R_R}{L_R} L_h \frac{i_{Sq,k}}{\widehat{\Psi}_{Rd,k}} \end{aligned} \quad (2.36)$$

2. Vorbetrachtungen

2.2.5. Struktur des Gesamtsystems

Verknüpft man die bisherigen Ergebnisse, ergibt sich ein sogenannter kaskadierter³ Regelkreis. Kaskaden werden in der Regelungstechnik häufig eingesetzt.

Zum einen ist es im Rahmen einer Kaskadenstruktur vergleichsweise einfach, auch komplexere Regelungsprobleme zu lösen: Gegebene Wünsche an die zu regelnden Größen werden so lange wiederholt auf Wünsche bezüglich anderer, untergeordneter Größen abgebildet, bis sich Forderungen ergeben, die tatsächlich realisiert werden können.

Zum anderen können Begrenzungen äußerst komfortabel an den Schnittstellen zwischen den jeweiligen Schleifen berücksichtigt werden.

Die in Kapitel 3 behandelten Positionsregelungsstrategien bauen alle auf dem Grundgerüst aus Abbildung 2.5 auf. Sie unterscheiden sich voneinander in der Strecke zwischen Sollposition und $i_{q,soll}$.

³laut [10] bedeutet eine Kaskadierung in der Regelungstechnik „den Aufbau geschachtelter bzw. unterlagerter Regelkreise“.

2. Vorbetrachtungen

2.3. Positionsregelstrecke

Mit den Ergebnissen der vorangegangenen Abschnitte wird eine effektive Beschreibung der Asynchronmaschine und eine Regelung aller wichtigen Größen abseits von Position und Winkelgeschwindigkeit möglich.

Es stellt sich nun die Frage, welche Streckenbeschreibung der Synthese der Positionsregler zu Grunde gelegt werden soll. Gemäß (2.35) kann ein von einem Positions- oder Drehzahlregler gefordertes Drehmoment unmittelbar in einen Stromwunsch umgewandelt werden. Unter der Annahme, dass ein gegebener Stromwunsch gegenüber sämtlichen mechanischen Zeitkonstanten sehr schnell erfüllt werden kann, können das gewünschte Drehmoment als Eingangsgröße aufgefasst und die nachfolgende elektrische Dynamik vernachlässigt werden. Diese Vereinfachung ist gerechtfertigt, wenn die Konstante ω_c in (2.28) ausreichend groß gewählt wird. In diesem Fall kann für die Regelstrecke

$$\ddot{\varphi}_{mech} = \frac{1}{J} \sum_{i \geq 1} M_i \quad (2.37)$$

geschrieben werden. Die Gleichung entspricht dem aus der Mechanik bekannten Drallsatz. Dabei bezeichnet φ den Winkel der mechanischen Welle, J das Trägheitsmoment und $\sum_{i \geq 1} M_i$ die Summe aller wirkenden Momente. Obwohl das Ziel die Positionierung einer Gewindespindel ist, kann mit dem mechanischen Winkel der Maschinenwelle gearbeitet werden. Gegebene Positionsanforderungen werden einfach über das fixe Gewindevverhältnis umgerechnet. Die Summe aller Momente setzt sich im Allgemeinen zusammen aus dem durch die Maschine erzeugten Antriebsmoment, dem Antrieb entgegenwirkenden Reibmomenten und einem eventuell vorhandenen Lastmoment. Die konkrete Aufgabenstellung sieht allerdings einen Einsatz der Maschine in einer Umgebung vor, in der zum einen a priori unbekannte Kräfte auf die zu positionierende Spindel wirken, und zum anderen auf Grund von Fremdeinflüssen, wie zum Beispiel Änderungen der Umgebungstemperatur, keine Aussage über die vorhandenen Reibkoeffizienten getroffen werden kann. Die Gleichung (2.37) muss deshalb auf

$$\boxed{\ddot{\varphi} = \frac{1}{J} (M_A - M_{geg})} \quad (2.38)$$

reduziert werden. M_A steht für das durch die Maschine erzeugte Antriebsmoment, M_{geg} stellt die Summe aller wirkenden Gegenmomente, die grundsätzlich unbekannt sind, dar. Diese äußerst simple Streckenbeschreibung wird in den nachfolgenden Kapiteln vorausgesetzt.

3. Regelungskonzepte

Im Zuge dieser Diplomarbeit wurden verschiedene Regelungskonzepte untersucht und zur Lösung des Positionsregelungsproblems eingesetzt. Im folgenden Kapitel werden die Ideen und Gedanken hinter den verschiedenen Ansätzen vorgestellt. Es ist zu erwähnen, dass alle Regler letztlich auf einem Digitalrechner realisiert werden. Bei den meisten Methoden lassen sich die erforderlichen Schritte allerdings in der zeitkontinuierlichen Domäne besser darstellen. In diesen Fällen wird der Übersichtlichkeit wegen die diskrete Version nicht explizit angegeben.

Bevor mit der bereits in der Einführung erwähnten P-PI-Struktur begonnen wird, soll die Aufgabenstellung mittels der Ergebnisse aus 2 noch einmal formuliert werden:

Für das durch

$$\ddot{\varphi} = \frac{1}{J}(M_A - M_{geg})$$

beschriebene System soll eine Positionsregelung entworfen werden. Dabei sollen eine möglichst geringe Anstiegszeit erreicht und Überschwingen vermieden werden. Als Nebenbedingungen ist für das Moment M_A

$$|M_A| \leq M_{max}$$

und die Geschwindigkeit

$$|\dot{\varphi}| \leq \dot{\varphi}_{max}$$

einzuhalten.

3. Regelungskonzepte

3.1. P-PI-Kaskade

Eine Kaskade aus einem P- und einem PI-Regler ist die einfachste und naheliegendste Lösung des Positionsregelungsproblems. Ein übergeordneter Positionsregler, der als P-Regler ausgeführt ist, wünscht sich zur Überführung von φ nach φ_{soll} einen bestimmten Geschwindigkeitsverlauf ω_{soll} , der von einem innenliegenden PI-Geschwindigkeitsregler in einen geeigneten Verlauf des Antriebsmoments M_A übersetzt wird. Die nachstehende Graphik illustriert diese Gedanken:

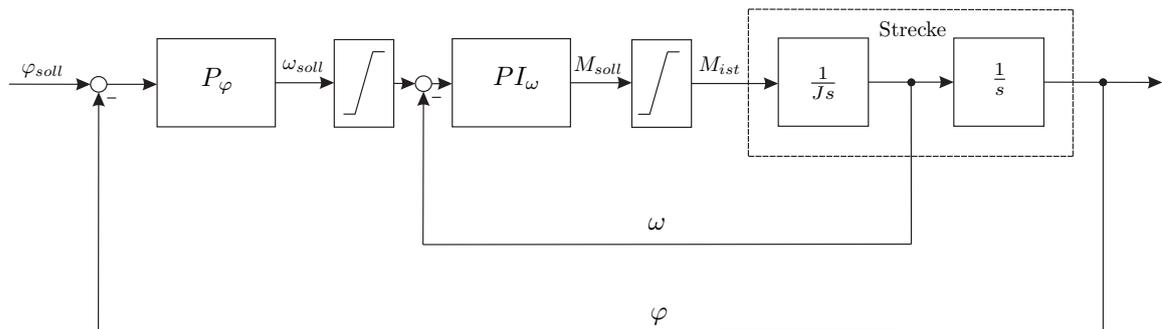


Abbildung 3.1.: Regelstruktur bestehend aus P- und PI-Reglern.

3.1.1. Drehzahlregler

Für den Drehzahlregler wird eine PI-Struktur der Form

$$PI_{\omega}(s) = \frac{k_P s + k_I}{s} \quad (3.1)$$

angesetzt. Dementsprechend besteht die Dimensionierung dieses Reglers aus der Wahl der Parameter k_P und k_I . Für die Strecke gilt $G_{\omega}(s) = \frac{1}{J s}$. Ein sinnvoller erster Schritt ist die Kürzung des Faktors J im Nenner der Strecke. Mit den skalierten Parametern $\tilde{k}_P = \frac{k_P}{J}$ und $\tilde{k}_I = \frac{k_I}{J}$ führt das zu folgendem offenen Kreis:

$$L_{\omega}(s) = PI_{\omega}(s)G_{\omega}(s) = \frac{1}{J s} \frac{\tilde{J} \tilde{k}_P s + \tilde{J} \tilde{k}_I}{s} = \frac{\tilde{k}_P s + \tilde{k}_I}{s^2} \quad (3.2)$$

Für den geschlossenen Kreis und seine Pole s_1 und s_2 gilt dann:

3.1. P-PI-Kaskade

$$\begin{aligned}
 T_\omega(s) &= \frac{L_\omega(s)}{1 + L_\omega(s)} = \frac{\frac{\tilde{k}_P s + \tilde{k}_I}{s^2}}{1 + \frac{\tilde{k}_P s + \tilde{k}_I}{s^2}} = \frac{\tilde{k}_P s + \tilde{k}_I}{s^2 + \tilde{k}_P s + \tilde{k}_I} \\
 T_\omega(s) &= \tilde{k}_P \frac{s + \frac{\tilde{k}_I}{\tilde{k}_P}}{\underbrace{\left(s + \frac{\tilde{k}_P}{2} + \sqrt{\frac{\tilde{k}_P^2}{4} - \tilde{k}_I}\right)}_{=-s_1} \underbrace{\left(s + \frac{\tilde{k}_P}{2} - \sqrt{\frac{\tilde{k}_P^2}{4} - \tilde{k}_I}\right)}_{=-s_2}} \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

Mit \tilde{k}_P und \tilde{k}_I können beliebige Pole realisiert werden. Andererseits legt ein bestimmter Polwunsch die Parameter k_P und k_I eindeutig fest. Wird wie bei dieser Arbeit $s_1 = s_2 = -250$ gewählt, ergibt sich

$$\boxed{
 \begin{aligned}
 \tilde{k}_P = 500 &\Rightarrow k_P = 500J \\
 \tilde{k}_I = \frac{\tilde{k}_P^2}{4} &\Rightarrow k_I = 62500J
 \end{aligned}
 } \quad (3.4)$$

Da für das Drehmoment eine harte Beschränkung einzuhalten ist, wurde das Regelgesetz um eine Windup-Kompensation nach Hanus erweitert (siehe [9] beziehungsweise 2.4). Für die Konstante AW gilt wie bei den untergeordneten Stromreglern

$$AW = \frac{k_I}{k_P} \quad (3.5)$$

3.1.2. Streckenwindup

Der zweite zu dimensionierende Regler ist der eigentliche Positionsregler. Da im Rahmen der P-PI-Struktur der einfachste mögliche Ansatz zum Einsatz kommt, könnte man meinen, dass beim Entwurf keine besonderen Hürden überwunden werden müssen. Diese Vermutung stimmt allerdings nicht ganz.

Verlangt man, dass kein Überschwingen des Wellenwinkels im Zuge der Regelung auftritt, muss auf die Momentenbegrenzung Rücksicht genommen werden, obwohl der Regler keinen Integralanteil besitzt, der sich „aufwickeln“ könnte. Der Grund dafür ist, dass ein Überschwingen des Winkels φ nur dann mit Sicherheit ausgeschlossen werden kann, wenn zusätzlich zu allen anderen Vorsichtsmaßnahmen sichergestellt ist, dass zu jedem Zeitpunkt ein Bremsvorgang begonnen werden kann, der die Maschinenwelle zur Gänze abbremst, bevor oder spätestens wenn die Sollposition erreicht ist. Ist diese

3. Regelungskonzepte

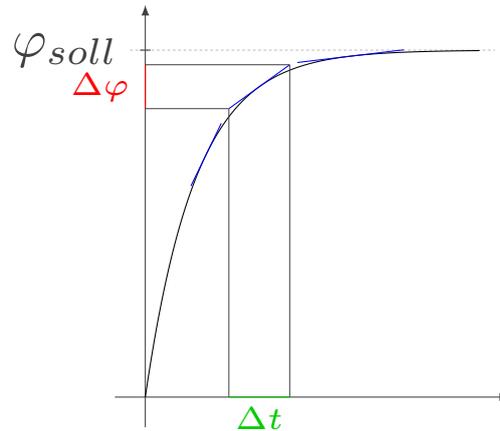


Abbildung 3.2.: Um Überschwingen zu vermeiden, muss es möglich sein, die Steigung der Tangente der Winkeltrajektorie zu Null zu machen, bevor φ_{soll} erreicht ist.

Bedingung verletzt, kann es zum sogenannten „Streckenwindup“ kommen (siehe z.B. [11]). Der Ursprung dieser Bezeichnung liegt in der Tatsache, dass die Ursache dieser Art von Windup in der zu regelnden Strecke selbst zu finden ist: Gefüllte Energiespeicher können auf Grund gegebener Begrenzungen nicht rechtzeitig entleert werden. Konkret für diese Aufgabenstellung bedeutet das, dass die im Massenträgheitsmoment des Rotors gespeicherte kinetische Energie $\frac{1}{2}J\omega^2$ nicht so groß werden darf, dass sie der Strecke vor Erreichen des Sollwertes nicht mehr entnommen werden kann. Die vom P-Regler gewünschte Geschwindigkeit muss demnach nicht nur die Bedingung $|\omega| \leq \omega_{max}$ einhalten, sondern auch zu jedem Zeitpunkt ausreichend schnell abbrembar sein (eine etwas abstraktere Erklärung der gleichen Problematik mittels der Steigung der Tangente der Winkeltrajektorie ist in Abbildung 3.2 angedeutet).

Um diese Gedanken mathematisch zu fassen, werden zunächst die Bewegungsgleichungen der Maschinenwelle, ausgehend von einem beliebigen Zeitpunkt t_0 , angeschrieben:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \sum M & \Rightarrow & \quad \omega(t) = \omega_{t_0} + \int_{t_0}^t \frac{1}{J} \sum M(\tau) d\tau \\ \dot{\varphi} &= \omega & \Rightarrow & \quad \varphi(t) = \varphi_{t_0} + \omega_{t_0}(t - t_0) + \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau} \frac{1}{J} \sum M(\sigma) d\sigma d\tau \end{aligned} \quad (3.6)$$

Für die Zeitspanne Δ , die es dauert, um die Welle unter Aufwendung des vollen Moments M_{max} zum Stillstand zu bringen, gilt unter der Annahme $M_{geg} = 0$

3.1. P-PI-Kaskade

$$0 = \omega_{t_0} - \operatorname{sgn}(\omega_{t_0}) \frac{1}{J} M_{max} \Delta \quad \Rightarrow \quad \Delta = \frac{J \omega_{t_0}}{\operatorname{sgn}(\omega_{t_0}) M_{max}} = \frac{J |\omega_{t_0}|}{M_{max}} \quad (3.7)$$

Die Bedingung, dass zu jedem Zeitpunkt ein Bremsvorgang begonnen und abgeschlossen können werden muss, bevor die Sollposition erreicht ist, lässt sich mit (3.7) folgendermaßen formulieren:

$$\begin{aligned} |\varphi_{soll} - \varphi_{t_0}| - |\omega_{t_0} \Delta - M_{max} \operatorname{sgn}(\omega_{t_0}) \frac{1}{J} \frac{\Delta^2}{2}| &\stackrel{!}{\geq} 0 \\ |\varphi_{soll} - \varphi_{t_0}| - |\omega_{t_0} \frac{J |\omega_{t_0}|}{M_{max}} - M_{max} \operatorname{sgn}(\omega_{t_0}) \frac{1}{J} \frac{1}{2} (\frac{J |\omega_{t_0}|}{M_{max}})^2| &\stackrel{!}{\geq} 0 \quad (3.8) \\ |\varphi_{soll} - \varphi_{t_0}| - |\omega_{t_0}|^2 \operatorname{sgn}(\omega_{t_0}) \frac{1}{2} \frac{J}{M_{max}}| &\stackrel{!}{\geq} 0 \end{aligned}$$

Daraus lässt sich eine Bedingung ableiten, deren Einhaltung die Vermeidung von Überschwingen sicherstellt:

$$\boxed{|\omega| \leq \sqrt{2 |\varphi_{soll} - \varphi_{t_0}| \frac{M_{max}}{J}} =: \omega_{brems}} \quad (3.9)$$

Da der Betrachtungszeitpunkt beliebig ist und (3.9) immer eingehalten werden muss, wird t_0 fallengelassen. In Situationen, in denen die äußeren Störmomente dem Bremsmoment entgegenwirken, muss die Bedingung (3.9) verschärft werden, indem man verlangt, dass der Bremsvorgang mit einem Moment kleiner M_{max} ebenfalls möglich sein muss.

Das Ergebnis (3.9) ist nicht nur für die P-PI-Struktur von großer Wichtigkeit. Auch bei den meisten anderen Regelungsmethoden muss gesondert sichergestellt werden, dass die Ungleichung eingehalten wird.

3.1.3. Positionsregler

Nach diesem Exkurs in den Bereich des Streckenwindups kann mit der eigentlichen Problemstellung fortgefahren werden, der Dimensionierung des Positionsreglers P_φ . Anhand einfacher Simulationsstudien mit dem Programmpaket Simulink lässt sich erkennen, dass bei den gegebenen Maschinendaten Werte im Bereich von 50 bis 200 in Kombination mit (3.9) eine passable Wahl darstellen. Eine derartige „Daumen-Mal-Pi“-Einstellung ist in der Praxis die mit Sicherheit am häufigsten anzutreffende Methode.

3. Regelungskonzepte

Es gibt allerdings auch andere Ideen bezüglich der Gestaltung des gesuchten Reglers. Auf meinen Betreuer Dr. Robert Bauer geht eine äußerst interessante Herangehensweise¹ zurück. Der Grundgedanke ist, den Regler P_φ als Kennlinie zu betrachten, die den Winkelfehler $e_\varphi = \varphi_{soll} - \varphi$ auf eine Wunschwinkelgeschwindigkeit abbildet. Wählt man für den Regler eine reine Konstante, ist die Kennlinie eine Gerade. Genauso gut können aber auch andere Kurvenformen herangezogen werden. Eine mögliche derartige Kurve kann aus (3.9) abgeleitet werden.

$$\omega_{soll} = \operatorname{sgn}(\underbrace{\varphi_{soll} - \varphi}_{e_\varphi}) \sqrt{2|\varphi_{soll} - \varphi_{t_0}| \frac{M_{max}}{J}} \quad (3.10)$$

Dieser Ansatz versucht, dem System zu jedem Zeitpunkt die größtmögliche Geschwindigkeit aufzuzwingen, die unter Einsatz des Maximalmoments gebremst werden kann ohne dass Überschwingen entsteht. Damit auch die unabhängig von diesen Überlegungen gegebene Geschwindigkeitsbegrenzung $|\omega| < \omega_{max}$ eingehalten wird, muss eine kleine Modifikation vorgenommen werden:

$$\omega_{soll} = \operatorname{sgn}(e_\varphi) \min(\omega_{brems}, \omega_{max}) \quad (3.11)$$

Diese Lösung wird in den folgenden Kapiteln als „P-Regler nach Bauer“ bezeichnet.

3.2. Strukturvariable Regelung

Die im folgenden Abschnitt präsentierten Regler zeichnen sich durch die Eigenschaft aus, in Abhängigkeit vom Zustand des zu regelnden Systems ihre Struktur verändern zu können. Die Struktur- bzw. Topologieänderungen erfolgen im Allgemeinen sprunghaft. Verantwortlich für dieses Merkmal sind sgn -Funktionen, deren Argumente mit den Zustandsvariablen der Strecke verknüpft sind und die bestimmten Teilen des Regelgesetzes je nach Zustand des Systems ein unterschiedliches Vorzeichen zuweisen können. Derartige Regler werden in der Literatur als *Strukturvariable Regelung*, kurz SVR, bezeichnet.

Insgesamt werden drei SVR-Konzepte vorgestellt. Ein Vorteil von derartigen schaltenden Reglern ist, dass in vielen Fällen ein höheres Maß an Robustheit erreicht werden kann als durch andere Strategien. Parameterschwankungen und unbekannte

¹Es ist anzumerken, dass nicht gänzlich ausgeschlossen werden kann, dass die Idee von Dr. Bauer bereits zu einem früheren Zeitpunkt an einer anderen Stelle bekannt war und auch publiziert worden ist. Im Rahmen der bei dieser Arbeit durchgeführten Literaturrecherche wurden allerdings keine Hinweise dahingehend gefunden.

3.2. Strukturvariable Regelung

Störeinflüsse können auf diese Art und Weise gut unter Kontrolle gebracht werden. Das ist vor allem für die bei dieser Diplomarbeit behandelte Fragestellung ein willkommener Nebeneffekt.

3.2.1. Strukturvariable Regelung mit Ljapunov-Funktion

Die Idee, einen schaltenden Regler für das gegebene Positionsregelungsproblem mittels der Stabilitätstheorie nach Ljapunov zu entwerfen, geht vor allem auf [12] zurück. Die hier gezeigte Vorgehensweise lehnt sich stark an die dort gezeigte Vorgehensweise an, an manchen Stellen wurden jedoch kleine Änderungen vorgenommen.

Den Ausgangspunkt stellt die Systemdifferentialgleichung

$$\ddot{\varphi} = \frac{1}{J}(M_A - M_{geg})$$

dar.

Der Wunsch, die Regelgröße φ einem Wunschverlauf φ_{soll} nachzuführen, ist gleichbedeutend mit dem Ziel, den Regelfehler $e_\varphi = \varphi_{soll} - \varphi$ als auch seine Ableitung $\dot{e}_\varphi = \dot{\varphi}_{soll} - \dot{\varphi}$ dauerhaft zu Null zu machen:

$$e_\varphi \stackrel{!}{=} \dot{e}_\varphi \stackrel{!}{=} 0 \quad (3.12)$$

Um das zu erreichen, wird zunächst eine positiv definite Ljapunov-Funktion V eingeführt

$$V = \frac{1}{2}(J\dot{e}_\varphi + k_P e_\varphi) \underbrace{(J\dot{e}_\varphi + k_P e_\varphi)}_{=: \mathcal{S}} = \frac{1}{2}\mathcal{S}\mathcal{S} \quad (3.13)$$

Das Ziel (3.12) kann als erreicht betrachtet werden, wenn das System in einen Zustand, für den $V = 0$ gilt, überführt und dort stabilisiert worden ist. Der Grund dafür ist, dass in einem derartigen Zustand

$$J\dot{e}_\varphi + k_P e_\varphi = 0 \quad \Rightarrow \quad \dot{e}_\varphi = -\frac{k_P}{J}e_\varphi \quad (3.14)$$

3. Regelungskonzepte

gilt, was bei positivem $\frac{k_P}{J}$ einen exponentiell abklingenden Verlauf für den Fehler e_φ erzwingt.

Die Stabilisierung eines derartigen Zustands wiederum ist sichergestellt, wenn ein geeignet gewählter Regler das System von einem beliebigen Startpunkt aus auf eine Trajektorie zwingt, bei der für alle durchlaufenen Zustände

$$\dot{V} < 0 \quad (3.15)$$

gilt, abgesehen vom Endzustand, für den $V = 0$ und $\dot{V} = 0$ gelten soll. Mit diesen Überlegungen und der gegebenen Streckendifferentialgleichung lässt sich ein geeignetes Regelgesetz herleiten:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathcal{S}\dot{\mathcal{S}} = \mathcal{S} \cdot (J\ddot{e}_\varphi + k_P\dot{e}_\varphi) = \mathcal{S} \cdot \left(J(\ddot{\varphi}_{soll} - \frac{1}{J}(M_A - M_{geg})) + k_P\dot{e}_\varphi \right) \\ \dot{V} &= \mathcal{S} \cdot \left(-M_A - k_P\omega + \underbrace{M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll} + k_P\dot{\varphi}_{soll}}_{:=\mathcal{D}} \right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Da auf das Antriebsmoment M_A frei zugegriffen werden kann, kann

$$M_A = \gamma \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) - k_P\omega \quad \text{mit} \quad \gamma > |\mathcal{D}| \quad (3.17)$$

als mögliche Lösung angegeben werden. Der Grund ist, dass unter Einsatz von (3.17)

$$\dot{V} = \mathcal{S} \cdot (-\gamma \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) + \cancel{k_P\omega} - \cancel{k_P\omega} + \mathcal{D}) = \mathcal{S} \cdot (-\gamma \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) + \mathcal{D}) < 0 \quad (3.18)$$

für alle Zustände entlang einer beliebigen Trajektorie gilt. Für den Endzustand sind $\mathcal{S} = 0$ und $\dot{V} = 0$ gültig.

Durch (3.17) ist das Problem grundsätzlich gelöst. Ein wichtiger Punkt besteht allerdings in der Verknüpfung von (3.17) mit dem Ergebnis (3.9), um auch hier ein Überschwingen des Wellenwinkels zu verhindern. Die Idee ist, die Gewichtung γ der Schaltfunktion $\operatorname{sgn}(\mathcal{S})$ gleich der Vorschrift aus (3.9), allerdings gewichtet mit dem Faktor k_P , zu wählen.

$$\gamma = \begin{cases} k_P \min(\omega_{max}, \omega_{brems}) & \text{falls } |\varphi_{soll} - \varphi| > \epsilon_\varphi. \\ \gamma_\epsilon & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.19)$$

3.2. Strukturvariable Regelung

Man erhält damit eine Veränderung der Gewichtung in Abhängigkeit des Winkels φ . Nach unten wurde eine Begrenzung eingeführt, um den schaltenden Charakter des Reglers bei kleinen Winkeln nicht zu verlieren und auch ohne integrierenden Anteil stationäre Genauigkeit gewährleisten zu können. Der Grund, warum diese Änderung eine Vermeidung von Überschwingen sicherstellt ist, dass die Auswertung des Ausdrucks $\gamma \operatorname{sgn}(\mathcal{S})$ im Regelgesetz (3.17) als eine Sollwertvorgabe für einen nachgelagerten Drehzahlregelkreis aufgefasst werden kann (siehe Abbildung 3.3). Der Drehzahlregler besitzt nur einen P-Anteil, insofern ist sichergestellt, dass der Sollwert und damit $\min(\omega_{max}, \omega_{brems})$ nie überschritten werden.

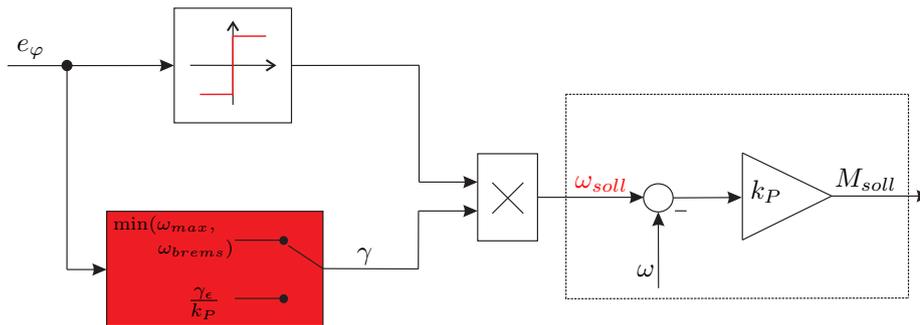


Abbildung 3.3.: Angepasste Gewichtung bei SVR nach Barambones.

Abschließend ist zu erwähnen, dass vor dem praktischen Einsatz sowohl bei dieser als auch bei den anderen SVR-Methoden die in den Regelgesetzen vorkommenden sgn -Funktionen durch sogenannte sat -Funktionen ersetzt werden (siehe Abbildung 3.4). Dadurch kann die bei schaltenden Reglern oft auftretende Begleiterscheinung des „Chatterings“ reduziert werden.

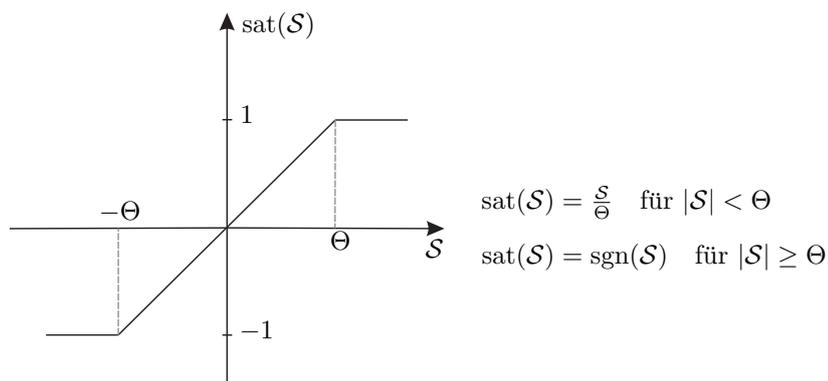


Abbildung 3.4.: Die in den Regelgesetzen vorkommenden sgn -Funktionen werden durch sogenannte sat -Funktionen ersetzt. Der Parameter Θ muss passend gewählt werden.

3. Regelungskonzepte

3.2.2. Trajektorienformung durch einen schaltenden Regler

Durch das Umschalten des Reglers ändert sich die Struktur des aus Regler und Strecke bestehenden Gesamtsystems, es werden verschiedene sogenannte Schaltzustände angenommen. Eine Möglichkeit, an eine gegebene Regelungsaufgabe im Rahmen von SVR heranzutreten, ist zu versuchen, diese Schaltzustände so zu gestalten, dass die aus ihnen hervorgehenden Trajektorien des Zustandsvektors oder des Fehlervektors $(e_\varphi \ \dot{e}_\varphi)^T$ eine zur Lösung des Problems geeignete Charakteristik erhalten. In Kombination mit der richtigen Schaltstrategie können auf diese Art viele Regelungsaufgaben gelöst werden. Die hier gezeigten Schritte gehen auf [13] bzw. [14] zurück. Wie in 3.2.1 wurden jedoch an mehreren Stellen Veränderungen vorgenommen.

Im Zentrum der folgenden Überlegungen stehen der Regelfehler $e_\varphi = \varphi_{soll} - \varphi$ und seine Ableitung $\dot{e}_\varphi = \dot{\varphi}_{soll} - \dot{\varphi}$. Wählt man für das Antriebsmoment

$$M_A = k_P \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) \underbrace{(\varphi_{soll} - \varphi)}_{e_\varphi} + k_D \underbrace{(\dot{\varphi}_{soll} - \dot{\varphi})}_{\dot{e}_\varphi} \quad (3.20)$$

mit der noch zu definierenden Schaltfläche \mathcal{S} , kann für e_φ eine Differentialgleichung angegeben werden:

$$\begin{aligned} \ddot{\varphi} &= \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) \frac{k_P}{J} e_\varphi + \frac{k_D}{J} \dot{e}_\varphi - \frac{1}{J} M_{geg} \\ \underbrace{\ddot{\varphi} - \ddot{\varphi}_{soll}}_{-\ddot{e}_\varphi} + \ddot{\varphi}_{soll} &= \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) \frac{k_P}{J} e_\varphi + \frac{k_D}{J} \dot{e}_\varphi - \frac{1}{J} M_{geg} \\ \ddot{e}_\varphi &= -\operatorname{sgn}(\mathcal{S}) \frac{k_P}{J} e_\varphi - \frac{k_D}{J} \dot{e}_\varphi + \underbrace{\frac{1}{J} M_{geg} + \ddot{\varphi}_{soll}}_{=:F} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Das Ziel ist, dem Fehlervektor einen Verlauf, der in $(e_\varphi \ \dot{e}_\varphi)^T = (0 \ 0)^T$ resultiert, aufzuprägen. Zu diesem Zweck werden der Störterm F zunächst vernachlässigt und die Trajektorien des Fehlervektors qualitativ untersucht. Man erhält je nach Vorzeichen von $\operatorname{sgn}(\mathcal{S})$

$$\ddot{e}_\varphi + \frac{k_D}{J} \dot{e}_\varphi \pm \frac{k_P}{J} e_\varphi = 0 \quad (3.22)$$

Solange sich das System in einem Schaltzustand befindet, kann (3.22) als lineare, homogene Differentialgleichung zweiter Ordnung aufgefasst werden. Der Ansatz $e_\varphi = C e^{\lambda t}$ führt auf die sogenannte charakteristische Gleichung in der Variablen λ

3.2. Strukturvariable Regelung

$$C e^{\lambda t} \left(\lambda^2 + \frac{k_D}{J} \lambda \pm \frac{k_P}{J} \right) = 0 \quad (3.23)$$

mit den Lösungen

$$\lambda_{1,2} = - \underbrace{\frac{k_D}{2J}}_D \pm \sqrt{\underbrace{\frac{1}{4} \left(\frac{k_D}{J} \right)^2 \mp \frac{k_P}{J}}_{K_{1,2}}} \quad (3.24)$$

Werden die Parameter k_P und k_D so gewählt, dass $\frac{k_P}{J} > \frac{1}{4} \left(\frac{k_D}{J} \right)^2$ erfüllt ist, werden dem Fehlervektor $(e_\varphi \ \dot{e}_\varphi)^T$ je nach Schaltzustand Verläufe mit einer gänzlich unterschiedlichen Form aufgeprägt (siehe Abbildung 3.5)!

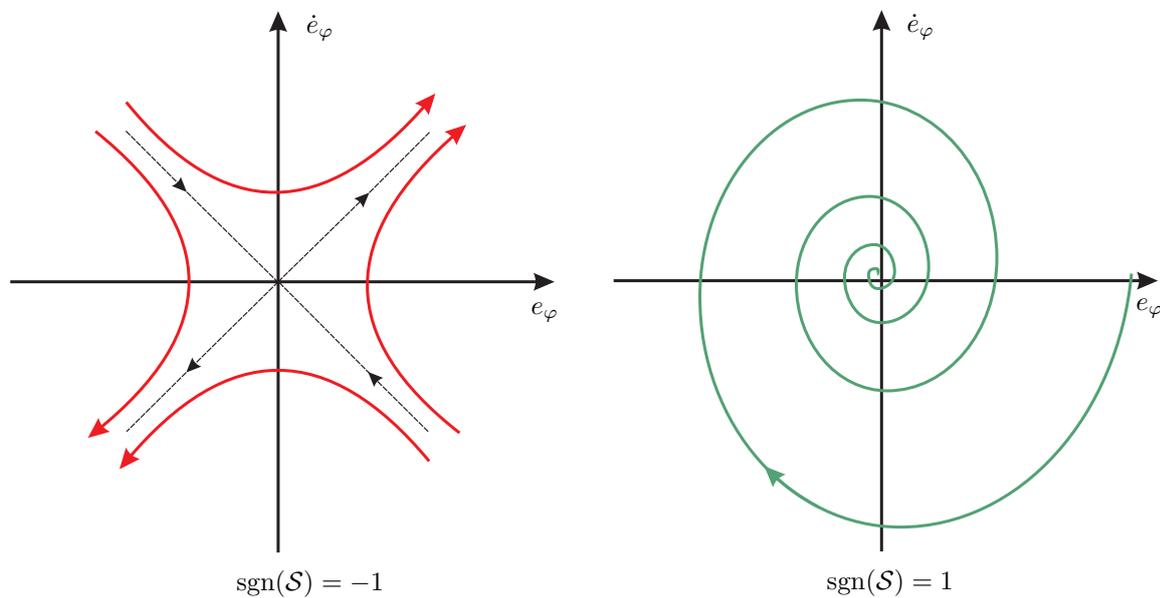


Abbildung 3.5.: Qualitative Darstellung der Trajektorien des Fehlervektors in den beiden Schaltzuständen.

3. Regelungskonzepte

$\text{sgn}(\mathcal{S}) = 1$:

$$\begin{aligned} e_\varphi &= e^{-Dt}(C_1 e^{j\sqrt{K_1}t} + C_2 e^{-j\sqrt{K_1}t}) = e^{-Dt}[\tilde{C}_1 \cos(\sqrt{K_1}t) + \tilde{C}_2 \sin(\sqrt{K_1}t)] \\ \dot{e}_\varphi &= e^{-Dt}[\hat{C}_1 \cos(\sqrt{K_1}t) + \hat{C}_2 \sin(\sqrt{K_1}t)] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Die resultierenden Trajektorien sind gedämpfte Spiralen.

$\text{sgn}(\mathcal{S}) = -1$:

$$\begin{aligned} e_\varphi &= C_1 e^{(-D+\sqrt{K_2})t} + C_2 e^{(-D-\sqrt{K_2})t} \\ \dot{e}_\varphi &= \hat{C}_1 e^{(-D+\sqrt{K_2})t} + \hat{C}_2 e^{(-D-\sqrt{K_2})t} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Die resultierenden Trajektorien sind Hyperbeln, deren Asymptoten die Steigungen $-D \pm \sqrt{K_2}$ besitzen.

Die Idee bezüglich der Regelung ist nun, die Phasenebene in vier Bereiche zu unterteilen, die sich durch das Vorzeichen der Schaltfunktion \mathcal{S} unterscheiden. Sowohl in [13] als auch in [14] wird dazu

$$\mathcal{S} = (ce_\varphi + \dot{e}_\varphi)e_\varphi \quad (3.27)$$

mit dem Designparameter c vorgeschlagen. Je nach Bereich wird dem Fehlervektor eine andere Trajektorienform aufgezwungen, was bei einer korrekten Wahl der freien Parameter dazu führt, dass der Fehlervektor in den Ursprung der e_φ - \dot{e}_φ -Ebene läuft.

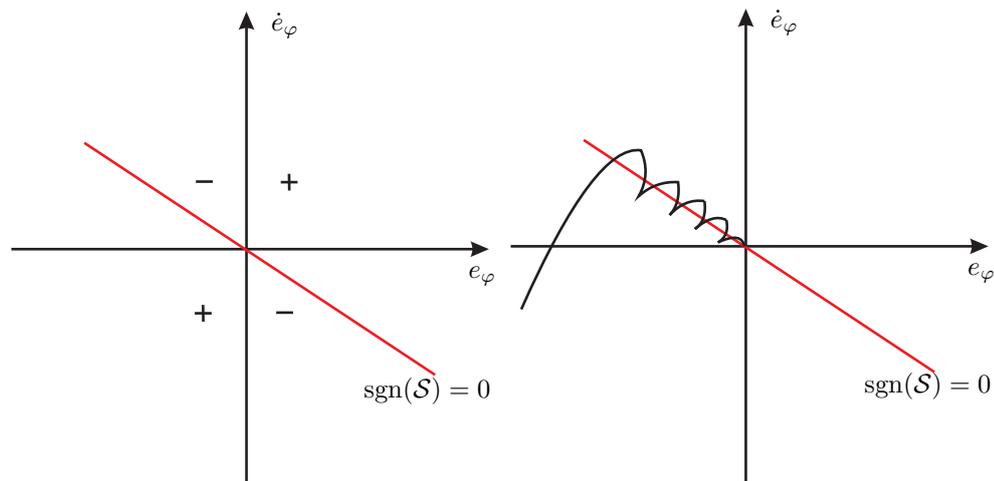


Abbildung 3.6.: Bereiche in der Phasenebene, in denen die Schaltfunktion unterschiedliche Vorzeichen besitzt und deshalb verschiedene Trajektorien angenommen werden.

3.3. Zeitoptimale Regelung

Um die bisher vernachlässigten Störungen zu überwinden, wird in [14] empfohlen, einen zusätzlichen Switching-Term

$$M_{A2} = -m \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) \quad (3.28)$$

zum Regelgesetz zu addieren, wobei der Faktor m betragsmäßig größer als der maximale Betrag der Störungen sein muss. Diesem Vorschlag wurde allerdings nicht gefolgt und stattdessen ein Integralterm hinzugefügt:

$$M_A = k_P \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) e_\varphi + k_D \dot{e}_\varphi + k_I \int k_P \operatorname{sgn}(\mathcal{S}) e_\varphi + k_D \dot{e}_\varphi dt \quad (3.29)$$

Interessant ist, dass das resultierende Regelgesetz (3.29) und der P-PI-Regler aus 3.1 eine große Ähnlichkeit aufweisen. Die Konstanten k_I und k_D wurden aus diesem Grund gleich den dortigen PI-Reglerkonstanten gewählt. Bezüglich Überschwingens weist dieser Ansatz ebenfalls einen Vorteil auf. Wird die Konstante c beim Entwurf der Schaltfläche nicht zu groß gewählt, bewegen sich die Fehlertrajektorien auf Bahnen ähnlich der in Abbildung 3.6 dargestellten Kurve in den Ursprung. Die \dot{e}_φ Achse wird dann nicht geschnitten, was bedeutet, dass keine Änderung des Vorzeichens von e_φ auftritt und Überschwingen ausgeschlossen werden kann. Es muss also keine Sondermaßnahme getroffen werden, um einen Betrieb ohne Überschwingen sicherstellen zu können (in [14] wird für c eine obere Schranke, die unter anderem von der Abtastzeit T_d des Regelungssystems abhängt, hergeleitet).

3.3. Zeitoptimale Regelung

Der letzte aus der Gruppe der schaltenden Regler untersuchte Ansatz ist in der regelungstechnischen Literatur als „Minimum Time Controller“ bekannt (siehe [15], [16]). Dem Namen entsprechend ist das Ziel ein Regelkreis, in dem die zu regelnde Größe den vorgegebenen Sollwert so schnell wie möglich annimmt. In [15] wird zur Herleitung eine Positionsregelungsaufgabe betrachtet, bei der das zu positionierende Objekt zu Beginn in Ruhe ist und ein Sollwertsprung vorgegeben wird. Zeitoptimalität wird in solchen Situationen erreicht, wenn alle Beschleunigungs- und Bremsvorgänge mit Maximalkraft beziehungsweise Maximalmoment erfolgen. Bezogen auf die Asynchronmaschine bedeutet das, dass aus dem Ruhezustand zunächst so lange mit dem größtmöglichen Moment beschleunigt werden muss, bis entsprechend (3.9) $\omega = \operatorname{sgn}(e_\varphi) \omega_{brems}$ gilt. Ab diesem Zeitpunkt muss mit allen zur Verfügung stehenden Mitteln gebremst werden. Gemäß [15] kann für das Antriebsmoment

3. Regelungskonzepte

$$M_A = M_{max} \operatorname{sgn}(\operatorname{sgn}(e_\varphi) \min(\omega_{max}, \omega_{brems}) - \omega) \quad (3.30)$$

geschrieben werden. Um die unabhängig von der gerade noch bremsbaren Geschwindigkeit ω_{brems} gegebene Geschwindigkeitsbegrenzung ω_{max} auch immer einzuhalten, wurde bei der Differenzbildung das Minimum der beiden Größen herangezogen. Weiters wurden zur Vermeidung von Chattering die sgn-Funktionen durch Sat-Funktionen ersetzt (siehe Abbildung 3.4) und ein integrierender Term zur Erhöhung der stationären Genauigkeit beigefügt. Um allerdings kein Moment größer M_{max} aufzuschalten, muss bei der Gewichtung des schaltenden Teils eine Reduktion vorgenommen werden:

$$M_A = M_{red} \operatorname{sat}(\operatorname{sgn}(e_\varphi) \min(\omega_{max}, \omega_{brems}) - \omega) + k_I \int (\operatorname{sgn}(e_\varphi) \min(\omega_{max}, \omega_{brems}) - \omega) dt \quad (3.31)$$

Wobei $M_{red} < M_{max}$ gilt.

3.4. Modellprädiktive Regelung

3.4.1. Grundprinzip

Modellbasierte prädiktive Regelungen, kurz MPR, gelten als moderne und vielseitig einsetzbare Regelungsstrategien. Die zentrale Gemeinsamkeit aller unter dem Begriff MPR geführten Methoden ist, dass die Berechnung des Stellgrößenverlaufs auf das Lösen einer Optimierungsaufgabe zurückgeführt wird. Der Kern dieser Optimierungsaufgaben ist stets die Frage, wie das gegebene System beeinflusst werden muss, damit die Regelgröße innerhalb eines vorgegeben Intervalls möglichst perfekt dem Sollverlauf folgt.

Um das Funktionsprinzip eines MPR-Reglers näher beschreiben zu können, soll zunächst der sogenannte *Prädiktionshorizont* eingeführt werden: Der Prädiktionshorizont \mathcal{P} steht zu einem beliebigen Zeitpunkt t_0 während des Regelvorganges für ein von t_0 aus in die Zukunft ragendes Zeitintervall (siehe Abbildung 3.7). Seine Länge $T_{\mathcal{P}}$ wird von der entwerfenden Person vorgegeben.

3.4. Modellprädiktive Regelung

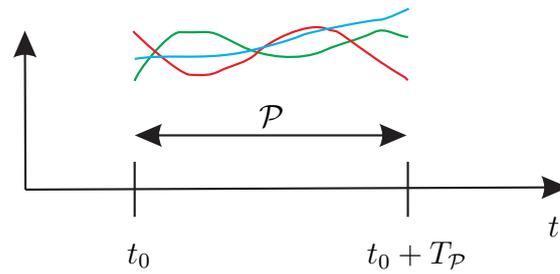


Abbildung 3.7.: Der Prädiktionshorizont ragt vom aktuellen Zeitpunkt t_0 aus in die Zukunft. In diesem Intervall findet die Optimierung statt.

Damit kann die Vorgehensweise² eines MPC-Reglers bei der Suche nach einem neuen Stellgrößenwert folgendermaßen zusammengefasst werden:

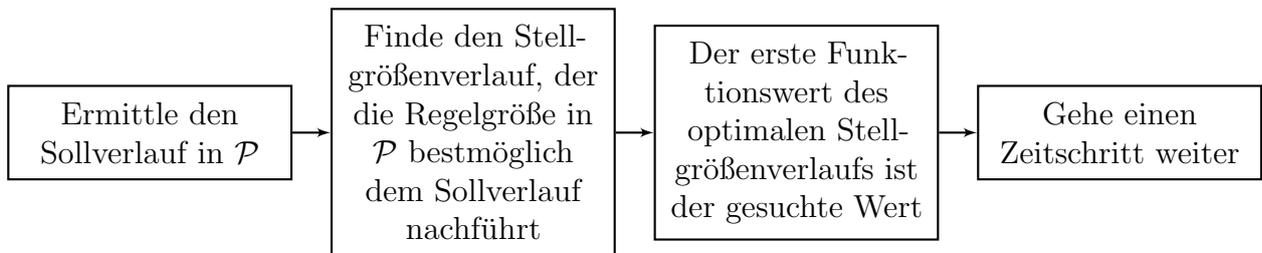


Abbildung 3.8.: Grundschritte eines MPC-Reglers.

Für den ersten Schritt aus Abbildung 3.8 muss der zukünftige Sollverlauf entweder bereits bekannt sein oder die Möglichkeit gegeben sein, diesen ohne zu großen Aufwand zu ermitteln. Zur Durchführung des zweiten Schrittes wird auf das mathematische Modell der Regelstrecke zurückgegriffen. Mit Hilfe des Modells wird ermittelt, welcher Stellgrößenverlauf am besten geeignet ist, um die zu regelnde Größe innerhalb des Intervalls \mathcal{P} dem Sollverlauf nachzuführen. Die Qualität der jeweiligen Nachführungen wird durch die Auswertung eines Gütefunktional \mathcal{J} bewertet. Vom besten prädictierten Stellgrößenverlauf wird der erste Wert tatsächlich auf die Strecke geschaltet. Zum nächsten Zeitpunkt, an dem ein neuer Wert der Stellgröße verlangt wird, wird diese Prozedur wiederholt.

Ein oft angeführter Vorteil dieser Methode ist, dass Beschränkungen der Zustands- und Stellgrößen ohne größere Probleme berücksichtigt werden können. Es gibt allerdings auch Nachteile. So sind oft umfangreiche Berechnungen während des Betriebs nötig.

²Die folgenden Überlegungen beziehen sich auf SISO-Systeme, sind im MIMO-Fall aber genauso gültig.

3. Regelungskonzepte

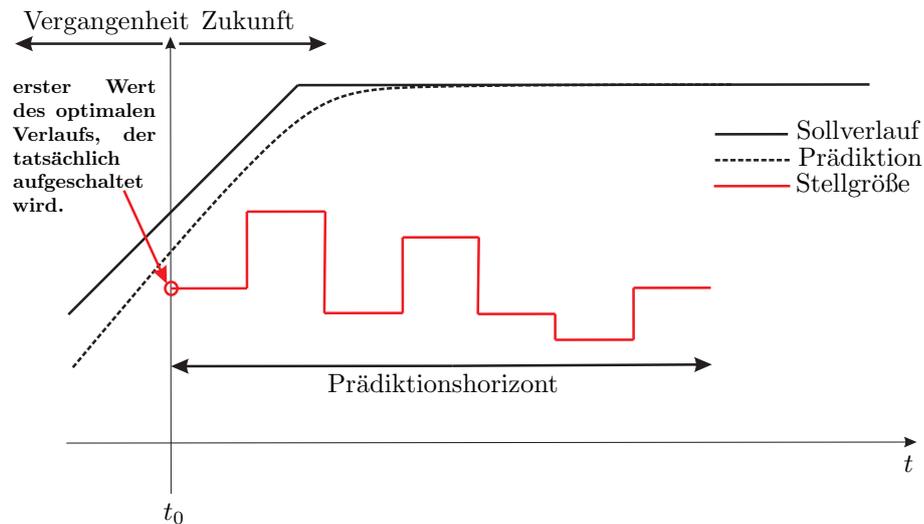


Abbildung 3.9.: Qualitative Darstellung der bei einer MPR Regelung auftretenden Verläufe.

3.4.2. Geschlossene modellprädiktive Regelung

Ein unangenehmer Nebeneffekt des eben beschriebenen Ansatzes ist, dass er in vielen Fällen mit aufwendigen Berechnungen während des Betriebs verbunden ist. Vor allem bei elektromechanischen Systemen mit kleinen Zeitkonstanten können dadurch erhebliche Probleme auftreten (siehe [17], [18]). Aus diesem Grund wurde in der jüngeren Vergangenheit versucht, Methoden zu entwickeln, deren Fundament zwar aus den obigen Grundideen besteht, die aber auf ein geschlossenes Regelgesetz führen und eine Onlineoptimierung vermeiden. In der englischsprachigen Literatur werden diese Ansätze als „Closed-Form Model Predictive Control“ bezeichnet. In dieser Arbeit wird der Ausdruck „geschlossene MPR“ verwendet.

Von allen Ideen, die in diese Richtung zielen, hat sich eine von einer Gruppe um Professor Wen-Hua Chen aus Leicestershire entwickelte Vorgehensweise als für viele Probleme besonders gut geeignet herausgestellt. Eine prinzipielle, allgemein gehaltene Formulierung kann in [18] nachgelesen werden. Sie basiert im Wesentlichen auf der Approximation sämtlicher relevanten Größen durch Taylorreihen. An dieser Stelle wird direkt die auf die Positionsregelung der Asynchronmaschine angepasste Form gezeigt.

3.4.3. Geschlossene MPR für die Positionsregelung der Asynchronmaschine

Zu jedem Zeitpunkt t während des Regelungsprozesses wird zur Ermittlung des aufzuschaltenden Antriebsmoments M_A die folgende Optimierungsaufgabe gelöst:

$$\mathcal{J} = \frac{1}{2} \int_0^{T_P} (\varphi_{\text{praed}}(t + \tau) - \varphi_{\text{soll}}(t + \tau))^2 d\tau \longrightarrow \min_{M_{A,\text{praed}}} \quad (3.32)$$

Die Länge des Prädiktionsintervalls T_P ist grundsätzlich frei. Das Ergebnis der Optimierung stellt den bestmöglichen Verlauf der prädizierten Stellgröße $M_{A,\text{praed}}$ während \mathcal{P} dar. Das auf die reale Strecke aufzuschaltende Moment M_A ist gegeben durch den ersten Wert dieses Verlaufs.

$$M_A(t) = M_{A,\text{praed}}(t) \quad (3.33)$$

Die zentrale Idee ist nun, sowohl für φ_{soll} als auch für φ_{praed} eine Taylorreihe anzusetzen:

$$\varphi_{\text{soll}}(t + \tau) = \varphi_{\text{soll}}(t) + \frac{\dot{\varphi}_{\text{soll}}(t)}{1!} \tau + \frac{\ddot{\varphi}_{\text{soll}}(t)}{2!} \tau^2 + \dots \quad (3.34)$$

$$\varphi_{\text{praed}}(t + \tau) = \varphi(t) + \frac{\dot{\varphi}(t)}{1!} \tau + \frac{\ddot{\varphi}(t)}{2!} \tau^2 + \dots \quad (3.35)$$

Entscheidend ist, dass die Taylorentwicklung zur Approximation von φ_{praed} (3.35) so viele Glieder enthält, dass die Stellgröße, im konkreten Fall $M_{A,\text{praed}}$, zum Vorschein kommt. Man spricht in diesem Zusammenhang von einer Ableitung bis zum „relativen Grad“ (siehe [19]). Die Anzahl an berücksichtigten Ableitungen in der Taylorreihe kann einen erheblichen Einfluss auf die Qualität und sogar Stabilität der Regelung haben. Eine detaillierte Diskussion dazu findet sich in [18]. Beim hier behandelten Positionsregelungsproblem ist jedoch eine Reihenentwicklung bis zur zweiten Ableitung ausreichend (siehe [20]).

Der nächste Schritt besteht darin, die Streckenbeschreibung (2.38) in (3.35) einzusetzen. Man erhält damit für das Funktional

3. Regelungskonzepte

$$\mathcal{J} = \frac{1}{2} \int_0^{T_{\mathcal{P}}} \left(\begin{array}{c} \varphi - \varphi_{soll} \\ \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_{soll} \\ \frac{1}{J}(M_{A,praed} - M_{geg}) - \ddot{\varphi}_{soll} \end{array} \right)^T \left[\left(\begin{array}{c} 1 \\ \tau \\ \frac{\tau^2}{2} \end{array} \right) (1 \quad \tau \quad \frac{\tau^2}{2}) \right] \left(\begin{array}{c} \varphi - \varphi_{soll} \\ \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_{soll} \\ \frac{1}{J}(M_{A,praed} - M_{geg}) - \ddot{\varphi}_{soll} \end{array} \right) d\tau \quad (3.36)$$

wobei für alle Größen rechts und links des dyadischen Produkts gilt, dass sie an der Stelle t ausgewertet worden sind, zum Beispiel $\dot{\varphi} = \dot{\varphi}(t)$. Da diese Aussage einerseits genauso auf $M_{A,praed}$ zutrifft, andererseits $M_A = M_{A,praed}(t)$ gilt, muss aus dem erhaltenen Ergebnis das tatsächlich aufzuschaltende Moment nicht mehr durch eine Auswertung ermittelt werden. Es kann für das Funktional

$$\mathcal{J} = \frac{1}{2} \left(\begin{array}{c} \varphi - \varphi_{soll} \\ \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_{soll} \\ \frac{1}{J}(M_A - (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll})) \end{array} \right)^T \left(\begin{array}{ccc} T_{\mathcal{P}} & \frac{T_{\mathcal{P}}^2}{2} & \frac{T_{\mathcal{P}}^3}{6} \\ \frac{T_{\mathcal{P}}^2}{2} & \frac{T_{\mathcal{P}}^3}{3} & \frac{T_{\mathcal{P}}^4}{4} \\ \frac{T_{\mathcal{P}}^3}{6} & \frac{T_{\mathcal{P}}^4}{8} & \frac{T_{\mathcal{P}}^5}{20} \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} \varphi - \varphi_{soll} \\ \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_{soll} \\ \frac{1}{J}(M_A - (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll})) \end{array} \right) \quad (3.37)$$

geschrieben werden. Die Approximation mit Hilfe von Taylorreihen vereinfacht das Problem also signifikant. Allerdings wird dafür auch ein Preis gezahlt. Zum einen wird nicht die gesamte im Streckenmodell vorhandene Information verwendet, zum anderen wird die Menge an für die Lösung der Optimierung in Frage kommenden Verläufen stark eingeschränkt. Es ist also eine Abweichung von der eigentlichen optimalen Lösung zu erwarten. Glücklicherweise kommt eine Taylorreihenentwicklung der approximierten Funktion immer näher, je kleiner der Abstand zu dem Punkt ist, um den die Entwicklung der Reihe stattfindet. Das bedeutet, dass ein ausreichend klein gewähltes $T_{\mathcal{P}}$ ein Ergebnis unweit des tatsächlichen Optimums erwarten lässt.

$$\mathcal{J} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{J} \right)^2 \frac{T_{\mathcal{P}}^5}{20} (M_A - (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll}))^2 + 2 \left(\frac{1}{J} (M_A - (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll})) \right) \left(\frac{T_{\mathcal{P}}^3}{6} \quad \frac{T_{\mathcal{P}}^4}{8} \right) \left(\begin{array}{c} \varphi - \varphi_{soll} \\ \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_{soll} \end{array} \right) + \mathcal{O}(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi}) \quad (3.38)$$

Der Ausdruck $\mathcal{O}(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi})$ repräsentiert alle Terme, in denen M_A nicht vorkommt. Um die geforderte Optimalität sicherzustellen, muss das Antriebsmoment so gewählt werden, dass die Bedingung

3.4. Modellprädiktive Regelung

$$\frac{d\mathcal{J}}{dM_A} = 0 \quad (3.39)$$

erfüllt ist. Nach einigen elementaren Umformungen kann damit eine Vorschrift für M_A angegeben werden:

$$M_A = J \left(\frac{10}{3T_P^2} (\varphi_{soll} - \varphi) + \frac{5}{2T_P} (\dot{\varphi}_{soll} - \dot{\varphi}) \right) + (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll}) \quad (3.40)$$

Damit ist das Problem an sich gelöst. Das Regelgesetz hängt maßgeblich von der Länge des Prädiktionshorizonts ab und ähnelt wiederum stark der bereits behandelten PI-Struktur. Will man das so hergeleitete Regelgesetz in der Praxis einsetzen, muss man allerdings noch zwei Fragen beantworten:

1. Wie werden vorgegebene Begrenzungen berücksichtigt?
2. Was geschieht mit dem Term M_{geg} ?

3.4.4. Begrenzungen

Im folgenden Abschnitt wird gezeigt, wie die Begrenzungen

$$\begin{array}{l} |M_A| \leq M_{max} \\ |\omega| \leq \min(\omega_{brems}, \omega_{max}) \end{array} \quad (3.41)$$

mit dem MPC-Regelgesetz (3.40) verknüpft werden können.

Es wird zuerst die Geschwindigkeitsbeschränkung behandelt. Das Ziel ist, die Geschwindigkeitsbegrenzung aus (3.41) in eine dynamische Begrenzung bezüglich des Antriebsmoments umzuwandeln. Der Grundgedanke ist, dass ein während des Prädiktionshorizonts \mathcal{P} wirkendes Antriebsmoment den Betrag der Winkelgeschwindigkeit nicht so stark erhöhen darf, dass die aus der Begrenzung hervorgehende Schranke überschritten wird. Es ist zu erwähnen, dass zur Berechnung des Ausdrucks ω_{brems} der prädizierte Winkel $\varphi(t + T_P) = \varphi(t) + \omega(t)T_P$ verwendet wird. Das ist nötig, um die nach dem Prädiktionshorizont gegebene Beschränkung erkennen und einhalten zu können.

3. Regelungskonzepte

$\omega(t) > 0$:

$$\begin{aligned} \omega(t + T_{\mathcal{P}}) &= \omega(t) + \frac{1}{J} M_A \cdot T_{\mathcal{P}} \leq \min(\omega_{brems}, \omega_{max}) \\ \Rightarrow -M_{max} &\leq M_A \leq \frac{(\min(\omega_{brems}, \omega_{max}) - \omega(t))J}{T_{\mathcal{P}}} \end{aligned} \quad (3.42)$$

$\omega(t) < 0$:

$$\begin{aligned} \omega(t + T_{\mathcal{P}}) &= \omega(t) + \frac{1}{J} M_A \cdot T_{\mathcal{P}} \geq -\min(\omega_{brems}, \omega_{max}) \\ \Rightarrow -\frac{(\min(\omega_{brems}, \omega_{max}) + \omega(t))J}{T_{\mathcal{P}}} &\leq M_A \leq M_{max} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Die Schranken bezüglich des Antriebsmoments müssen dynamisch während des Betriebs berechnet werden. Je nach Vorzeichen der Winkelgeschwindigkeit verändert sich entweder die obere oder die untere Grenze. Für die weiteren Überlegungen werden dafür die Abkürzungen M_{sat+} und M_{sat-} eingeführt.

Es bleibt die Frage, wie sich eine Begrenzung des Antriebsmoments auswirkt. Grundsätzlich sind zwei Fälle möglich. Der aus dem Optimierungsproblem hervorgehende optimale Wert kann innerhalb oder außerhalb des erlaubten Gebiets

$$\mathcal{M}_k := \{x \in \mathbb{R} \mid M_{sat-} \leq x \leq M_{sat+}\} \quad (3.44)$$

liegen. Liegt er innerhalb, verursacht die Begrenzung kein Problem.

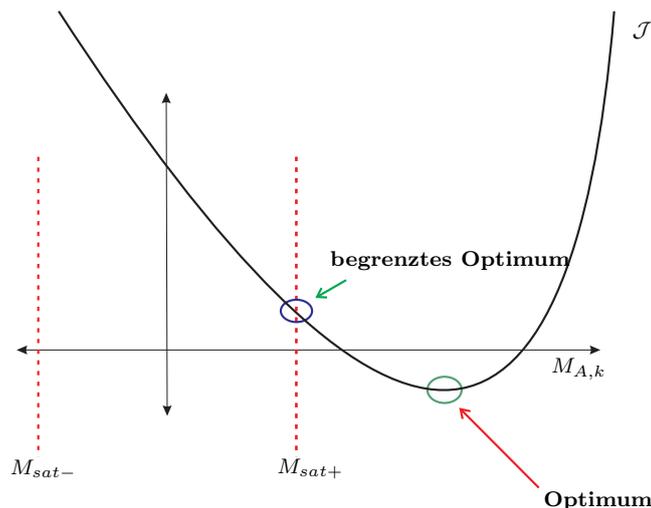


Abbildung 3.10.: Behandlung der Momentenbegrenzung.

3.4. Modellprädiktive Regelung

Liegt er außerhalb, wie in Abbildung 3.10 dargestellt, ist auf Grund der quadratischen Form von \mathcal{J} der dem Optimum am nächsten kommende Wert der beste. In Situationen, in denen die Begrenzungen aktiv werden, muss demnach zur Gänze in die Begrenzung gegangen werden.

3.4.5. Störgrößenbeobachter

Das Regelgesetz (3.40) enthält unter anderem den Ausdruck M_{geg} , die Summe aller zu einem Zeitpunkt wirkenden Gegenmomente. Da diese Größe grundsätzlich unbekannt ist, muss versucht werden, sie durch eine möglichst akurate Schätzung zu ersetzen. Ein Satz von Gleichungen, der eine derartige Schätzung durchführt, wird oft als *Störgrößenbeobachter* bezeichnet. Im Rahmen dieser Arbeit wurden dazu zwei Ansätze untersucht.

Störgrößenbeobachter aus dem Drallsatz

Der aus der Streckenbeschreibung bekannte Drallsatz stellt den Ausgangspunkt der ersten Methode dar:

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J}(M_A - M_{geg}) \quad (3.45)$$

Das vom Regler gewünschte Antriebsmoment M_A ist zu jedem Abtastzeitpunkt bekannt. Werden im Laufe der Regelung die Werte von M_A für N Abtastschritte gespeichert, steht zu jedem beliebigen Zeitpunkt t_k der Verlauf des Antriebsmoments über das Intervall $[t_k - NT_d, t_k - T_d]$ zur Verfügung. Mit der zu Beginn dieses Intervalls gegebenen Winkelgeschwindigkeit $\omega(t_k - NT_d)$ lässt sich die Geschwindigkeit $\omega^*(t_k)$ berechnen, die sich eingestellt hätte, hätte während des betrachteten Intervalls nur das Antriebsmoment M_A auf die Strecke gewirkt:

$$\omega^*(t_k) = \omega(t_k - NT_d) + \frac{T_d}{J} \sum_{i=-N}^{-1} M_A(t_k + iT_d) \quad (3.46)$$

Weicht die gemessene Geschwindigkeit allerdings von der erwarteten ab, müssen Störungen gewirkt haben:

$$\omega(t_k) = \omega^*(t_k) - \frac{T_d}{J} \sum_{i=-N}^{-1} M_{geg}(t_k + iT_d) \quad (3.47)$$

3. Regelungskonzepte

Um daraus eine Schätzung der Störmomente berechnen zu können, wird die Annahme $\dot{M}_{geg} = 0$ getroffen. Da über die Gegenmomente und ihre Ableitung nichts bekannt ist, stellt diese Vereinfachung einen notwendigen Schritt dar. Eine einfache Umformung liefert damit unmittelbar einen Schätzwert \hat{M} :

$$\begin{aligned}\hat{M}(t_k) &= \frac{J}{NT_d} [\omega^*(t_k) - \omega(t_k)] \\ &= \frac{J}{NT_d} \left[\frac{T_d}{J} \sum_{i=1}^N M_A(t_k - iT_d) + \omega(t_k - NT_d) - \omega(t_k) \right]\end{aligned}\tag{3.48}$$

Störgrößenbeobachter nach Chen

Die zweite Herangehensweise geht wiederum auf die Gruppe um Wen-Hua Chen zurück. In [21] zeigen die Autoren, wie für eine große Klasse von nichtlinearen Systemen ein Störgrößenbeobachter hergeleitet werden kann. Die im besagten Artikel äußerst allgemein gehaltenen Gleichungen werden an dieser Stelle unmittelbar in einer dem Positionsregelungsproblem angepassten Form gezeigt.

Es wird wie zuvor von der Annahme $\dot{M}_{geg} = 0$ ausgegangen. Zu Beginn der Ausführungen stehen die folgenden an den Schätzwert \hat{M} gestellten Anforderungen:

- $M_{geg} > \hat{M} \Rightarrow \hat{M}$ soll wachsen
- $M_{geg} < \hat{M} \Rightarrow \hat{M}$ soll kleiner werden
- $M_{geg} = \hat{M} \Rightarrow \hat{M}$ soll gleich bleiben

Es ist unmittelbar ersichtlich, dass eine der Differentialgleichung

$$\dot{\hat{M}} = M_{geg} - \hat{M}\tag{3.49}$$

genügende Schätzung diese Bedingungen erfüllt. Um die zeitliche Entwicklung von \hat{M} beispielsweise mittels numerischer Integration bestimmen zu können ist es notwendig, zu jedem Abtastzeitpunkt den genauen Wert der Ableitung $\dot{\hat{M}}$ zu kennen. Da die Größe M_{geg} unbekannt ist, ist eine Auswertung der rechten Seite von (3.49) jedoch nicht möglich. Ersetzt man allerdings M_{geg} durch die Systembeschreibung (3.45), erhält man mit

3.4. Modellprädiktive Regelung

$$\begin{aligned}\dot{\hat{M}} &= (M_A - J\dot{\omega}) - \hat{M} \\ &= -\hat{M} + M_A - J\dot{\omega}\end{aligned}\quad (3.50)$$

eine alternative Darstellung. Hier erschwert der Ausdruck $\dot{\omega}$ die direkte Auswertung der rechten Gleichungsseite. Die Ableitung der Winkelgeschwindigkeit steht im Rahmen dieser Arbeit nicht zur Verfügung, weder als Messgröße, noch kann sie zu dem Zeitpunkt, an dem sie benötigt wird, berechnet werden. Um die Idee von (3.49) trotzdem zu retten, wird der Term $\dot{\omega}$ durch eine Substitution ersetzt. Führt man die Hilfsvariable $z = \hat{M} + J\omega$ an, so besitzt diese die Dynamik

$$\begin{aligned}\dot{z} &= (J\dot{\omega} + \dot{\hat{M}}) = -\hat{M} + M_A \\ &= -z + J\omega + M_A\end{aligned}\quad (3.51)$$

Diese Differentialgleichung kann ausgehend von einem Anfangswert z_0 gelöst werden! Aus z erhält man die gesuchte Schätzung \hat{M} unmittelbar durch Subtraktion des Terms $J\omega$. Insgesamt ergeben sich so zwei Gleichungen:

$$\begin{aligned}\dot{z} &= -z + J\omega + M_A \\ \hat{M} &= z - J\omega\end{aligned}$$

(3.52)

In [21] wird weiters gezeigt, dass ein derartig aufgebauter Beobachter unabhängig vom Startwert für $t \rightarrow \infty$ den exakten Wert der Störungen liefert. Zur Realisierung in Simulink[®] wurde ein der folgenden Struktur entsprechender Koppelplan eingesetzt:

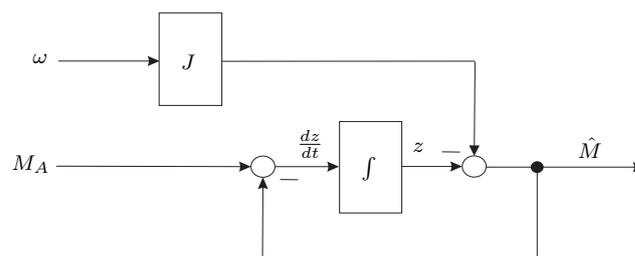


Abbildung 3.11.: Realisierbare Version des Störgrößenbeobachters nach Chen.

Interessant ist, dass die Änderung, die durch die zuvor beschriebene Einführung der Hilfsvariable z an der ursprünglichen Version des Beobachters vorgenommen wird, als ein „Durchziehen“ von $\dot{\omega}$ durch den gegebenen Integrator aufgefasst werden kann:

3. Regelungskonzepte

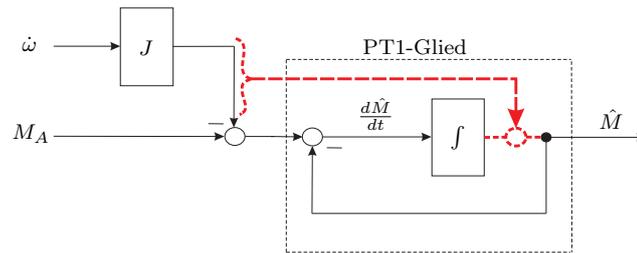


Abbildung 3.12.: Nicht realisierbare, ursprüngliche Version des Störgrößenbeobachters nach Chen.

3.5. Passivitätsbasierte Regelung

Das Ziel aller passivitätsbasierten Syntheseverfahren ist es, aus dem zu regelnden System mit Hilfe eines geeigneten Reglers ein „passives“ Gesamtsystem zu machen. Ein System der Form

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \end{aligned} \quad (3.53)$$

mit dem Zustand $\mathbf{x} \in \mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n$, dem Stelleingang $\mathbf{u} \in \mathcal{U} \subset \mathbb{R}^m$ und dem Ausgang $\mathbf{y} \in \mathcal{Y} \subset \mathbb{R}^m$ gilt als passiv, wenn es eine nichtnegative sogenannte Speicherfunktion $V(\mathbf{x}) : \mathcal{X} \rightarrow \mathbb{R}$ gibt, sodass

$$V(\mathbf{x}(t)) - V(\mathbf{x}(0)) \leq \int_0^t \mathbf{y}^T \mathbf{u} d\tau \quad (3.54)$$

für alle zulässigen Eingangsgrößenverläufe und Anfangszustände gilt. Der Grund, warum diese so einfach zu formulierende Eigenschaft im Zentrum einer ganzen Reihe von Entwurfsmethoden steht, ist, dass mit der Existenz dieses Merkmals mehrere regelungstechnisch interessante Folgeigenschaften verknüpft sind. Exemplarisch seien die zwei wichtigsten erwähnt:

- Die Ruhelage $\mathbf{x} = \mathbf{0}$ eines passiven Systems ist stets stabil im Sinne von Ljapunov. Diese Aussage ist eine Konsequenz der differentiellen Form von (3.54)

$$\frac{d}{dt} V(\mathbf{x}(t)) \leq \mathbf{y}^T \mathbf{u} \quad (3.55)$$

Für den Fall $\mathbf{u} = \mathbf{0}$ kann (3.55) als Ljapunovungleichung mit der Ljapunovfunktion $V(\mathbf{x})$ aufgefasst werden kann.

3.5. Passivitätsbasierte Regelung

- Steht $\mathbf{y}^T \mathbf{u}$ für eine Leistung und $V(\mathbf{x}(t))$ für die zum Zeitpunkt t im System gespeicherte Energie, dann bedeutet (3.54), dass die Zunahme der Systemenergie kleiner oder gleich der durch die Eingänge zugeführten Energie ist.

Eine detaillierte Diskussion des Themas Passivität kann unter anderem in [22] nachgelesen werden. Entscheidend für die weiteren Überlegungen ist das folgende Ergebnis:

Lässt sich ein System in der Form

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x} &= (\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})) \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{B}(\mathbf{x}) \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{B}(\mathbf{x})^T \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} \end{aligned} \quad (3.56)$$

mit einer schief-symmetrischen Matrix $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ und einer symmetrischen und positiv semidefiniten Matrix $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ darstellen, ist es stets passiv mit der Speicherfunktion $V(\mathbf{x})$.

Derartige Systeme werden in der Literatur als „Port-Hamilton-Systeme“ (kurz pH-Systeme) bezeichnet (siehe z.B. [23]). Ist die Speicherfunktion positiv definit, dann ist die Stelle $\mathbf{x}^* = \arg \min V(\mathbf{x})$ global asymptotisch stabil. Die Matrizen $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ und $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ bestimmen mit dem Gradienten der Speicherfunktion die Dynamik des Systems. Sehr oft besteht der Zustandsvektor \mathbf{x} aus Zustandsvariablen, die die im System vorhandenen Energiespeicher beschreiben. In derartigen Fällen gibt $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ Auskunft über den Energieaustausch zwischen diesen Speichern und $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ beschreibt die dissipativen Elemente, die für unwiederbringliche Verluste verantwortlich sind.

Da Systeme der Form (3.56) immer passiv sind, ist das eingangs erwähnte Ziel, ein passives System zu konstruieren erreicht, wenn das Gesamtsystem pH-Struktur annimmt. Ein auf diesem Gedanken aufbauendes Verfahren ist das so genannte *Interconnection and Damping Assignment* (kurz IDA-PBC). Zum einen wird dabei durch die pH-Struktur Passivität und damit Stabilität sichergestellt, zum anderen werden durch eine geeignete Wahl von $V(\mathbf{x})$, $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ und $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ die dynamischen und stationären Anforderungen erfüllt. In der Folge werden kurz die wichtigsten Gleichungen dieses Verfahrens angegeben.

Ein System der Form

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u} \quad (3.57)$$

mit der spaltenregulären Matrix $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ kann unter Einsatz des Zustandsreglers

3. Regelungskonzepte

$$\mathbf{u} = \beta(\mathbf{x}) = \underbrace{(\mathbf{G}(\mathbf{x})^T \mathbf{G}(\mathbf{x}))^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{x})^T}_{\tilde{\mathbf{G}}} \{ [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{f}(\mathbf{x}) \} \quad (3.58)$$

auf pH-Form entsprechend (3.56) gebracht werden, wobei die Systemparameter $V(\mathbf{x})$, $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ und $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ vom Entwerfer vorgegeben werden können. Der Ausdruck $\tilde{\mathbf{G}}$ steht für die Pseudoinverse der Matrix \mathbf{G} und wird im Falle einer gleichen Anzahl von Ein- und Ausgangsgrößen zur tatsächlichen Inversen. Dass (3.58) hält was es verspricht, wird ersichtlich wenn man die ursprüngliche Sytembeschreibung mit der erwünschten gleichsetzt

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x})\beta(\mathbf{x}) \stackrel{!}{=} [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} \quad (3.59)$$

und auf das gesuchte $\beta(\mathbf{x})$ auflöst. Ein entscheidender Punkt ist, dass eine mittels der Pseudoinversen erhaltene Lösung eines überbestimmten Gleichungssystems im Allgemeinen nur eine Näherungslösung darstellt. Um trotzdem zu ermöglichen, dass durch ein passendes Regelgesetz Gleichheit in (3.59) hergestellt werden kann, wird die Menge der Wunschparameter $V(\mathbf{x})$, $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ und $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ eingeschränkt. Die Einhaltung der sogenannten PBC-Matching Equation

$$\mathbf{G}^\perp(\mathbf{x})\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{G}^\perp[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} \quad (3.60)$$

mit dem Linksannihilator der Eingangsmatrix $\mathbf{G}^\perp(\mathbf{x})\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \mathbf{0}$ stellt sicher, dass nur Wünsche eintreten können, für die (3.59) trotz einer eventuell gegebenen Überbestimmtheit exakt gelöst werden kann.

Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde der Versuch unternommen, mit IDA-PBC einen zu den anderen Ansätzen kompetitiven Regler zu entwerfen. In der regelungstechnischen Literatur gibt es mehrere Veröffentlichungen, deren Thema die Verbindung von passivitätsbasierten Methoden mit der Regelung einer Asynchronmaschine ist (z.B. [24] und [25]). Bei den meisten derartigen Ansätzen wird jedoch nicht auf eventuell vorhandene Beschränkungen eingegangen und mittels eines vollständigen Modells der Maschine wie dem Grundwellenmodell ein Regelgesetz entwickelt, das vom Positionswunsch direkt auf die aufzuschaltenden Spannungen abbildet. Um die bei dieser Arbeit gegebenen Beschränkungen handhaben zu können, wurde wieder nur die Strecke zwischen Positionswunsch und Antriebsmoment betrachtet. Unter Vernachlässigung von M_{geg} gilt

$$\begin{pmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\omega} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi \\ \omega \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{pmatrix} M_A \quad (3.61)$$

3.5. Passivitätsbasierte Regelung

Die Wahl

$$\begin{aligned}
 V(\varphi, \omega) &= \frac{1}{2}k_\varphi(\varphi - \varphi_0)^2 + \frac{1}{2}\omega^2 \\
 \mathbf{J} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \\
 \mathbf{R} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & k_\omega \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

erfüllt mit dem Linksanhilator $\mathbf{G}^\perp = (1 \ 0)$ die Matching Equation:

$$(1 \ 0) \begin{pmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\omega} \end{pmatrix} = \omega = (1 \ 0) \left[\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & k_\omega \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} k_\varphi(\varphi - \varphi_0) \\ \omega \end{pmatrix} = \omega \tag{3.63}$$

Dieser Ansatz führt zu folgendem Regelgesetz

$$\begin{aligned}
 M_{A1}(\varphi, \omega) &= \underbrace{\left(\begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{pmatrix} \right)^{-1}}_{(0 \ J)} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -k_\omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_\varphi(\varphi - \varphi_0) \\ \omega \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \omega \\ 0 \end{pmatrix} \\
 \beta_1(\varphi, \omega) &= Jk_\varphi(\varphi_0 - \varphi) - Jk_\omega\omega
 \end{aligned} \tag{3.64}$$

Um stationäre Genauigkeit gewährleisten zu können, ist es sinnvoll, ein Integral über den Winkelfehler e_φ hinzufügen. Der Nachweis, dass das nach der Addition eines Integralterms entstehende Gesamtsystem noch immer passiv ist, ist allerdings nicht immer trivial. Vor allem Integrale über Zustandsvariablen mit einem relativen Grad $r > 1$ bedürfen einer sorgfältigen Behandlung.

In [26] wird eine mögliche Vorgehensweise präsentiert. Der Grundgedanke ist, dass die Eigenschaft der Passivität invariant gegenüber Zustandstransformationen ist. Demnach ist ein System passiv, wenn es durch eine reguläre Zustandstransformation auf pH-Struktur gebracht werden kann. Eine Erweiterung des Regelgesetzes muss also so gewählt werden, dass das resultierende System entweder nach wie vor direkt in pH-Form vorliegt oder eine Transformation auf pH-Form möglich ist. Nach einer Reihe von Rechenschritten erhält man als mögliche Lösung

$$\boxed{M_{A2}(\varphi, \omega) = \underbrace{J(k_\varphi(1 + k_I))}_{\tilde{k}_\varphi}(\varphi_0 - \varphi) - \underbrace{Jk_\omega}_{\tilde{k}_\omega}\omega + \underbrace{Jk_\omega k_I k_\varphi}_{\tilde{k}_I} \int (\varphi_0 - \varphi)} \tag{3.65}$$

3. Regelungskonzepte

Der Grund, warum genau diese Erweiterung die aufgeprägte Passivität bewahrt, wird klar wenn man die Differentialgleichung für die Winkelgeschwindigkeit ω betrachtet:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= -k_\varphi(\varphi - \varphi_0) - k_I k_\varphi(\varphi - \varphi_0) - k_\omega \omega - k_\omega k_I \int k_\varphi(\varphi - \varphi_0) d\tau \\ \Rightarrow \underbrace{\dot{\omega} + k_I k_\varphi(\varphi - \varphi_0)}_{=: \dot{z}} &= -k_\varphi(\varphi - \varphi_0) - k_\omega \underbrace{\left(\omega + k_I \int k_\varphi(\varphi - \varphi_0) d\tau\right)}_{=: z}\end{aligned}\quad (3.66)$$

Führt man die bereits angedeutete Zustandsvariable z und die ebenfalls neue Variable $v = k_I \int k_\varphi(\varphi - \varphi_0) d\tau$ ein, kann für das unter Einwirkung von (3.66) entstehende Gesamtsystem

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\omega} \\ \dot{z} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & -k_I \\ -1 & -k_\omega & 0 \\ k_I & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_\varphi(\varphi - \varphi_0) \\ \omega + k_I \int k_\varphi(\varphi - \varphi_0) d\tau \\ \int k_\varphi(\varphi - \varphi_0) d\tau \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & -k_I \\ -1 & -k_\omega & 0 \\ k_I & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_\varphi(\varphi - \varphi_0) \\ z \\ v \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (3.67)$$

mit der Speicherfunktion

$$V(\varphi, z, v) = \frac{1}{2} k_\varphi (\varphi - \varphi_0)^2 + \frac{1}{2} z^2 + \frac{1}{2} v^2 \quad (3.68)$$

geschrieben werden. Der Regler (3.66) führt demnach auf das in der nachstehenden Graphik dargestellte passive Gesamtsystem. Bis auf das Integral über die Winkelgeschwindigkeit gleicht er darüberhinaus dem PI-Regler aus 3.1. Bemerkenswert ist, dass ein Term der Form $\int \omega d\tau$ nicht zum Regelgesetz addiert werden kann, ohne dass die angestrebte Passivität verloren geht.

3.5. Passivitätsbasierte Regelung

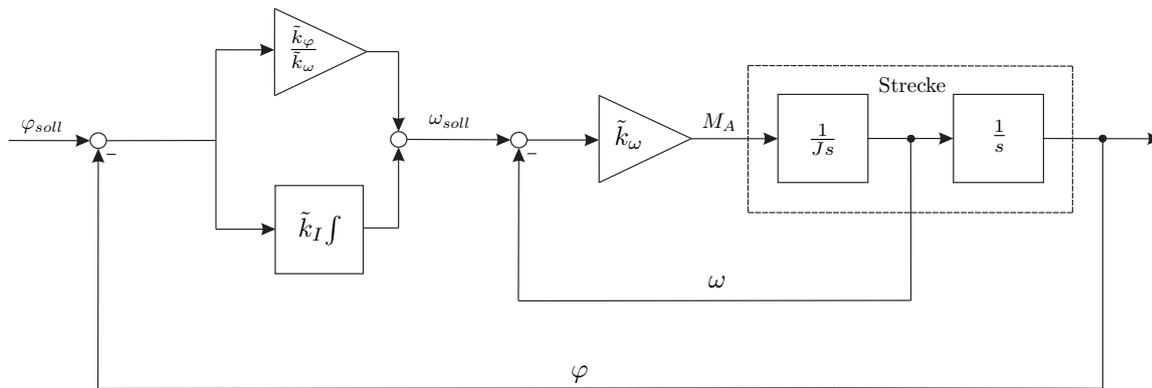


Abbildung 3.13.: Die Struktur des resultierenden Regelgesetzes gleicht stark dem P-PI-Regler.

Die Begrenzungen $|\omega| < \min(\omega_{max}, \omega_{brems})$ und $M_A < M_{max}$ können wiederum an den Schnittstellen berücksichtigt werden.

4. Praktische Erprobung der Regler

Durch die im vorhergehenden Kapitel entwickelten Regler soll neben dem Hauptziel der Energiereduktion eine Verbesserung der Regelgüte erreicht werden. Ausschlaggebend für die Qualität der Regelung abseits der Energiethematik sind die folgenden, bereits in der Einführung angesprochenen Punkte:

- Anstiegszeit
- stationäre Genauigkeit
- Vermeidung von Überschwingen
- Phasenverschiebung bei zeitlich veränderlichen Sollgrößenverläufen

Die grundsätzliche Funktionalität der Regler wurde während des Entwurfsprozesses durch zahlreiche Simulationen mittels des Pakets Simulink[®] sichergestellt. Entscheidend für die Beurteilung der verschiedenen Ansätze hinsichtlich der oben genannten Aspekte ist allerdings deren Verhalten unter realen Bedingungen. Aus diesem Grund wurde an einem von der Firma Kristl, Seibt & Co. GmbH zur Verfügung gestellten Prüfstand mit der in Abbildung 1.1 dargestellten Maschine eine große Anzahl an Experimenten durchgeführt.

Das folgende Kapitel widmet sich zunächst der Beschreibung des Prüfstandes. Nach der Erklärung der Experimente werden die erhaltenen Ergebnisse präsentiert und diskutiert.

4.1. Prüfstand

Das Prüfstandssystem umfasst neben der Maschine selbst einen Pulswechselrichter zur elektrischen Versorgung und eine Box der Firma dSpace[®] zur Steuerung des gesamten Aufbaus. Die Bedienung der Box erfolgt über einen angeschlossenen PC mittels der Oberfläche Control Desk[®]. Die Regler selbst sind in Form von Simulink[®]-Koppelplänen realisiert, die mit Hilfe des MATLAB[®] Real Time Workshops in ausführbaren C-Code umgewandelt werden. Dieser Code wird auf einer Prozessorkarte (DS1006 Prozessorboard) in der Box gespeichert und kommuniziert über zwei weitere Karten (DS3002 Drehgeberboard, DS5202 APMC FPGA Board) mit dem Messsystem. Über die DS5202 APMC Karte werden die Messdaten der elektrischen Größen eingelesen und

4. Praktische Erprobung der Regler

die Stellgrößen in Form von Pulsmustern an die IGBT-Module des Pulswechselrichters ausgegeben. Das Drehgeberboard DS3002 dient in Verbindung mit einem Drehgeber der Marke Heidenhain[®] zur messtechnischen Erfassung der mechanischen Größen Winkel und Winkelgeschwindigkeit. Die Abtastzeit des Systems beträgt $T_d = 100\mu s$, der Wechselrichter arbeitet mit einer Schaltfrequenz von $f_S = 5kHz$. Eine detailliertere Beschreibung des Messaufbaus aus Abbildung 4.1 ist in [4] zu finden.

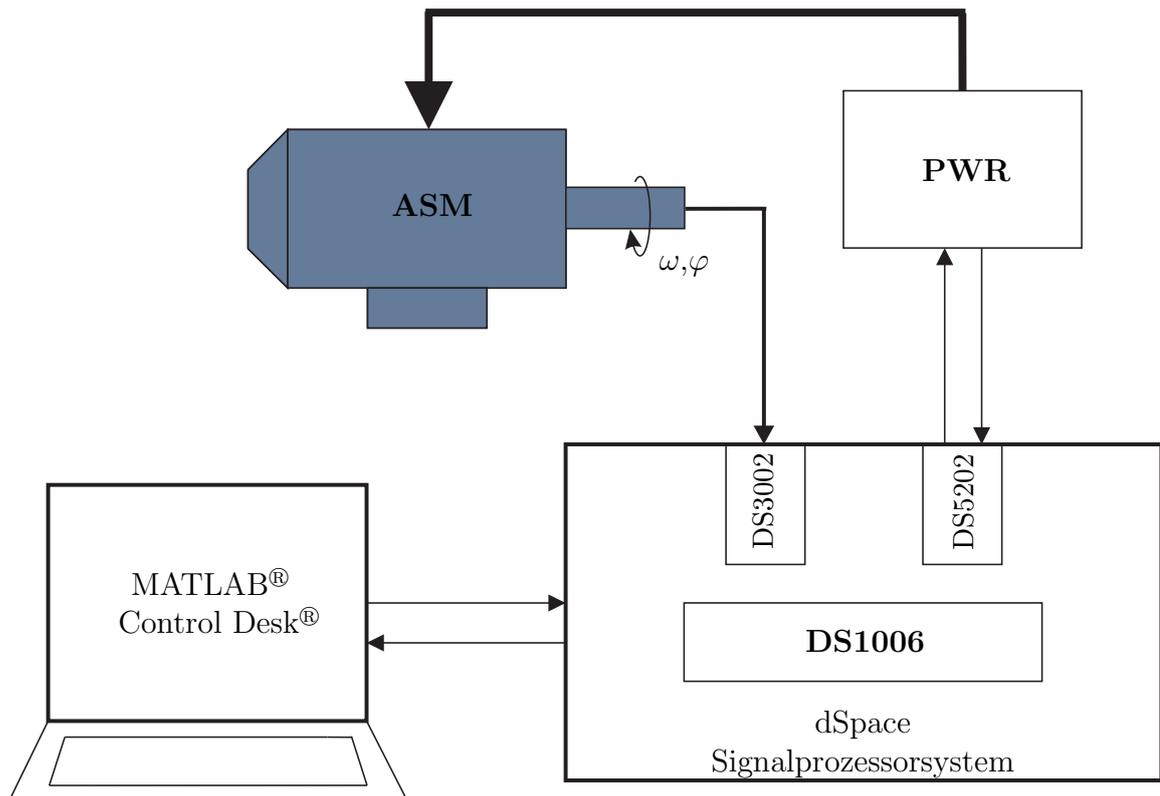


Abbildung 4.1.: Schematische Darstellung des Prüfstandssystems.

Die wichtigsten Parameter der verwendeten Maschine können der folgenden Tabelle¹ entnommen werden:

Maschinenparameter „E-Steller Version 2“							
J	R_S	R_R	L_h	$L_{\sigma S}$	$L_{\sigma R}$	Ψ_{R0}	p
10^{-5}kgm^2	3.0Ω	1.8Ω	34.193mH	0.657mH	2.535mH	0.023Vs	1

Tabelle 4.1.: Daten der bei den Versuchen eingesetzten Maschine „E-Steller Version2“

¹ J ... Trägheitsmoment, R_S ... Statorwiderstand, R_R ... Rotorwiderstand, L_h ... Hauptinduktivität, $L_{\sigma S}$... Statorstreuinduktivität, $L_{\sigma R}$... Rotorstreuinduktivität, Ψ_{R0} ... Nennfluss, p ... Polpaarzahl.

4.2. Versuche

Um die Regler hinsichtlich der eingangs erwähnten Aspekte testen zu können, wurden ein Winkelsprung und eine sinusförmige Schwingung als Referenzgrößen konstruiert:

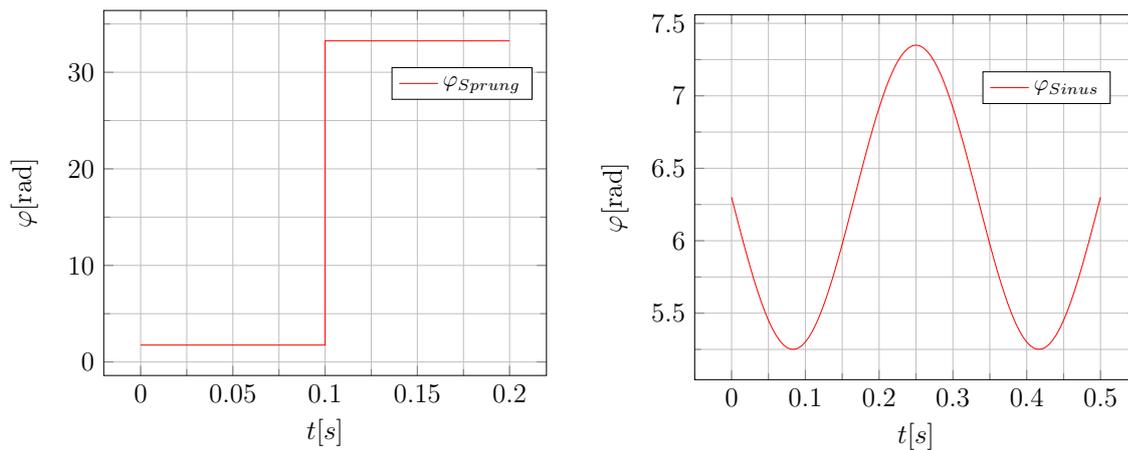


Abbildung 4.2.: Die Sollwinkelverläufe, denen die mechanische Welle nachgeführt wird.

Die in den vorhergehenden Kapiteln oft angesprochenen Begrenzungen² sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

Begrenzungen			
u_{max}	i_{max}	n_{max}	M_{max}
$380 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V$	$5.6 \cdot \sqrt{2} A$	$5600 \frac{n}{min}$	1Nm

Tabelle 4.2.: Im Betrieb einzuhaltende Begrenzungen.

Der magnetische Rotorfluss wurde bei allen Versuchen auf Ψ_{R0} geregelt. Es werden jeweils der gemessene Winkelverlauf, die Winkelgeschwindigkeit, das vom Regler

² u_{max} ... Maximalspannung, i_{max} ... Maximalstrom, M_{max} ... Maximalmoment, ω_{max} ... Maximaldrehzahl.

4. Praktische Erprobung der Regler

gewünschte und das tatsächlich an der Maschine wirkende Drehmoment dargestellt. Um die Beurteilung der Ergebnisse möglichst objektiv zu gestalten, wurden bei den Sprungversuchen zusätzlich der durchschnittliche Stromeffektivwert I_{eff} , die Anstiegszeit t_R und die Ausregelzeit³ t_S berechnet, bei den Schwingungsversuchen neben I_{eff} das Gütemaß $\mathcal{F} = \sqrt{\int e_\varphi^2 d\tau}$ und die gegebene Phasenverschiebung $\Delta\arg$.

In der nachstehenden Tabelle sind die den frei wählbaren Reglerparametern zugewiesenen Werte angegeben. Für die in Kapitel 3.2 gezeigten Methoden der strukturvariablen Regelung werden in der Folge zwei Abkürzung verwendet: Entsprechend den Hauptautoren der jeweils zentralen Artikel wird für die in 3.2.1 dargestellte Herangehensweise „SVR nach Barambones“ geschrieben, für die aus 3.3 „SVR nach Betin“. Die Größen $\theta, \theta_\varphi, \theta_\omega$ beschreiben die Approximation der jeweiligen Schaltfunktionen gemäß Abbildung 3.4.

Reglerparameter		
Methode	P-PI-Kaskade	φ -Regler: $P_\varphi = 100$
	P-Regler nach Bauer	ω -Regler: $k_P = 0.005 \quad k_I = 0.5$
		φ -Regler: $e_\varphi \rightarrow \min(\omega_{bremS}, \omega_{max})$
	SVR nach Barambones	$\gamma = \begin{cases} 0.05 \min(\omega_{max}, \omega_{bremS}) & e_\varphi > 0.01 \\ \omega_{bremS}(0.01) & \text{sonst} \end{cases} \quad \theta = 0.0172$
	SVR nach Betin	$c = 150 \quad \theta = 0.0172$
	Zeitoptimale Regelung	$\theta_\varphi = 0.07 \quad \theta_\omega = 0.5$
	Modellprädiktive Regelung	$T_P = 3.3\text{ms}$
	Passivitätsbasierte Regelung	$\tilde{k}_\varphi = 50 \quad \tilde{k}_\omega = 0.005 \quad \tilde{k}_I = 100$

Tabelle 4.3.: Gewählte Reglerparameter

³Die Ausregelzeit kennzeichnet laut [27] „den Zeitpunkt, ab dem der Absolutbetrag des Regelfehlers $e = r - y$ kleiner als eine Schranke ϵ ist.“ Im konkreten Fall wurde ϵ zu 0.01% des Sollwertes gewählt.

4.3. Sprung

4.3.1. P-Regler: $P_\varphi = 100$

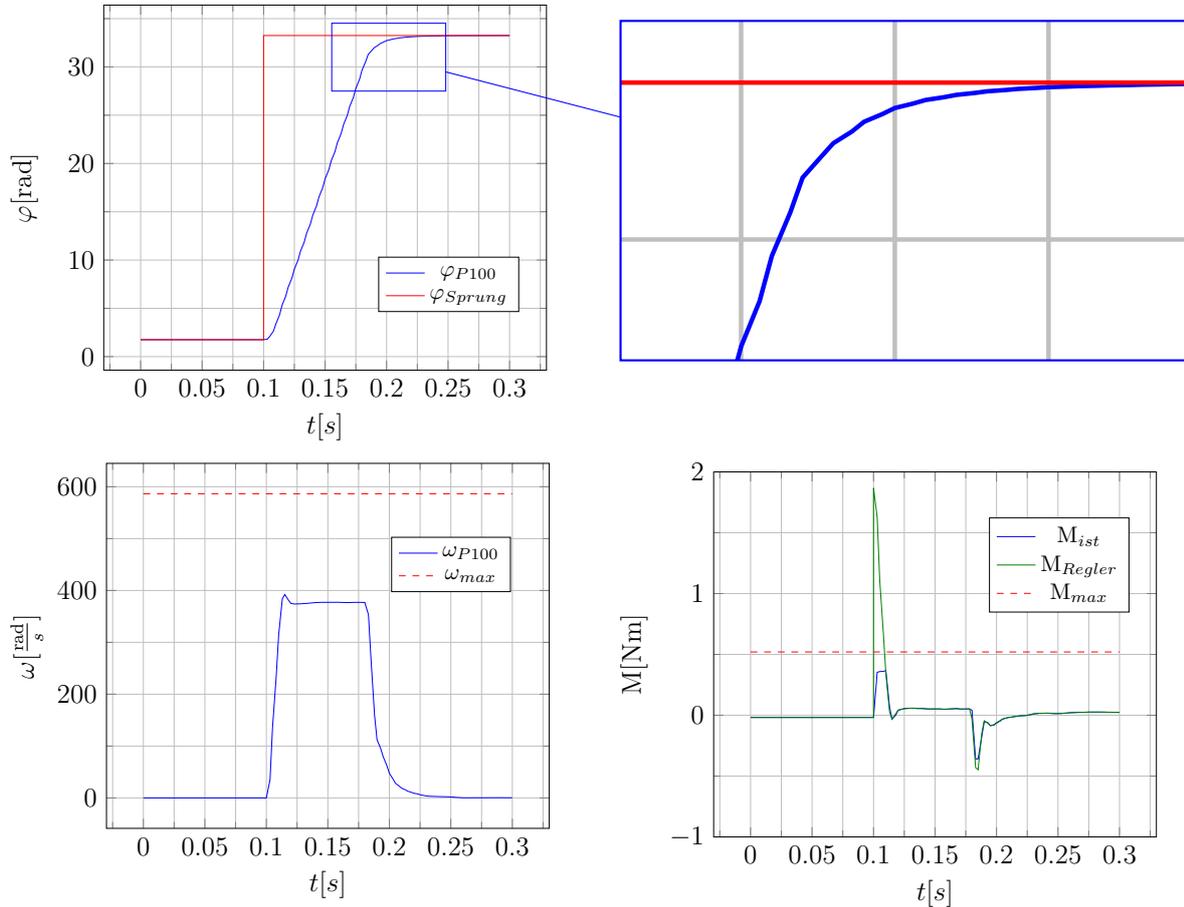


Abbildung 4.3.: Beim Sprungversuch unter Verwendung des P-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

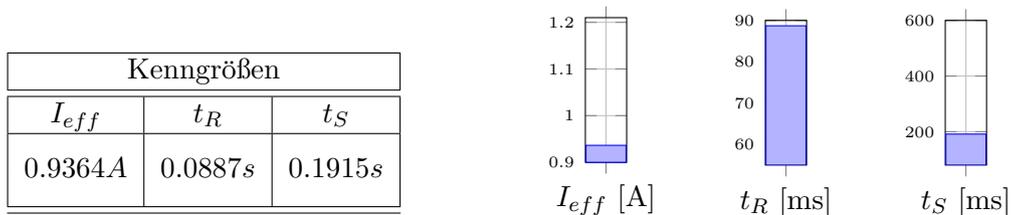


Abbildung 4.4.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Anstiegszeit t_R , Ausregelzeit t_S .

4. Praktische Erprobung der Regler

4.3.2. P-Regler nach Bauer

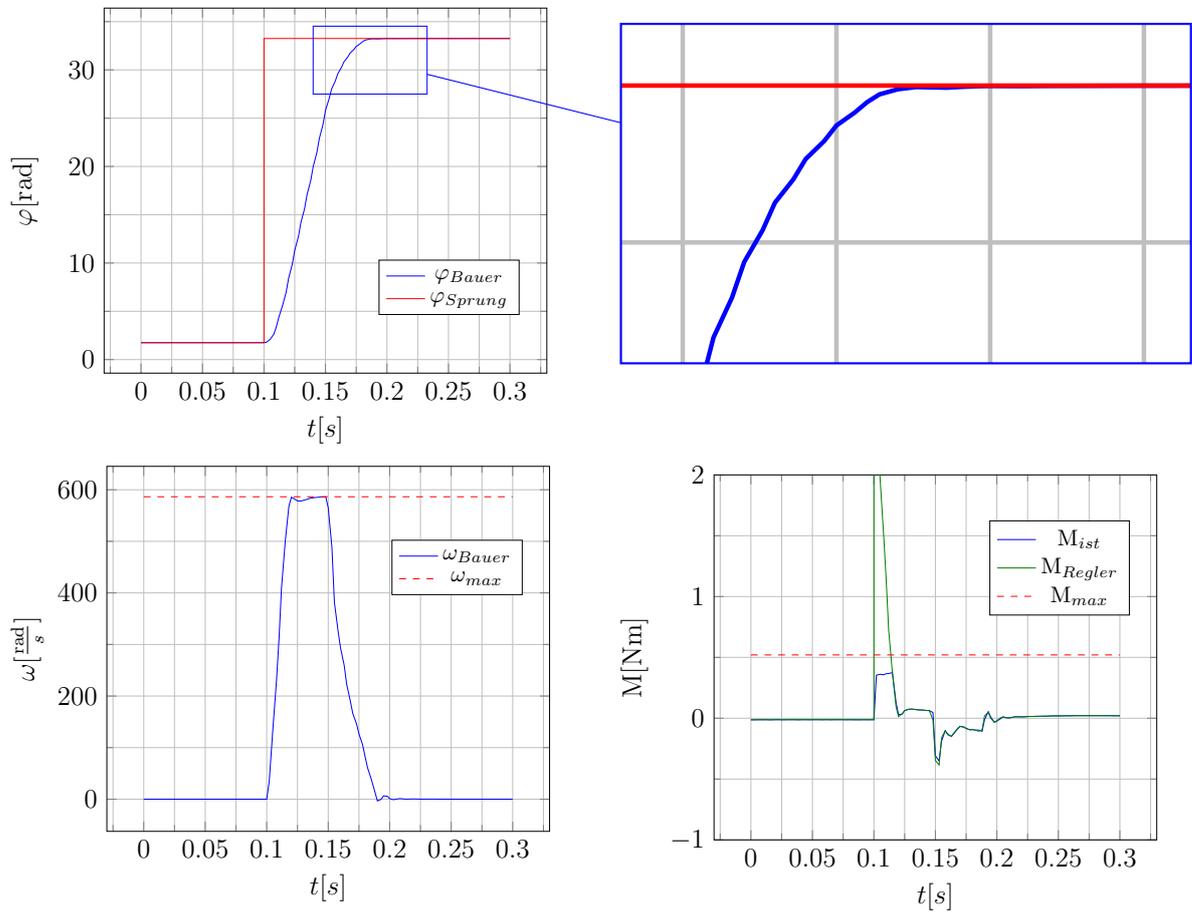


Abbildung 4.5.: Beim Sprungversuch unter Verwendung des P-Reglers nach Bauer aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

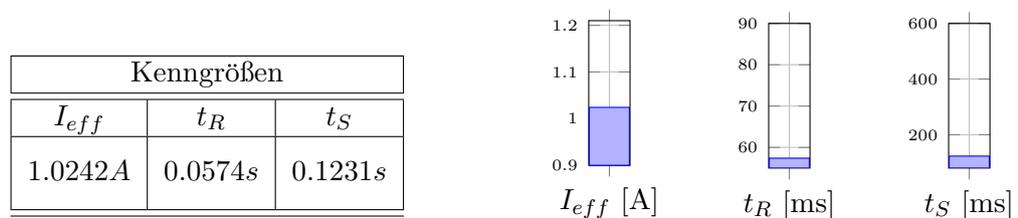


Abbildung 4.6.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Anstiegszeit t_R , Ausregelzeit t_S .

4.3.3. Strukturvariable Regelung: Barambones

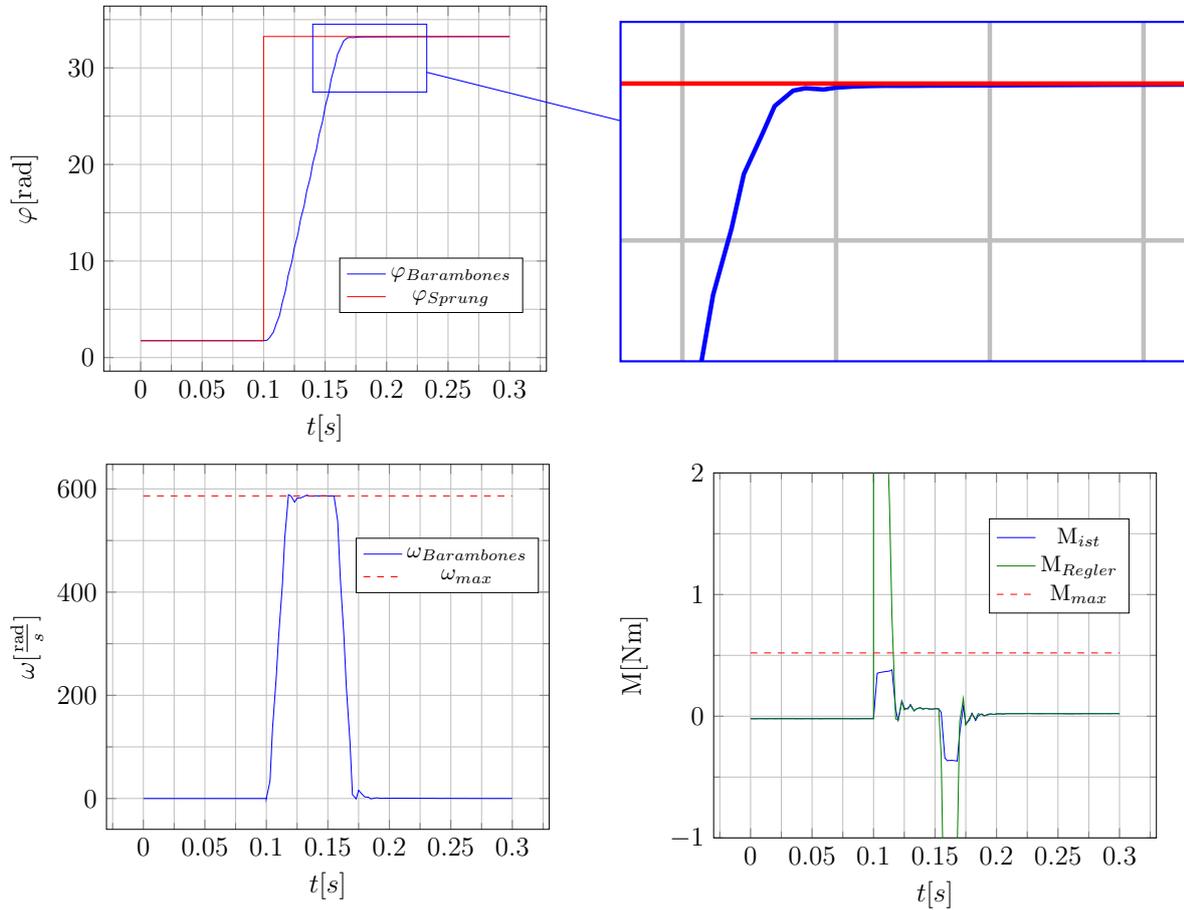


Abbildung 4.7.: Beim Sprungversuch unter Verwendung des SVR-Reglers nach Barambones aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

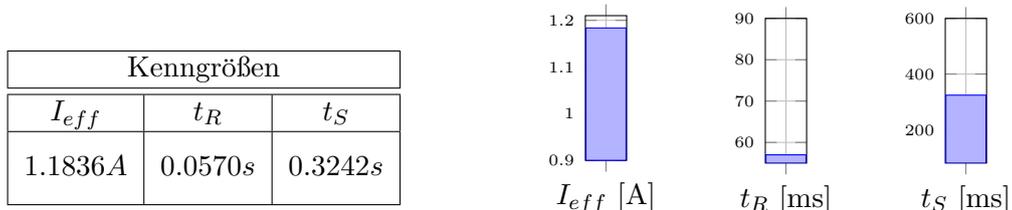


Abbildung 4.8.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Anstiegszeit t_R , Ausregelzeit t_S .

4. Praktische Erprobung der Regler

4.3.4. Strukturvariable Regelung: Betin

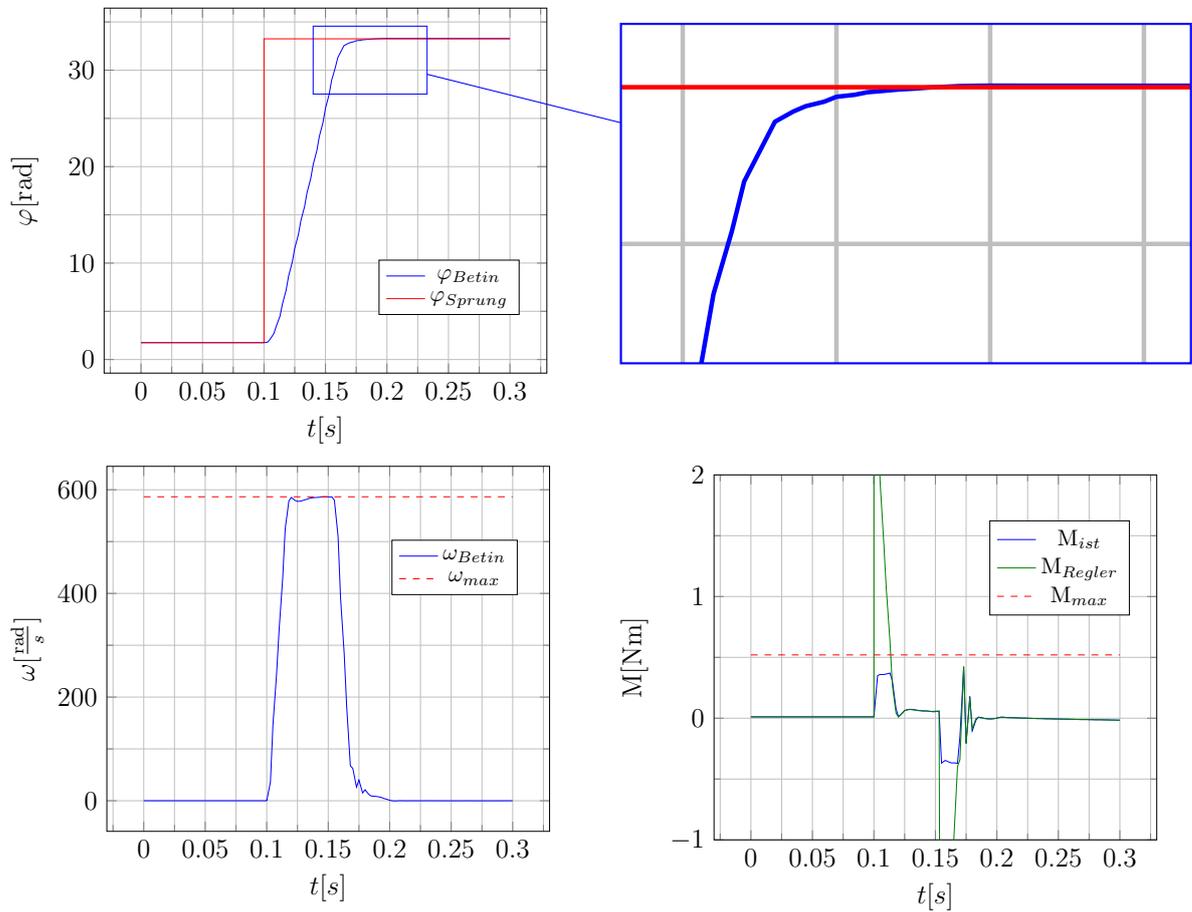


Abbildung 4.9.: Beim Sprungversuch unter Verwendung des SVR-Reglers nach Betin aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

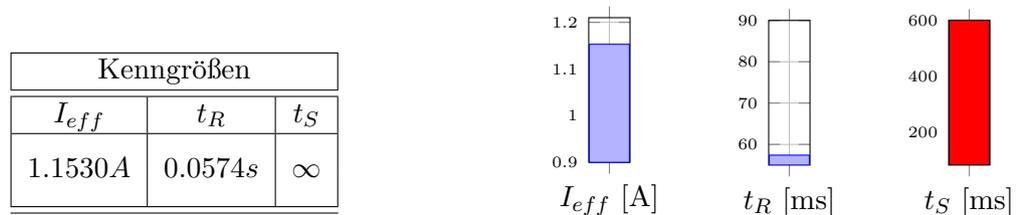


Abbildung 4.10.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Anstiegszeit t_R , Ausregelzeit t_S .

4.3.5. Zeitoptimale Regelung

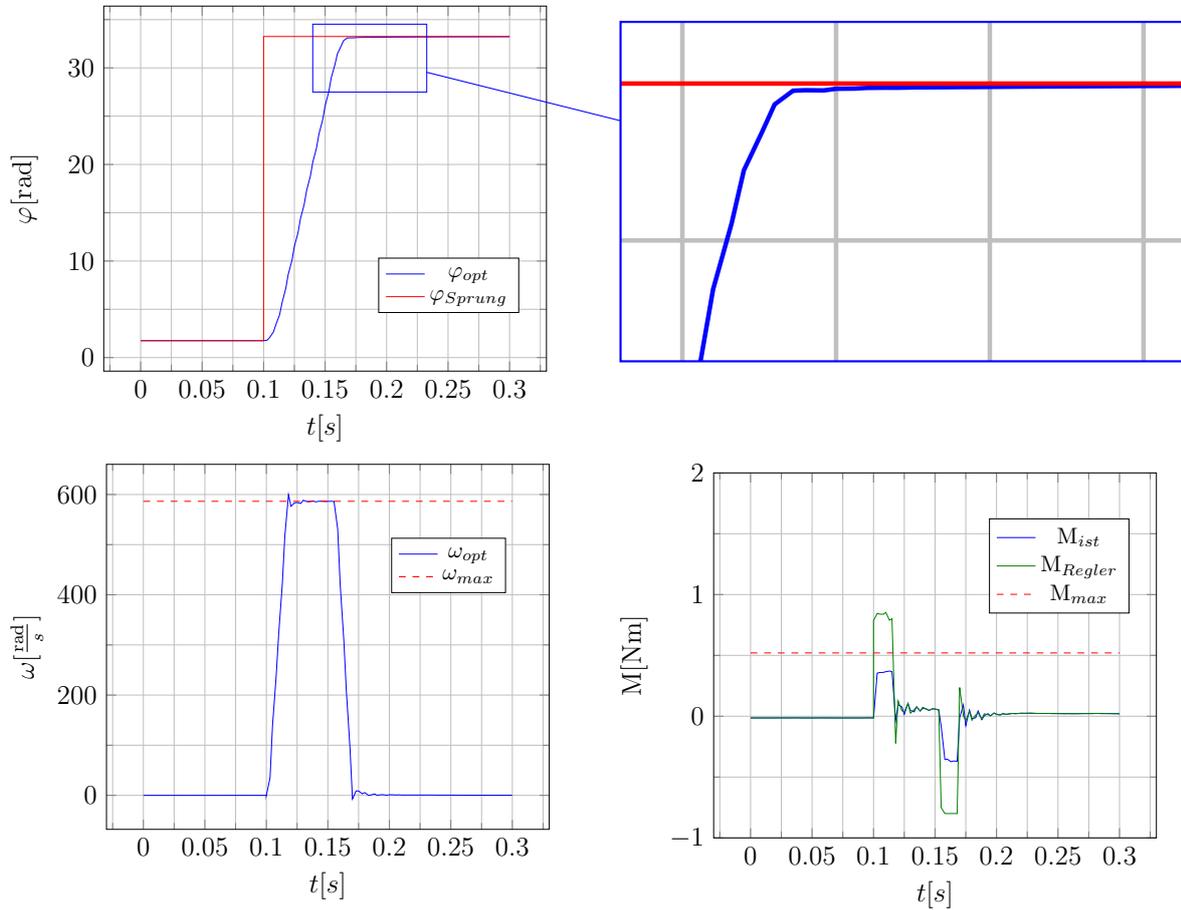


Abbildung 4.11.: Beim Sprungversuch unter Verwendung der zeitoptimalen Regelung aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

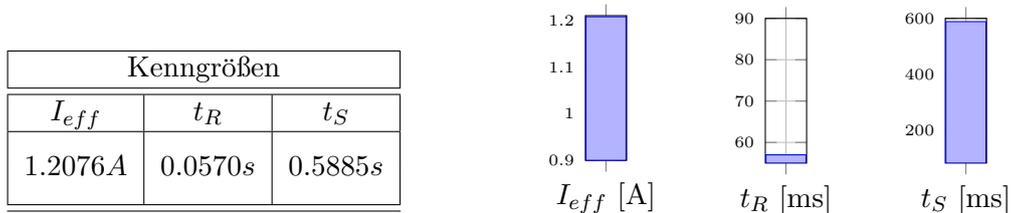


Abbildung 4.12.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Anstiegszeit t_R , Ausregelzeit t_S .

4. Praktische Erprobung der Regler

4.3.6. Modellprädiktive Regelung

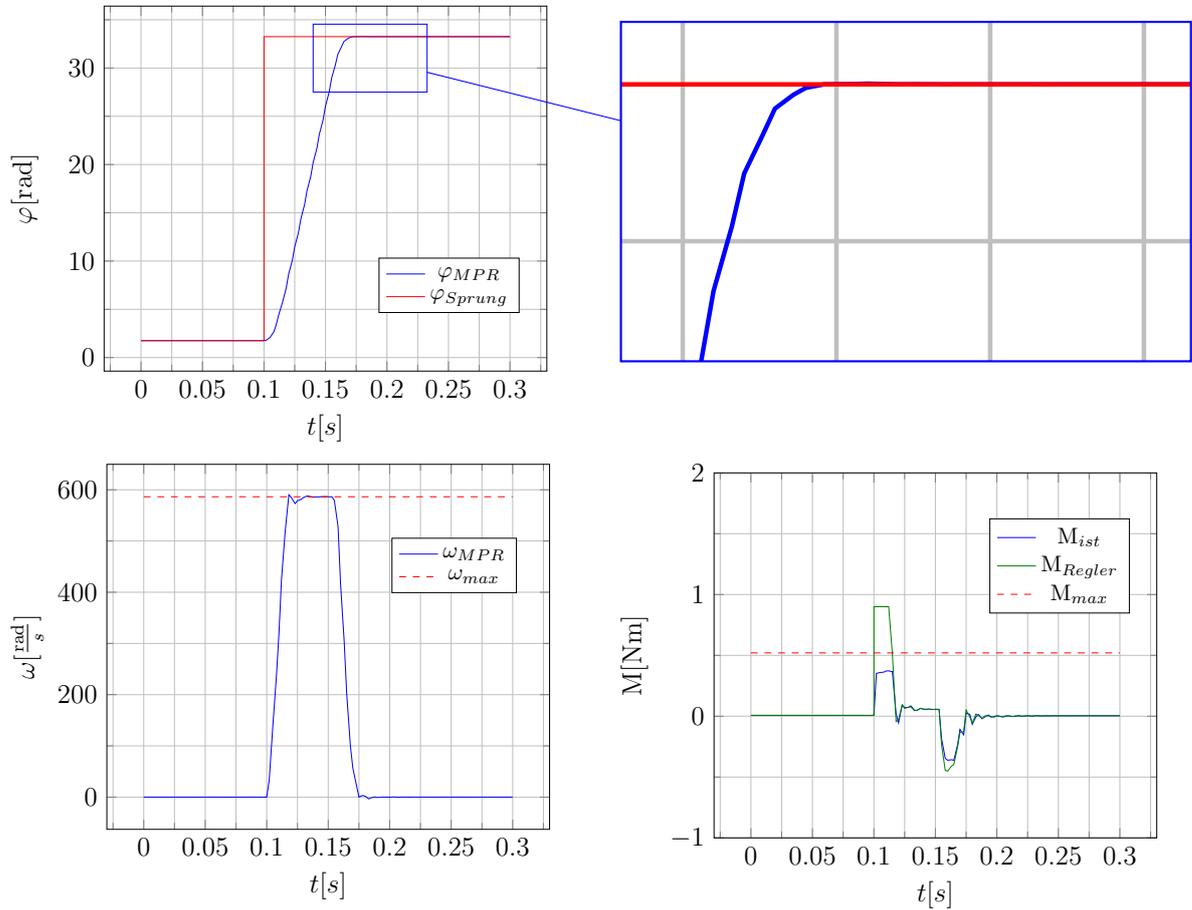


Abbildung 4.13.: Beim Sprungversuch unter Verwendung des MPR-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

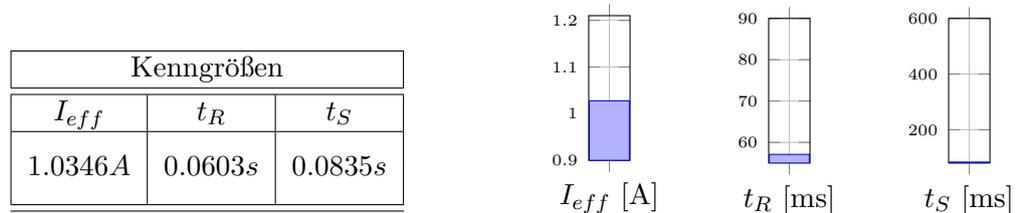


Abbildung 4.14.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Anstiegszeit t_R , Ausregelzeit t_S .

4.3.7. Passivitätsbasierte Regelung

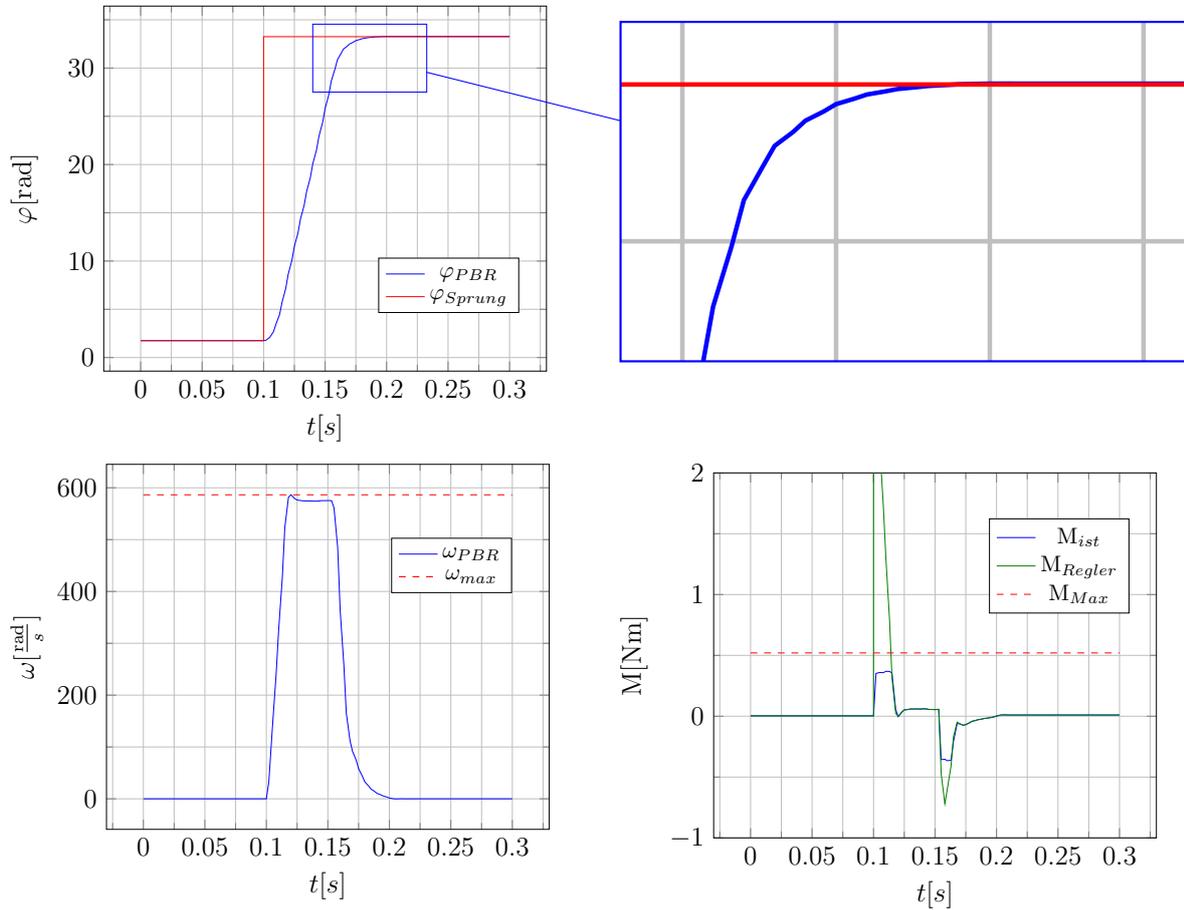


Abbildung 4.15.: Beim Sprungversuch unter Verwendung des PBR-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

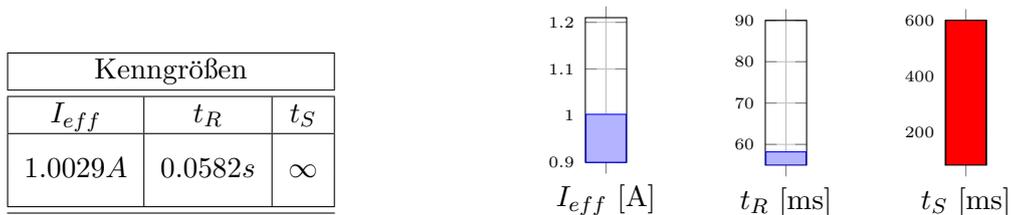


Abbildung 4.16.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Anstiegszeit t_R , Ausregelzeit t_S .

4. Praktische Erprobung der Regler

4.4. Schwingung

4.4.1. P-PI-Kaskade: $P_\varphi = 100$

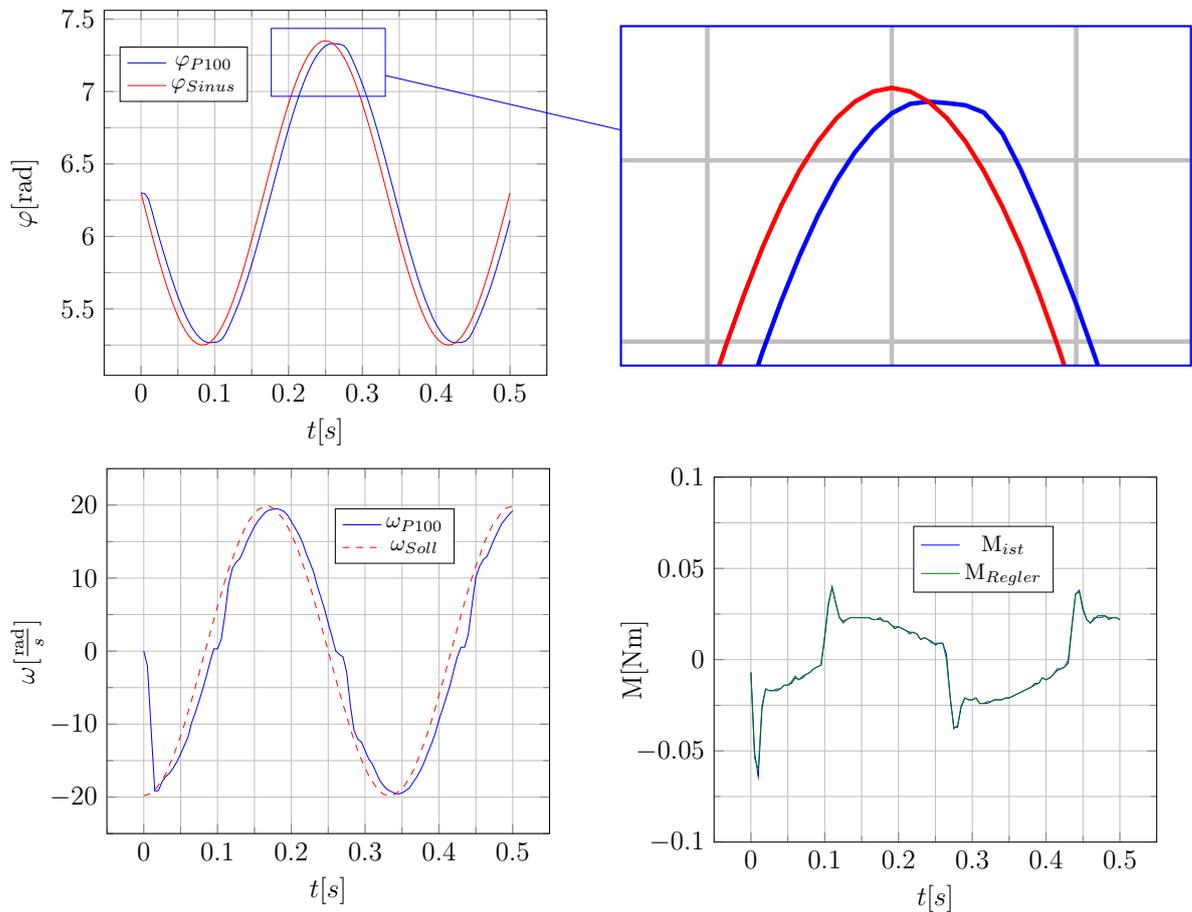


Abbildung 4.17.: Beim Schwingungsversuch unter Einsatz des MPR-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

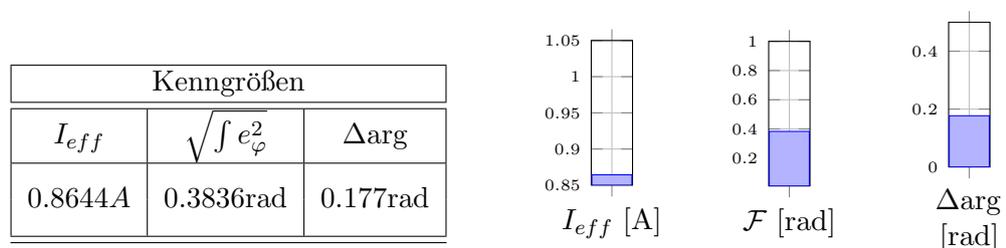


Abbildung 4.18.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Gütemaß \mathcal{F} , Phasenverschiebung Δarg .

4.4.2. P-Regler nach Bauer

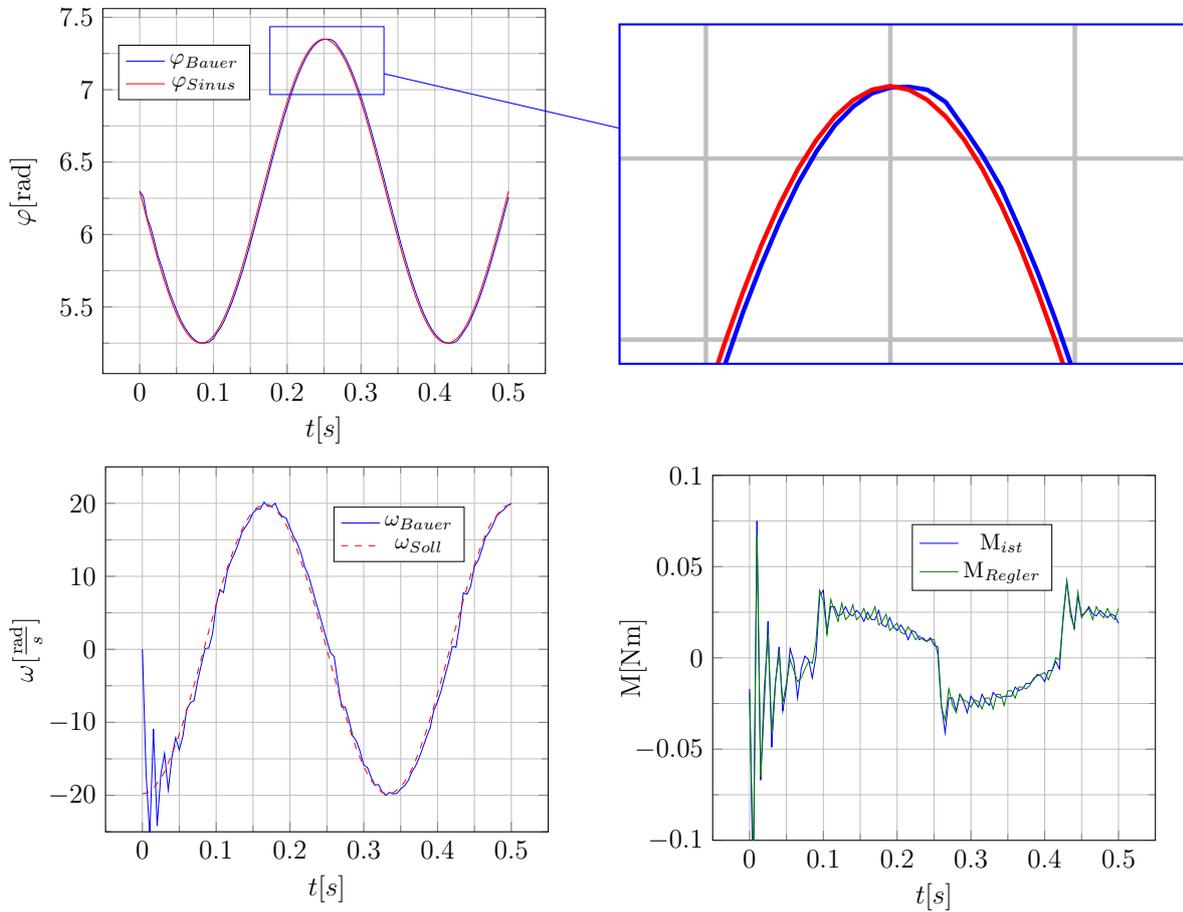


Abbildung 4.19.: Beim Schwingungsversuch unter Einsatz des P-Reglers nach Bauer aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

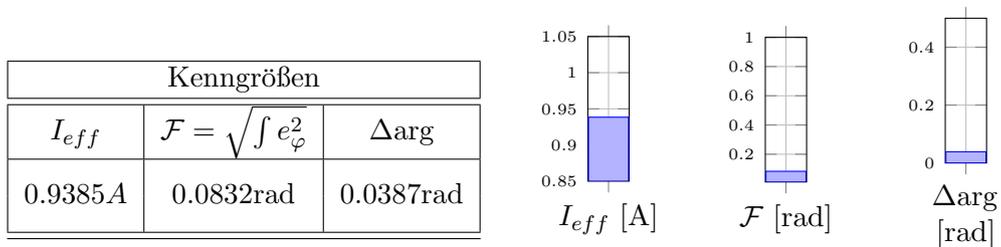


Abbildung 4.20.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Gütemaß \mathcal{F} , Phasenverschiebung Δarg .

4. Praktische Erprobung der Regler

4.4.3. Strukturvariable Regelung: Barambones

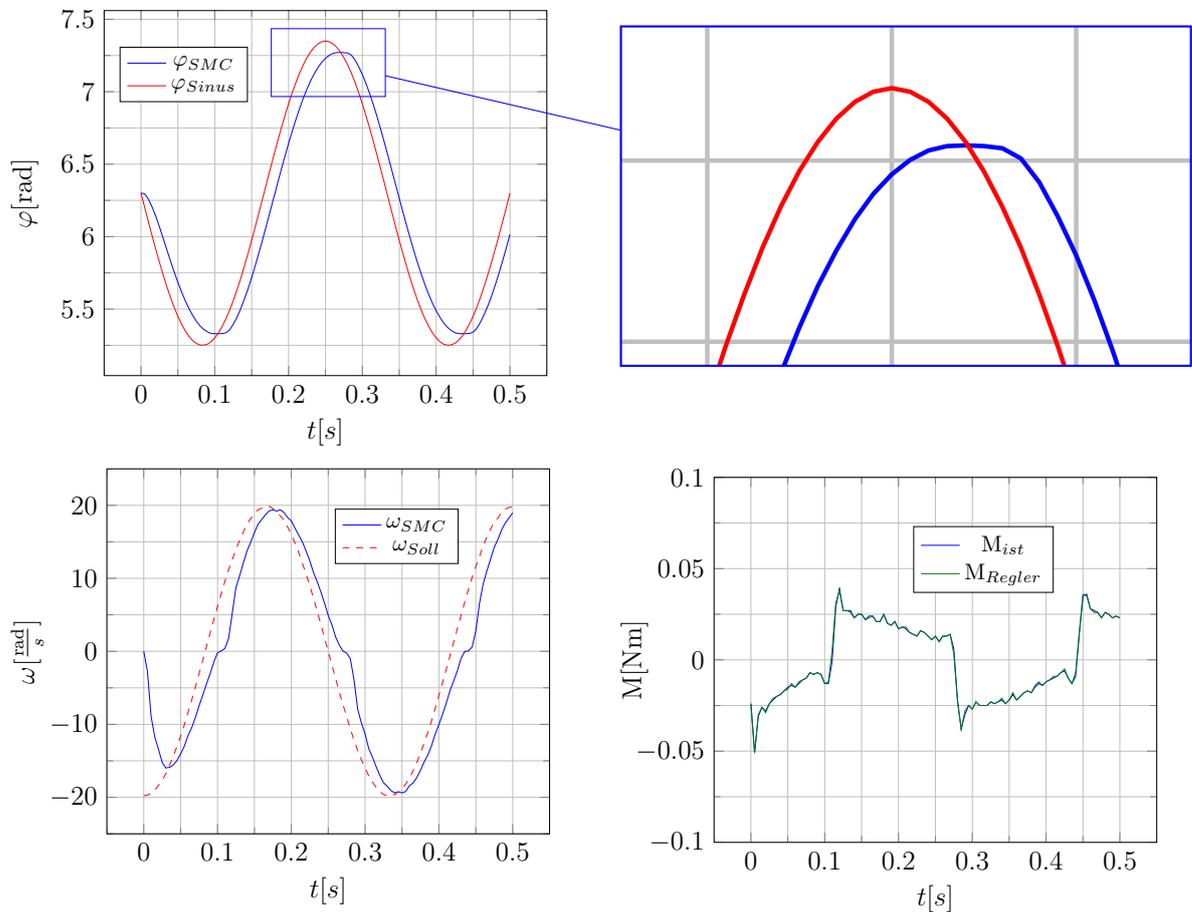


Abbildung 4.21.: Beim Schwingungsversuch unter Einsatz des SVR-Reglers nach Barambones aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

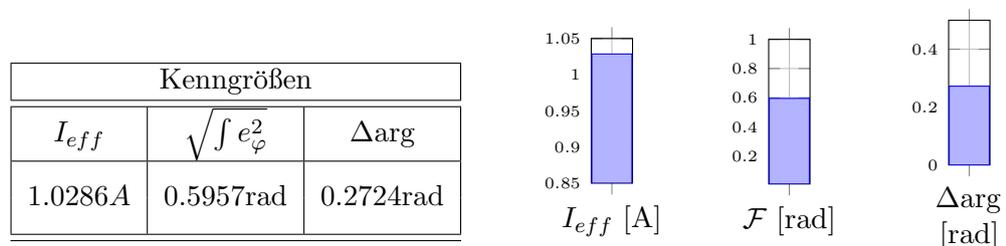


Abbildung 4.22.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Gütemaß \mathcal{F} , Phasenverschiebung Δarg .

4.4.4. Strukturvariable Regelung: Betin

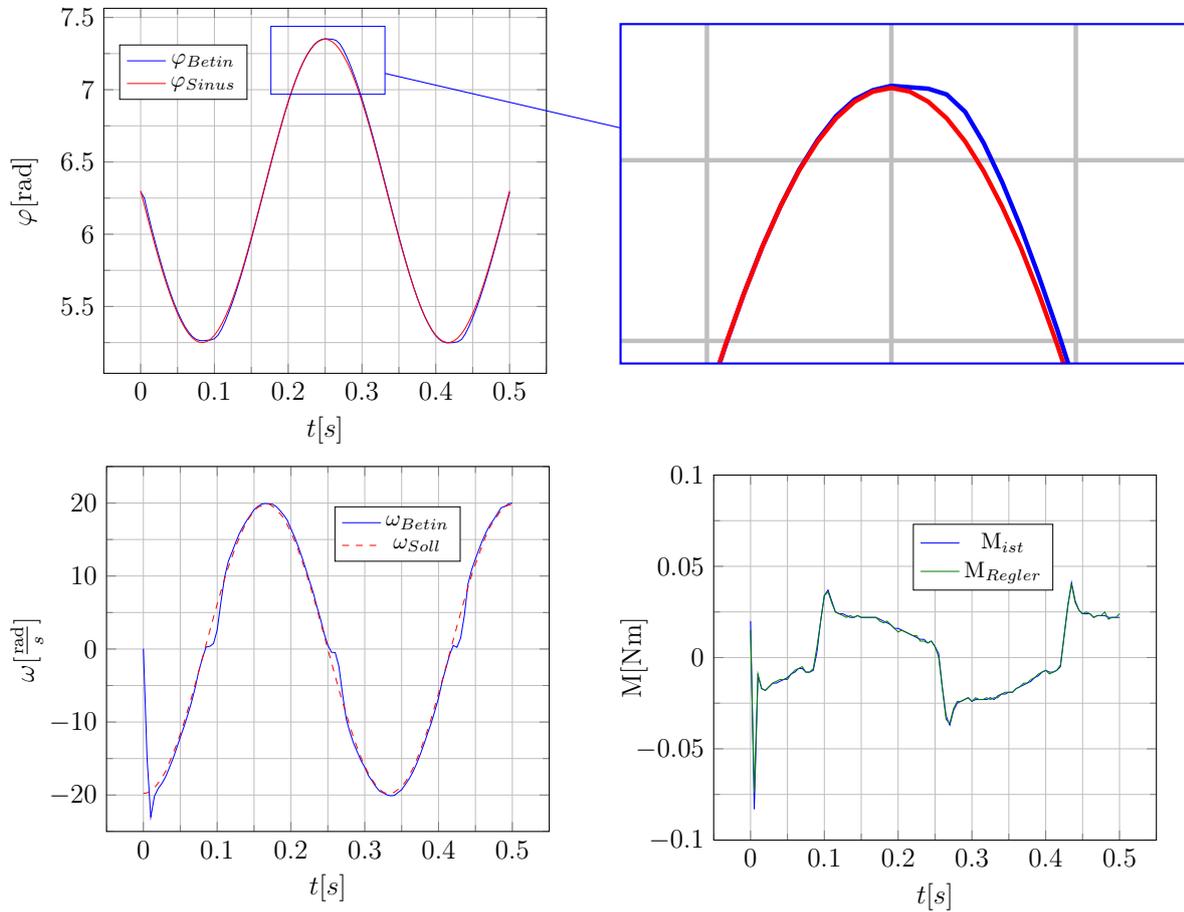


Abbildung 4.23.: Beim Schwingungsversuch unter Einsatz des SVR-Reglers nach Betin aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

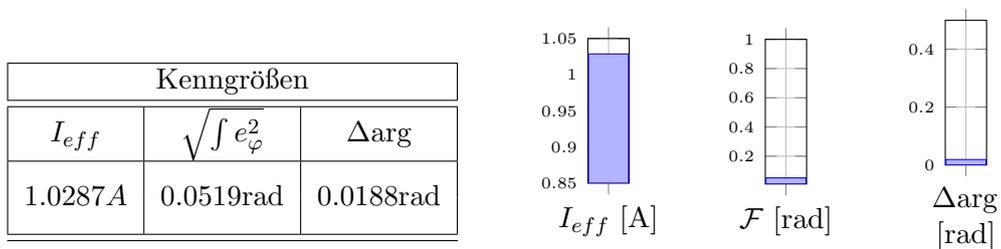


Abbildung 4.24.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Gütemaß \mathcal{F} , Phasenverschiebung Δarg .

4. Praktische Erprobung der Regler

4.4.5. Zeitoptimale Regelung

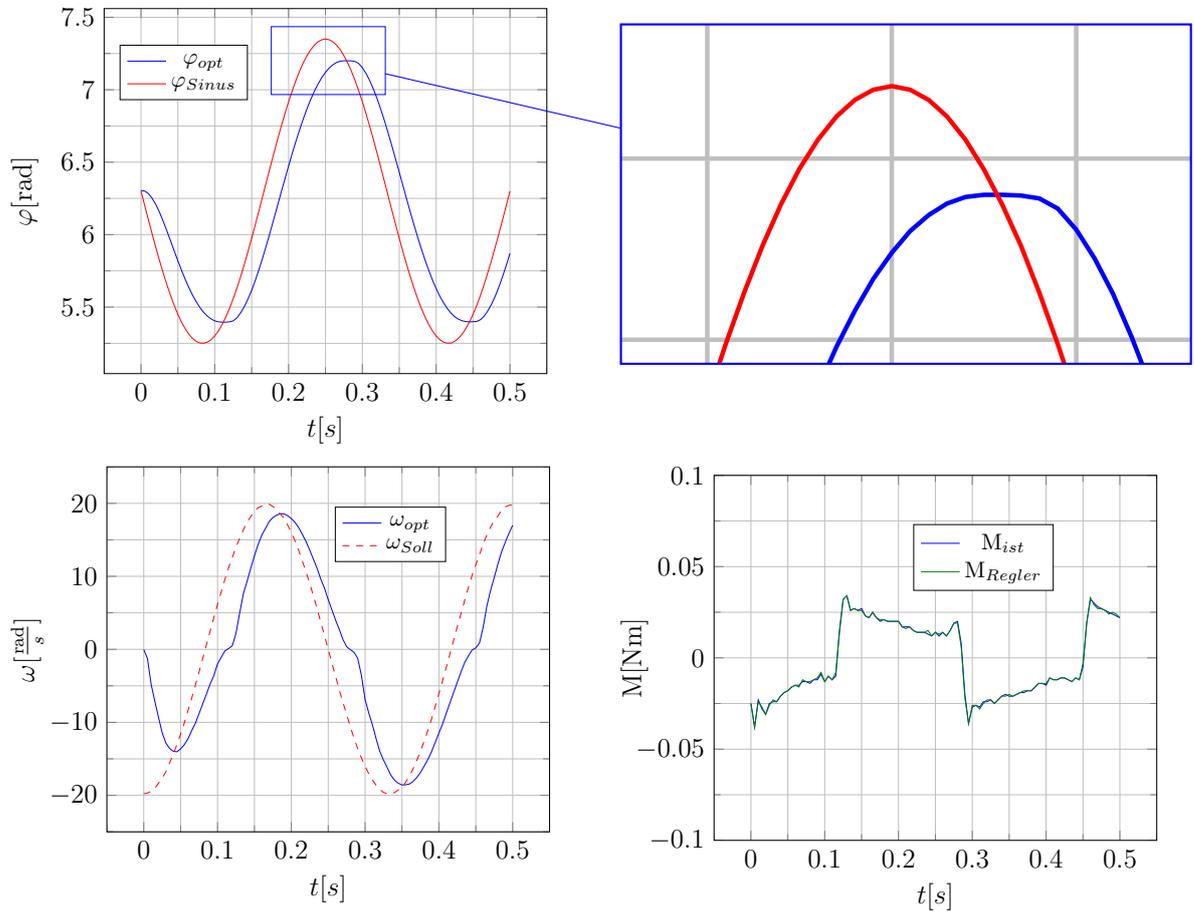


Abbildung 4.25.: Beim Schwingungsversuch unter Verwendung der zeitoptimalen Regelung aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

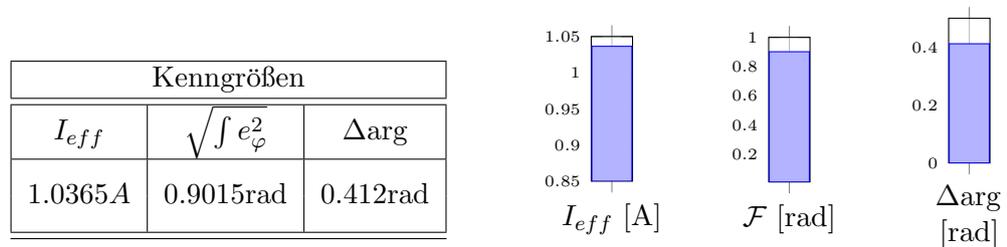


Abbildung 4.26.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Gütemaß \mathcal{F} , Phasenverschiebung Δarg .

4.4.6. Modellprädiktive Regelung

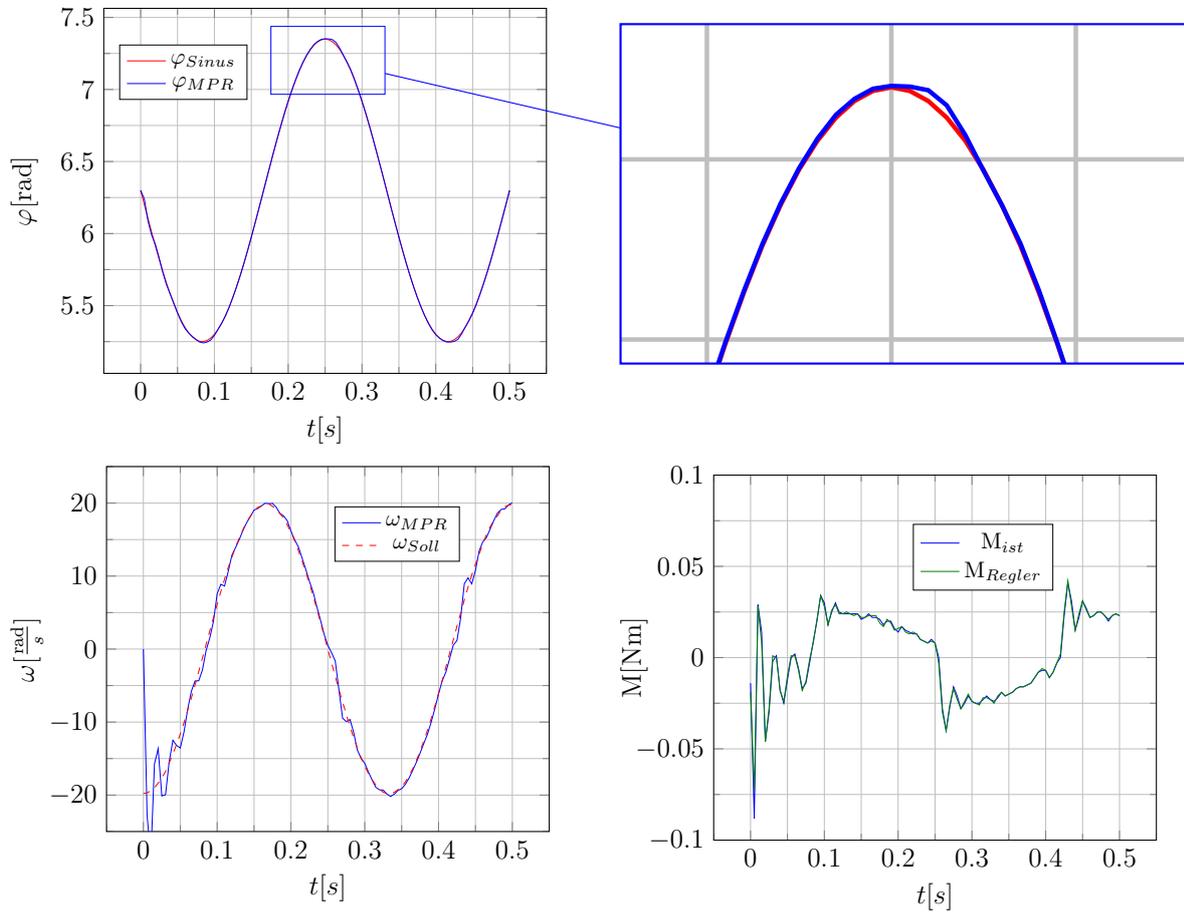


Abbildung 4.27.: Beim Schwingungsversuch unter Einsatz des MPR-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

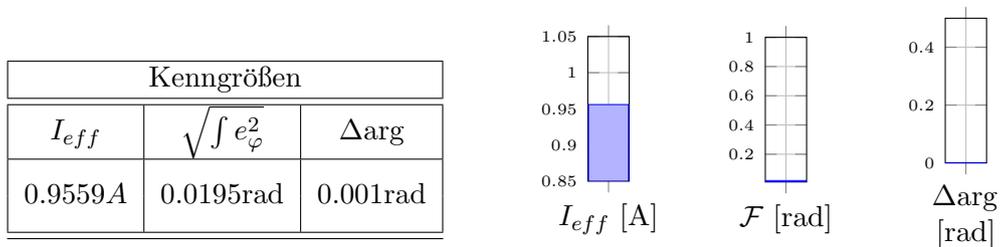


Abbildung 4.28.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Gütemaß \mathcal{F} , Phasenverschiebung Δarg .

4. Praktische Erprobung der Regler

4.4.7. Passivitätsbasierte Regelung

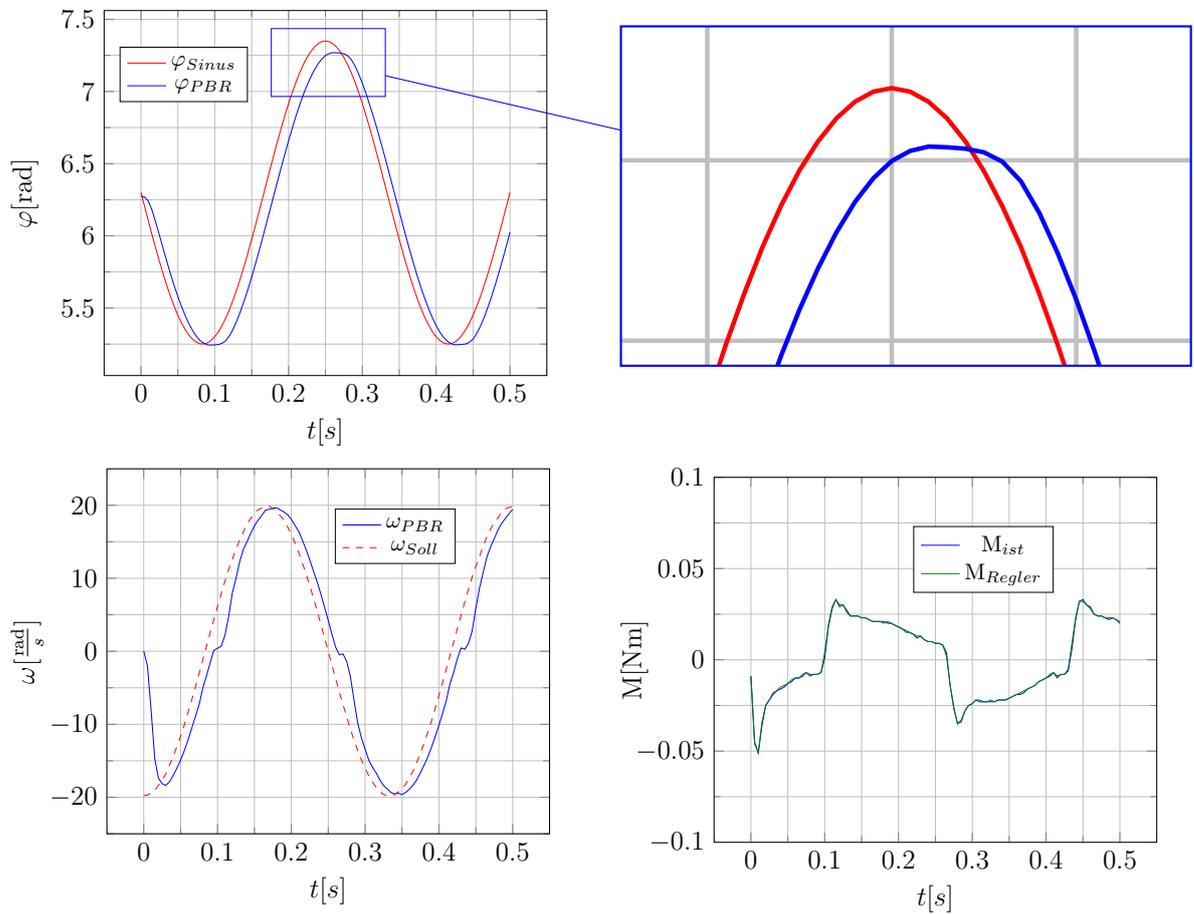


Abbildung 4.29.: Beim Schwingungsversuch unter Einsatz des PBR-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , der Drehzahl ω , des vom Regler gewünschten und des tatsächlich an der Maschine angekommenen Drehmoments.

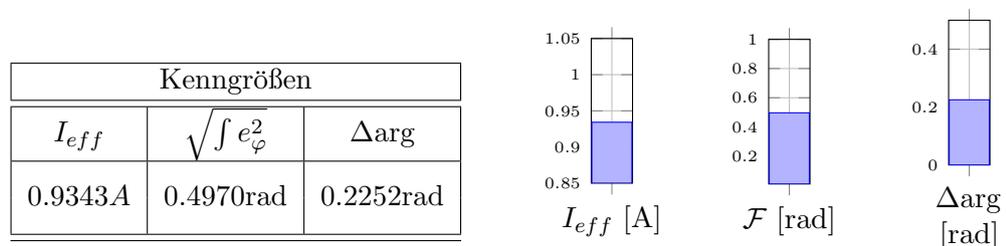


Abbildung 4.30.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} , Gütemaß \mathcal{F} , Phasenverschiebung Δarg .

4.5. Diskussion

Die präsentierten Ergebnisse machen deutlich, dass verschiedene Regelungsstrategien eingesetzt werden können, um eine Verbesserung des Systemverhaltens herbeizuführen. Zwischen den Methoden gibt es allerdings erhebliche Unterschiede. Anhand eines Vergleichs der Kenngrößen I_{eff} , t_R , t_S , \mathcal{F} und Δ_{arg} wird gezeigt, wo die Stärken und Schwächen der jeweiligen Regler liegen. Sowohl für den Sprung- als auch den Schwingungsversuch werden die genannten Größen graphisch gegenübergestellt und diskutiert. Neben der Analyse der Resultate wird zum Abschluss auf eine bei allen Reglern vorhandene Schwingung im Verlauf der Drehzahl und deren mögliche Ursachen eingegangen.

4.5.1. Sprung

I_{eff}

Bezüglich des durchschnittlichen Effektivwertes des Statorstromraumzeigers I_{eff} liefert der reine P-Regler das beste Resultat. Der Grund dafür ist, dass der Wert für den P-Anteil mit $P_\varphi = 100$ vergleichsweise klein gewählt wurde, um das in Abschnitt 3.1.2 behandelte Streckenwindup auf alle Fälle zu vermeiden. Da ein weniger aggressiv eingestellter Regler direkt zu kleineren Stellgrößenamplituden führt, wird letztlich auch ein kleinerer Wert für I_{eff} erreicht. Die Ergebnisse des P-Reglers nach Bauer, des MPR Ansatzes und des passiven Reglers sind jedoch nicht weit vom Optimum entfernt. Die zur Gruppe der schaltenden Regler gehörenden Vertreter schneiden am schlechtesten ab.

t_R

Die Anstiegszeit t_R ist als Maß für die Schnelligkeit des resultierenden Kreises zu betrachten. Erwartungsgemäß liefert die zeitoptimale Regelung den besten Wert, der Unterschied zu den anderen Methoden ist jedoch verschwindend gering. Die einzige Ausnahme stellt wiederum der P-Regler dar. Der beste Wert bezüglich des Effektivwertes des Stromes hat seinen Preis. Es ist klar erkennbar, dass die Sprungantwort bei Verwendung des P-Reglers dem geforderten Wert am langsamsten entgegengeht.

t_S

Die Ausregelzeit t_S ist vor allem für die im Anschluss folgenden Überlegungen hinsichtlich Energieeinsparung von Bedeutung. Hier liegt der MPR-Regler klar in Front, gefolgt vom P-Regler nach Bauer. Erstaunlicherweise schaffen es der passive Regler und der Ansatz nach Betin nicht, den Regelfehler unter die Schranke von 0.01 Prozent des Sollwertes zu bringen. Dieser Umstand stellt einen signifikanten Nachteil der besagten Regler gegenüber dem Rest dar.

4. Praktische Erprobung der Regler

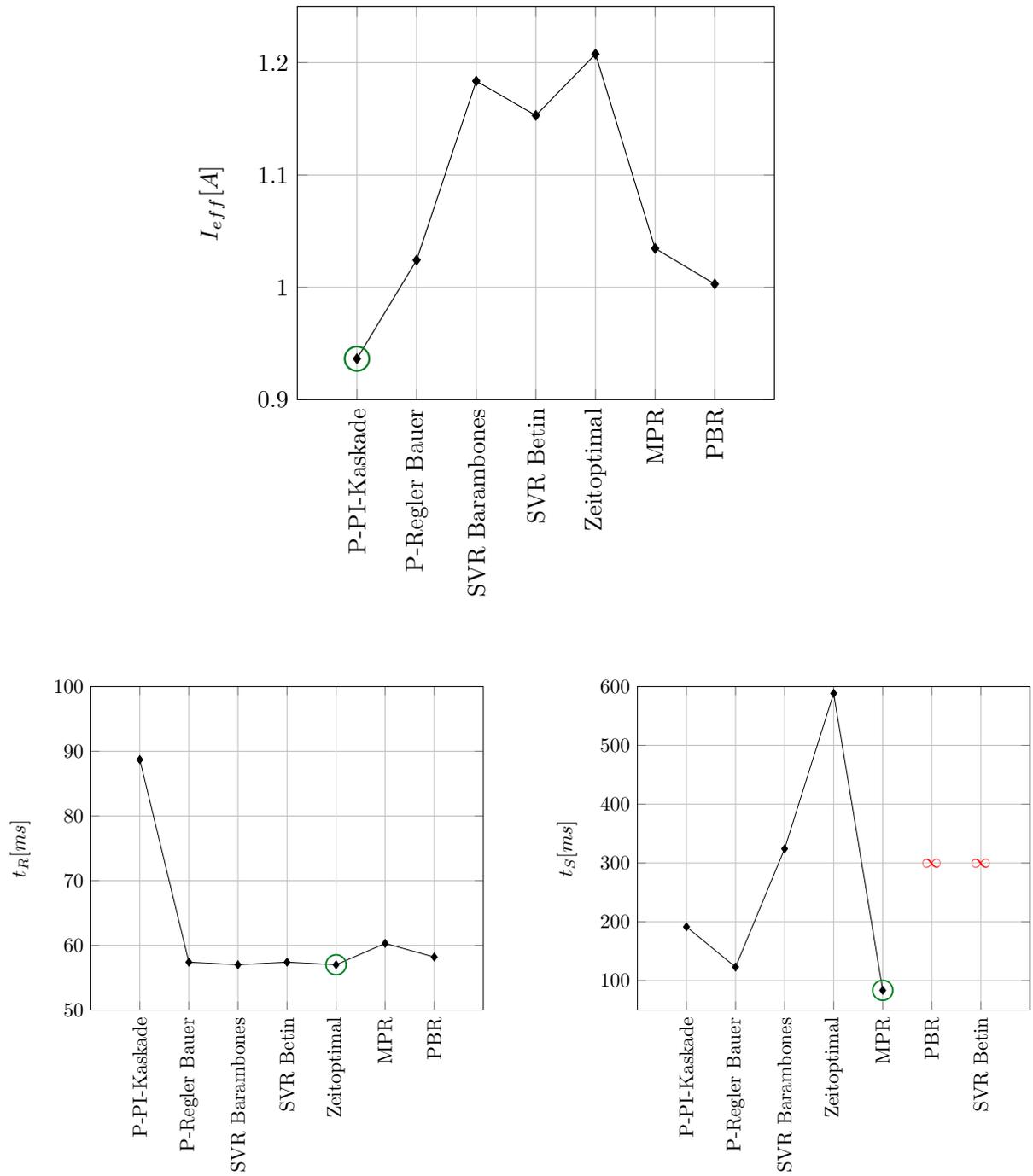


Abbildung 4.31.: Vergleich der verschiedenen Regelkonzepte anhand der Kenngrößen des Sprungversuches.

4.5.2. Schwingung

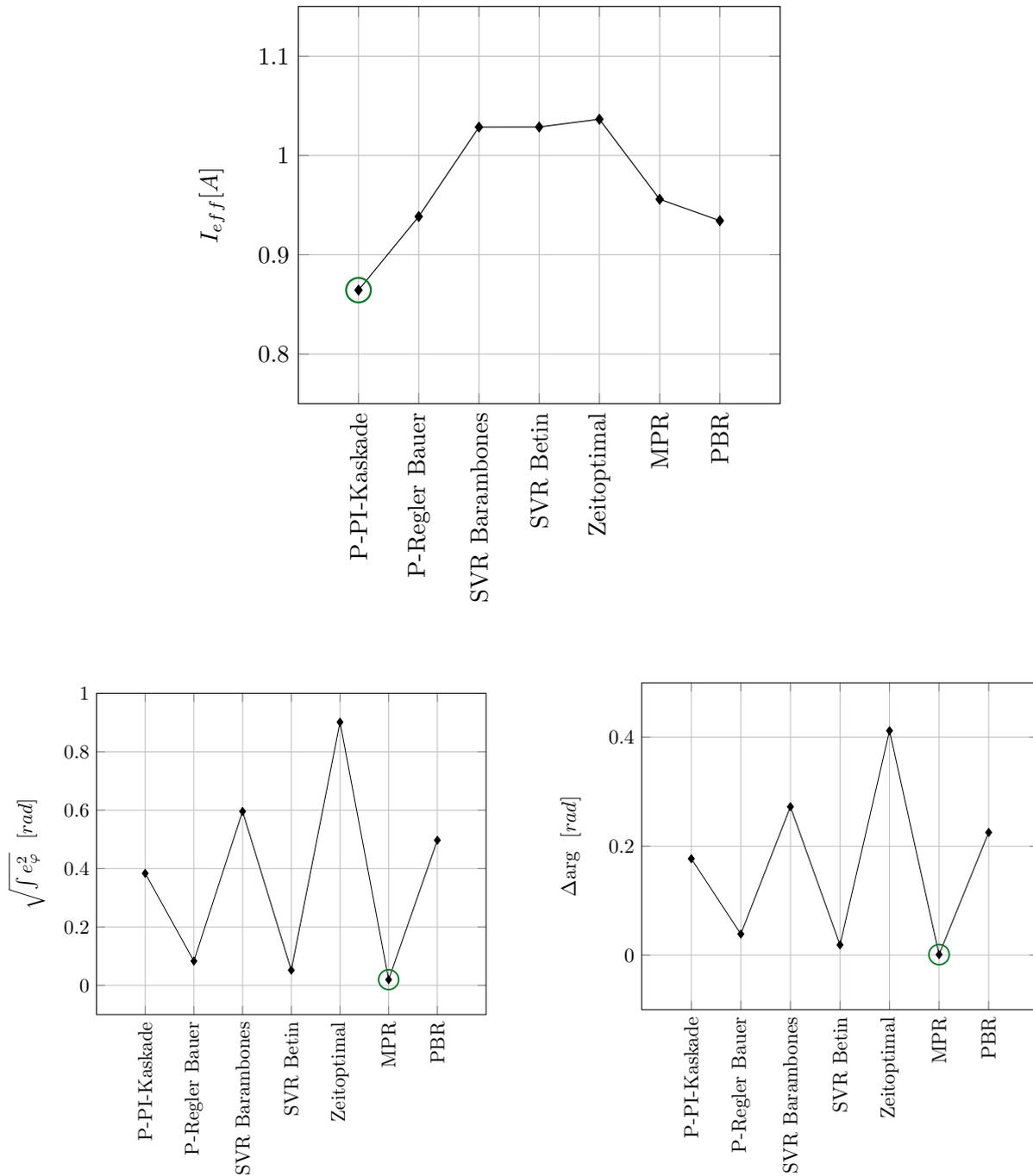


Abbildung 4.32.: Vergleich der verschiedenen Regelkonzepte anhand der Kenngrößen des Schwingungsversuches.

4. Praktische Erprobung der Regler

I_{eff}

Der durchschnittliche Effektivwert des Statorstromes I_{eff} verhält sich wie nach der Untersuchung der Ergebnisse des Sprungversuches zu erwarten war. Der reine P-Regler führt das Feld an, dicht gefolgt vom P-Regler nach Bauer, dem MPR- und dem PBR-Regler. Erneut sind es die schaltenden Regler, die schlechtere Werte aufweisen.

\mathcal{F} und $\Delta\arg$

Die beiden anderen Vergleichsgrößen, das Fehlermaß $\mathcal{F} = \sqrt{\int e_\varphi^2}$ und die Phasenverschiebung $\Delta\arg$ können als Gradmesser für die Güte der Nachführung interpretiert werden. Die Phasenverschiebung gibt Aufschluss über den zeitlichen Versatz der sich am Systemausgang einstellenden Schwingung im Vergleich zum Sollverlauf. Das Fehlermaß \mathcal{F} beinhaltet darüberhinaus Information über den amplitudenbezogenen Fehler. Es zeigt sich, dass die Regler, bei denen im Regelgesetz die Ableitung der Sollgröße vorkommt, gute Resultate liefern. Als solche sind MPR und SVR nach Betin zu nennen. Ein ebenfalls vorzeigbares Ergebnis wird mit dem P-Regler nach Bauer erzielt. Die übrigen Regler schneiden vergleichsweise schlecht ab. Das hervorstechende Resultat des SVR-Reglers nach Betin ist ein deutliches Argument für die Aufnahme eines Differenzierers in das Regelgesetz.

Die beiden Versuchsdurchgänge zusammengefasst, erweisen sich der MPR-Regler und der P-Regler nach Bauer als die komplettesten Lösungen. Nur diesen Ansätzen gelingt es, die strengen dynamischen und stationären Anforderungen zu erfüllen und gleichzeitig sparsam mit der Stellgröße umzugehen. Alle anderen Methoden zeigen an der einen oder anderen Stelle klar erkennbare Defizite.

4.5.3. Drehzahlschwingung

Bei der ersten Gruppe von Versuchen wird ein Sprung des Sollwinkels vorgegeben. Im Zuge der Überführung des Wellenwinkels nach φ_{soll} fordern alle Regler von Beginn an für eine gewisse Zeitdauer die Maximalgeschwindigkeit ω_{max} . Diese ebenfalls sprunghaft eintretende Forderung entspricht einer sprunghaftigen Änderung des Drehzahlsollwertes. Interessanterweise weisen die Drehzahlsprungantworten bei allen Reglern ein klar erkennbares Überschwingen auf (siehe Abbildung 4.33).

Zu Beginn dieser Arbeit wurde vermutet, dass Parameterverstimmungen die Ursache für dieses ursprünglich nicht erwartete Verhalten sind. Stimmen die verwendeten Bauteilwerte, beispielsweise von Rotorwiderstand oder Hauptinduktivität, nicht exakt mit den tatsächlichen Maschinenparametern überein, verfälschen sich die Kompensationsspannungen und die geschlossenen Stromregelkreise nehmen nicht mehr das gewünschte PT-1 Verhalten an. Eine derartige Verstimmung kann ein Überschwingen des Stromes bei Sollwertsprüngen mit sich ziehen. Sollstromsprünge treten bei sprunghaften

4.5. Diskussion

Änderungen des gewünschten Antriebsmoments auf. Ein Überschwingen des Stromes wie in Abbildung 4.34 ist unmittelbar mit einem Überschwingen des Moments verbunden, was in einem Überschwingen der Geschwindigkeit resultieren kann.

Letztlich stellte sich allerdings heraus, dass die Abweichung vom gewünschten PT-1 Verhalten der geschlossenen Stromregelkreise zum größten Teil auf die durch den elektrischen Umrichter verursachte Totzeit zurückzuführen ist. Im Rahmen einer anderen bei der Firma Kristl, Seibt & Co. GmbH durchgeführten Diplomarbeit (siehe [4]) wurde die Auswirkung von Totzeit auf die Qualität der Stromregelung bei Asynchronmaschinen untersucht. Es zeigte sich, dass der Einsatz eines Smith-Prädiktors [28] eine mögliche Gegenmaßnahme ist. Weiterführende Arbeiten werden zeigen, inwieweit das gegenständliche Systemverhalten dadurch noch weiter verbessert werden kann.

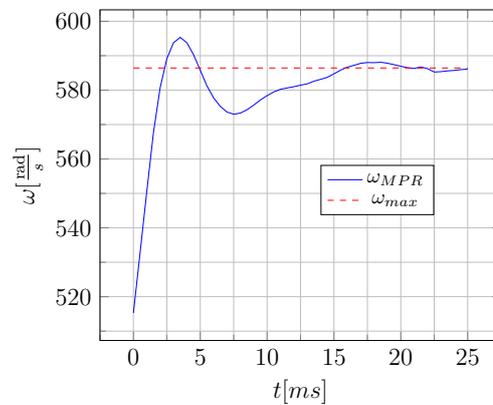


Abbildung 4.33.: Überschwingen der Winkelgeschwindigkeit ω bei Aufbau der Maximalgeschwindigkeit.

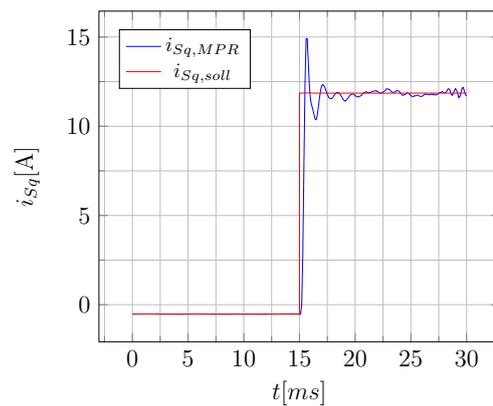


Abbildung 4.34.: Sprungantwort des geschlossenen i_{S_q} -Regelkreises.

5. Energieoptimale Regelung

In den vorangegangenen Kapiteln stand die Entwicklung eines leistungsfähigen Positionsreglers für die in Abbildung 1.1 gezeigte Maschine im Zentrum. Im nun folgenden zweiten Teil dieser Diplomarbeit wird untersucht, welche Möglichkeiten es gibt, um die während des Betriebs der Maschine verbrauchte Energie zu verringern. Das folgende Kapitel widmet sich der Darstellung der diesbezüglich durchgeführten Überlegungen.

Zu Beginn werden die grundsätzlichen Ideen qualitativ dargestellt. Anschließend werden die zuvor allgemein gehaltenen Gedanken in mathematische Gleichungen umgesetzt und auf das gegebene Problem angepasst. Den Abschluss bildet die Behandlung von im realen Betrieb gegebenen Störeinflüssen und Schmutzeffekten.

5.1. Grundgedanken

Grundsätzlich lässt sich zwischen zwei Strategien hinsichtlich der Minimierung des Energieverbrauchs der Maschine unterscheiden. Zum einen kann versucht werden, die eingesetzte Energie unmittelbar während des Entwurfs zu berücksichtigen. Zum anderen besteht die Möglichkeit, den Entwurf unabhängig von derartigen Überlegungen durchzuführen und die Energiethematik durch eine anschließende Erweiterung des Regelgesetzes zu behandeln.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde auf die zweite Methode zurückgegriffen. Die Gründe dafür sind unter anderem:

- Es ist möglich, eine geeignete Erweiterung unabhängig von den eigentlichen Reglern zu konstruieren.
- Der Erhalt der Regelgüte kann ohne größere Schwierigkeiten sichergestellt werden.
- Abgesehen von MPR¹ ist bei den in Kapitel 3 gezeigten Ansätzen nicht klar, wie die Verknüpfung der Energiereduktion mit der Reglersynthese durchzuführen ist.

¹Wie bei MPR eine Energieminimierung bereits während des Entwurfs durchgeführt werden kann und welche Auswirkungen diese Herangehensweise hat, wird in Anhang B gezeigt.

5. Energieoptimale Regelung

Der zweite Punkt spricht eine für die weiteren Ausführungen maßgebende „Nebenbedingung“ an, nämlich die Forderung, dass die zur Verringerung der Energie eingesetzten Maßnahmen die Qualität der Regelung nicht beeinträchtigen sollen.

5.1.1. Stromabschaltung

Der vorangegangenen Ausführung entsprechend soll die Energieoptimierung durch eine Erweiterung der Regelgesetze erfolgen. Wesentlich für die weiteren Überlegungen ist, dass im Lauf des Betriebs der Maschine Situationen auftreten, in denen keine Bewegung der Maschinenwelle benötigt wird. Für derartige Zustände ist charakteristisch, dass der Winkelsollwert konstant ist und die Überführung von φ nach φ_{soll} abgeschlossen ist. Vereinfacht gesprochen ist die Hauptidee der angesprochenen Erweiterung, dass die Maschine im Fall des Eintretens eines derartigen Zustands ausgeschaltet werden soll.

Da eine elektrische Maschine als ausgeschaltet betrachtet werden kann, wenn keine Ströme in ihr fließen, lässt sich die oben ausgeführte Idee unmittelbar auf die Statorströme übertragen: Ist für die Erfüllung der Regelungsaufgabe keine Bewegung der Maschinenwelle mehr erforderlich, sollen die Ströme i_{sd} und i_{sq} zu Null gemacht werden.

Es ist wichtig zu betonen, dass in Situationen, die der obigen Beschreibung entsprechen, beträchtliche Ströme fließen können und die Abschaltung ein geeignetes Mittel zur Energieeinsparung ist. Beispielsweise bleibt im Fall von $e_\varphi = 0$ der Ausgang eines eventuell vorhandenen Integralanteils im Positionsregler unverändert. Ist das dem Ausgang des Integrators entsprechende Drehmoment kleiner als die Summe aller Reibmomente, ändert sich am Zustand des Regelkreises nichts und der Strom i_{sq} bleibt dauerhaft verschieden von Null. Da zudem der flussbildende d-Zweig unabhängig von den mechanischen Größen betrieben wird, kann sich ein insgesamt nicht unwesentlicher Statorstromraumzeiger ergeben.

5.1.2. Optimalität

Im Zuge dieser Vorüberlegungen stellt sich die Frage, in welchem Sinn die Abschaltstrategie optimal ist. Eine mögliche Argumentation, die eine Verbindung mit dem Attribut „optimal“ ermöglicht, ist, die Ein- und Abschaltung der Bestromung als Zuteilung von Zeitfenstern an die eingesetzten Regler zu betrachten. Innerhalb dieser Fenster wird die Maschine aktiv beeinflusst und die Regelungsaufgabe gelöst. Erhalten die Regler nicht mehr als die zur Lösung des Regelungsproblems benötigte Zeit, kann das Verhalten als zeitoptimal betrachtet werden. Da vom Integral der durch $P_{el} = \underline{u}_S \dot{\underline{l}}_S^*$ gegebenen elektrischen Leistung über diese Zeitfenster unmittelbar auf die umgesetzte

5.1. Grundgedanken

Energie geschlossen werden kann, ist die Betrachtung als energieoptimal ebenfalls zulässig.

5.1.3. Selbstsperrmechanismus

Um diese Herangehensweise möglich zu machen, war es nötig, bei der Konstruktion der Maschine einen Selbstsperrmechanismus vorzusehen. Die Eigenschaft der Selbstsperrung bedeutet, dass Kräfte, die auf die aus der Hohlwelle der Maschine herausgeführte Spindel wirken, keine Bewegung verursachen, solange sie unter einem Wert F_{sperr} liegen. Eine derartige „Krafthürde“ ist nötig, um im realen Betrieb bei Erreichen der Sollposition auch unter Einwirkung von Gegenkräften die Ströme abschalten zu können. In derartigen Situationen gilt $M_A = 0$. Dies bedeutet, dass das Feld gänzlich den Gegenkräften überlassen ist. Möchte man die erreichte Position nicht unmittelbar wieder verlassen, muss verhindert werden, dass diese Gegenkräfte eine Bewegung der Spindel anregen.

Die konstruktive Realisierung der Selbstsperrung erfolgt über den in der Maschine verbauten Gewindetrieb. Dieser Bestandteil wird zur Überführung der Rotationsbewegung der Maschinenwelle in die Linearbewegung der Spindel verwendet und ist als Kugelgewinde ausgeführt. Sein kennzeichnendes Merkmal ist die Steigung der Laufrillen. Eine hohe Laufrillensteigung führt zu einer höheren Coulombschen Reibung M_C der Maschine. Durch eine höhere Coulombsche Reibung werden zwar zum einen die dynamischen Eigenschaften des mechanischen Teils verschlechtert, allerdings auch das gewünschte Resultat erzielt: Um aus dem Stillstand eine Bewegung beginnen zu können, müssen die auf die Maschinenwelle wirkenden Momente, beziehungsweise nach Umrechnung mittels des Gewindeübersetzungsverhältnisses die auf die Spindel wirkenden Kräfte, eine durch M_C gegebene Schranke überwinden.

5.1.4. Schwierigkeiten

Bereits in der Simulation zeigt sich, dass die Umsetzung der an sich simplen Idee, die Bestromung der Maschine in bestimmten Situationen abzuschalten, gewisse Tücken bereithält. Unter anderem muss bei der Konstruktion der Abfrage, mit der entschieden wird, ob eine Abschaltung in Gang zu setzen ist oder nicht, sorgfältig vorgegangen werden. Würde beispielsweise nur kontrolliert, ob der Betrag des Fehlers $|e_\varphi| = |\varphi_{soll} - \varphi|$ eine bestimmte Schwelle $\epsilon_{e_\varphi} > 0$ unterschritten hat, könnten unerwünschte Effekte eintreten. Einerseits kann im Fall einer sinusförmigen Referenzgröße bei einer guten Nachführung der Fehler e_φ dauerhaft sehr klein sein. Obwohl in einem derartigen Fall der Regler ständig aktiv sein muss, kann es zu einer Abschaltung kommen. Andererseits besteht die Möglichkeit, dass die Bedingung $|e_\varphi| < \epsilon_{e_\varphi}$ erfüllt

5. Energieoptimale Regelung

ist, wenn bei einer sprunghaften Sollwertänderung Überschwingen auftritt. In beiden Fällen ist bei einer ungenauen Realisierung ein ständiges Ein- und Ausschalten der Regler möglich.

Ein weitere Hürde stellt die Verbindung der angesprochenen Ideen mit dem Wunsch, die Regelgüte nicht zu verschlechtern, dar. Die Abschaltung des Stromes i_{Sd} entspricht einer Sollwertvorgabe für den magnetischen Rotorfluss von $\Psi_{R0} = 0$. Ändert sich φ_{soll} , soll der Positionsregler ohne Zeitverzögerung wieder die Arbeit aufnehmen können. Um in weiterer Folge das gewünschte Drehmoment M_A auch umsetzen zu können, muss dem Produkt $\frac{3}{2}p\frac{L_h}{L_R}\Psi_{Rd}i_{Sq}$ der entsprechende Wert aufgeprägt werden. Liegt der aktuelle Wert von Ψ_{Rd} bei Null, muss der Fluss in der Maschine erst wieder aufgebaut werden. Dieser Vorgang kostet Zeit und verzögert das Eingreifen des Reglers. Das wiederum würde eine negative Auswirkung auf die Dynamik des geschlossenen Kreises haben. Nach einer Reihe von Versuchen wurde von einem gänzlichen Abschalten von i_{Sd} abgesehen. Als Kompromiss wurde eine Reduktion des Flusssollwertes auf $\Psi_{R0,red} = 0.3 \cdot \Psi_{R0}$ festgelegt. Diese Vorgehensweise weicht zwar von der ursprünglichen optimalen Lösung ab, fasst man jedoch den Wunsch nach dem Erhalt der Regelgüte als Nebenbedingung der Optimierungsaufgabe auf, kann das erhaltene Resultat als beschränktes Optimum betrachtet werden.

5.2. Exakte Formulierung

Die folgenden Bedingungen müssen zu einem Zeitpunkt $t_k = t_0 + kT_d$ erfüllt sein, damit eine Abschaltung in Gang gesetzt wird:

<p>Der Regelfehler muss eine bestimmte Zeitdauer sehr klein sein:</p> $ e_{\varphi,k-j} \stackrel{!}{<} \epsilon_{e_{\varphi}}$ $\forall j \in \{0, 1, \dots, N_{\emptyset}\}$	<p>Die Winkelgeschwindigkeit muss eine bestimmte Zeitdauer sehr klein sein:</p> $ \omega_{k-j} \stackrel{!}{<} \epsilon_{\omega}$ $\forall j \in \{0, 1, \dots, N_{\emptyset}\}$	<p>Der Sollwert darf sich eine bestimmte Zeitdauer nicht ändern:</p> $ \varphi_{soll,k-j} - \varphi_{soll,k-j-1} \stackrel{!}{=} 0$ $\forall j \in \{0, 1, \dots, N_{\emptyset}\}$
--	--	--

Abbildung 5.1.: Abschaltbedingungen.

Die Größe N_{\emptyset} legt dabei die Länge des Betrachtungsintervalls fest, die Schranken $\epsilon_{e_{\varphi}}$ und ϵ_{ω} sind grundsätzlich frei wählbar.

Dass es sinnvoll ist, mehr als nur einen isolierten Zeitpunkt zu betrachten, ist unmittelbar einsichtig. Man stellt durch die Kontrolle über ein durch die Größe N_{\emptyset} festgelegtes Intervall sicher, dass die zu erfüllenden Bedingungen nicht nur kurzfristig eingehalten werden. Das zweite sich auf die Winkelgeschwindigkeit beziehende Kriterium zieht ihre

5.2. Exakte Formulierung

Motivation aus dem Wunsch, den Regler erst abzuschalten, wenn die Maschinenwelle keine nennenswerten Bewegungen mehr vollführt. Die dritte Abfrage kann als Absicherung aufgefasst werden, dass im Fall von sich langsam verändernden Sollverläufen der Regler immer aktiv bleibt und nur bei einem gleichbleibenden Sollwert abgeschaltet wird.

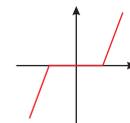
Die entscheidende Frage an dieser Stelle ist, wie die obigen Bedingungen in einen praxistauglichen Mechanismus umgesetzt werden können. Die Idee, die sich letztlich als diesbezüglich am besten geeignet herausgestellt hat, ist, mit Hilfe der eingangs angegebenen Bedingungen ein Schaltsignal M_\emptyset zu bilden. Mit der Bezeichnung \diamond_a für eine von $-a$ bis $+a$ reichende Totzone² genügt M_\emptyset der folgenden mathematischen Beschreibung:

$$M_\emptyset = \operatorname{sgn} \left[\sum_{j=-N_\emptyset}^0 \diamond_{\epsilon_{e,\varphi}} (|e_{\varphi,k+j}|) + \sum_{j=-N_\emptyset}^0 \diamond_{\epsilon_\omega} (|\omega_{k+j}|) + \sum_{j=-N_\emptyset}^0 |\varphi_{\text{soll},k+j} - \varphi_{\text{soll},k+j-1}| \right] \quad (5.1)$$

Mit diesem Signal werden der Ausgang des Reglers M_{Regler} und der Sollwert des magnetischen Flusses Ψ_{R0} multipliziert. Sind die Bedingungen für eine Abschaltung nicht erfüllt, gilt $M_\emptyset = 1$ und das Wunschmoment und Ψ_{R0} werden unverändert an die untergeordneten Regler weitergegeben. Sind jedoch die nötigen Voraussetzungen gegeben, nimmt das Schaltsignal den Wert $M_\emptyset = 0$ an, was das geforderte Drehmoment Null setzt. Um den Flusssollwert wie angesprochen nicht gänzlich zu Null zu machen, wird mittels einer sat-Funktion wie in Abbildung 3.4 das Schaltsignal begrenzt und nur eine Verringerung herbeigeführt.

Die nachstehende Abbildung zeigt, wie der Mechanismus in das bestehende System eingebunden wird. Es ist wichtig zu betonen, dass in den Positionsreglern eventuell vorhandene Integratoren während der Zeit der Abschaltung zurück auf den Wert Null gesetzt werden. Dadurch wird eine Aufwicklung des Integrators durch eine fortwährende Integration über einen eventuell nun nicht mehr gänzlich verschwindenden Regelfehler verhindert.

² Der Begriff „Totzone“ beschreibt eine mathematische Funktion, die 2 Argumente innerhalb eines geschlossenen Intervalls auf den Wert 0 abbildet und außerhalb um den jeweiligen Endwert des Intervalls absenkt bzw. anhebt.



5. Energieoptimale Regelung

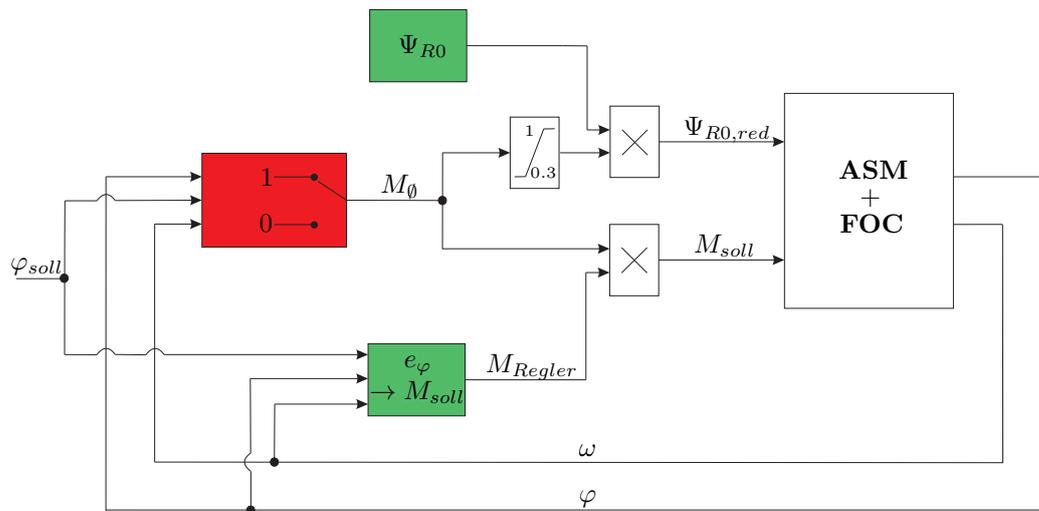


Abbildung 5.2.: Schematische Darstellung des Abschaltmechanismus als Blockschaltbild.

5.3. Probleme bei der Anwendung

5.3.1. Verwendung von Relais

Eine wichtiger Punkt ist die Robustheit der gezeigten Methode. Ist eine Situation erreicht, in der die Ströme abgeschaltet werden, soll bis zur nächsten Änderung von φ_{soll} in diesem Zustand verharrt werden. Liegt nun der zum Zeitpunkt des Beginns der Abschaltung gegebene Winkel $\varphi(t_{off})$ nur knapp innerhalb des durch $\mathcal{E} = [\varphi_{soll} - \epsilon_{e_\varphi}, \varphi_{soll} + \epsilon_{e_\varphi}]$ definierten Bereichs, können Schwierigkeiten auftreten. Auf Grund von nicht vorhersehbaren Störungen ist es möglich, dass der Wellenwinkel φ das Intervall \mathcal{E} wieder verlässt. Das erneute Einschalten der Regler wäre die Folge. Zum Teil kann bereits das auf das Messsignal des Winkels φ wirkende Rauschen ausreichen, um ein ständiges Ein- und Ausschalten zu verursachen. Die Hauptursache ist allerdings, dass der Selbstsperrmechanismus nicht gänzlich frei ist von Spiel. Nimmt man die Bestromung weg, ist es der Welle und damit auch der Spindel möglich, noch eine kleine Bewegung sowohl in positive als auch in negative Richtung durchzuführen. Erst dann beginnt die Sperrung zu greifen. Zum Teil genügt deshalb bereits eine kleine Gegenkraft, um die Welle wieder aus dem Intervall \mathcal{E} drücken.

5.3. Probleme bei der Anwendung

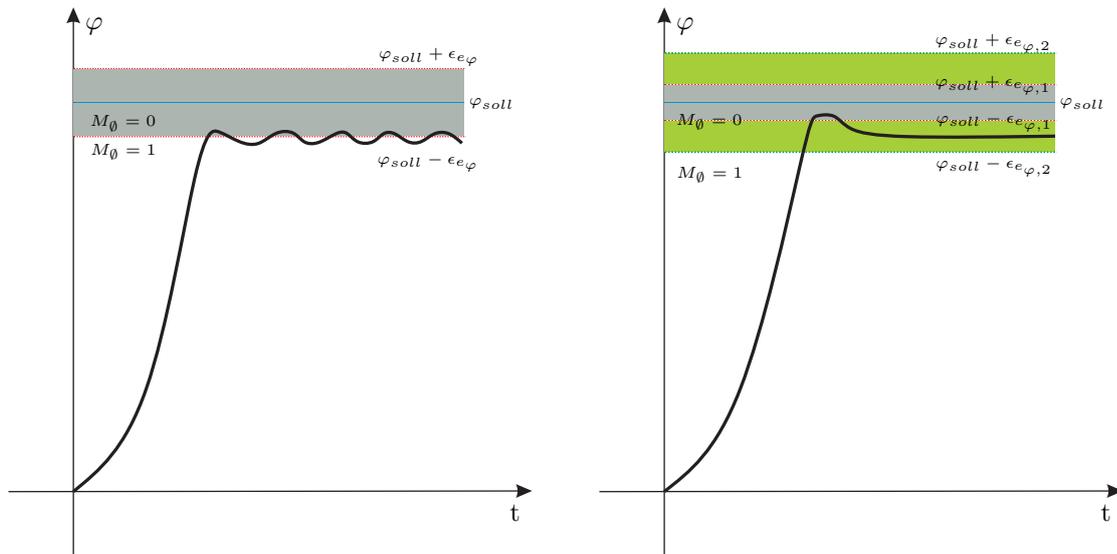


Abbildung 5.3.: Praktische Realisierung des Abschaltmechanismus mit zwei Schranken.

Um ein derartiges Verhalten zu verhindern, wurde eine zweite, größere Schranke $\epsilon_{e\varphi,2}$ als Sicherungsstufe eingeführt (siehe Abbildung 5.3 rechts); das bereits bekannte $\epsilon_{e\varphi}$ wird künftig als $\epsilon_{e\varphi,1}$ bezeichnet. Die Idee ist, ein kleines Intervall $\mathcal{E}_1 = [\varphi_{soll} - \epsilon_{e\varphi,1}, \varphi_{soll} + \epsilon_{e\varphi,1}]$ vorzugeben, in das φ überführt werden muss, um eine Abschaltung zu beginnen. Um in weiterer Folge die Regler wieder einzuschalten, muss allerdings nicht mehr wie vorhin \mathcal{E}_1 verlassen werden, sondern das Intervall $\mathcal{E}_2 = [\varphi_{soll} - \epsilon_{e\varphi,2}, \varphi_{soll} + \epsilon_{e\varphi,2}]$. Ein eventuell auftretendes, unkontrolliertes Verhalten des Regelkreises auf Grund kleiner, eigentlich vernachlässigbarer Störungen wird dadurch verhindert. Auch bei der Überwachung der Winkelgeschwindigkeit ω wird nach dem gleichen Prinzip mit zwei Kontrollstufen gearbeitet. Die praktische Umsetzung erfolgt in Simulink[®] mittels des Blocks „Relay“.

5.3.2. Schaltsignal

Entsprechend Gleichung (5.1) nimmt das Schaltsignal M_θ in Abhängigkeit von e_φ , ω und φ_{soll} die Werte Null beziehungsweise Eins an. Erfolgt ein Übergang des Systems von einem Zustand, in dem die Bedingungen für eine Abschaltung erfüllt sind, in einen anderen Zustand, der die Bedingungen nicht mehr erfüllt oder umgekehrt, ändert sich M_θ sprunghaft. Wie im vorhergehenden Abschnitt erklärt erfüllt eine exakte Umsetzung dieser Strategie die gestellten Anforderungen zum Teil nicht optimal. Neben dem Einsatz von Relais lässt sich das Verhalten des Systems erheblich verbessern, wenn das Abschalten des Reglers etwas gemächlicher durchgeführt und der Übergang von Situationen mit aktivem Regler zu Situationen ohne Regler moderater gestaltet wird.

5. Energieoptimale Regelung

Für den Einsatz in der Praxis wurde die fallende Flanke des Schaltsignals durch eine abklingende Exponentialfunktion ersetzt (siehe Abbildung 5.4). Ändert sich hingegen φ_{soll} und wird damit das erneute Zuschalten des Reglers notwendig, wird nach wie vor auf einen sprunghaften Übergang von M_θ zurückgegriffen. Der Regler soll so schnell wie möglich wieder im vollen Einsatz sein.

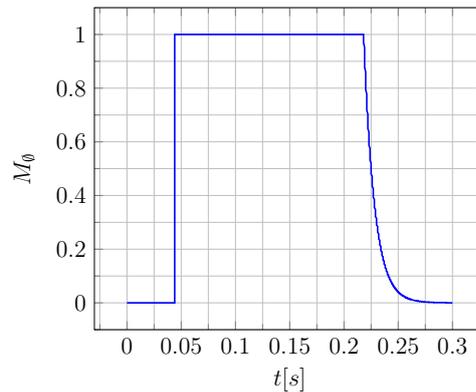


Abbildung 5.4.: Prinzipielle Form des eingesetzten Schaltsignals.

5.3.3. Messrauschen

Bezogen auf die hier gegebene Aufgabenstellung entstehen vor allem in Verbindung mit der Winkelgeschwindigkeit ω Probleme auf Grund verrauschter Messsignale. Im Rahmen der Überprüfung, ob die Bedingungen für eine Abschaltung gegeben sind, wird kontrolliert, ob ω über den Beobachtungszeitraum nahe bei $0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ liegt. Es soll sichergestellt werden, dass der Regler nicht abrupt aus dem Betrieb gerissen wird, wenn sich die Maschinenwelle noch bewegt. Um nun zu verhindern, dass durch das Rauschen verursachte Schwankungen des Messsignals das Zu- und Abschalten des Reglers beeinflussen, wurde ein zusätzlicher Filter zur Glättung des Messsignals eingeführt. Dabei handelt es sich um eine Serienschaltung zweier PT1-Glieder:

$$H_\omega(z) = \frac{0.1z}{z - 0.9} \cdot \frac{0.1z}{z - 0.9} = \frac{1}{100} \frac{z^2}{(z - \frac{9}{10})^2} \quad (5.2)$$

5.3. Probleme bei der Anwendung

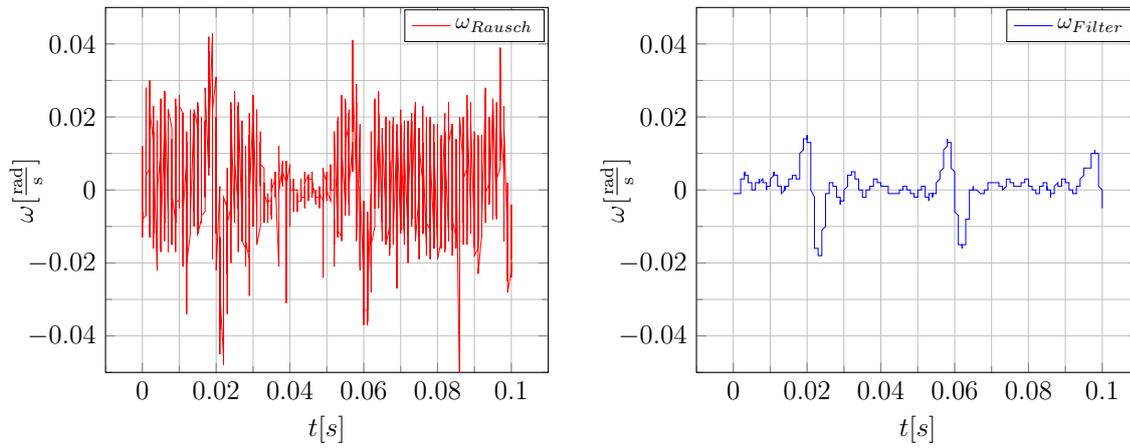


Abbildung 5.5.: Links das unbearbeitete Messsignal von ω , rechts nach der Filterung.

6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte

Der im vorhergehenden Kapitel konstruierte Abschaltmechanismus wurde ebenfalls am Prüfstand getestet. Im Gegensatz zu den ersten in Kapitel 4 präsentierten Messungen wurde nun nur ein Sollverlauf eingesetzt.

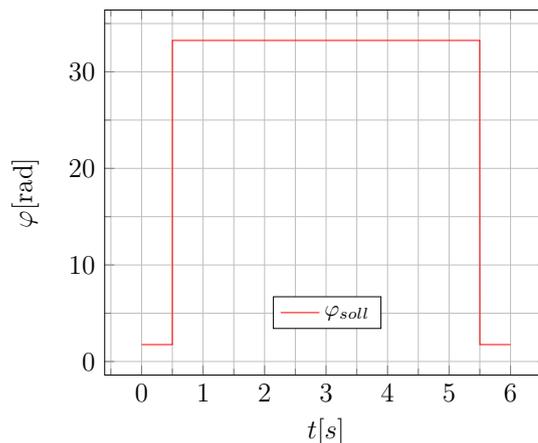


Abbildung 6.1.: Der zum Test des Abschaltmechanismus eingesetzte Sollverlauf.

Die Motivation für den in der obigen Graphik dargestellten Verlauf des Sollwinkels hat mit den Eigenheiten des Abschaltmechanismus zu tun. Von besonderem Interesse war, wie sich die verschiedenen Regler verhalten, wenn längere Zeit eine Situation vorherrscht, in der die Bedingungen für eine Abschaltung gegeben sind. Aus diesem Grund wurde mit 5 Sekunden eine vergleichsweise große Zeitspanne zwischen den beiden Flanken vorgesehen. Die freien Parameter der jeweiligen Regler wurden im Vergleich zum ersten Testdurchgang nicht verändert. Hinzugekommen sind die für die Abschaltung notwendigen Kontrollschranken und die Anzahl an Samples, die betrachtet werden:

6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte

$\epsilon_{e,\varphi,1}$	$\epsilon_{e,\varphi,2}$	ϵ_ω	N
0.0035rad	0.35rad	$0.01 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	100

Tabelle 6.1.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus gewählte Werte für die Kontrollschranken und die Länge des Kontrollintervalls.

Ein weiterer Unterschied zu den ersten Versuchen ist, dass bewusst eine auf die Spindel wirkende Gegenkraft vorgesehen wurde. Dies geschah durch einen bei der Konstruktion der Maschine eingerichteten Federmechanismus, der in Abbildung 6.2 abgebildet ist und bei den reinen Reglertests nicht zum Einsatz kam. Das Ziel dieser Maßnahme ist es, das Verhalten der Maschine unter Einwirkung der oft angesprochenen unbekanntenen Störungen zu untersuchen.



Abbildung 6.2.: Darstellung der Rückstellfeder bei der Vorgängerversion der Maschine, mit der bei dieser Arbeit die Versuche durchgeführt wurden. Am rechten Ende des Bildes ist die aus der Welle herausgeführte Spindel zu sehen. Das in der Schraubenmutter montierte Rohr beinhaltet die Feder, über die die Rückstellkraft auf die Spindel realisiert wird.

Die Darstellung der Ergebnisse umfasst bei diesen Versuchen die Verläufe des Wellenwinkels, des magnetischen Rotorflusses und der beiden Statorströme. Wiederum wurden drei Kenngrößen berechnet. Der Mittelwert des Effektivwertes des Statorstromes I_{eff} kann wie zuvor als Maß für die eingesetzte Energie aufgefasst werden. Die neue Größe t_{akt} gibt die Zeitdauer an, die die Regler beim gegenständlichen Versuch aktiv zur Verfügung hatten. Sie ist eng verbunden mit der Ausregelzeit t_S . Als drittes wird erneut die Anstiegszeit t_R angegeben. Bei diesem Versuch wird zur Berechnung die erste, ansteigende Flanke betrachtet. Um einen Vergleich mit dem Betrieb ohne Abschaltung herstellen zu können, wurden alle Versuche mit den gleichen Reglern noch einmal durchgeführt, wobei bei dieser Versuchsreihe immer $M_\theta = 1$ galt.

6.1. P-Regler: $P_\varphi = 100$

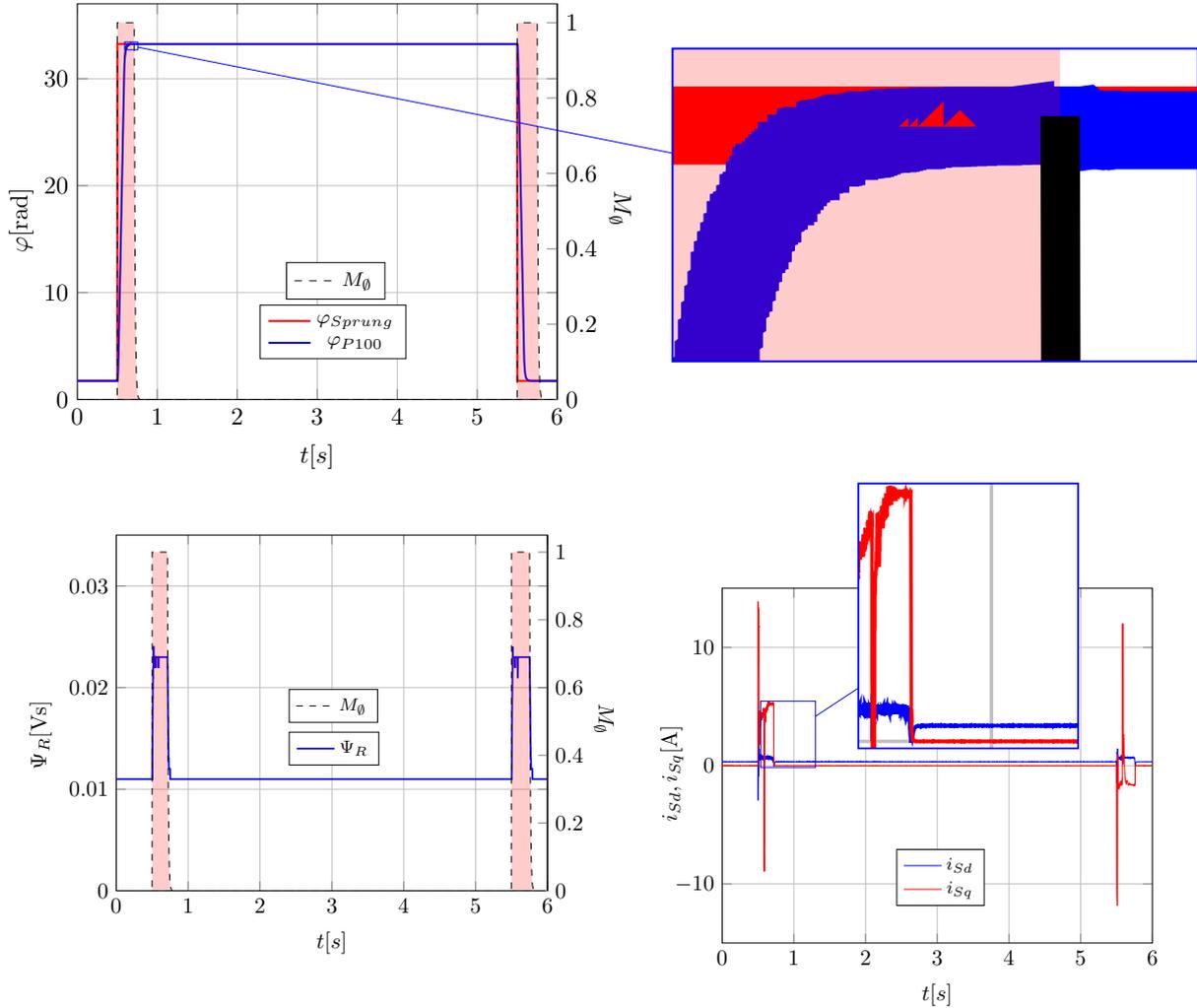


Abbildung 6.3.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus unter Verwendung des reinen P-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , des magnetischen Rotorflusses Ψ_R , des Schaltsignals M_θ und der Statorströme i_{Sd} und i_{Sq} .

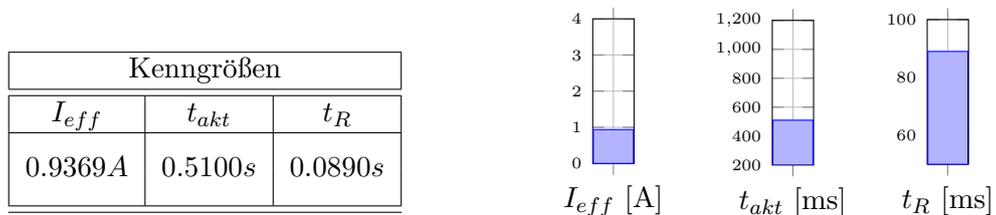


Abbildung 6.4.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} und die Zeiten t_{akt} und t_R .

6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte

6.2. P-Regler nach Bauer

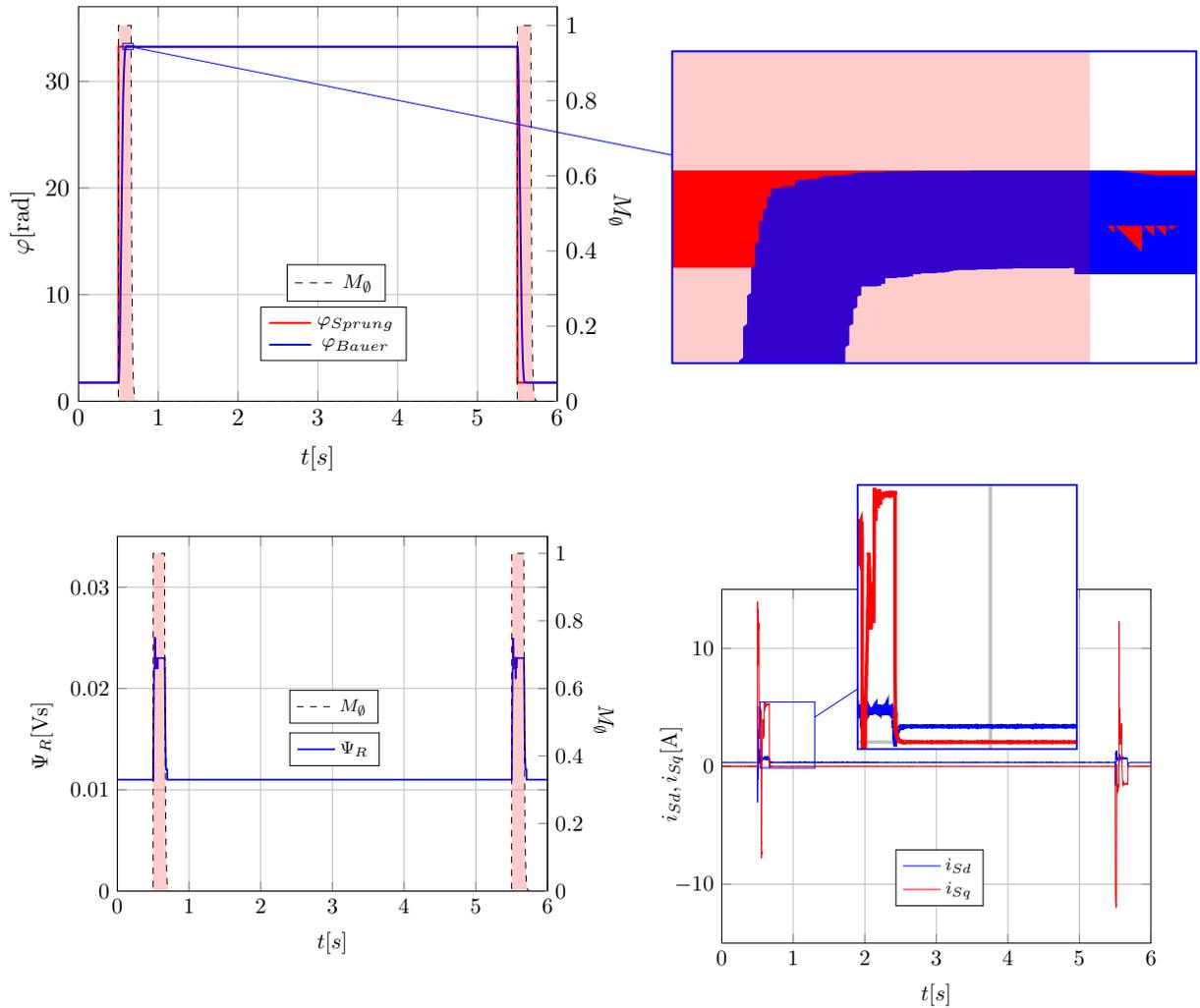


Abbildung 6.5.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus unter Verwendung des P-Reglers nach Bauer aufgenommene Verläufe des Winkels φ , des magnetischen Rotorflusses Ψ_R , des Schaltsignals M_θ und der Statorströme i_{sd} und i_{sq} .

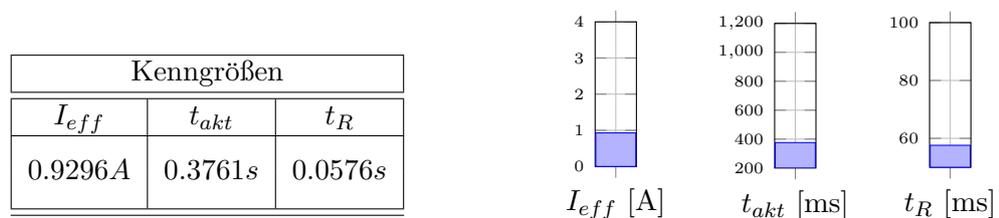


Abbildung 6.6.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} und die Zeiten t_{akt} und t_R .

6.3. Strukturvariable Regelung: Barambones

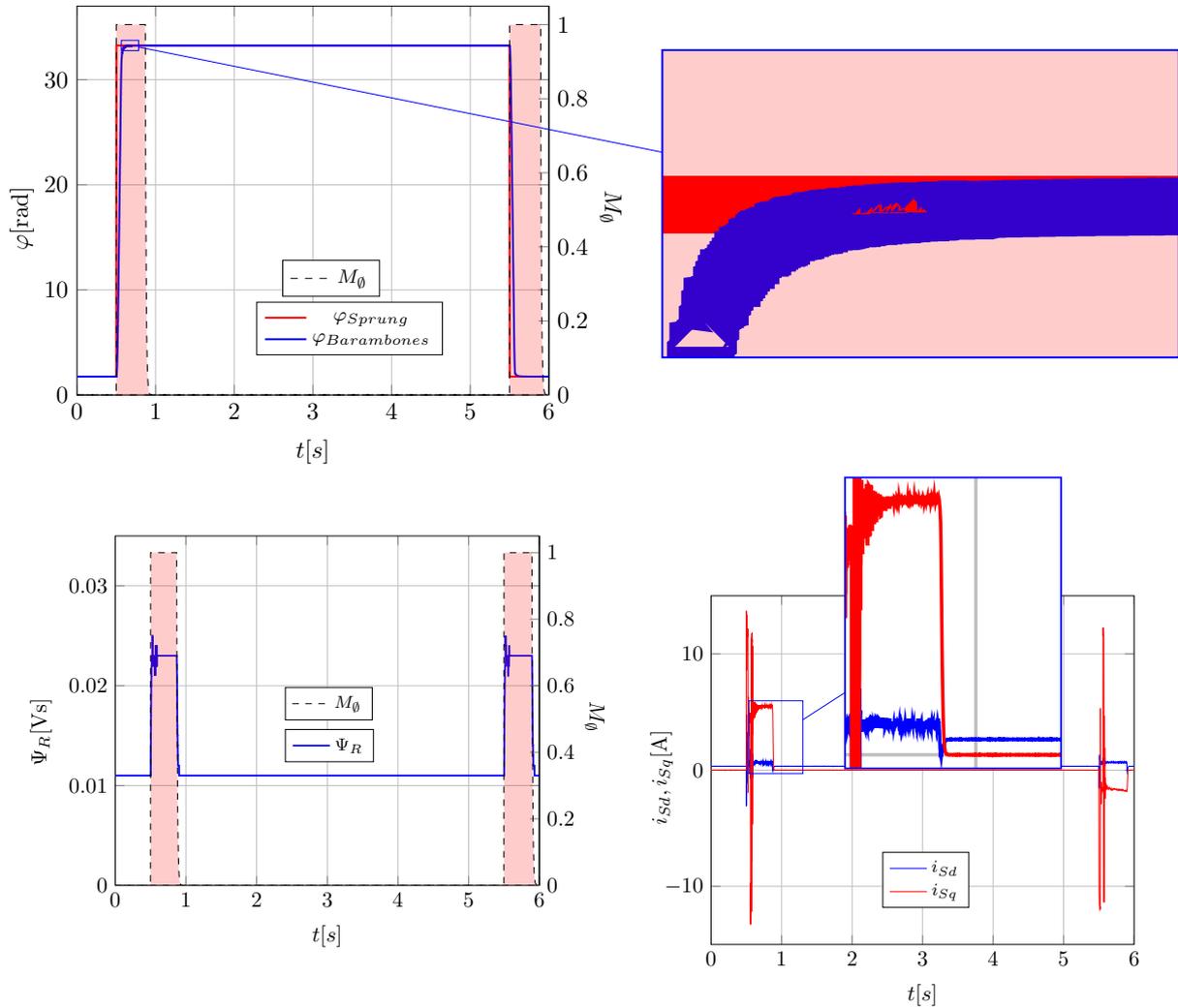


Abbildung 6.7.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus unter Verwendung des SVR-Regler nach Barambones aufgenommene Verläufe des Winkels φ , des magnetischen Rotorflusses Ψ_R , des Schaltsignals M_θ und der Statorströme i_{sd} und i_{sq} .

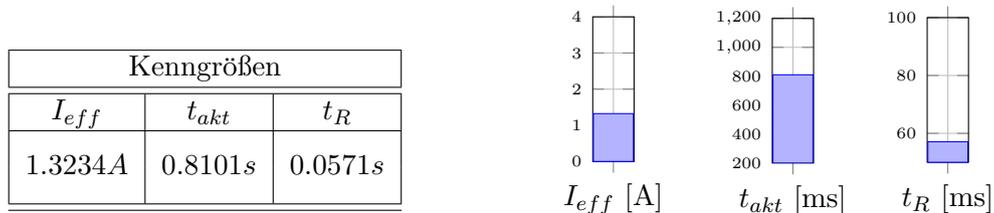


Abbildung 6.8.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} und die Zeiten t_{akt} und t_R .

6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte

6.4. Strukturvariable Regelung: Betin

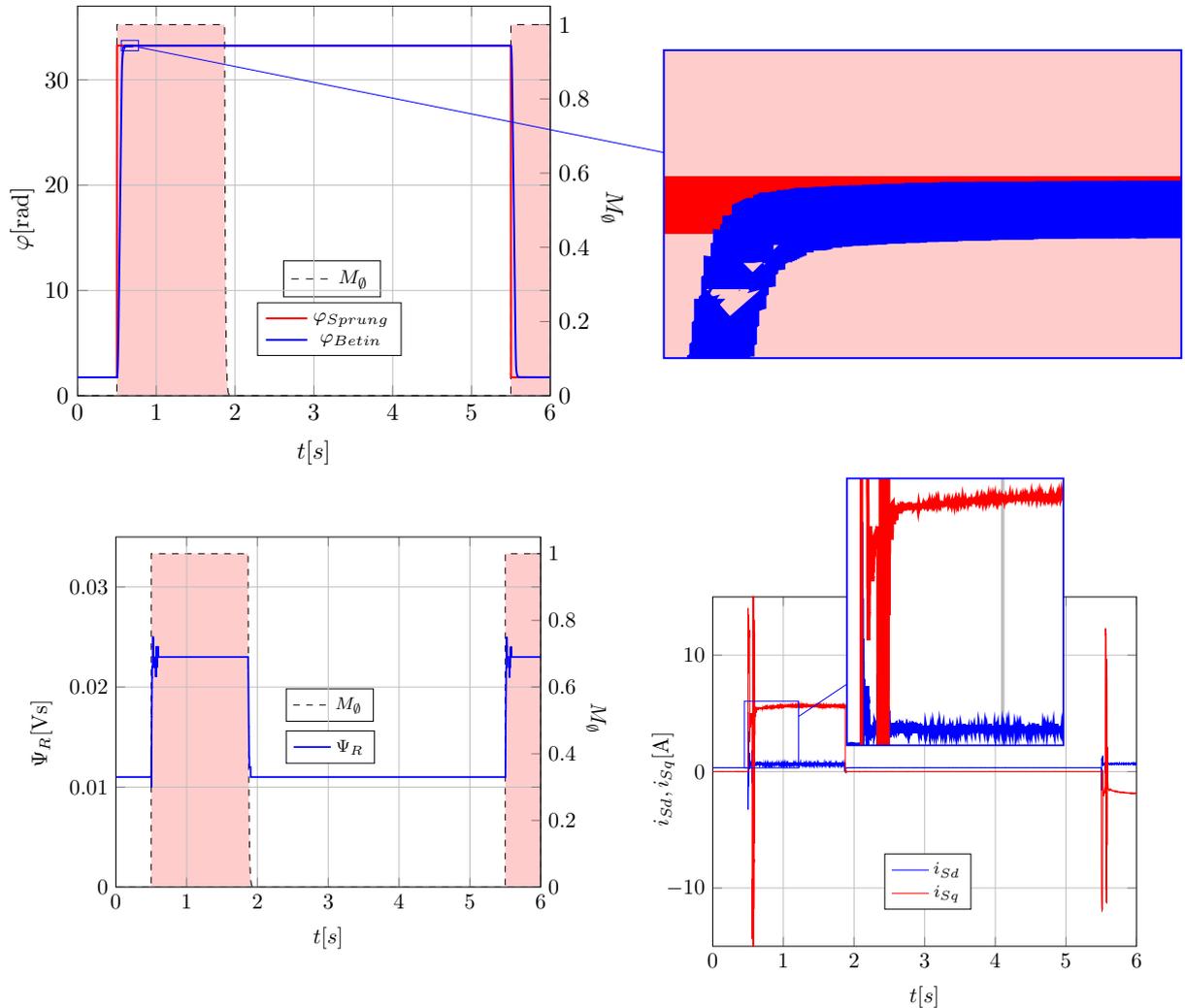


Abbildung 6.9.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus unter Verwendung des SVR-Reglers nach Betin aufgenommene Verläufe des Winkels φ , des magnetischen Rotorflusses Ψ_R , des Schaltsignals M_θ und der Statorströme i_{sd} und i_{sq} .

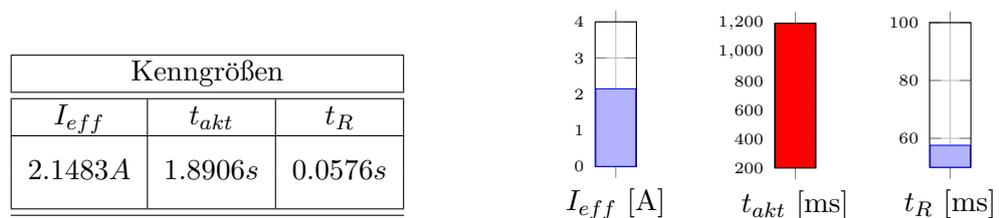


Abbildung 6.10.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} und die Zeiten t_{akt} und t_R .

6.5. Zeitoptimale Regelung

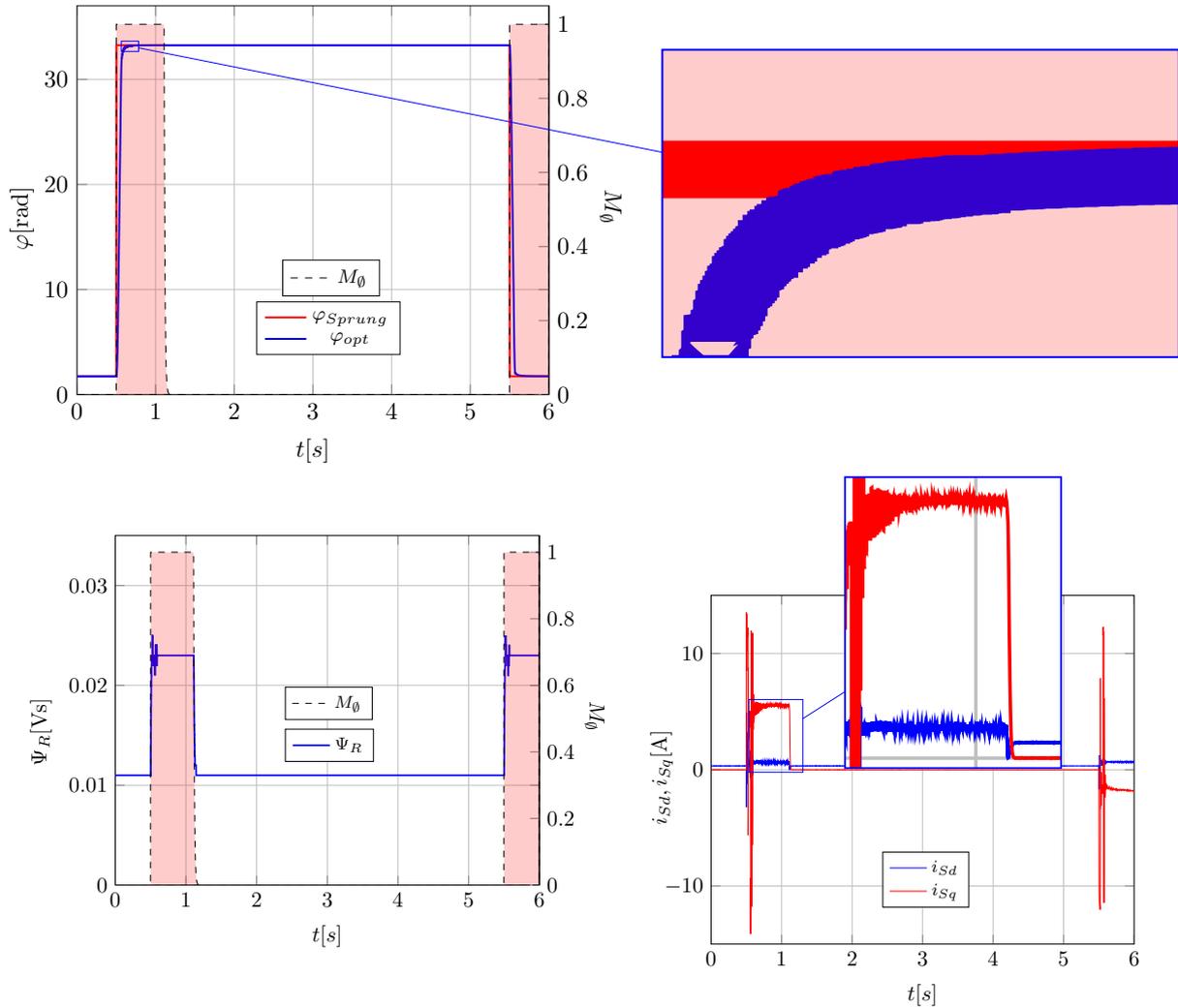


Abbildung 6.11.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus unter Verwendung der zeitoptimalen Regelung aufgenommene Verläufe des Winkels φ , des magnetischen Rotorflusses Ψ_R , des Schaltsignals M_θ und der Statorströme i_{sd} und i_{sq} .

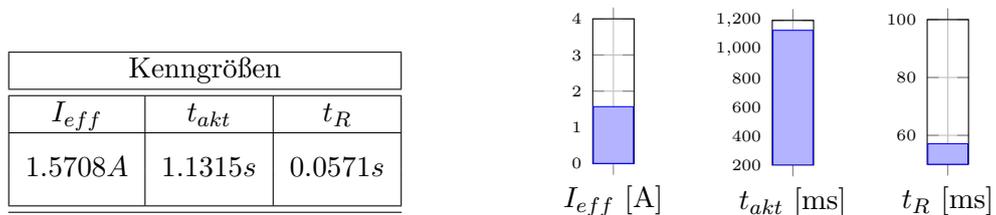


Abbildung 6.12.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} und die Zeiten t_{akt} und t_R .

6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte

6.6. Modellprädiktive Regelung

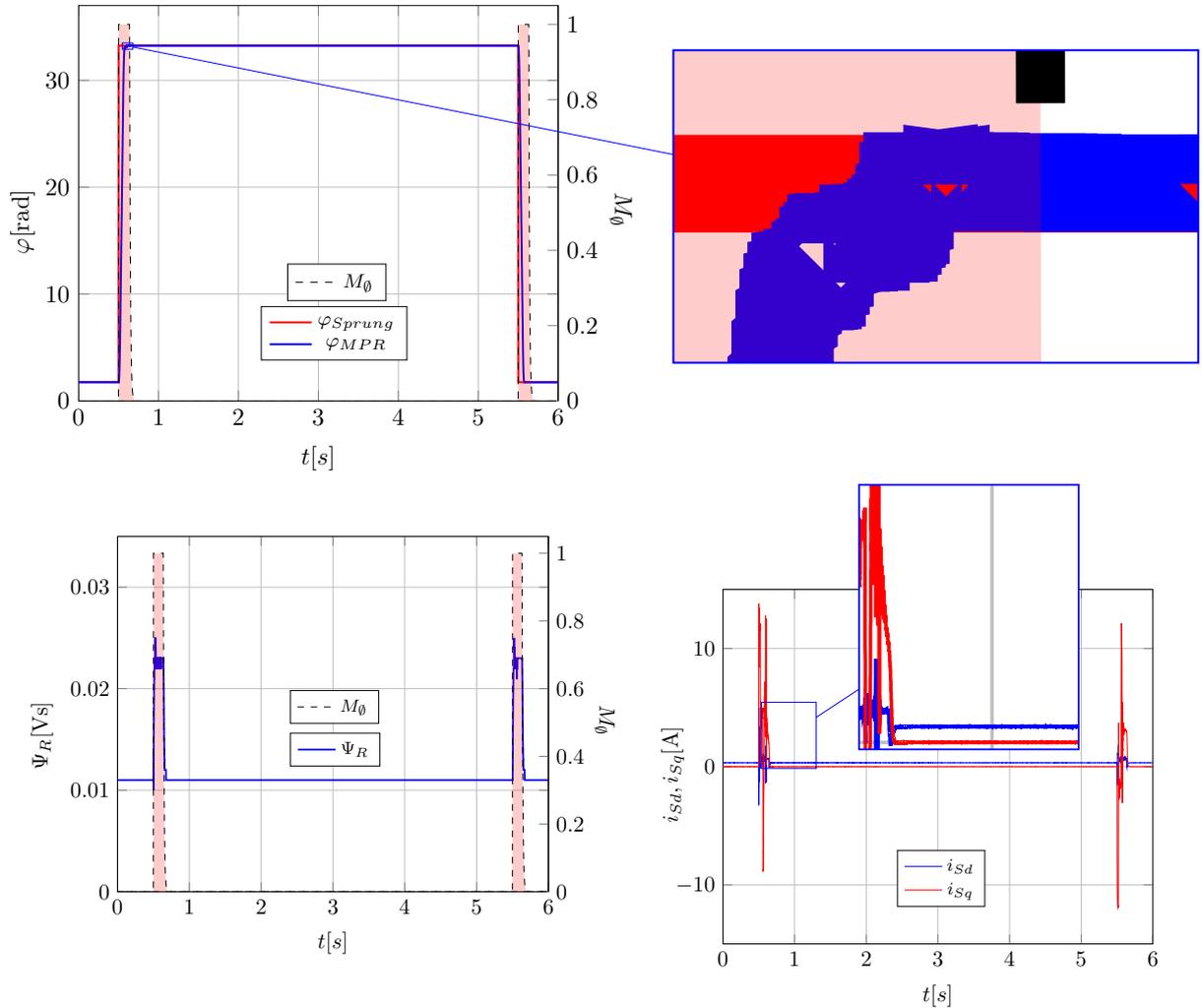


Abbildung 6.13.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus unter Verwendung des MPR-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , des magnetischen Rotorflusses Ψ_R , des Schaltsignals M_θ und der Statorströme i_{sd} und i_{sq} .

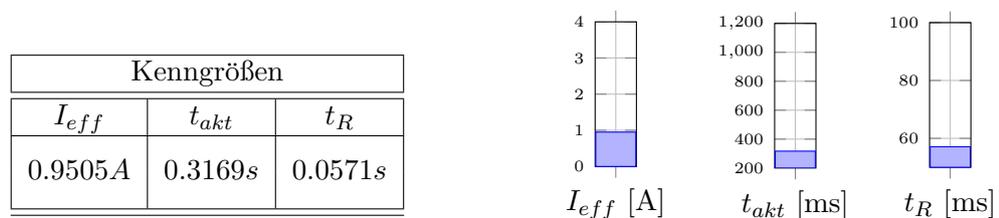


Abbildung 6.14.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} und die Zeiten t_{akt} und t_R .

6.7. Passivitätsbasierte Regelung

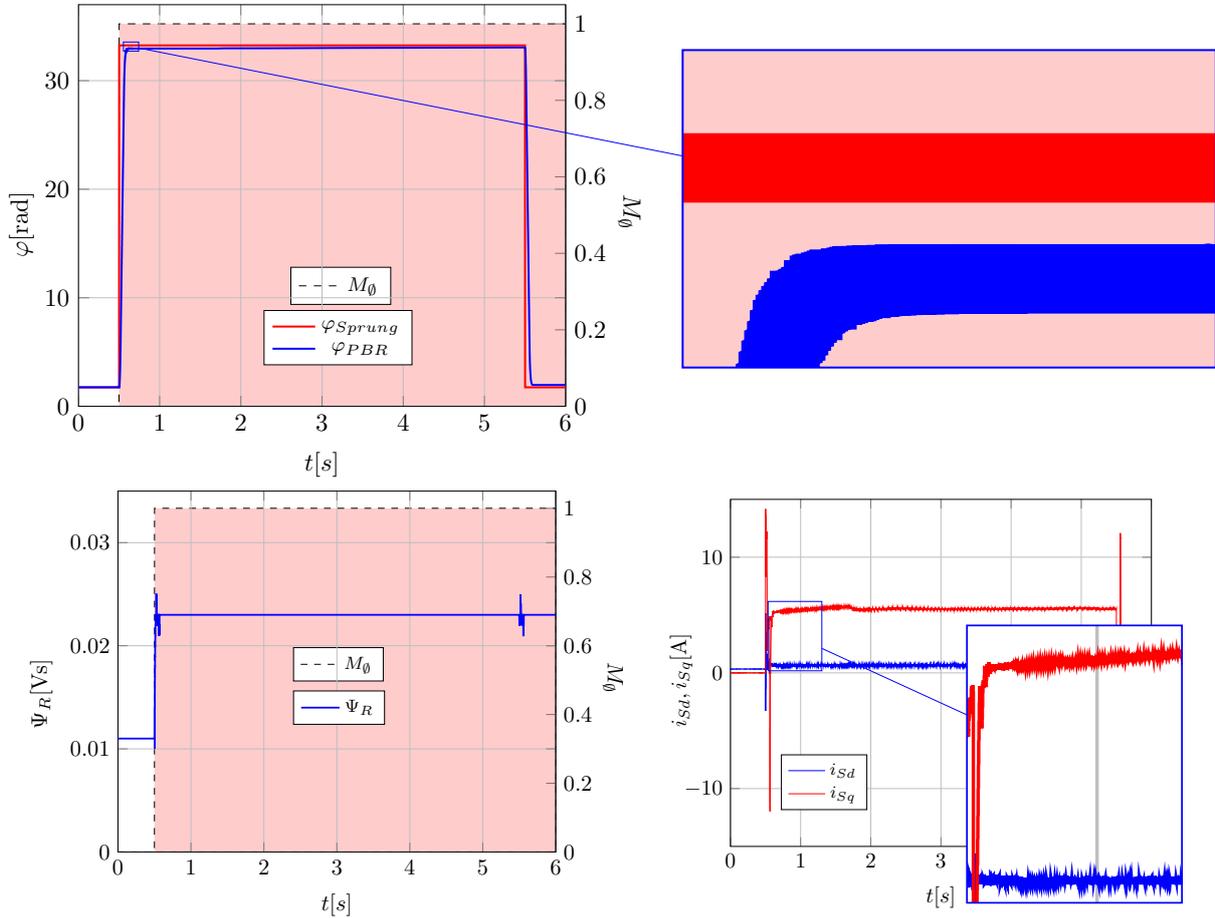


Abbildung 6.15.: Bei der Erprobung des Abschaltmechanismus unter Verwendung des PBR-Reglers aufgenommene Verläufe des Winkels φ , des magnetischen Rotorflusses Ψ_R , des Schaltsignals M_θ und der Statorströme i_{Sd} und i_{Sq} .

Kenngrößen		
I_{eff}	t_{akt}	t_R
3.6622A	∞	0.0597s

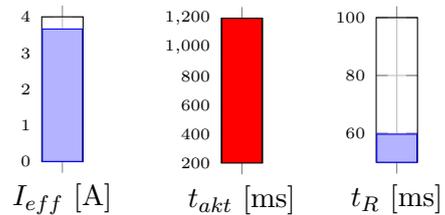


Abbildung 6.16.: Durchschnittlicher Stromeffektivwert I_{eff} und die Zeiten t_{akt} und t_R .

6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte

6.8. Diskussion

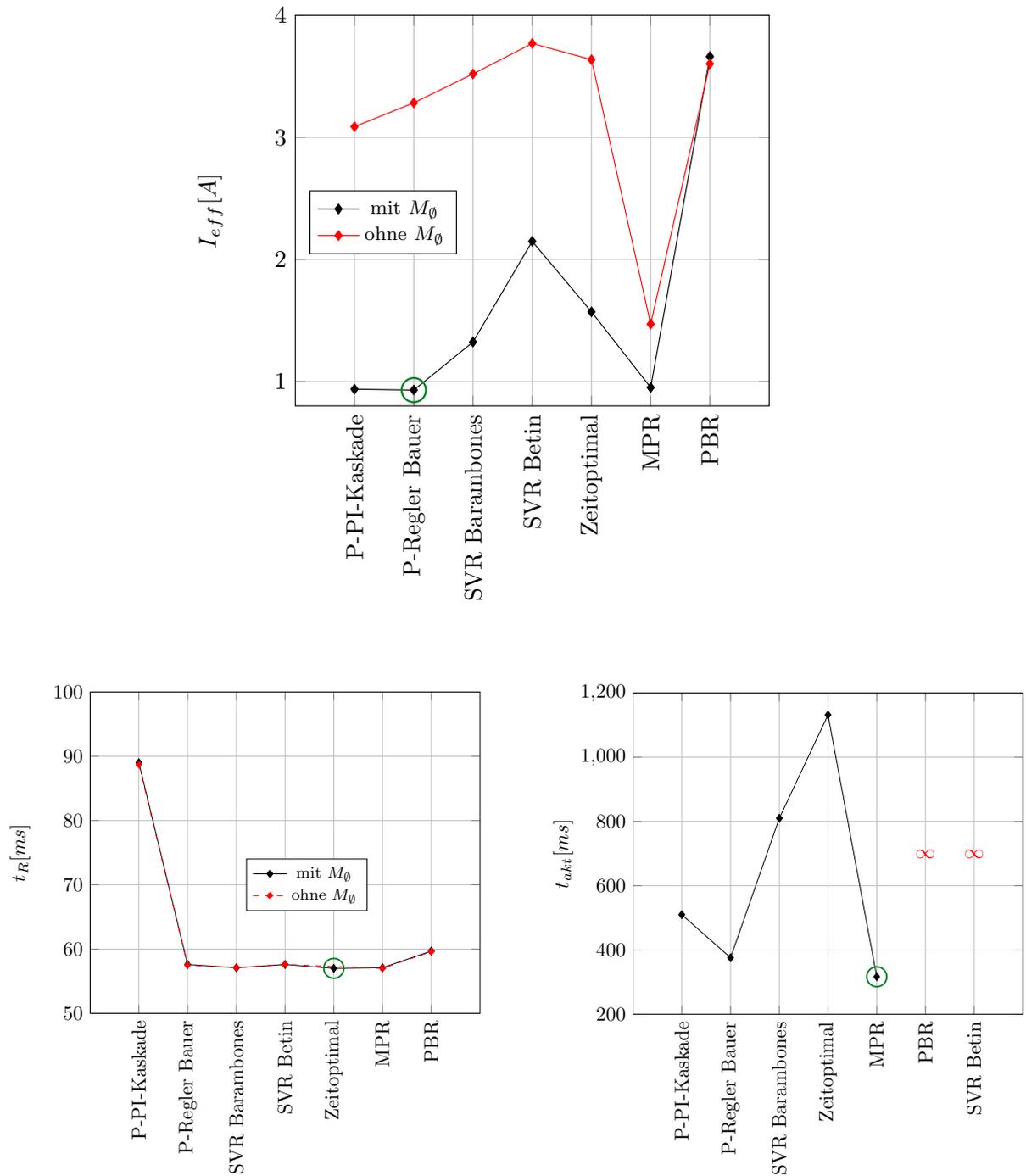


Abbildung 6.17.: Vergleich der um den Abschaltmechanismus erweiterten Regelkonzepte anhand der Kenngrößen I_{eff} , t_{akt} und t_R .

Beim zweiten Testdurchgang stand der in Kapitel 5 entwickelte Abschaltmechanismus im Zentrum. Das Ziel, eine scharfe und definierte Abschaltung der Ströme in Situationen, in denen kein Drehmoment zur Lösung der Regelungsaufgabe gefordert ist, zu realisieren, wurde erreicht. Bei den Versuchen wurde großer Wert darauf gelegt, dass kein hochfrequentes Zu- und Wegschalten der Regler auftritt und der Stabilitätscharakter des Gesamtsystems auf keinen Fall beeinflusst wird. Es soll an dieser Stelle erneut darauf hingewiesen werden, dass bei allen Versuchen eine starke Gegenkraft auf die aus der Hohlwelle der Maschine herausgeführte Spindel durch die Rückstellfeder gewirkt hat. Die berechneten Kenngrößen sind in Abbildung 6.17 vergleichend gegenübergestellt.

I_{eff}

Der mittlere Effektivwert des Statorstromes zeigt klar, wie wertvoll die im vorhergehenden Kapitel gezeigten Zusatzmaßnahmen sind. Bei den Reglern, die einen integrierenden Anteil im Regelgesetz aufweisen, kann I_{eff} durch die Abschaltung der Ströme auf ein Drittel reduziert werden! Der Grund ist die bereits bei der Entwicklung der Ideen des Abschaltmechanismus angesprochene Tatsache, dass sich der Ausgang eines Integrators nicht mehr ändert, wenn sein Eingang zu Null wird. Das ist der Fall wenn die Welle in die Sollposition überführt und das vom Integrator geforderte Moment zu klein ist, um eine weitere Bewegung zu verursachen. Äußerst interessant ist zudem, dass der MPR-Ansatz auch ohne Zusatzmaßnahmen einen vergleichsweise guten Wert liefert. Der Grund dafür ist in der Verwendung des Störgrößenbeobachters zu finden. Die Schätzung des Beobachters liegt während des gesamten Versuches in der Nähe der Summe der Gegenmomente, was merklich kleiner ist als die verschiedenen Integratorausgänge. Eine direkte Konsequenz der Stromreduktion ist eine geringere Erwärmung der Maschine. Während der Versuche ohne den Abschaltmechanismus stieg die Temperatur abgesehen vom MPR-Regler bei allen Methoden um durchschnittlich 10° Celsius an. Das stellt für die vergleichsweise geringe Versuchsdauer eine massive Temperaturerhöhung dar. Im Falle der Abschaltung der Ströme kam es zu gar keiner nennenswerten Erwärmung!

t_{akt}

Die aktive Regelzeit t_{akt} ist eng mit der bei den ersten Versuchen gezeigten Ausregelzeit t_S verbunden. Die Regler, die bei den ersten Versuchen eine große Ausregelzeit vorweisen, zeigen bei diesem Testdurchgang klar erkennbare Defizite bezüglich der Zeit, die der Regler eingeschaltet sein muss, um die Regelungsaufgabe zu lösen. Die schaltenden Regler und der passivitätsbasierte Ansatz kommen auch auf Grund dieser Kennziffer für einen Einsatz in der Praxis nicht in Frage.

t_R

Auch bei der Erprobung des Abschaltmechanismus wird die Anstiegszeit der unterschiedlichen Sprungantworten betrachtet. Es ist durchaus erstaunlich, dass diese

6. Praktische Erprobung der Gesamtkonzepte

Kenngroße nicht durch die Gegenkraft beeinflusst wird. An dieser Stelle schaffen abgesehen vom langsamen P-Regler alle Methoden ein mit den Ergebnissen der ersten Versuche vergleichbares Resultat.

Den zweiten Versuchsdurchgang zusammenfassend kann festgehalten werden, dass der in Kapitel 5 konstruierte Abschaltmechanismus wie gedacht funktioniert. Die Qualität der Ergebnisse und die gesparte Energie hängen jedoch stark von der Qualität des eingesetzten Positionsreglers ab. Am besten schneiden erneut der P-Regler nach Bauer und der modellprädiktive Regler ab.

7. Zusammenfassung

7.1. Fazit

In der Einführung dieser Arbeit wurde die Drehstrom-Asynchronmaschine als universell einsetzbare und robuste elektrische Maschine vorgestellt. Die Verbindung der „alten“ Asynchronmaschine mit moderner Regelungstechnik und leistungstarker Elektronik ist oft ein zentraler Teil der Lösung von Problemen aus den verschiedensten Sparten. Die elektrische Antriebstechnik, der Kraftfahrzeugbau und die Anlagentechnik sind Beispiele dafür. Ein Bereich, der eine Vielzahl an offenen Forschungsfragen bereithält und in dem Systeme, die aus Leistungselektronik, moderner Regelungstheorie und einer Asynchronmaschine bestehen, oft zum Einsatz kommen, ist die elektromechanische Aktorik. Die vorliegende Diplomarbeit beschäftigte sich mit einer aus diesem Gebiet stammenden Frage, nämlich wie mittels einer Asynchronmaschine die Position einer Gewindespindel möglichst präzise und energiesparend geregelt werden kann.

Die gegebene Problemstellung wurde in zwei Schritten gelöst. Zunächst wurde eine im dynamischen als auch stationären Sinn hochwertige Positionsregelung entworfen. Dazu wurden mehrere Regelungsstrategien auf die gegebene Aufgabe angepasst und verglichen. Da der Einsatz der verschiedenen Methoden ein mathematisches Modell der zu regelnden Strecke voraussetzt, wurde mit Hilfe der Raumzeigertheorie eine detaillierte mathematische Beschreibung der Maschine abgeleitet. Es stellte sich bald heraus, dass das dem Entwurf der verschiedenen Drehzahl- und Positionsregler zu Grunde liegende Modell signifikant vereinfacht werden kann, wenn für die Regelung der elektrischen Größen dynamisch hochwertige Regler eingesetzt werden. Das Resultat der ersten Hälfte dieser Arbeit stellen zwei Positionsregler dar, die sehr zufriedenstellende Ergebnisse erzeugen. Zum einen ist der in Kapitel 3.1 hergeleitete „P-Regler nach Bauer“ zu nennen, zum anderen der Ansatz mittels modellprädiktiver Regelung aus Kapitel 3.4. Ein entscheidender Punkt beim Entwurf aller Regler war die Erweiterung um eine geeignete Maßnahme gegen Streckenwindup.

Der zweite Teil dieser Diplomarbeit beschäftigte sich mit der Frage, wie die während des Betriebs aufgewandte elektromagnetische Energie reduziert werden kann. Die Motivation für die in diese Richtung angestrebten Überlegungen war der Wunsch, die während des Betriebs unvermeidlich auftretende Erwärmung möglichst gering zu halten. Eine geringere Eigenerwärmung ermöglicht den Einsatz der Maschine in

7. Zusammenfassung

Bereichen mit höherer Umgebungstemperatur. Die damit einhergehende Vergrößerung des Anwendungsgebietes ist ein stets willkommener Fortschritt bei der Entwicklung von technischen Systemen. Wichtig war im Zuge des zweiten Teiles dieser Diplomarbeit die praktische Umsetzbarkeit der gefundenen Ideen. Aus diesem Grund wurde von einem theoretisch anspruchsvolleren Zugang über das Gebiet der Variationsrechnung abgesehen und ein auf den ersten Blick simpel erscheinender Abschaltmechanismus eingeführt. Der Einsatz in der Praxis wartet jedoch wie so oft mit gewissen Anwendungsproblemen auf. Die zuerst einfache Idee entwickelte sich letztlich zu einem Gefüge aus einer beträchtlichen Anzahl von Überlegungen. Es zeigt sich, dass unter bestimmten Bedingungen eine signifikante Reduktion der zur Lösung des Regelungsproblems benötigten Energie erreicht werden kann. Dabei ist zu betonen, dass die Kombination der zuvor entwickelten Regelungsmethoden mit dem Abschaltmechanismus die geforderte Reduktion der Energie erreicht ohne die Güte der Regelung oder den Stabilitätscharakter des Gesamtsystems zu beeinträchtigen.

7.2. Ausblick

Im Zuge der vorliegenden Arbeit wurde gezeigt, dass eine qualitativ hochwertige Positionsregelung energiesparend betrieben werden kann. Auf die Frage, an welchen Stellen Potential für zukünftige Entwicklungen besteht, können zwei Antworten gegeben werden. Zum einen besteht die Möglichkeit, die Dynamik der Regelung zu verbessern, indem die den Reglern der mechanischen Größen unterlagerten Regler der elektrischen Größen überarbeitet werden. Vor allem die Regelung der Ströme bietet diesbezüglich einige Angriffspunkte. Inwiefern beispielsweise mittels eines Smithprädiktors für die Stromregelung bei der hier gegebenen Maschine eine positive Auswirkung auf das gesamte Systemverhalten erreicht werden kann, ist eine zum aktuellen Zeitpunkt offene Frage. Weitere Möglichkeiten bestehen bei der Wahl der Methoden zur Energiereduktion. Ob mittels eines theoretisch aufwendigeren Apparates ein letztlich besseres Ergebnis erzielt werden kann, ist ebenso ungeklärt. Das vergleichsweise einfach gehaltene und sich nur auf den mechanischen Maschinenteil beziehende mathematische Modell könnte erweitert werden, indem mit dem gesamten Grundwellenmodell die volle Maschinendynamik auch beim Entwurf von Positions- und Drehzahlregler berücksichtigt wird. Mit einem komplexeren Modell besteht unter Umständen die Möglichkeit, im Rahmen der modellprädiktiven Regelung eine umfangreichere und bessere Berücksichtigung der Stellenergie zu realisieren. Die entscheidende Frage bleibt allerdings in allen Fällen die praktische Umsetzbarkeit der resultierenden Regelgesetze.

Anhang A.

Raumzeiger für den Statorstrombelag

Es sollen zunächst die den drei Strängen zugehörigen Windungsverteilungen betrachtet werden. Eine Windungsverteilung $w(\varphi)$ beschreibt die räumliche Anordnung einer zu einem bestimmten Strang gehörenden Wicklung. Auf Grund der gegebenen Periodizität können diese Verteilungen als Fourierreihe geschrieben werden¹

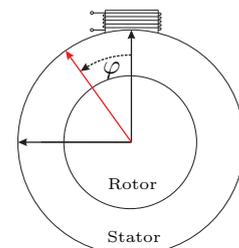
$$w(\varphi) = \sum_{k=1}^{\infty} \hat{w}_k \cos(k\varphi) \quad (\text{A.1})$$

Da die Wicklungen moderner Maschinen dem Ideal einer sinusförmigen Verteilung sehr nahe kommen, wird in den meisten Fällen nur die Grundwelle betrachtet:

$$w_1(\varphi) = \hat{w}_1 \cos(\varphi) = \Re\{\hat{w}_1 e^{j\varphi}\} \quad (\text{A.2})$$

Wird diese Wicklung von einem Strom durchflossen, kann man zur Beschreibung der sich einstellenden Verhältnisse den sogenannten Strombelag $a(\varphi)$ einführen. Für die

¹ Der Index k startet bei 1, weil kein Offset gegeben ist. Orientiert man das der Beschreibung zu Grunde liegende Koordinatensystem am Wicklungsschwerpunkt des zu beschreibenden Stranges, fallen schiefsymmetrische Anteile aus dem Spektrum.



Anhang A. Raumzeiger für den Statorstrombelag

Grundwelle des Strombelags gilt unter Einführung der Schreibweise mit komplexen Zahlen:

$$a_1(\varphi) = \widehat{w}_1 \cos(\varphi) i(t) = \Re\{\widehat{w}_1 e^{j\varphi} i(t)\} \quad (\text{A.3})$$

Werden auch die anderen Stränge berücksichtigt, kann man für die Grundwelle des Summenstrombelags

$$\begin{aligned} a_{S1}(\varphi) &= \\ &\widehat{w}_{a1} \cos(\varphi - \varphi_a) i_a(t) + \widehat{w}_{b1} \cos(\varphi - \varphi_b) i_b(t) + \widehat{w}_{c1} \cos(\varphi - \varphi_c) i_c(t) \quad (\text{A.4}) \\ &= \Re\{\widehat{w}_1 [i_a(t) e^{j\varphi_a} + i_b(t) e^{j\varphi_b} + i_c(t) e^{j\varphi_c}] e^{-j\varphi}\} \end{aligned}$$

schreiben²

Der entscheidende Schritt ist nun, die letzte Zeile der Gleichung A.4 als Skalarprodukt zweier komplexer Zahlen zu interpretieren.

$$a_{S1}(\varphi) = \Re\{\underbrace{\widehat{w}_1 [i_a(t) e^{j\varphi_a} + i_b(t) e^{j\varphi_b} + i_c(t) e^{j\varphi_c}]}_{=: \underline{a}_S(t)} \underbrace{e^{-j\varphi}}_{=: \underline{c}^*(\varphi)}\} = \langle \underline{a}_S(t) | \underline{c}(\varphi) \rangle \quad (\text{A.5})$$

Die Summendarstellung aus A.4 und die komplexe Zahl $\underline{a}_S(t)$ transportieren beide die volle Information über die Grundwelle des Summenstrombelags. Bezogen auf den Inhalt ist es demnach egal, welche Darstellungsform für die Beschreibung verwendet wird. Führt man für die Statorströme ebenfalls eine derartige Darstellung ein, für die

$$\underline{a}_S(t) = \frac{3}{2} \widehat{w}_1 \underline{i}_S(t) \quad \Rightarrow \quad \underline{i}_S(t) = \frac{2}{3} \frac{1}{\widehat{w}_1} \underline{a}_S(t) \quad (\text{A.6})$$

gelten soll, erhält man als Stromraumzeiger das gleiche Ergebnis wie in 2.1.1.

²Die Subskripte a, b, c stehen für die jeweiligen Stränge, die Winkel $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ beschreiben die örtliche Position der jeweiligen Wicklungsschwerpunkte. Wird das Koordinatensystem an der Wicklung w_a orientiert, erhält man $\varphi_a = 0, \varphi_b = \frac{2\pi}{3}, \varphi_c = \frac{4\pi}{3}$.

Anhang B.

Energieminimierung bei MPR

Die Verwendung von Methoden der mathematischen Optimierung beim Reglerentwurf ist seit geraumer Zeit gängige Praxis (siehe [16], [29]). Eine oft eingesetzte Herangehensweise, um beim Entwurf optimaler Regler die Stellenergie zu berücksichtigen, ist die Erweiterung der Kostenfunktion um das Quadrat der Stellgröße.

Bezogen auf die in Kapitel 3.4 gezeigte Form der modellprädiktiven Regelung bedeutet das zunächst eine Erweiterung des durch Gleichung (3.32) gegebenen Gütefunktional:

$$\begin{aligned}\mathcal{J}_E &= \mathcal{J} + \frac{1}{2}QM_A^2 \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{T_P} (\varphi_{\text{praed}}(t + \tau) - \varphi_{\text{soll}}(t + \tau))^2 d\tau + \frac{1}{2}QM_A^2\end{aligned}\tag{B.1}$$

Der Gegenstand der Optimierung ist nun das erweiterte Funktional \mathcal{J}_E . Die Variable Q dient zur Gewichtung des quadratischen Terms. Erfreulicherweise können die Umformungen des linken Teils von \mathcal{J}_E , die auf der Taylorreihendarstellung der vorkommenden Größen basieren (Gleichung (3.34) bis (3.38)), nach wie vor durchgeführt werden:

$$\begin{aligned}\mathcal{J}_E &= \frac{1}{2} \left(\left(\frac{1}{J} \right)^2 \frac{T_P^5}{20} (M_A - (M_{\text{geg}} + J\ddot{\varphi}_{\text{soll}}))^2 + 2 \left(\frac{1}{J} (M_A - (M_{\text{geg}} + J\ddot{\varphi}_{\text{soll}})) \right) \begin{pmatrix} \frac{T_P^3}{6} & \frac{T_P^4}{8} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi - \varphi_{\text{soll}} \\ \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_{\text{soll}} \end{pmatrix} \right. \\ &\quad \left. + \mathcal{O}(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi}) \right) + \frac{1}{2}QM_A^2\end{aligned}\tag{B.2}$$

Um die nächsten Schritte zu vereinfachen, wird die Gewichtungsvariable Q durch die skalierte Größe $\tilde{Q} = \frac{20J^2}{T_P^5}Q$ ersetzt. Damit ergibt sich

Anhang B. Energieminimierung bei MPR

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_E = & \frac{1}{2} \left(\frac{1}{J} \right)^2 \frac{T_P^5}{20} [(M_A - (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll}))^2 + \tilde{Q}M_A^2] + \\ & 2 \left(\frac{1}{J} (M_A - (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll})) \right) \left(\frac{T_P^3}{6} \quad \frac{T_P^4}{8} \right) \begin{pmatrix} \varphi - \varphi_{soll} \\ \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_{soll} \end{pmatrix} + \mathcal{O}(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi}) \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Um erneut den optimalen Wert des Antriebsmoments M_A zu erhalten, wird die erste Ableitung von \mathcal{J}_E Null gesetzt. Interessanterweise erhält man nach einigen trivialen Umformungen ein zu dem aus Kapitel 3.4 beinahe identes Ergebnis! Der einzige Unterschied ist eine Skalierung durch den Term $\frac{1}{1+\tilde{Q}}$:

$$M_A = \frac{1}{1 + \tilde{Q}} \left[J \left(\frac{10}{3T_P^2} (\varphi_{soll} - \varphi) + \frac{5}{2T_P} (\dot{\varphi}_{soll} - \dot{\varphi}) \right) + (M_{geg} + J\ddot{\varphi}_{soll}) \right] \quad (\text{B.4})$$

Das so erhaltene Regelgesetz ist demnach nichts anderes als eine „entschärfte“ Form der ursprünglichen Version.

Literatur

- [1] P. L. Alger und R. E. Arnold, *The History of Induction Motors in America*. Proceedings of the IEEE, Vol.64, Issue 9, S.1380-1383, 1976.
- [2] R. Fischer, *Elektrische Maschinen*, 11. Auflage. Hanser, 2001.
- [3] R. Gottkehasch, *Skriptum elektrische Maschinen*. Fachhochschule Düsseldorf, 1999.
- [4] M. Forstinger, *Vergleich verschiedener Stromregelkonzepte für die feldorientierte Regelung von Drehfeldmaschinen*. Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, TU Graz, 2013.
- [5] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer, 2009.
- [6] V. Staudt, *Eine kurze Erläuterung zur Definition und Anwendung von Raumzeigern*. Ruhr-Universität Bochum, Institut für Energiesystemtechnik und Leistungsmechatronik, <http://www.enesys.rub.de/mam/enesys/images/raumzeiger.pdf>, 2014.
- [7] R. H. Park, *Two-Reaction Theory of Synchronous Machines*. American Institute of Electrical Engineers, 1929.
- [8] J. Teigelkötter, *Energieeffiziente elektrische Antriebe*. Springer, 2013.
- [9] R. Hanus, M. Kinnaert und J.-L. Henrotte, *Conditioning Technique, a General Anti-windup and Bumpless Transfer Method*. Automatica, Vol.23, No.6, S.729-739, 1987.
- [10] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, 2009.
- [11] P. Hippe, *Eine systematische Vermeidung der durch Stellbegrenzungen ausgelösten Probleme*. Automatisierungstechnik, Vol.55, No.8, S.377-393, 2007.
- [12] O. Barambones, P. Alkorta und J. Durana, *Sliding Mode Position Control for Real-Time Control of Induction Motors*. International Journal of Innovative Computing, Information und Control, Vol.9, No.7, S.2741-2754, 2013.
- [13] K. Venkateswarlu, G. Sandeep, N. Srinivas, K. D. Reddy und A. Ramakrishna, *Speed Sensorless Sliding Mode Control of Induction Motor Using Simulink*. IOSR Journal of Electrical und Electronics Engineering, Vol.6, No.2, S.50-56, 2013.

Literatur

- [14] F. Betin, A. Sivert, B. Nahid und G. Capolino, *Position Control of an Induction Machine Using Variable Structure Control*. IEEE Transactions On Mechatronics, Vol.11, No.3, S.358–361, 2006.
- [15] V. G. Rao und D. S. Bernstein, *Naive Control of the Double Integrator*. IEEE Control Systems Magazine, S.86-97, 2001.
- [16] M. Athans und P. L. Falb, *Optimal Control: An Introduction to the Theory and Its Applications*. McGraw-Hill, 1966.
- [17] W.-H. Chen, *Closed-Form Nonlinear MPC for Multivariable Nonlinear Systems with Different Relative Degree*. Proceedings of the American Control Conference, S.4887-4892, 2003.
- [18] W.-H. Chen, D. J. Ballance und P. J. Gawthrop, *Optimal control of nonlinear systems: a predictive approach*. Automatica, Vol. 39, Issue 4, S.633-641, 2003.
- [19] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*, third edition. Springer, 1995.
- [20] A. Merabet, M. Ouhrouche und B. Rung-Tien, *Nonlinear Predictive Control with Disturbance Observer for Induction Motor Drive*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, S.86-91, 2006.
- [21] W.-H. Chen, D. J. Ballance, P. J. Gawthrop, J. Gribble und J. O'Reilly, *Nonlinear PID predictive controller*. Control Theory und Applications IEE Proceedings, Vol. 146, Issue 6, S.603-611, 1999.
- [22] A. Kugi, *Regelungssysteme Vorlesungsskriptum*. Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, TU Wien, 2013.
- [23] A. van der Schaft, *Port-controlled Hamiltonian systems: towards a theory for control and design of nonlinear physical systems*. Journal of the Society of Instrument und Control Engineers of Japan, Vol. 39, S.91-98, 2000.
- [24] H. González, M. A. Duarte-Mermoud, I. Pelissier, J. C. Travieso-Torres und R. Ortega, *A novel induction motor control scheme using IDA-PBC*. Journal of Control Theory und Applications, Vol. 6, Issue 1, S.59-68, 2008.
- [25] P. J. Nicklasson und R. O. G. Espinosa-Perez, *Passivity-based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines*. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 42, Issue 5, S.629-647, 1997.
- [26] A. Donair und S. Junco, *On the addition of integral action to port-controlled Hamiltonian systems*. Automatica, Vol. 45, Issue 8, S.1910-1916, 2009.
- [27] M. Horn und N. Dourdoumas, *Regelungstechnik*. Pearson, 2004.
- [28] K. Warwick und D. Rees, *Industrial Digital Control Systems*. Peter Peregrinus Ltd., 1988.
- [29] O. Föllinger und G. Roppenecker, *Optimierung dynamischer Systeme: eine Einführung für Ingenieure*. Oldenbourg, 1988.