

---

# Rotorflussorientierte Ansteuerverfahren für Asynchronmotoren am Drehstromsteller

---

Zur Erlangung des akademischen Grades Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)  
Genehmigte Dissertation von Hauke Hendrik Nannen aus Wilhelmshaven  
Tag der Einreichung: 31. Januar 2023, Tag der Prüfung: 11. Mai 2023

1. Gutachten: Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog
2. Gutachten: Prof. Dr.-Ing. Heiko Zatocil
3. Gutachten: Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold  
Darmstadt, Technische Universität Darmstadt



TECHNISCHE  
UNIVERSITÄT  
DARMSTADT

Fachbereich Elektrotechnik  
und Informationstechnik

Institut für  
Stromrichtertechnik und  
Antriebsregelung

Rotorflussorientierte Ansteuerverfahren für Asynchronmotoren am Drehstromsteller

Genehmigte Dissertation von Hauke Hendrik Nannen

Tag der Einreichung: 31. Januar 2023

Tag der Prüfung: 11. Mai 2023

Darmstadt, Technische Universität Darmstadt

Bitte zitieren Sie dieses Dokument als:

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-240475

URL: <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/24047>

Jahr der Veröffentlichung auf TUprints: 2023

Dieses Dokument wird bereitgestellt von tuprints,

E-Publishing-Service der TU Darmstadt

<http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de>

[tuprints@ulb.tu-darmstadt.de](mailto:tuprints@ulb.tu-darmstadt.de)

Die Veröffentlichung steht unter folgender Creative Commons Lizenz:

Namensnennung – Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International

<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>

---

## Erklärungen laut Promotionsordnung

### § 8 Abs. 1 lit. c PromO

Ich versichere hiermit, dass die elektronische Version meiner Dissertation mit der schriftlichen Version übereinstimmt.

### § 8 Abs. 1 lit. d PromO

Ich versichere hiermit, dass zu einem vorherigen Zeitpunkt noch keine Promotion versucht wurde. In diesem Fall sind nähere Angaben über Zeitpunkt, Hochschule, Dissertationsthema und Ergebnis dieses Versuchs mitzuteilen.

### § 9 Abs. 1 PromO

Ich versichere hiermit, dass die vorliegende Dissertation selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Quellen verfasst wurde.

### § 9 Abs. 2 PromO

Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Darmstadt, 31. Januar 2023

---

H. Nannen





---

# Vorwort

---

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Beschäftigung als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der OTH Amberg-Weiden entstanden. Zum Gelingen dieser Arbeit haben viele Menschen beigetragen, denen ich an dieser Stelle danken möchte.

Mein aufrichtigster Dank geht an Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog (TU Darmstadt), der die Betreuung dieser Arbeit übernommen hat. Die angeregten Diskussionen während dieser Zeit schätze ich sehr.

Mein besonderer Dank geht an Prof. Dr.-Ing. Heiko Zatocil (OTH Amberg-Weiden), der mir während der Arbeit mit Rat und Tat und als zur Seite stand. Die vielen Diskussionen und Gespräche haben ganz wesentlich zu der Entstehung der Arbeit beigetragen und immer wieder zu neuen Ideen angeregt.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold danke ich für die spontane Übernahme des Koreferats.

Ebenfalls meinen Dank aussprechen möchte ich, stellvertretend für die Siemens AG aber auch ganz persönlich, Stefan Beyer, Joachim Seidl, Veronika Bauer und Dr. Christopher Betzin, da durch ihre Unterstützung, ihren Rückhalt und das entgegengebrachte Vertrauen diese Arbeit überhaupt erst ermöglicht worden ist.

Außerdem möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Horst Rönnebeck (OTH Amberg-Weiden) bedanken, der mir bei Fragen der Mechanik mit viel Geduld und Tatkraft zur Seite stand und ohne den die Errichtung des Prüfstands nicht möglich gewesen wäre. Für die Konstruktion und den Aufbau des verwendeten Massenträgheitsstands danke ich außerdem Markus Lück sowie dem gesamten Team der Mechanikwerkstatt für ihre Unterstützung.

Im privaten Umfeld danke ich meiner Familie und meinen Freunden für ihre Unterstützung und ihr Verständnis. Meinen größten Dank möchte ich meiner Frau Stefanie aussprechen, die mich mit viel Nachsicht und Geduld unterstützt hat und ohne deren großes Verständnis diese Arbeit so nie entstanden wäre.



---

# Kurzfassung

---

In der vorliegenden Arbeit werden zwei neue Verfahren zur Ansteuerung von Drehstromstellern vorgestellt, die die auftretenden Verlustenergien im Drehstromsteller und Asynchronmotor reduzieren. Es wird sowohl der Start- als auch der Bremsbetrieb betrachtet.

Zunächst wird dazu ein Ansatz präsentiert mit dem Zündentscheidungen auf Basis einer Prädiktion getroffen werden. Dieser Ansatz wird so ergänzt, dass ein rampenförmiger Hochlauf möglich ist, wie Anwender ihn von heutigen Industrieprodukten kennen. Außerdem werden erste Validierungsmessungen präsentiert.

Im Folgenden wird das „Softstarter Torque and Flux Control“-Verfahren (STFC-Verfahren) vorgestellt, das das Verhalten des prädiktiven Verfahrens nachbildet. Die Nachbildung geschieht mit deutlich verringertem Rechenaufwand und erfordert kaum noch Kenntnis der Parameter des angeschlossenen Motors.

Anschließend wird das STFC-Verfahren so umgebaut, dass zusätzlich auf die Verwendung eines Drehgebers verzichtet werden kann.

Abschließend wird die Eignung der klassischen Phasenanschnittsteuerung, des prädiktiven Verfahrens, des STFC-Verfahrens und des geberlosen STFC-Verfahrens für verschiedene Applikationen ausführlich diskutiert. Außerdem werden Stärken und Schwächen der Verfahren diskutiert.



---

## Abstract

---

This document presents two new firing algorithms for soft starters, driving induction motors. Both firing algorithms lead to reduced losses in soft starters and induction motors. The investigations include measurements for induction motor acceleration and braking.

The first section of the document presents a model predictive algorithm, which creates firing impulses on the basis of a model-based prediction of motor currents and torque and a decision criteria. This algorithm is equipped with different additions to enable the common ramp-up behaviour, which is well known from today's industrial soft starter products. First measurements for validation are presented in this section of the document.

In the following section, the "soft starter torque and flux control" algorithm (STFC algorithm) is presented. With the algorithm, the firing pulse creation of the predictive algorithm is reproduced but with much less computational power and knowledge about motor parameters.

The third part of the document presents concepts for an advanced STFC-algorithm, which works without rotor speed measurement.

In the last chapter, the different algorithm approaches are discussed in various applications. Therefore, comparative measurements with the classical phase angle control, the predictive algorithm, the STFC-algorithm and the STFC-algorithm without rotor speed measurement are compared. Strengths and weaknesses of the approaches are discussed.



---

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1	Modellierung des Asynchronmotors . . . . .	5
2.1.1	Grundgleichungen des Asynchronmotors . . . . .	6
2.1.2	Modellierung der Stromverdrängung . . . . .	8
2.1.3	Vermessung von Motorparametern . . . . .	8
2.2	Drehstromsteller . . . . .	10
2.2.1	Applikationen . . . . .	12
2.2.2	Ansteuerung . . . . .	13
2.2.3	Elektrische Bremsverfahren . . . . .	18
2.3	Regelung von Drehstrommotoren am Pulswechselrichter . . . . .	21
2.3.1	Antriebspulswechselrichter . . . . .	21
2.3.2	Regelung von Antriebspulswechselrichtern . . . . .	22
2.3.3	Flussschätzung . . . . .	25
2.3.4	Geberlose Regelung . . . . .	27
<b>3</b>	<b>Prüfstand</b>	<b>29</b>
3.1	Motorprüfstand . . . . .	30
3.1.1	Motor 1 . . . . .	33
3.1.2	Motor 2 . . . . .	33
3.2	RCP-System . . . . .	34
<b>4</b>	<b>Prädiktives Verfahren</b>	<b>35</b>
4.1	Konzept . . . . .	35



- 4.2 Prädiktion . . . . . 37
- 4.3 Entscheidungskriterium . . . . . 41
- 4.4 Flusschätzer . . . . . 44
- 4.5 Regelung . . . . . 46
- 4.6 Übergang zum Dauerbetrieb . . . . . 47
- 4.7 Erste Evaluation . . . . . 48
  - 4.7.1 Verhalten beim Starten . . . . . 48
  - 4.7.2 Analyse des Verhaltens . . . . . 50
  - 4.7.3 Abweichungen in der Prädiktion . . . . . 55
  - 4.7.4 Verhalten beim Bremsen . . . . . 59
- 4.8 Zwischenfazit . . . . . 63
  
- 5 Softstarter Torque and Flux Control Verfahren (STFC-Verfahren) . . . . . 65**
  - 5.1 Konzept . . . . . 65
    - 5.1.1 Spannungskriterium . . . . . 66
    - 5.1.2 Rotorflusskriterium . . . . . 67
    - 5.1.3 Kompensation des Einflusses der Drehzahl . . . . . 70
    - 5.1.4 Dreiphasige Zündungen . . . . . 72
  - 5.2 Gesteuerter Betrieb . . . . . 74
  - 5.3 Aufbau eines geregelten Betriebs . . . . . 76
    - 5.3.1 Stromregler . . . . . 77
    - 5.3.2 Drehzahlregler . . . . . 77
    - 5.3.3 Flussregler . . . . . 78
  - 5.4 Berücksichtigung der EMK bei hohen Drehzahlen . . . . . 78
  - 5.5 Übergang zwischen STFC-Verfahren und kontinuierlicher Zündung . . . . . 81
  - 5.6 Erste Evaluation . . . . . 83
    - 5.6.1 Verhalten beim Starten . . . . . 83
    - 5.6.2 Abschätzung des Rechenzeitvorteils . . . . . 85
    - 5.6.3 Verhalten beim Bremsen . . . . . 86
    - 5.6.4 Problematik des abklingenden Rotorflusses beim Bremsen . . . . . 89
  - 5.7 Zwischenfazit . . . . . 90



---

---

<b>6</b>	<b>Geberlose Realisierung</b>	<b>93</b>
6.1	Drehzahlermittlung . . . . .	94
6.1.1	Rekonstruktion der Drehzahl ohne Stromfluss . . . . .	94
6.1.2	Rekonstruktion der Drehzahl bei Stromfluss . . . . .	97
6.1.3	Einfluss der Stromverdrängung auf die Drehzahlschätzung . . . . .	100
6.2	Implementierung für das Bremsen von Asynchronmotoren . . . . .	105
6.3	Implementierung für das Starten von Asynchronmotoren . . . . .	109
6.4	Parameterermittlung . . . . .	115
6.5	Zwischenfazit . . . . .	116
<b>7</b>	<b>Experimentelle Verifikation</b>	<b>119</b>
7.1	Betrieb an Lasten großer Trägheit und ohne Lastmoment . . . . .	119
7.1.1	Vergleich der Startverfahren mit Motor 1 . . . . .	121
7.1.2	Vergleich der Startverfahren mit Motor 2 . . . . .	129
7.1.3	Vergleich der Bremsverfahren mit Motor 1 . . . . .	131
7.1.4	Vergleich der Bremsverfahren mit Motor 2 . . . . .	140
7.2	Start von Lasten mit konstantem Lastmoment . . . . .	141
7.2.1	Messungen mit Motor 1 . . . . .	141
7.2.2	Messungen mit Motor 2 . . . . .	145
7.3	Start von Lasten mit quadratischem Lastmoment . . . . .	146
7.3.1	Messungen mit Motor 1 . . . . .	146
7.3.2	Messungen mit Motor 2 . . . . .	154
7.4	Zwischenfazit . . . . .	154
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>159</b>
<b>9</b>	<b>Anhang</b>	<b>161</b>



---

# 1 Einleitung

---

Elektrische Antriebe haben in der heutigen industriellen Fertigung einen hohen Stellenwert. Fast 50% der elektrischen Energie, die in der EU genutzt wird, wird in elektrischen Antrieben umgesetzt [13]. Trotz des Trends hin zur Verwendung von Pulswechselrichtern und somit zur Drehzahlvariabilität von elektrischen Antrieben, gibt es weiterhin einen großen Anteil an Festdrehzahlapplikationen. Beispiele sind Pumpen, Lüfter oder Förderbänder, bei denen eine Drehzahlvariabilität im Prozess keinen Vorteil bringt, wohl aber zusätzliche Kosten und Verlustleistung in Pulswechselrichter und Motor verursacht.

In diesen Applikationen kommen fast ausschließlich Drehstromasynchronmotoren zum Einsatz, die durch ihre Netzstartfähigkeit, Wartungsarmut, Robustheit und den geringen Anschaffungspreis eine attraktive Lösung darstellen.

Allerdings kommt es beim direkten Netzstart von Drehstromasynchronmotoren zu großen Anlaufströmen, die das 7..10-fache des Motorbemessungsstroms erreichen können und das Netz stark belasten. Die Entwicklungen der letzten Jahre hin zu einer höheren Motorenergieeffizienz sorgen zusätzlich noch für eine Erhöhung der Anlaufströme [28]. Zudem kommt es beim Motoranlauf zu Drehmomentspitzen, die die Mechanik der angetriebenen Applikation beschädigen können.

Um das Netz und die Applikation zu schonen, wurden verschiedene Verfahren entwickelt, die den Hochlauf der Asynchronmotoren netz- und applikationsverträglicher machen. Dabei wird auf die günstige Eigenschaft des Asynchronmotors zurückgegriffen, dass sich der Anlaufstrom und das Anlaufmoment durch ein Absenken der Motorklemmenspannung reduzieren. So wird die Klemmenspannung z.B. mit Widerständen oder Autotransformatoren abgesenkt, so dass sich das Anlaufverhalten verbessert. Diese Verfahren sind allerdings sehr verlustträchtig, aufwendig und kostenintensiv. Daher spielen sie heute in der industriellen Anwendung keine Rolle mehr.

---

Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung der Anlaufeigenschaften ist die Stern-Dreieck-Umschaltung. Dabei wird die Wicklungsverschaltung durch eine Schützkombination geändert, um den Anlaufstrom und das Anlaufmoment abzusenken. Dieses Verfahren bietet allerdings nur zwei Umschaltstufen und damit nur eine vergleichsweise geringe Verbesserung des Anlaufverhaltens.

Eine technisch komplexere Variante das Hochlaufverhalten zu verbessern, ist die Verwendung von Pulswechselrichtern, die einen stufenlos drehzahlgeregelten Betrieb ermöglichen. In Applikationen, bei denen die Drehzahlvariabilität einen prozesstechnischen Vorteil bietet, sind sie das Mittel der Wahl. Trotz der sinkenden Kosten für Leistungselektronik, weisen Pulswechselrichter weiterhin einen hohen Anschaffungspreis auf. Daher ist die Anschaffung, nur zur Verbesserung des Hochlaufverhaltens, in einer Festdrehzahlanwendung meist nicht zu rechtfertigen. Zudem verfügen viele Frequenzumrichter nicht über eine Bypassmöglichkeit, sodass beim Betrieb mit der Bemessungsdrehzahl weiterhin, zusätzlich zu den Motorverlusten, Verluste im Pulswechselrichter entstehen, die die Effizienz des Gesamtantriebssystems deutlich reduzieren.

Bereits Mitte der 80er-Jahre wurden Drehstromsteller auf Thyristorbasis entwickelt. Bei diesen Geräten wird, wie bei vielen klassischen Verfahren, mit einer Absenkung der Spannung zum Anlauf gearbeitet. Allerdings wird die Spannung nicht mittels Transformator herabgesetzt, sondern durch einen Anschnitt der Netzspannung bereitgestellt. Ist der Motor hochgelaufen, wird der Thyristorsteller mit einem mechanischen Kontakt überbrückt, um die Verluste zu reduzieren. Diese Lösung ermöglicht, verglichen mit einem Autotransformator, eine kompaktere, verlustleistungssärmere und vor allem kostengünstigere Lösung. Neben diesen Vorteilen sorgt der Drehstromsteller allerdings während der begrenzten Zeit des Hochlaufs oder der Bremsung für hohe Oberschwingungsströme im Netz. Dennoch ist der Einsatz von Drehstromstellern in Industrieanwendungen zur Verbesserung des Hochlaufverhaltens heute eine weit verbreitete Lösung.

Die Baugröße und das Gewicht des Drehstromstellers werden vor allem durch die Größe des Leistungsteils bestimmt, der aus Thyristoren, dem Kühlkörper und der Stromverschiebung besteht. Der Kühlkörper des Geräts muss so ausgelegt sein, dass die anfallende Verlustenergie über ihn abgeführt werden kann. Da in den Thyristoren nur während des Starts große Verluste anfallen, ist die Verlustenergie während des Hochlaufs maßgebend. Daher sind die Kühlkörper in Drehstromstellern meist mit einer großen thermischen Masse

---

---

ausgestattet, die die anfallende Energie speichert und anschließend während des Netzbetriebs des Motors kontinuierlich abgibt. Eine Reduzierung der eingebrachten Energie pro Hochlauf wirkt sich somit unmittelbar auf den Bauraum und das Gewicht des Kühlkörpers und letztlich den Preis des Leistungsteils aus.

Neben dem Leistungsteil wird beim Hochlauf am Drehstromsteller auch der Motor durch die hohen Statorströme thermisch stark belastet. Entsprechend ist die Zahl der möglichen Starts pro Stunde limitiert, da ansonsten eine Schädigung des Motors droht. Folglich ist eine Reduktion der, durch den Hochlauf erzeugten, Verlustenergie im Motor vorteilhaft, um die Anzahl der möglichen Hochläufe pro Stunde und dadurch die Flexibilität der Einsetzbarkeit der Motor-Drehstromsteller-Kombination zu erhöhen.

Zusätzlich zur Optimierung des Motorstarts wurde der Funktionsumfang von industriellen Drehstromstellern in den letzten Jahren kontinuierlich erweitert. So sind elektrische Bremsfunktionen im Drehstromsteller eine Alternative zur mechanischen Bremse, die zusätzlichen Platz in der Applikation, zusätzlichen Wartungs- und Installationsaufwand und letztlich zusätzliche Kosten verursacht. Je nach verwendetem Verfahren kann die Bremsung des Motors durch den Drehstromsteller und eventuelles Zusatzequipment (z.B. Schütze) realisiert werden. Nachteilig bei der elektrischen Bremsung ist, dass auch hier große Verluste im Drehstromsteller und Motor entstehen, die die Anzahl der möglichen Bremsungen pro Stunde limitieren. Daher führt eine Reduktion der Verlustenergien während eines Bremsvorgangs zu einer deutlichen Erhöhung der Verfügbarkeit.

Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines Verfahrens, das die Verluste während des Starts und der elektrischen Bremsung von Asynchronmotoren am Drehstromsteller deutlich reduziert, ohne die Grundstruktur des dreiphasigen Drehstromstellers zu modifizieren. Dadurch soll der industrielle Einsatz kleinerer und kostengünstigerer Geräte ermöglicht werden. Zudem soll beim Bremsen auf Zusatzequipment, wie Schütze oder Geber, verzichtet werden. Ziel der Überlegungen und Entscheidungen ist die Entwicklung einer Lösung, die auf industriellen Drehstromstellern umsetzbar ist.



---

## 2 Grundlagen

---

In diesem Kapitel werden die grundlegenden Zusammenhänge der elektrischen Antriebstechnik erläutert, sowie die bekannten Topologien, Applikationen und Ansteuerverfahren für Drehstromsteller vorgestellt und eingeordnet. Zudem werden die grundlegenden Verfahren zur Regelung von Asynchronmotoren am Pulswechselrichter vorgestellt, aus denen verschiedene Ideen und Ansätze in die neu entwickelten Verfahren eingeflossen sind.

In dieser Arbeit werden die Phasengrößen des Netzes mit den Buchstaben  $r$ ,  $s$  und  $t$  bezeichnet. Die Motorphasen tragen die Indizes  $u$ ,  $v$  und  $w$ . Der Index 1 zeigt an, dass es sich um eine Ständergröße handelt. Die Größen des Läufers werden mit 2 gekennzeichnet. Betragsgrößen werden durch Großbuchstaben kenntlich gemacht, während zeitlich veränderliche Größen durch Kleinbuchstaben repräsentiert werden. Des Weiteren sind alle angegebenen Läufergrößen auf den Stator bezogen ohne dass dieser Bezug separat gekennzeichnet ist.

### 2.1 Modellierung des Asynchronmotors

Zur Untersuchung der Zusammenhänge und zur Ausarbeitung der beschriebenen Verfahren, ist eine Modellierung der transienten und stationären elektrischen und mechanischen Vorgänge im Asynchronmotor zwingend erforderlich. Für die meisten zu betrachtenden Vorgänge ist eine Modellierung des transienten Motorverhaltens über ein Ersatzschaltbild mit konzentrierten Parametern ausreichend. Durch die einfache Struktur wird ein guter Einblick in die Zusammenhänge ermöglicht und das wesentliche Motorverhalten ausreichend genau abgebildet.

---

## 2.1.1 Grundgleichungen des Asynchronmotors

Zur Modellierung der Vorgänge in Asynchronmotoren hat sich die Raumzeigerdarstellung in der komplexen Ebene als anschauliche Darstellungsart durchgesetzt. Räumlich liegt die Ebene senkrecht zur Motorachse und wird im Folgenden als  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene bezeichnet [54]. Anstatt über den Stator verteilte Wicklungen zu verwenden wird in der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene vereinfachend angenommen es handele sich um konzentrierte Wicklungen, die im Stator mit einem konstanten Abstand von  $120^\circ/p$  angeordnet sind. Durch geometrische Addition dieser dreisträngigen Wicklungsanordnung ergibt sich für den entstehenden Stromraumzeiger der folgende Zusammenhang:

$$\vec{I}_1^S = \frac{2}{3} \cdot \left( i_u + i_v \cdot e^{j120^\circ} + i_w \cdot e^{-j120^\circ} \right) \quad (2.1)$$

Dass es sich um den Stromraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem handelt, wird durch den Index S gekennzeichnet. Unter Verwendung der aktuellen Phasenströme  $i_u$ ,  $i_v$  und  $i_w$  kann der Statorstromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  berechnet werden. Konkret können aus den dreiphasigen Momentanwerten die zwei komplexen Komponenten des Stromraumzeigers  $\vec{I}_1^S$  ermittelt werden. Exemplarisch gilt für den Statorstrom:

$$\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Für den weiteren Verlauf der Arbeit ist es sinnvoll, den Bezugswinkel des statorfesten Koordinatensystems zu variieren, z.B. um den Rechenaufwand zu reduzieren. Grundsätzlich kann das statorfeste S-Koordinatensystem in ein K-Koordinatensystem mit beliebigem Transformationswinkel  $\varphi_K$  überführt werden. Dazu wird eine Drehoperation des Koordinatensystems im Ursprung vorgenommen:

$$\vec{I}_1^K = \vec{I}_1^S \cdot e^{-j\varphi_K} \quad (2.3)$$

Die Abbildung und die Transformation werden für verschiedene physikalische Größen (Flussverkettung, Spannungen, etc.) auf dem selben Weg unter Verwendung der Momentanwerte vorgenommen.



Für die meisten Betrachtungen wird ein einfaches Modell des Asynchronmotors verwendet, das zur Betrachtung der grundlegenden Vorgänge ausreichend genau ist. Dazu werden Sättigungseffekte und die Stromverdrängung im Rotor von Kurzschlussläufern zunächst vernachlässigt. Die Grundgleichungen des Asynchronmotors im ständerfesten Koordinatensystem lauten wie folgt [55]:

$$\vec{U}_1^S = R_1 \cdot \vec{I}_1^S + \frac{d\vec{\Psi}_1^S}{dt} \quad (2.4)$$

$$\vec{U}_2^S = R_2 \cdot \vec{I}_2^S + \frac{d\vec{\Psi}_2^S}{dt} - j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (2.5)$$

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_h \quad (2.6)$$

$$L_2 = L_{2\sigma} + L_h \quad (2.7)$$

$$\vec{\Psi}_1^S = L_1 \cdot \vec{I}_1^S + L_h \cdot \vec{I}_2^S \quad (2.8)$$

$$\vec{\Psi}_2^S = L_h \cdot \vec{I}_1^S + L_2 \cdot \vec{I}_2^S \quad (2.9)$$

$$M_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_h}{L_2} \cdot \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_2^{S*} \cdot \vec{I}_1^S \right\} \quad (2.10)$$

Neben den expliziten Stator- und Rotorgrößen ist es sinnvoll Streukoeffizienten zu definieren, um die Darstellung zu vereinfachen:

$$\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_1 \cdot L_2} \quad (2.11)$$

Die elektrische Rotorkreisfrequenz  $\Omega_{el}$  kann aus der gemessenen tatsächlichen Rotordrehzahl  $n$  ermittelt werden:

$$\Omega_{el} = 2\pi \cdot p \cdot n \quad (2.12)$$

Auf die gleiche Weise lässt sich eine elektrische Drehzahl  $n_{el}$  definieren, die immer dann Anwendung findet, wenn die Übersetzung in eine mechanische Drehzahl nicht zwingend erforderlich ist:

$$n_{el} = n \cdot p \quad (2.13)$$

---

In dieser Arbeit werden ausschließlich Asynchronmotoren mit Kurzschlussläufern betrachtet. Aufgrund ihrer geringen Wartungsintensität machen sie mit Abstand den größten Teil der Netzmotoren aus, die sich im industriellen Einsatz befinden. Durch die Ausführung als Kurzschlussläufer gilt folgende Bedingung für den Rotorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_2^S$ :

$$\vec{U}_2^S = 0 \quad (2.14)$$

### 2.1.2 Modellierung der Stromverdrängung

Die im vorherigen Abschnitt definierte Modellierung geht davon aus, dass die konzentrierten Parameter im Ersatzschaltbild des Asynchronmotors nicht frequenzabhängig sind. Für die Statorwicklung kann dies mit guter Näherung angenommen werden, wohingegen in den massiven Leitern des Rotors eines Kurzschlussläufers eine Frequenzabhängigkeit der Parameter zu erwarten ist. Diese Frequenzabhängigkeit der Impedanz wird als Stromverdrängung bezeichnet und kann gezielt genutzt werden, um mit dem Motor ein höheres Anlaufmoment zu erzielen [16, 41]. Durch die Aufteilung eines Rotorstabs in mehrere Sektionen ähnlicher geometrischer Form kann eine Modellierung vorgenommen werden [5, 33]. Neben der geometrischen Modellierung kann, insbesondere bei einer unbekanntem Rotorstabgeometrie, auch eine messtechnische Ermittlung erfolgen.

In den Abschnitten 4.7.3 und 6.1.3 werden weitere, speziell für diese Arbeit wichtige, Aspekte der Stromverdrängung vorgestellt und untersucht.

### 2.1.3 Vermessung von Motorparametern

Für die, in Abschnitt 2.1.1 beschriebene, Modellierung ist zunächst eine messtechnische Bestimmung der Motorparameter erforderlich. Die gängigste Methode zur Bestimmung von Motorparametern ist die Vermessung mittels Kurzschluss- und Leerlaufversuch.

Für den Kurzschlussversuch wird der Motor mechanisch blockiert und eine Wechselspannung mit der Motorbemessungsfrequenz  $f_N$  an den Stator клемmen angelegt, deren Amplitude so gewählt ist, dass die Statorwicklung vom Bemessungsstrom  $I_N$  durchflossen wird. In diesem Betriebspunkt wird die wirksame Gesamtimpedanz an den Stator клемmen mit einem Leistungsmessgerät ermittelt. Da vereinfacht angenommen werden kann, dass die Gesamtimpedanz aus Rotorstreuinduktivität  $L_{2\sigma}$  und Rotorwiderstand  $R_2$  wesentlich

---

---

kleiner ist als die Impedanz durch die Hauptinduktivität  $L_h$ , kann folgender Zusammenhang für die gemessene Gesamtimpedanz, bestehend aus ohmschen Widerstand  $R_{ks}$  und Blindwiderstand  $X_{ks}$ , angenommen werden:

$$R_{ks} + jX_{ks} = j(L_{1\sigma} + L_{2\sigma}) \cdot 2\pi f_N + (R_1 + R_2) \quad (2.15)$$

Der Statorwiderstand  $R_1$  kann zusätzlich durch eine Gleichstromimpedanzmessung bestimmt werden. Damit ergibt sich der Rotorwiderstand  $R_2$  wie folgt:

$$R_2 = R_{ks} - R_1 \quad (2.16)$$

Als übliche Näherung kann der gemessene Blindwiderstand  $X_{ks}$  hälftig auf Stator und Rotor aufgeteilt werden.

Für den Leerlaufversuch wird der Motor ohne mechanische Belastung betrieben. Wenn möglich, erfolgt eine zusätzliche Beschleunigung des Rotors auf tatsächliche Synchrondrehzahl mit einem zusätzlich angekuppelten Antrieb. In diesem Fall wird durch die identische elektrische Drehzahl des Netzes und des Motors keine Spannung im Rotor induziert, sodass sich die gemessene Impedanz aus Statorwiderstand  $R_1$ , Statorstreuung  $L_{1\sigma}$  und Hauptinduktivität  $L_h$  zusammensetzt. Da der Statorwiderstand und die Statorstreuung bereits aus der Kurzschlussmessung bekannt sind, kann die Hauptinduktivität direkt bestimmt werden.

Bei der beschriebenen, klassischen Bestimmung findet der Einfluss der Stromverdrängung keine Berücksichtigung. Um den Einfluss der Stromverdrängung zu bestimmen, kann der Kurzschlussversuch in abgewandelter Form durchgeführt werden. Dazu wird der Motor, statt aus dem Netz, aus einem Pulswechselrichter mit Sinusfilter versorgt. Dieser wird als frequenzvariable, ideale Spannungsquelle verwendet. Die Ermittlung des Rotorwiderstands erfolgt auf die gleiche Weise wie bei der Messung mit Netzspannung.

Ein Problem in der praktischen Umsetzung ist, dass für den klassischen Kurzschlussversuch eine mechanische Blockierung des Rotors zwingend erforderlich ist. Da dies nicht immer möglich ist, kann die Kurzschlussmessung in einer abgewandelten Form durchgeführt werden. Dazu wird eine einphasige Spannungsquelle verwendet und, wie in Abbildung 2.2 dargestellt, an den Motor angeschlossen. Durch die Verschaltung der Sta-

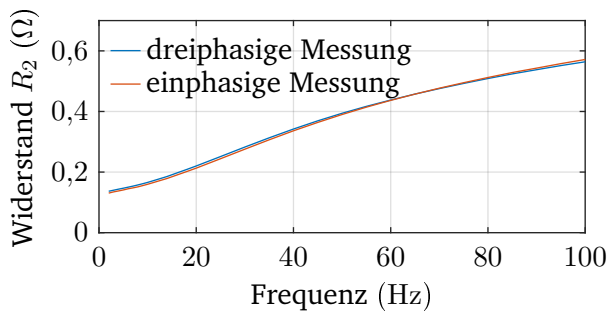
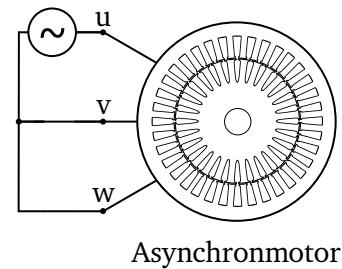


Abb. 2.1: Frequenzabhängiger Verlauf des Rotorwiderstands  $R_2$



Asynchronmotor

Abb. 2.2: Verschaltung zur Ermittlung der Motorparameter mit einphasiger Spannungsquelle

torwicklung in der gezeigten Form wird ein stehender, pulsierender Raumzeiger generiert, der kein Drehmoment erzeugt, aber in gleicher Form vom Effekt der Stromverdrängung beeinträchtigt wird wie bei der klassischen Messung. Durch die Verschaltung der Motorwicklungen unter Verwendung der Ausgangsfrequenz des Pulswechselrichters  $f_{PWR}$  ergeben sich die Impedanzen wie folgt:

$$R_{ks,1ph} + jX_{ks,1ph} = \frac{3}{2} (j(L_{1\sigma} + L_{2\sigma}) \cdot 2\pi f_{PWR} + (R_1 + R_2)) \quad (2.17)$$

Unter der Annahme eines frequenzunabhängigen Statorwiderstands  $R_1$  kann somit der frequenzabhängige Rotorwiderstand  $R_2$  bestimmt werden.

Im Abbildung 2.1 ist der Rotorwiderstand  $R_2$  für Motor 1 gezeigt, der auf zwei Wegen ermittelt wurde. Die auf zwei unterschiedlichen Wegen erzeugten Ergebnisse weichen nur unerheblich voneinander ab. Eine detaillierte Beschreibung zum verwendeten Motor 1 folgt in Kapitel 3.

## 2.2 Drehstromsteller

Ein Drehstromsteller, auch als Sanftstarter oder Sanftanlasser bezeichnet, besteht im Leistungspfad im Wesentlichen aus antiparallel verschalteten Thyristoren. Drehstromsteller werden eingesetzt, um das Anlaufmoment und den Anlaufstrom von Drehstromasynchronmotoren zu begrenzen.

---

Thyristoren sind leistungselektronische Bauteile, die durch einen Gatestromimpuls in den leitenden Zustand gebracht werden [58]. In diesem Zusammenhang wird, in Anlehnung an die vor dem Thyristor gebräuchlichen gasgefüllten Ventile, vom „Zünden“ des Thyristors gesprochen [63]. Nach dem Zünden bleibt der Thyristor ohne dauerhaften Gatestrom im leitenden Zustand und geht erst dann in den sperrenden Zustand über, wenn der Kathodenstrom unter das Niveau des Haltestroms des Thyristors fällt. Während des leitenden Zustands ist es nicht möglich, den Thyristor wieder in den sperrenden Zustand zu versetzen.

Besonders verbreitet für das Starten von Drehstromasynchronmotoren ist der dreiphasige Aufbau (vgl. Abbildung 2.3). Dieser Aufbau verfügt in der Praxis meist über eine Netzspannungsmessung ( $u_r, u_s, u_t$ ), eine Motorspannungsmessung ( $u_u, u_v, u_w$ ) und eine Strommessung ( $i_u, i_v, i_w$ ). Neben den Thyristoren verfügen die meisten industriellen Drehstromsteller über mechanische Kontakte, die die Thyristoren nach dem Hochlauf des Motors überbrücken, um die Verluste im Gerät zu minimieren.

Zusätzlich gibt es verschiedene Abwandlungen der Topologie. Zum einen gibt es bei Dreiecksverschaltungen die Möglichkeit die Thyristoren direkt in die Motorstränge zu verschalten, um die Strombelastung zu senken [7, 22, 36] oder zusätzliche Thyristorpaare zum direkten Wenden zu integrieren [31]. Weitere Möglichkeiten, insbesondere zur Kostenreduktion, bieten zwei- oder sogar einphasige Topologien, die auch zum Starten von Asynchronmotoren eingesetzt werden [7, 10, 24]. Nachteilig bei diesen vereinfachten Topologien ist, dass ihre Wirkung auf den Anlaufstrom und das Anlaufmoment nur beschränkt ist und weitere Herausforderungen, wie eine erhöhte Geräusentwicklung, den Betrieb erschweren. Zudem müssen Kompensationsmaßnahmen ergriffen werden, um einen eventuell auftretenden Gleichstromanteil durch die asymmetrische Topologie auszuregeln [18].

In dieser Arbeit wird sich zunächst auf die in Abbildung 2.3 dargestellte Topologie beschränkt, da sie einen großen Verbreitungsgrad in der industriellen Anwendung hat. Falls erforderlich können die vorgestellten Verfahren auf andere Topologien angepasst werden.

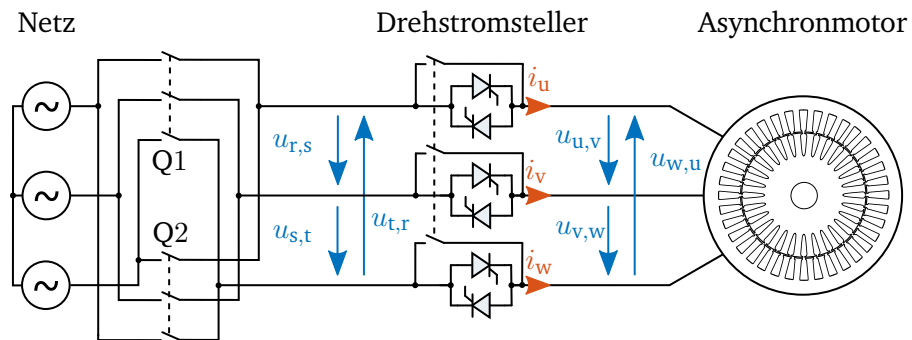


Abb. 2.3: Ersatzschaltbild eines konventionellen Drehstromstellers

## 2.2.1 Applikationen

Je nach Applikation ist eine Abschätzung erforderlich, welche antriebstechnische Lösung die Anforderungen des Prozesses bestmöglich erfüllt. Ist z.B. eine variable Drehzahl zwingend erforderlich oder bringt applikative Effizienzvorteile, ist ein Pulswechselrichter die richtige Lösung. Benötigt die Applikation keine dauerhafte Anpassung der Motordrehzahl, kann der Motor direkt ans Netz geschaltet werden. Der direkte Netzstart hat allerdings einen hohen Anlaufstrom zur Folge, der beim 7..10-fachen des Motorbemessungsstroms liegt. Sollen in einer Festdrehzahlanwendung während des Anlaufs die Statorströme und das Drehmoment reduziert werden, bietet sich der Einsatz von Drehstromstellern an [1].

Typische Anwendungen für Drehstromsteller können im Wesentlichen in drei Lastkategorien eingeteilt werden:

- **Quadratische Lasten:** Typische Lasten mit einem Lastmoment, das näherungsweise quadratisch von der Motordrehzahl abhängt, sind Lüfter, Pumpen und Drehmaschinen.
- **Konstantlasten:** Typische Lasten, die ein konstantes und somit weitgehend von der Motordrehzahl unabhängiges Lastmoment aufweisen, sind Kompressoren, Förderer, Rolltreppen und Extruder. In beladenem Zustand können auch Brecher oder Mühlen in diese Kategorie fallen.
- **Lastloser Start:** Eine Sonderform sind Lasten, die im Normalfall zum Zeitpunkt

---

des Beschleunigens lastfrei sind. Diese Lasten weisen allerdings meist eine sehr hohe Trägheit auf, die während des Hochlaufs beschleunigt werden muss. Typische Applikationen sind Kreis- und Bandsägen und Zentrifugen, sowie leere Brecher oder Mühlen.

Je nach Applikation kommen zu der eigentlichen Charakteristik verschiedene zusätzliche Anforderungen hinzu. Bei Pumpen ist z.B. die Vermeidung des sogenannten „Wasserschlags“ einer der Hauptgründe einen Drehstromsteller einzusetzen [68]. Wasserschlag tritt immer dann auf, wenn es zu abrupten Änderungen der Strömungsgeschwindigkeit in einem Rohrleitungssystem kommt. Durch den Drehstromsteller wird die Pumpe beim Hochlauf langsam beschleunigt und auch langsam wieder heruntergefahren. Dies sorgt für die Vermeidung von Wasserschlagereignissen und schont somit das Rohrleitungssystem. In diesem Fall ist der Anwender also an einem gezielten, gleichmäßigen Hochlauf der Pumpe interessiert.

Dieser gleichmäßige Hochlauf ist nicht zu verwechseln mit der Anforderung nach einer Drehzahlkonstanz in anderen Applikationen, z.B. der zerspanenden Werkstückbearbeitung bei der bereits kleinste Drehzahländerungen Qualitätsverluste in der Bearbeitung des Werkstücks nach sich ziehen. In solchen Anwendungen ist ausschließlich der Einsatz eines Pulswechselrichters akzeptabel. Selbst bei der in Abbildung 2.3 dargestellten Topologie kommt es zur Ausbildung eines Drehmomentrippels mit der sechsfachen Netzfrequenz aufgrund der nicht sinusförmigen Motorströme [6]. Zweiphasige Drehstromstellertopologien sorgen für eine weitere Verschlechterung des Drehzahlrippels, sind in Bezug auf Drehmomentschwankungen aber immer noch wesentlich schonender zur Applikation als ein vergleichbarer Direktstart der Motors.

### **2.2.2 Ansteuerung**

Wie bereits in den vorhergehenden Abschnitten erläutert, finden Drehstromsteller in industriellen Applikationen breite Anwendung. In den nächsten Unterabschnitten werden die wesentlichen Verfahren zur Zündsignalerzeugung kompakt erläutert. Jedes dieser Verfahren zielt darauf ab, den Hochlauf eines Motors möglichst zu verzögern und den Anlaufstrom des Motors zu reduzieren, um ein günstigeres Verhalten für das Netz und die angetriebene Applikation zu erreichen. Im darauf folgenden Abschnitt wird zusätzlich das

---

Quasi-Gleichstrombremsen erläutert, das kein eigenständiges Verfahren, sondern eine Mischform verschiedener Ansteuerverfahren ist.

### Phasenanschnittsteuerung

Das mit Abstand verbreitetste Ansteuerverfahren für Drehstromsteller ist die Phasenanschnittsteuerung, die in vielen Grundlagenwerken erläutert wird [7, 8, 22, 51]. Alle Überlegungen und Betrachtungen basieren auf der Annahme eines elektrisch stationären Zustands des Motors. Dabei ist die Grundschiwingung des Stroms im Stator netzfrequent. Basis der Phasenanschnittsteuerung ist der Zusammenhang zwischen dem Effektivwert der Statorspannung  $U_{1,\text{RMS}}$ , dem Effektivwert des Statorstroms  $I_{1,\text{RMS}}$  und dem erzeugten Drehmoment  $M_M$  [16]:

$$I_{1,\text{RMS}} \sim U_{1,\text{RMS}} \quad M_M \sim I_{1,\text{RMS}}^2 \quad (2.18)$$

Über die angelegte Motorspannung kann proportional der Statorstrom beeinflusst werden. Das erzeugte Drehmoment und der Statorstrom lassen sich durch eine quadratische Proportionalität beschreiben. Die Abbildung 2.5 zeigt eine exemplarische Veränderung der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie bei einer Reduktion des Motorspannungseffektivwerts auf 70 % der Bemessungsspannung.

Um die Motorspannung in ihrer Höhe einstellen zu können, wird die Netzspannung angeschnitten. Abbildung 2.4 zeigt die prinzipielle Darstellung eines Phasenanschnitts. Anders als bei der Verwendung eines Transformators, sind die Spannung und der sich ergebende Strom nach dem Phasenanschnitt nicht mehr sinusförmig. Dennoch gelten näherungsweise die grundlegenden Zusammenhänge aus Gleichung (2.18), da der netzfrequente Anteil der Motorspannungen dominierend bleibt.

In einigen Literaturwerken ist weiterhin der Vorschlag zu finden, bei quadratischen Lasten einen drehzahleregelten Betrieb mit einem Tachogenerator aufzubauen [12, 16]. In Anbetracht der Verfügbarkeit von leistungsfähigen Pulswechselrichtern und erhöhter EMV-Anforderungen ist dieses Vorgehen als überholt zu bewerten. Dennoch sind die publizierten Betrachtungen für die starke Belastung des Motors während der Zeit des Hochlaufs immer noch relevant. Die hohen Schlupfwerte während des Hochlaufs mit



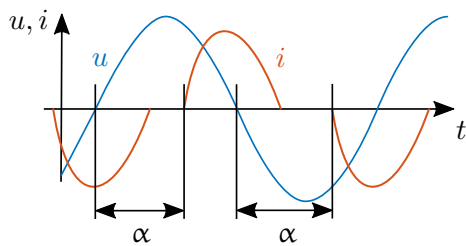


Abb. 2.4: Algorithmus mit Phasenanschnitt zur Zündimpulserzeugung

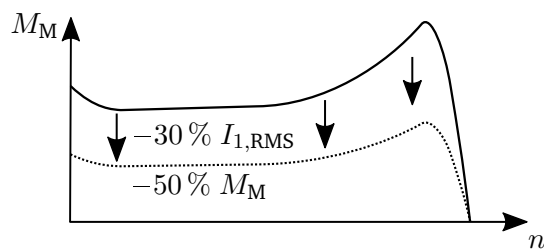


Abb. 2.5: Verschiebung der Kennlinie des Motordrehmoments bei Spannungsreduktion

reduzierter Spannung sorgen für hohe Verluste im Motor und somit zu einer zusätzlichen Belastung während des Hochlaufs.

Bei der Phasenanschnittsteuerung liegt der Ansteuerwinkel  $\alpha$  als einzige Stellgröße vor. Er kann im einfachsten Fall rampenförmig über die Zeit des Hochlaufs erhöht werden. Eine gute Übersicht über Rampen für spezielle Anwendungen bietet [7]. Wird der Drehstromsteller nicht nur zur Schonung der angetriebenen Applikation eingesetzt, kann die Startrampe durch eine Strombegrenzung ergänzt werden [66, 67]. Einen noch komplexeren Ansatz bietet die Regelung des mittleren Drehmoments von Asynchronmotoren am Drehstromsteller. Hier wird mittels Modellierungsgleichung unter Verwendung des Statorwiderstands das erzeugte Drehmoment des Motors geschätzt und per Regler auf den Ansteuerwinkel zurückgeführt [26, 45, 46, 49]. Auch der verursachte Einbruch der Netzspannung kann in der Ansteuerung berücksichtigt werden, um andere Verbraucher während des Motorstarts nicht zu stören [57].

Neben den Variationen der Regelgröße wurden in der Vergangenheit auch verschiedenste Reglertypen für den Einsatz bei Drehstromstellern evaluiert. Außer dem klassischen PI-Regler wurden Ansätze mit neuronalen Netzen umgesetzt, mit denen das Regelverhalten verbessert werden kann [2, 20, 61]. Weitere Untersuchungen wurden zum Einsatz von Fuzzy-Reglern durchgeführt [3, 19, 34].

Neben diesen grundsätzlichen, strukturellen Aspekten wurden außerdem einige Sonderthemen untersucht. Dazu zählen der Ausfall eines Thyristors nach oder während des

---

Hochlaufs und die daraus resultierenden Gefahren für den Antriebsstrang [35]. In [62] wird dazu eine fehlertolerante Regelung präsentiert, die die Verfügbarkeit steigert. [50] präsentiert einen Ansatz zum Sparen von Energie während des Dauerbetriebs eines Asynchronmotors am Drehstromsteller. Dazu wird, wenn der Motor schwach belastet ist, die Netzspannung mit dem Drehstromsteller abgesenkt, um die Verluste im Motor zu reduzieren. Nachteilig bei diesem Vorgehen ist allerdings, dass die Reaktionsgeschwindigkeit auf Lastsprünge begrenzt ist, sodass ein zuverlässiger Einsatz, z.B. in Förderbandapplikationen mit springenden Lastmomenten, schwierig ist. Zusätzlich sorgt der permanente Phasenanschnittbetrieb für eine kontinuierliche Entnahme von Verzerrungsleistung aus dem Netz.

Dieser spezielle Fall zeigt einen der Nachteile des gesteuerten Betriebs mittels Phasenanschnittsteuerung. Bei der Verwendung einer Spannungsrampe für den Ansteuerwinkel  $\alpha$  hängt das Verhalten des Motors stark von den aktuellen Gegebenheiten der angetriebenen Applikation ab. Ändert sich zwischen zwei Starts die vorhandene Massenträgheit (z.B. leeres/volles Förderband) oder das Lastmoment (z.B. Pumpe mit geschlossenem/geöffnetem Druckschieber) stark, verändert sich die Startzeit unmittelbar. Um dem Anwenderwunsch einer gleichförmigen Beschleunigung nachzukommen, wäre die Verwendung eines Tachogenerators denkbar. Allerdings ist der Einsatz meist aufgrund der Kosten für Anschaffung, Installation, Montage und Betrieb/Wartung inakzeptabel.

### **Verfahren zur Erzeugung von Subharmonischen**

Zur Ansteuerung von Drehstromstellern kann eine weitere Gruppe von Algorithmen verwendet werden. Im Gegensatz zur Phasenanschnittsteuerung, die mit dem Prinzip der Spannungsabsenkung arbeitet, wird bei diesen Algorithmen das Augenmerk auf eine Änderung der Statorfrequenz und der Statorspannung der Grundfrequenz gelegt. Im Gegensatz zu Pulswechselrichtern mit Spannungszwischenkreis kann die Frequenz topologiebedingt nicht flexibel angepasst werden. Allerdings lassen sich durch die gezielte Beeinflussung von Pulsmustern Subharmonische der Netzfrequenz im Spektrum erzeugen, die einen Betrieb bei Subdrehzahlen ermöglichen.

Grundlegende Zusammenhänge zum Betrieb von Asynchronmotoren auf Basis von Subharmonischen der Netzfrequenz sind bereits in [38] formuliert. In [23, 25, 56] werden

---

der Betrieb von Asynchronmotoren mittels Subharmonischen untersucht und die Zusammenhänge dargelegt. Verfahren, die auf der gezielten Erzeugung von Subharmonischen basieren, werden häufig auch als „Discrete Frequency Control“-Verfahren (DFC-Verfahren) bezeichnet. Diese Ansätze basieren vor allem auf der synchronen Auslassung von einzelnen Halbwellen. In [32] wird ein Verfahren präsentiert, das zudem einzelne Halbwellen individuell mit einem Ansteuerwinkel modifiziert, sodass sich eine zusätzliche Gestaltungsmöglichkeit ergibt.

Verglichen mit der Phasenanschnittsteuerung, kommt es bei der Anwendung von Verfahren zur Erzeugung von Subharmonischen zu einer deutlich größeren Rotorflussamplitude [32]. So werden größere Anlaufmomente trotz einer geringeren Stromamplitude ermöglicht.

Ungeachtet der demonstrierten Funktionalität werden Algorithmen dieser Gruppe sehr viel seltener in industriellen Produkten verwendet als die Phasenanschnittsteuerung. Ursächlich hierfür könnten aufgetretene Drehmomentpulsationen sein, von denen in [23] berichtet wird. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit darauf verzichtet, diese Gruppe von Algorithmen für Vergleichsbetriebsfälle detaillierter zu untersuchen.

### **Prädiktives Ansteuerverfahren für Motoren mit Permanentmagneterregung**

Eine Sonderform der Ansteueralgorithmen bilden die Algorithmen für permanentmagneterregte Netzmotoren („Permanent Magnet Line Start Motor“, kurz PMLS-Motor). Bisher wurde ausschließlich der Betrieb von Asynchronmotoren am Drehstromsteller mit den dazugehörigen Algorithmen diskutiert, da in der industriellen Praxis fast nur Asynchronmotoren am Drehstromsteller betrieben werden.

PMLS-Motoren sind Motoren, die sowohl einen Kurzschlusskäfig, als auch Permanentmagneten nutzen. Sie werden häufig auf der Rotoroberfläche aufgebracht oder als vergrabene Magneten ausgeführt [15]. Diese Motoren verfügen durch ihre konstruktive Besonderheit über eine Netzstartfähigkeit (durch den Käfig) und laufen im Synchrondauerbetrieb (durch die Magneten). Durch den Synchronbetrieb auf Basis der Magneten entfallen, im Vergleich zum konventionellen Asynchronmotor, die Rotorverluste im Dauerbetrieb. Dadurch lassen sich insbesondere bei kleineren Achshöhen deutliche Sprünge in der Effizienz erreichen [53]. Wie auch beim Anlauf von Asynchronmotoren, kommt es beim Anlauf

---

von PMLS-Motoren zu hohen Anlaufströmen. Pendelmomente und damit einhergehend Modulationen des Anlaufstroms erschweren den Start zusätzlich. Um diesen Herausforderungen zu begegnen, liegt, wie bereits beim Einsatz von Asynchronmotoren, der Einsatz von Drehstromstellern nahe. Allerdings kann der Hochlauf von PMLS-Motoren auf Basis einer Spannungsreduktion prinzipbedingt nicht durchgeführt werden [4].

Um dieser Problematik zu begegnen und den Drehstromsteller für einen Start von PMLS-Motoren zu ertüchtigen, wurde in [4] ein Hochlauf auf Basis eines prädiktiven Verfahrens untersucht. Grundlage dieses Ansatzes ist es, mittels eines Motormodells vorherzusagen, welche Drehmoment- und Stromverläufe bei den jeweils möglichen Zündkombinationen auftreten. Auf Basis der Verläufe wird anhand eines Kriteriums entschieden, ob eine der gegebenen Zündmöglichkeiten zielführend ist. Ein weiterer, kennfeldbasierter Ansatz wird ebenfalls in [4] untersucht, allerdings als wenig attraktiv bewertet. Problematisch an den in [4] präsentierten Ansätzen ist, dass zwingend ein Drehgeber erforderlich ist, der eine industrielle Nutzung unattraktiv macht. In weiteren Veröffentlichungen wurde das prädiktive Verfahren daher stückweise zu einem geberlosen Verfahren erweitert [43, 44, 64].

### **2.2.3 Elektrische Bremsverfahren**

Viele hochwertige industrielle Drehstromsteller bieten als weitere Funktionalität Möglichkeiten zum elektrischen Bremsen von Drehstromasynchronmotoren. Das Ziel ist, die Käfigläufermotoren und die angeschlossene Last nach Beendigung des Netzbetriebs bis zum Stillstand abzubremsen. Häufig werden elektrische Bremsverfahren bei Applikationen mit hohen Trägheiten und einem geringen Gegenmoment eingesetzt. Eine typische Applikation sind Kreissägeblattantriebe in der Holzindustrie, die nach dem Abschalten abgebremst werden müssen, um ein minutenlanges Auslaufen zu verhindern. Mechanische Bremsen sind aufgrund ihres zusätzlichen Bauraums und der Investitions- und Wartungskosten unattraktiv gegenüber elektrischen Bremsmöglichkeiten. Da in solchen Applikationen häufig bereits ein Drehstromsteller eingesetzt wird, ist es besonders attraktiv diesen auch zum Bremsen zu nutzen. In den folgenden Absätzen wird ein kurzer Überblick über die bereits bekannten Möglichkeiten der elektrischen Bremsung, insbesondere in Kombination mit Drehstromstellern, gegeben.

---

## Gegenstrombremsen

Die wohl einfachste Möglichkeit zur Bremsung von Asynchronmotoren ist die Verwendung einer Wendeschützkombination zum Wenden zweier Motorphasen. Mit den Motorphasen wechselt auch die Drehrichtung des Netzes. In diesem Zusammenhang wird von einer Gegenstrombremsung gesprochen [6]. Durch das Wenden und die damit einhergehende Änderung des Vorzeichens der Synchrondrehzahl beginnt der Motor ein Bremsmoment zu erzeugen. Ist der Stillstand des Motors erreicht, muss die Bestromung unterbunden werden. Aufgrund des Arbeitspunktes beim Bremsen kommt es zu sehr großen Statorstromamplituden, die oft unerwünscht sind. Zur Reduktion der Netzbelastung durch das Bremsen kann in dieser Konstellation ein Drehstromsteller eingesetzt werden (vgl. Abbildung 2.3). Die Wendeschütze Q1 und Q2 wenden zunächst die Netzdrehrichtung. Anschließend beginnt der Drehstromsteller mit einem Phasenanschnittbetrieb. Dadurch wird die gezielte Einstellung der Stromamplitude beim Bremsen ermöglicht und die Netzbelastung reduziert.

Mit dem Gegenstrombremsen steht ein leistungsfähiges Bremsverfahren zur Verfügung, das durch die Kombination mit einem Drehstromsteller eine netzschonende Bremsung ermöglicht. Allerdings führt die Bremsung gleichzeitig zu hohen Verlusten im Motor, die aufgrund des hohen Schlupfs insbesondere im Rotor anfallen. Diese Verluste werden im weiteren Verlauf der Arbeit näher betrachtet werden.

## Gleichstrombremsen

Eine weitere, bereits lange bekannte Art der Bremsung ist die Injektion von Gleichströmen [9, 14, 30]. Hierzu wird eine Gleichspannungsquelle an zwei Motorphasen angeschlossen und somit ein statisches Magnetfeld erzeugt, in dem sich der Rotor mit der Drehzahl  $n$  dreht [6]. Nach dem transienten Übergang entsteht durch die im Rotor induzierte Spannung, den dadurch entstehenden Strom und das statische Magnetfeld ein kontinuierliches Bremsmoment bis der Rotor stillsteht.

Ein großer Nachteil dieses Bremsverfahrens ist die zusätzliche Gleichspannung, die zum Bremsen bereitgestellt werden muss. Um diesem Problem zu begegnen, kann das Gleichstrombremsen durch einen Drehstromsteller nachempfunden werden. Bei diesem

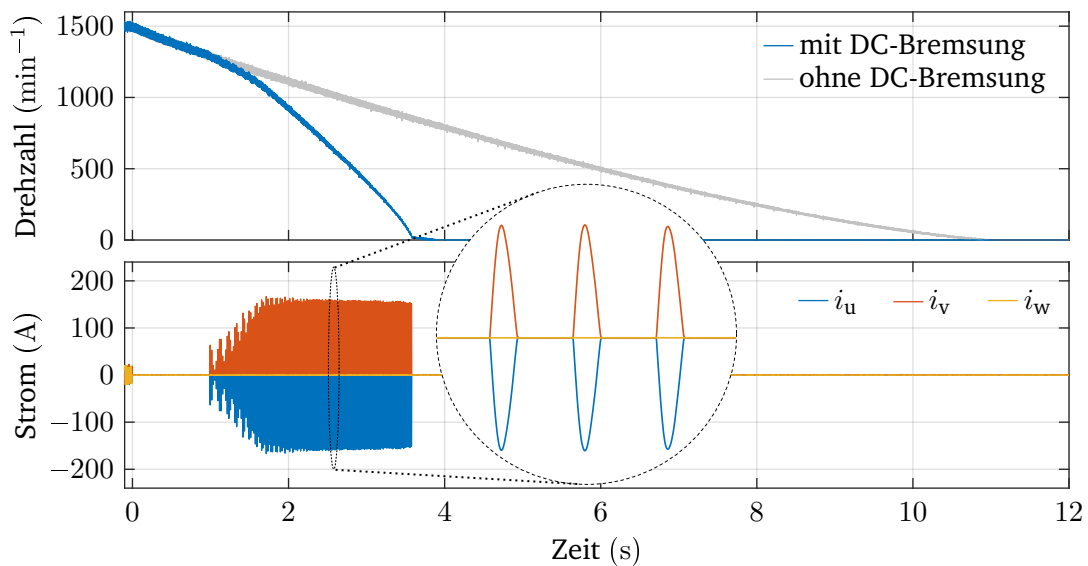


Abb. 2.6: Gleichstrombremsen bei geringer Trägheit (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 0,2134 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

Quasi-Gleichstrombremsen wird auf die Gleichstromquelle verzichtet und stattdessen durch gezieltes Zünden ein pulsierender Gleichstrom in zwei Netzphasen erzeugt. Abbildung 2.6 zeigt exemplarisch eine Quasi-Gleichstrombremsung mit Motor 1. Die Zündung von zwei gleichen Thyristoren erfolgt immer mit einem Abstand von einer Netzperiode. Mit dieser Quasi-Gleichstrombremsung kann ohne zusätzliche Hardware, wie z.B. Wendeschütze, eine Bremsung des Motors vorgenommen werden. Verglichen mit dem unbeeinflussten Auslauf (Drehzahlverlauf in grau) führt die Quasi-Gleichstrombremsung (Drehzahlverlauf in blau) in Abbildung 2.6 deutlich schneller zum Stillstand der Welle.

In den folgenden Teilen der vorliegenden Arbeit ist immer die mit dem Drehstromsteller nachempfundene Gleichstrombremsung gemeint, wenn vereinfachend vom Gleichstrombremsen gesprochen wird.

---

## Weitere Bremsverfahren

Eine weitere Möglichkeit zum Bremsen von Drehstromasynchronmotoren ist die Verwendung von Kondensatoren, die nach dem Trennen des Motors vom Netz mit zwei Motorphasen verbunden werden. Der Kondensator sorgt für einen Stromfluss, der ein Bremsmoment generiert [42, 59]. Dieses Verfahren lässt sich nicht unmittelbar mit einem Drehstromsteller kombinieren, sodass es in dieser Arbeit nicht näher betrachtet wird.

Eine andere Möglichkeit, bei der der Drehstromsteller zum Bremsen genutzt werden kann, ist die Verwendung des DFC-Verfahrens [37]. Allerdings legen die in [37] präsentierten Messungen den Schluss nahe, dass bereits ein signifikantes Bremsmoment durch die Applikation vorliegt. Da gerade dieses in vielen Applikationen nicht vorhanden ist, wird das Verfahren im Rahmen der Arbeit nicht weiter untersucht.

## 2.3 Regelung von Drehstrommotoren am Pulswechselrichter

Da es deutliche Parallelen zwischen den Ansätzen der Regelung von Pulswechselrichtern und den in dieser Arbeit präsentierten Verfahren gibt, werden im folgenden Teil ausgewählte Auszüge zur Regelung von elektrischen Antrieben am Pulswechselrichter vorgestellt.

### 2.3.1 Antriebspulswechselrichter

Die meisten heute verwendeten Antriebspulswechselrichter sind Zweipunkt-Pulswechselrichter, die aus einem Spannungszwischenkreis gespeist werden. Sie bestehen für gewöhnlich aus drei Halbbrücken mit schaltbaren Halbleitern, die eine Verbindung der jeweiligen Ausgangsklemme mit dem positiven oder negativen Zwischenkreispotential ermöglichen. Entscheidender Unterschied zum Sanftstarter ist, dass diese Halbleiter nicht nur gezündet, sondern auch gezielt in den sperrenden Zustand versetzt werden können. Somit lassen sich über Pulsmuster weitestgehend beliebige Stromverläufe erzeugen, sodass ein hochdynamischer, geregelter Betrieb möglich ist. Im folgenden Absatz werden verschiedene Ansätze zur Antriebsregelung vorgestellt.

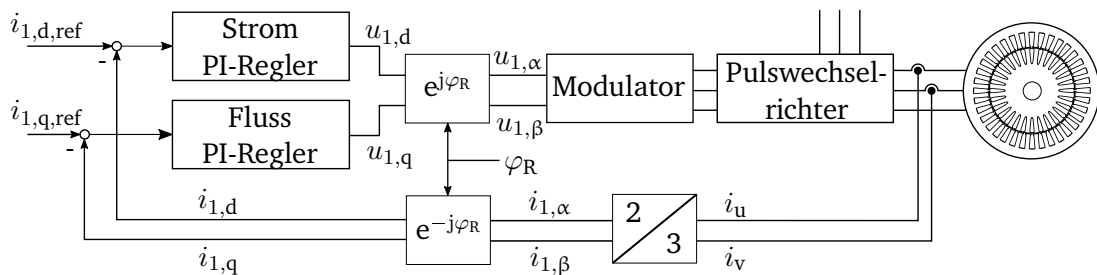


Abb. 2.7: Blockschaltbild der feldorientierten Regelung

### 2.3.2 Regelung von Antriebspulswechselrichtern

Die wohl einfachste Betriebsform für Antriebspulswechselrichter ist die sogenannte  $U$ - $f$ -Steuerung, bei der eine gesteuerte Frequenz ausgegeben und die Ausgangsspannungsamplitude linear angepasst wird. Ein deutlich komplexerer, aber wesentlich leistungsfähigerer Ansatz ist die feldorientierte Regelung (FOR), die heute häufig bei anspruchsvolleren Aufgaben zur Anwendung kommt. Weitere Methoden zur Antriebsregelung sind die „Direct Torque Control“ (DTC) und die „Model Predictive Control“ (MPC), die z.B. zur Effizienzsteigerung des Gesamtsystems eingesetzt werden. Die genannten Verfahren werden in den nächsten Abschnitten jeweils in ihren Grundzügen vorgestellt.

#### Feldorientierte Regelung (FOR)

Die FOR ist ein hochdynamisches Regelverfahren, das heute bei Antriebspulswechselrichtern weit verbreitet ist [48, 54]. Ziel der FOR ist es, das magnetische Feld und das erzeugte Drehmoment bei Drehstrommotoren getrennt beeinflussen zu können. Diese Ausprägung ist beim fremderregten Gleichstrommotor über den Erreger- und Ankerstrom immer konstruktionsbedingt vorhanden und ermöglicht eine hochdynamische Regelung des Drehmoments. Um diesen Zusammenhang auch für den Drehstromasynchronmotor herzustellen, werden die Eingangs- und Ausgangsgrößen einer Koordinatentransformation (Park-Transformation) unterzogen, die die Größen aus dem Statorbezugssystem in ein rotorflussorientiertes Bezugssystem umrechnet:

$$\vec{I}_1^R = \vec{I}_1^S \cdot e^{-j\varphi_R} \quad (2.19)$$



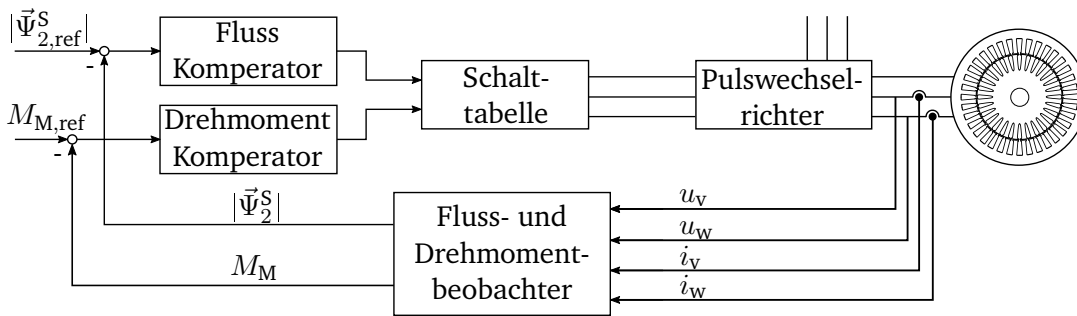


Abb. 2.8: Blockschaubild der DTC-Regelung

Dank dieser Umrechnung werden der drehmomentbildende Strom  $i_{1,q}$  und der flussbildende Strom  $i_{1,d}$  im stationären Zustand zu konstanten Größen, die z.B. mit zwei einfachen PI-Reglern geregelt werden können. Abbildung 2.7 zeigt ein Prinzipschaubild der FOR. Die Ausgangssignale der PI-Regler ( $u_{1,d}$ ,  $u_{1,q}$ ) werden der inversen Park-Transformation unterzogen ( $u_{1,\alpha}$ ,  $u_{1,\beta}$ ), bevor sie an den Modulator übergeben werden, der anschließend die Ansteuerimpulse für die Halbleiter erzeugt. Die gemessenen Ströme ( $i_v$ ,  $i_w$ ) werden zunächst einer Clarke-Transformation (Gleichung (2.2)) unterzogen ( $i_{1,\alpha}$ ,  $i_{1,\beta}$ ), um den Strom in einen Raumvektor zu wandeln. Anschließend wird eine Park-Transformation ( $i_{1,d}$ ,  $i_{1,q}$ ) verwendet, um die Ströme in das rotorflussbezogene Koordinatensystem zu transformieren. Um die Transformation vornehmen zu können, ist zwingend der aktuelle Winkel des Rotorflusses im statorfesten Koordinatensystem erforderlich. Dieser kann messtechnisch ermittelt werden, z.B. indem Hallsensoren im Motor zur Messung verbaut werden. In der industriellen Praxis hat sich jedoch aus Kosten- und Robustheitsgründen die modellbasierte Schätzung des Rotorflussraumvektors durchgesetzt.

### Direct Torque Control (DTC)

Neben der klassischen, weit verbreiteten FOR gibt es mit dem DTC-Verfahren ein weiteres Regelverfahren, das zur Antriebsregelung genutzt werden kann. Das DTC-Verfahren soll, verglichen mit der FOR, eine schnellere Drehmomentantwort, eine geringere Schaltfrequenz und niedrige Verluste durch Subharmonische im Strom erzeugen [60]. Grundidee ist,

---

den Momentanwert des Drehmoments und des Statorflusses innerhalb eines bestimmten Hysteresebereichs zu halten und dafür nicht mit einer festen Taktfrequenz zu arbeiten, wie es bei der FOR üblich ist. Als Regelgröße für das Drehmoment wird meist der Statorfluss verwendet, dessen Position entsprechend des zu erzeugenden Drehmoments ausgeregelt wird. Abbildung 2.8 zeigt das Blockschaltbild einer DTC-Regelung. Zwei Komperatoren prüfen, ob die gemessene Statorflussamplitude und der Drehmomentsollwert am Rand des vorgegebenen Hysteresebereichs liegen. Die Ausgangsgrößen der Komperatoren werden anschließend zusammen mit einer Lokalisation des Statorflussraumzeigers aus dem Beobachter in einer Schalttable verarbeitet. Diese enthält die bestmögliche Raumzeigerkombination für die jeweilige Konstellation, die anschließend im Pulswechselrichter gestellt wird.

### **Model Predictive Control (MPC) in der Antriebstechnik**

Die MPC wurde als Regelungsansatz in den 1980er Jahren populär und unterscheidet sich ganz wesentlich von den klassischen Ansätzen zur Regelung. Anstatt das Modell der Regelstrecke nur beim Reglerentwurf zu berücksichtigen, wird es zu dem im Regler zur Generierung der Stellgröße verwendet. Basis für diese Berücksichtigung ist die Modellierung des dynamischen Verhaltens der Regelstrecke. Mit diesem Modell wird über einen frei definierbaren Prädiktionshorizont eine „optimale“ Stellfolge berechnet. Die Länge der Stellfolge muss dabei nicht zwingend mit der Länge des Prädiktionshorizonts identisch sein. Basis für die Bestimmung der optimalen Stellfolge ist das Güte- oder Entscheidungskriterium als zweiter wichtiger Teil der MPC-Verfahren. Über dieses Kriterium können Eigenschaften oder Größen definiert und gewichtet werden, die durch den Regler möglichst günstig beeinflusst werden sollen. Das berechnete Stellsignal wird anschließend auf die reale Strecke gegeben. Zum nächsten diskreten Schritt erfolgt dann eine erneute Berechnung und Bewertung.

Großer Vorteil dieses Ansatzes gegenüber einem klassischen Regler ist, dass die MPC auch bei Mehrgößensystemen Verwendung finden kann, ohne dass vorher eine Entkopplung der Größen erforderlich ist. Außerdem können Begrenzungen in Steuer- und Regelgrößen unmittelbar berücksichtigt werden. Gleichzeitig erfordert die Berechnung einer optimalen Stellgröße viel Aufwand, da die möglichen Stellgrößen variiert werden müssen

---

und für alle Stellgrößenvariationen eine Prädiktion der Zustandsgrößen erfolgen muss.

Insbesondere in der Prozessindustrie wurde die MPC bereits früh verwendet, da sich die Produktionsprozesse durch große Zeitkonstanten auszeichnen, die viel Zeit für umfangreiche Berechnungen zulassen. In der Leistungselektronik sind die Zeitkonstanten wesentlich geringer, sodass viel Rechenleistung für eine Prädiktion vorhanden sein muss. In den letzten Jahren haben sich im Wesentlichen drei verschiedene Ansätze für die MPC ergeben [21]. Am weit verbreitetsten ist der MPC-Ansatz bei dem die Ansteuerung der Halbbrücken direkt durch die MPC vorgenommen wird. In der Literatur wird diese Methode häufig als „Finite Control Set“ (FCS) MPC bezeichnet. Mit ihr ist es möglich durch Gewichtungen des Entscheidungskriteriums z.B. Verluste zwischen Motor und Pulswechselrichter gezielt zu verlagern [40]. Ein weiterer Ansatz ist die „Model Predictive Direct Torque Control“ (MPDTC) [21]. Bei dieser Variante wird die Schalttabelle einer klassischen DTC durch eine MPC-basierte Optimierungseinheit ersetzt. Der dritte Ansatz setzt auf optimierte Pulsmuster, die vorab berechnet und während des Betriebs durch eine MPC auf die jeweiligen Anforderungen angepasst werden.

Insgesamt ist das Ziel, das durch alle diese Ansätze erreicht werden soll, die Reduktion der Schaltverluste und harmonischen Störungen bei gleichzeitig gleichbleibender oder sogar verbesserter Regeldynamik gegenüber den konventionellen DTC- oder FOR-Ansätzen.

### 2.3.3 Flusschätzung

Für die, in den letzten Abschnitten beschriebenen, Regelalgorithmen wird der Rotor- bzw. Statorflussraumzeiger als Eingangsparameter benötigt. Entsprechend muss für den Asynchronmotor eine Schätzung vorgenommen werden. Basis für diese Schätzung sind die physikalischen Modellierungen des Asynchronmotors aus den Gleichungen (2.4)-(2.14) und die als bekannt und konstant angenommenen Motorparameter. In der Literatur wird häufig zwischen Spannungs- und Strommodellen unterschieden, die im Folgenden in Kurzform vorgestellt werden [54].

Von einem Strommodell wird gesprochen, wenn neben der Motordrehzahl  $\Omega_{el}$  und den Motorparametern ausschließlich der gemessene Statorstrom in die Modellierung eingeht:

$$\frac{d\vec{\Psi}_2^S}{dt} = \frac{R_2 \cdot L_h}{L_2} \cdot \vec{I}_1^S - \frac{R_2}{L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^S + j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (2.20)$$

Neben den Parametern wird die Rotordrehzahl als Messgröße benötigt, um den Fluss schätzen zu können. Vorteilhaft an diesem Modell ist die einfache Gestalt und die geringe Anzahl benötigter Parameter. Nachteilig an dieser Methode ist, dass die erreichbare Genauigkeit von der Genauigkeit des Rotorwiderstands abhängt, der durch Stromverdrängungseffekte häufig nicht konstant, sondern abhängig vom Schlupf ist. Zudem führt die Erwärmung des Rotors zu weiteren Genauigkeitsverlusten. Bei höheren Drehzahlen kommt zusätzlich die Schwierigkeit hinzu, dass der imaginäre Anteil der sich ergebenden Polstellen zunimmt, was zu stärkeren Oszillationen des Modells führt.

Eine Alternative dazu bieten Modelle, die die Spannung berücksichtigen und in der Literatur häufig als Spannungsmodelle bezeichnet werden:

$$\vec{\Psi}_2^S = -j \cdot \frac{L_2}{R_2} \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S - \frac{L_2^2}{R_2 \cdot L_h} \left( -\vec{U}_1^S + \left( R_2 + R_2 \frac{L_h^2}{L_2^2} \right) \vec{I}_1^S + \sigma L_1 \frac{d\vec{I}_1^S}{dt} \right) \quad (2.21)$$

Dieses Modell ist wesentlich komplexer als das vorher vorgestellte Strommodell. Nachteilig sind zudem die algebraische Schleife im Modell und die deutlich größere Anzahl an erforderlichen Parametern. Gleichzeitig sinkt die Empfindlichkeit gegenüber Parameterabweichungen durch die Verwendung aller messbaren Größen (Spannung, Strom, Drehzahl).

Weitere Möglichkeiten die Schätzung des Flusses zu verbessern sind Kombinationen der Spannungs- und Strommodelle in Beobachtern oder vereinfachten Beobachtern [29]. Häufig finden Strommodelle bei kleinen Drehzahlen Anwendung, wohingegen Spannungsmodelle vorwiegend bei höheren Drehzahlen eingesetzt werden. So können die jeweiligen Vorteile der Modelle ausgenutzt werden.

Wie bereits erläutert, wird bei der DTC häufig der Statorfluss als Regelgröße verwendet. Dieser lässt sich über die Grundgleichung ermitteln:

$$\vec{\Psi}_1^S = \int \left( \vec{U}_1^S - R_1 \vec{I}_1^S \right) dt \quad (2.22)$$

Diese Gleichung zeigt, dass der Statorwiderstand einen maßgeblichen Einfluss hat. Aus diesem Grund ist z.B. eine Berücksichtigung der temperaturbedingten Änderung sinnvoll.

---

### 2.3.4 Geberlose Regelung

Soll bei der Regelung des Asynchronmotors am Pulswechselrichter auf die Nutzung eines Gebers zur Drehzahlmessung verzichtet werden, wird in der Literatur von einer geberlosen Regelung gesprochen. Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, wird die Drehzahl in vielen Fällen zur Rekonstruktion des Flussraumzeigers benötigt. Die Verfahren zur Drehzahlschätzung können in Methoden mit und ohne Testsignal unterteilt werden. Eine detaillierte Darstellung findet sich in [65].

Die Gruppe der Methoden ohne Testsignal zeichnet sich dadurch aus, dass die Drehzahl ohne ein zusätzlich eingepprägtes Signal, ausschließlich aus Messdaten von Strom und Spannung gewonnen wird. Diese Gruppe kann weiter unterteilt werden in Verfahren, die Modelle ohne Rückführung nutzen, adaptive Verfahren und Verfahren auf Basis von Zustandsschätzern.

Die Drehzahlschätzung durch Modelle ohne Rückführung spielt heute nur noch eine untergeordnete Rolle.

Wesentlich verbreiteter sind adaptive Verfahren, die unter der Bezeichnung Model-Reference-Adaptive-System (MRAS) zusammengefasst werden können. Bei diesem Ansatz wird die Läuferflussverkettung auf zwei verschiedenen Wegen über die Grundgleichungen des Asynchronmotors berechnet. Einer der Rechenwege ermittelt die gesuchte Größe unter Berücksichtigung der Drehzahl, während der andere Weg auf eine Berechnung ohne Drehzahleinfluss setzt. Die Abweichung zwischen den beiden ermittelten Größen wird mittels eines Adaptionsmechanismus verarbeitet. Dabei wird die im ersten Modellteil verwendete Drehzahl so angepasst, dass der Unterschied, der auf verschiedenen Wegen bestimmten Größen, reduziert wird. Damit stellt sich die verarbeitete Drehzahl entsprechend der tatsächlichen Drehzahl ein.

Eine dritte Alternative bieten die Zustandsschätzer. In diesem Fall werden ein Luenberger-Beobachter oder ein Kalman-Filter so erweitert, dass sie ebenfalls zur Drehzahlschätzung eingesetzt werden können. Alle Methoden ohne Testsignal haben jedoch ein Problem: Sie funktionieren nicht im Stillstand bzw. generell weniger gut bei sehr niedrigen Drehzahlen.

Um bei niedrigen Drehzahlen bis in den Stillstand hinein einen geberlosen, drehmomentgeregelten Betrieb zu ermöglichen, können Testsignale eingesetzt werden [65]. Die Methoden mit Testsignal machen sich Anisotropien oder die Sättigung des verwendeten

---

Motors zunutze. Die Motoren werden unter Verwendung von sinusförmigen, alternierenden, transienten oder nullsystembasierten Testsignalen vermessen und lassen einen Rückschluss auf die Position des Rotors zu. Problematisch an diesen Verfahren ist, dass sie vom Aufbau des Motors abhängen. Die jeweilige Konstellation hat dabei deutlichen Einfluss auf die Eignung des Verfahrens. Daher beschränken sich die Analysen in verschiedenen Veröffentlichungen auf den jeweils verwendeten Motor.

---

## 3 Prüfstand

---

In diesem Kapitel wird der für die Messungen verwendete Prüfstand vorgestellt. Die Struktur des Aufbaus ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

Zentrales Element des Prüfstands ist der Drehstromsteller. Dessen Leistungsteil inkl. Ansteuerschaltung stammt aus einem kommerziellen, industriellen Drehstromsteller. Er umfasst je zwei antiparallel verschaltete Thyristoren, sowie ein mechanisch gekoppeltes Bypassschütz für alle drei Phasen. Vor und hinter dem Drehstromsteller werden die Spannungen ( $u_{r,s}$ ,  $u_{s,t}$ ,  $u_{t,r}$  und  $u_{u,v}$ ,  $u_{v,w}$ ,  $u_{w,u}$ ) mit Hilfe von je drei Spannungswandlern vom Typ LEM LV 25-P gemessen. Die Messung der Phasenströme ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ) erfolgt auf Basis von Hallsensoren des Typs HTA 200S. Alle gemessenen Größen werden mit Sigma-Delta-Wandlern vom Typ ADS 1202 in Bitdatenströme umgewandelt, die wiederum über Lichtwellenleiter an ein Rapid-Controller-Prototyping-System (RCP-System) der Firma dSPACE angebunden sind. Dieser Aufbau ermöglicht eine sichere Potentialtrennung zwischen dem Leistungsteil und dem RCP-System. Das RCP-System selbst verfügt über einen FPGA (field programmable gate array), der in diesem Aufbau nur zur Rückwandlung der Sigma-Delta-Datenströme in Analogwerte genutzt wird. Außerdem dekodiert er die Gebersignale in ein Drehzahlsignal, das wiederum neben der internen Verwertung auch mittels Analogausgang ausgegeben wird. Zusätzlich erfolgt die Ansteuerung von Wendeschützen, die vor dem eigentlichen Drehstromsteller in der Netzleitung eingebaut sind. Innerhalb des RCP-Systems werden die erzeugten Analogwerte an eine CPU-Einheit übergeben, auf der die jeweiligen Algorithmen implementiert werden.

Neben dem funktionalen Teil ist zusätzlich ein Hochpräzisionsleistungsmessgerät vom Typ ZES Zimmer LMG 671 in dem Aufbau verbaut, das oberhalb des Leistungsstrangs in Abbildung 3.1 dargestellt ist. Dieses misst separat von den funktionalen Messungen die Ein- und Ausgangsspannungen des Aufbaus gegen den Neutralleiter des Netzes. Der

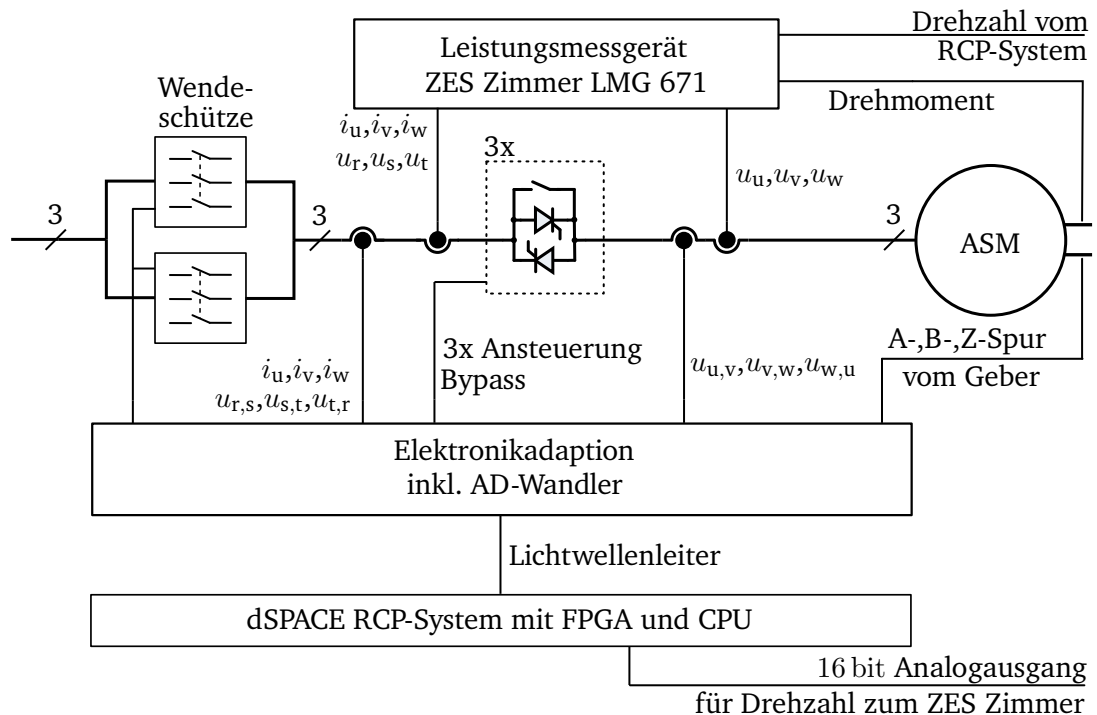


Abb. 3.1: Schematische Darstellung des verwendeten Aufbaus

Strom wird zudem durch Präzisionsstromsensoren vom Typ PCT600 gemessen. Neben den elektrischen Messungen wird auch die Drehzahl aufgenommen. Somit ermöglicht das Leistungsmessgerät eine unabhängige, hochpräzise Messung der wesentlichen Prozessgrößen im Aufbau. Die gemessenen Verläufe sind, soweit nicht anders kenntlich gemacht, mit dieser unabhängigen Messeinrichtung aufgenommen worden.

### 3.1 Motorprüfstand

Neben dem Drehstromsteller spielt der angeschlossene Motor eine zentrale Rolle für die vorgestellten Ansteueralgorithmen. Dabei hat nicht nur das elektrische Verhalten des Motors einen Einfluss auf den Ansteueralgorithmus, sondern auch die angeschlossene



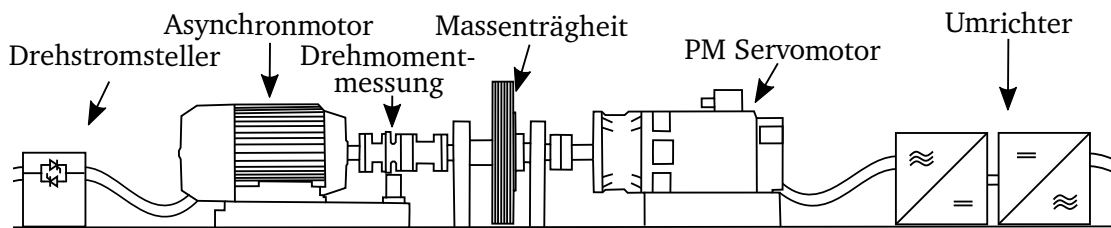


Abb. 3.2: Schematische Abbildung des Motorprüfstands

mechanische Last, die das Hochlaufverhalten maßgeblich beeinflusst. Um verschiedene mechanische Lasten flexibel nachbilden zu können, wurde für diese Arbeit ein Prüfstand aufgebaut, der im Wesentlichen aus einer Belastungseinheit, einer Einrichtung zur flexiblen Einstellung der wirksamen Massenträgheit, einem Drehmomentmessflansch und dem Testmotor besteht. Der Prüfstand ist in Abbildung 3.2 schematisch dargestellt. Abbildung 3.3 zeigt ein Foto des mechanischen Prüfstandsbaus im Labor. Die Belastungseinheit besteht aus einem Pulswechselrichter und einem permanentmagneterregten Synchronmotor (PM Servomotor) mit mechanischer Bremse. Der Pulswechselrichter, der den Servo speist, verfügt über eine Rückspeiseeinheit, sodass elektrische Leistung direkt in das angeschlossene AC-Netz eingespeist werden kann. Der Motorpulswechselrichter

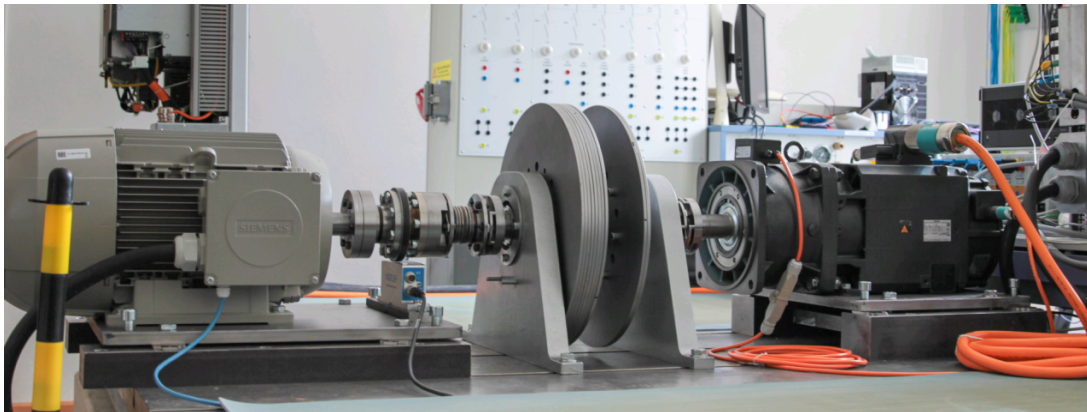


Abb. 3.3: Foto des verwendeten Prüfstands (Motor 1 montiert)

		Motor 1 (15 kW)	Motor 2 (5,5 kW)
Statorwiderstand	$R_1$	0,15 $\Omega$	0,88 $\Omega$
Statorstreuinduktivität	$L_{1\sigma}$	2,23 mH	8,49 mH
Hauptinduktivität	$L_h$	53,71 mH	107,54 mH
Rotorstreuinduktivität	$L_{2\sigma}$	2,23 mH	8,49 mH
Rotorwiderstand	$R_2$	0,36 $\Omega$	1,65 $\Omega$

Tab. 3.1: Ermittelte Ersatzschaltparameter für die verwendeten Motoren

wird von einer angeschlossenen Steuerung mit Bedienbildschirm so geführt, dass er ein drehzahlabhängiges Belastungsprofil nachbilden kann. So können z.B. konstant-, linear- und quadratisch-drehzahlabhängige Lasten nachgebildet werden.

Neben dem Lastprofil der angeschlossenen Last hat die Trägheit der Mechanik einen wesentlichen Einfluss auf das Hochlaufverhalten. Aus diesem Grund wurde ein mechanisches Konstrukt aufgebaut, mit dem es möglich ist, eine definierte wirksame Trägheit an der Welle einzustellen. Dazu können Stahlscheiben zwischen einer Parkposition und einer Nabe verschoben und so die gewünschte Trägheit stufenweise eingestellt werden [52].

Sowohl die Verbindung zwischen Servo und der Einrichtung zur Einstellung der Massenträgheit, als auch die Anbindung dieser an den Asynchronmotor, erfolgt über Lamellenkupplungen. Zwischen der Einrichtung zur Einstellung der Massenträgheit und dem Asynchronmotor ist zusätzlich ein Messflansch vom Typ Kistler KiTorq 4550A verbaut. Zudem wird die Drehzahl des Asynchronmotors über einen im Messflansch inkludierten Sensor mit 8192 Inkrementen pro Wellendrehung gemessen. Der Sensor gibt die Drehzahl als A-, B- und Z-Spur aus und ist an das RCP-System angeschlossen.

Auf dem Prüfstand können zwei verschiedene Asynchronmotoren montiert werden, auf die im Folgenden näher eingegangen wird. In Tabelle 3.1 sind die ermittelten Parameter für ein einfaches T-Ersatzschaltbild der verwendeten Motoren gezeigt. Die eingesetzten Motoren sind so gewählt, dass zwei verschiedene Leistungs- und zwei Effizienzklassen abgedeckt werden können, um die Robustheit und Flexibilität der Betriebsstrategien nachzuweisen.

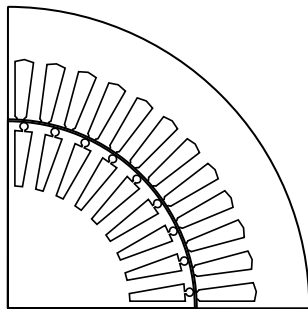


Abb. 3.4: Motorparameter und Blechschnitt von Motor 1 (15 kW)

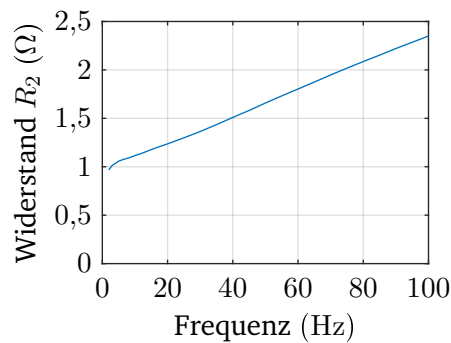


Abb. 3.5: Rotorwiderstand  $R_2$  in Abhängigkeit der Speisefrequenz von Motor 2 bei blockiertem Rotor (5,5 kW)

### 3.1.1 Motor 1

Der primär verwendete Testmotor ist ein handelsüblicher Asynchronmotor mit einer Bemessungsleistung von 15 kW und der Energieeffizienzklasse IE3 (siehe Anhang). Der prinzipielle Ständer- und Läuferblechschnitt einer Polteilung ist in Abbildung 3.4 dargestellt.

Die Motorparameter für ein einfaches Motormodell ohne Stromverdrängung wurden über die in Abschnitt 2.1.3 beschriebenen Methoden ermittelt. Diese bilden die Grundkonfiguration des prädiktiven Verfahrens. Um den Einfluss der Stromverdrängung zu bewerten, wurden zudem Messungen mit einer Spannungsquelle mit variabler Ausgangsfrequenz und Amplitude durchgeführt. Sie wurden bereits in Abbildung 2.1 dargestellt. Die Abbildung zeigt, dass bei diesem Motor der Rotorwiderstand  $R_2$  mit der Rotorfrequenz variiert. Diese Variation des Rotorwiderstands mit der Frequenz der elektrischen Größen im Rotor führt zu Abweichungen bei der Schätzung des Rotorflusses  $\vec{\Psi}_1^S$  und bei der Prädiktion mit dem prädiktiven Verfahren.

### 3.1.2 Motor 2

Weitere Messungen wurden mit einem Standardasynchronmotor mit einer Bemessungsleistung von 5,5 kW und der Energieeffizienzklasse IE1 durchgeführt (siehe Anhang).

---

Die Parameter wurden identisch zu Motor 1 ermittelt. Abbildung 3.5 zeigt den frequenzabhängigen Verlauf für den Rotorwiderstand  $R_2$ .

## 3.2 RCP-System

Die Algorithmen wurden auf einem RCP-System der Firma dSPACE umgesetzt. Es handelt sich um ein modulares System, das aus mehreren Funktionsbaugruppen, sowie einer CPU- und FPGA-Einheit zusammengesetzt ist. Der FPGA übernimmt in diesem Aufbau ausschließlich die Signalvorverarbeitung, während die Algorithmen auf der CPU umgesetzt ist. Das System ist zudem mit einem Bedienrechner verbunden über den Programmcode geladen, Parameter verstellt und die Messung von internen Größen umgesetzt werden kann.

Programmiert wird das RCP-System über das grafische Simulationswerkzeug Simulink, das wiederum Teil des Computeralgebrasystems MATLAB (MATrix LABoratory) von Mathworks ist. In Ergänzung zur Grundsoftware MATLAB wurden verschiedene Erweiterungen (Toolboxes) verwendet, die z.B. die Generierung des Codes für das RCP-System ermöglichen.

Die Software ControlDesk von dSPACE ermöglicht die Verstellung von Variablen während der Laufzeit. Außerdem ist es möglich, verschiedene Traces während der Laufzeit zu erzeugen und für die spätere Darstellung auszuleiten. Entsprechende Darstellungen von internen Programmgrößen, die im weiteren Verlauf der Arbeit gezeigt werden, wurden auf diese Weise aufgenommen. Zudem kann die Ausführungsdauer des Codes auf dem RCP-System gemessen werden.

---

## 4 Prädiktives Verfahren

---

In diesem Kapitel wird ein modellprädiktives Verfahren zum Betrieb von Asynchronmotoren am Drehstromsteller entwickelt und detailliert vorgestellt.

Zunächst werden grundlegende Zusammenhänge im System sowie das zugrundeliegende Konzept erläutert. Anschließend wird auf einen der beiden Hauptbestandteile des Konzepts – die Prädiktion von Strom- und Drehmomentverläufen – näher eingegangen. Der nächste Abschnitt erläutert das Entscheidungskriterium als zweiten wichtigen Bestandteil des Verfahrens. Die folgenden Abschnitte behandeln mit dem Flusschätzer, der Regelung und der Ausgestaltung des Übergangs zum Dauerbetrieb weitere Ergänzungen des prädiktiven Verfahrens zur Nutzung im Drehstromsteller. Anschließend erfolgt eine erste Evaluation der Funktionalität mit ausgewählten Messungen.

### 4.1 Konzept

Ziel der Bestromung des Asynchronmotors durch den Drehstromsteller ist die Beeinflussung des durch den Motor erzeugten Drehmoments. Statt eine Betrachtung über mehrere Netzperioden hinweg zu nutzen, um das sich einstellende mittlere Drehmoment zu bestimmen, wird Gleichung (2.10) aus Kapitel 2 herangezogen:

$$M_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_h}{L_2} \cdot \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_2^{S*} \cdot \vec{I}_1^S \right\} \quad (4.1)$$

Das entstehende Drehmoment hängt vom aktuell vorliegenden Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$ , vom Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  und verschiedenen Konstanten ab.

Um einen Stromraumzeiger zu erzeugen, können die Thyristoren bei der verwendeten Drehstromstellerkonfiguration in vier verschiedenen Kombinationen gezündet werden,

wenn zum Zeitpunkt der Zündung keine der Phasen einen Strom führt. Entweder können alle drei Phasen (r & s & t) oder aber je ein Pärchen aus zwei Phasen (r & s, s & t, t & r) gezündet werden. Eine einphasige Zündung der Thyristoren ist nicht möglich, da kein Stromfluss zu Stande kommt. Wichtig bei dieser Betrachtung ist die Eigenschaft des Thyristors nach der Zündung genau so lange Strom zu führen, bis er im folgenden Nulldurchgang wieder in den sperrenden Zustand übergeht. Eine beliebige Erzeugung von Stromraumzeigern, wie es bei Pulswechselrichtern der Fall ist, ist nicht möglich, da die leitenden Thyristoren nicht nach Belieben in den sperrenden Zustand überführt werden können. Dies schränkt den Gestaltungsspielraum bezüglich eines Ansteuerverfahrens stark ein.

Nichtsdestotrotz lassen sich die, durch die Zündung entstehenden, Stromraumzeiger in der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene darstellen. Dreiphasige Zündungen zeigen sich als Stromraumzeiger, die mit Netzfrequenz um den Ursprung rotieren. Zweiphasige Zündungen führen hingegen zu Stromraumzeigern, die in ihrer Lage fest sind, allerdings bezüglich ihres Betrags über die Zeit variieren. Abbildung 4.1 zeigt exemplarisch einen zweiphasigen Stromfluss. Dabei ist

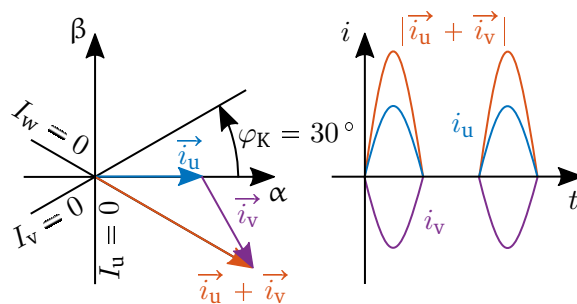


Abb. 4.1: Darstellung des Stromflusses einer zweiphasigen Zündung in der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene und im Zeitverlauf

die Amplitude des Stromflusses, abgesehen vom Vorzeichen, in beiden beteiligten Phasen zu jedem Zeitpunkt identisch.

Diese Stromraumzeiger oder besser Stromraumzeigerverläufe lassen sich jedoch nicht bedarfsgerecht erzeugen. Vielmehr ist es nur möglich einen Stromverlauf zu erzeugen, der aufgrund der treibenden Spannung zum jeweiligen Zeitpunkt möglich ist. Durch die Rotation von Netz und Motor variiert der Verlauf der treibenden Spannung kontinuierlich, sodass auch das Unterlassen einer Zündung eine mögliche Entscheidungsoption ist.

Um den Einfluss der verschiedenen Umgebungsbedingungen zu bewerten, werden zunächst alle möglichen Zündentscheidungen zu einem festen Zeitpunkt bewertet. Dazu

---

werden die Strom- und Drehmomentverläufe mit einem Modell des Asynchronmotors prädiziert. Anschließend erfolgt eine Bewertung mittels Entscheidungskriterium, die der Zielstellung (z.B. Beschleunigen des Motors) zuträglich ist und definierte Eigenschaften erfüllt. Liegt eine Prädiktion vor, die alle Kriterien erfüllt, wird die Zündkombination ausgeführt. Dieses Vorgehen entspricht weitestgehend den üblichen modellprädiktiven Verfahren in der Antriebstechnik (vgl. Abschnitt 2.3.2).

Der für diese Arbeit gewählte Ansatz beschränkt sich auf die Bewertung von möglichen Zündoptionen, die im nächsten Zeitschritt umgesetzt werden können. Ein steuernder Eingriff kann also nur zu Anfang der Prädiktion vorgenommen werden. Im restlichen Verlauf der Prädiktion  $t_p$  werden keine steuernden Eingriffe mehr ermöglicht, um die Anzahl der zu berechnenden Steuermöglichkeiten überschaubar zu halten. Fließt zum Zeitpunkt der Prädiktion kein Strom, bestehen drei zweiphasige und eine dreiphasige Zündmöglichkeit. Fließt bereits in zwei Phasen Strom, bleibt nur die Möglichkeit, die dritte Phase ebenfalls zu zünden und damit in den Stromfluss einzugreifen. Leiten alle drei Phasen zum jeweiligen Zeitpunkt, ist keine Stellgröße vorhanden und die Prädiktion kann ausgesetzt werden. Es kann also passieren, dass bereits zwei Phasen leiten, aber das zusätzliche Zünden der dritten Phase zum Zeitpunkt der Prädiktion so attraktiv ist, dass diese ebenfalls gezündet wird. Dadurch geht die zweiphasige Zündung in eine dreiphasige Zündung über. In dieser Arbeit wird dann von einer Folgezündung gesprochen, die dafür sorgt, dass die ursprünglich für gut befundene zweiphasige Zündung nicht mehr fortgesetzt wird. Stattdessen wird ein mindestens ebenso attraktiver Verlauf erzeugt, bei dem alle drei Motorphasen Strom führen.

## 4.2 Prädiktion

Grundlage eines jeden modellprädiktiven Verfahrens ist eine Modellierung des zu regelnden Systems. Mit ihr wird zunächst das Systemverhalten für verschiedene Steuereingriffe berechnet.

Bereits im Grundlagenkapitel wurde die, aus der Literatur bekannte, Basismodellierung eines Asynchronmotors durch die Gleichungen (2.4)–(2.14) eingeführt. Die Gleichungen (2.4) und (2.5) weisen zunächst den verketteten Statorfluss  $\vec{\Psi}_1^S$  und den verketteten

Rotorfluss  $\vec{\Psi}_2^S$  als Zustandsgrößen auf. Im Sanftstarter wird allerdings der Statorstrom gemessen, so dass es sinnvoll ist, die Zustandsgröße vom verketteten Statorfluss  $\vec{\Psi}_1^S$  auf den Statorstrom  $\vec{I}_1^S$  umzustellen. Diese Anpassung verhindert zusätzliche Rechenaufwände bei der Initialisierung und erweist sich für das später definierte Entscheidungskriterium als günstig. Die Gleichungen (2.4) und (2.5) werden daher wie folgt angepasst:

$$\frac{d\vec{I}_1^S}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_1} \cdot \vec{U}_1^S - \frac{R_1}{\sigma \cdot L_1} \cdot \vec{I}_1^S + \frac{R_2 \cdot L_h}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot \vec{I}_2^S - j \cdot \frac{\Omega_{el} \cdot L_h}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.2)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_2^S}{dt} = -R_2 \cdot \vec{I}_2^S + j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.3)$$

Aus den Gleichungen (4.2) und (4.3) werden alle Größen, die nicht als Zustandsgrößen geführt werden, mit Hilfe der Zusammenhänge aus den Gleichungen (2.8) und (2.9) eliminiert. Folglich ergibt sich zusammen mit Gleichung (2.10) ein Gesamtgleichungssatz, der das dynamische Verhalten des Asynchronmotors beschreibt:

$$\begin{aligned} \frac{d\vec{I}_1^S}{dt} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_1} \cdot \vec{U}_1^S - \frac{R_1 \cdot L_2^2 - R_2 \cdot L_h^2}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \vec{I}_1^S + \frac{R_2 \cdot L_h}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \vec{\Psi}_2^S \\ &\quad - j \cdot \frac{\Omega_{el} \cdot L_h}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^S \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_2^S}{dt} = \frac{R_2 \cdot L_h}{L_2} \cdot \vec{I}_1^S - \frac{R_2}{L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^S + j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.5)$$

$$M_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_h}{L_2} \cdot \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_2^{S*} \cdot \vec{I}_1^S \right\} \quad (4.6)$$

Um mit diesen Gleichungen die Prädiktion des Motorverhaltens bei verschiedenen Zündoperationen vorzunehmen, müssen die Zustandsgrößen entsprechend des Zustands des real existierenden Systems initialisiert werden. Der Statorstrom  $\vec{I}_1^S$  kann unmittelbar mit den Messwerten initialisiert werden. Der verkettete Rotorfluss  $\vec{\Psi}_2^S$  kann nur modellbasiert geschätzt werden. Die genaueren Zusammenhänge werden in Abschnitt 4.4 erläutert. Die elektrische Rotordrehzahl  $\Omega_{el}$  wird aus einer Drehzahlmessung unter Verwendung der Polpaarzahl nach Gleichung (2.12) ermittelt.

Neben der Modellierung des dynamischen Verhaltens erfordert die Prädiktion der Systemgrößen auch eine Schätzung der Eingangsgrößen für die Dauer der Prädiktion.



Der Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  kann durch Weiterdrehen unter Verwendung der Netzfrequenz sehr einfach prädiziert werden:

$$\vec{U}_{\text{Netz,p}}^S(t) = \vec{U}_{\text{Netz}}^S(t=0) \cdot e^{-j \cdot 2\pi f_{\text{Netz}} t} \quad (4.7)$$

Die Rotordrehzahl und damit die elektrische Rotorkreisfrequenz  $\Omega_{\text{el}}$  wird für den Horizont der Prädiktion als konstant angenommen. Diese Annahme führt nur zu sehr kleinen Abweichungen, da die Trägheit des Systems dafür sorgt, dass sich die Drehzahl über die Zeit einer Prädiktion nicht wesentlich ändert.

Für die Berechnung des zeitlichen Verlaufs des Statorstroms  $\vec{I}_1^S(t=0..t_p)$ , des Rotorflusses  $\vec{\Psi}_2^S(t=0..t_p)$  und des erzeugten Drehmoments  $M_M(t=0..t_p)$  bei einer dreiphasigen Zündung kann das initialisierte Gleichungssystem (4.4)–(4.6) gelöst werden. Die berechneten Verläufe können anschließend durch das im Folgenden beschriebene Entscheidungskriterium verarbeitet werden.

Neben der dreiphasigen Zündung sind drei zweiphasige Zündungen möglich, sofern zum betrachteten Zeitpunkt keine der Phasen einen Strom führt. Für zweiphasige Zündungen ist eine Berechnung mit dem beschriebenen Gleichungssatz nicht unmittelbar möglich. Grund dafür ist, dass die Phasenspannung der Phase, die nicht gezündet wird, nicht direkt aus der Netzspannung hervorgeht.

Eine Möglichkeit die Unterbestimmung zu lösen, ist die Berechnung der fehlenden Motorspannung unter Berücksichtigung der Zwangsbedingung für den Stromfluss in dieser Phase. Für den exemplarischen Fall  $i_u = 0$  wird dazu die Transformation aus Gleichung (2.2) genutzt, um die Bedingung ins ständerfeste Koordinatensystem zu transformieren:

$$i_u = i_{1,\alpha} = 0 \quad (4.8)$$

Diese Bedingung kann nun in den Realteil der komplexen Ständerstromdynamikgleichung (4.4) eingesetzt werden. Daraus ergibt sich folgender Zusammenhang für den Realteil der Statorspannungskomponente  $u_{1,\alpha}$ :

$$u_{1,\alpha} = -\frac{R_2 \cdot L_h}{L_2^2} \cdot \Psi_{2,\alpha} + \Omega_{\text{el}} \frac{L_h}{L_2} \Psi_{2,\beta} \quad (4.9)$$

Die Statorspannungskomponente kann mit Hilfe der Transformation aus Gleichung (2.2) zurück in die dreiphasige Darstellung überführt werden, um die Spannung an der stromlosen Phase zu bestimmen:

$$u_u = u_{1,\alpha} \quad (4.10)$$

Durch diese Spannung der stromlosen Motorphase ( $u_u$ ) und die Netzspannung ist der Motorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_1^S$  vollständig definiert und die Prädiktion kann durchgeführt werden.

Wie diese exemplarische Betrachtung für eine der drei möglichen zweiphasigen Zündungen zeigt, kann das aufgestellte Modell auch für die Prädiktion von Verläufen bei zweiphasiger Zündung genutzt werden. Allerdings ist für die Bestimmung der dritten Phasenspannung im Betrieb zusätzlicher Rechenaufwand erforderlich.

Eine weitere Möglichkeit, die sogar den Aufwand zur Berechnung senkt, basiert auf der Anpassung des Koordinatensystems. Dazu wird das P-Koordinatensystem definiert. Es unterscheidet sich vom S-Koordinatensystem durch einen Winkel  $\varphi_p$ , der über die Prädiktion hinweg konstant ist:

$$\vec{I}_1^P = \vec{I}_1^S \cdot e^{-j\varphi_p} \quad (4.11)$$

Entsprechend ergeben sich für die Gleichungen (4.4)–(4.6) folgende Zusammenhänge:

$$\begin{aligned} \frac{d\vec{I}_1^P}{dt} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_1} \cdot \vec{U}_1^P - \frac{R_1 \cdot L_2^2 - R_2 \cdot L_h^2}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \vec{I}_1^P + \frac{R_2 \cdot L_h}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \vec{\Psi}_2^P \\ &\quad - j \cdot \frac{\Omega_{el} \cdot L_h}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^P \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_2^P}{dt} = \frac{R_2 \cdot L_h}{L_2} \cdot \vec{I}_1^P - \frac{R_2}{L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^P + j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^P \quad (4.13)$$

$$M_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_h}{L_2} \cdot \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_2^{P*} \cdot \vec{I}_1^P \right\} \quad (4.14)$$

Abbildung 4.1 zeigt, dass die Richtung, in der ein Stromraumzeiger entsteht, durch die Phasenkombination fest definiert ist. Nun wird der definierbare Rotationswinkel  $\varphi_p$  des Koordinationssystems so gewählt, dass der zur Zündkombination gehörige Stromraumzeiger auf der Realachse des P-Koordinatensystems liegt:

$$\varphi_{P,u-v} = -\frac{1}{6}\pi \quad \varphi_{P,v-w} = \frac{1}{2}\pi \quad \varphi_{P,w-u} = -\frac{5}{6}\pi \quad (4.15)$$

Damit ist klar, dass der Statorstrom im P-Koordinatensystem ausschließlich einen Realanteil aufweist. Der Wert des Stroms auf der Imaginärachse des P-Koordinatensystems wird für die folgenden Rechnungen als null definiert. So ist berücksichtigt, dass in der nicht gezündeten Phase kein Strom fließen kann. Somit kann unmittelbar der, um den Rotationswinkel  $\varphi_P$  rotierte, Spannungsraumzeiger  $\vec{U}_1^P$  für die Prädiktion verwendet werden. Außerdem reduziert sich der Rechenaufwand signifikant, da die Gleichung (4.12) ausschließlich für den Realanteil berechnet werden muss.

Zusammenfassend kann auf Basis der beschriebenen Modellierung der Verlauf des Statorstroms  $\vec{I}_1^S(t = 0..t_p)$ , des Rotorflusses  $\vec{\Psi}_2^S(t = 0..t_p)$  und des erzeugten Drehmoments  $M_M(t = 0..t_p)$  für jede mögliche Zündkombination berechnet werden.

### 4.3 Entscheidungskriterium

Nachdem die möglichen Verläufe von Drehmoment und Phasenströmen berechnet wurden, muss anschließend die Bewertung erfolgen, ob diese Zündungen dem Betrieb zuträglich sind. Hauptgründe für den Einsatz von Drehstromstellern sind die Begrenzung des entstehenden Drehmoments und des auftretenden Netzstroms während des Hochlaufs. Daraus ergibt sich die Anforderung, dass das maximal auftretende Drehmoment  $M_{p,max}$  und der maximal auftretende Statorstrom  $i_{p,max}$  auf ein definiertes Maß beschränkt bleiben:

$$|M_M(t = 0..t_p)| < M_{p,max} \quad (4.16)$$

$$|\vec{I}_1^S(t = 0..t_p)| < i_{p,max} \quad (4.17)$$

Eine weitere Anforderung ist z.B., dass der Motor beim Hochlauf ein positives Drehmoment erzeugt. Dazu wird das mittlere Drehmoment über den Prädiktionshorizont ermittelt und nur wenn es eine Mindestanforderung  $M_{p,avgmin}$  überschreitet, gilt die Zündoption als sinnvoll:

$$\text{mean}(M_M(t = 0..t_p)) > M_{p,avgmin} \quad (4.18)$$

---

Ist das Ergebnis einer Prädiktion, dass eine Zündung nur zu einem sehr kurzen Stromfluss mit geringer Amplitude führt, ist es sinnvoller diese nicht umzusetzen, auch wenn die bisher genannten Kriterien erfüllt sind. Einerseits wird durch einen kurzen Strompuls geringer Amplitude ein sehr geringer Drehmomentbeitrag generiert. Andererseits besteht das Risiko, dass Ungenauigkeiten in der Messung und der Modellierung oder eventuelle Zündverzögerungen in der Ansteuerelektronik dazu führen, dass der Thyristor sehr nahe am Nulldurchgang der Spannung angesteuert wird. In diesem Fall besteht die Gefahr, dass die Ansteuerung noch nach dem Nulldurchgang anliegt und erforderliche Freierwerdezeiten der Thyristoren unter Umständen nicht mehr eingehalten werden. Dann tritt statt dem sehr kleinen Strompuls und dem sehr geringen Drehmoment ein Strompuls großer Amplitude und Länge auf, der jenseits der gesteckten Strom- und Drehmomentgrenzen liegt und das Gesamtsystem beschädigen kann. Entsprechend sollten Zündimpulse unterhalb einer Mindestdauer  $t_{p,mc}$  grundsätzlich nicht gezündet werden, um die Systemrobustheit zu erhöhen:

$$t_p > t_{p,mc} \quad (4.19)$$

Neben den Kriterien, die sich direkt aus den Anforderungen der Anwendungen von Drehstromstellern ergeben, gibt es weitere indirekte Anforderungen, die Voraussetzungen für weitere Pulse schaffen. Gleichung (4.6) zeigt, dass das erzeugte Drehmoment direkt vom verketteten Rotorfluss  $\vec{\Psi}_2^S$  abhängig ist. Damit also nach dem jeweiligen Strompuls noch weitere Strompulse gezündet werden können, die ein Drehmoment erzeugen, muss eine gewisse Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  erhalten werden. Um dies zu gewährleisten, wurde ein zweistufiges Entscheidungskriterium implementiert. Liegt die Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  am Ende der Prädiktion oberhalb eines bestimmten Levels  $\Psi_{p,min}$ , kann die Zündung durchgeführt werden:

$$|\vec{\Psi}_2^S(t = t_p)| > \Psi_{p,min} \quad (4.20)$$

---

Ist das nicht der Fall, muss zusätzlich geprüft werden, ob der Betrag des verketteten Rotorflusses durch die Zündung um einen Minimalbetrag erhöht wird:

$$|\vec{\Psi}_2^S(t = t_p)| - |\vec{\Psi}_2^S(t = 0)| > \Psi_{p,\Delta\min} \quad (4.21)$$

Über dieses Zusatzkriterium ist sichergestellt, dass der Fluss sich kontinuierlich erhöht, wenn er unter die vorgegebene Grenze von  $\Psi_{p,\min}$  gefallen ist. Dies kann z.B. während eines Zeitabschnitts ohne Zündmöglichkeit auftreten.

Soll ein Motor gestartet werden, der zunächst unmagnetisiert ist und still steht, kann die Gesamtheit der Entscheidungskriterien dazu führen, dass gar keine Zündung auftritt. Um dies zu verhindern, wird, bei den in dieser Arbeit gezeigten Messungen mit dem prädiktiven Verfahren, dem Hochlauf eine Aufmagnetisierung des Motors vorgeschaltet. In dem zugehörigen Zeitabschnitt werden Zündungen so ausgeführt, dass sie zu einem Statorstromraumzeiger führen, der im Statorkoordinatensystem immer wieder in die gleiche Richtung pulsiert. Das sorgt für den Aufbau eines Rotorflusses in selbige Richtung. Da der Stromraumzeiger und der Raumzeiger des verketteten Flusses exakt übereinander liegen, entsteht während dieser Phase kein Drehmoment im Motor.

Diese beschriebenen Entscheidungskriterien ermöglichen die Bewertung der mittels Prädiktion berechneten Zündoptionen. In vielen Fällen erfüllt keine der möglichen Zündungen alle Kriterien, sodass auch keine Zündung stattfindet. Immer nur dann, wenn alle Kriterien erfüllt sind, wird eine Zündung umgesetzt.

Anders als bei anderen modellprädiktiven Regelungen verwendet die hier vorgestellte Methodik ausschließlich harte Grenzen für die Zündentscheidung und bezieht keine Kostenfunktionale in das Entscheidungskriterium mit ein [21, 40, 55]. Diese bestimmen in vielen anderen Anwendungen maßgeblich das Verhalten des Systems und gewichten die verschiedenen, möglichen Stelloperationen untereinander. Die Ursache liegt in der Art und Weise, wie ein Stelleingriff im System vorgenommen werden kann. Im Gegensatz zu Systemen mit einem kontinuierlich verstellbaren Stellglied kann beim Drehstromsteller nur zwischen dem Zustand „zünden“ oder „nicht zünden“ gewählt werden. Zudem bestimmt eine Zündung nicht nur den Verlauf bis zur erneuten Prädiktion, sondern weit darüber hinaus. Daher ist die Anwendung von Kostenfunktionalen statt harter Grenzen im Kontext des Drehstromstellers nur schwerlich möglich.

---

## 4.4 Flussschätzer

Wie im Vorherigen bereits erläutert, ist die Kenntnis über den verketteten Rotorfluss  $\vec{\Psi}_2^S$  für die Prädiktion und das Entscheidungskriterium zwingend erforderlich. Da diese Größe für gewöhnlich bei Drehstromstellern nicht gemessen werden kann, wird sie über ein Modell und anhand der vorhandenen Spannungs- und Strommesswerte geschätzt.

Die Basis für diese Schätzung sind die Dynamikgleichung (4.5) für den verketteten Rotorfluss  $\vec{\Psi}_2^S$  sowie die elektrische Rotorkreisfrequenz  $\Omega_{el}$ , die aus der gemessenen Rotordrehzahl ermittelt wird:

$$\frac{d\vec{\Psi}_2^S}{dt} = \frac{R_2 \cdot L_h}{L_2} \cdot \vec{I}_1^S - \frac{R_2}{L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^S + j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.22)$$

Für Asynchronmotoren im industriellen Einsatz kann in guter Näherung davon ausgegangen werden, dass die Streuinduktivität  $L_{2\sigma}$  im Vergleich zur Hauptinduktivität  $L_h$  klein ist:

$$L_2 = L_{2\sigma} + L_h \approx L_h \quad (4.23)$$

Entsprechend kann Gleichung (4.22) wie folgt vereinfacht werden:

$$\frac{d\vec{\Psi}_2^S}{dt} = R_2 \cdot \vec{I}_1^S - \frac{R_2}{L_2} \cdot \vec{\Psi}_2^S + j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.24)$$

$$\tau_2 = \frac{R_2}{L_2} \quad (4.25)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_2^S}{dt} = R_2 \cdot \vec{I}_1^S - \tau_2 \cdot \vec{\Psi}_2^S + j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.26)$$

In Gleichung (4.26) kommen nur noch der Rotorwiderstand  $R_2$  und die Rotorzeitkonstante  $\tau_2$  als Konstanten vor. Die Gleichung ermöglicht die Schätzung des Rotorflussraumzeigers während ein Statorstrom fließt.

Eine Besonderheit des prädiktiven Verfahrens ist, dass es auch Zeitbereiche gibt in denen kein Strom durch den Stator fließt. Dies ermöglicht eine wesentlich einfachere Bestimmung des aktuellen Rotorflussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$ . Als Basis dient die Dynamikgleichung (4.4) des Statorstroms. Wenn alle Thyristoren sperren, fließt kein Strom ( $\vec{I}_1^S = 0$ )

und es kommt zu keiner Stromänderung ( $d\vec{I}_1^S/dt = 0$ ). Somit ergibt sich für die auftretende Klemmenspannung folgender Zusammenhang:

$$\vec{U}_1^S = \frac{L_h}{L_2} \left( -\frac{R_2}{L_2} + j \cdot \Omega_{el} \right) \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.27)$$

Unter der Annahme, dass die Streuinduktivität  $L_{2\sigma}$  im Vergleich zur Hauptinduktivität  $L_h$  klein ist, kann auch dieser Zusammenhang unter Verwendung von Gleichung (2.7) weiter vereinfacht werden:

$$\vec{U}_1^S = \left( -\frac{R_2}{L_2} + j \cdot \Omega_{el} \right) \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.28)$$

Werden kleine Drehzahlen ausgeschlossen, bei denen die induzierte Spannung ohnehin eine geringe Amplitude aufweist, lässt sich dies zur weiteren Vereinfachung nutzen. Für größere Drehzahlen gilt, dass der Beitrag des ersten Summanden sehr viel kleiner ist, als der des zweiten Summanden. Daher kann Gleichung (4.28) vereinfacht werden zu:

$$\vec{U}_1^S = j \cdot \Omega_{el} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (4.29)$$

Diese Gleichung ermöglicht eine unmittelbare und nicht durch Parameterunzulänglichkeiten verfälschte Ermittlung des aktuellen Rotorflussraumzeigers unter Verwendung der Drehzahl im unbestromten Zustand.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wird die induzierte Spannung des Asynchronmotors während der unbestromten Zeit mit  $\vec{U}_{1,EMK}^S$  bezeichnet. Diese entspricht der Spannung  $\vec{U}_1^S$  während kein Statorstrom fließt und ist nicht definiert, sobald ein Statorstrom fließt.

Werden die beiden Ansätze für die Zeit während einer Bestromung (Gleichung (4.26)) und während eines stromlosen Zeitabschnitts (Gleichung (4.29)) kombiniert, ist eine robuste Beobachtung des verketteten Rotorflusses  $\vec{\Psi}_2^S$  möglich. Voraussetzung dafür ist, dass die Fehler, die durch Parameterabweichungen während der bestromten Zeitabschnitte gemacht werden, in den unbestromten Phasen korrigiert werden können.

## 4.5 Regelung

Drehstromsteller werden in Applikationen eingesetzt, um das Beschleunigungsverhalten zu beeinflussen. Einige Anforderungen, wie z.B. die Begrenzung des maximalen Anlaufstroms und des maximalen Drehmoments, werden direkt im Entscheidungskriterium berücksichtigt. Gleichzeitig gibt es aus Applikationssicht die Anforderung, dass die Drehzahlzunahme über einen bestimmten Zeitraum begrenzt werden muss. Über diesen Weg wird z.B. der Wasserschlag bei Pumpen verhindert. Um eine Regelung der Drehzahl und damit eine Begrenzung der Drehzahlzunahme zu ermöglichen, wird ein PI-Regler zur Regelung der Motordrehzahl eingesetzt. Es gibt zwei Wege, die eine Beeinflussung der Drehzahl ermöglichen. Zum einen kann das maximal zulässige Drehmoment  $M_{p,max}$  beschränkt werden. Der Vorteil daran ist, dass das Drehmoment direkt beeinflusst werden kann. Allerdings führt diese Umsetzung auch dazu, dass Pulse mit sehr hoher Stromamplitude auftreten, die nur wenig Drehmoment verursachen. Dadurch erhöhen sich der Statorstrom, der zum Betrieb erforderlich ist, und auch die entstehenden Verluste.

Eine andere Möglichkeit die Drehzahl zu stellen, ist die Limitierung des maximal zulässigen Stroms. Diese Methode beeinflusst zwar nur indirekt das Drehmoment (vgl. Gleichung (4.6)), führt aber im Gegensatz zur direkten Drehmomentbeschränkung über das Entscheidungskriterium dazu, dass die Stromamplituden begrenzt werden. So ist weiterhin sichergestellt, dass keine großen Stromamplituden auftreten die, nur aufgrund ihrer ungünstigen Lage, zu wenig Drehmoment führen. Dies ermöglicht einen effizienteren Betrieb.

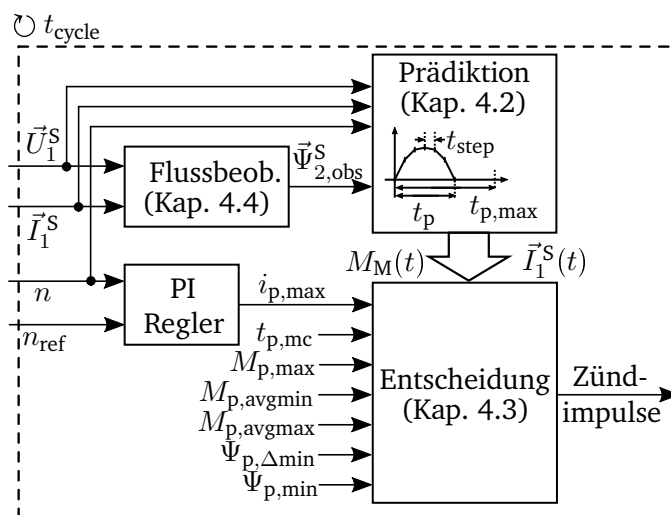


Abb. 4.2: Softwarestruktur der Implementierung des prädiktiven Verfahrens

Dies ermöglicht einen effizienteren Betrieb.

Abbildung 4.2 zeigt das Ge-



---

samschema des geregelten, prädiktiven Verfahrens sowie das Zusammenwirken der einzelnen Bestandteile und deren Schnittstellen.

## 4.6 Übergang zum Dauerbetrieb

Ziel des Starts mit dem Drehstromsteller ist der Dauerbetrieb des Motors am Netz über die Bypasskontakte. Daher ist es erforderlich nach dem Abschluss des Motorstarts mit dem prädiktiven Verfahren in einen Zustand der dauerhaften Bestromung überzugehen.

Dazu wird beim prädiktiven Verfahren bei einer gewissen Drehzahl, zu der der Übergang in eine kontinuierliche Bestromung begonnen werden soll, die Grenze für den Rotorfluss  $\Psi_{p,\min}$  abgesenkt. Durch das Absenken des Entscheidungsparameters sinkt der Rotorfluss während der folgenden Zündungen ab. Irgendwann ist die Flussamplitude so niedrig, dass sie jener entspricht, die sich bei der Phasenanschnittsteuerung im jeweiligen Betriebszustand ergeben würde. Zu diesem Zeitpunkt geht das Verfahren selbstständig in einen Zustand über, der zu einer kontinuierlichen Zündung der Thyristoren führt. Indirekt wird über diesen Mechanismus mehr Schlupf bei einer kleineren Rotorflussamplitude zugelassen. Letztlich ist das Zündverhalten im eingeschwungenen Zustand nicht mehr von einem klassischen, zündwinkelbasierten Verfahren zu unterscheiden (vgl. Abbildung 4.3). In diesem Fall generiert das deutlich komplexere, prädiktive Verfahren ein Verhalten, das sich gleichwertig durch die klassische Phasenanschnittsteuerung über wesentlich einfachere Zusammenhänge erzeugen lässt. Sobald die Schwelle der Bemessungsdrehzahl über- und der Effektivwert des Motorstroms unterschritten wurde, wird der Zündwinkel zügig soweit gesenkt, dass sich ein dauerhafter Betrieb am Netz ergibt. Sobald die Thyristoren in einen dauerhaft leitenden Zustand überführt wurden, können die Bypasskontakte geschlossen werden und der Startvorgang ist abgeschlossen.

Letztlich zeigt diese Erläuterung exemplarisch, dass die Betriebsstrategie bei dem prädiktiven Verfahren einzig vom Entscheidungskriterium abhängt und durch gezielte Eingriffe so beeinflusst werden kann, dass es dem jeweiligen Betriebsziel dienlich ist. Ist es z.B. das Ziel bereits bei einer niedrigen Drehzahl auf eine kontinuierliche, statt einer intervallartigen Bestromung umzusteigen, kann die Grenze für den Rotorfluss bereits frühzeitig abgesenkt werden.

---

## 4.7 Erste Evaluation

In diesem Teil erfolgt eine erste Untersuchung des grundlegenden Verhaltens des vorgestellten prädiktiven Verfahrens. Detaillierte Einordnungen und Versuche zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit erfolgen im Kapitel 7.

### 4.7.1 Verhalten beim Starten

Abbildung 4.3 zeigt einen exemplarischen Start des Motors 1. Dieser dient zur Demonstration der Funktionalität des prädiktiven Verfahrens inkl. der Regelung. Dazu sind die Ausgangsgröße des Reglers, Strom- und Drehzahlverläufe und das Lastprofil dargestellt. Neben der rampenförmigen Vorgabe der Solldrehzahl, wird eine Haltephase ergänzt, um zu zeigen, dass das Verfahren auch zum temporären Halten einer bestimmten Drehzahl geeignet ist. Während der Messung wird das Lastmoment  $M_L$  an der Welle erzeugt, das ebenfalls variiert wird. Außerdem ist eine Systemträgheit von  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$  eingestellt. Im ersten zeitlichen Abschnitt wird zunächst ein signifikanter Rotorfluss im Motor aufgebaut. Dazu wird eine Reihe von zweiphasigen Zündungen ausgeführt, die einen pulsierenden Statorstromraumzeiger mit fester Orientierung erzeugen (vgl. Abbildung 4.1). Dieser sorgt für eine wachsende Amplitude des Rotorflussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$ .

Nach der Phase der Aufmagnetisierung startet der Hochlauf mit dem prädiktiven Verfahren. Die Lösung der Differentialgleichungen der Prädiktion erfolgt mittels explizitem Eulerverfahren. Aufgrund des verhältnismäßig geringen Prädiktionshorizonts ist der Prädiktionsfehler durch das Integrationsverfahren gering, verglichen mit Fehlern aufgrund von möglichen Abweichungen in den Modellparametern. Der Drehzahlregler stellt die maximale Stromamplitude  $i_{p,\text{max}}$  des Entscheidungskriteriums so ein, dass die aktuelle Drehzahl dem Sollwert folgt. Zum Zeitpunkt  $t = 4,5 \text{ s}$  erreicht die Drehzahlrampe ein Drehzahlplateau. Da nun keine zusätzliche Energie mehr für die Beschleunigung der Trägheit erforderlich ist, kann die maximale Stromamplitude gesenkt werden. Zum Zeitpunkt  $t = 5,5 \text{ s}$  wird das Lastmoment von  $30 \text{ Nm}$  auf  $60 \text{ Nm}$  erhöht, um die Reaktion auf einen Lastsprung zu demonstrieren. Der Drehzahlregler gleicht die Steigerung durch eine Erhöhung der maximalen Stromamplitude  $i_{p,\text{max}}$  aus. Zum Zeitpunkt  $t = 6,5 \text{ s}$  wird die Drehzahlrampe fortgesetzt und anschließend zum Zeitpunkt  $t = 7,5 \text{ s}$  das Lastmoment

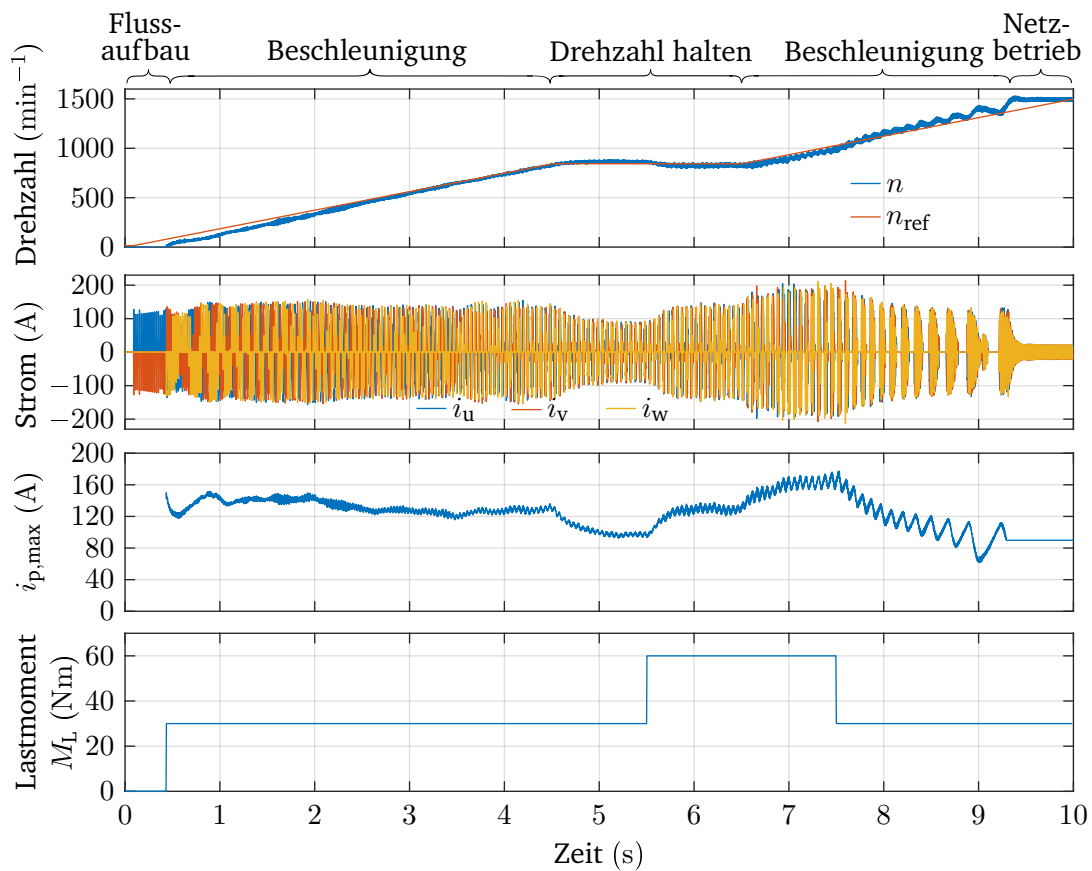


Abb. 4.3: Startrampe zur Validierung des Regelverhaltens beim Start (Motor 1,  $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$ )

wieder um 30 Nm gesenkt. Dann beschleunigt der Motor bis er die Bemessungsdrehzahl erreicht hat.

Die Messung in Abbildung 4.3 zeigt, dass das prädiktive Verfahren dazu fähig ist, einen belasteten Motor zu beschleunigen. Außerdem ist erkennbar, dass die Drehzahlregelung trotz eines sich ändernden Sollwerts oder eines sich sprunghaft ändernden Lastmoments im Stande ist, die Drehzahl in einer geeigneten Form nachzuführen.

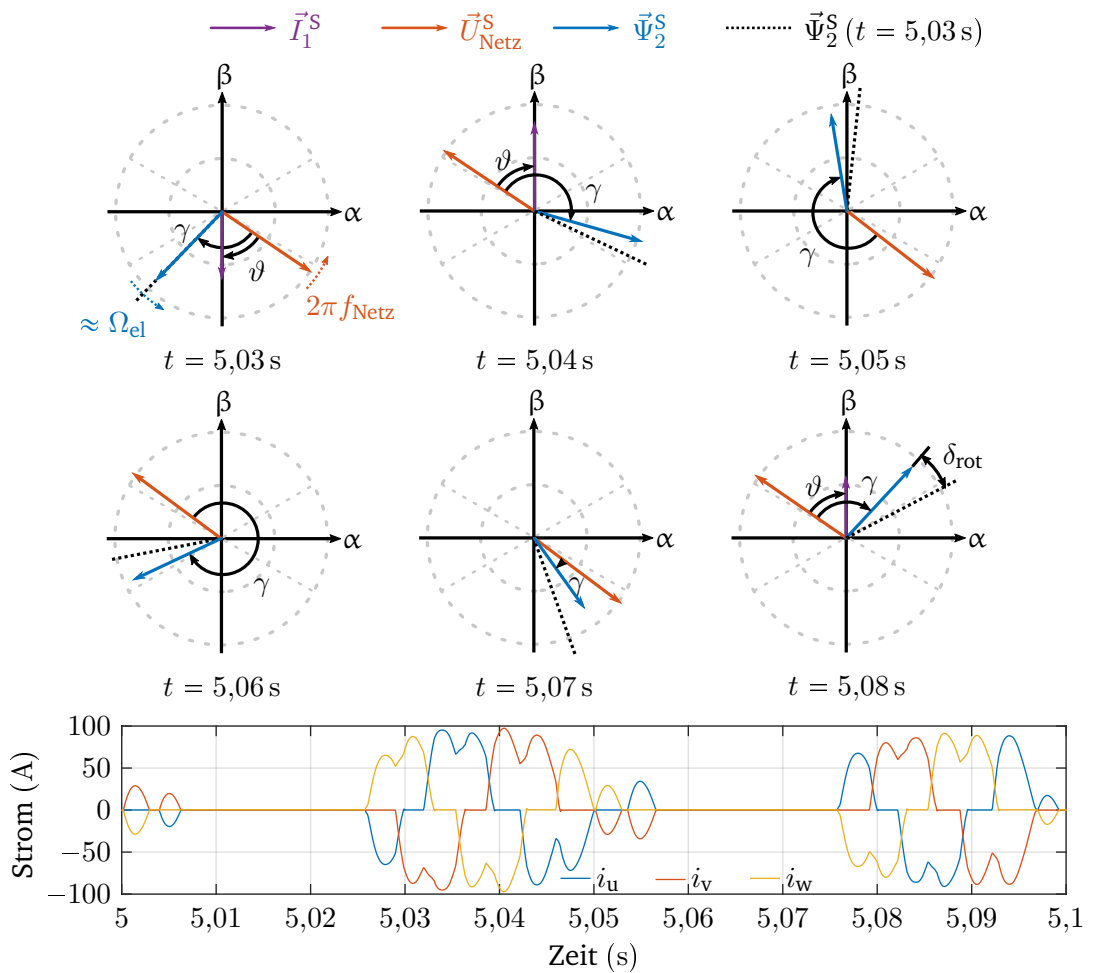


Abb. 4.4: Analyse der Zusammenhänge (Ausschnitt der Messung aus Abbildung 4.3)

#### 4.7.2 Analyse des Verhaltens

Die Messung in Abbildung 4.3 zeigt einen zeitlichen Verlauf, der aus Zeitabschnitten mit und ohne Bestromung besteht. In der gezeigten Messung variiert die Pausenlänge zwischen einer Phase mit und ohne Statorstromfluss über den Hochlauf bzw. die Drehzahl. Während die Pausen bei kleiner Drehzahl noch sehr kurz sind und eine nahezu

kontinuierliche Bestromung auftritt, werden sie mit zunehmender Drehzahl immer länger, bis sie im oberen Drittel der Bemessungsdrehzahl offensichtlich sind. Da Drehmoment nur durch einen Statorstrom erzeugt werden kann (vgl. Gleichung (4.1)), entsteht in den Zeitabschnitten ohne Statorstrom kein Drehmoment. Entsprechend wird mit dem Verfahren ein Drehmoment erzeugt, das ebenfalls Zeiten mit und ohne Drehmomenterzeugung aufweist. In Abbildung 4.3 ist dieser Zusammenhang an dem näherungsweise dreieckigen Drehzahlverlauf im Zeitbereich von  $t = 8..9,5$  s zu erkennen. In Phasen mit Statorstromfluss steigt die Drehzahl, während sie in Phasen ohne Statorstromfluss und ohne erzeugtes Drehmoment fällt.

Um dieses Verhalten besser analysieren zu können, ist in Abbildung 4.4 ein Ausschnitt von  $t = 5,0$  s bis  $t = 5,1$  s aus Abbildung 4.3 zu sehen.

Die Abbildung zeigt neben dem Stromverlauf auch den Raumzeiger des verketteten Rotorflusses  $\vec{\Psi}_2^S$ , den Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  und den Statorstromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$ . Der Winkel  $\vartheta$  beschreibt den Winkel zwischen dem Netzspannungsraumzeiger und dem Stromraumzeiger. Der Winkel  $\gamma$  beschreibt den Winkel zwischen dem verketteten Rotorflussraumzeiger und dem Spannungsraumzeiger. Der Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  rotiert mit der Netzkreisfrequenz  $2\pi f_{\text{Netz}}$ . Der verkettete Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  rotiert in Zeitabschnitten ohne Statorstrom mit der elektrischen Rotorkreisfrequenz  $\Omega_{\text{el}}$  (vgl. Gleichung (4.26)). Fließt ein Statorstrom, sorgt er für eine weitere Rotationskomponente. Der Winkel  $\delta_{\text{rot}}$  in der Raumzeigerdarstellung zum Zeitpunkt  $t = 5,08$  s repräsentiert den Beitrag der Drehung, der durch den Statorstrom im Zeitbereich von  $t = 5,03$  s bis  $t = 5,08$  s erzeugt wurde.

Im Folgenden werden die verschiedenen Raumzeigerdarstellungen in Abbildung 4.4 jeweils kurz diskutiert:

$t = 5,03$  s: Es fließt in zwei Motorphasen ein Strom, der den stehenden Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  erzeugt. Zusammen mit dem rotierenden Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  entsteht ein beschleunigendes Drehmoment. Zusätzlich zum Drehmoment, wird die Rotorflussamplitude durch den Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  weiter erhöht. Der Winkel  $\vartheta$  zwischen Spannungs- und Stromraumzeiger weist einen negativen Wert auf. Der Winkel vergrößert sich in den folgenden Millisekunden, bis es zu einer erneuten Zündung kommt und der Stromraumzeiger ebenfalls weiter

---

dreht und den Winkel  $\vartheta$  wieder verringert, bis die dreiphasige Stromführung endet.

- $t = 5,04$  s: Der Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  ist durch erneute Zündungen inzwischen  $180^\circ$  weiter gedreht. Auch in dieser Situation liegen der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  und der Statorstromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  so, dass positives Drehmoment entsteht. Gleichzeitig reduziert sich die Rotorflussamplitude, da der Stromraumzeiger mehr als  $90^\circ$  vor dem Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  liegt.
- $t = 5,05$  s: Zu diesem Zeitpunkt fließt kein Strom. Der Strom der letzten Zündung ist vollständig abgeklungen. Der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  rotiert in dieser Situation mit der elektrischen Rotorkreisfrequenz  $\Omega_{el}$ .
- $t = 5,06$  s: Auch zu diesem Zeitpunkt fließt kein Strom. Würde zu diesem Zeitpunkt eine Zündung vorgenommen, käme ein Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  zustande, der etwas hinter dem Spannungsraumzeiger liegen würde (vgl. Zeitpunkte  $t = 5,03$  s und  $t = 5,04$  s). Dieser würde zusammen mit dem Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  ein negatives Drehmoment ausbilden, das den Motor nicht beschleunigen, sondern bremsen würde. Ein analoges Verhalten zeigt sich zum Zeitpunkt  $t = 5,07$  s
- $t = 5,08$  s: Zu diesem Zeitpunkt erfolgen erneut Zündungen, da der Netzspannungsraumzeiger und der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  nun wieder in einer solchen Konstellation liegen, die positives Drehmoment erzeugt.

Das induktive Verhalten des Asynchronmotors führt dazu, dass der Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  dem Spannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  der angelegten Netzspannung nachläuft. Das hat zur Folge, dass der Winkel  $\vartheta$  auf einen geringen Bereich beschränkt ist. Bei der Betrachtung der Raumzeigerdarstellung der verschiedenen Zeitpunkte in Abbildung 4.4 zeigt sich, dass Zündungen nur dann zu Stande kommen, wenn daraus ein positives Drehmoment resultiert. Das Entscheidungskriterium sorgt demnach erfolgreich für einen Ausschluss von Zündungen mit negativem Drehmomentbeitrag. Ein positives Drehmoment ist immer dann zu erwarten, wenn der Stromraumzeiger im Winkelbereich  $\vartheta - \gamma = 0..180^\circ$  vor

dem Flussraumzeiger liegt. Daraus folgt, dass im Restbereich  $\vartheta - \gamma = 180..360^\circ$  keine Zündungen erfolgen, da negatives Drehmoment erzeugt werden würde.

Zusammengefasst wird die Lage von Phasen mit und ohne Bestromung durch den Zusammenhang von Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  bzw. Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  und Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$ , sowie der Differenz zwischen der Netzfrequenz  $2\pi f_{\text{Netz}}$  und der elektrischen Rotorkreisfrequenz  $\Omega_{\text{el}}$  bestimmt.

Die Kenntnis über die Zusammenhänge der Raumzeiger kann genutzt werden, um eine grundsätzliche Abschätzung der Zeiten mit und ohne Statorbestromung herzuleiten. Diese hilft bei der Beurteilung der Tauglichkeit des prädiktiven Verfahrens für eine bestimmte Applikation, insbesondere dann wenn ein möglichst gleichmäßiger Drehzahlverlauf erforderlich ist.

Wird der Motor nicht belastet und bleiben Netzfrequenz  $f_{\text{Netz}}$  und Motordrehzahl konstant, lässt sich die Zeit  $t_w$  für das Zurücklegen eines Winkels  $\varphi$  zwischen Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  und Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  einfach bestimmen:

$$\varphi = \int_0^{t_w} (2\pi \cdot f_{\text{Netz}} - \Omega_{\text{el}}) dt \quad (4.30)$$

$$t_w = \frac{\varphi - \varphi_0}{2\pi \cdot f_{\text{Netz}} - \Omega_{\text{el}}} \quad (4.31)$$

Unter der Annahme, dass es nur in einem definierten Bereich des Differenzwinkels  $\vartheta - \gamma = 0..180^\circ$  zur Bestromung kommt und während der restlichen Zeit keine Bestromung auftritt, lässt sich die Pausenzeit  $t_{\text{pause}}$  in Abhängigkeit der elektrischen Rotorkreisfrequenz  $\Omega_{\text{el}}$  bestimmen, die sich über den Hochlauf verändert:

$$t_{\text{pause}} = \frac{\pi}{2\pi \cdot f_{\text{Netz}} - \Omega_{\text{el}}} \quad (4.32)$$

Als Pausenzeit  $t_{\text{pause}}$  ist der Zeitabschnitt definiert, der sich zwischen zwei Phasen des Stromflusses erstreckt. In Abbildung 4.4 erstreckt sich die Pausenzeit z.B. von  $t = 5,007$  s bis  $t = 5,025$  s sowie von  $t = 5,057$  s bis  $t = 5,075$  s.

In realen Applikationen gibt es immer mindestens ein minimales Gegenmoment, das z.B. durch passive Motorlüfter, Luftwiderstand im Luftspalt des Motors oder Lagerreibung bzw. Reibung in der angeschlossenen Arbeitsmaschine verursacht wird. Bei einem konstanten

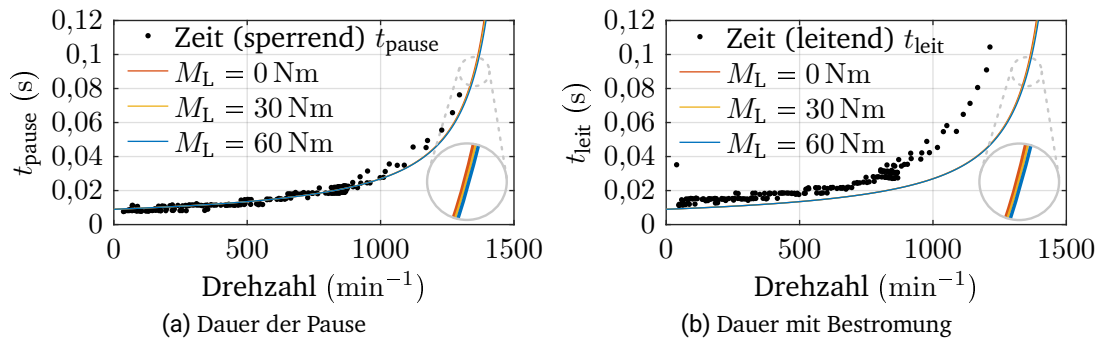


Abb. 4.5: Darstellungen der berechneten Pausenzeit im Vergleich zu gemessenen Daten

Lastmoment  $M_L$  und konstanter Systemträgheit  $J_{ges}$  ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\varphi = \int_0^{t_w} \int_0^{t_w} \frac{1}{J_{ges}} M_L dt dt \quad (4.33)$$

$$= \omega_0 \cdot t_w + \frac{M_L}{2 \cdot J_{ges}} \cdot t_w^2 + \varphi_0 \quad (4.34)$$

Die theoretische Pausenzeit ergibt sich unter diesen Umständen aus folgender Gleichung:

$$t_{pause} = -\frac{(2\pi \cdot f_{Netz} - \Omega_{el}) \cdot J_{ges}}{M_L} + \sqrt{\frac{(2\pi \cdot f_{Netz} - \Omega_{el})^2 \cdot J_{ges}^2}{M_L^2} - \frac{2 \cdot \pi \cdot J_{ges}}{M_L}} \quad (4.35)$$

In Abbildung 4.5a sind die Pausenzeiten während des Hochlaufs (Abbildung 4.3) als schwarze Punkte dargestellt. Außerdem sind drei Lastsituationen visualisiert. Offensichtlich sind die realen Pausenzeiten und die theoretischen Pausenzeiten, insbesondere im unteren Drehzahlbereich, deckungsgleich. Im oberen Drehzahlbereich gibt es leichte Abweichungen, die durch die idealisierten Annahmen bei der theoretischen Betrachtung verursacht werden. Der größte Anteil der Abweichung ist darauf zurückzuführen, dass das Verfahren nur bis zu einem verringerten Winkelbereich Zündungen vornimmt, um



---

den Rotorfluss zu erhalten. Das führt dazu, dass der Bereich des Differenzwinkels größer ist, als der idealisierte Wertebereich von  $\gamma = 0..180^\circ$ . Es wird außerdem deutlich, dass die Belastungssituation nur einen geringen Einfluss auf die Strompausenzeiten hat.

Die in Abbildung 4.5a dargestellten Pausenzusammenhänge können nun genutzt werden, um das prädiktive Verfahren bezüglich seiner Eignung für verschiedene Applikationen zu bewerten. So ist die Anwendung des prädiktiven Verfahrens in Applikationen mit sehr hohen Gleichlaufanforderungen problematisch. Bei Applikationen, die keine Anregung im Bereich von wenigen Hertz vertragen, sollte auf andere Lösungen gesetzt werden. Außerdem verdeutlicht die Abbildung, dass ein gewisser Wechsel zwischen Antrieb und Pause bei diesem Verfahren immanent ist.

Abbildung 4.5b zeigt die Dauer der Zeitabschnitte mit Bestromung während des Hochlaufs. Die Punkte repräsentieren die Zeiten, die für die Dauer der Bestromung gemessen wurden. Zusätzlich werden die idealisierten Kurven zur Pausenzeitvorhersage gezeigt. Wären die Verhältnisse in Zeiten mit und ohne Bestromung identisch, sollte der identische Gleichungszusammenhang zur Vorhersage verwendet werden können. Offensichtlich passen die Vorhersage und die Messdaten aber nicht überein. In Abbildung 4.4 ist neben den Raumzeigern eine gestrichelte Linie gezeichnet, die der Position des Flussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$  auf dem Rotor zum Zeitpunkt  $t = 5,03 \text{ s}$  entspricht. Während der Bestromung wandert der Flussraumzeiger weiter auf dem Rotor, wobei die gestrichelte Linie auf der gleichen mechanischen Position mitdreht. In Zeiten ohne Stromfluss im Stator bleibt die Position in festem Abstand zur gestrichelten Linie. Während ein Strom durch den Stator fließt, ändert sich hingegen die mechanische Lage des Rotorflussraumzeigers auf dem Rotor. Die Ursache für diese Positionsänderung während der Bestromung ist der Schlupf des Asynchronmotors. Dieser Schlupf führt zudem dazu, dass die Phasen der Bestromung länger dauern und sich somit den Unterschied zwischen der vorhergesagten Pausenzeit  $t_{\text{pause}}$  und der tatsächlichen Dauer der Bestromung  $t_{\text{leit}}$  erklären lässt.

### 4.7.3 Abweichungen in der Prädiktion

Wie in den vorhergehenden Abschnitten erläutert, basiert das prädiktive Verfahren auf einem linearen Motormodell. Die Stromverdrängung im Rotor oder das Sättigungsverhalten des Eisenblechs finden in diesem einfachen Modell keine Berücksichtigung, obwohl

---

sie das elektrische Verhalten direkt beeinflussen.

Ein wesentlicher Einflussfaktor ist die Sättigung des Motorblechs. Bei Asynchronmotoren kann zwischen der Sättigung der Hauptinduktivität bzw. des Hauptflusses und der Streuinduktivitäten bzw. der Streuflüsse unterschieden werden.

Die Sättigung des Hauptflusses ist für die Prädiktion des Motorverhaltens nicht von entscheidender Bedeutung. Der verhältnismäßig hohen Werte der Hauptinduktivität und der Rotorzeitkonstante  $\tau_2$  bei industriellen Asynchronmotoren sorgen dafür, dass ein einzelner Strompuls nur einen geringen Einfluss auf die Magnetisierung des Motors hat. Die maximale Dauer eines Strompulses liegt etwas über 10 ms, wohingegen die Rotorzeitkonstanten jenseits der 100 ms liegen. Entsprechend kann die Sättigung während der Prädiktion der Einzelimpulse mit guter Näherung vernachlässigt werden. Sicherlich kann das prädiktive Verfahren auch dazu verwendet werden den verketteten Rotorfluss  $\vec{\Psi}_2^S$  bei niedrigen Drehzahlen gezielt in die Sättigung zu treiben. Für diesen Fall werden in verschiedenen Veröffentlichungen Möglichkeiten zur Vermessung und Berücksichtigung der Sättigung des Hauptflusses vorgeschlagen [41], die im Prädiktionsmodell berücksichtigt werden können.

Neben der Sättigung des Hauptflusses ist eine Streuflusssättigung möglich. Gerade während des Anlaufs, bei dem hohe Ströme auftreten, kommt es zu einer partiellen Sättigung der Streuflusswege. Ein typischer Bereich, in dem diese Form der Sättigung auftritt, ist die Materialüberdeckung über den Rotorstäben eines Käfigläufers. Verschiedene Veröffentlichungen stellen jedoch fest, dass eine analytische Berechnung der Streuflusssättigung kaum möglich ist, da sich eine Vielzahl von Effekten überlagert und die Sättigung stark von den geometrischen Bedingungen im Motor abhängt [39]. In [11] und [47] werden zwei Methoden hergeleitet, mit denen ein definierter Anteil der Streuung berücksichtigt werden kann. Allerdings berücksichtigen diese Methoden nur Teilaspekte der real auftretenden Sättigung. Zudem gibt es Streuflussanteile, wie den stirnseitigen Streufluss, die hauptsächlich durch Luft verlaufen und daher fast frei von Sättigungserscheinungen sind. Daher ist eine Berücksichtigung der Streuflusssättigung für die Prädiktion zusammenfassend wenig zielführend.

Zusätzlich zu den Sättigungseffekten wird das Verhalten des Motors vom Stromverdrängungseffekt beeinflusst (vgl. Kapitel 2.1.3). Dabei wirkt der Stromverdrängungseffekt auf zwei verschiedene Weisen. Zum einen gibt es eine Veränderung des Rotorwiderstands  $R_2$

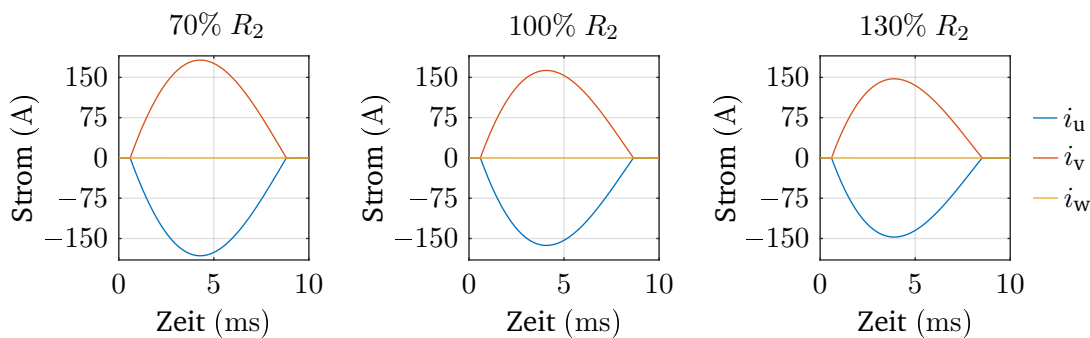


Abb. 4.6: Simulation mit Variation des Rotorwiderstands  $R_2$  bei Motor 1 in unmagnetisiertem Anfangszustand bei  $n = 1050 \text{ min}^{-1}$

und der Rotorstreuinduktivität  $L_{2\sigma}$  in Zusammenhang mit der Frequenz der elektrischen Größen im Läufer. Dieser Effekt kann messtechnisch gut erfasst werden und ist z.B. in Abbildung 2.1 zu erkennen. Um diesen Effekt zu kompensieren, müssten der Rotorwiderstand  $R_2$  und die Rotorstreuinduktivität  $L_{2\sigma}$  in Bezug auf die Motordrehzahl  $n$  in der Prädiktion berücksichtigt werden. Neben der Abweichung beim Strom kommt es außerdem zu einer Abweichung beim prädizierten Drehmomentverlauf.

Neben diesem drehzahlabhängigen Teil tritt der Stromverdrängungseffekt aufgrund des nicht sinusförmigen Speisestroms auf. Auf die höherfrequenten Anteile des Speisestroms wirkt ein höherer Rotorwiderstand und eine reduzierte Rotorstreuinduktivität  $L_{2\sigma}$  durch die Stromverdrängung.

In Abbildung 4.6 ist ein Strompuls bei drei unterschiedlichen Rotorwiderständen gezeigt. Der Strompuls wurde jeweils mittels Simulationsmodell auf Basis der Dynamikgleichungen des Asynchronmotors bestimmt. Dabei wurde die Stromverdrängung nicht modelliert, sondern nur der Rotorwiderstand modifiziert. Die Motorparameter entsprechen denen von Motor 1, der in der Simulation mit einer festen Drehzahl von  $n = 1050 \text{ min}^{-1}$  rotiert. Vor dem Strompuls war der Motor unmagnetisiert. In diesem Fall führen selbst deutliche Abweichungen des Rotorwiderstands nur zu geringen Abweichungen in Amplitude und Form des Statorstroms.

Zusammengefasst beeinflusst der Stromverdrängungseffekt das produzierte Drehmoment und den produzierten Strom. Beide Wirkungsweisen können durch eine zusätzliche

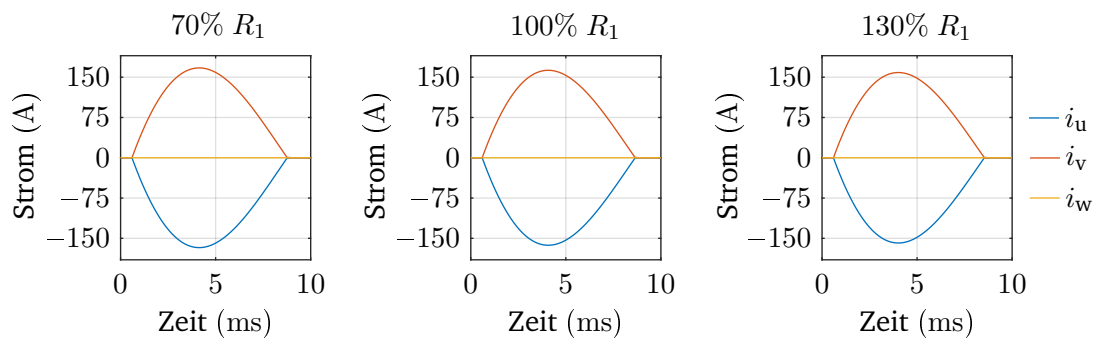


Abb. 4.7: Simulation mit Variation des Statorwiderstands  $R_1$  bei Motor 1 in unmagnetisiertem Anfangszustand bei  $n = 1050 \text{ min}^{-1}$

Ergänzung des Motormodells prinzipiell Berücksichtigung finden. [5] präsentiert eine Modellierung, die den Fokus mehr auf eine praktische Anwendung in der Antriebstechnik legt, statt auf eine Darstellung der Gleichungen möglichst nah an den physikalischen Kerngrößen. In [33] wird ein Lösungsansatz zur Bestimmung der Parameter der Modellierung beschrieben. Eine Möglichkeit zur Modellierung der Stromverdrängung wird in [60] gezeigt, auf die im Kapitel 6 näher eingegangen wird. Eine Berücksichtigung in der Prädiktion ist dementsprechend denkbar, allerdings führen alle drei Modellierungsansätze zu zusätzlichen Systemzuständen. Somit müssen für die Prädiktion weitere Differentialgleichungen gelöst werden, sodass der bereits hohe Rechenaufwand weiter steigt und eine Umsetzung auf einem Low-Cost Mikroprozessor weiter erschwert. Aufgrund dieser Einschränkungen scheint eine explizite Modellierung der Stromverdrängung für die Prädiktion nicht zielführend.

Neben den diskutierten Abweichungen hat zudem die Erwärmung des Motors einen Einfluss auf den Statorwiderstand  $R_1$  und den Rotorwiderstand  $R_2$  und damit auf das Prädiktionsergebnis. Abbildung 4.7 zeigt eine Variation des Statorwiderstands unter den Bedingungen, die bereits für die Variation des Rotorwiderstands in Abbildung 4.6 verwendet wurden. Auch hier ist ein Einfluss des Statorwiderstands auf den Strompuls erkennbar. Trotz deutlicher Variation des Statorwiderstands bleibt der Einfluss jedoch begrenzt.

Trotz der Gesamtheit der beschriebenen Abweichungen zeigt die Messung in Abbil-

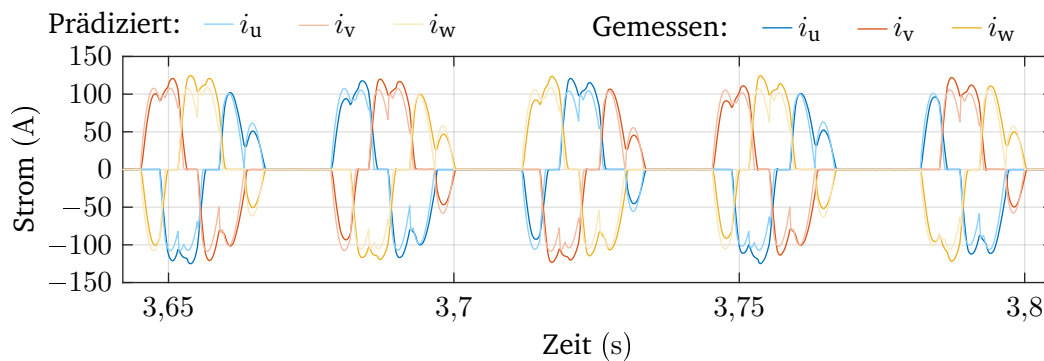


Abb. 4.8: Vergleich von prädiziertem (helle Farben) und gemessenem Verlauf (dunkle Farben) des Statorstroms

dung 4.3, dass ein kontrollierter Betrieb möglich ist. In Abbildung 4.8 sind die prädizierten und gemessenen Stromverläufe für einen beliebigen Ausschnitt dargestellt. In der Abbildung sind vor allem im Bereich mit großen Stromänderungen Abweichungen zu erkennen, die sich jedoch in einem vertretbaren Rahmen halten. Diese Messung zeigt daher exemplarisch, dass alle elementaren Effekte in der Modellierung Berücksichtigung gefunden haben.

Zudem werden die Abweichungen im prädizierten Strom- und Drehmomentverlauf durch den Drehzahl- bzw. Stromregler so kompensiert, dass sie das Gesamtsystemverhalten nicht stören.

#### 4.7.4 Verhalten beim Bremsen

Alle bisherigen Erläuterungen betrachten das Ziel, den Motor zu beschleunigen. Gerade für die industriellen Drehstromsteller mit großem Funktionsumfang ist auch das Bremsen von Motoren eine wichtige Grundfunktion, die in vielen Applikationen mit großer Massenträgheit Anwendung findet.

Ausgangspunkt für eine Bremsung ist, unabhängig vom verwendeten Ansteuerverfahren, ein Netzbetrieb des Motors über die Bypasskontakte des Drehstromstellers. Im ersten Schritt erfolgt eine dauerhafte Zündung der Thyristoren und ein Öffnen der Bypasskontakte. Anschließend wird die dauerhafte Zündung unterbrochen und der Statorstrom

---

kommt im Nulldurchgang zum Erliegen. Danach setzt das jeweilige Bremsverfahren ein, um die Drehzahl so lange zu reduzieren bis der Motor den Stillstand erreicht hat. Mit dem Erreichen des Stillstands und Beendigung der Bestromung ist der Bremsvorgang abgeschlossen.

Entsprechend liegt es nahe, das prädiktive Verfahren nicht nur zum Erzeugen von positivem, sondern auch von negativem Drehmoment zu nutzen, um den Motor abzubremsen. Dazu gibt es zwei mögliche Ansätze. Zum einen ist es, wie beim Gegenstrombremsen, möglich, zunächst die Netzdrehrichtung mittels zusätzlicher Wendeschützschtaltung zu drehen. Anschließend kann mit dem prädiktiven Verfahren bremsendes Drehmoment erzeugt werden. Alternativ besteht die Möglichkeit ohne zusätzliche Schütze ein Bremsmoment zu erzeugen. Beide Ansätze werden im folgenden Abschnitt beschrieben und diskutiert.

### Verfahren mit Wendeschützen

Soll das prädiktive Verfahren in Kombination mit Wendeschützen zum Bremsen von Asynchronmotoren eingesetzt werden, wird der Ablauf eines Bremsvorgangs um das Öffnen und Schließen der Schütze zum Drehen der Netzdrehrichtung ergänzt. Nachdem dieser Vorgang abgeschlossen ist, drehen sich der Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  und der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  bzw. der Raumzeiger der induzierten Motorspannung  $\vec{U}_1^S$  in entgegengesetzte Richtung. Dies muss bei der Prädiktion des Netzspannungsverlaufs über den Prädiktionshorizont berücksichtigt werden. Da der Motor bezogen auf die Netzspannungsdrehrichtung in negative Richtung rotiert, brauchen die Drehmomentgrenzen im Entscheidungskriterium nicht modifiziert werden. Abbildung 4.9 zeigt eine exemplarische Bremsung des Motors 1. Zum Zeitpunkt  $t = 0,1 \text{ s}$  ist das Stellen der Wendeschütze abgeschlossen und die Bestromung beginnt. Es ergibt sich eine unregelmäßige Bestromung, die den Motor stückweise abbremst, bis der Stillstand nach ca.  $t = 5,1 \text{ s}$  erreicht wird und der Bremsvorgang beendet ist. Die Drehzahlabnahme ist linear. Diese Messung zeigt, dass das Bremsen mit dem prädiktiven Verfahren ohne weiteres möglich ist.

Nachteilig bei dem beschriebenen Verfahren ist, dass zwei Schütze zum Wenden der Netzspannung erforderlich sind. Dies sorgt für eine nennenswerte Erhöhung der Materialkosten in einer industriellen Applikation für Schütze, Kabel und Ansteuerungskomponen-

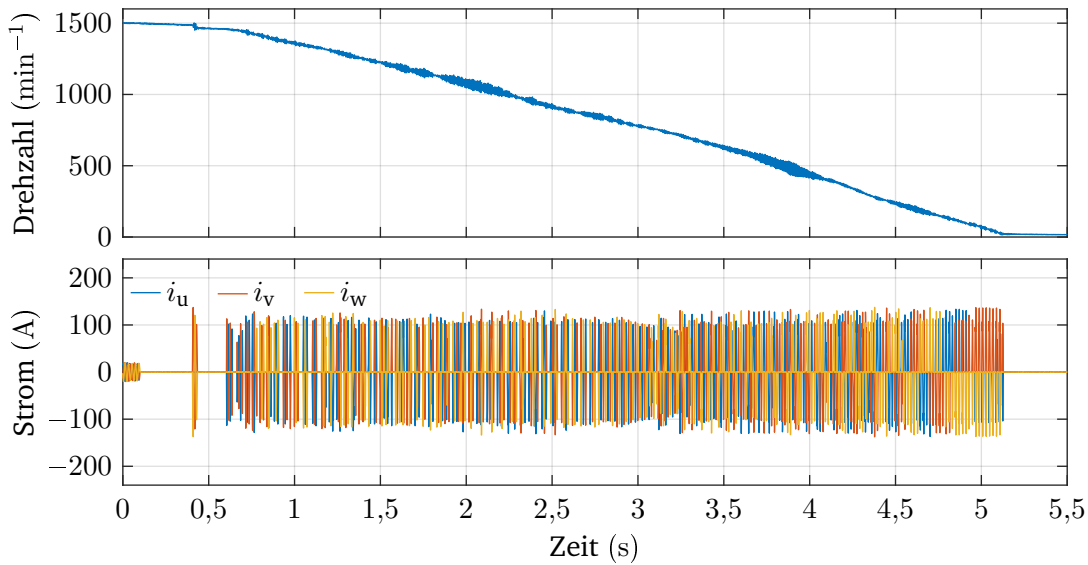


Abb. 4.9: Bremsvorgang mit Motor 1 unter Verwendung der Wendeschütze Q1 und Q2 zum Wenden der Netzdrehrichtung (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

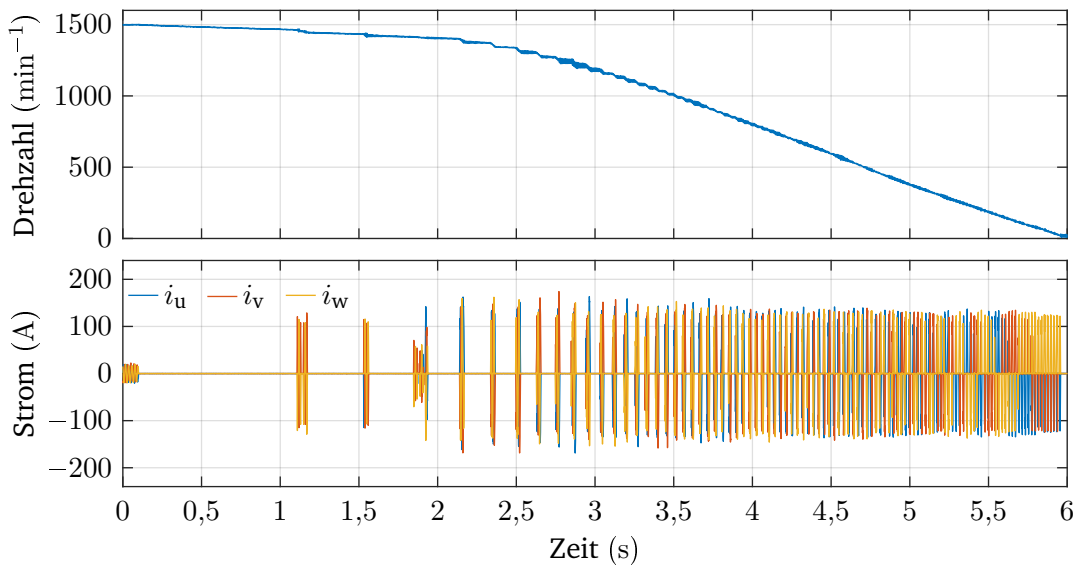


Abb. 4.10: Bremsvorgang mit Motor 1 ohne Verwendung von Wendeschützen (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

---

ten, sowie für einen größeren Bedarf an umbautem Raum im Schaltschrank. Zusätzlich kommen Kosten für die Montage hinzu und die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls des Gesamtsystems erhöht sich. Dementsprechend ist es attraktiv, wenn auf die zwei Schütze zum Wenden verzichtet werden kann.

### Verfahren ohne zusätzliche Schütze

Hier setzt der zweite Ansatz zum Bremsen von Asynchronmotoren am Drehstromsteller unter Verwendung des prädiktiven Verfahrens an. Basis ist ebenfalls ein klassischer Drehstromsteller, der allerdings auf die beiden Wendeschütze verzichtet. Um das Verfahren auf die Situation des Bremsens anzupassen, muss das drehmomentbezogene Kriterium aus Gleichung (4.18) durch eine alternative Definition ersetzt werden:

$$\text{mean} (M_M (t = 0..t_p)) < M_{p,\text{avgmax}} \quad (4.36)$$

Statt also das mittlere Drehmoment gegen ein mittleres, minimales Drehmoment abzugleichen wird nun das mittlere Drehmoment mit einem mittleren, maximalen Drehmoment  $M_{p,\text{avgmax}}$  verglichen. Dies stellt sicher, dass ausschließlich bremsende Pulse gezündet werden.

Abbildung 4.10 zeigt einen exemplarischen Bremsvorgang. Dieser weist deutliche Unterschiede zu dem in Abbildung 4.10 dargestellten Bremsvorgang unter Verwendung von Bremsschützen auf. Nach der Unterbrechung des dauerhaften Stromflusses bei  $t = 0,1$  s trudelt der Motor zunächst ca. 1 s lang aus, bevor die Bestromung beginnt. Anschließend erfolgt ein Abschnitt in dem wenige Pulse mit längeren Pausen auftreten, die über die Zeit immer kürzer werden. Während dieser Phase des Bremsvorgangs sinkt die Drehzahl nur wenig. Ab einer Drehzahl von  $n = 1200 \text{ min}^{-1}$  geht die Bremsung in einen Abschnitt über, bei dem die Drehzahl linear abnimmt. Zum Zeitpunkt  $t = 5,9$  s ist der Bremsvorgang abgeschlossen.

Der erste Abschnitt der Bremsung ist durch wenige Zündungen gekennzeichnet. Außerdem ist in Abbildung 4.10 ersichtlich, dass über die Dauer des Bremsvorgangs im ersten Abschnitt die Zeit zwischen den Pulsen immer weiter abnimmt. Diese Beobachtung korreliert mit der Analyse der Pausenzeiten aus Abschnitt 4.7.2. Je näher die aktuelle



---

Rotordrehzahl  $n$  an der synchronen Drehzahl liegt, desto länger muss gewartet werden, bis die Kombination aus Motorspannung und EMK eine Erzeugung von negativem Drehmoment ermöglicht. Ursächlich für dieses Verhalten ist die geringe Differenzgeschwindigkeit zwischen dem Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  und dem Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$ . Je größer die Differenzgeschwindigkeit ist, desto schneller ergibt sich wieder die Möglichkeit Zündungen, die ein negatives Drehmoment erzeugen, auszuführen.

Im zweiten Abschnitt, der durch eine lineare Drehzahlabnahme gekennzeichnet ist, spielt die Dauer zwischen den Pausen nur noch eine untergeordnete Rolle, da die Differenzdrehzahl zwischen Rotation des Netzspannungsraumzeigers  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  und des Rotorflussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$  immer weiter steigt. Die Zusammenhänge bestätigen indirekt die Analyse der Pausenzeiten, die in Abbildung 4.5a durchgeführt wurde.

Verglichen mit dem in Abbildung 4.9 dargestellten Ansatz, ist es beim Verzicht auf Wendeschütze nicht möglich, eine beliebig schnelle Bremsung durchzuführen. Vielmehr ist die Bremsung im ersten Abschnitt von einer günstigen Konstellation von Motor- und Netzspannung abhängig, die eine gewisse Wartezeit erfordert. Sobald jedoch die Drehzahl auf ca.  $\frac{5}{6}$  der Synchrondrehzahl abgesunken ist, lässt sich die Bremsgeschwindigkeit variabel einstellen.

Nichtsdestotrotz gelingt es mit dem prädiktiven Verfahren ohne zusätzliches Equipment einen Motor definiert abzubremesen, der an einen Drehstromsteller angeschlossen ist. Detailliertere Untersuchungen zur Leistungsfähigkeit des Verfahrens werden in Kapitel 7 vorgestellt.

## 4.8 Zwischenfazit

In diesem Kapitel konnte gezeigt werden, dass der Start eines Asynchronmotors auf Basis eines modellprädiktiven Verfahrens möglich ist. Die zugrundeliegende Modellierung und die Entscheidungskriterien, sowie ein Flusschätzer und eine Reglerstruktur zur Optimierung des Verhaltens wurden detailliert vorgestellt. Die Funktionsfähigkeit wurde für den Motorstart exemplarisch nachgewiesen. Das Bremsen mit dem Drehstromsteller wurde anhand von zwei Messungen präsentiert. Als besonderer Vorteil ist die gute Bremsleistung auch ohne die Verwendung von Wendeschützen hervorzuheben. Die Ursachen und

---

Zusammenhänge des Anlaufverhaltens wurden analysiert und so aufbereitet, dass sie zur Beurteilung der Tauglichkeit für die jeweilige Applikation genutzt werden können.

Neben der erfolgreichen Umsetzung des prädiktiven Verfahrens bleiben jedoch verschiedene Herausforderungen, die einer raschen industriellen Umsetzung im Weg stehen. Das sind im Wesentlichen:

- **Rechenleistung:** Wie bei vielen modellprädiktiven Ansätzen ist der erforderliche Rechenaufwand zur Lösung der Zündoptionen in Echtzeit auf einem Mikrocontrollersystem eine große Herausforderung. Zwar steigt die verfügbare Rechenleistung für Mikrocontrollersysteme und der zugehörige Preis sinkt, eine Umsetzbarkeit auf Prozessoren von heute am Markt verfügbaren Drehstromstellerprodukten ist jedoch fraglich.
- **Motorparameter:** Das Verfahren erfordert eine detaillierte Kenntnis der Motorparameter, damit eine präzise Vorhersage des Motorverhaltens erfolgen kann. Diese liegen Nutzern von Drehstromstellern in der Praxis nicht vor und lassen sich auch nicht vom Typenschild eines Motors ablesen oder aus dessen Datenblatt hinreichend genau ermitteln.
- **Drehzahlmessung:** Damit das Verfahren umgesetzt werden kann, ist eine Drehzahlmessung erforderlich. Diese verursacht zusätzliche Kosten (Beschaffung, Montage, Verkabelung etc.), sodass eine Umsetzung in der industriellen Praxis unwirtschaftlich ist.

Nichtsdestotrotz bietet das prädiktive Verfahren eine Möglichkeit zur hochpräzisen Zündung der Thyristoren, da durch die Prädiktion sogar in Randbereichen alle Einflüsse berücksichtigt werden, die die Ausprägung von Strom und Drehmoment verändern. Entsprechend werden alle, in den nächsten Kapiteln vorgestellten, Verfahren am Verhalten des prädiktiven Verfahrens gemessen.

Ein Vorteil des prädiktiven Verfahrens ist bereits erkennbar. Trotz des Verzichts auf zusätzliche Schütze beim Bremsen kann dennoch ein leistungsfähiges Bremsverfahren zur Verfügung gestellt werden. In später vorgestellten Untersuchungen zeigt sich, dass auch die beabsichtigte Reduktion der Motor- und Drehstromstellerverluste mit diesem Verfahren erreicht werden kann.

---

## 5 Softstarter Torque and Flux Control Verfahren (STFC-Verfahren)

---

Beim Vergleich der traditionellen, phasenanschnittbasierten Ansteuerung des Drehstromstellers mit dem prädiktiven Verfahren ist die Berücksichtigung des verketteten Rotorflusses einer der elementarsten Unterschiede. Zudem arbeitet das Verfahren nicht nur mit Effektivwerten, sondern fällt die Zündentscheidungen auf Basis ihrer unmittelbaren Wirkung auf den Motor.

Die Untersuchungen im letzten Kapitel haben gezeigt, dass es insbesondere beim Bremsen Vorteile beim Einsatz des prädiktiven Verfahrens gibt. Gleichzeitig werden allerdings auch viele Parameterinformationen und Rechenleistung benötigt, um dieses Verfahren in einem industriellen Produkt implementieren zu können.

Dieses Kapitel präsentiert ein Verfahren, das ein sehr ähnliches Verhalten mit wesentlich weniger Rechenaufwand erzielt. Das Verfahren kombiniert die grundlegenden Ideen der feldorientierten Regelung des Asynchronmotors am Pulswechselrichter mit dem Phasenanschnittverfahren. Wie auch beim prädiktiven Verfahren erfolgt eine Bewertung der Zündungen aufgrund der unmittelbaren Auswirkungen auf den Motor. Basis dafür sind Abstraktionen und vereinfachte Bewertungen. Die Analysen in Kapitel 4.7.2 geben bereits einen ersten Hinweis auf diesen Ansatz.

### 5.1 Konzept

Ziel dieses Ansatzes ist die Erzeugung des Systemverhaltens des prädiktiven Verfahrens, ohne rechenaufwendige Prädiktionen und Entscheidungsfindung. Dazu wird je ein Kriterium mit Netzspannungsbezug und ein Kriterium mit Bezug zum verketteten Rotorfluss

---

definiert, die im Folgenden näher vorgestellt, vereinigt und optimiert werden. Das Ergebnis ist das „Softstarter Torque and Flux Control“-Verfahren (STFC-Verfahren).

### 5.1.1 Spannungskriterium

Eine günstige Eigenschaft der Ansteueralgorithmen auf Basis des Phasenanschnitts ist der geringe Rechenleistungsbedarf zur Umsetzung auf einem Controller. In Abbildung 2.4 ist eine mögliche Definition für den Ansteuerwinkel  $\alpha$  dargestellt. Der Ansteuer- oder Zündwinkel  $\alpha$  beschreibt den Abstand zwischen dem Zündzeitpunkt und dem vorhergehenden Spannungsnulldurchgang. Diese Definition lässt aber wenig Spielraum und ist für das angestrebte Verfahren zu beschränkend, da weitere Kriterien berücksichtigt werden sollen.

Entsprechend wird die Definition von einem festen Punkt auf einen Zündbereich ausgeweitet, in dem die Zündung stattfinden kann. Diese Definition ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Statt eines festen Zündwinkels gibt es einen Zündbereich, der durch die Winkel  $\alpha_{\min}$  und  $\alpha_{\max}$  begrenzt wird. Liegt der aktuelle Zeitpunkt zwischen diesen zwei Grenzen, kann eine Zündung erfolgen. Verglichen mit dem, in Abbildung 2.4 dargestellten, Verfahren werden auch Zündungen berücksichtigt, die zu einer kleineren Stromamplitude führen, als beim Zünden mit einem festen Zündwinkel  $\alpha$ . Diese Ausweitung kollidiert somit nicht mit der Anforderung den Strom zu begrenzen. Im Folgenden wird der Bereich zwischen den Winkeln  $\alpha_{\min}$  und  $\alpha_{\max}$  als „Spannungsfenster“ bezeichnet.

Abbildung 5.2 zeigt die Überführung des Spannungsfensters in das ständerfeste Koordinatensystem der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene. In dieser Abbildung ist neben dem Spannungsfenster der Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  gezeigt, der mit der Netzkreisfrequenz  $2\pi f_{\text{Netz}}$  rotiert und die Bezugsgröße für die Winkel  $\alpha_{\min}$  und  $\alpha_{\max}$  ist. Neben den Größen mit Spannungsbezug sind zusätzlich drei Strahlen dargestellt, die die Richtung eines potentiellen Stromraumzeigers einer zweiphasigen Zündung anzeigen (vgl. Abbildung 4.1).

Da das Verfahren auf einem zeitdiskreten Prozessor umgesetzt wird, muss die Prüfung der Lage zyklisch vorgenommen werden. Liegt einer der Strahlen während der zyklischen Prüfung im Spannungsfenster, kann die zum Strahl gehörige Zündkombination gezündet werden. Wäre dies das einzige Kriterium, würde sich ein Phasenanschnittbetrieb ergeben, bei dem dem Winkel  $\alpha_{\max}$  die Funktion des Zündwinkels zukommt. Vorausset-

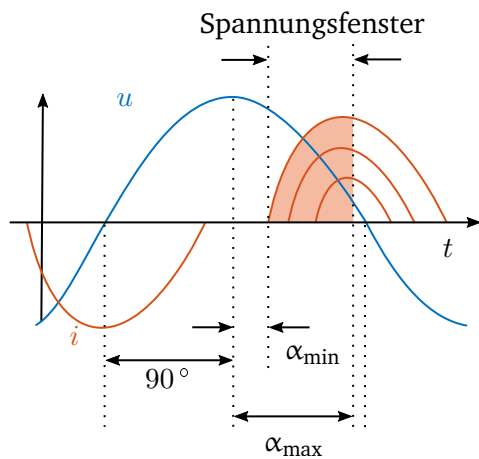


Abb. 5.1: Definition des Spannungskriteriums im Zeitbereich

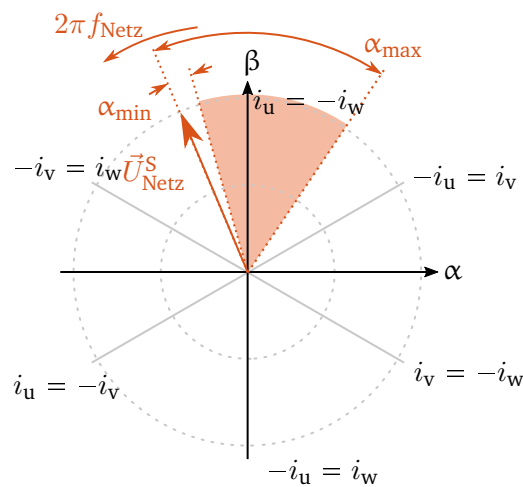


Abb. 5.2: Definition des Spannungskriteriums für einen Zeitpunkt in der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene

zung ist, dass die Periodendauer der Prüfung der Lage des Spannungsfensters und des Spannungsraumzeigers klein genug ist.

### 5.1.2 Rotorflusskriterium

Neben dem Kriterium mit Spannungsbezug wird ein Kriterium mit Bezug zum verketteten Rotorfluss definiert. Dadurch ist es möglich das in Kapitel 4.7.2 analysierte Verhalten nachzuempfinden.

Wie bereits beim prädiktiven Verfahren soll auch beim STFC-Verfahren die Auswirkung einer Zündung auf das entstehende Drehmoment bewertet werden. Für diese Bewertung wird auf ein Vorgehen zurückgegriffen, das bereits die Grundlage der feldorientierten Regelung von Drehstrommotoren am Pulswechselrichter bildet (vgl. Abschnitt 2.3.2). Dazu werden die Statorströme mit Hilfe der Gleichung (2.19) von der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene in die d-q-Ebene transformiert. Dabei wird der Transformationswinkel  $\varphi_R$  so gewählt, dass der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^R$  stets auf der Realachse des Koordinatensystems liegt. Im Folgenden werden die Größen, die in diesem rotorflussorientierten Koordinatensystem geführt werden, durch ein hochgestelltes R gekennzeichnet. Durch die Anwendung der Transfor-

mation ist es möglich, den Einfluss der Komponenten eines Statorstromraumzeigers  $\vec{I}_1^R$  auf das Drehmoment direkt zu bewerten. So führt ein positiver Imaginärteil zu einem positiven Drehmoment und ein negativer Imaginärteil zu einem negativen Drehmoment. Die Drehmomentgleichung des Asynchronmotors (4.6) kann nun wie folgt vereinfacht werden:

$$M_M = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_h}{L_2} \cdot i_{1,q} \cdot \Psi_{2,d} \quad (5.1)$$

Analog zum Einfluss des Stroms auf das Drehmoment kann der Einfluss eines beliebigen Stromraumzeigers auf den Rotorfluss bewertet werden. Weist der Strom im Rotorflusskoordinatensystem einen positiven Realteil auf, steigt der Rotorfluss, bei negativem sinkt er.

Im Gegensatz zum Pulswechselrichter, mit dem gezielt Statorstromraumzeiger eingepreßt werden können, ist der Drehstromsteller diesbezüglich stark eingeschränkt. Zwar lassen sich stehende, in der Amplitude pulsierende Stromraumzeiger (zweiphasige Zündung) und mit Netzfrequenz rotierende Stromraumzeiger (dreiphasige Zündung) erzeugen, allerdings ist der Gestaltungsspielraum minimal. Aus diesem Grund wird für die weiteren Betrachtungen davon ausgegangen, dass Stromraumzeiger auftreten, die in Betrag und Winkel statistisch verteilt sind und dass das Ziel die Beschleunigung des Motors ist. In diesem Fall werden alle Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^R$  mit einem positiven Imaginärteil gestellt ( $i_{1,q} > 0$ ) und alle Stromraumzeiger  $\vec{I}_1^R$  mit einem negativem Imaginärteil ( $i_{1,q} < 0$ ) unterbunden. Unter Vernachlässigung des Einflusses einer solchen Strategie auf den Rotorfluss, würde der Motor beschleunigt werden.

Bei einem real existierenden Asynchronmotor würde diese Betriebsweise jedoch zu wenig Drehmoment führen. Selbst wenn der Motor in diesem Betrieb mit einer Anfangsflussamplitude starten würde, würde sie durch den existierenden Rotorwiderstand kontinuierlich abklingen. Daher ist es sinnvoll die Stromraumzeiger nicht nur bezüglich ihres Drehmomentbeitrags, sondern auch bezüglich ihres Einflusses auf die Entwicklung der Rotorflussamplitude zu bewerten. Folglich überwiegen die Stromraumzeiger mit einem positiven Rotorflussbeitrag, sodass der Fortbestand einer gewissen Rotorflussamplitude gesichert ist.

Eine exemplarische Situation ist in Abbildung 5.3 in der d-q-Ebene sowie transformiert in

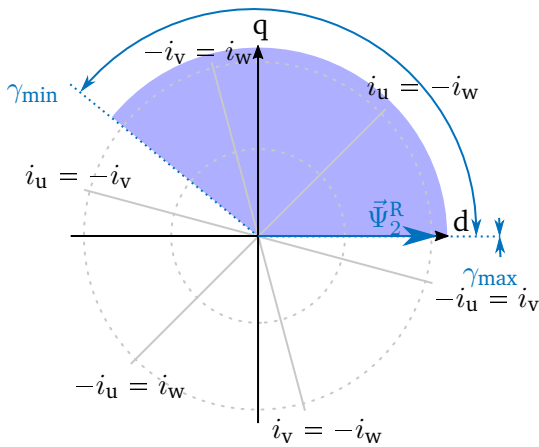


Abb. 5.3: Exemplarische Darstellung des Rotorflusskriteriums in der d-q-Ebene

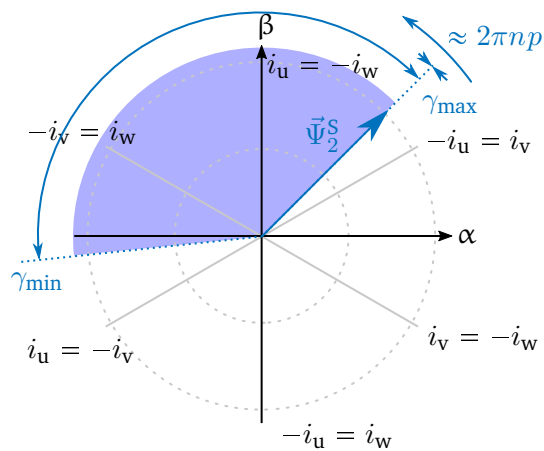


Abb. 5.4: Exemplarische Darstellung des Rotorflusskriteriums in der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene

Abbildung 5.4 in der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene gezeigt. Zusätzlich sind wieder die drei Strahlen gezeigt, auf denen sich stehende Stromraumzeiger bei einer zweiphasigen Zündung bewegen können. Wie beim Spannungskriterium gilt auch beim Flusskriterium, dass immer dann eine Zündung vorgenommen wird, wenn der zugehörige Strahl innerhalb des Bereichs liegt, der durch die Winkel  $\gamma_{\min}$  und  $\gamma_{\max}$  begrenzt wird. Im Folgenden wird dieser Bereich, der von der Lage des rotierenden Rotorflussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$  abhängt, als „Flussfenster“ bezeichnet.

Im nächsten Schritt werden das netzspannungsbezogene Zündkriterium (Spannungsfenster) und das rotorflussbezogene Zündkriterium (Flussfenster) miteinander vereinigt. Folglich darf eine Zündung der Thyristoren nur dann erfolgen, wenn beide Kriterien erfüllt sind. In Abbildung 5.5 ist eine beispielhafte Situation dargestellt. In dieser Situation liegt der Strahl der Zündkombination von Phase u und w sowohl im Fluss- als auch im Spannungsfenster und die zugehörigen Thyristoren können gezündet werden.

Bisher wurden in der Argumentation nur zweiphasige Zündungen berücksichtigt. In Abschnitt 5.1.4 wird erläutert, wie der Übergang zu dreiphasigen Zündungen erfolgt.

Als Basisinformation für das Flussfenster dient der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$ . Zur Er-

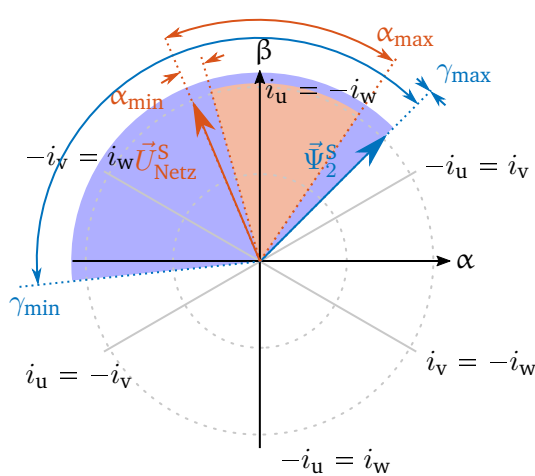


Abb. 5.5: Exemplarische Abbildung des vereinigten Spannungs- und Flussfensters

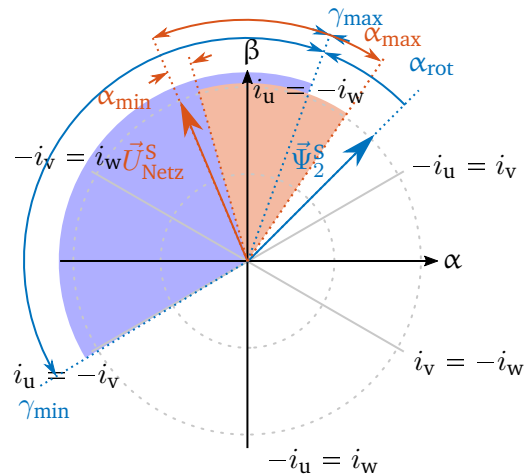


Abb. 5.6: Exemplarische Abbildung des vereinigten Spannungs- und Flussfensters inkl. des Verdrehwinkels  $\alpha_{rot}$

mittlung wird, wie bereits beim prädiktiven Verfahren, eine Flussschätzung nach dem in Abschnitt 4.4 erklärten Prinzip verwendet.

### 5.1.3 Kompensation des Einflusses der Drehzahl

Die beschriebenen Definitionen zum Drehmoment gehen implizit davon aus, dass sich der Winkel zwischen dem Strahl, der zur gezündeten Phasenkombination gehört, und dem Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  nicht verändert. Diese Annahme gilt streng genommen nur für einen stillstehenden Rotor und wenn der Statorstrom keine Auswirkung auf die Lage des Rotorflussraumzeigers hat. Gleichung (4.5) zeigt, dass zwischen dem Statorstromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  und der Lage des Rotorflussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$  eine Kopplung besteht. Diese Kopplung erfolgt vor allem über den Rotorwiderstand  $R_2$  der erfahrungsgemäß so klein ist, dass der einzelne Strompuls nur eine geringe Änderung in der Lage des Rotorflussraumzeigers verursacht. Entsprechend wird der Einfluss eines einzelnen Strompulses auf die Lage des Rotorflussraumzeigers im Folgenden vernachlässigt. Anders ist es bei der Motordrehzahl, deren Einfluss nur für geringe Drehzahlen vernachlässigt werden kann. Messungen haben



ergeben, dass eine Berücksichtigung der Drehzahl ab 25 % der Synchrondrehzahl die Drehmomentausbeute verbessern.

In Abbildung 5.7 ist exemplarisch der zeitliche Verlauf des Statorstroms während einer Zündung bei rotierendem Motor gezeigt. Neben der zeitlichen Darstellung ist die Lage der Raumzeiger zu ausgewählten Zeitpunkten illustriert. Zum Zeitpunkt  $t = 1,7 \text{ ms}$  wird die Zündentscheidung auf Basis der Lage des Flussraumzeigers getroffen. Nach der Zündung fließt der Statorstrom. Während des Stromflusses dreht sich auch der Flussraumzeiger weiter (Winkel  $\Delta$  in Abbildung 5.7), wohingegen der entstehende Stromraumzeiger in seiner Lage verharrt. Zum Zeitpunkt  $t = 7,5 \text{ ms}$  hat sich bereits ein beträchtlicher Winkel  $\Delta$  zwischen der Lage des Flussraumzeigers zum Zeitpunkt der Entscheidungsfindung und der Lage des Flussraumzeigers zum Ende des leitenden Zustands ausgebildet. Daraus ergibt sich ein abweichendes, resultierendes Drehmoment. In diesem konkreten Beispiel verändert sich sogar das Vorzeichen des erzeugten Drehmoments. Zum Zündzeitpunkt eilt der Flussraumzeiger nach und erzeugt ein positives Drehmoment. Zum Zeitpunkt  $t = 4,5 \text{ ms}$  liegen die Raumzeiger übereinander. Ab diesem Zeitpunkt wird ein negatives Drehmoment erzeugt, da der Flussraumzeiger voreilt. Die Zündentscheidung wird in Erwartung eines positiven Drehmomentbeitrags getroffen. Diese Abweichung zwischen der Lage des Rotorflussraumzeigers zum Zeitpunkt der Entscheidungsfindung und der Lage während des Statorstromflusses führt somit zu einer nachteiligen Beeinflussung des Betriebsverhaltens.

Um diese Abweichung zu kompensieren, werden die Grenzen des Flussfensters manipuliert, sodass zum Zeitpunkt der Zündung die Entscheidung auf Basis eines fiktiven Flussraumzeigers getroffen wird. Dieser fiktive Flussraumzeiger liegt zwischen dem Flussraumzeiger zum Zeitpunkt der Zündung und dem erwarteten Flussraumzeiger beim Stromnulldurchgang. Ziel ist es den fiktiven, stehenden Flussraumzeiger so zu platzieren, dass er in der Zeit des Statorstromflusses eine, zum drehenden, tatsächlichen Rotorflussraumzeiger äquivalente, Drehmomentzeitfläche erzeugt. Vereinfacht wird angenommen, dass dieser Zustand nach der Hälfte der Zeit der Stromführung erreicht ist:

$$\alpha_{\text{rot}} = 2\pi \left( \frac{t_{\text{pulse}}}{2/n} \right) = \pi \cdot n \cdot t_{\text{pulse}} \quad (5.2)$$

Somit wird die mittlere Abweichung des Rotorflussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$ , mit dem die Zünd-

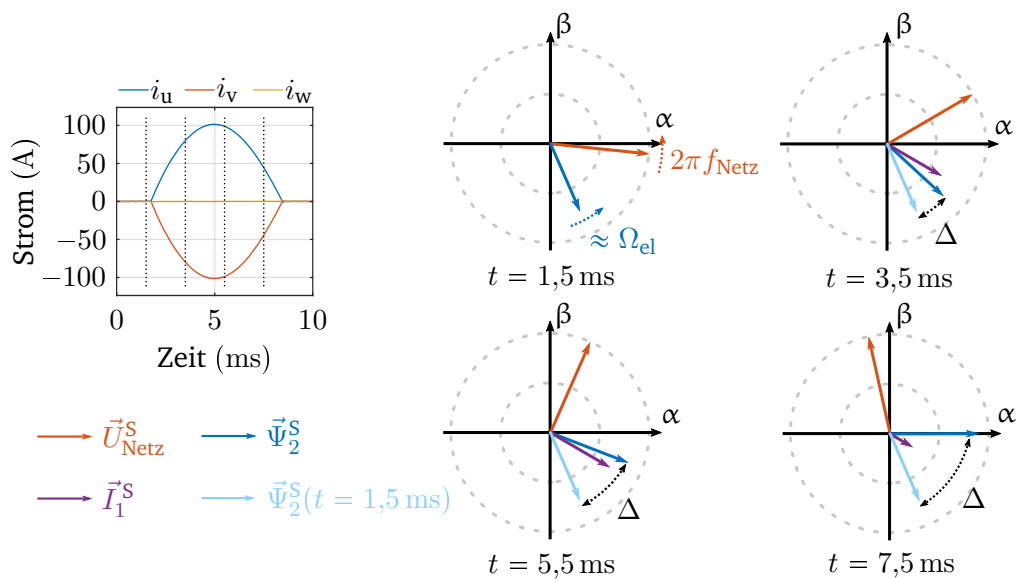


Abb. 5.7: Raumzeigerdarstellung eines Strompulses bei  $n = 907 \text{ min}^{-1}$  mit Motor 1

entscheidung getroffen wird, kompensiert. Basis für diese Kompensation ist eine angemessene Dauer für den Strompuls  $t_{\text{pulse}}$ . Als Näherung dafür kann z.B. die Dauer der vorherigen Strompulse herangezogen oder eine feste Wertetabelle verwendet werden. Trotz der Kompensation kommt es insbesondere zum Anfang und Ende des Strompulses weiterhin zu einer systemimmanenten Abweichung zwischen der Konstellation, die der Entscheidung zu Grunde liegt, und der real auftretenden Konstellation. Dennoch führt diese Kompensation zu einer höheren Drehmomentausbeute und zu einem deutlich besseren Betriebsverhalten bei höheren Drehzahlen.

#### 5.1.4 Dreiphasige Zündungen

Bisher sieht das STFC-Verfahren keine Definition von dreiphasigen Zündungen vor. Alle Argumentationen basieren auf der Annahme von festen, nicht rotierenden Stromraumzeigern, die durch zweiphasige Zündungen erreicht werden.

Um die Zusammenhänge bei einer dreiphasigen Zündung zu erklären, wird zunächst

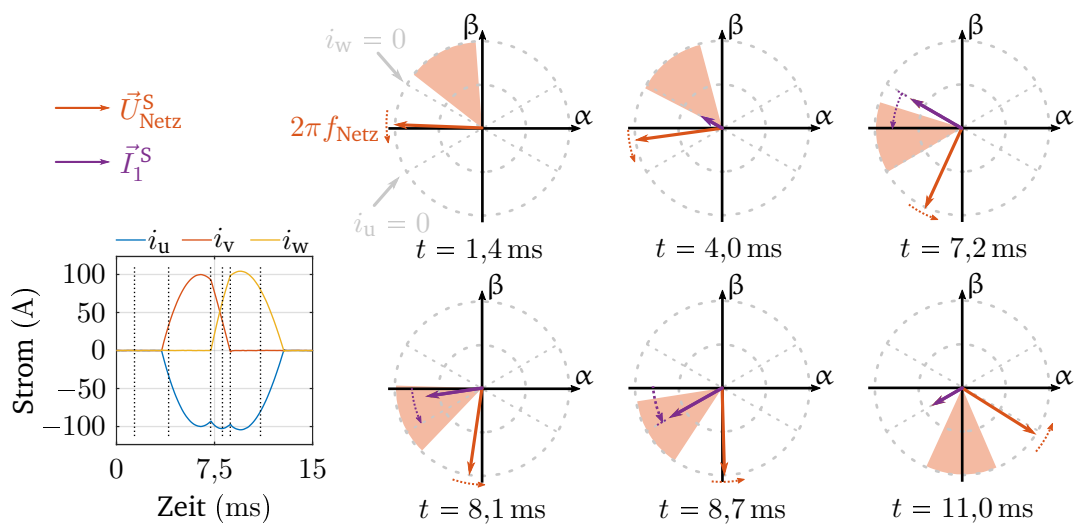


Abb. 5.8: Exemplarische Darstellung einer Zündung mit dreiphasiger Stromführung

ein Verlauf mit einem Intervall mit dreiphasigem Stromfluss analysiert, der mit dem prädiktiven Verfahren erzeugt wurde. Die Verläufe des Stroms sind in Abbildung 5.8 gezeigt. Neben den Stromverläufen ist die Konstellation in der  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene für verschiedene Zeitpunkte gezeigt. Zunächst werden zwei Phasen gezündet ( $t = 3,5$  ms), sodass der sich aufbauende Stromraumzeiger fester Richtung und sich ändernder Amplitude entsteht. Statt den Strom vollständig abklingen zu lassen, wird zu einem definierten Zeitpunkt ( $t = 7,2$  ms) die dritte Phase gezündet und aus dem in der Richtung festen Stromraumzeiger wird ein rotierender Stromraumzeiger, der dem Spannungsraumzeiger folgt. Dieser Vorgang endet am nächsten Strahl einer Zündkonstellation, an dem einer der drei Thyristoren in den sperrenden Zustand übergeht ( $t = 8,7$  ms). Folglich klingt der Stromraumzeiger auf dem Strahl in seiner Amplitude ab bis alle Thyristoren wieder sperren.

Zusätzlich zu den Raumzeigern und Verläufen ist in Abbildung 5.8 ein Spannungsfenster (rote Fläche) gezeigt, das nachträglich in die Analyse eingefügt wurde. Es war nicht an der Zündimpulserzeugung beteiligt, kann aber zur vergleichenden Analyse verwendet werden. Würde ein, dem Spannungsraumzeiger folgendes, Spannungsfenster (rote Flä-

---

che) bei  $t = 3,5 \text{ ms}$  zu einer Zündung führen, käme bis zum Zeitpunkt  $t = 7,2 \text{ ms}$  der identische Stromfluss zu Stande wie bei der Verwendung des prädiktiven Verfahrens. Bis zu diesem Zeitpunkt wäre das Verhalten identisch. Zum Zeitpunkt  $t = 7,2 \text{ ms}$  liegt der Strahl einer Zündkombination (Zündung der Phasen u und v) erstmalig im Bereich des Spannungsfensters. Entsprechend würden auch bei dieser Vorgehensweise die beiden Phasen gezündet. Da die Thyristoren u und v zu diesem Zeitpunkt noch Strom führen, würde lediglich der Thyristor in der Phase w zusätzlich gezündet werden. Daher gibt es anschließend, genau wie beim prädiktiven Verfahren, drei leitende Thyristoren. Es ergibt sich somit eine dreiphasige Zündung, ohne dass diese explizit definiert wurde. Zudem zeigt sich an diesem Beispiel, dass mit dem STFC-Verfahren eine gute Nachbildung des Verhaltens, das bei Anwendung des prädiktiven Verfahrens entsteht, erreicht werden kann.

Zusammengefasst kann also festgehalten werden, dass dreiphasige Zündungen zwar nicht explizit definiert wurden, allerdings implizit durch die Möglichkeit zur erneuten Zündung trotz Stromflusses Berücksichtigung finden.

## 5.2 Gesteuerter Betrieb

Im vorherigen Abschnitt wurden die grundsätzlichen Ideen des STFC-Verfahrens erläutert. Die Hauptbestandteile sind die Definition des Spannungs- und Flussfensters, sowie die Kompensation der Abweichung durch den rotierenden Motor. Einfluss auf das Verhalten der Zündung kann vor allem über die Grenzen der Fenster genommen werden. Die grundsätzlichen Zusammenhänge werden im Folgenden näher erläutert.

Beim Spannungsfenster können die wesentlichen Zusammenhänge bereits aus Abbildung 5.1 entnommen werden. Der Winkel  $\alpha_{\max}$  ermöglicht die Abgrenzung vom Nulldurchgang der Spannung. Im Falle eines idealen Netzes und idealen Aufbaus könnte dieser Winkel bis auf  $90^\circ$  erhöht werden. Dies ist für die praktische Anwendung jedoch wenig sinnvoll, da es in realen Netzen durch Oberschwingungen der Netzspannung oder durch transiente Ereignisse im Netz (z.B. Schalthandlungen) zu einer Verschiebung des Nullpunkts kommen kann. Auch die Verzugszeit zwischen dem Beenden der Ansteuerung des Thyristors vom Controller bis zum tatsächlichen Zusammenbruch des Gatestroms muss berücksichtigt werden. Wird der Zeitpunkt des Nulldurchgangs verpasst und der Thy-

ristor somit auch nach dem Nulldurchgang weiter gezündet, besteht die Gefahr, dass eine ungewollte, erneute Zündung erfolgt. Entsprechend würde sich ein Strompuls ergeben, der von einer gesamten Halbwelle getrieben und einen hohen Strompeak verursachen würde. Dieses Ereignis sollte unbedingt vermieden werden. Als gute Parametrierung hat sich  $\alpha_{\max} = 60^\circ$  herausgestellt.

Über die andere Begrenzung ( $\alpha_{\min}$ ) des Spannungsfensters kann die Dauer des Strompulses eingestellt werden. Die Zusammenhänge sind identisch zu denen, die bereits beim Phasenanschnitt Anwendung finden. Für die in dieser Arbeit verwendete Drehstromsteller-topologie (vgl. Abbildung 2.3) ergibt sich folgender theoretischer Wertebereich:

$$\alpha_{\min} : [-90^\circ, \alpha_{\max}] \quad \text{bezogen auf } \vec{U}_1^S \quad (5.3)$$

In Abbildung 5.9 sind die Winkelzusammenhänge grafisch illustriert. In der realen Anwendung wird der untere Bereich nie ausgeschöpft, da der Asynchronmotor eine induktive Last ist. Entsprechend kommt es zu einem Phasenwinkel mit dem der Strom der Spannung nacheilt und der den Aussteuerbereich nach unten hin zusätzlich begrenzt.

Bei den Begrenzungen des Flussfensters muss zwischen der Erzeugung von positivem und negativem Drehmoment unterschieden werden. Für positives Drehmoment kann die Grenze für  $\gamma_{\max}$  auf  $\gamma_{\max} = 0^\circ$  festgelegt werden. Hier verläuft die Grenze zwischen der Erzeugung von positivem und negativem Drehmoment. Für die andere

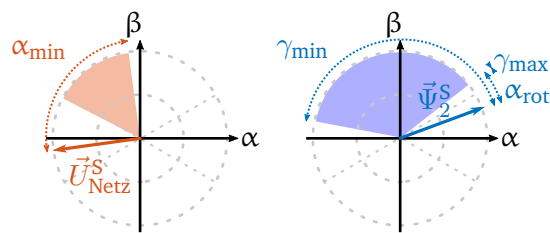


Abb. 5.9: Übersichtsbild für Grenzen der Fenster

Begrenzung des Flussfensters kann ein möglicher Bereich angegeben werden. Der maximal mögliche Winkel, der positives Drehmoment erzeugt, ist  $\gamma_{\min} = 180^\circ$ . Der minimale theoretische Wert ist  $\gamma_{\min} = 0^\circ$ . Allerdings ist dieser Wert in der praktischen Konfiguration wenig sinnvoll, da das Flussfenster dann keine bzw. exakt eine Möglichkeit zur Zündung bieten würde. Hier hat es sich als praktikabel erwiesen, den Bereich nur so weit zu verkleinern, dass immer gesichert ist, dass sich mindestens eine der Zündkombinationen im

---

Spannungsfenster befindet. Dies ist der Fall wenn  $\gamma_{\min} > 60^\circ$  gewählt wird:

$$\gamma_{\min} : [ > 60^\circ, 180^\circ ] + \alpha_{\text{rot}} \quad \text{bezogen auf } \vec{\Psi}_2^S \quad (5.4)$$

$$\gamma_{\max} : [0^\circ] + \alpha_{\text{rot}} \quad \text{bezogen auf } \vec{\Psi}_2^S \quad (5.5)$$

Der Winkel  $\gamma_{\min}$  kann genutzt werden, um die Flussamplitude im Motor zu regeln. Wird der Winkel im unteren Bereich der möglichen Spanne, also  $\gamma_{\min} \leq 90^\circ$  betrieben, werden nur solche Stromraumzeiger gestellt, die den Betrag des Rotorflussraumzeigers  $|\vec{\Psi}_2^S|$  weiter steigen lassen, da nur Zündungen stattfinden, die einen Flussaufbau verursachen. Dies entspricht in der d-q-Ebene Stromraumzeigern, die einen positiven d-Strom aufweisen. Wird der Winkel  $\gamma_{\min}$  im oberen Bereich der Spanne betrieben, gibt es auch Zündungen die positives Drehmoment erzeugen, aber den Fluss im Motor senken. In der d-q-Ebene sind in diesem Fall auch Stromraumzeiger mit negativem d-Strom möglich. Unabhängig von der Wahl des Winkels klingt der Rotorfluss durch den Rotorwiderstand  $R_2$  ab (vgl. Gleichung (4.5)). Der Winkel, bei dem der Rotorfluss konstant gehalten wird, wird sich erfahrungsgemäß im Winkelbereich von  $\gamma_{\min} = 90 \dots 150^\circ$  einstellen und ist motor- und betriebspunktabhängig.

Für die Erzeugung von negativem Drehmoment kann das als Fläche definierte Flussfenster am Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  gespiegelt werden. Damit ergeben sich die gleichen Zusammenhänge wie im Fall der positiven Drehmomenterzeugung.

Zusammengefasst kann der Winkel  $\alpha_{\min}$  zum Regeln der Amplitude des Stroms und der Winkel  $\gamma_{\min}$  zum Regeln der Flussamplitude eingesetzt werden. Bei der Verwendung des STFC-Verfahrens ist der Zusammenhang von Strom und Drehzahl mit der Flussamplitude nicht mehr fest definiert, sondern kann im Gegensatz zur Phasenanschnittsteuerung als Freiheitsgrad zur Gestaltung des Hochlaufs genutzt werden.

### 5.3 Aufbau eines geregelten Betriebs

Bisher handelt es sich beim STFC-Verfahren um eine gesteuerte Zündimpulserzeugung. Für die industrielle Applikation ist diese Konfiguration nicht ausreichend, da der Nutzer gewohnt ist z.B. Rampensteigungen oder maximale Stromamplituden vorzugeben.

---

Um diese Anforderungen mit dem STFC-Verfahren umsetzen zu können, wird nun eine Reglerstruktur entwickelt.

### 5.3.1 Stromregler

Eine Möglichkeit industrielle Drehstromsteller zu betreiben ist der stromgeregelter Betrieb. Bei der Phasenanschnittsteuerung kann der Zündwinkel  $\alpha$  mit einem PI-Regler geregelt werden [12]. Da mit dem Winkel  $\alpha_{\min}$  beim STFC-Verfahren eine vergleichbare Eingriffsmöglichkeit vorliegt, ist es naheliegend für die Stromregelung auch hier einen PI-Regler einzusetzen. Allerdings gibt es einen entscheidenden Unterschied: Während beim klassischen Phasenanschnitt dauerhaft ein Strom fließt, fließt der Strom beim STFC-Verfahren nur dann, wenn das Fluss- und das Spannungsfenster eine Zündung zulassen. Um zu verhindern, dass der Regler während der Phase ohne Zündmöglichkeit fehlerhafte Werte annimmt, wird der integrierende Teil des Reglers nur aktiviert, wenn ein Mindeststrom  $I_{\text{PI},\min}$  fließt. Bei dieser Maßnahme handelt es sich um eine spezielle Ausprägung des Anti-Windup, das aus Regelkreisen mit kontinuierlicher Verfügbarkeit der Stellgröße bekannt ist [54].

### 5.3.2 Drehzahlregler

Eine andere Möglichkeit den Begrenzungswinkel  $\alpha_{\min}$  für das spannungsbasierte Kriterium zu führen, ist die Drehzahlregelung. Im Gegensatz zur Regelung des Stroms wird der PI-Regler in diesem Fall mit der Differenz aus Istzahl  $n$  und Sollzahl  $n_{\text{ref}}$  beaufschlagt. Ausgangsgröße ist ebenfalls der Begrenzungswinkel  $\alpha_{\min}$ .

Diese Art der Regelung bietet sich für Applikationen an, bei denen es dem Nutzer auf einen möglichst gleichmäßigen Hochlauf ankommt. Dies ist z.B. der Fall, um bei Pumpen Beschädigungen durch Wasserschlag zu vermeiden. Der Einfluss des variablen Lastmoments der Pumpe auf den Hochlauf des Motors wird ausgeglichen, sodass sich ein gleichmäßiger Hochlauf ergibt, der das Equipment schont.

---

### 5.3.3 Flussregler

Neben der Beeinflussung der Stromhöhe oder der Regelung der Drehzahl, kann zusätzlich der Rotorfluss beeinflusst werden. Auch für diese Größe lässt sich ein Regler implementieren, der den Winkel  $\gamma_{\min}$  so beeinflusst, dass sich die Flussamplitude erhöht oder senkt. Diese Einflussmöglichkeit ist einer der elementarsten Unterschiede zum phasenanschnittbasierten Verfahren, bei dem sich die Flussamplitude automatisch einstellt und nicht separat beeinflusst werden kann.

Alternativ zum Einsatz eines PI-Reglers kann auf eine Regelung verzichtet und der Winkel  $\gamma_{\min}$  ausschließlich auf Basis der aktuellen Drehzahl vorgegeben werden. Versuche haben ergeben, dass sich dies positiv auf die Betriebsstabilität auswirken kann, auch wenn dann keine explizite Regelung der Rotorflussamplitude erfolgt.

## 5.4 Berücksichtigung der EMK bei hohen Drehzahlen

Bisher fand beim STFC-Verfahren für das netzbezogene Zündkriterium nur der Netzspannungsraumzeiger eine Berücksichtigung. Für kleinere Drehzahlen und grundsätzlich bei kleinen Rotorflussamplituden  $|\vec{\Psi}_2^S|$  führt dieses Vorgehen zu guten Ergebnissen. Für höhere Drehzahlen, insbesondere in Kombination mit hohen Rotorflussamplituden, ist diese Vereinfachung nur noch bedingt tauglich.

Abbildung 5.11 stellt ein stark vereinfachtes Ersatzschaltbild des Systems dar. Das Netz wird durch ideale Spannungsquellen repräsentiert. Der Asynchronmotor wird stark vereinfacht durch eine ohmsch-induktive Last mit Spannungsquellen repräsentiert. Die Spannung dieser Spannungsquellen ergibt sich aus der induzierten Spannung (siehe Gleichung (4.29)) und ist proportional zur Drehzahl  $n$  und zur Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$ . Die Frequenz dieser Spannung hängt wiederum von der Drehzahl  $n$  des Motors ab. Wird nun eine zweiphasige Zündung ausgeführt, stellt sich ein Stromfluss ein, der durch die verketteten Spannungen von Netz- und Asynchronmotor über die Impedanz getrieben wird. Die treibende Spannung setzt sich demnach aus zwei Spannungen unterschiedlicher Frequenz und Amplitude zusammen.

Solange die induzierte Spannung des Motors klein ist, wird die treibende Spannung vom Netzspannungsanteil dominiert. Steigt die Spannungsamplitude der EMK, führt dies



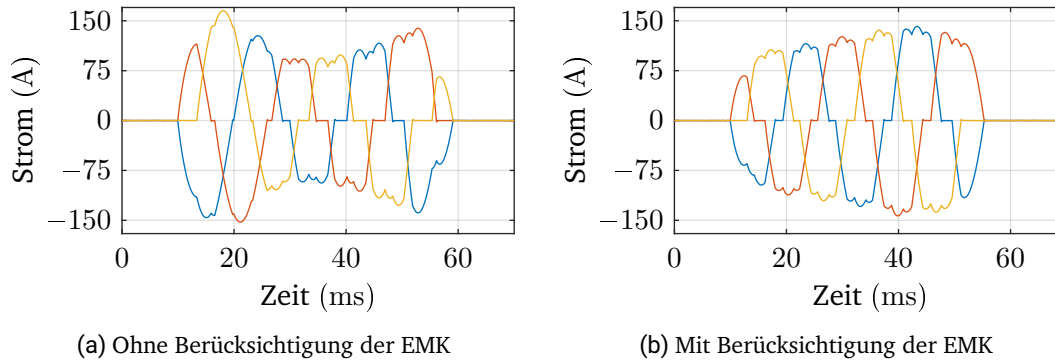


Abb. 5.10: Vergleich der simulierten Stromform mit und ohne Berücksichtigung des Einflusses der EMK (Motor 1,  $n \approx 1070 \text{ min}^{-1}$ ,  $M_L = 50 \text{ Nm}$ )

zu größeren Abweichungen und Verformungen der Ströme in Abhängigkeit der Lage und Amplitude der EMK. Eine Möglichkeit den steigenden Einfluss der EMK zu kompensieren, ist die Berechnung eines resultierenden Spannungsraumzeigers  $\vec{U}_{\text{Netz,EMK}}$ , der die über der Strangimpedanz abfallende Spannung beschreibt. Dieser Spannungsraumzeiger setzt sich aus der vektoriellen Subtraktion des Netzspannungsraumzeigers  $\vec{U}_{\text{Netz}}$  und des durch die EMK erzeugten Spannungsraumzeigers  $\vec{U}_1^S$  zusammen:

$$\vec{U}_{\text{Netz,EMK}} = \vec{U}_{\text{Netz}} - \vec{U}_1^S \quad (5.6)$$

Bei der Übertragung der in Abschnitt 4.4 aufgestellten, vereinfachten Gleichung (4.29) ergibt sich die resultierende Gesamtspannung  $\vec{U}_{\text{Netz,EMK}}$  für den stromlosen Fall:

$$\vec{U}_{\text{Netz,EMK}} = \vec{U}_{\text{Netz}} + j \cdot \Omega_{\text{el}} \cdot \vec{\Psi}_2^S \quad (5.7)$$

Dieser Zusammenhang zeigt, dass der Einfluss der induzierten Spannung immer dann besonders groß ist, wenn die Rotordrehzahl bzw. die Rotorflussamplitude hohe Werte annimmt.

Wird nun der resultierende Spannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz,EMK}}$  statt dem Netzspannungsraumzeiger  $\vec{U}_{\text{Netz}}$  für die Zündungen im STFC-Verfahren verwendet, werden die Verfor-

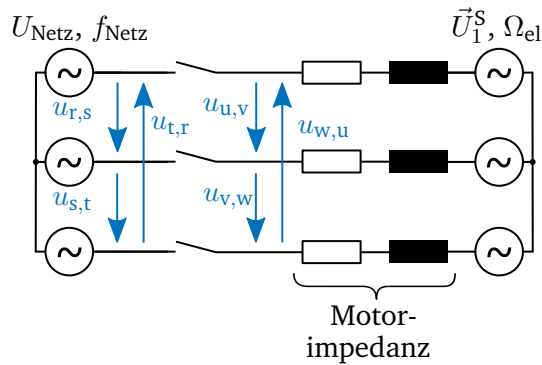


Abb. 5.11: Stark vereinfachtes Ersatzschaltbild im unbestromten Fall

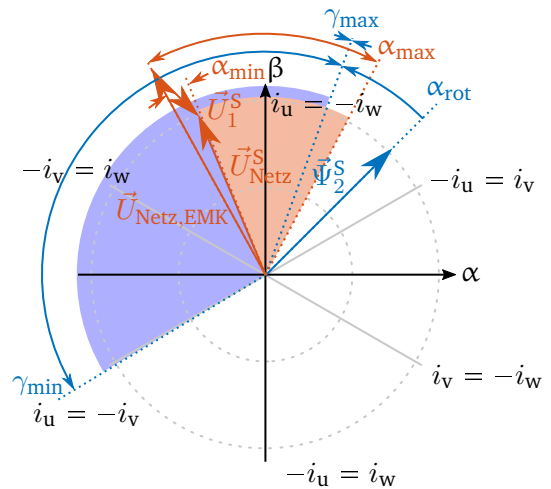


Abb. 5.12: STFC-Verfahren unter Berücksichtigung der verketteten Spannung  $\vec{U}_{Netz,EMK}$

mungen des Stroms deutlich reduziert. Trotzdem ist auch mit dieser Methode keine perfekte Blockform der Ströme zu erwarten, da die indirekte Annahme, dass die Spannung der EMK über den Zeitpunkt der Bestromung hinweg konstant bleibt, nicht der Realität entspricht. Neben leichten Veränderungen in der Drehzahl ist vor allem die Veränderung im Rotorflussraumzeiger nicht zu vernachlässigen. Trotz dieser Einschränkungen führt die Berücksichtigung des verketteten Spannungsraumzeigers  $\vec{U}_{Netz,EMK}$  zu einer besseren Stromausprägung. Abbildung 5.10 zeigt exemplarisch den Vergleich des Statorstroms bei und ohne Berücksichtigung der EMK in einer Simulation. Bei der Messung ohne Berücksichtigung der EMK ist eine deutliche, u-förmige Verformung des Stromblocks zu erkennen, wohingegen die Blockausprägung unter Berücksichtigung des EMK-Einflusses wesentlich besser ist.

Abbildung 5.12 zeigt das modifizierte Übersichtsbild zum Zündverfahren unter Berücksichtigung des verketteten Spannungsraumzeigers  $\vec{U}_{Netz,EMK}$ .

---

## 5.5 Übergang zwischen STFC-Verfahren und kontinuierlicher Zündung

Am Ende des Hochlaufvorgangs mit dem Drehstromsteller steht die Überbrückung der Thyristoren mittels Bypassschütz, um die Verluste zu minimieren und den Motor direkt am Netz zu betreiben. Daher erfolgt zum Ende des Beschleunigungsvorgangs der Übergang von der Bestromung nach dem STFC-Verfahren hin zu einer kontinuierlichen Bestromung des Motors. Für diesen Übergang ist entscheidend, dass die Stromamplitude weiterhin unter dem angestrebten Maximalstrom bleibt und dieser möglichst ohne unnötige transiente Übergänge abläuft.

Es bietet sich an, in einen Betrieb mit Phasenanschnittsteuerung zu wechseln. Damit der Übergang möglichst ohne Transiente geschieht, müssen zwei Bedingungen erfüllt sein. Zum einen ist der Übergang vom STFC-Verfahren auf ein dauerhaftes Zünden nur dann sinnvoll, wenn zum jeweiligen Zeitpunkt auch nach den Kriterien des STFC-Verfahrens gezündet wird. Würde ein Einsetzen des dauerhaften Zündens in einer Phase ohne Stromfluss erfolgen, führen die ersten Zündungen zwangsläufig zu einem Bremsmoment, das nicht erwünscht ist. Zum anderen muss die Rotorflussamplitude deutlich abgesenkt werden, da die Phasenanschnittsteuerung mit signifikant niedrigeren Rotorflussamplituden arbeitet. Erfolgt keine vorhergehende Absenkung des Rotorflusses, kommt es zu einem transienten Ausgleich.

Der Übergang zur kontinuierlichen Bestromung kann sehr einfach gelöst werden. Es muss lediglich das Flussfenster auf die gesamte  $\alpha$ - $\beta$ -Ebene ausgedehnt bzw. das Flusskriterium deaktiviert werden.

Wo der Übergangspunkt vom STFC-Verfahren zum phasenanschnittbasierten Verfahren während des Hochlaufs platziert wird, lässt sich frei wählen. Theoretisch ist es möglich den kompletten Hochlauf mit dem STFC-Verfahren zu beschreiten. In der realen Applikation kommt es allerdings zu Schwierigkeiten, die den Betrieb nahe der synchronen Drehzahl stören können. Bereits in den Untersuchungen zum prädiktiven Verfahren konnte gezeigt werden, dass nahe der Synchrondrehzahl sehr lange Zeiten der Stromführung auftreten (vgl. Abbildung 4.5b). Je länger eine Phase der Stromführung anhält, desto größer wird auch der Fehler in der Flussvorhersage. In diesem Fall kann es leicht zu ungewollten Zündungen kommen.

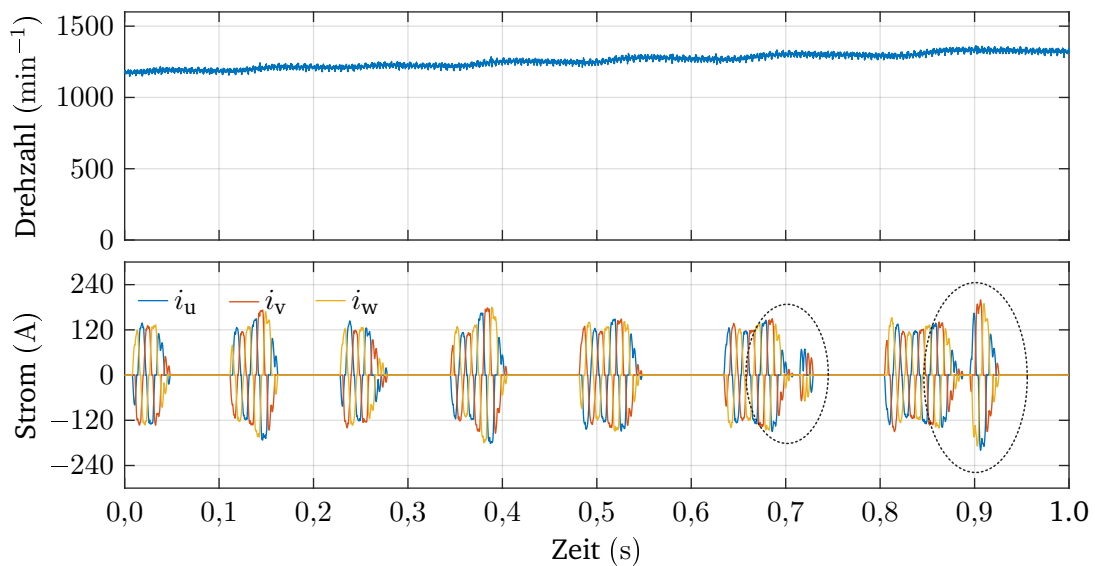


Abb. 5.13: Abbildung eines gestörten Übergangs vom Betrieb mit dem STFC-Verfahren und dem Dauerbetrieb am Netz

Abbildung 5.13 zeigt eine solche Situation. Zunächst beginnt der Hochlauf wie beabsichtigt. Zum Zeitpunkt  $t = 0,705\text{ s}$  wird die Bestromung aufgrund des prädizierten Flussraumzeigers beendet. Nachdem der Stromfluss beendet wurde, wird der reale Flussraumzeiger über die gemessenen Spannungen ermittelt (vgl. Abschnitt 4.4) und der geschätzte Flussraumzeiger korrigiert. Da das Flussfenster nun wieder so liegt, dass eine Bestromung möglich ist, setzt das Zünden zum Zeitpunkt  $t = 0,715\text{ s}$  wieder ein. Die fehlerhafte Extrapolation des Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  führt zu falschen Zündentscheidungen. Der nachfolgende Stromblock ( $t = 0,81..0,88\text{ s}$ ) zeigt eine noch größere Abweichung und eine noch längere Phase von nachgeholten Pulsen ( $t = 0,89..0,93\text{ s}$ ).

Dieses Verhalten ist ungünstig. Gleichzeitig ist es in einer industriellen Applikation nicht möglich Modellparameter für das Flussmodell detailliert zu ermitteln oder gar drehzahlabhängig zu adaptieren.

Um dieser Problematik zu entgehen, ist es sinnvoll den Umschaltzeitpunkt mit einigem Abstand zur synchronen bzw. Bemessungsdrehzahl zu platzieren. Messungen zeigen, dass

---

eine Definition des Umschaltpunkts auf 83 % der Synchrondrehzahl ein robustes Systemverhalten bewirken. Um den Übergang zwischen dem Betrieb mit dem STFC-Verfahren und dem kontinuierlichen Betrieb mit Phasenanschnittsteuerung transientenarm zu gestalten, ist es sinnvoll die Grenzen des Flussfensters kurz vor dem Übergang aufzuweiten und so gezielt die Rotorflussamplitude zu reduzieren. Anschließend kann eine Überbrückung mittels Schütz vorgenommen werden, um die Verluste im Dauerbetrieb deutlich zu senken.

## 5.6 Erste Evaluation

In diesem Kapitel wird eine erste Messung präsentiert, die die Leistungsfähigkeit des beschriebenen STFC-Verfahrens beim drehzahlgeregelten Start demonstriert. Detailliertere Messungen und Analysen finden sich in Kapitel 7.

### 5.6.1 Verhalten beim Starten

Abbildung 5.14 zeigt den Hochlauf eines Motors unter Anwendung des STFC-Verfahrens. Das abgefahrene Profil ist identisch zum Profil, das im Kapitel 4.7 untersucht wurde.

Es beginnt mit einer optionalen Phase des Rotorflussaufbaus. Im Gegensatz zum prädiktiven Verfahren ist die Phase jedoch nicht zwingend erforderlich, da keine Einschränkungen durch das Entscheidungskriterium entstehen. Allerdings beeinflusst sie das Drehmoment, das in den ersten Zündungen zur Verfügung steht. Somit ist der vorgelagerte Flussaufbau vor allem dann sinnvoll, wenn von Anfang an ein nennenswertes Drehmoment durch die Applikation gefordert ist, wie z.B. bei Anwendungen mit konstantem Lastmoment oder Applikationen, die ein Losbrechmoment erfordern.

Die zweite Phase besteht aus einer rampenförmigen Beschleunigung des Motors bei konstanter Last. Hier zeigt sich, dass der Drehzahlregler den Zündwinkel passend nachführt. Im Anschluss an die Rampe folgt ein Plateau, auf dem die Drehzahl konstant gehalten werden soll. Der Drehzahlregler führt den Zündwinkel so nach, dass die Drehzahl gut gehalten wird. Zum Zeitpunkt  $t = 5,5 \text{ s}$  wird das Lastmoment von 30 Nm auf 60 Nm erhöht und der Drehzahlregler senkt den Zündwinkel, um die zusätzliche Leistungsübertragung zu ermöglichen. Ab  $t = 6,5 \text{ s}$  steigt der Sollwert der Drehzahl wieder. Zum Zeitpunkt  $t = 7,5 \text{ s}$  wird das Lastmoment wieder auf die anfänglichen 30 Nm reduziert. Ab  $t = 8,5 \text{ s}$

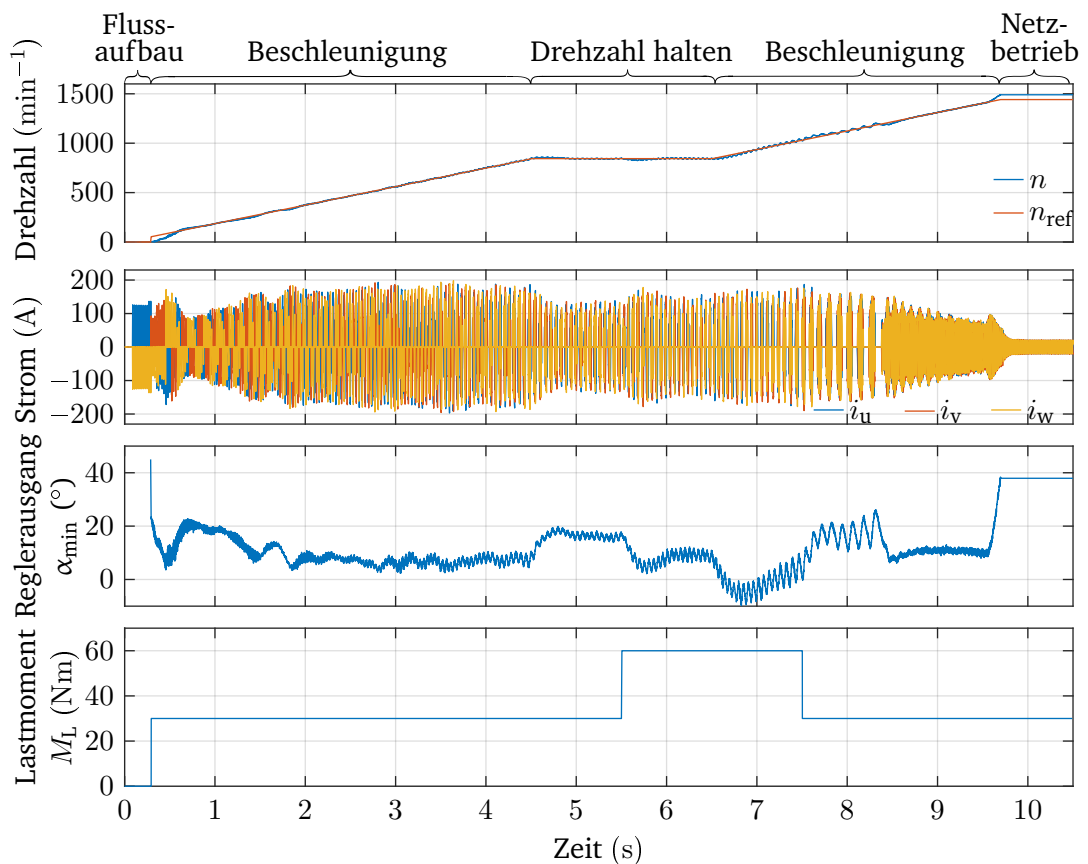


Abb. 5.14: Exemplarischer Start eines Motors (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ) mit dem STFC-Verfahren

geht das STFC-Verfahren in eine kontinuierliche Bestromung über, bis der Motor seine Bemessungsdrehzahl erreicht hat.

Wie bereits bei dem prädiktiven Verfahren kann mit der in Abbildung 5.14 gezeigten Messung demonstriert werden, dass das Verfahren und das zugehörige Regelkonzept geeignet sind, um den Motor gezielt zu beschleunigen. Außerdem wird gezeigt, dass der Drehzahlregler fähig ist, die Drehzahl trotz sich ändernder Sollwerte oder Lastmomente mit guter Genauigkeit zu halten. Das Verhalten zeigt keine signifikanten Unterschiede zum prädiktiven Verfahren.

## 5.6.2 Abschätzung des Rechenzeitvorteils

Eines der größten Probleme des prädiktiven Verfahrens ist, dass die Rechenleistungsanforderungen sehr hoch sind. Genau hier soll das STFC-Verfahren zu einer deutlichen Entlastung des Prozessors führen. Den Rechenleistungsbedarf konkret zu beziffern, gestaltet sich aus mehrererlei Hinsicht kompliziert. Zum einen ist eine Abschätzung abhängig von der verwendeten Hardware, die maßgeblichen Einfluss auf die Dauer einer einzelnen Operation hat. Zudem variiert der rechnerische Aufwand des prädiktiven Verfahrens stark. Wenn z. B. zwei Statorwindungen bereits einen Strom führen, bleibt nur die Option der dreiphasigen Zündung. Somit ist der Aufwand deutlich geringer als wenn alle vier möglichen Zündoptionen durchgerechnet werden müssen. Zudem läuft auf dem RCP-System ein Echtzeitbetriebssystem, das eine präzise Ausführungszeitmessung zusätzlich erschwert.

Um dennoch zumindest einen Anhaltspunkt an einem konkreten Beispiel zu geben, wurde die Ausführungszeit auf dem verwendeten RCP-System gemessen. Dazu wurde beim prädiktiven Verfahren die Zeit zwischen Beginn der Prädiktion und Abschluss der Entscheidungsfindung gemessen. Zusätzlich erforderliche Strukturen, wie z.B. der Drehzahlregler und der Flussschätzer, wurden nicht mit in den Vergleich aufgenommen. Bei einer industriellen Implementierung des prädiktiven Verfahrens sollte der Controller zu jedem Zeitpunkt fähig sein die Prädiktion vollständig durchzuführen. Entsprechend wird für den Vergleich die maximale Ausführungszeit des prädiktiven Verfahrens herangezogen. Da auf dem RCP-System jedoch ein Echtzeitbetriebssystem läuft und gelegentliche, kurze Unterbrechungen durch systeminterne Tasks mit höherer Priorität somit nicht völlig ausgeschlossen sind, werden die 2 % der höchsten gemessenen Werte ausgeschlossen. Damit ist sichergestellt, dass die gemessene Ausführungszeit nicht durch andere Ereignisse im Betriebssystem verfälscht wird. Beim STFC-Verfahren wurde ebenfalls nur der Kern mit in den Vergleich einbezogen und zusätzlich erforderliche Funktionen wie z.B. der Drehzahlregler, der Flussregler und der Flussschätzer, nicht berücksichtigt.

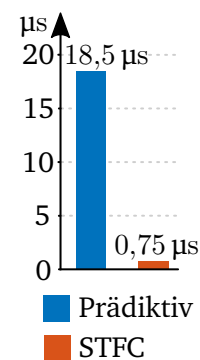


Abb. 5.15:  
Rechenzeitvergleich





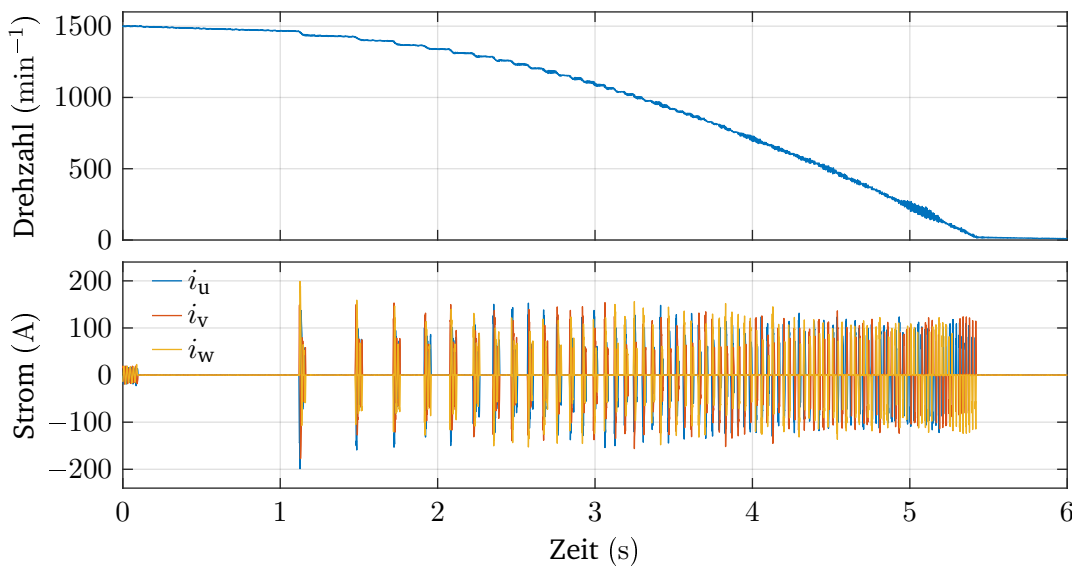


Abb. 5.17: Darstellung eines Bremsvorgangs mit dem STFC-Verfahren unter Verwendung eines Gebers (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

Drehmoment sorgt. Abbildung 5.16 zeigt die Konstellation mit modifiziertem Flussfenster. Nun werden nur die Zündungen erlaubt, die ein negatives Drehmoment erzeugen. In der d-q-Ebene entspricht dies Zündungen, die einen Stromraumzeiger mit negativem q-Strom erzeugen.

Abbildung 5.17 zeigt einen Bremsvorgang mit dem STFC-Verfahren. Verglichen mit der in Abbildung 4.10 dargestellten Messung mit dem prädiktiven Verfahren lässt sich feststellen, dass das grundlegende Verhalten sehr ähnlich ist. Wie bereits beim prädiktiven Verfahren wird auch beim STFC-Verfahren der Bremsvorgang durch wenige Pulse eingeleitet, die mit zunehmender Dauer immer kürzere Abstände aufweisen. Ab einer gewissen Drehzahl nimmt die Geschwindigkeit dann nahezu linear ab.

Diese Konstellation zeigt außerdem exemplarisch, dass sich die in Abschnitt 4.7.2 durchgeführte Analyse der Pausenzeiten auf das STFC-Verfahren übertragen lässt. Da die Entwicklung des STFC-Verfahrens die direkte Folge der Analyse des prädiktiven Verfahrens ist, ist dieser Zusammenhang naheliegend.

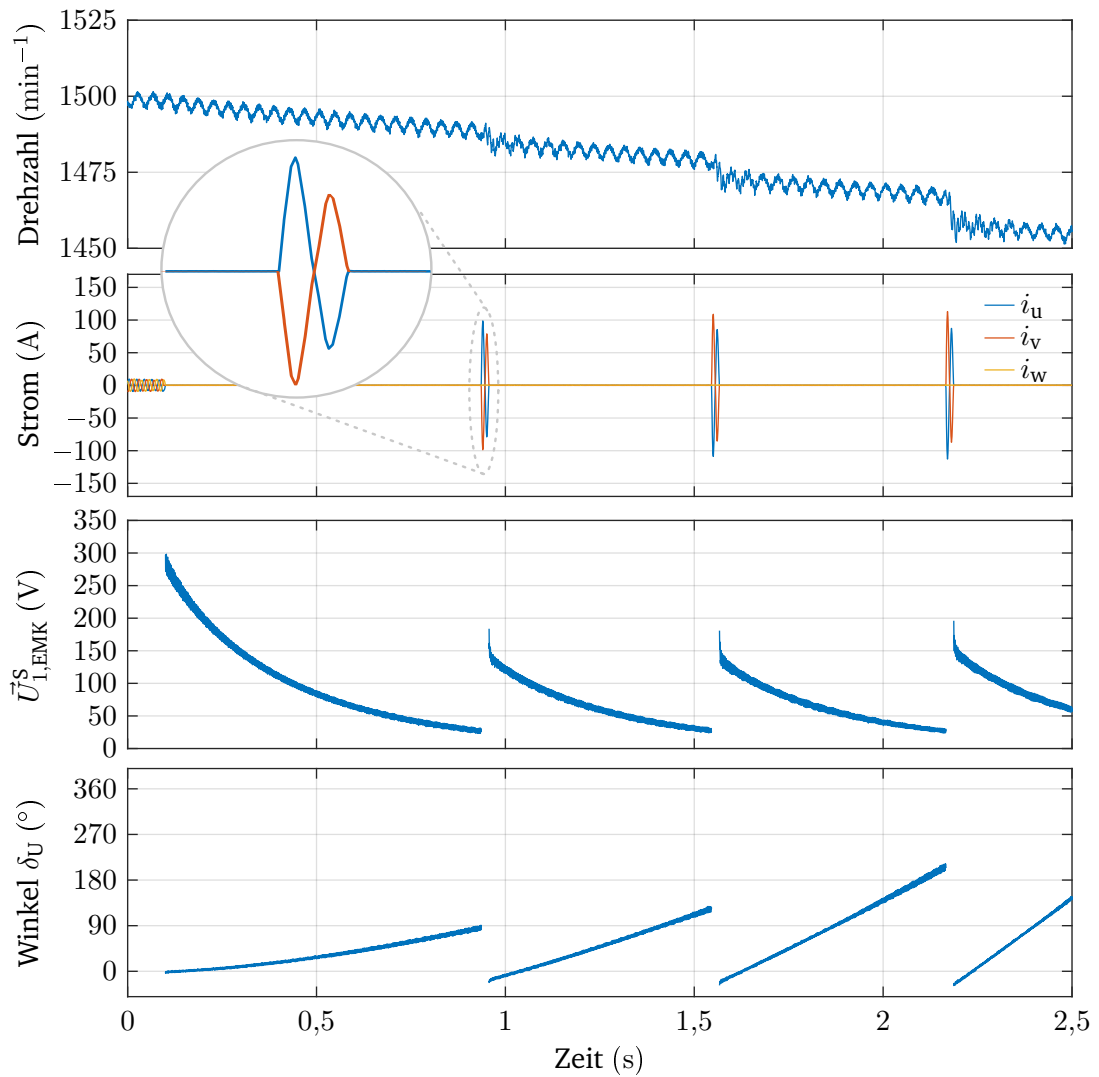


Abb. 5.18: Abklingende EMK zu Beginn des Bremsvorgangs

Zusammenfassend kann also festgehalten werden, dass sich das STFC-Verfahren gut zum Bremsen von Motoren eignet. Umfangreichere Untersuchungen und Vergleiche werden in Kapitel 7 präsentiert.

---

## 5.6.4 Problematik des abklingenden Rotorflusses beim Bremsen

Abbildung 5.17 zeigt ein vielversprechendes Verhalten beim Bremsen mit dem STFC-Verfahren. Eine Grundvoraussetzung, damit mit dem STFC-Verfahren ein bremsendes Drehmoment erzeugt werden kann, ist, dass eine nennenswerte Rotorflussamplitude vorhanden ist (vgl. Gleichung 4.6). Zu Beginn des Bremsvorgangs wird der Motor vom Netz getrennt und läuft danach mit fast gleichbleibender Geschwindigkeit weiter. Zum Zeitpunkt der Trennung ist der Motor vollständig aufmagnetisiert. Aufgrund der geringen Geschwindigkeitsänderung kann es sehr lange dauern bis sich der Differenzwinkel  $\delta_U$  zwischen Netzspannungs-  $\vec{U}_{\text{Netz}}^S$  und Motorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_1^S$  so weit erhöht hat, dass ein bremsendes Drehmoment erzeugt werden kann. Während dieser Zeit klingt die Rotorflussamplitude durch den Rotorwiderstand  $R_2$  immer weiter ab (vgl. Gleichung (4.5)). In einer ungünstigen Konstellation, gerade bei kleinen Rotorzeitkonstanten, kann es also vorkommen, dass die Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  bereits soweit abgeklungen ist, dass kein Bremsmoment mehr erzeugt werden kann.

Abbildung 5.18 zeigt eine Messung mit Motor 2. Zum Zeitpunkt  $t = 0,1 \text{ s}$  wird der Motor vom Netz getrennt. Die Amplitude der induzierten Spannung  $|\vec{U}_1^S|$  und damit die Amplitude des verketteten Rotorflusses  $|\vec{\Psi}_2^S|$  klingt ab (vgl. Gleichung (4.29)). Der Differenzwinkel  $\delta_U$  hingegen steigt nur moderat an, sodass der erforderliche Winkel zur Erzeugung von bremsendem Drehmoment nicht erreichbar ist bevor die Rotorflussamplitude zu weit abgeklungen ist. Daher kann kein bremsendes Drehmoment erzeugt werden.

Ein möglicher Ausweg aus dieser Situation ist das Zünden mehrerer Pulse, bei denen ein Strom in zwei Motorphasen erzeugt wird. Dieser Strom erzeugt einen stehenden Stromraumzeiger, der in der Amplitude pulsiert. Dieser Stromraumzeiger sorgt für eine leichte Abbremsung des Rotors und gleichzeitig für einen erneuten Flussaufbau, der allerdings wieder in einer ungünstigen Richtung liegt, sodass erneut der Anstieg des Differenzwinkels  $\delta_U$  abgewartet werden muss. Da die Drehzahl nun jedoch etwas geringer ist, kann schneller ein höherer Differenzwinkel  $\delta_U$  erreicht werden. Dieses Vorgehen wird so häufig wiederholt bis das eigentliche STFC-Verfahren genutzt werden kann, um den Motor abzubremsen.

Diese Untersuchungen zeigen, dass ein kleiner Rotorwiderstand  $R_2$  und damit eine große Rotorzeitkonstante  $\tau_2$  günstig für das Bremsen mit dem STFC-Verfahren ist. Gleichzeitig

---

konnte gezeigt werden, dass auch mit Motor 2 bei ungünstigen Konstellationen mit kleinen Rotorzeitkonstanten eine sichere Bremsung möglich ist.

## 5.7 Zwischenfazit

Dieses Kapitel präsentiert das STFC-Verfahren, das als Alternative zum prädiktiven Verfahren verwendet werden kann. Das Verhalten beim Start des Motors gestaltet sich in seinen wesentlichen Bestandteilen sehr ähnlich. Beim Bremsen zeigen das STFC-Verfahren und das prädiktive Verfahren ebenfalls große Ähnlichkeiten im Verhalten. Insbesondere konnte gezeigt werden, dass das STFC-Verfahren so ergänzt werden kann, dass eine robuste Bremsung auch in ungünstiger Ausprägung der Rotorzeitkonstante möglich ist.

Abbildung 5.19 zeigt eine Übersicht über das entwickelte STFC-Verfahren. Die Basis zur Zündimpulserzeugung bietet der Abgleich von Spannungs- und Flussfenster. Damit dieser Abgleich erfolgen kann, wird der Rotorfluss mittels Flusschätzer geschätzt. Die Kompensationen des Rotationsfehlers und die Einbeziehung der EMK in die Zündimpulserzeugung verbessern das Systemverhalten. Die Regelung der Struktur erfolgt mit Hilfe von Strom-, Drehzahl- und Flussreglern.

Fazit aus diesen Untersuchungen ist, dass das STFC-Verfahren geeignet ist, ein Verhalten zu erzeugen, das dem Verhalten des prädiktiven Verfahrens sehr ähnlich ist. Vorteil gegenüber dem prädiktiven Verfahren ist die Tatsache, dass der Rechenaufwand signifikant gesunken ist. Statt in Echtzeit für verschiedene Fälle die Lösung eines Differentialgleichungssystems durchführen zu müssen, brauchen für das STFC-Verfahren nur wenige Transformationen und Vergleiche ausgeführt werden.

Ein weiterer positiver Punkt ist, dass für den Kern des Verfahrens keine Motorparameter mehr erforderlich sind, die dem Nutzer in der Praxis nicht vorliegen. Damit konnten zwei wesentliche Nachteile des prädiktiven Verfahrens – die hohe erforderliche Rechenleistung und die Parameterabhängigkeit – verbessert werden.

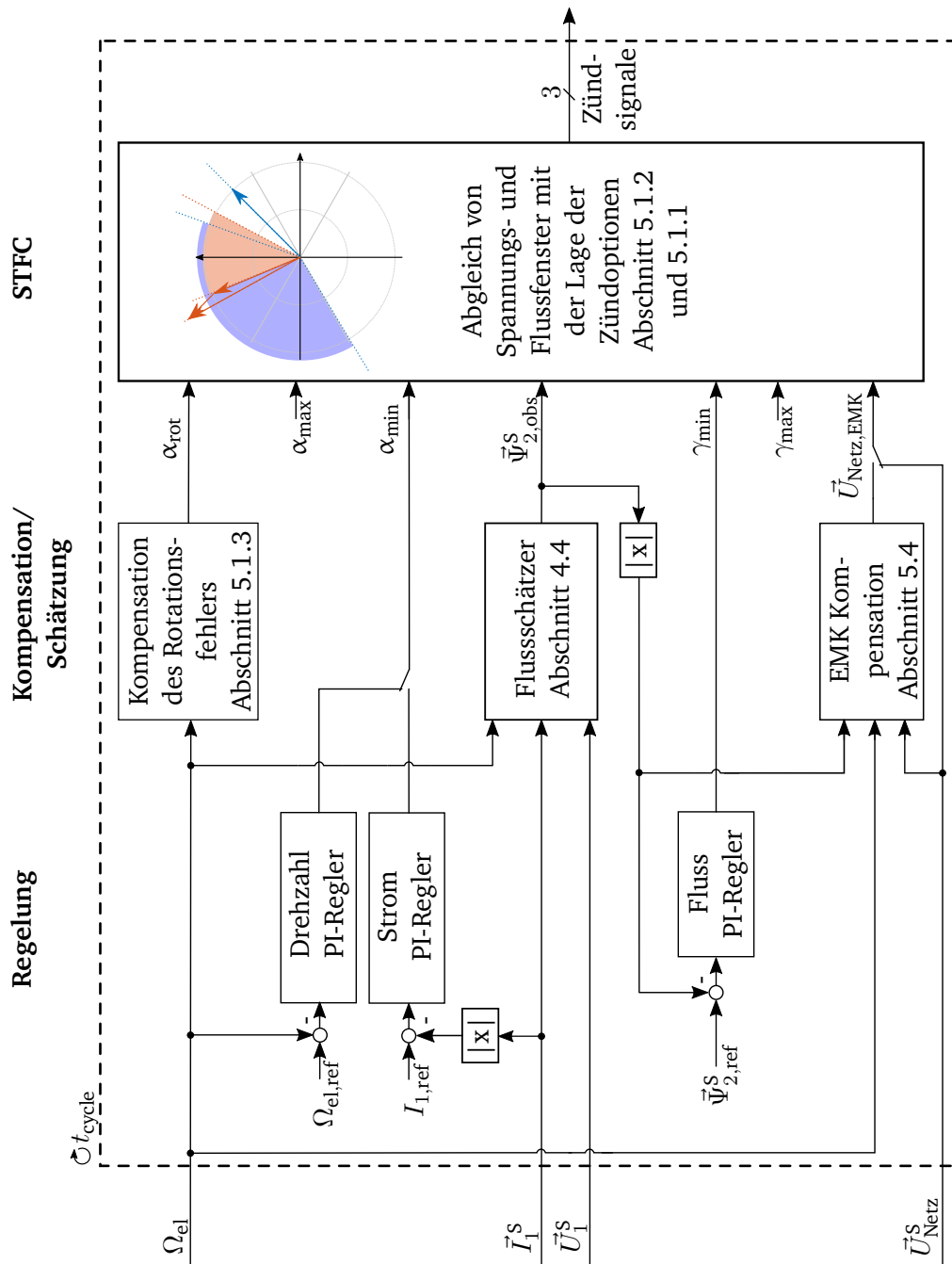


Abb. 5.19: Übersicht über die Softwarestruktur des STFC-Verfahrens



---

## 6 Geberlose Realisierung

---

Nachdem im letzten Kapitel zwei der drei identifizierten Kernprobleme des prädiktiven Algorithmus eliminiert werden konnten, widmet sich dieses Kapitel der Drehzahlmessung. Bisher arbeiten beide Verfahren mit der Rotordrehzahl des Motors  $n$ , die mittels Drehzahlgeber gemessen wird. Im Fokus steht das STFC-Verfahren, da es im letzten Kapitel als attraktivere Lösung identifiziert worden ist. Aufgrund der vergleichbaren Struktur können die Erkenntnisse bei Bedarf auf den prädiktiven Algorithmus übertragen werden.

Die aktuelle Rotordrehzahl ist im STFC-Algorithmus für folgende Funktionen erforderlich:

- **Kompensation der Drehzahl:** Wie in Abschnitt 5.1.3 beschrieben, wird die Drehzahl benötigt, um die Unterschiede zwischen der Situation zum Zeitpunkt der Zündentscheidung und der Situation während des Stromflusses zu kompensieren. Dies ist besonders bei hohen Drehzahlen zwingend erforderlich, um ausreichend Drehmoment zu erzeugen.
- **Eingangsinformation für Flussschätzer:** Damit der Flussschätzer die Bewegung des Flussraumzeigers aufgrund der mechanischen Drehung der Welle richtig abbilden kann, wird die Drehzahl benötigt.
- **Regelgröße für Drehzahlregler:** Der Drehzahlregler braucht die aktuelle Drehzahl zur Drehzahlregelung des Motors.

Diese Auflistung zeigt, dass eine Drehzahlschätzung, mindestens innerhalb eines bestimmten Arbeitsbereichs, zwingend erforderlich ist. Im Folgenden wird zunächst in Zeiten mit und ohne Statorstrom unterschieden, für die unterschiedliche Vorgehensweisen attraktiv sind, die ausführlich diskutiert werden. Zusätzlich wird der Einfluss der Stromverdrängung

detaillierter untersucht. Anschließend wird die Verwendbarkeit für die beiden Betriebsfälle „Bremsen“ und „Starten“ diskutiert. Abschließend erfolgt ein Ausblick zur Parameterermittlung während des Betriebs.

## 6.1 Drehzahlermittlung

Die präsentierten Validierungsmessungen zeigen eine charakteristische Ausprägung des Statorstroms, die sich in Zeiten mit und ohne Stromfluss einteilen lässt (vgl. Abbildung 5.14). Aufgrund der unterschiedlichen Voraussetzungen für eine Drehzahlschätzung, werden sie im Folgenden zunächst in zwei getrennten Abschnitten diskutiert. Abschließend folgt eine Diskussion des Einflusses der Stromverdrängung auf den Übergang zwischen den beiden Zuständen.

### 6.1.1 Rekonstruktion der Drehzahl ohne Stromfluss

Die Zeitabschnitte, in denen kein Strom fließt, können besonders gut für die Rekonstruktion der Motordrehzahl genutzt werden. In dieser Zeit kann die Motorspannung direkt gemessen werden, da die Thyristoren im blockierenden Zustand sind (vgl. Abbildung 2.3).

Ist der Motor aufmagnetisiert, rotiert der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  im Motor mit der Drehzahl des Motors, da keine äußeren Einflüsse wie Statorströme auf den magnetischen Fluss wirken. Nach der vereinfachten Gleichung (4.29) wird eine Spannung induziert, die proportional zur Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  und zur elektrischen Motorkreisfrequenz  $\Omega_{el}$  ist. Damit kann die Drehzahl aus der gemessenen induzierten Spannung ermittelt werden, indem die Rotationsfrequenz des gemessenen Spannungsraumzeigers  $\vec{U}_1^S$  bestimmt wird. Dazu wird der Winkel des Spannungsraumzeigers  $\varphi_{u,mot}$  über den Arkustangens bestimmt. Über die Ableitung lässt sich die Winkelfrequenz  $\Omega_{el}$  berechnen:

$$\varphi_{u,mot} = \arctan \left( \frac{\text{Im} \left\{ \vec{U}_{1,EMK}^S \right\}}{\text{Re} \left\{ \vec{U}_{1,EMK}^S \right\}} \right) \quad (6.1)$$

$$\Omega_{el} = \frac{d\varphi_{u,mot}}{dt} \quad (6.2)$$



In der realen Anwendung ist die direkte Verarbeitung der in Gleichung (6.1) dargestellten Ableitung nicht sinnvoll. Das Messrauschen der Spannungsmessung und eventuelle Störungen der nicht idealen EMK erfordern eine weitere Aufbereitung des Signals vor der Nutzung.

Dazu wurde in der vorliegenden Arbeit ein Störbeobachter mit einem linearen Störmodell gewählt [17]. Dieser wurde zeitdiskret entworfen, wobei sich der zweizeilige Zustandsvektor  $x$  aus Winkel und Drehzahl zusammensetzt:

$$x_{k+1} = A \cdot x_k + l \cdot e_{y,k} \quad (6.3)$$

$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} e_{z,k} \quad (6.4)$$

$$z_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x_k \quad (6.5)$$

Die Beobacherverstärkung  $l$  wurde über die Lösung des charakteristischen Polynoms mittels Vorgabe der diskreten Eigenwerte  $\lambda_{d1}$  und  $\lambda_{d2}$  umgesetzt:

$$l_1 = -\lambda_{d1} - \lambda_{d2} + 2 \quad (6.6)$$

$$l_2 = \lambda_{d1}\lambda_{d2} + 1 - \lambda_{d1} - \lambda_{d2} \quad (6.7)$$

Der so konfigurierte Störbeobachter kann zur Ermittlung der Drehzahl auf Basis der gemessenen, induzierten Spannung eingesetzt werden. Diese Art der Drehzahlermittlung ist frei vom Einfluss von Parametern des angeschlossenen Motors und damit für die Problemstellung gut geeignet.

Das Gelingen der Drehzahlschätzung mit der beschriebenen Vorgehensweise setzt voraus, dass der Statorspannungsraumzeiger  $\vec{U}_1^S$  eine ausreichende Amplitude aufweist. Gleichung (4.29) demonstriert somit die Grenzen dieser einfachen Möglichkeit zur Bestimmung der Rotationsgeschwindigkeit. Ist die Drehzahl  $n$  zu niedrig, führt sie auch zu einer niedrigen induzierten Spannung. Ist die Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  niedrig, führt dies auch zu einer niedrigen induzierten Spannung. Zusammen mit der, in industriellen Drehstromstellern häufig kostengünstig ausgeführten, Spannungsmessung führt dies zu einer eingeschränkten Einsetzbarkeit des Verfahrens. Um eine robuste Funktion der

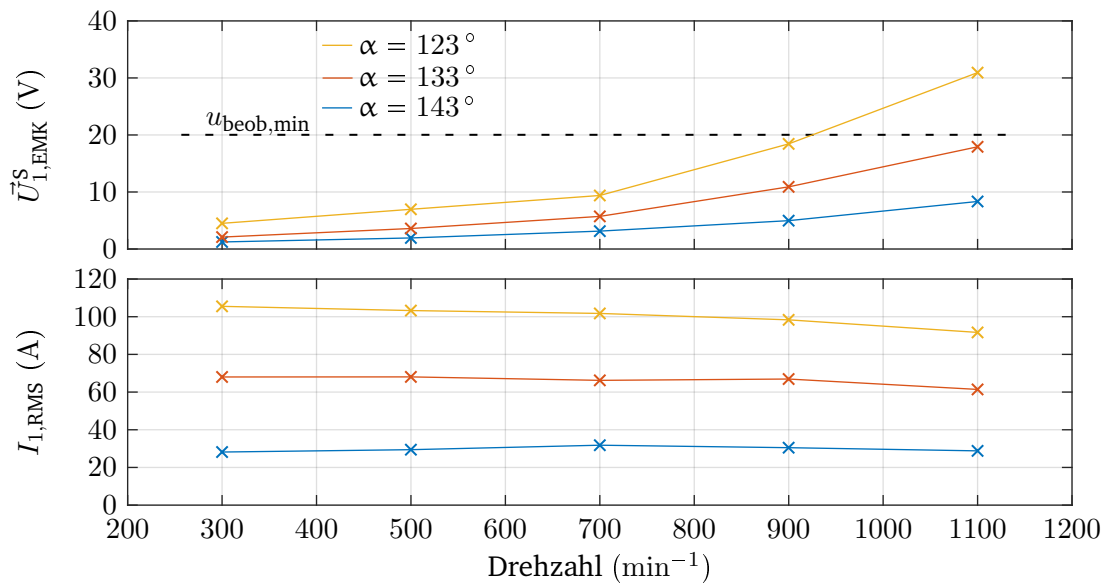


Abb. 6.1: Messung der induzierten Spannung nach dem Anschalten bei verschiedenen Drehzahlen und drei festen Zündwinkeln  $\alpha$

Drehzahlrekonstruktion zu ermöglichen, wird ein Spannungslevel  $u_{\text{beob,min}}$  definiert, unterhalb dessen die Rekonstruktion deaktiviert wird. So kann sichergestellt werden, dass der ermittelte Drehzahlwert eine ausreichende Genauigkeit aufweist. Er wurde für den verwendeten Aufbau auf  $u_{\text{beob,min}} = 20$  V eingestellt.

Ein ähnlicher Ansatz zur Drehzahlrekonstruktion wurde bereits in [27] verfolgt, allerdings in Kombination mit einer Phasenanschnittsteuerung. Dazu wird das Zünden bei der Phasenanschnittsteuerung unterbrochen, um die Drehzahl des Motors zu messen. Im Gegensatz zum STFC-Verfahren sorgt die verwendete Phasenschnittsteuerung für eine geringe Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$ .

Um die Eignung dieses Verfahrens zur Drehzahlmessung zu untersuchen, wird Motor 1 jeweils mit einem angekuppelten, drehzahlgeregelten Servomotor auf einer bestimmten mechanischen Drehzahl gehalten. Währenddessen wird der Asynchronmotor mittels Phasenanschnittsteuerung und eines festen Zündwinkels  $\alpha$  bestromt. Nach 2 s hat sich ein stabiler Zustand eingeschwungen. Dann wird die Bestromung eingestellt und die

---

Spannungsamplitude des Spannungsraumzeigers  $\vec{U}_{1,EMK}^S$  bestimmt.

Abbildung 6.1 zeigt verschiedene Messungen mit Motor 1. Es zeigt sich, dass die EMK bei diesen Messungen nach der Bestromung erst ab  $2/3$  der Bemessungsdrehzahl oberhalb der definierten Minimalspannungsgrenze  $u_{\text{beob,min}}$  liegt. Bei schwach belastetem Motor liegt die Drehzahlgrenze sogar noch höher. Entsprechend ist der in [27] vorgeschlagene Ansatz vor allem für hohe Drehzahlen und belastete Motoren geeignet, da sonst die Flussamplitude zu gering ist. Anders ist es hingegen beim prädiktiven und STFC-Verfahren, da hier die Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  gezielt hoch gehalten werden kann.

### 6.1.2 Rekonstruktion der Drehzahl bei Stromfluss

In Abschnitt 2.3.4 wurde ein kurzer Überblick über die Methoden der geberlosen Regelung am Pulswechselrichter gegeben. Die Methoden auf Testsignalbasis lassen sich nicht auf die Anwendung im Drehstromsteller übertragen, da eine Erzeugung von Hochfrequenzmessimpulsen mit den Thyristoren nicht möglich ist. Die Methoden ohne Testimpulse sind zwar grundlegend übertragbar, allerdings ist aufgrund der deutlich größeren Variation an Schlupfwerten im Betrieb mit einer Reduktion der Robustheit zu rechnen. Ein weiteres Problem ist, dass das Ziel dieser Anwendung die Entwicklung eines möglichst motorparameterunabhängigen Verfahrens ist. Dem steht die Forderung nach einem möglichst präzisen und umfassenden Modell für eine gute Drehzahlschätzung entgegen. Daher erscheinen die in den letzten Jahrzehnten entwickelten Verfahren für den geberlosen Betrieb am Pulswechselrichter wenig hilfreich für die vorliegende Problemstellung, sodass im Folgenden eine andere Strategie entwickelt wird.

Eine theoretisch mögliche Strategie ist, die Drehzahl während der Bestromung als konstant anzunehmen und den daraus resultierenden Fehler zu ignorieren. Für die Anwendung im Drehzahlregler bzw. für die Kompensation des Drehzahleinflusses könnte diese Lösung durchaus akzeptabel sein, da die Drehzahl innerhalb einer Bestromung nicht zwangsweise nachgeführt werden muss. Für die Verwendung im Fluss estimator ist jedoch eine kontinuierliche Versorgung mit einem aktuellen Drehzahlwert entscheidend, da sie deutlichen Einfluss auf die Lage des Rotorflussraumzeigers  $\vec{\Psi}_2^S$  hat. Allerdings fällt die Bewertung in Abhängigkeit der Drehzahl unterschiedlich aus.

Für niedrige Drehzahlen ist die Zeit zwischen zwei stromlosen Zeitabschnitten nur sehr

kurz (vgl. Abbildung 4.5b). Entsprechend ist der Zeitbereich, in dem sich ein Drehzahlfehler in der Drehzahlschätzung entwickeln kann, ebenfalls kurz. Folglich ist der Fehler, der durch die Annahme einer konstanten Drehzahl gemacht wird, gering.

Für höhere Drehzahlen verlängern sich die Zeitabschnitte der Bestromung signifikant, sodass die Abweichung nicht mehr vernachlässigt werden kann und es zu Abstrichen in der Güte des Verhaltens kommt. Die grundsätzliche Funktion bleibt allerdings erhalten. Daher muss die kalkulierte Drehzahl in höheren Drehzahlbereichen zumindest näherungsweise während der Bestromung nachgeführt werden.

Um die Drehzahl nachzuführen, wird ein einfaches Einmassenmodell der Mechanik des Antriebsstrangs herangezogen. Dessen Dynamikgleichung lautet:

$$\frac{d\Omega_{m,apx}}{dt} = (M_{M,apx} - M_{L,apx}) \frac{1}{J_{ges}} \quad (6.8)$$

Der sich ergebende, approximierte Drehzahlverlauf ( $\Omega_{m,apx}(t)$ ) hängt demnach von dem erzeugten Drehmoment  $M_{M,apx}$ , dem approximated Lastmoment  $M_{L,apx}$  und der Gesamtträgheit des Antriebsstrangs  $J_{ges}$  ab. Die Gesamtträgheit des Antriebsstrangs  $J_{ges}$  wird zunächst als bekannt und konstant angenommen.

Das erzeugte Motormoment kann mittels Gleichung (4.6) geschätzt werden. Infolge des häufig geringen Streuflusses in industriellen Asynchronmotoren, kann diese Gleichung unter Zuhilfenahme der Gleichung (4.23) wie folgt vereinfacht werden:

$$M_{M,apx} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_2^{S*} \cdot \vec{I}_1^S \right\} \quad (6.9)$$

Aus dem gemessenen Statorstromraumzeiger  $\vec{I}_1^S$  und dem Rotorflussraumzeiger aus dem Flusschätzer  $\vec{\Psi}_2^{S*}$  kann ein approximated Motordrehmoment  $M_{M,apx}$  berechnet werden.

Als weitere, zunächst unbekannt Variable bleibt das Lastmoment  $M_{L,apx}$ . Vereinfacht wird angenommen, dass sich dieses, verglichen mit den elektrischen Größen, nur langsam ändert. Deshalb wird das Lastmoment für eine Periode als konstant angenommen. Abbildung 6.2 zeigt die prinzipielle Darstellung eines Ausschnitts mit gemessener Drehzahl  $\Omega$  und dem approximated Motordrehmoment  $M_{M,apx}$  (siehe Gleichung (6.9)).

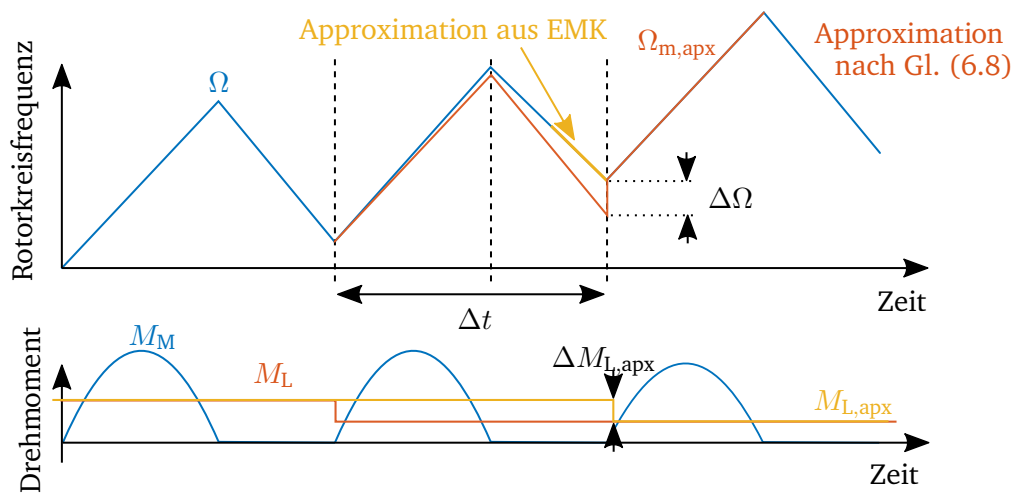


Abb. 6.2: Idealisierte Übersichtsabbildung der Drehzahlschätzung mit anschließendem Abgleich

Jeweils am Ende des unbestromten Zeitabschnitts liegt eine präzise ermittelte Drehzahlinformation vor, die auf dem in Abschnitt 6.1.1 beschriebenen Weg bestimmt wurde. Die Abweichung  $\Delta\Omega$  ergibt sich zu diesem Zeitpunkt aus der Differenz zwischen fortlaufend berechnetem Drehzahlverlauf (vgl. Gleichung (6.8)) und der über die EMK bestimmten Drehzahl (vgl. Gleichung (4.29)). Unter der Bedingung, dass diese Differenz nur durch eine fehlerhafte Annahme des Lastmoments  $M_{L,apx}$  entstanden sein kann, kann der Fehler im Lastmoment  $\Delta M_L$  berechnet werden:

$$\Delta M_{L,apx} = \frac{\Delta\Omega \cdot J_{ges}}{\Delta t} \quad (6.10)$$

Das korrigierte Lastmoment kann für den nächsten Approximationsabschnitt verwendet werden. Über diesen Weg lässt sich der Drehzahlverlauf robust approximieren, sodass auch für höhere Drehzahlen eine ausreichend genaue Drehzahlinformation vorliegt.

Während der Drehzahlberechnung treten verschiedene Fehler auf. Weicht die angenommene Trägheit von der real wirkenden Trägheit am Antriebsstrang ab, führt dies zu einer Abweichung des mittels Gleichung (6.8) approximierten Drehzahlverlaufs.

---

Auch das errechnete innere Drehmoment des Motors wird nennenswert vom real auf-gebrachten Drehmoment des Motors abweichen. Ursächlich hierfür kann z.B. der nicht modellierte Stromverdrängungseffekt sein, der das Motordrehmoment während des Hochlaufs signifikant beeinflusst. Die Abweichung im Drehmoment führt wiederum zu einer Abweichung in der Drehzahl (Gleichung (6.8)), die über die Flusschätzung (Abschnitt 4.4) einen Fehler im Flusswinkel nach sich zieht (Gleichung (4.26)). Das wiederum wirkt sich negativ auf die weiteren Drehzahlapproximationen aus.

Zusammengefasst gibt es also verschiedene Störfaktoren, die das Ergebnis negativ beeinflussen können. Allerdings werden diese Fehler in jeder stromlosen Phase wieder korrigiert. Entsprechend muss das Hilfskonstrukt zur Ermittlung der Drehzahl nur so gut sein, dass es die Drehzahl über einen verhältnismäßig kurzen Zeitraum mit verhältnismäßig grober Genauigkeit approximieren kann.

### **6.1.3 Einfluss der Stromverdrängung auf die Drehzahlchätzung**

In Abschnitt 6.1.1 wurde die Strategie zur Ermittlung der Drehzahl aus der EMK vorgestellt. Demnach sollte sich die Drehzahl direkt aus der gemessenen EMK ermitteln lassen. Allerdings zeigt sich in der realen Messung eine Verformung der EMK. Abbildung 6.3 zeigt exemplarisch eine Messung mit Motor 1, dessen Rotor blockiert wurde. Nachdem die, durch Zündung der Thyristoren erzeugten, Strompulse abgeklungen sind und die Thyristoren wieder sperren, zeigt sich eine Restspannung, die nicht durch das lineare Motormodell erklärt werden kann. Die Ursache wird im Folgenden näher untersucht, da sie die zur Drehzahlrekonstruktion benötigte EMK negativ beeinflusst.

Das klassische, lineare Motormodell vernachlässigt verschiedene Effekte und vereinfacht die physikalischen Vorgänge stark, sodass eine einfache Berechnung/Simulation der Vorgänge möglich ist. Zum Nachweis der Ursache der EMK-Verformung, wird eine numerische Feldberechnung des Motors 1 genutzt, um die Vorgänge exemplarisch zu analysieren. In der vorliegenden Arbeit wurde dazu das Programm Flux2D von Altair verwendet.

Für die numerische Simulation in Flux2D wurde Motor 1 in Geometrie (siehe Abbildung 3.4) und magnetischem Materialverhalten vollständig nachgebildet. Dabei reicht eine Modellierung und Simulation eines Viertels des Rotors aus, da die Symmetrien im

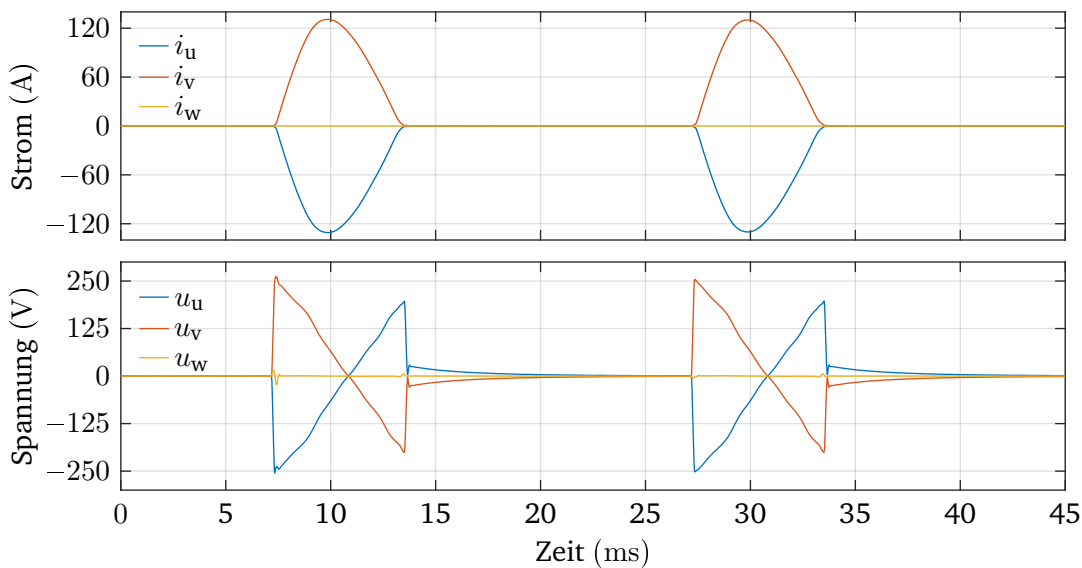


Abb. 6.3: Messung zweier Strompulse an Motor 1 bei blockiertem Rotor

Motor berücksichtigt werden. Außerdem ist eine Nachbildung der elektrischen Konfiguration der Motorwicklung erforderlich. Nichtsdestotrotz gibt es weiterhin Aspekte, die von dieser sehr viel detaillierteren Betrachtung nicht berücksichtigt werden können. Dazu zählen Nutschrägung, Effekte durch Kurzschlussringe des Läufers sowie Wickelköpfe und ihre Streufelder. Diese Vereinfachung kann akzeptiert werden, da die entsprechenden Effekte in diesem Kontext nicht ausschlaggebend sind.

Aufgrund der komplexen Modellierung ist zur Validierung des Modells ein Abgleich der simulierten Werte mit realen Messwerten erforderlich. Dazu wurde mit dem Motor ein Netzstart im Labor durchgeführt. Der gemessene Strom und die gemessene Motordrehzahl sind in Abbildung 6.4 dargestellt. Die gemessenen Statorspannungen wurden in dem numerischen Modell fest eingepreist. Die Mechanik, bestehend aus der Systemträgheit, wurde ebenfalls im Simulationsmodell abgebildet. Entsprechend ergeben sich aus der Simulation Verläufe für Drehzahl und Statorströme. Diese werden mit den, an der realen Applikation gemessenen, Verläufen verglichen, um die Qualität des Modells zu validieren.

Der Vergleich von simuliertem Verlauf und gemessenem Strom- und Drehzahlverlauf

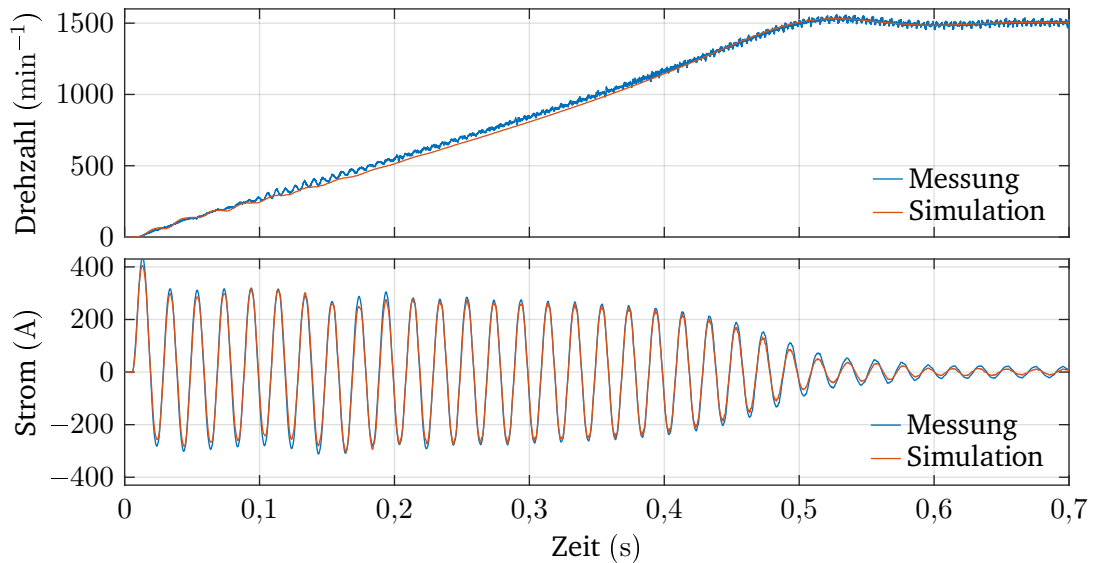


Abb. 6.4: Vergleich von gemessenem und simuliertem Hochlauf mittels Flux2D

zeigt, dass das numerische Modell die Realität trotz der Vereinfachungen sehr gut nachbildet und somit für tiefere Untersuchungen herangezogen werden kann.

Die Schwierigkeit bei der Untersuchung der EMK-Verformung liegt nun darin, die Effekte voneinander unterscheiden zu können. Deshalb wurden Messungen im Stillstand durchgeführt, um eventuelle Effekte durch die Rotation zu verhindern. Der Motor wird im Stillstand mit einem Stromraumzeiger in fester Richtung und veränderlicher Amplitude bestromt (zweiphasige Zündung). Um die Vorgänge besser im Zeitbereich analysieren zu können, wird der Rotorstab von Motor 1 (vgl. Abbildung 3.4) in zwei Sektoren unterteilt. Der erste Sektor umfasst den runden, äußeren Teil des Stabs. Der zweite Sektor umfasst den restlichen Bereich des Stabs. In Abbildung 6.5 sind jeweils die Stromdichte für jeden simulierten Stab und die Stromamplitude durch den Stab bzw. die Motorklemmenspannung zusammen mit dem eingepprägten Statorstrom dargestellt. Zum Zeitpunkt  $t = 7$  ms werden die Phasen u und v gezündet. Es stellt sich ein einzelner Strompuls ein, wie er z.B. beim Gleichstrombremsen bei stillstehendem Motor auftreten würde. Zunächst baut sich der Strom im Stator auf. Gleichzeitig kommt es zu einem starken Stromaufbau im äußeren



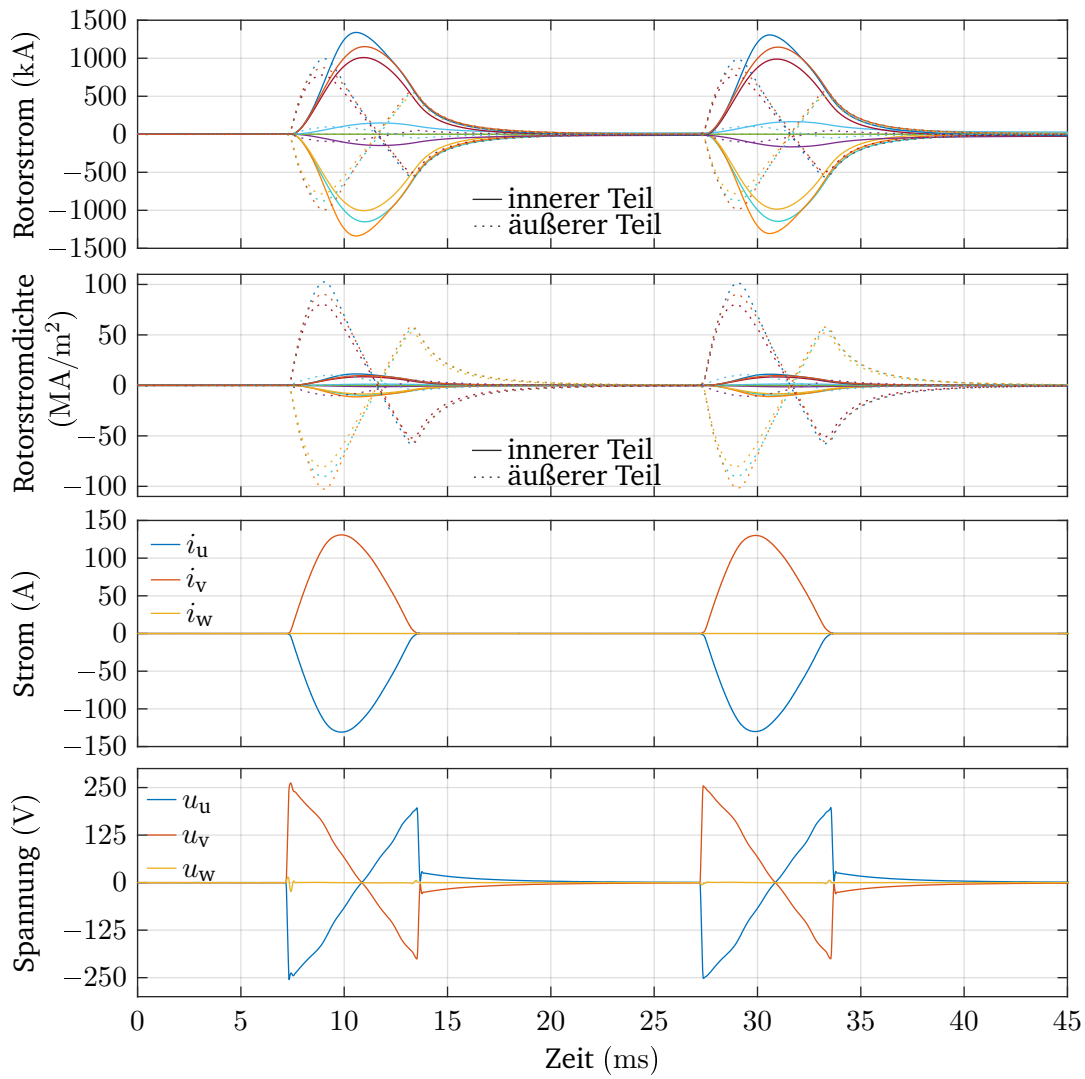


Abb. 6.5: Simulierte Zusammenhänge aus der Berechnung mit Flux2D

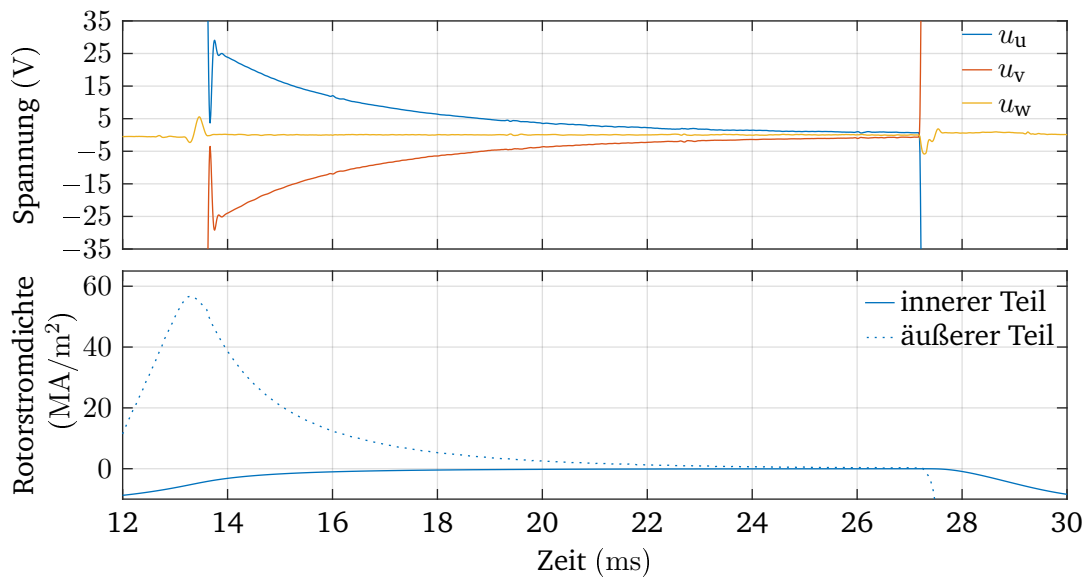


Abb. 6.6: Auszug der Darstellung der induzierten Spannung aus Abbildung 6.5

Bereich des Rotorstabs, während der Strom im inneren Teil des Stabs langsamer ansteigt. Beim Vergleich der Stromdichte zeigt sich, dass diese im äußeren Teil des Stabs um ein Mehrfaches größer ist als im inneren Teil. Noch während des Anstiegs im inneren Teil des Stabs kommt es zu einem Abfall des Stroms im äußeren Bereich des Stabs, während der Strom im Stator noch weiter steigt. Der Strom im inneren Teil des Stabs und im Stator erreichen ihr Maximum, wobei der Statorstrom das Maximum etwas eher erreicht. Kurz nach der Durchschreitung des Strommaximums im inneren Teil des Stabs kehrt sich das Vorzeichen des Stroms im äußeren Teil des Stabs um. Nun fließt also der Strom im äußeren Teil des Stabs in die entgegengesetzte Richtung zum Strom im inneren Teil des Stabs. Nach längerer Zeit ist der Statorstrom vollständig abgeklungen. Zu diesem Zeitpunkt fließt noch ein Strom im äußeren Teil des Stabs mit negativem Vorzeichen, im inneren Teil des Stabs mit positivem Vorzeichen. Im Zeitbereich von  $t = 13,5$  ms bis  $t = 26$  ms gleichen sich diese Stromanteile aus und es kommt zur Einstellung eines stationären Zustands. Während dieses Ausgleichsvorgangs ist eine abklingende Spannung an den zuvor bestromten Phasen messbar. Diese ist in feinerer Skalierung in Abbildung 6.6 dargestellt. Sie hat

---

eine maximale Amplitude von ca. 30 V. Zusätzlich ist ein exemplarischer Verlauf der Stromdichte im inneren und äußeren Stab dargestellt.

In Abbildung 6.6 ist eine Zeitkonstante von ca.  $\tau = 3$  ms beim Abklingen der Spannung erkennbar. Die Rotorzeitkonstante von Motor 1 hingegen liegt bei  $\tau_2 = 160$  ms. Somit kann der Abklingvorgang des verketteten Rotorflusses nicht Ursache für das Abklingen der Spannung sein. Die exemplarische Darstellung im unteren Teil der Abbildung 6.6 zeigt, dass der Ausgleich der Rotorstabstromdichte zwischen innerem und äußerem Stabteil mit der gleichen Zeitkonstante von  $\tau \approx 3$  ms erfolgt wie das Abklingen der induzierten Spannung. Daher muss der Ausgleichsvorgang im Rotorstab ursächlich für die induzierte Spannung sein.

Dieser Vorgang, der im Stillstand analysiert wurde, tritt so auch während der Rotation auf. Entsprechend überlagern sich bei der Klemmenspannung die induzierte Spannung durch die Rotation (vgl. Gleichung (4.27)) und die Spannung aufgrund des Ausgleichsvorgangs im Rotorstab. Dieser Ausgleichsvorgang verhindert, dass die gemessene induzierte Spannung unmittelbar nach dem Stromnulldurchgang ausgewertet werden kann. Es muss also zunächst eine definierte Zeit gewartet werden, bis die induzierte Spannung zur Detektion der Drehzahl genutzt werden kann. Diese Zeit hängt von der jeweiligen Konstruktion des Motors ab. Für Motor 1 wird eine Wartezeit von 8 ms verwendet.

## 6.2 Implementierung für das Bremsen von Asynchronmotoren

Nachdem bis hierhin grundlegende Zusammenhänge für die geberlose Implementierung dargelegt worden sind, wird in diesem Abschnitt eine konkrete Anwendung der Drehzahlmessung für den Bremsbetrieb diskutiert.

Wie bereits in Abschnitt 5.6.3 dargestellt, eignet sich das STFC-Verfahren sehr gut zum Bremsen von Motoren. Zum Zeitpunkt, an dem der dauerhafte Netzbetrieb beendet wird, ist die Konstellation günstig für ein geberloses Verfahren, da der Motor mit einer hohen Drehzahl und großen Flussamplitude rotiert. In diesem Fall können also direkt die Flussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  und die Rotordrehzahl  $n$  mit den beschriebenen Ansätzen ermittelt werden. Auf Basis dessen kann eine Zündung der Thyristoren nach dem STFC-Verfahren erfolgen und das in den letzten Abschnitten verwendete Vorgehen genutzt werden. Im

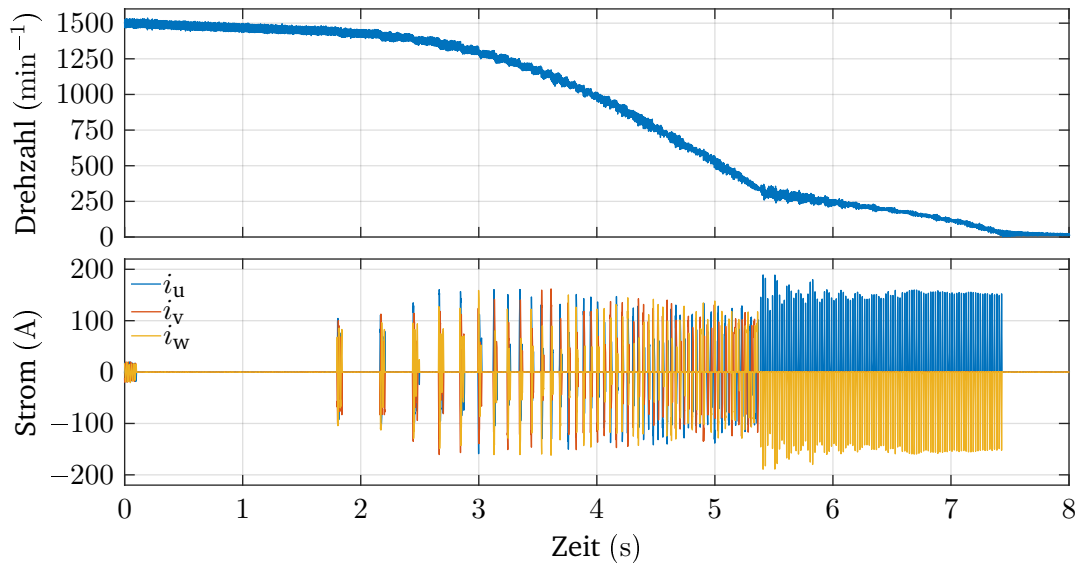


Abb. 6.7: Messung mit geberlosem STFC-Verfahren und Gleichstrombremsverfahren am Ende der Messung (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

Fall einer zu geringen Amplitude zur Ermittlung der Drehzahl ist davon auszugehen, dass die Amplitude des Rotorflusses  $|\vec{\Psi}_2^S|$  zu gering ist, um ein ausreichendes Bremsmoment zu erzeugen. In diesem Fall kann auf die in Abschnitt 5.6.4 erklärte Vorgehensweise zurückgegriffen werden, um die Amplitude der induzierten Spannung wieder zu erhöhen.

Während die Konstellation bei hohen Drehzahlen günstig ist, wird die Ermittlung der Drehzahl mit sinkendem Drehzahlwert immer schwieriger, selbst wenn durch die Regelung eine hohe Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  sichergestellt ist. Um auch den letzten Teil des Bremsvorgangs realisieren zu können, werden zwei Ansätze untersucht.

Eine Möglichkeit basiert darauf, für den letzten Teil des Bremsvorgangs auf die Gleichstrombremsung zurückzugreifen (siehe Abschnitt 2.2.3). In Abbildung 6.7 ist ein geberloser Bremsvorgang mittels Ansteuerung durch das STFC-Verfahren gezeigt, der ab einer Drehzahl von ca.  $340 \text{ min}^{-1}$  auf ein Gleichstrombremsverfahren setzt. Ab dem Zeitpunkt  $t = 5,3 \text{ s}$  zeigt sich die typische Stromform für das Gleichstrombremsen. Gleichzeitig sinkt

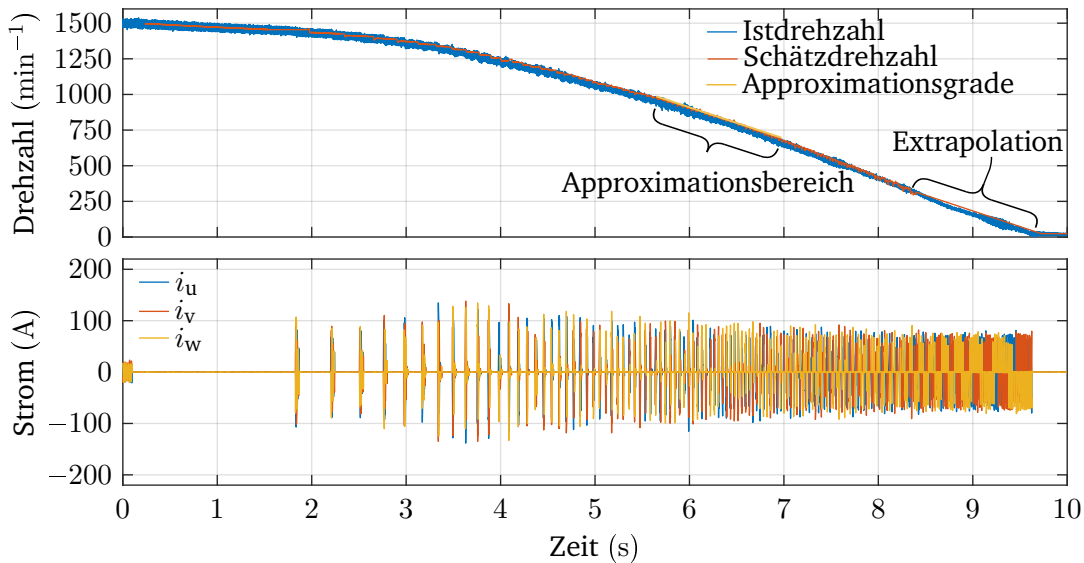


Abb. 6.8: Messung mit geberlosem STFC-Verfahren und geschätztem Drehzahlverlauf am Ende des Bremsvorgangs (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

die Bremsleistung allerdings deutlich, verglichen mit dem vorherigen Abschnitt unter Verwendung des STFC-Verfahrens. Eine weitere Herausforderung bei diesem Ansatz ist, dass der Stillstand des Motors häufig aufgrund der Applikationsanforderungen erkannt werden muss. Aufgrund der geringen Drehzahl ist dies schwierig und es kann dazu kommen, dass eine deutlich längere Bestromung eingestellt werden muss als erforderlich wäre.

Eine andere Lösungsstrategie ist, das STFC-Verfahren in eine Art gesteuerten Betrieb zu überführen. Bei der Messung in Abbildung 6.7 ist nach dem Erreichen einer Drehzahl von  $< 1000 \text{ min}^{-1}$  ein nahezu linearer Drehzahlabfall zu beobachten, der sich bei Verwendung eines Drehgebers fortsetzen würde (vgl. Abbildung 5.17). Mit diesem Wissen kann der Drehzahlverlauf ab dem Punkt, an dem die induzierte Spannung nicht mehr für eine Messung ausreicht, extrapoliert werden. Dieses Vorgehen wurde bei der in Abbildung 6.8 gezeigten Messung angewendet. Im Drehzahlbereich von  $950 \text{ min}^{-1}$  bis  $700 \text{ min}^{-1}$  wurde die negative Steigung beim Bremsen gemessen (Approximationsgerade) und anschließend zur Extrapolation des vermeintlichen Drehzahlverlaufs genutzt ( $t = 8,3 \text{ s}..9,6 \text{ s}$ ). Diese

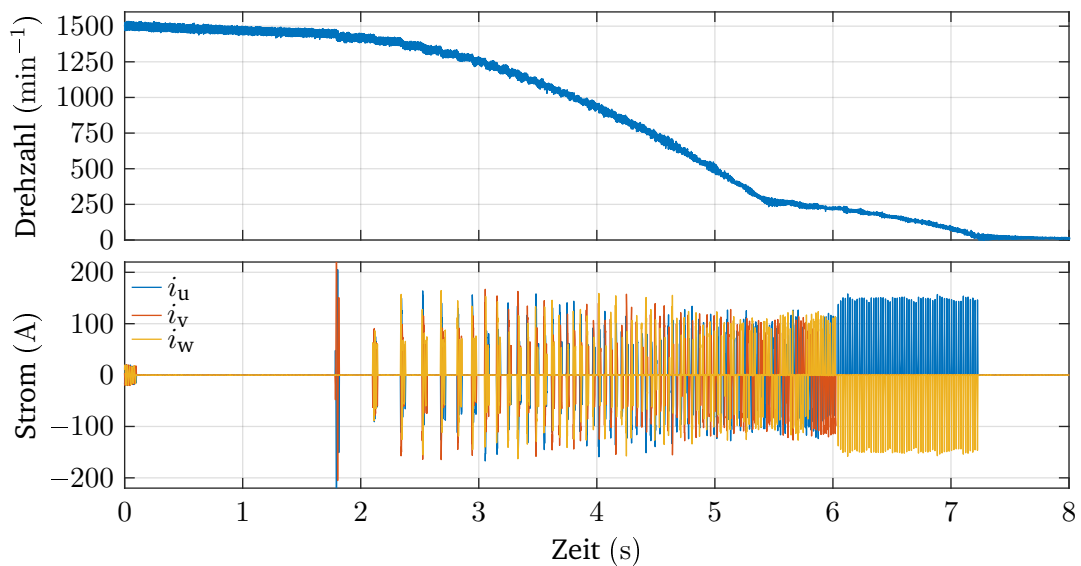


Abb. 6.9: Messung mit geberlosem STFC-Verfahren und geschätztem Drehzahlverlauf am Ende des Bremsvorgangs (fehlgeschlagen) (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

Extrapolation wurde dem Verfahren statt dem gemessenen Wert vorgegeben, um das gewünschte Verhalten zu erzeugen und die lineare Bremsung trotz des fehlenden Messwerts weiter fortzusetzen.

Diese Methode des Schätzens des Drehzahlverlaufs ohne eine genaue Information der tatsächlichen Drehzahl funktioniert allerdings nicht unter allen Umständen. Kommt es z.B. zu Lastsprüngen können diese die Verhältnisse so verändern, dass die Drehzahlabnahme nicht mehr linear verläuft. Abbildung 6.9 zeigt einen exemplarischen Bremsvorgang, der kein optimales Verhalten zeigt, obwohl die Lastsituation identisch ist. Ursächlich für diese Abweichung ist, dass die Richtung des ermittelten Rotorflussraumzeigers nicht mehr dem tatsächlichen Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  entspricht. Aufgrund dieses Fehlers in der Rotorflussprädiktion, kommt es zu einer Abweichung in Höhe und Vorzeichen des generierten Drehmoments.

Diese Abweichung führte allerdings bei keinem der durchgeführten Bremsvorgänge zu einer erneuten Beschleunigung des Motors, sondern nur zu einem Verhalten, das

---

dem Verhalten bei einer Gleichstrombremsung nahe kommt. Grund dafür ist, dass ab dem Zeitpunkt  $t = 6\text{ s}$  das Verfahren auf Basis des angenommenen Drehzahlverlaufs quasi von einem Stillstand des Motors ausgeht. Hier kann nun eine Phase des Gleichstrombremsens angefügt werden, um den eventuell noch drehenden Motor vollständig abzubremesen. Nichtsdestotrotz muss auch in diesem Fall der Stillstand erkannt werden, um sicherzustellen, dass sich der Motor zum Ende der Bremsung nicht mehr dreht.

Wie das vorangegangene Beispiel zeigt, können Ungenauigkeiten in den Parametern des Flusswärtzers dazu führen, dass der geschätzte Flussraumzeiger nicht mehr dem realen Flussraumzeiger entspricht.

Abgesehen von den Herausforderungen bei sehr niedrigen Drehzahlen, verspricht die Implementierung eines geberlosen Bremsverfahrens auf Basis des STFC-Verfahrens einen robusten Betrieb.

### 6.3 Implementierung für das Starten von Asynchronmotoren

Wesentlich komplizierter als beim Bremsen ist die Ausgangslage beim Hochlauf, dem primären Ziel beim Einsatz eines Drehstromstellers.

Der Startvorgang kann in drei Abschnitte eingeteilt werden, in denen grundlegend verschiedene Ansätze gewählt werden:

- **Niedrige Drehzahl:** In diesem Bereich ist die Drehzahl zu gering, um die Orientierung des Flussraumzeigers und die Drehzahl anhand der EMK identifizieren zu können. Um den Motor beschleunigen zu können, ist zwingend ein gesteuertes Verfahren erforderlich. Dieser Abschnitt erstreckt sich über einen Drehzahlbereich von 0 % bis 20 %..25 % der Synchrondrehzahl.
- **Vollwertiger, geberloser STFC-Betrieb:** Der nächste Abschnitt ermöglicht einen Betrieb mit den vorgestellten Ansätzen für bestromte und unbestromte Phasen. Hier ist die EMK ausreichend für einen geberlosen Betrieb, der nur wenig Veränderungen gegenüber einem Betrieb mit Geber bedeutet.
- **Übergang zur Synchrondrehzahl:** Je nach Applikation wird in einem Drehzahlbereich von 60 %..80 % der Synchrondrehzahl auf das klassische Verfahren umgestellt.

---

In diesem Sektor weicht einzig die Generierung des Sollwerts von dem Betrieb mit Geber ab.

Ausgangspunkt für die Beschleunigung ist ein Motor, der nicht magnetisiert ist und sich nicht dreht. Der erste und zugleich schwierigste Übergang ist die Beschleunigung des Motors auf eine Drehzahl von 20 %..25 % der Synchrondrehzahl. Ab diesem Zeitpunkt können der Rotorfluss und die Drehzahl sicher geschätzt werden. Dabei ist die Länge des Rotorflussraumzeigers zum Zeitpunkt des Übergangs von entscheidender Bedeutung, da nur ein ausreichend hoher Betrag des verketteten Rotorflusses eine sichere Schätzung der Drehzahl ermöglicht.

Um den ersten Teil des Beschleunigungsvorgangs zu realisieren, liegt es nahe, zunächst auf ein Ansteuerverfahren mit Phasenanschnitt zu setzen. Über diesen Weg kann die Zeit der Beschleunigung vom Stillstand bis zum Erreichen des angestrebten Drehzahlpunkts überbrückt werden. Allerdings bedingt das Verfahren eine sehr kleine induzierte Spannung in diesem Drehzahlbereich, da Ansteuerverfahren auf Basis des Phasenanschnitts mit einer sehr geringen Rotorflussamplitude arbeiten, wie die in Abbildung 6.1 präsentierten Messungen zeigen. Damit ist diese Option nicht zielführend, da die niedrige Rotorflussamplitude auch zu einer niedrigen induzierten Spannung führt, die eine Detektion der Drehzahl verhindert.

Eine andere Möglichkeit ist es, wie bereits beim Ansatz für das geberlose Bremsen, eine definierte Drehzahl vorzugeben und mit dem STFC-Verfahren ein gesteuertes Pulsmuster zu erzeugen. In diesem Fall gibt es zwei denkbare Ausprägungen des Ansatzes. Zum einen kann die definierte Drehzahl als kontinuierliche Rampe vorgegeben werden, auf der der Motor gesteuert hochläuft. Andererseits kann ein fester Drehzahlwert definiert werden, um einen schlupfbasierten Hochlauf des Motors zu ermöglichen. In beiden Fällen läuft das STFC-Verfahren im stromgeregelten Betrieb. Durch die Drehzahlvorgabe wird aus dem geregelten STFC-Verfahren ein Verfahren zur gesteuerten Erzeugung eines Drehfelds, auf dem der Motor hochläuft.

Der einfachste Ansatz ist die Vorgabe einer festen, fiktiven Drehzahl für das Verfahren. Entsprechend dieser definierten Drehzahl werden Pulse mit dem STFC-Verfahren erzeugt, als würde sich der Motor mit dieser Drehzahl drehen. Das günstige Verhalten des Asynchronmotors sorgt für einen Hochlauf bis zum ersten dominierenden Anteil im



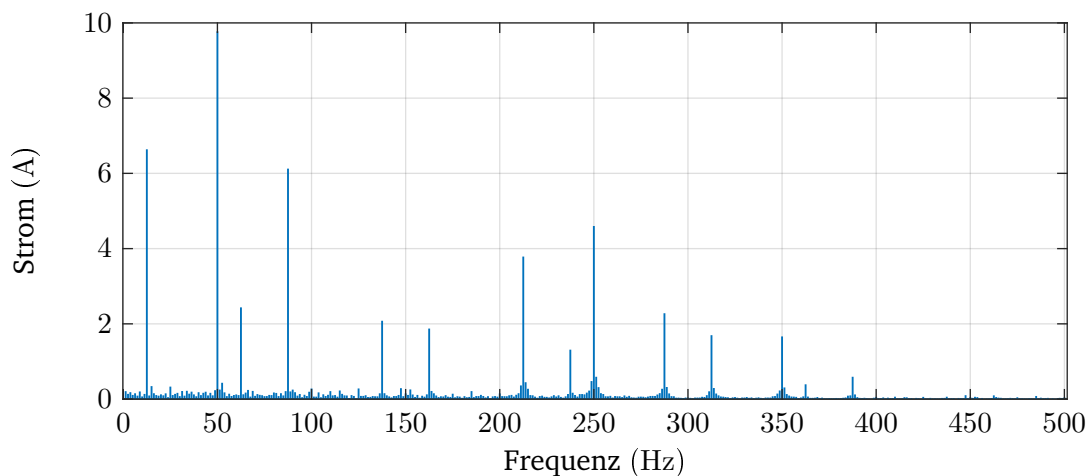


Abb. 6.10: Darstellung des sich einstellenden Stromspektrums bei fester Vorgabe der Drehzahl und fest gebremstem Rotor

Stromspektrum. Dieses Vorgehen ähnelt jenem, das typisch für die DFC-Verfahren ist (vgl. Abschnitt 2.2.2). Der Motor läuft in einem transienten Vorgang hoch. Abbildung 6.10 zeigt das gemessene Stromspektrum bei einem fest gebremsten Rotor. In diesem Fall wurde für die Pulserzeugung eine elektrische Drehzahl von  $375 \text{ min}^{-1}$  definiert. Die Subharmonische mit einer Frequenz von  $12,5 \text{ Hz}$  ist deutlich zu erkennen, was rund  $1/4$  der Netzfrequenz entspricht. Dieses Konstrukt sorgt für einen Strom und ein Stromspektrum, das dem der bereits bekannten DFC-Verfahren sehr nahe kommt (vgl. [32]).

Abbildung 6.11 zeigt den Hochlauf eines Motors mit dem STFC-Verfahren, dem eine feste Drehzahl von  $375 \text{ min}^{-1}$  vorgegeben wird. Der Motor beschleunigt aus dem Stand und läuft bis zur erzeugten Subharmonischen hoch. Dabei ist zu beachten, dass die Amplitude des Spannungsraumzeigers  $|\vec{U}_1^S|$  während der stromlosen Phasen für Drehzahlen  $< 300 \text{ min}^{-1}$  sehr gering ist. Erst nahe der Frequenz der Subharmonischen steigt die Spannung an. Ist die Synchrondrehzahl der Subharmonischen erreicht, stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein. Die hohe Amplitude der induzierten Spannung lässt auf eine große Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^S|$  schließen.

Beginnend im Übergang in den stationären Zustand entstehen starke Pendelmomente,

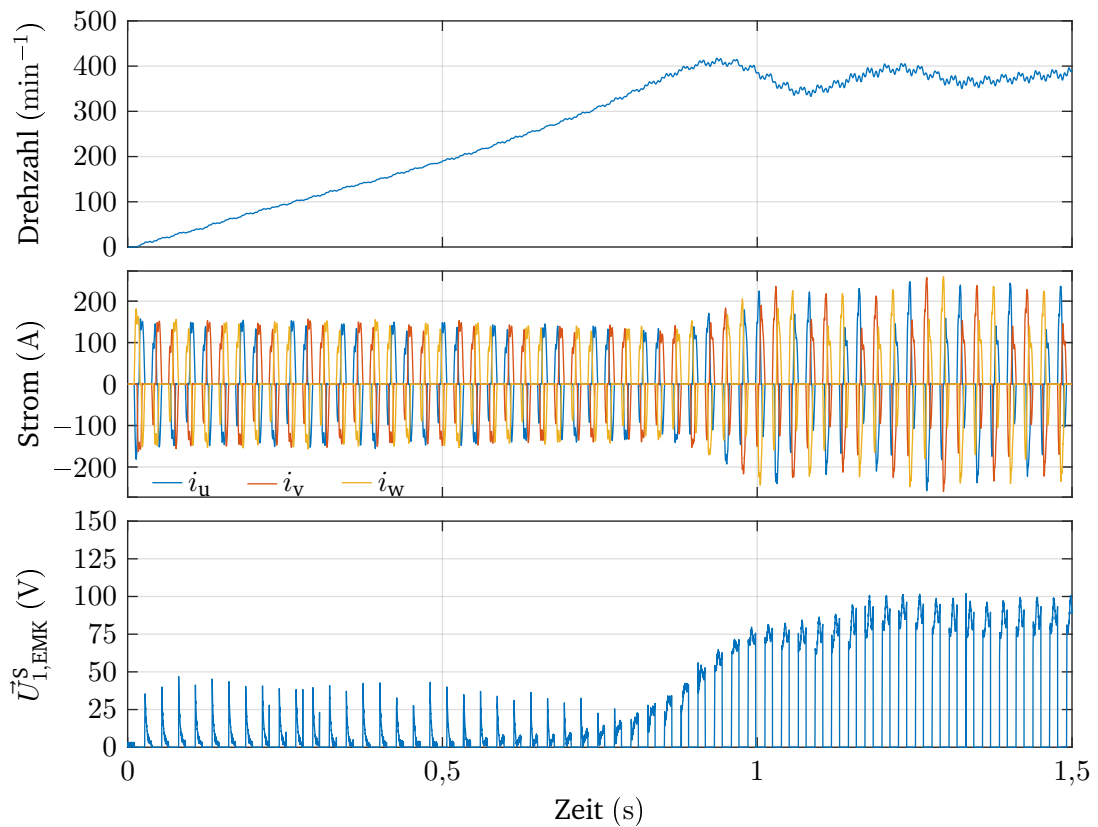


Abb. 6.11: STFC-Verfahren mit fester, definierter Drehzahl von  $375 \text{ min}^{-1}$

die auf dem Prüfstand eine starke Geräusentwicklung verursachen. Sie werden durch den Strom im Zusammenspiel mit der hohen Rotorflussamplitude  $|\vec{\Psi}_2^s|$  verursacht. Wie bei der klassischen Phasenanschnittsteuerung ist eine ausreichende Stromamplitude erforderlich, damit der Anlauf erfolgreich ist. Andernfalls läuft der Motor trotz Bestromung nicht an.

Die Alternative zur Vorgabe einer fest eingepprägten Drehzahl ist die Vorgabe einer rampenförmigen, fest eingepprägten Drehzahl beim STFC-Verfahren. Eine Beispielmessung ist in Abbildung 6.12 gezeigt. Beim Vergleich der Rampe mit der festen Drehzahl ist eine Oszillation in der Drehzahl festzustellen. Die EMK in den stromlosen Phasen steigt außerdem

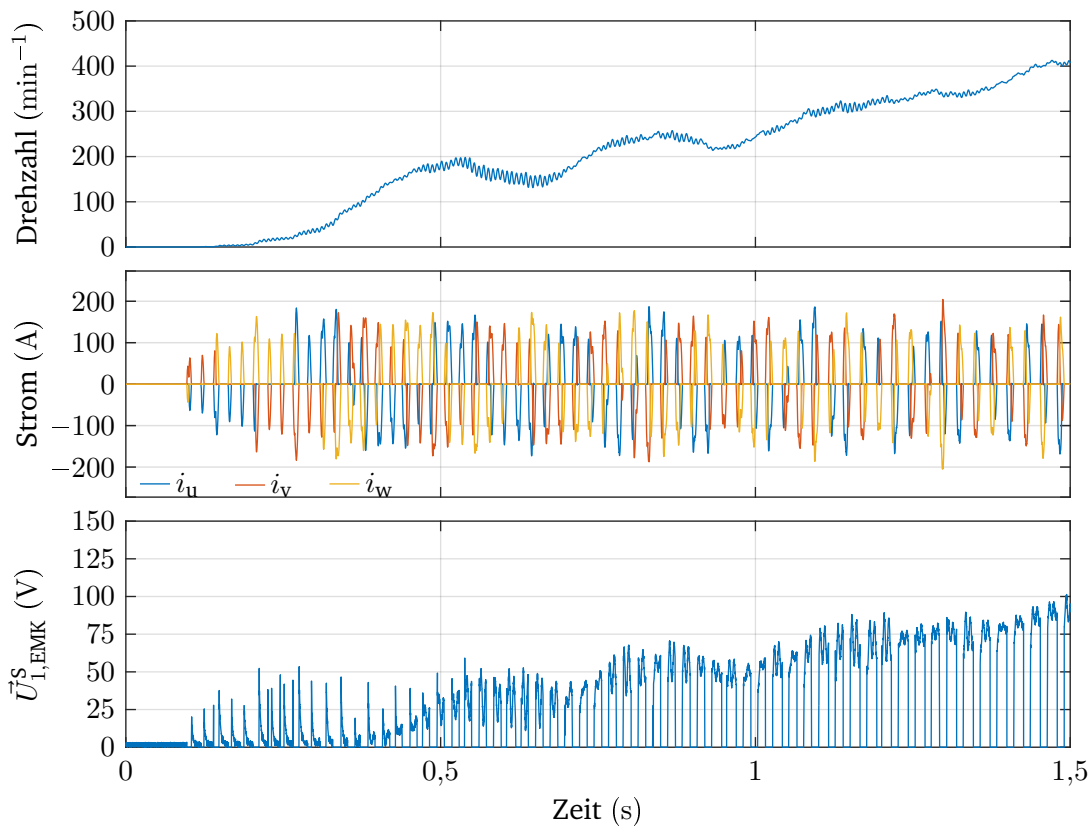


Abb. 6.12: STFC-Verfahren im gesteuerten Schleppebetrieb

parallel zur Drehzahl an, sodass davon ausgegangen werden kann, dass die Flussamplitude zu jedem Zeitpunkt hoch ist. Gleichzeitig setzen bei dieser Implementierung unmittelbar Pendelmomente ein, die während des gesamten, gesteuerten Hochlaufs für eine deutliche Geräuschentwicklung am Prüfstand sorgen. Diese wird umso intensiver, je höher die gewählte Stromamplitude des Stromreglers des STFC-Verfahrens gewählt wird. Wird die Stromamplitude aber zu niedrig gewählt, misslingt der Startvorgang. Allerdings lässt sich dies durch den kontinuierlichen Anstieg der EMK von Beginn der Beschleunigung gut detektieren, sodass beim Ausbleiben einer EMK davon ausgegangen werden kann, dass die Startstromamplitude nicht ausreichend war.

---

Bei beiden Ansätzen kann zum Zeitpunkt einer ausreichend hohen Amplitude der EMK in den vollwertigen, geberlosen Betrieb übergegangen werden. Da die Methode mit der rampenförmigen Drehzahlerhöhung jedoch zu einer starken Geräuschentwicklung und damit zu einer starken mechanischen Belastung des Antriebsstrangs führt, wird im weiteren Verlauf der Arbeit die Vorgabe einer festen Drehzahl verwendet. Nachdem der erste Drehzahlpunkt erreicht ist, kann das STFC-Verfahren mit allen Funktionalitäten eingesetzt werden, da sich die Drehzahl gut rekonstruieren lässt. Gerade während des Übergangs vom gesteuerten in den geregelten Betrieb ist es wichtig, dass der Flussregler weiterhin dafür sorgt, dass die Flussamplitude nicht zu weit absinkt. Sonst wäre das Verfahren aufgrund der fehlenden Drehzahlinformation nicht funktionsfähig. Wird eine ausreichend hohe Flussamplitude sichergestellt, kann der Rotorflussraumzeiger  $\vec{\Psi}_2^S$  während der stromlosen Phasen gut rekonstruiert werden. Die Drehzahl kann kontinuierlich weiter erhöht werden, bis der nächste Abschnitt mit Erreichen der Drehzahlschwelle beginnt. Zu diesem Zeitpunkt geht die Bestromung nach dem STFC-Verfahren in eine Phasenanschnittsteuerung über.

Durch die Verwendung der Phasenanschnittsteuerung ist das Umschalten auf einen stromgeregelten Betrieb nötig, da hier keine Ermittlung der Drehzahl mehr möglich ist. Für den letzten Abschnitt des geberlosen Starts mit dem STFC-Verfahren ist somit ausschließlich die Vorgabe des nötigen Sollstroms für eine weitere Beschleunigung erforderlich. Der Sollstrom ist so zu wählen, dass die Drehzahl beim Übergang weder stark und schnell zunimmt, noch abfällt. Eine mögliche Lösung ist, zunächst während des STFC-Betriebs die mittlere Leistung pro Zeitabschnitt, bestehend aus bestromten und nachfolgendem unbestromten Abschnitt, zu ermitteln. Nachdem auf den Betrieb mit Phasenanschnittsteuerung umgeschaltet wird, wird der Strom so eingestellt, dass die Leistung dem 1,2..1,4-fachen der Leistung während des STFC-Verfahrens entspricht. Diese Leistungserhöhung deckt die höheren Verluste im schlupfbasierten Phasenanschnittbetrieb. Anschließend erfolgt eine rampenförmige Anhebung.

Zusammengefasst konnte ein geberloser Ansatz für den Start von Motoren unter Nutzung des STFC-Verfahrens entwickelt werden. Allerdings ist insbesondere im niedrigen Drehzahlbereich mit Abstrichen gegenüber dem geberbasierten STFC-Verfahren zu rechnen. Eine Gesamteinordnung erfolgt im Rahmen der messtechnischen Bewertung in Kapitel 7.

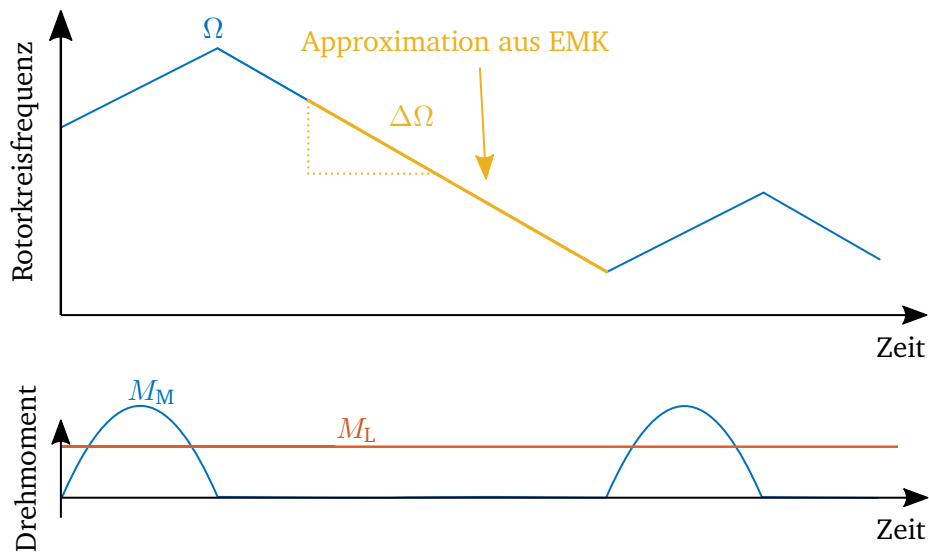


Abb. 6.13: Prinzipielle Darstellung der Ermittlung der Trägheit

## 6.4 Parameterermittlung

In den letzten Abschnitten wurden grundlegende Fragen des geberlosen Betriebs beantwortet und Verfahren entwickelt, um mit den speziellen Gegebenheiten beim Start und beim Bremsen umzugehen. Da eine Extrapolation der Drehzahl während der Bestromung für hohe Drehzahlen erforderlich ist, ist mit der Systemträgheit  $J_{ges}$  ein weiterer Parameter hinzugekommen, der bekannt sein muss. Die im Antriebsstrang wirksame Massenträgheit  $J_{ges}$  ist nur in einem kleinen Teil der industriellen Applikationen von Drehstromstellern bekannt, dafür aber in den allermeisten Applikationen für die Dauer des Hochlaufs konstant. Um die Massenträgheit  $J_{ges}$  für eine unbekannte Anwendung zu ermitteln, kann das Pulsmuster des STFC-Verfahrens kurzfristig angepasst werden.

Eine prinzipielle Darstellung der Abläufe findet sich in Abbildung 6.13. Zunächst wird eine konstante Drehzahl im Bereich des vollwertigen, geberlosen Betriebs angefahren und gehalten. Dieser Arbeitspunkt sollte ausreichend Abstand zum Übergang in den gesteuerten Betrieb haben. Das Lastmoment wird detektiert, indem bei gleichbleibender Drehzahl

---

das dem Motor zugeführte mittlere Drehmoment ermittelt wird. Hat sich ein konstanter Betriebspunkt eingestellt und ist auch das abschnittsweise ermittelte Lastmoment konstant, werden die Pulse nach einer Bestromungsphase gesperrt und die Drehzahl weiter abfallen gelassen. Dies ermöglicht eine längere Detektion der Drehzahl, bei der nicht nur die Drehzahl selbst, sondern auch deren zeitlicher Verlauf bzw. negative Steigung ( $d\Omega/dt$ ) ermittelt wird. Zu diesem Zeitpunkt findet keine Bestromung statt, sodass gilt:

$$M_M = 0 \quad (6.11)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = (M_{L,apx}) \frac{1}{J_{ges}} \quad (6.12)$$

Da während des vorherigen, stabilen Betriebs das wirksame Lastmoment ermittelt wurde, kann nun mittels des detektieren Drehzahlabfalls und des Lastmoments die wirksame Massenträgheit bestimmt werden:

$$J_{ges} = \frac{M_{L,apx}}{\Delta\Omega} \quad (6.13)$$

Mit dieser Vorgehensweise kann in Rahmen einer Inbetriebnahme eine Vermessung der wirksamen Trägheit durchgeführt werden. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass die Genauigkeit bei der ermittelten Trägheit keinen besonderen Anforderungen genügen muss, da sie nur zur Berechnung des Verhaltens während der Bestromung erforderlich ist. In der folgenden stromlosen Phase kann dann ein Abgleich mit der realen Drehzahl über die gemessene EMK vorgenommen werden.

## 6.5 Zwischenfazit

In diesem Kapitel wurde das STFC-Verfahren so modifiziert, dass eine Anwendung auch ohne Einsatz eines Drehgebers möglich ist. Dazu wurden grundlegende Konzepte erörtert, die in verschiedenen Abschnitten des geberlosen Betriebs genutzt werden. Anschließend wurden angepasste Verfahren für das Bremsen und Starten erarbeitet. Im letzten Abschnitt wurden Möglichkeiten zur Bestimmung des wirksamen Massenträgheitsmoments  $J_{ges}$  und des Lastmoments  $M_{L,apx}$  erläutert.

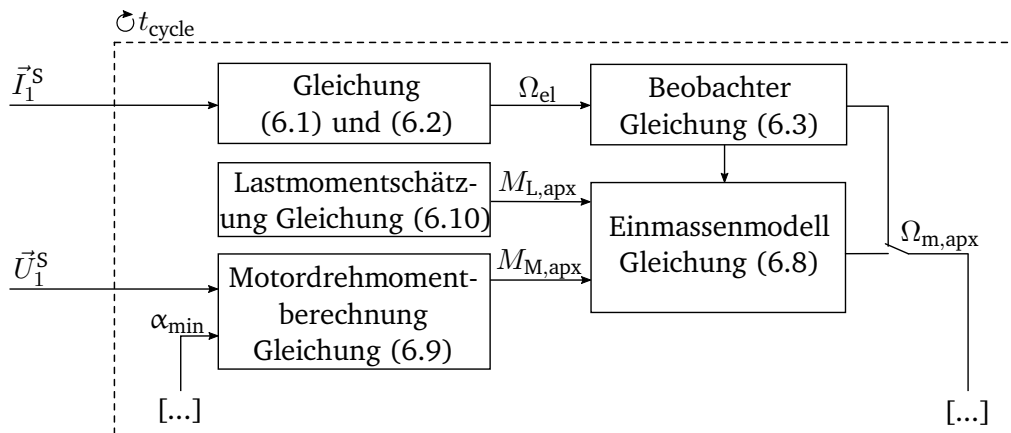


Abb. 6.14: Übersicht über die Softwarestruktur des STFC-Verfahrens

Verglichen mit [2] ist für die vorgestellten Konzepte kein Anlernen von neuronalen Netzen und somit keine detaillierte Kenntnis des verwendeten Motors erforderlich. Vielmehr kann die vorgestellte Methodik grundsätzlich auf jeden Asynchronmotor angewendet werden.

Abbildung 6.14 zeigt die wichtigsten Elemente, um die Motordrehzahl in einer geeigneten Qualität zu rekonstruieren. Dies umfasst sowohl die in Abschnitt 6.1.1 beschriebenen Methoden während der statorstromlosen Zeitabschnitte, sowie die in Abschnitt 6.1.2 präsentierten Methoden zur Überbrückung der Zeitabschnitte mit Statorstromfluss. Gespeist werden diese Strukturen durch den rekonstruierten Fluss (siehe Abbildung 5.19). Das Ergebnis daraus ist die rekonstruierte Drehzahl, die in Abbildung 5.19 statt der gemessenen Drehzahl eingesetzt wird.

Die in diesem Kapitel vorgestellten Ansätze ermöglichen den Einsatz des STFC-Verfahrens, ohne dass zwingend eine Drehzahlmessung vorhanden sein muss. Durch diese Weiterentwicklung wurden die Hürden für eine industrielle Anwendung des STFC-Verfahrens deutlich gesenkt. So kann das geberlose Bremsen nahezu ohne Funktionalitätsverlust umgesetzt werden. Beim geberlosen Start hingegen sorgt der gesteuerte Betrieb am Anfang des Hochlaufs für eine geringe Einschränkung der Funktionalität, die jedoch für die meisten industriellen Anwendungen akzeptabel ist.

---

Damit wurde das STFC-Verfahren so erweitert, dass nun auch das dritte Hindernis für die Implementierung des prädiktiven Verfahrens – die Notwendigkeit der Drehzahlmessung – gelöst ist. Mit der Entwicklung der geberlosen Ansatzes des STFC-Verfahrens können wesentliche Schwierigkeiten bei der Implementierung des prädiktiven Verfahrens in einem industriellen Produkt gelöst werden.



---

## 7 Experimentelle Verifikation

---

Nachdem in den letzten Kapiteln die grundlegenden Vorgehensweisen zum prädiktiven Verfahren, zum STFC-Verfahren und zur geberlosen Realisierung dargelegt wurden, werden in diesem Kapitel die verschiedenen Ausprägungen mit dem Stand der Technik verglichen. In den folgenden Abschnitten werden jeweils Gruppen von Applikationen mit vergleichbarer Lastcharakteristik untersucht, in denen Drehstromsteller in der Industrie bereits heute Verwendung finden.

### 7.1 Betrieb an Lasten großer Trägheit und ohne Lastmoment

Ein großes Anwendungsgebiet für Drehstromsteller sind Antriebsapplikationen mit großem Massenträgheitsmoment. Typische Anwendungen sind z.B. in der Holzverarbeitenden Industrie (Kreissägen, Bandsägen oder Fräsmaschinen) zu finden. Außerdem zeichnet diese Lasten häufig aus, dass sie zunächst ohne wirksames Gegenmoment an der Welle gestartet und erst im Netzbetrieb belastet werden. Weitere Anwendungen aus anderen Industriezweigen, bei denen Drehstromsteller zur Anwendung kommen, sind Brecher oder Zentrifugen.

Die im Folgenden gezeigten Messungen können zum einen genutzt werden, um die Startverfahren bezüglich ihrer Tauglichkeit für die beschriebene Lastart zu bewerten. Zum anderen können die Messungen herangezogen werden, um die während des Starts vom Motor absorbierte Energie  $E_{\text{mot}}$  bilanzierend zu ermitteln. Abbildung 7.1 illustriert die nachfolgend verwendeten Bezeichnungen für die Energieflussbetrachtung. Die aus dem Netz bezogene Energie  $E_{\text{el}}$  wird mittels Leistungsmessgerät gemessen. Die in der Mechanik gespeicherte Energie  $E_{\text{mech}}$  kann über die gemessene Drehzahl  $n$  und die

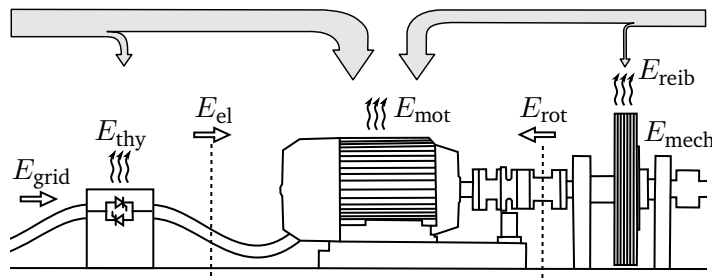


Abb. 7.1: Energieflüsse im System zur Bilanzierung

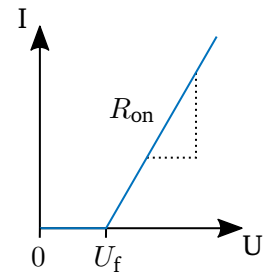


Abb. 7.2: Kennlinie des Thyristormodells

bekannte Systemträgheit  $J_{ges}$  bestimmt werden:

$$E_{mech} = 1/2 \cdot J_{ges} \cdot (2\pi \cdot n)^2 \quad (7.1)$$

Somit lässt sich die vom Motor aufgenommene Energiemenge  $E_{mot}$  bestimmen:

$$E_{mot} = E_{el} - \Delta E_{mech} - E_{reib} \quad (7.2)$$

$\Delta E_{mech}$  bezeichnet in dieser Gleichung die Differenz zwischen der vor und nach der Messung in der rotierenden Masse gespeicherten kinetischen Energie. Der Einfluss der Reibung ist auf dem verwendeten Prüfstand gering. Dementsprechend kann dieser Einfluss für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden.

Zusätzlich zur Gesamtenergie, die im Motor absorbiert wird, kann der Anteil der im Stator anfallenden Verlustenergie für einen Motorstart bzw. eine Bremsung geschätzt werden. Dazu wird vereinfachend angenommen, dass Verluste nur durch die Stromwärmeverluste des ohmschen Widerstands der Statorwicklung  $R_1$  erzeugt werden. Für die Kalkulation der Statorverlustenergie  $E_{stator}$  für einen Start- bzw. Bremsvorgang werden die aufgenommenen Statorströme ( $i_u, i_v, i_w$ ) verwendet:

$$E_{stator} = \int_{t_{start}}^{t_{stop}} R_1 \cdot (i_u^2 + i_v^2 + i_w^2) dt \quad (7.3)$$

---

Neben den Verlustenergien im Motor sind vor allem die Verlustenergien im Drehstromsteller  $E_{thy}$  für einen Start- bzw. Bremsvorgang ein wichtiges Vergleichskriterium. Im Leistungsteil von heutigen, industriellen Drehstromstellern sorgt der erforderliche Kühlkörper für einen Großteil des Gerätegesamtgewichts und nimmt einen großen Teil des Gerätevolumens ein. Folglich machen die Kosten für die Entwärmung einen deutlichen Anteil der Kosten des Gesamtgeräts aus.

Um die Verlustenergie für einen Start- bzw. Bremsvorgang zu berechnen, wird auf ein einfaches Modell des Thyristors zurückgegriffen. Die vereinfachte Kennlinie eines gezündeten Thyristors ist in Abbildung 7.2 dargestellt und besteht aus einer ohmschen Komponente  $R_{on}$ , sowie einer Thresholdspannung  $U_f$ . Zusammen mit den gemessenen Statorströmen ( $i_u, i_v, i_w$ ) lässt sich die Verlustenergie in den Thyristoren  $E_{thy}$  bestimmen:

$$E_{thy} = \int_{t_{start}}^{t_{stop}} [U_f \cdot (|i_u| + |i_v| + |i_w|) + R_{on} \cdot (i_u^2 + i_v^2 + i_w^2)] dt \quad (7.4)$$

Für alle folgenden Betrachtungen gilt ein Startvorgang als „begonnen“ ( $t_{start}$ ), sobald der erste Strom fließt und als „abgeschlossen“ ( $t_{stop}$ ), sobald der Motor am Netz läuft und der Motorstrom den stationären Endwert angenommen hat. Ein Bremsvorgang gilt als „begonnen“ ( $t_{start}$ ), sobald das Bypassschütz des Sanftstarters geöffnet wurde und als „abgeschlossen“ ( $t_{stop}$ ), wenn der Motor zum Stillstand gekommen ist.

### 7.1.1 Vergleich der Startverfahren mit Motor 1

In diesem Abschnitt werden die möglichen Startverfahren an einem konkreten Lastfall bei Nutzung von Motor 1 diskutiert und verglichen. Für diesen Vergleich werden folgende Verfahren herangezogen:

- Drehzahlgeregelte Phasenanschnittsteuerung (Abschnitt 2.2.2 und 2.2.3)
- Drehzahlgeregeltes prädiktives Verfahren (Kapitel 4)
- Drehzahlgeregeltes STFC-Verfahren (Kapitel 5)
- Geberloses STFC-Verfahren (Kapitel 5 und 6)

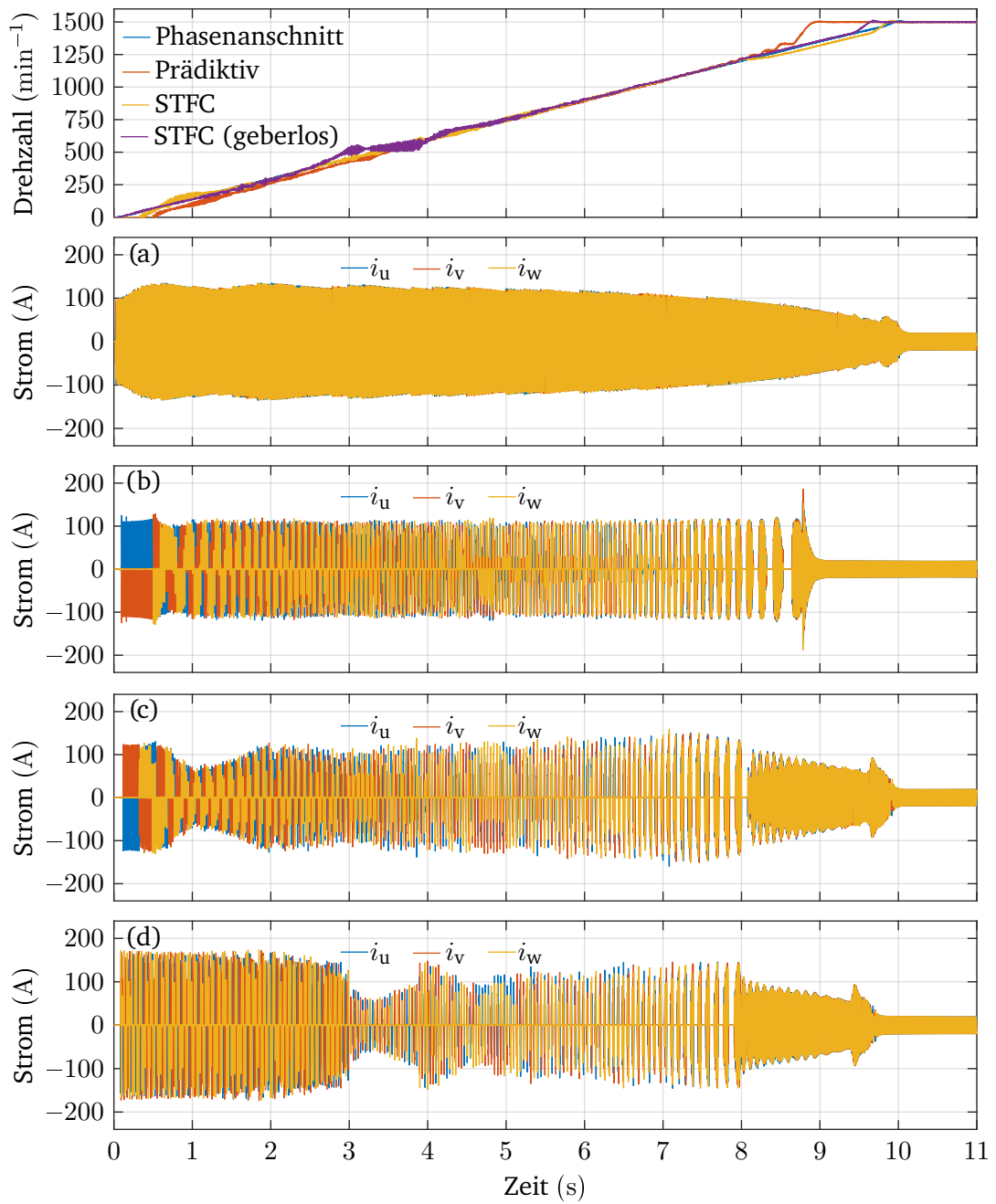


Abb. 7.3: Startvorgang mit einer großen Lastträgheit (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 2,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

---

Bei der drehzahlgeregelten Phasenanschnittsteuerung wird die Drehzahl gemessen und zusammen mit einer Sollwerttrape in einem PI-Regler verarbeitet, der den Ansteuerwinkel  $\alpha$  einstellt. Aufgrund des ähnlichen Drehzahlverlaufs bei den folgenden Messungen mit den verschiedenen Startverfahren, können anschließend auch energetische Vergleiche vorgenommen werden.

Abbildung 7.3 zeigt im obersten Diagramm den Drehzahlverlauf aller vier Anlaufverfahren. Unterhalb dieser Darstellung sind jeweils die zugehörigen Stromverläufe für je ein Ansteuerverfahren dargestellt. Diese Art der Darstellung wird auch für die folgenden Vergleiche verwendet.

Der Stromverlauf der Phasenanschnittsteuerung zeigt das bekannte kontinuierliche Pulsmuster vom Anfang bis zum Ende des Hochlaufs. Das prädiktive Verfahren, sowie das STFC-Verfahren zeigen ebenfalls einen sehr kontinuierlichen Drehzahlverlauf, allerdings in Verbindung mit dem charakteristischen Stromverlauf, bestehend aus Zeiten mit und ohne Statorstrom. Beim prädiktiven Verfahren ist kurz vor dem Erreichen des Dauerbetriebs eine Transiente im Statorstrom zu erkennen ( $t = 8,8\text{ s}$ ). Ursächlich dafür ist, dass bis zu diesem Punkt die Bestromung durch das prädiktive Verfahren vorgenommen wurde und ab diesem Punkt das Bypassschütz geschlossen wird. Bis zu diesem Zeitpunkt wurde die Betriebsspannung durch das prädiktive Verfahren abgesenkt und der Motor damit nicht auf den Bemessungsfluss aufmagnetisiert. Durch das plötzliche Schließen des Schützes wird die volle Netzspannung angelegt und es kommt zu einer schlagartigen Aufmagnetisierung des Motors, die die Transiente im Strom verursacht. Bei Bedarf könnte diese Spitze z.B. durch ein gezieltes Anheben der Spannung über einen Zusatz im Entscheidungskriterium behoben werden. Dieses transiente Übergangsereignis ist bei einigen der folgenden Messungen mit dem prädiktiven Verfahren zu beobachten. Die geberlose Implementierung des STFC-Verfahrens beginnt mit einem gesteuerten Hochlauf ( $t = 0 \dots 3\text{ s}$ ), der anschließend in einen Übergang in das STFC-Verfahren mündet. Bei diesem Übergang sind eine transiente Veränderung des Stroms und eine leichte Verformung der Drehzahlrampe zu beobachten. Dies liegt an der Regelung, die für den transienten Übergang zwischen dem gesteuerten und dem geregelten Verfahren nicht optimiert wurde. Im Rahmen weiterer Untersuchungen wäre eine Optimierung des Reglerkonzepts zur Verbesserung des Übergangs- bzw. transienten Verhaltens sinnvoll, das jedoch bei der vorliegenden Arbeit nicht im Mittelpunkt steht. Daher wird bei allen folgenden Messungen des geberlosen

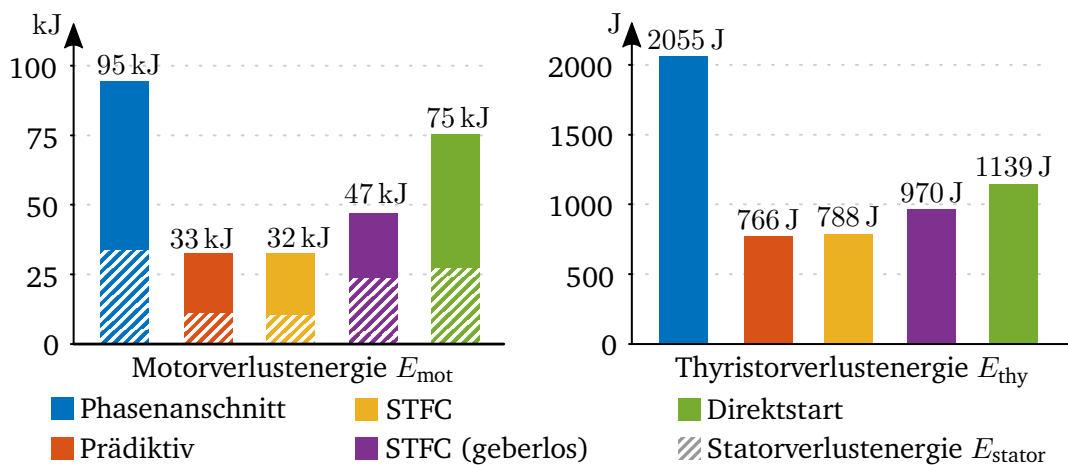


Abb. 7.4: Energievergleich beim Startvorgang (Motor 1,  $J_{ges} = 2,213 \text{ kgm}^2$ )

STFC-Verfahrens das Verhalten durch Eingriff so optimiert, dass der Übergang möglichst wenige transiente Oszillationen aufweist. Dies ermöglicht einen unverfälschten Vergleich der Verfahren, obwohl dem Autor bekannt ist, dass eine solche Optimierung im Rahmen eines industriellen Einsatzes nicht möglich ist. Entsprechend treten in allen folgenden Messungen zum geberlosen Betrieb mehr oder weniger große Transienten beim Übergang vom gesteuerten Hochlauf in den Betrieb mit dem STFC-Verfahren auf. In einer industriellen Anwendung könnten diese Oszillationen durch eine leichte Modifikation der Rampe korrigiert werden, um das Überschießen des Sollwerts zu verhindern.

Zusammengefasst sind alle Verfahren im Stande einen vergleichbaren Motorstart zu ermöglichen. Hauptmotivation dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Verfahrens zur Reduktion der Motor- und Drehstromstellerverlustenergien beim Starten bzw. Bremsen. Abbildung 7.4 zeigt die ermittelten Verlustenergien in Motor und Drehstromsteller für die in Abbildung 7.3 dargestellten Startvorgänge. Der schraffierte Teil der Säulen bei den Motorverlustenergien  $E_{mot}$  entspricht dem jeweiligen Anteil der Statorverlustenergie  $E_{stator}$ . Zusätzlich zu den, in Abbildung 7.3 präsentieren, Messungen zeigt die grüne Säule die ausgewertete Messung eines Direktstarts des Motors. Beim Vergleich der gemessenen Motorverlustenergie bei Phasenanschnittbetrieb mit dem prädiktiven bzw. den beiden Ausprägungen des STFC-Verfahrens zeigt sich, dass die Verlustenergie im Motor drastisch sinkt.

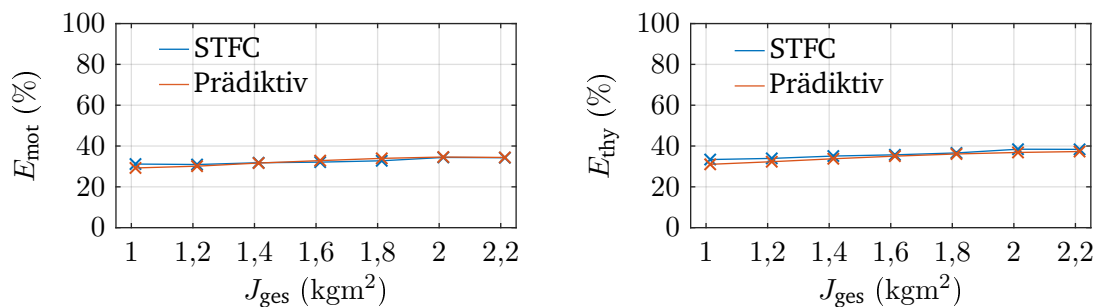


Abb. 7.5: Relative Verlustenergie beim Starten von verschiedenen Systemträgheiten

Selbiges lässt sich bei den Verlustenergien im Drehstromsteller feststellen. Der Vergleich der Motor- und der Thyristorverlustenergie beim prädiktiven Verfahren und STFC-Verfahren zeigt, dass die Verluste vergleichbar sind. In beiden Fällen liegen sie deutlich unter den Verlusten des Betrieb mit Phasenanschnittsteuerung. Die Verluste des geberlosen STFC-Verfahrens liegen in beiden Vergleichen etwas höher als die des STFC-Verfahrens. Grund ist die schlechtere Effizienz während des gesteuerten Hochlaufs im unteren Drehzahlbereich. Wie auch bei der Phasenanschnittsteuerung läuft der Motor auf einer reduzierten Spannung bis zur Referenzfrequenz hoch. Im Unterschied zum Phasenanschnitt liegt diese allerdings nicht bei der Netzfrequenz, sondern bei  $\frac{1}{4}$  der Netzfrequenz, was deutlich niedrigere Verlustenergien verursacht. Die in Abbildung 7.3 gezeigte Thyristorverlustenergie für den Direktstart geht davon aus, dass die Thyristoren für die Dauer des Startvorgangs stromführend sind. Bei einer realen Anwendung würde aus Kostengründen mit großer Wahrscheinlichkeit auf ein Schütz statt einem Drehstromsteller zurückgegriffen werden, um den Direktstart umzusetzen.

Weiterhin werden die Verlustenergien von Direktstart und rotorflussbasierten Startverfahren verglichen. Dabei zeigt sich, dass die rotorflussbasierten Verfahren deutlich geringere Verlustenergien verursachen als der auf Schlupf basierende Netzstart. Für eine Antriebsanwendung bedeutet das, dass sich die Zahl der möglichen Starts und Stopps deutlich erhöht, da die thermische Belastung von Motor und Drehstromsteller durch den Start deutlich niedriger ist.

Neben den Vergleichen der Verlustenergien in dem besprochenen Betriebsfall wurde die

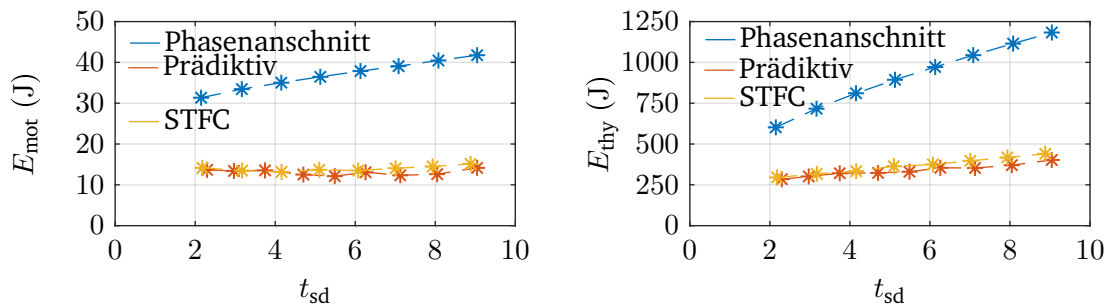


Abb. 7.6: Verlustenergie im Motor und Drehstromsteller beim Starten mit unterschiedlicher Dauer  $t_{\text{sd}}$  (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 0,813 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

angetriebene Massenträgheit am Prüfstand variiert, um zu bestimmen, ob sich der festgestellte Verlustvorteil in Motor und Drehstromsteller verändert. Dazu wurden vergleichende Messungen mit dem phasenanschnittbasierten, prädiktiven und STFC-Verfahren durchgeführt. Die geberlose Ausprägung wurde in diesen Vergleich nicht aufgenommen, da sich die Verlustenergie nur durch die höheren Verlustenergien während des gesteuerten Hochlaufs von denen des STFC-Verfahrens unter Nutzung des Gebers unterscheiden und somit kein zusätzlicher Erkenntnisgewinn zu erwarten ist.

Abbildung 7.5 zeigt die relativen Motorverlustenergien für das prädiktive und das STFC-Verfahren mit Geber bei verschiedenen wirksamen Systemträgheiten  $J_{\text{ges}}$ . Die Bezugsgröße ist ein vergleichbarer Start mit phasenanschnittbasierter Ansteuerung. In Abbildung 7.5 sind die zugehörigen Drehstromstellerverlustenergien zu sehen. Über die gesamte Variationsbreite der Systemträgheit ist keine deutliche Verschiebung zwischen prädiktivem und STFC-Verfahren festzustellen. Gleichzeitig ist auch kaum eine Verschiebung des Verlustenergieunterschieds von phasenanschnitt- und rotorflussbasiertem Verfahren zu beobachten.

Eine weiterer, möglicher Einflussfaktor für die entstehenden Motor- und Drehstromstellerverluste ist die Dauer des Startvorgangs  $t_{\text{sd}}$ . Abbildung 7.6 zeigt die Auswertung einer Variation der Startzeit. Die Motorverluste steigen beim Betrieb mit Phasenanschnittsteuerung stetig an. Die Verluste bei der Nutzung des STFC- bzw. des prädiktiven Verfahrens bleiben innerhalb der Variation nahezu konstant. Bei den Motorverlusten ist für den Phasenanschnittbetrieb ebenfalls mit steigender Startdauer eine deutliche Steigerung der



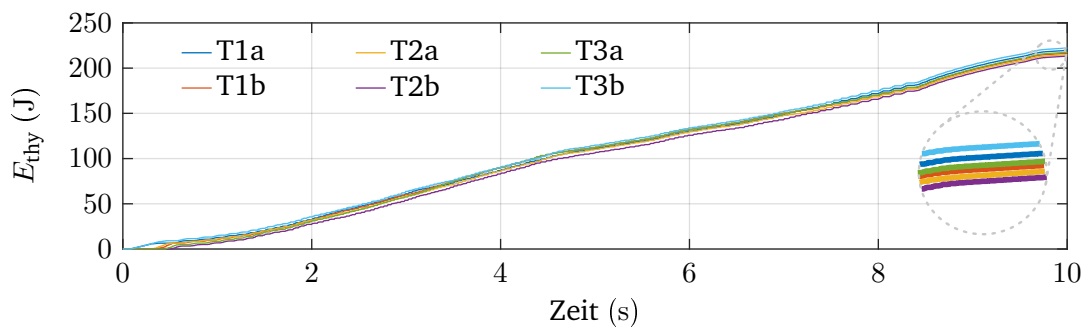


Abb. 7.7: Vergleich der Verlustenergien in den Einzelthyristoren für einen Start mit dem STFC-Verfahren (Messung aus Abbildung 5.14)

Verluste zu beobachten. Zwar steigen auch die Verluste im Drehstromsteller an, allerdings wesentlich weniger stark, sodass sich der Verlustvorteil der rotorflussbasierten Verfahren mit zunehmender Startdauer noch weiter erhöht. Zusammenfassend zeigt diese Variation, dass die festgestellten Verlustvorteile der flussorientierten Verfahren mit zunehmender Startdauer steigen.

Nicht nur die Absolutwerte der Verlustenergie in den Thyristoren sind für eine thermische Auslegung eines Drehstromstellers relevant, sondern auch die Frage wie sie sich auf die verbauten Halbleiter aufteilen. Um dies bewerten zu können, sind die Drehstromstellerverlustenergien  $E_{thy}$  der Messung aus Abbildung 5.14 detailliert für jeden einzelnen Thyristor in Abbildung 7.7 im Zeitverlauf dargestellt. Ganz am Anfang der Messung zeigt sich, dass zwei der Verlustenergielinien ansteigen, während die anderen Thyristoren keinen Verlustenergieanstieg verzeichnen. Diese Besonderheit ist der Aufmagnetisierung des Rotors vor dem eigentlichen Start geschuldet. Anschließend ist kein signifikanter Unterschied mehr im Verlauf der Einzelverlustenergien der Thyristoren festzustellen, sodass sich die Einzelverluste am Ende des Startvorgangs kaum unterscheiden. Zusammengefasst führen die rotorflussbasierten Ansätze nicht zu einer Konzentration der Verlustenergie in einigen wenigen Halbleitern, sondern ebenso wie der phasenanschnittbasierte Ansatz zu einer ungefähren Gleichverteilung der thermischen Belastung.

Eine weitere Gestaltungsmöglichkeit, die einen Einfluss auf die anfallenden Verlustenergien bei gleichbleibendem Geschwindigkeitsprofil hat, ist der Zeitpunkt an dem beim

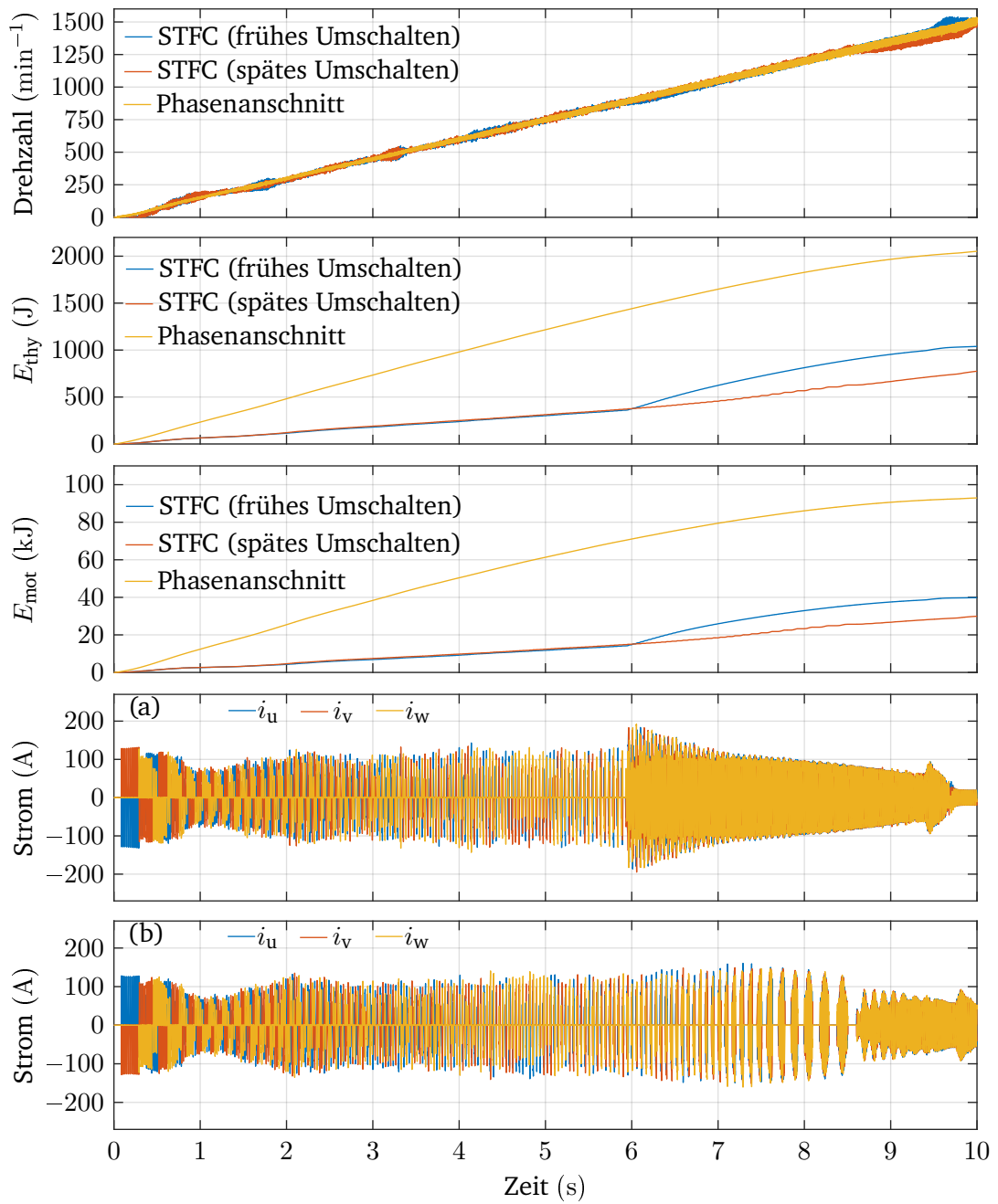


Abb. 7.8: Variation der Umschaltzeitpunkte beim STFC-Verfahren  
 (a) STFC frühes Umschalten (b) STFC spätes Umschalten

---

STFC-Verfahren auf eine Bestromung übergegangen wird, die dem Phasenanschnitt ähnlich ist. Abbildung 7.8 zeigt drei unterschiedliche Startvorgänge. Der phasenanschnittbasierte Start ist als Referenz gezeigt. Außerdem sind der Drehzahlverlauf, sowie der Verlauf der Drehstromsteller- und Motorverlustenergien für zwei Varianten des STFC-Verfahrens gezeigt. Beide Messungen mit dem STFC-Verfahren verhalten sich bis zum Umschaltzeitpunkt identisch. Bei einer Messung wird bereits bei einer mechanischen Drehzahl von  $880 \text{ min}^{-1}$  auf die phasenanschnittbasierte Bestromung umgeschaltet. Die andere Messung setzt länger auf das STFC-Verfahren und es wird erst kurz vor dem Erreichen der Bemessungsdrehzahl bei  $1300 \text{ min}^{-1}$  umgeschaltet. Die beiden Umschaltvorgänge sind in den Stromverläufen der Messung unmittelbar ersichtlich. Wie erwartet, führt ein frühes Umschalten zu einer Erhöhung der Motor- und Drehstromstellerverlustenergien. Beim Vergleich der Verlustenergieverläufe zwischen der Messung mit frühem Umschalten der Bestromung und der Messung mit phasenanschnittbasiertem Start ist hervorzuheben, dass die Verläufe ab dem Umschaltzeitpunkt parallel verlaufen. Der Verlauf der Motorverlustenergie  $E_{\text{mot}}$  beim phasenanschnittbasierten Start zeigt, dass deren Steigung mit zunehmender Drehzahl abnimmt. Ursache hierfür ist die schlupfabhängige Läuferverlustleistung des Asynchronmotors, die mit der kontinuierlichen Reduktion des Schlupfs während des Hochlaufs ebenfalls zurückgeht. Daher führt ein frühes Umschalten zwar zu einer etwas höheren Verlustenergie, aber nicht zu einer drastischen Verlustenergiezunahme.

### 7.1.2 Vergleich der Startverfahren mit Motor 2

Neben den Messungen mit Motor 1 wurden auch mit Motor 2 Messungen zum Start einer großen Massenträgheit durchgeführt. Diese Messungen dienen zur Überprüfung der Übertragbarkeit der an Motor 1 gewonnenen Erkenntnisse auf andere Motoren. Aus diesem Grund wurde zum einen die Motorleistung von 15 kW (Motor 1) auf 5,5 kW (Motor 2) und zum anderen die Energieeffizienzklasse von IE3 auf IE1 reduziert. Aufgrund der deutlich geringeren Motorträgheit wurde die verwendete Systemträgheit ebenfalls auf  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$  gesenkt.

Abbildung 7.9 zeigt die Messungen mit Motor 2. Die prinzipiellen Zeitverläufe der Größen sind identisch zu den in Abbildung 7.3 gezeigten Messungen mit Motor 1.

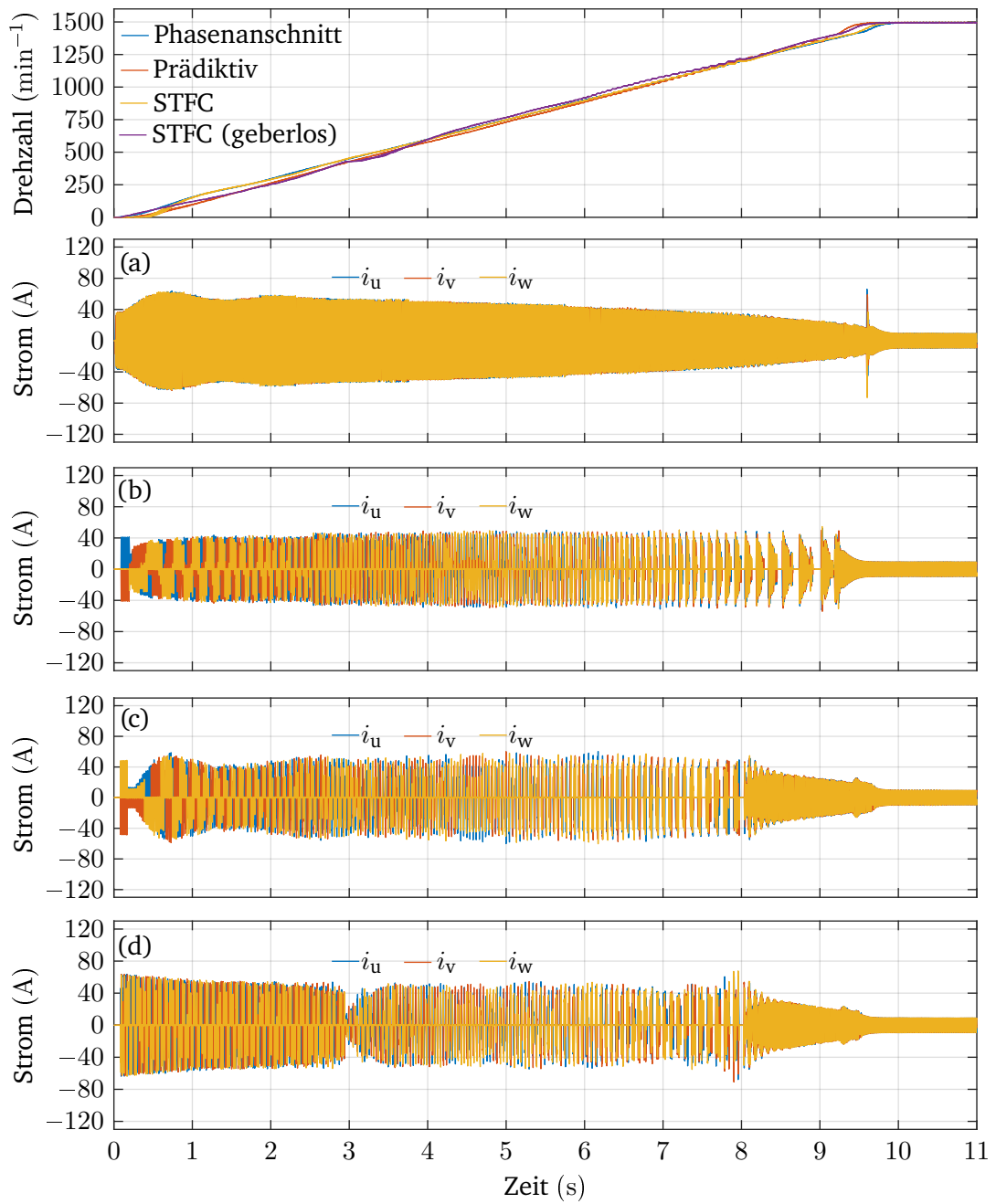


Abb. 7.9: Startvorgang mit einer großen Lastträgheit (Motor 2,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

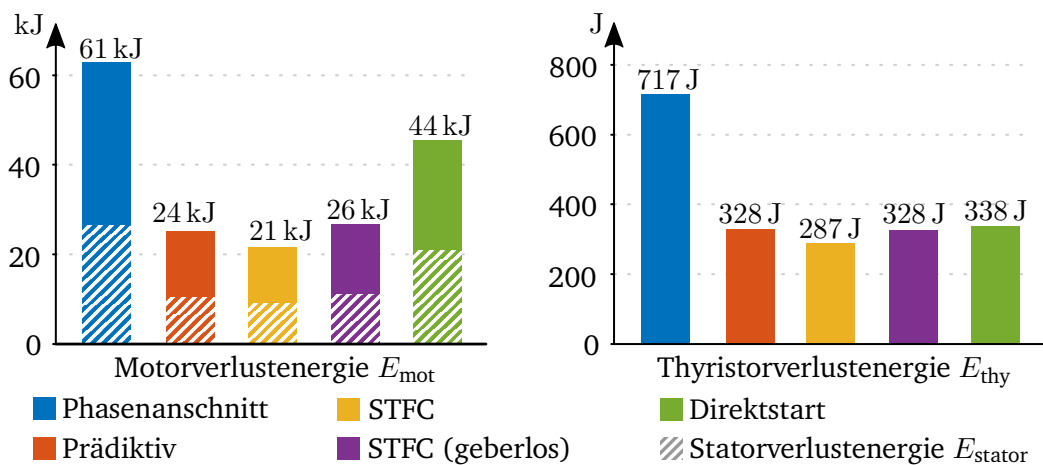


Abb. 7.10: Energievergleich beim Startvorgang (Motor 2,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ )

In Abbildung 7.10 sind die ermittelten Motor- und Drehstromstellerverlustenergien dargestellt. Bei den Motorverlustenergien  $E_{\text{mot}}$  zeigen sich ähnliche Verhältnisse der Verlustenergien wie bereits bei den Messungen mit Motor 1. Auffällig ist allerdings, dass der relative Anteil der Statorverlustenergie bezogen auf die Gesamtmotorverlustenergie etwas höher liegt als bei den vergleichbaren Messungen mit Motor 1. Dagegen weisen die Drehstromstellerverlustenergien wieder vergleichbare Verhältnisse auf.

Insgesamt bestätigen die in Abbildung 7.10 präsentierten Messungen die Ergebnisse, die bereits für Motor 1 gewonnen wurden. Trotz der geringeren Effizienzklasse und der wesentlich kleineren Bemessungsleistung können die grundsätzlichen Verhältnisse der Verlustenergie auch für diesen Motor nachgewiesen werden.

### 7.1.3 Vergleich der Bremsverfahren mit Motor 1

Neben dem Starten ist die Verwendung von Bremsverfahren charakteristisch für Lasten mit großer Trägheit.

Ähnlich zur Gegenüberstellung der verschiedenen Startverfahren in Abbildung 7.3, werden in Abbildung 7.11 die Bremsvorgänge verglichen. Dargestellt werden die folgenden Verfahren:

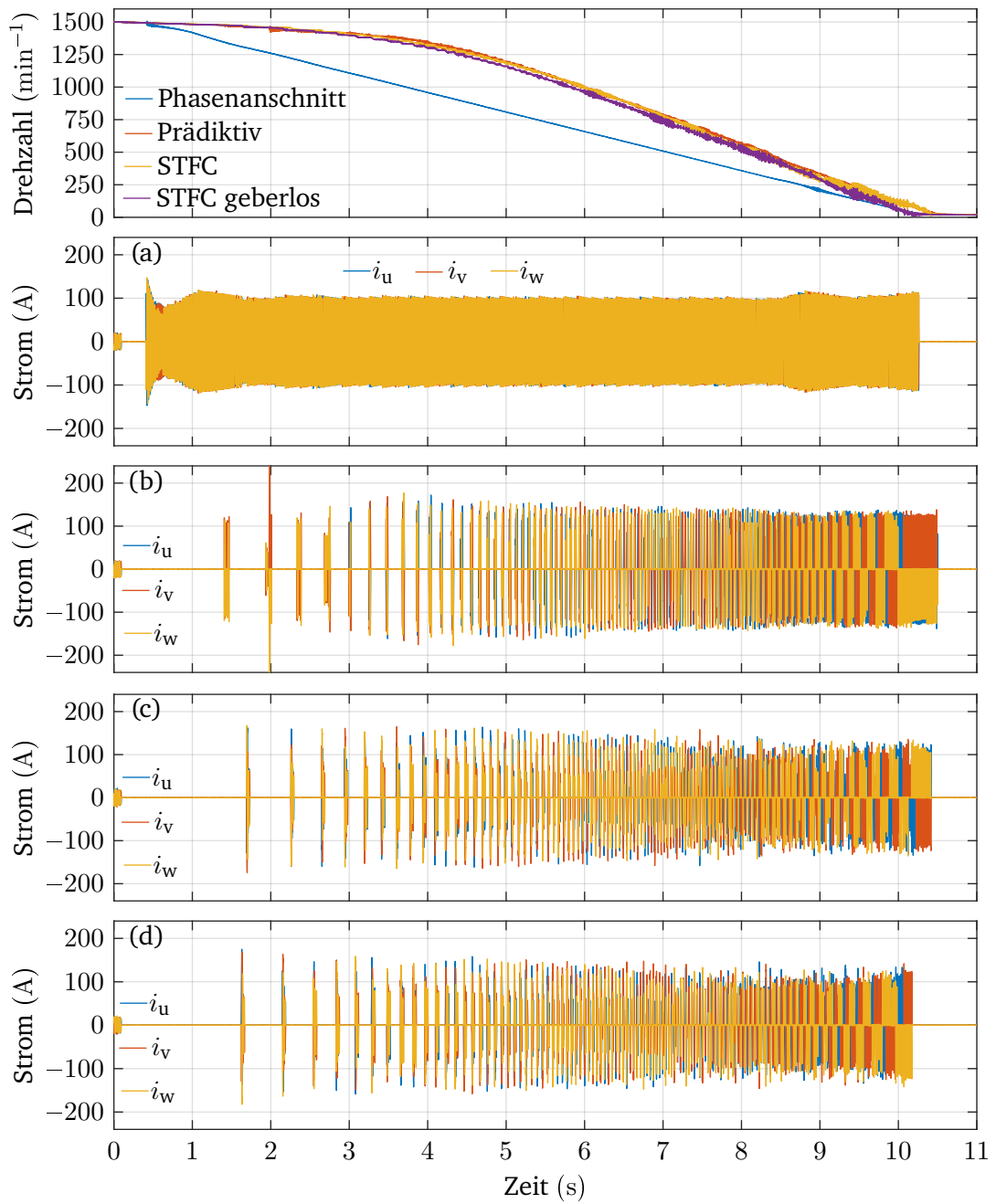


Abb. 7.11: Abbremsen einer großen Lasttr agheit (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 2,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Pr adiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

- 
- Kombiniertes Verfahren aus Gegenstrombremsung und Phasenanschnittsteuerung (Abschnitt 2.2.3)
  - Bremsen mit dem prädiktiven Verfahren ohne zusätzliche Wendeschütze (Kapitel 4)
  - Bremsen mit dem STFC-Verfahren (Kapitel 5)
  - Geberloses Bremsen mit dem STFC-Verfahren (Kapitel 5 und 6)

Bei dem Bremsvorgang mit Phasenanschnittsteuerung wurde der Ansteuerwinkel  $\alpha$  so gestellt, dass es zu einer linearen Geschwindigkeitsabnahme kommt. Das prädiktive Verfahren wurde in seiner unregelmäßigen Ausführung mit fester Stromgrenze betrieben. Die beiden Ausprägungen des STFC-Verfahrens setzen auf eine Regelung des Bremsstroms. Die Einstellungen der Algorithmen sind so gewählt, dass sich eine vergleichbare Bremszeit von ca. 10 s ergibt.

Beim Vergleich der Verläufe zeigt sich, dass die rotorflussbasierten Verfahren zu einem nahezu identischen, charakteristischen Drehzahlverlauf führen. Beim Vergleich der Bremsungen von prädiktivem und STFC-Verfahren ist zu beachten, dass die präzise Prädiktion zu einem eindeutigen Einhalten der gesetzten Strombegrenzung führt, wohingegen die STFC-Verfahren eine leichte Variation der maximalen Stromamplitude erkennen lassen. Eine Verbesserung der Reglerimplementierung könnte Abhilfe schaffen und die Variation der maximalen Stromamplitude reduzieren.

Abbildung 7.12 zeigt die, während des Bremsens aufgetretenen, Verlustenergien in Motor und Drehstromsteller. Neben den in Abbildung 7.11 präsentierten Messungen werden in Abbildung 7.12 zwei weitere Messergebnisse illustriert, um die Ergebnisse in den Gesamtkontext einordnen zu können. Die grüne Säule zeigt eine Gegenstrombremsung ohne den Einsatz einer Phasenanschnittsteuerung. Diese Bremsung ist mit einer Dauer von 4,1 s deutlich schneller als die anderen Ansätze, führt allerdings zu sehr großen Statorströmen. Außerdem zeigt die blaue Säule die Energiebilanz einer Gleichstrombremsung mit dem Drehstromsteller, die mit einer Dauer von 50 s jedoch bei der hohen Systemträgheit nicht konkurrenzfähig ist. Zudem tritt bei dieser Variante der Bremsung die Verlustleistung im Drehstromsteller nur in zwei der sechs Thyristoren auf und sorgt somit für eine stark unsymmetrische Belastung des Drehstromstellers. Bei der Analyse der Verlustenergie im Motor zeigt sich, dass die drei bekannten Bremsverfahren (Gegenstrombremsung,

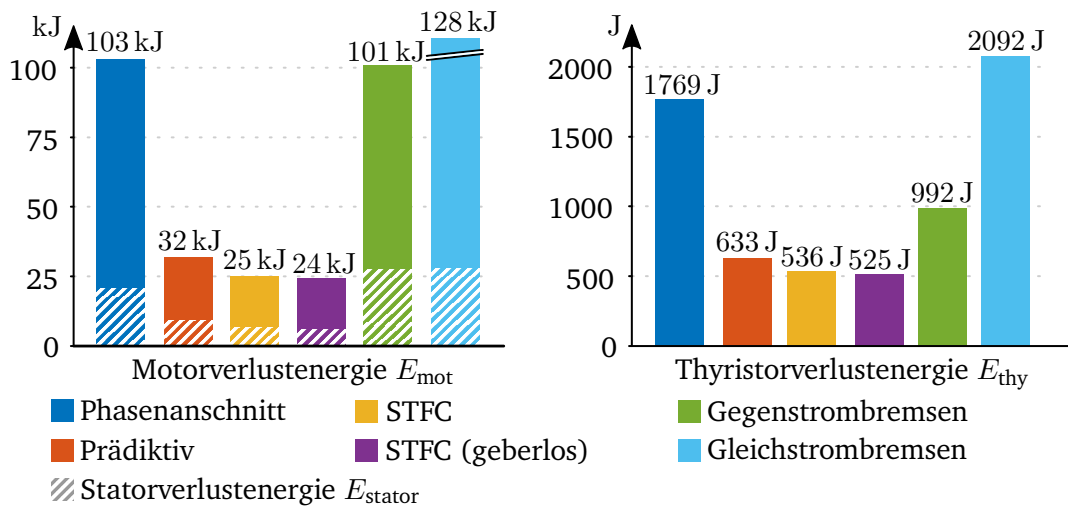


Abb. 7.12: Energiebilanz der Bremsvorgänge (Motor 1,  $J_{ges} = 2,213 \text{ kgm}^2$ )

Gleichstrombremsung und Gegenstrombremsung mit Phasenanschnitt) zu sehr hohen Motorverlustenergien führen.

Verglichen dazu sorgen das prädiktive und die beiden Varianten des STFC-Verfahrens für eine drastische Verlustenergiereduktion von rund 70 % der Motorverlustenergie. Ein sehr ähnliches Bild zeigt sich bei der Betrachtung der Drehstromstellerverlustenergie. Auch hier sind die Verlustenergien bei der Gegenstrombremsung mit Phasenanschnitt und der Gleichstrombremsung mehr als drei mal so hoch wie die Verlustenergie beim Bremsen mit dem prädiktiven oder STFC-Verfahren. Die Verlustenergie beim Gegenstrombremsen ohne Phasenanschnitt ist nur der Vollständigkeit halber angegeben und trotz der sehr hohen Stromamplitude deutlich niedriger als beim Gegenstrombremsen mit Phasenanschnitt, da die Bremsdauer kurz ist.

Sowohl der prädiktive Ansatz, als auch die Ausprägungen des STFC-Verfahrens sorgen demnach für eine deutliche Reduktion der Verlustenergie beim Bremsen in Motor und Drehstromsteller. Abbildung 7.13 zeigt den zeitlichen Verlauf der Energieflüsse während der gemessenen Bremsvorgänge, die in Abbildung 7.11 dargestellt sind. Weiterhin sind die mittels Gleichung (7.2) bilanzierten Motorverlustenergien  $E_{mot}$  dargestellt, die sich zusätzlich aus der in der Trägheit gespeicherten Energie speisen. Bei der Betrachtung



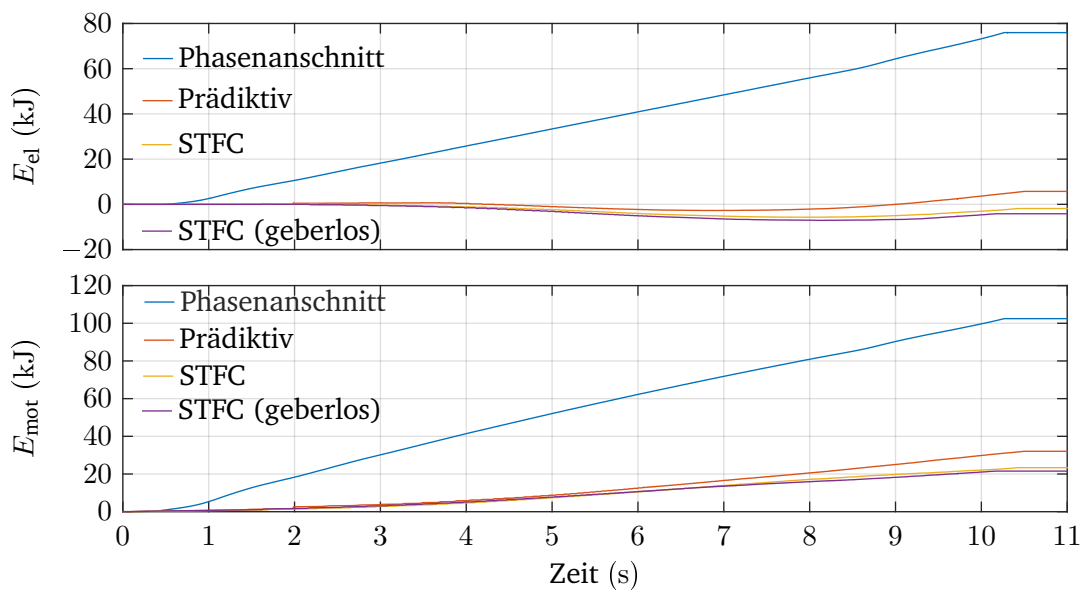


Abb. 7.13: Energiefluss beim Bremsen

des Energieflusses ist besonders hervorzuheben, dass dieser beim prädiktiven und STFC-Verfahren zunächst negativ wird. Für hohe Drehzahlen speist der Motor demnach Energie zurück ins Netz. Das ist bei der Phasenanschnittsteuerung nicht möglich, sodass der Motor zusätzlich zu der Energie aus der rotierenden Masse noch elektrische Energie aus dem Netz bezieht. Das rückspeisende Verhalten ist abhängig von der Energie, die aus der trägen Masse beziehbar ist. Die Menge der gespeicherten Energie in der trägen Masse hängt quadratisch von der aktuellen Drehzahl ab (vgl. Gleichung (7.1)). Irgendwann reicht die Leistung während der Bremsung nicht mehr aus, um die Motorverlustenergie zu decken und es muss zusätzlich Energie aus dem Netz bezogen werden. Vereinfacht kann zusammengefasst werden, dass die Bremsung mit dem STFC-Verfahren selbst bei unterschiedlichen Massenträgheitsmomenten nahezu ohne zusätzliche Energie aus dem Netz stattfinden kann, wohingegen die Gegenstrombremsung kontinuierlich Leistung aus dem Netz bezieht.

Auch für den Bremsvorgang wurde die wirksame Systemträgheit variiert, um den

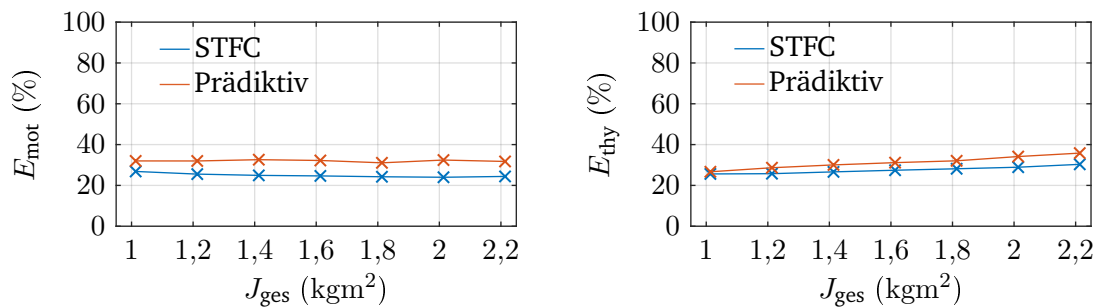


Abb. 7.14: Relative Verlustenergie beim Bremsen von verschiedenen Systemträgheiten

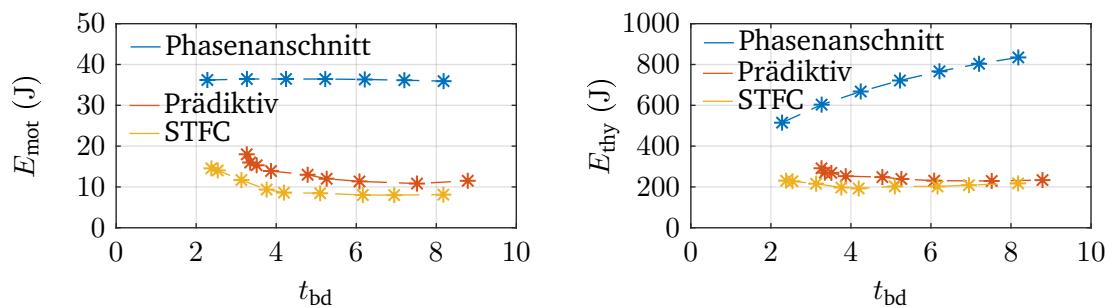


Abb. 7.15: Verlustenergie im Motor und Drehstromsteller beim Bremsen mit unterschiedlicher Dauer  $t_{bd}$  (Motor 1,  $J_{ges} = 0,813 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ )

Einfluss auf die auftretenden Verlustenergien zu bewerten. Abbildung 7.14 zeigt die Veränderung der relativen Motorverlustenergie bei prädiktivem und STFC-Verfahren bezogen auf die phasenanschnittbasierte Gegenstrombremsung. Die zugehörigen relativen Drehstromstellerverlustenergien werden in Abbildung 7.14 präsentiert. Wie bereits beim Starten, zeigen sich keine deutlichen Veränderungen der Verhältnisse der Verlustenergien zwischen den Verfahren bei Variation der Systemträgheit. Es ist aber festzustellen, dass das STFC-Verfahren beim Bremsen einen kleinen Verlustenergievorteil erreicht.

Wie bei den Untersuchungen des Startverhaltens ist auch für die Bremsung eine Variation der Dauer des Bremsvorgangs  $t_{bd}$  möglich. In diesem Fall wird sie nicht durch die Vorgabe einer festen Rampe realisiert, sondern indirekt über die Vorgabe des Sollwerts des Stromreglers, der dann zu unterschiedlichen Dauern führt. Die Variation der Bremsdauer

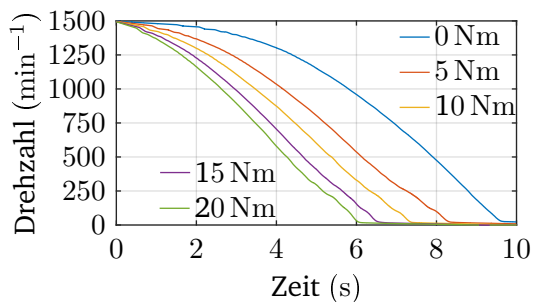


Abb. 7.16: Vergleich von Bremsungen bei verschiedenen Belastungen (STFC)

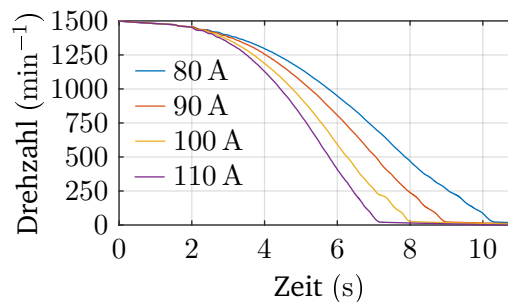


Abb. 7.17: Vergleich von Bremsungen mit verschiedenen Stromsollwerten (STFC)

ist in Abbildung 7.15 dargestellt. Die Motorverluste beim Phasenanschnittbetrieb sind diesmal über die Breite der variierten Bremszeit konstant. Das STFC-Verfahren und das prädiktive Verfahren führen, bis auf für kurze Dauern, ebenfalls zu einem startdauerunabhängigen Verlustverlauf. Im Drehstromsteller steigen die Verluste bei Verwendung der Phasenanschnittsteuerung mit steigender Bremsdauer kontinuierlich an. Bei der Verwendung der rotorflussbasierten Verfahren ist über die Variation der Bremsdauer kaum ein Unterschied festzustellen. Zusammenfassend kann auch hier festgestellt werden, dass der Vorteil in den Drehstromstellerverlusten bei der Verwendung der rotorflussorientierten Verfahren mit zunehmender Bremsdauer ebenfalls steigt.

In den meisten Anwendungen, in denen das elektrische Bremsen eingesetzt wird, ist das wirksame Lastmoment sehr gering. Nichtsdestotrotz kann ein elektrisches Bremsverfahren auch dann zum Einsatz kommen, wenn eine leichte Belastung vorliegt. Abbildung 7.16 zeigt Messungen bei denen mit dem STFC-Verfahren gebremst wurde und zusätzlich ein Lastmoment wirksam war. Es zeigt sich, dass dieses den Bremsvorgang beschleunigt. Der Bremsvorgang selbst wird nicht beeinträchtigt.

Beim Bremsen mit dem STFC-Verfahren kann die Stromamplitude und damit die Geschwindigkeit gewählt werden mit der die Bremsung erfolgt. Abbildung 7.17 präsentiert Messungen von verschiedenen Bremsvorgängen mit unterschiedlichen Einstellwerten für den Stromsollwert. Es zeigt sich, dass sich der erste Teil des Bremsvorgangs trotz Änderung des Stromsollwerts wenig ändert. Das ist so zu erwarten, da in diesem Teil nur wenige

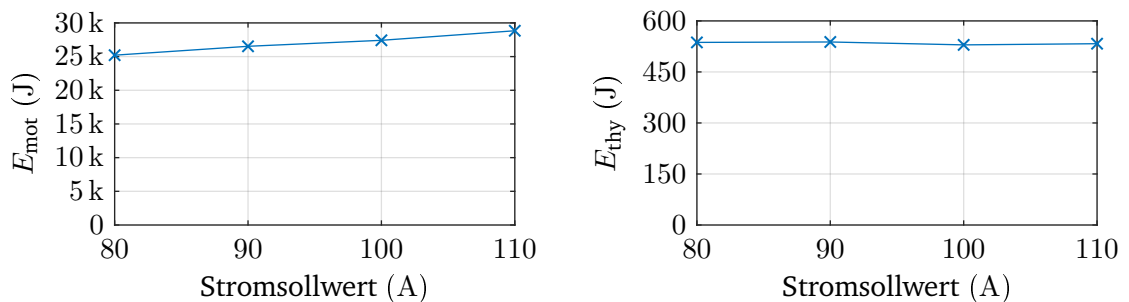


Abb. 7.18: Vergleich der Verlustenergie bei verschiedenen Stromsollwerten (STFC)

Zündungen stattfinden. Mit weiterer Abnahme der Geschwindigkeit wirkt sich dann der höhere Stromsollwert positiv auf die Bremsgeschwindigkeit aus. Die Messung zeigt, dass ein höherer zugelassener Bremsstrom die Bremsung nur in einem gewissen Maß verkürzt, da sich der Bremsstrom vorwiegend auf den linearen Teil der Bremsung auswirkt.

Neben der Bremszeit ist zudem interessant, wie sich die Verlustenergien in Motor und Drehstromsteller verändern, wenn der Stromsollwert verändert wird. Abbildung 7.18 präsentiert die Motorverlustenergien  $E_{\text{mot}}$  und die Drehstromstellerverlustenergien  $E_{\text{thy}}$  für die in Abbildung 7.17 gezeigten Bremsvorgänge. Während die Drehstromstellerverlustenergie weitestgehend konstant bleibt, steigt die Verlustenergie im Motor an. Ursächlich dafür ist die quadratische Abhängigkeit der Motorverlustenergie vom Strom, während die Verlustenergie im Drehstromsteller vorwiegend linear abhängig ist.

Zusammengefasst zeigen die Messungen, dass das STFC-Verfahren verschiedene Vorteile gegenüber den verfügbaren Bremsverfahren hat. Zum einen werden die Motor- und Drehstromstellerverlustenergie gegenüber den heute verfügbaren Bremsansätzen drastisch gesenkt. Das kann in industriellen Geräten genutzt werden, um den Leistungsteil kleiner zu designen oder mit der gleichen Motor-Drehstromsteller-Kombination signifikant mehr Bremsungen pro Stunde durchzuführen. Gleichzeitig entfallen der Aufwand und damit die Kosten für weitere Schütze zum Wenden der Motorphasen. Einzig das Gleichstrombremsen kommt ebenfalls ohne zusätzliches Equipment aus, ist jedoch von der Leistungsfähigkeit deutlich eingeschränkter, wie der Vergleich der Bremszeiten zeigt. Das geberlose STFC-Verfahren bietet demnach eine attraktive Alternative zu heutigen

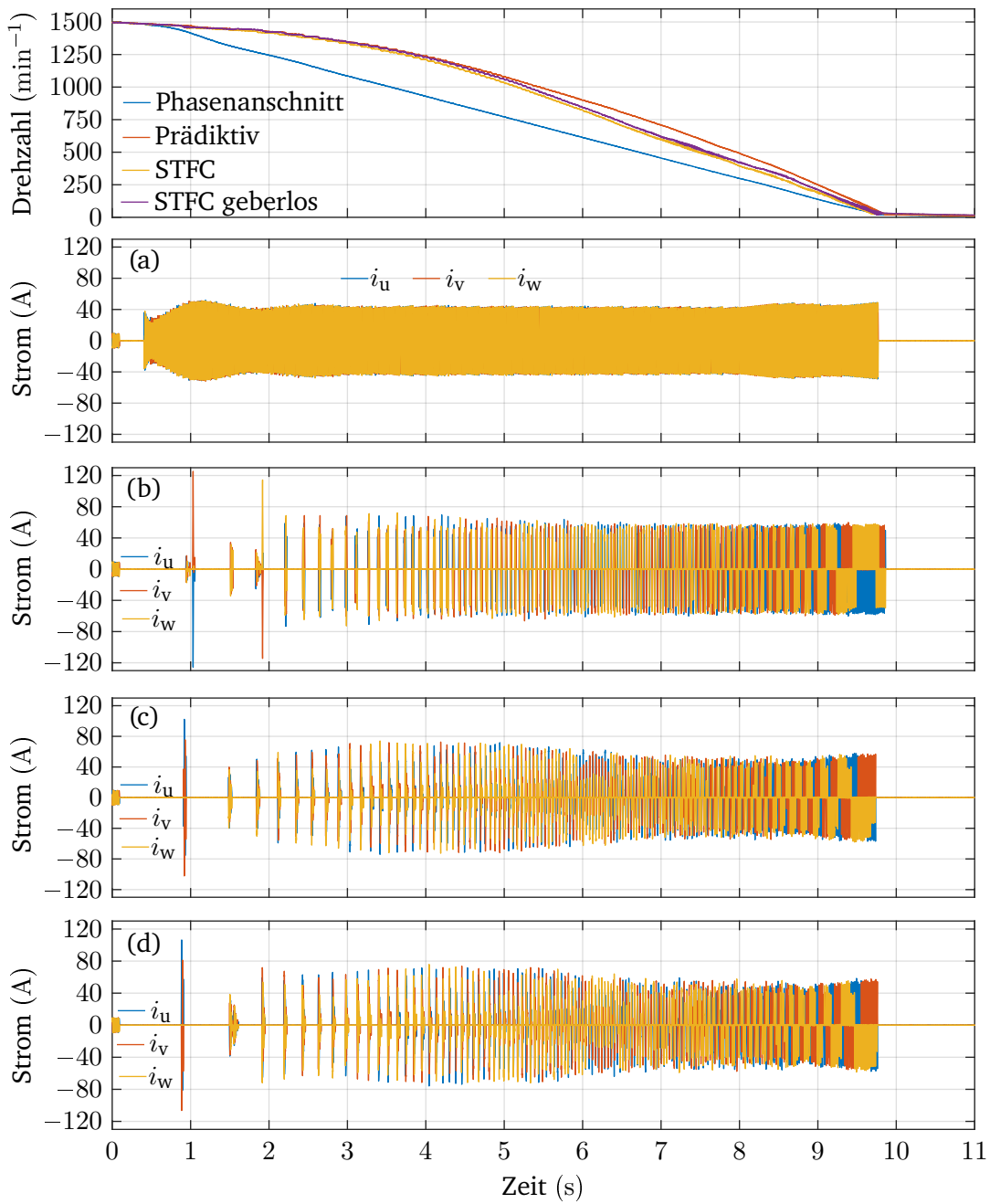


Abb. 7.19: Abbremsen einer großen Lastträgheit (Motor 2,  $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ,  $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

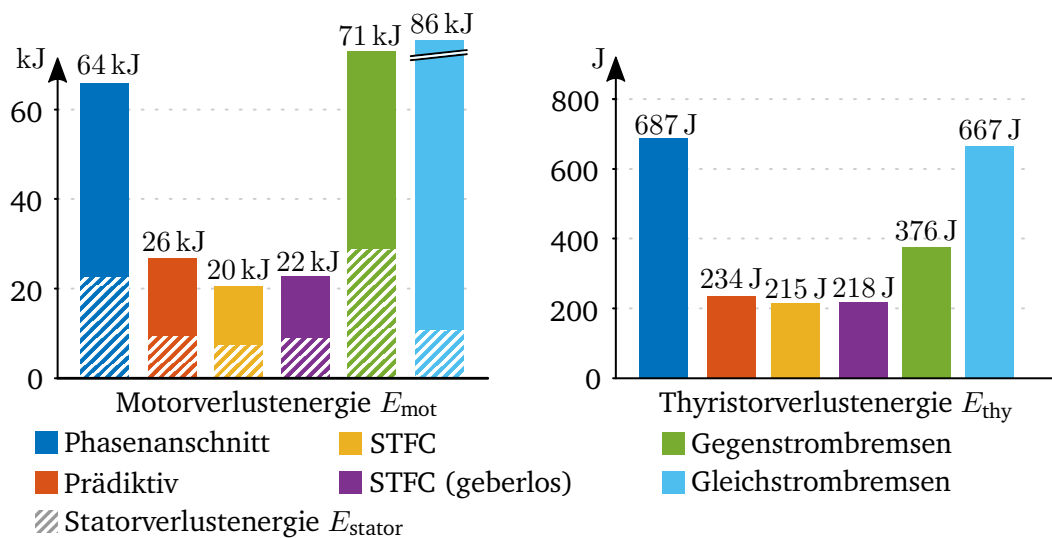


Abb. 7.20: Energiebilanz der Bremsvorgänge (Motor 2,  $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$ )

Ansätzen zum elektrischen Bremsen mit Drehstromstellern.

#### 7.1.4 Vergleich der Bremsverfahren mit Motor 2

Auch für das Bremsen wurden Vergleichsmessungen mit Motor 2 vorgenommen, um zu prüfen, inwieweit die gewonnenen Erkenntnisse auf andere Motoren übertragen werden können. Diese Messungen wurden, wie bereits die Messungen zum lastlosen Start mit Motor 2, mit einer Systemträgheit von  $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$  durchgeführt.

Abbildung 7.19 zeigt die gemessenen Zeitverläufe für die Bremsung mit Motor 2. Die prinzipiellen Verläufe decken sich mit den Messungen von Motor 1 aus Abbildung 7.11.

Abbildung 7.20 illustriert die Verlustenergie in Motor und Drehstromsteller. Die Verhältnisse zwischen den Motor- bzw. Drehstromstellerverlustenergien bei den verschiedenen Verfahren weisen eine vergleichbare Verteilung auf, wie sie bereits für Motor 1 (Abbildung 7.12) gemessen wurde.

Zusammengefasst zeigt sich, dass auch beim Bremsen die Verhältnisse auf Motoren mit deutlich geringerer Leistung und schlechterer Energieeffizienzklasse übertragbar sind.

---

## 7.2 Start von Lasten mit konstantem Lastmoment

Eine weitere Lastart, die in vielen Applikationen auftritt, sind Lasten mit einem drehzahlunabhängigen Lastmoment. Typische Anwendungen im industriellen Bereich sind Förderbänder, Rollen- und Kettenförderer, aber auch Extruder. Je nach Applikation variiert das wirksame Massenträgheitsmoment im Betrieb stark (z.B. leeres und volles Förderband). Eine Bremsfunktion ist in diesen Applikationen meist nicht erforderlich.

### 7.2.1 Messungen mit Motor 1

In diesem Unterabschnitt werden die Messungen mit Motor 1 vorgestellt, diskutiert und bewertet.

Tabelle 7.1 präsentiert eine Übersicht über die zur Evaluation gewählten Kombinationen von Lastträgheit und Belastungsmoment bei der Verwendung von Motor 1. Zwei der Messungen werden detailliert in den Abbildungen 7.21 und 7.22 gezeigt. Alle anderen werden in den Abbildungen 7.23 und 7.24 bezüglich ihrer Verlustenergie bewertet.

Motor 1	$J_{\text{ges}} = 0,613 \text{ kgm}^2$	$J_{\text{ges}} = 2,213 \text{ kgm}^2$
$M_L = 20 \text{ Nm}$	Abbildung 7.21, 7.23 und 7.24	Abbildung 7.23 und 7.24
$M_L = 35 \text{ Nm}$	Abbildung 7.23 und 7.24	Abbildung 7.23 und 7.24
$M_L = 70 \text{ Nm}$	Abbildung 7.23 und 7.24	Abbildung 7.22, 7.23 und 7.24

Tab. 7.1: Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 1 und konstantem Gegenmoment

Abbildung 7.21 zeigt einen Hochlauf mit einem konstanten Belastungsmoment von 20 Nm. Alle Verfahren, die einen Geber nutzen, starten in sehr ähnlicher Weise. Abbildung 7.22 präsentiert eine weitere exemplarische Messung, allerdings mit sehr viel mehr Trägheit und einem deutlich höheren Lastmoment. Das schlägt sich in einer wesentlich höheren Stromamplitude bei allen Messungen nieder und führt zu deutlich höheren Strombelastungen in Motor und Drehstromsteller.

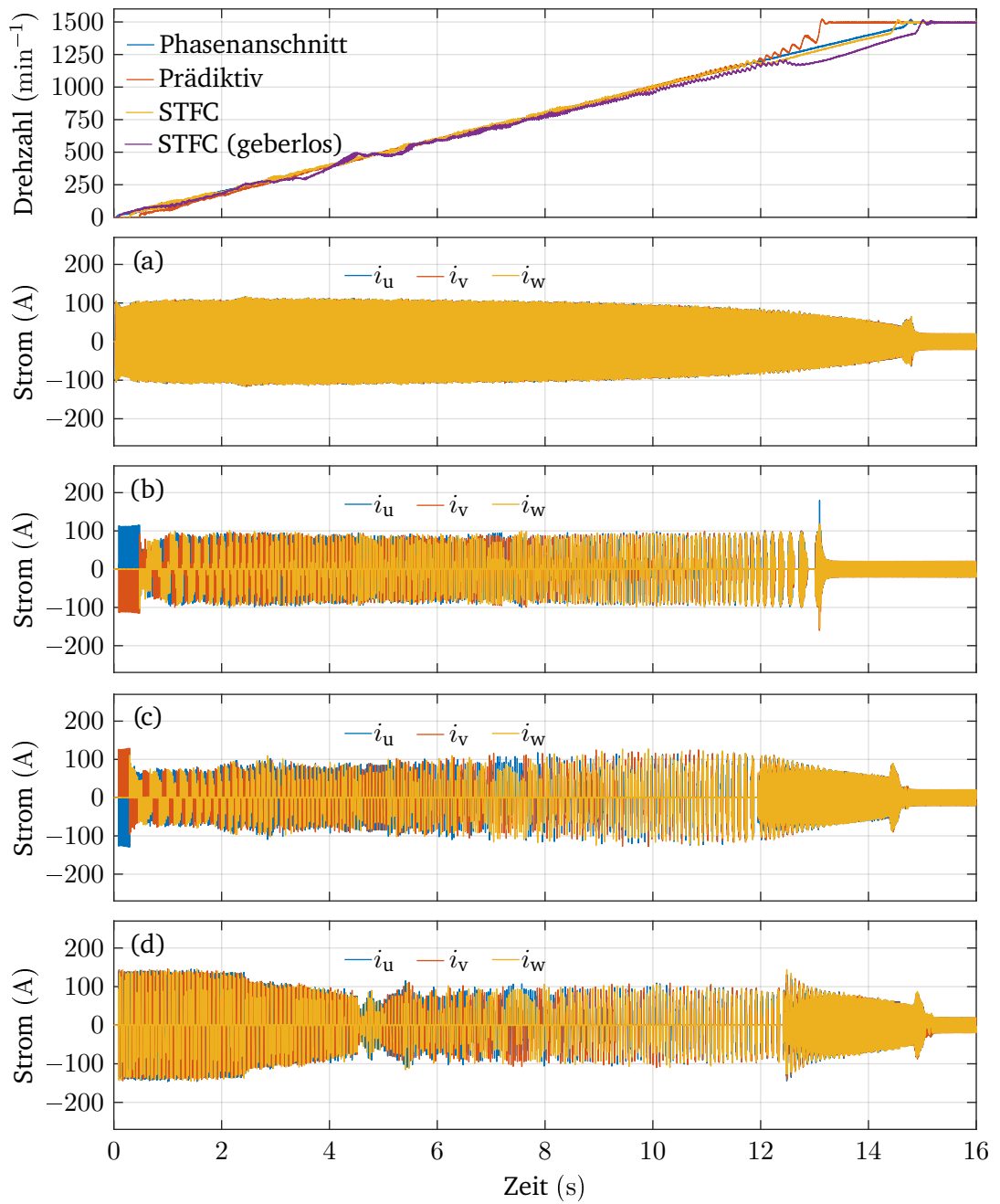


Abb. 7.21: Belastung mit konstantem Lastmoment von 20 Nm (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 0,613 \text{ kgm}^2$ )  
 (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos



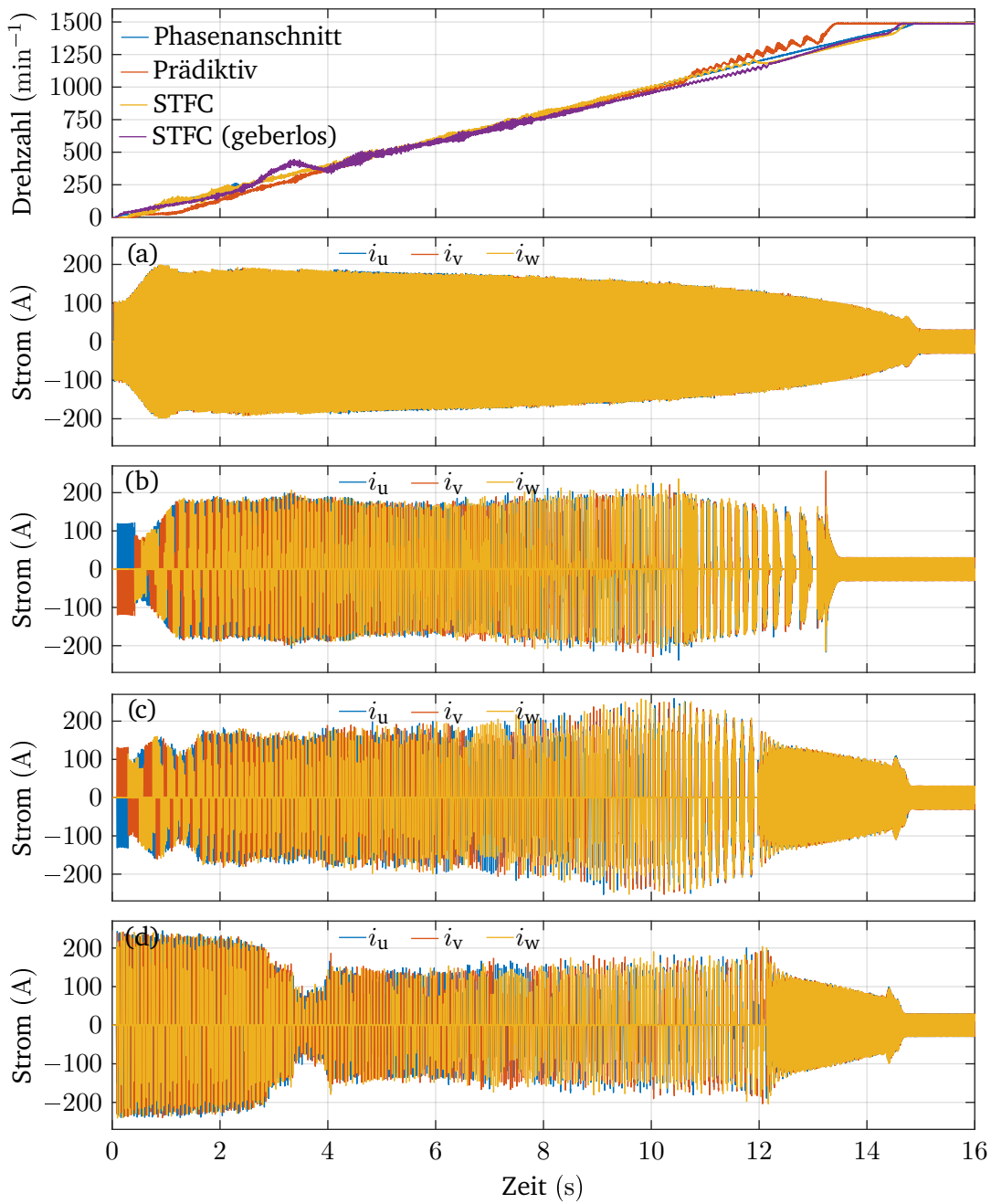


Abb. 7.22: Belastung mit konstantem Lastmoment von  $70 \text{ Nm}$  ( Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 2,213 \text{ kgm}^2$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

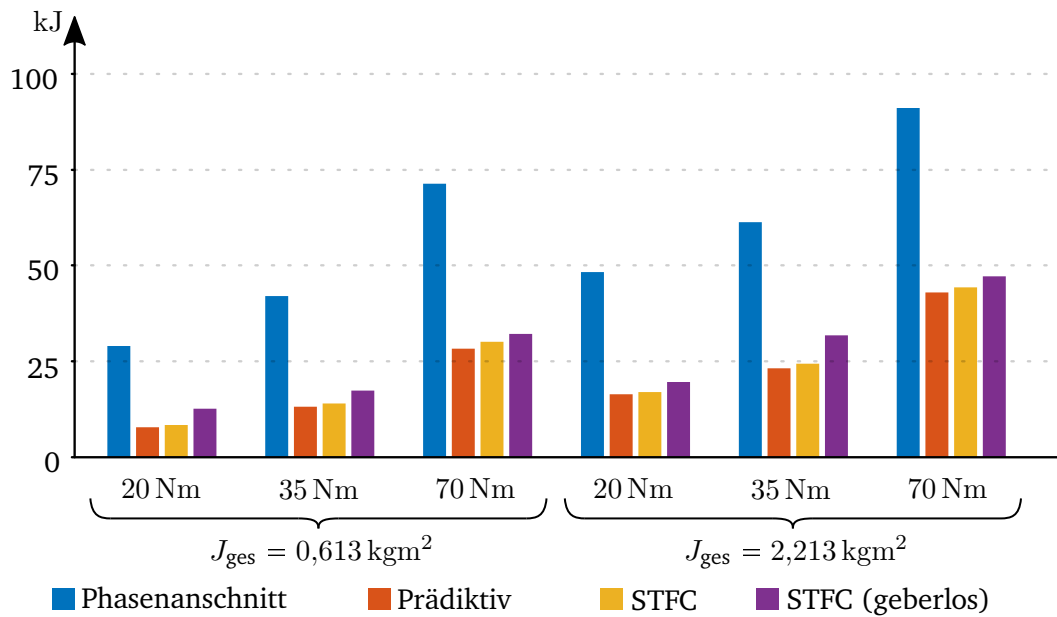


Abb. 7.23: Vergleich der Statorverlustenergien  $E_{\text{stator}}$  bei verschiedenen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 1)

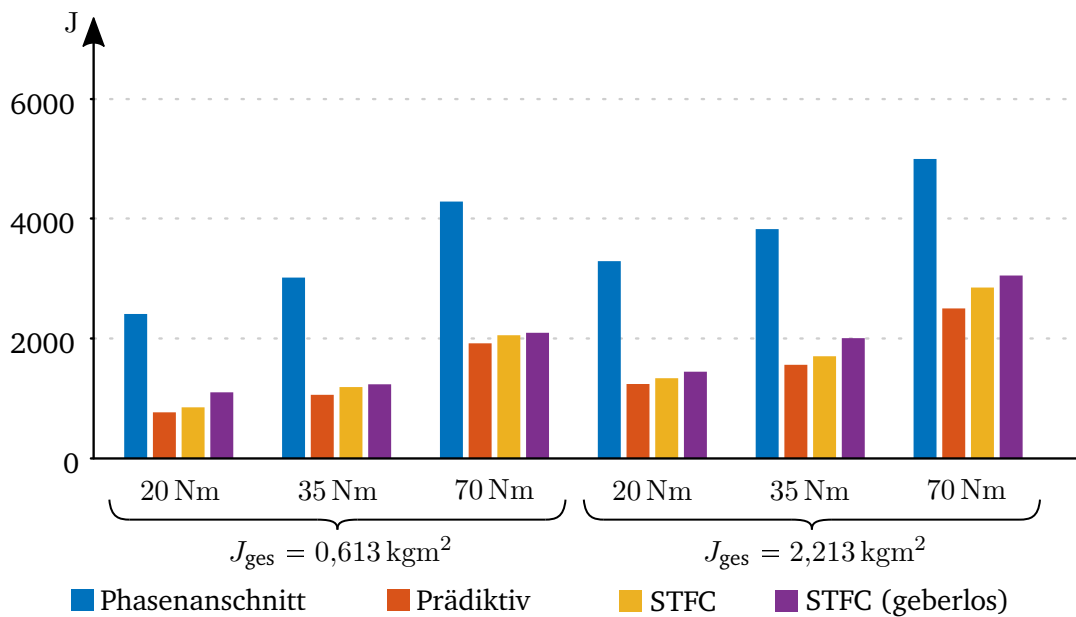


Abb. 7.24: Vergleich der Drehstromstellerverlustenergien  $E_{\text{thy}}$  bei verschiedenen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 1)

---

In Abbildung 7.23 sind die Statorverlustenergien des Motors, die mittels Gleichung (7.3) und den gemessenen Strömen ermittelt wurden, illustriert. Eine Messung der Gesamtmotorverlustenergie  $E_{\text{mot}}$  ist in belastetem Zustand im Vergleich zu den unbelasteten Messungen nicht möglich, da nun mechanische Leistung über die Motorwelle abgenommen wird, die in dieser Konstellation nicht mit ausreichender Genauigkeit messtechnisch erfasst werden kann. Grundsätzlich zeigt Abbildung 7.23, dass die relativen Verhältnisse zwischen dem Start unter Verwendung des phasenanschnittbasierten Verfahrens für eine deutlich höhere Statorverlustenergie  $E_{\text{stator}}$  sorgt, als die rotorflussbasierten Verfahren. Beim Vergleich von prädiktivem und STFC-Verfahren mit Geber lassen sich nur sehr geringe Unterschiede zugunsten des prädiktiven Verfahrens feststellen. Das geberlose STFC-Verfahren kommt zu etwas höheren Verlustenergien als das geberbasierte STFC-Verfahren, das keinen gesteuerten Anlauf enthält. Die deutlich größeren Schwankungen der relativen Verlustenergieerhöhung durch die Nutzung des geberlosen Ansatzes sind darin begründet, dass die Dauer des gesteuerten Betriebs und damit die Dauer der erhöhten Verlustenergie variiert.

Bei der Betrachtung der Verlustenergie im Drehstromsteller  $E_{\text{thy}}$  zeigt sich ein ähnliches Bild bezüglich der relativen Zusammenhänge der Verlustenergien der einzelnen Startalgorithmen. Ein Überblick ist in Abbildung 7.24 gezeigt.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die rotorflussbasierten Verfahren für Applikationen mit konstantem Lastmoment deutlich niedrigere Stator- und Drehstromstellerverlustenergien versprechen. Zudem weisen die Verfahren vergleichbare Verhältnisse bezüglich der Verlustenergien in Motor und Sanftstarter auf wie in Abschnitt 7.1.

## 7.2.2 Messungen mit Motor 2

Messungen an einer konstanten Last wurden auch mit Motor 2 durchgeführt. Diese sollen zeigen, dass die mit Motor 1 gewonnenen Erkenntnisse auf andere Antriebskonstellationen übertragbar sind.

Wie bereits mit Motor 1, wurden mit Motor 2 und verschiedenen Kombinationen aus Last und Trägheit Messungen durchgeführt, die auf die verringerte Motorleistung angepasst wurden. Tabelle 7.2 zeigt eine Übersicht über die gemachten Messungen:

Motor 2	$J_{\text{ges}} = 0,346 \text{ kgm}^2$	$J_{\text{ges}} = 0,546 \text{ kgm}^2$
$M_L = 7 \text{ Nm}$	Abbildung 7.25, 7.27 und 7.28	Abbildung 7.27 und 7.28
$M_L = 13 \text{ Nm}$	Abbildung 7.27 und 7.28	Abbildung 7.27 und 7.28
$M_L = 25 \text{ Nm}$	Abbildung 7.27 und 7.28	Abbildung 7.26, 7.27 und 7.28

Tab. 7.2: Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 2 und konstantem Gegenmoment

Abbildung 7.25 und 7.26 präsentieren zwei exemplarische Starts. Abgesehen von den deutlich geringeren Stromamplituden aufgrund des kleineren Motors, ist das Verhalten bei beiden Messungen vergleichbar mit den Messungen mit Motor 1.

In Abbildung 7.27 und 7.28 sind alle Messungen mit Motor 2 und einem konstanten Lastmoment illustriert. Es zeigt sich, dass die in den vorhergehenden Untersuchungen bezüglich der Verlustenergien festgestellten Zusammenhänge in den Messungen mit Motor 2 bestätigt werden. Auch hier sorgen die Verfahren mit Berücksichtigung des Rotorflusses für eine deutliche Reduktion der Verlustenergie in Motor und Drehstromsteller.

### 7.3 Start von Lasten mit quadratischem Lastmoment

Die dritte, besonders stark verbreitete Lastart, sind Lasten mit einem Lastmoment, das quadratisch vom Drehzahlwert abhängt (quadratisches Lastmoment). Typische industrielle Applikationen sind Ventilatoren und Kreisel- bzw. Hydraulikpumpen. Wie bereits bei den Lasten mit konstantem Lastmoment, sind sowohl Lasten mit kleiner (z.B. Pumpen) als auch großer Massenträgheit (z.B. große Lüfter) in der industriellen Applikation üblich.

#### 7.3.1 Messungen mit Motor 1

Auch für die quadratischen Lasten wurden verschiedene Messungen mit Motor 1 gemacht. Tabelle 7.3 zeigt einen Überblick über die Messungen mit den verwendeten Kombinationen

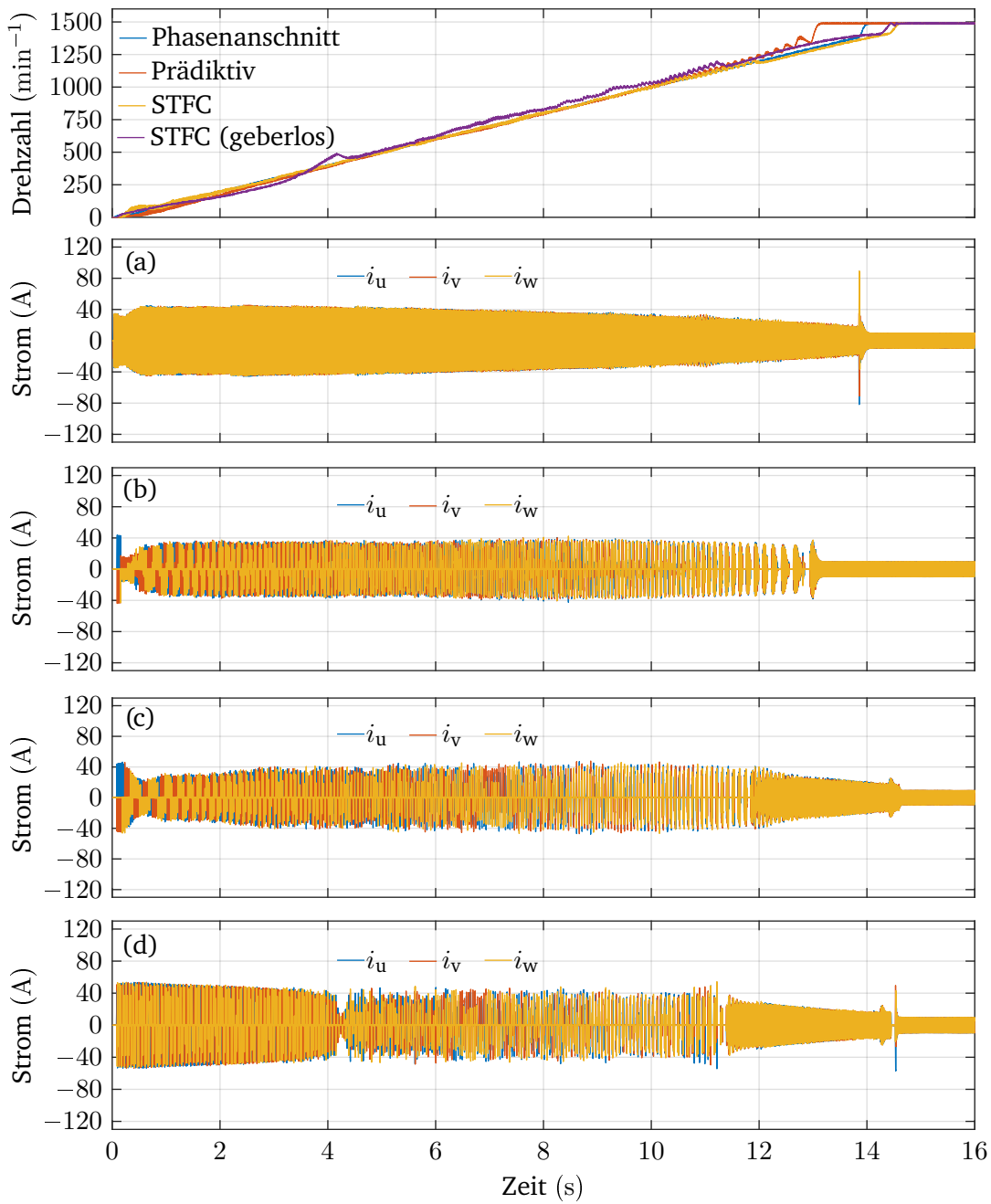


Abb. 7.25: Belastung mit konstantem Lastmoment von  $7 \text{ Nm}$  (Motor 2,  $J_{\text{ges}} = 0,346 \text{ kgm}^2$ )  
 (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

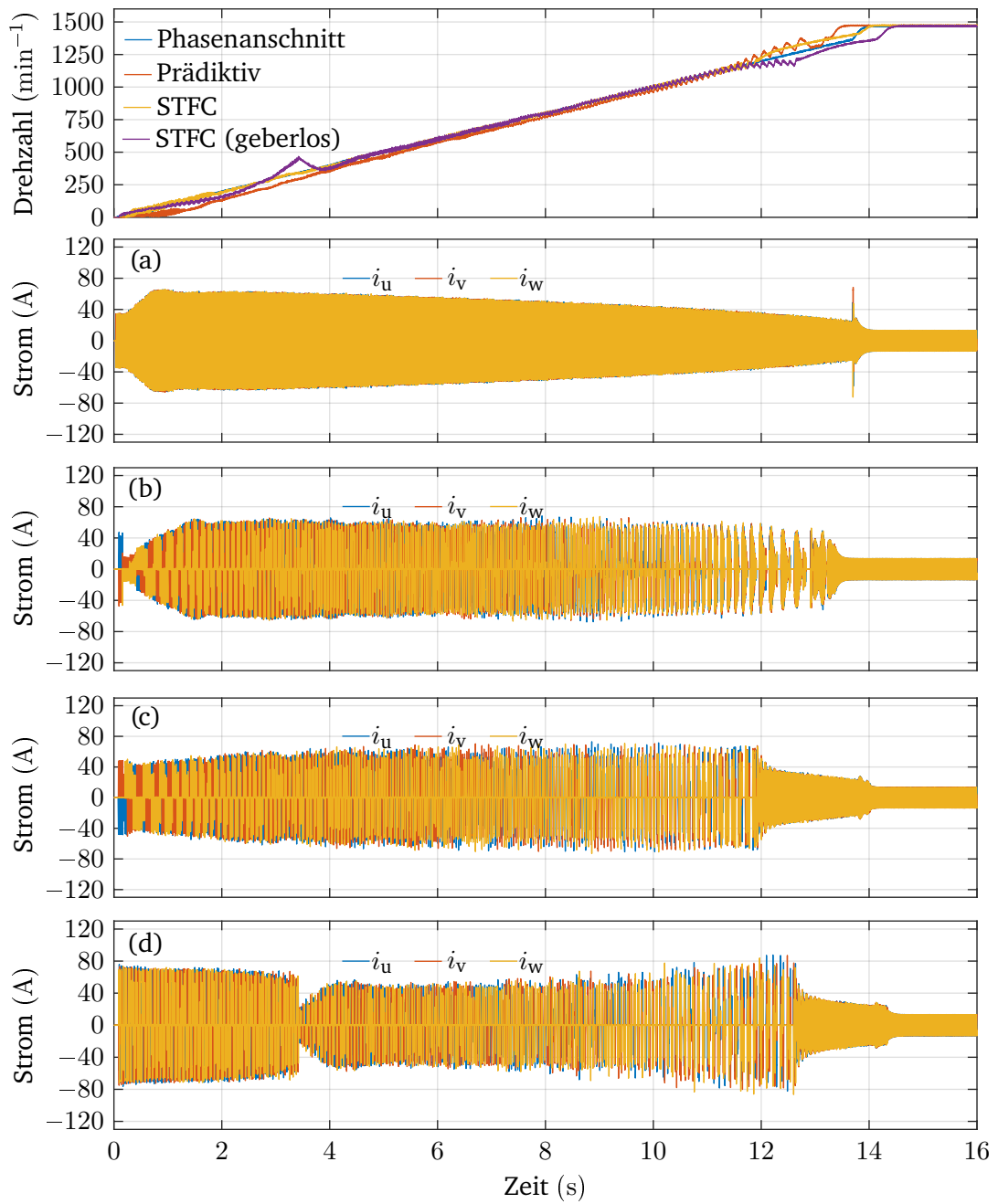


Abb. 7.26: Belastung mit konstantem Lastmoment von 25 Nm (Motor 2,  $J_{\text{ges}} = 0,546 \text{ kgm}^2$ )  
 (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

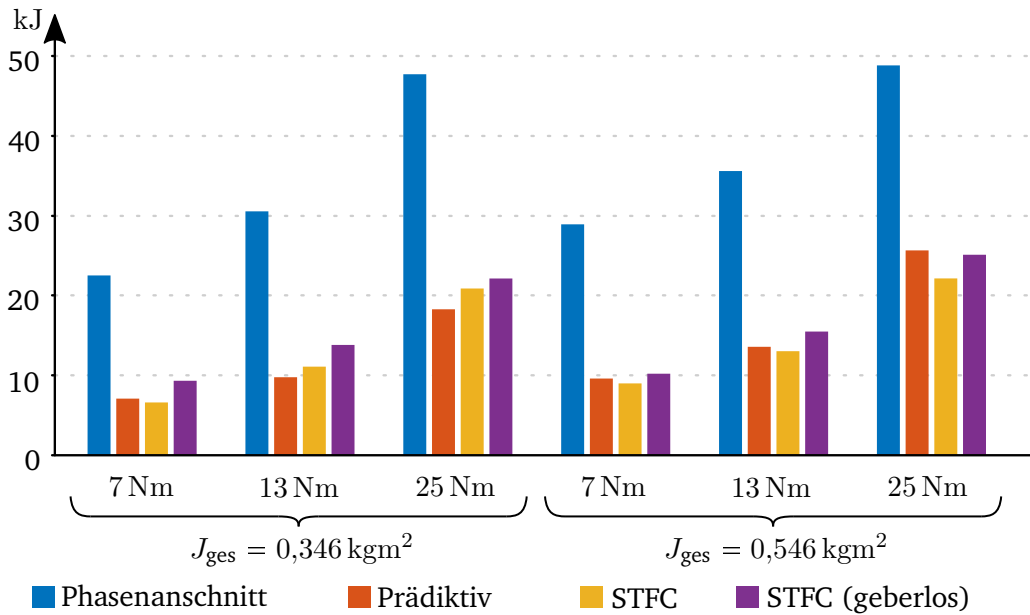


Abb. 7.27: Vergleich der Statorverlustenergie  $E_{\text{stator}}$  bei unterschiedlichen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 2)

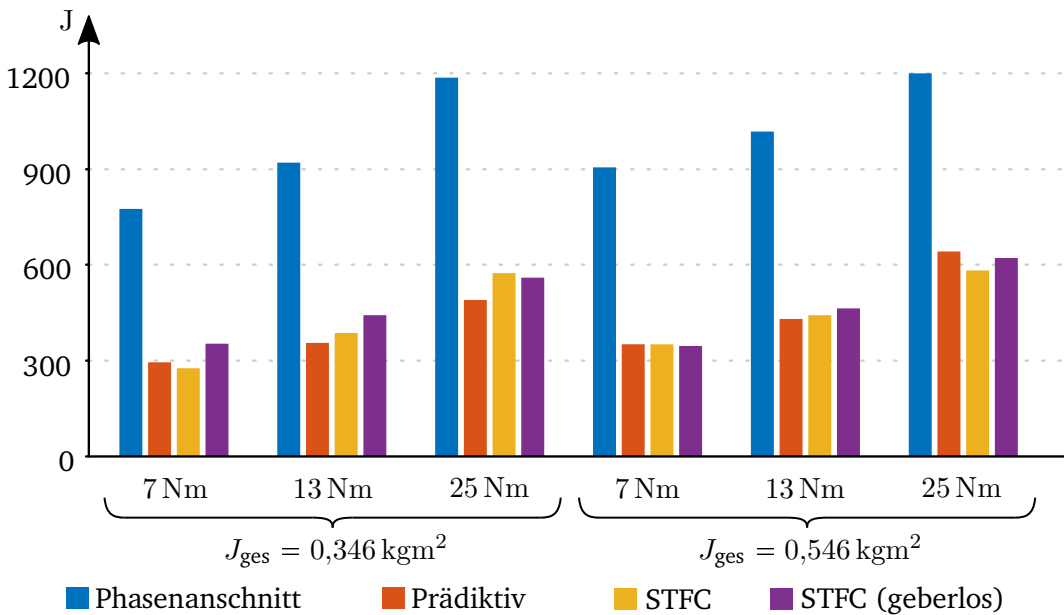


Abb. 7.28: Vergleich der Drehstromstellerverlustenergie  $E_{\text{thy}}$  bei unterschiedlichen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 2)

von Lastträgheit und quadratischem Lastmoment. Die Angabe des Drehmoments bezieht sich in diesem Abschnitt immer auf die synchrone Motordrehzahl, wobei der Verlauf der Drehzahl quadratisch von der Motordrehzahl abhängt.

Motor 1	$J_{\text{ges}} = 0,613 \text{ kgm}^2$	$J_{\text{ges}} = 2,213 \text{ kgm}^2$
$M_L = 50 \text{ Nm}$	Abbildung 7.29, 7.31 und 7.32	Abbildung 7.31 und 7.32
$M_L = 90 \text{ Nm}$	Abbildung 7.31 und 7.32	Abbildung 7.30, 7.31 und 7.32

Tab. 7.3: Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 1 und quadratischem Gegenmoment

Abbildung 7.29 und Abbildung 7.30 zeigen den jeweiligen zeitlichen Verlauf des Hochlaufs an einer quadratischen Last. Dass in diesen Fällen eine quadratische Belastung vorliegt, zeigt sich am Verlauf der Maximalamplitude des Stroms bei den rotorflussbasierten Verfahren. Speziell in Abbildung 7.30 ist die ansteigende Lastcharakteristik eindeutig erkennbar. Gerade die flussbasierten Verfahren zeigen eine deutliche Steigerung der Stromamplitude während der steigenden Drehzahl. Beim Stromverlauf, der sich durch die Verwendung des phasenanschnittbasierten Verfahrens ergibt, ist dies nicht offensichtlich, da sich das steigende Gegenmoment und der sich reduzierende Schlupf gegenläufig auf die Stromamplitude auswirken.

Abbildung 7.31 und Abbildung 7.32 präsentieren die Motor- und Drehstromstellerverlustenergie. Beim Vergleich der Ergebnisse mit den Ergebnissen der Messungen mit konstantem Gegenmoment ergeben sich einige Unterschiede. Zum einen zeigt sich, dass der relative Vorteil der rotorflussbasierten Verfahren grundsätzlich nicht ganz so ausgeprägt ist wie bei den Lasten mit konstantem Gegenmoment. Ursächlich dafür ist die Lastcharakteristik, die durch die starke Belastung bei hohen Drehzahlen dafür sorgt, dass sich die Energieaufnahme in Richtung der höheren Drehzahlen verlagert, bei denen der Motorschlupf geringer ist. Damit sind auch die entstehenden Verlustenergien bzw. Motorströme geringer. Diese Konstellation ist für das geberlose STFC-Verfahren ebenfalls vorteilhaft. Statt grundsätzlich etwas höhere Verlustenergie in Motor und Drehstromsteller zu verursachen als die geberbasierten Verfahren, kommt es nun zu einer vergleichba-



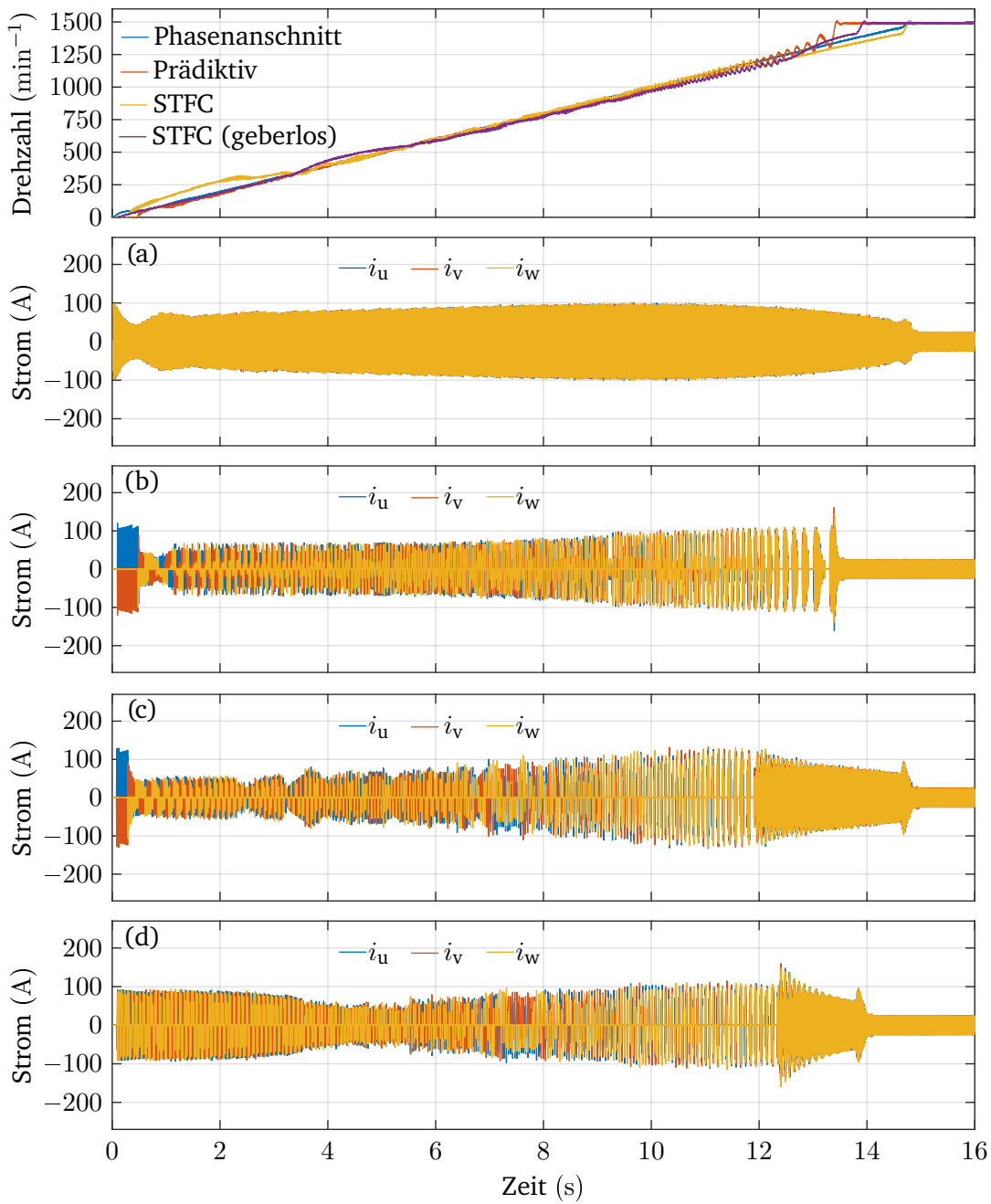


Abb. 7.29: Belastung mit quadratischem Lastmoment von  $50 \text{ Nm}$  (Motor 1,  $J_{\text{ges}} = 0,613 \text{ kgm}^2$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

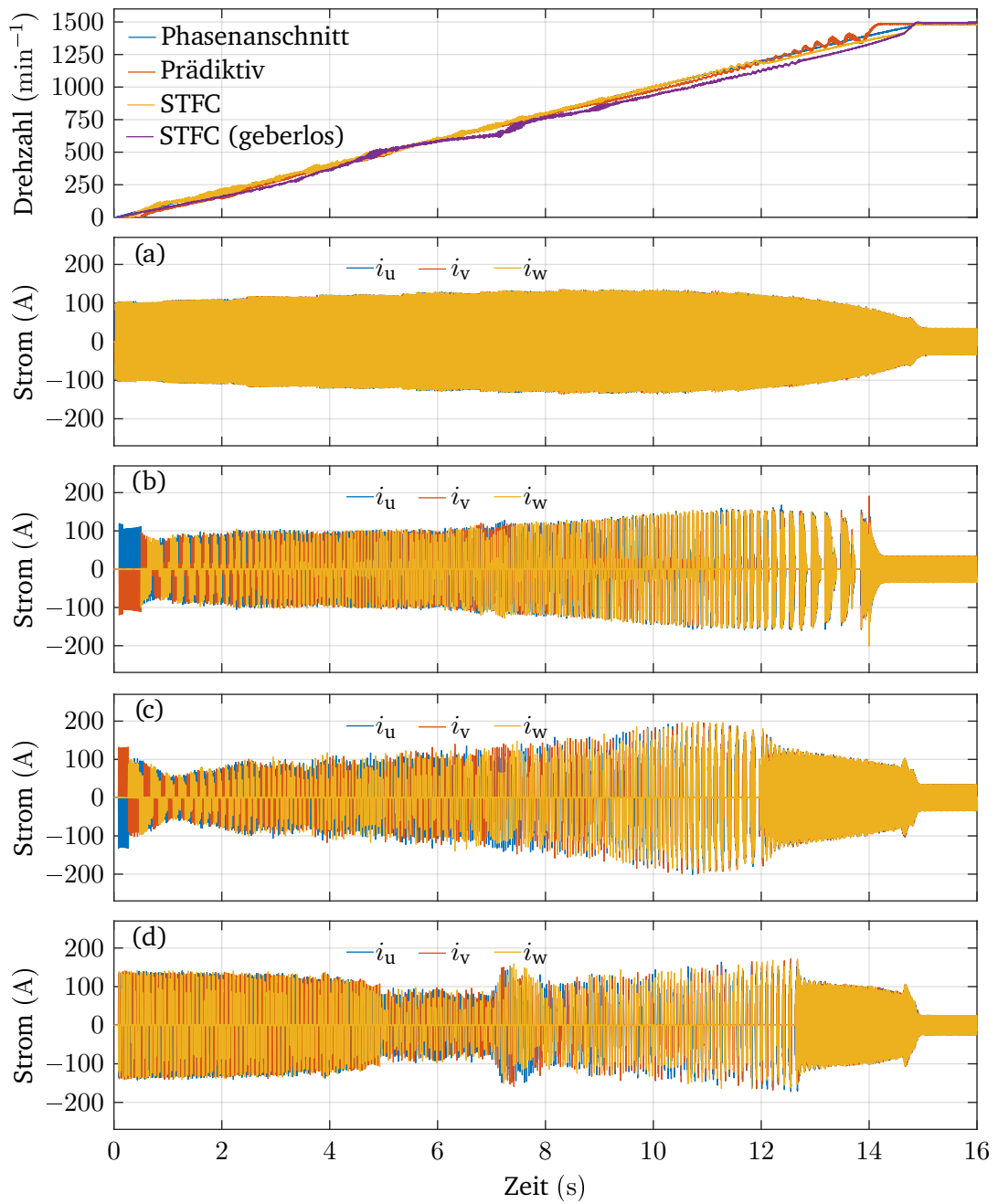


Abb. 7.30: Belastung mit quadratischem Lastmoment von 90 N<sub>m</sub> (Motor 1,  $J_{ges} = 2,213 \text{ kgm}^2$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

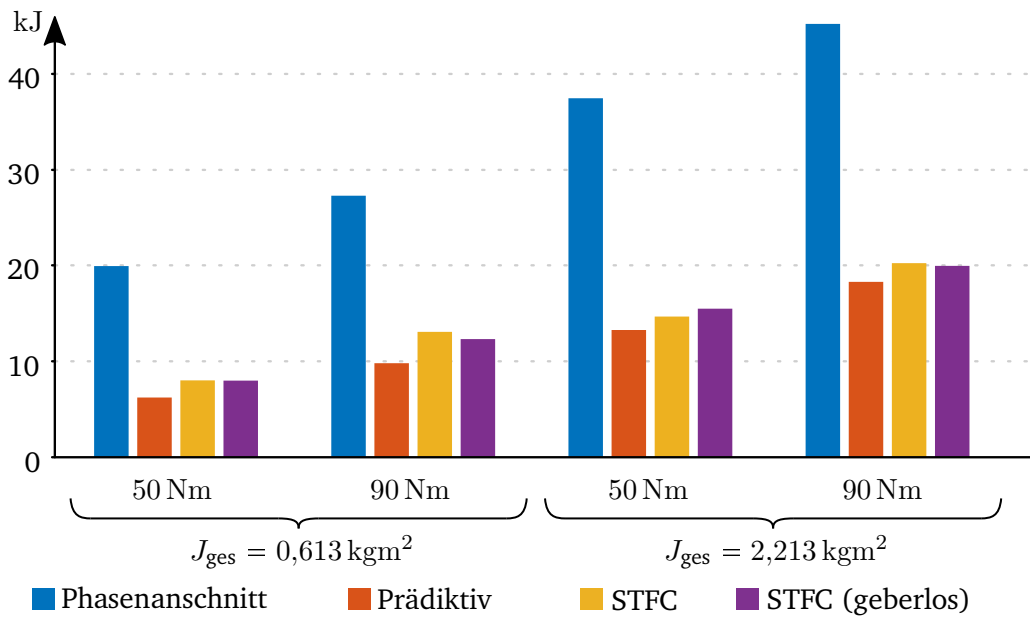


Abb. 7.31: Vergleich der Statorverlustenergien  $E_{\text{stator}}$  bei unterschiedlichen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 1)

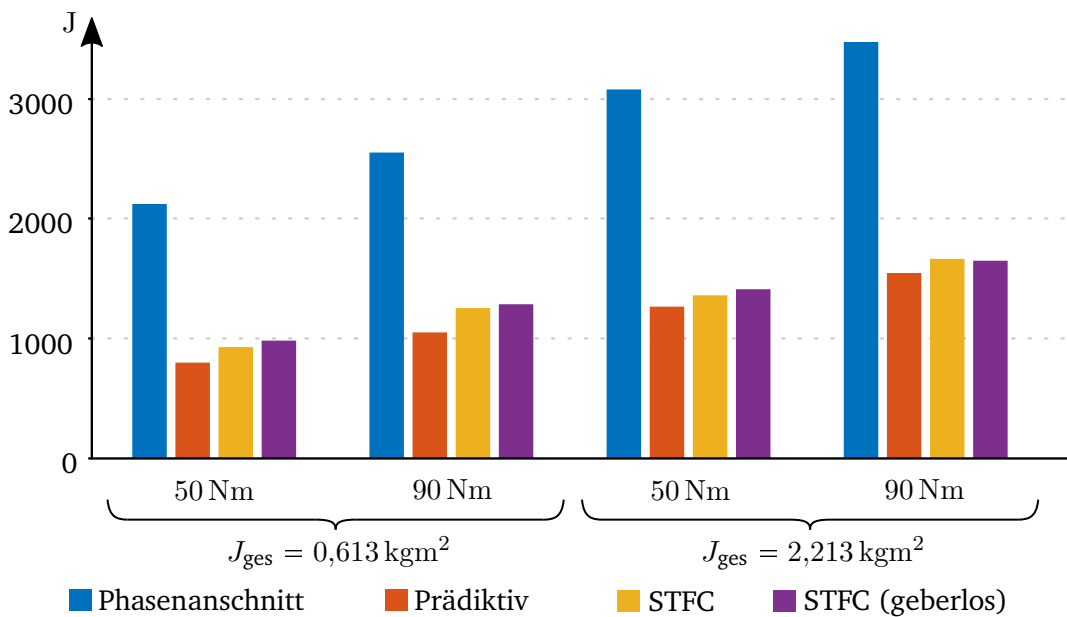


Abb. 7.32: Vergleich der Drehstromstellerverlustenergien  $E_{\text{thy}}$  bei unterschiedlichen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 1)

ren Höhe der anfallenden Verlustenergie. Auch hier sorgt das geringe Lastmoment bei den niedrigen Drehzahlen, bei denen sich das STFC- und das geberlose STFC-Verfahren unterscheiden, für die günstige Ausprägung.

### 7.3.2 Messungen mit Motor 2

Bei der Belastung mit quadratisch abhängigem Gegenmoment wurden Messungen mit Motor 2 gemacht. Tabelle 7.4 zeigt eine Übersicht über die Messungen.

In Abbildung 7.33 und Abbildung 7.34 sind zwei exemplarische Messungen dargestellt. Deren Gestalt ist vergleichbar mit der Messung mit Motor 1. Die in Abbildung 7.35 und Abbildung 7.36 präsentierten Verlustenergieaufteilungen bestätigen die Zusammenhänge, die bereits mit Hilfe von Motor 1 gewonnen wurden.

Motor 2	$J_{\text{ges}} = 0,346 \text{ kgm}^2$	$J_{\text{ges}} = 0,546 \text{ kgm}^2$
$M_L = 18 \text{ Nm}$	Abbildung 7.33, 7.35 und 7.36	Abbildung 7.35, 7.36
$M_L = 33 \text{ Nm}$	Abbildung 7.35, 7.36	Abbildung 7.34, 7.35 und 7.36

Tab. 7.4: Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 2 und quadratischem Gegenmoment

## 7.4 Zwischenfazit

In diesem Kapitel wurde eine Vielzahl von Messungen präsentiert, die die Leistungsfähigkeit der neu entwickelten Verfahren in den Kontext der bereits bekannten Verfahren einordnet.

Für den Start und das Bremsen von Lasten mit großer Trägheit wurden energetische Betrachtungen vorgenommen, sowie die Abhängigkeit der Verlustenergie von Lastträgheiten und die Energieflüsse beim Bremsen näher untersucht. Es wurde eine exemplarische Betrachtung der Verlustenergieaufteilung im Drehstromsteller, sowie die Untersuchung des Einflusses der vorgegebenen Parameter auf das Bremsverhalten demonstriert. Ebenso wurde mit Motor 2 nachgewiesen, dass sich die Verhältnisse der Verlustenergieverteilung

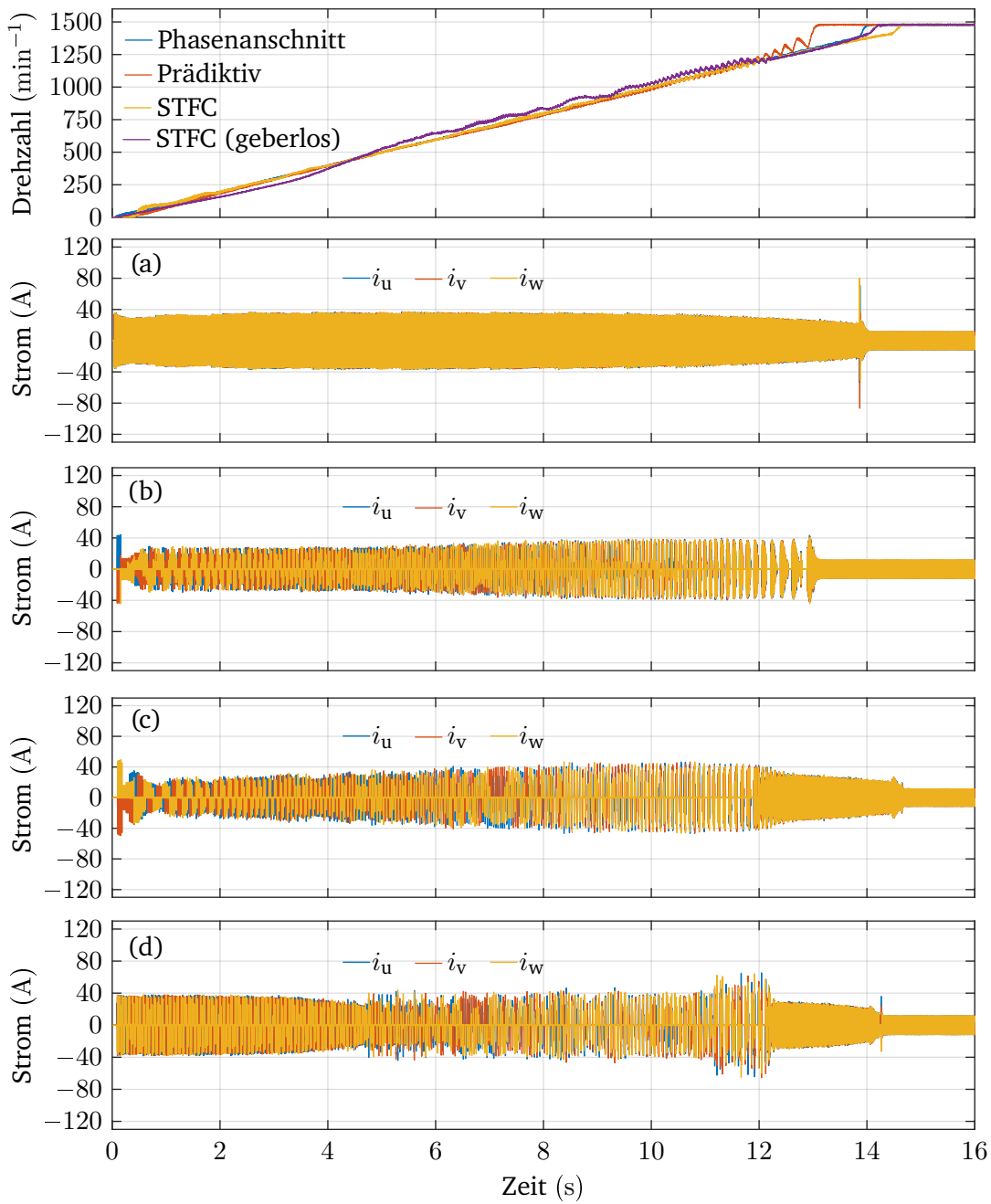


Abb. 7.33: Belastung mit quadratischem Lastmoment von  $18 \text{ Nm}$  (Motor 2,  $J_{\text{ges}} = 0,346 \text{ kgm}^2$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

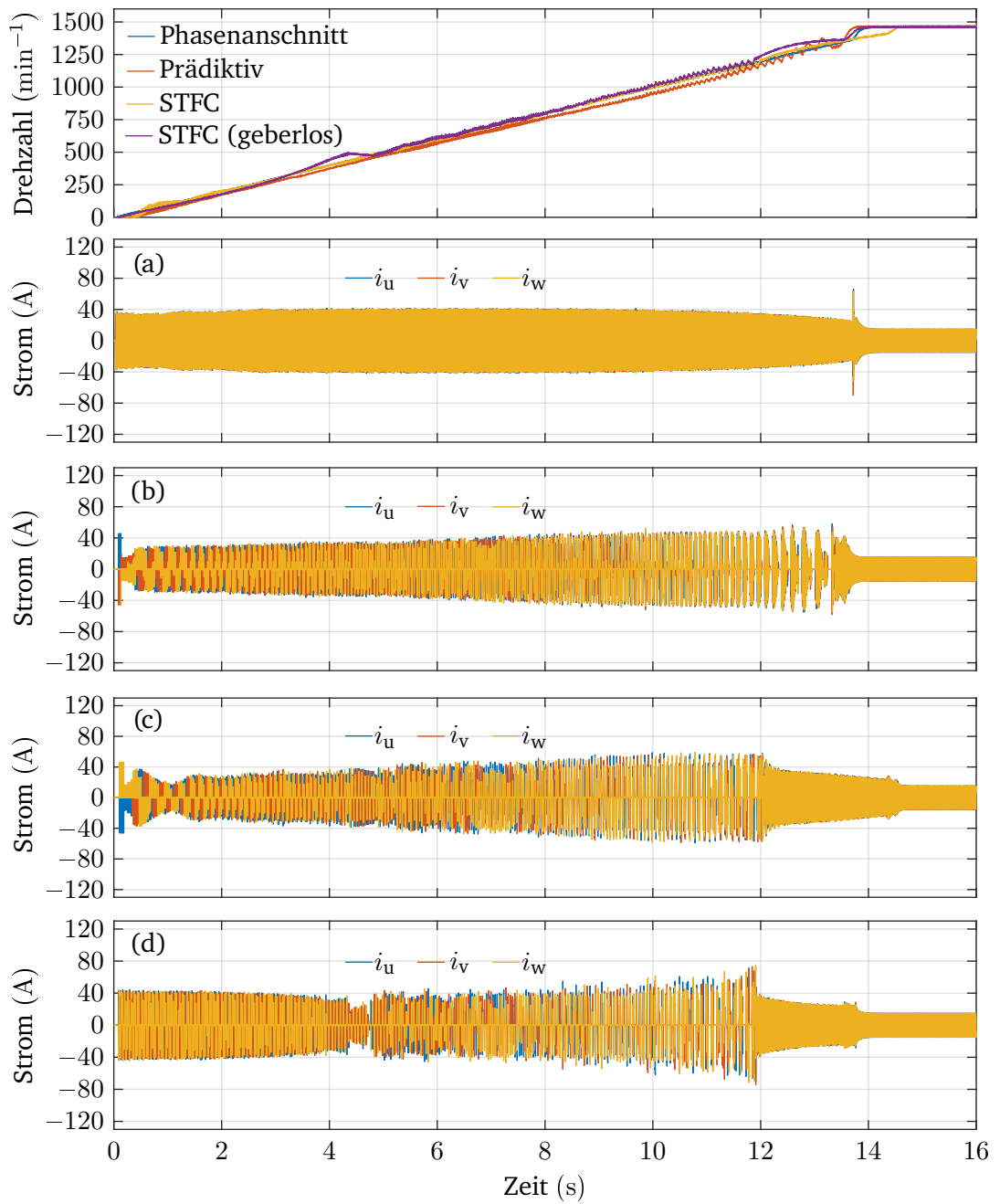


Abb. 7.34: Belastung mit quadratischem Lastmoment von  $33 \text{ Nm}$  (Motor 2,  $J_{\text{ges}} = 0,546 \text{ kgm}^2$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos

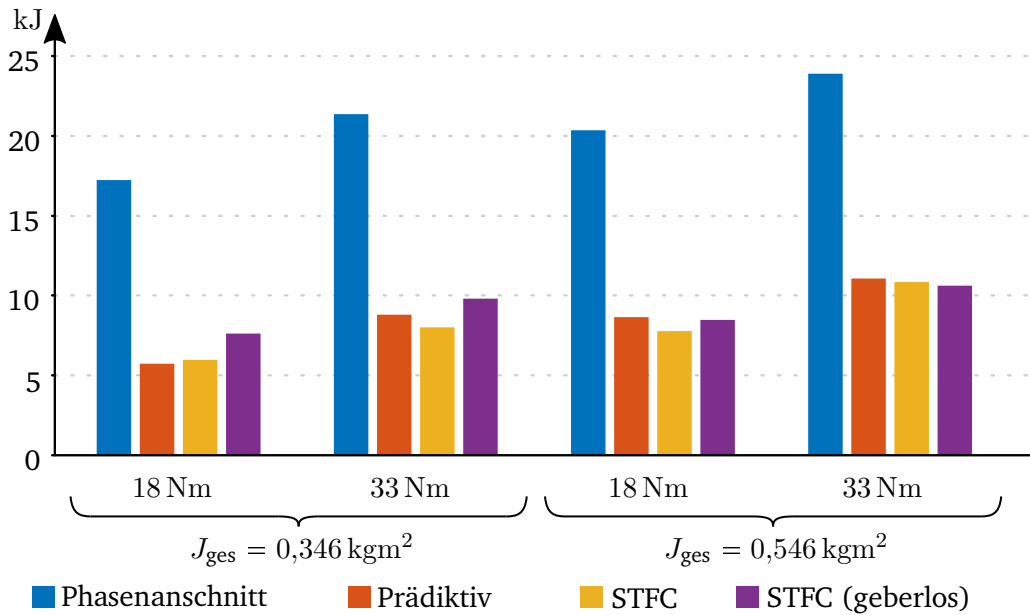


Abb. 7.35: Vergleich der Statorverlustenergien  $E_{\text{stator}}$  bei verschiedenen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 2)

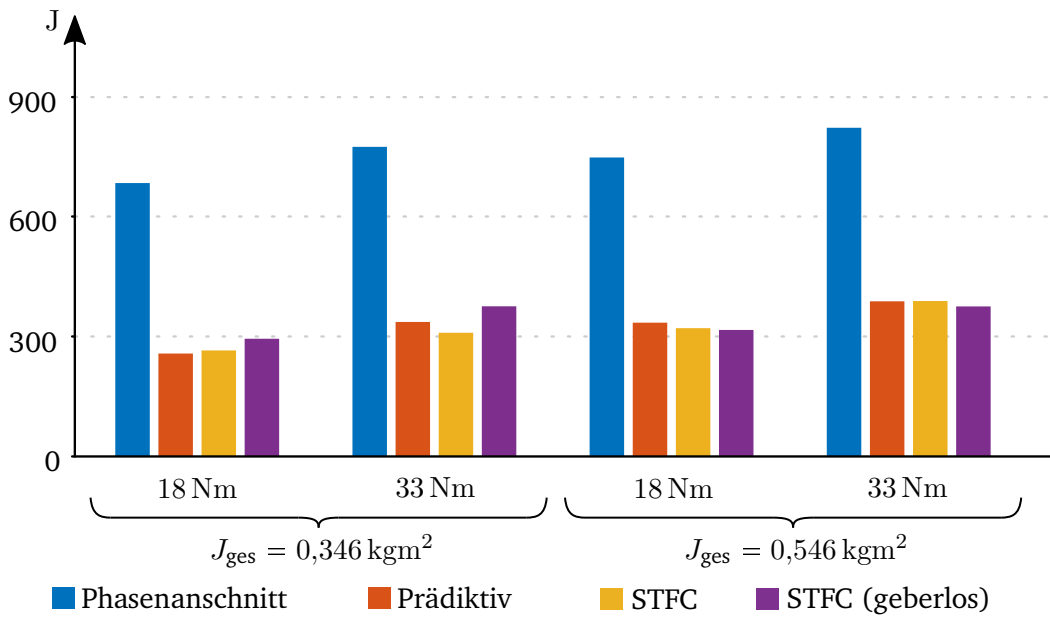


Abb. 7.36: Vergleich der Drehstromstellerverlustenergien  $E_{\text{thy}}$  bei verschiedenen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 2)

---

nicht auf Motor 1 beschränken, sondern in sehr ähnlicher Form auch bei Motoren aus einer unterschiedlichen Leistungs- und Effizienzklasse auftreten.

Zusätzlich wurden Messungen mit konstanten und quadratischen Lastcharakteristiken gezeigt, die demonstrieren, dass die Verfahren bei Starts mit Lastmoment eingesetzt werden können und auch hier deutliche Verlustenergievorteile bieten. Durch die zusätzliche Variation der Lastträgheit konnte gezeigt werden, dass sich die gewonnenen Erkenntnisse auf viele der heute üblichen Anwendungen für Drehstromsteller übertragen lassen.

Zusammengefasst zeigen die präsentierten Messungen, dass eine industrielle Implementierung des STFC-Verfahrens in seiner geberlosen Form für eine große Anzahl der Anwendungen deutliche Vorteile bietet. Besonders hervorzuheben ist das Bremsen, bei dem auch ohne den Einsatz von zusätzlichen Schützen ein großes Bremsmoment erzeugt werden kann und beim Übergang von einem geberbasierten STFC-Verfahren auf eine geberlose Lösung kaum Abstriche gemacht werden müssen. Zudem sorgt diese Lösung für deutlich reduzierte Verlustenergie in Motor und Drehstromsteller, sodass die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems deutlich gesteigert werden kann.



---

## 8 Zusammenfassung und Ausblick

---

In dieser Arbeit werden zwei neue Verfahren zur Ansteuerung von Drehstromstellern vorgestellt und mit den bisher bekannten Ansätzen verglichen.

Bei dem ersten vorgestellten Verfahren handelt es sich um ein prädiktives Verfahren, bei dem zunächst durch eine Modellierung die Zeitverläufe von Strom und Drehmoment bei allen Zündmöglichkeiten errechnet und anschließend mittels Entscheidungskriterium bewertet werden. Nur günstige Zündungen werden umgesetzt. Flussschätzer, Drehzahlregler und eine Übergangsstrategie zum Dauerbetrieb vervollständigen das prädiktive Verfahren. Es werden sowohl der Start und das Halten von Zwischendrehzahlen, als auch verschiedene Ansätze zur elektrischen Bremsung gezeigt und analysiert. Beim prädiktiven Verfahren ergibt sich ein Verhalten, das deutlich von der bekannten Phasenanschnittsteuerung abweicht und zu erheblich geringeren Verlusten im Drehstromsteller und Motor führt. Allerdings werden zur Umsetzung eine hohe Rechenleistung, viele Motorparameter und ein Drehgeber zur Messung der Rotordrehzahl benötigt.

Um die Rechenzeit und Parameterabhängigkeiten zu reduzieren, wird das STFC-Verfahren entwickelt. Dieses Verfahren erzeugt ähnliche Pulsmuster wie das prädiktive Verfahren, allerdings ohne dafür rechenintensive Prädiktionen zu benötigen. Für dieses Verfahren wird ebenfalls eine Reglerstruktur bestehend aus Drehzahl-, Strom- und Flussregler entworfen. Zusammen mit einer Übergangsstrategie, sowie weiteren Modifikationen zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit, wird das STFC-Verfahren zu einem Verfahren für einen vollwertigen Drehstromstellerbetrieb ausgebaut. Das STFC-Verfahren führt in erster Näherung zu einem Verhalten, das identisch zum Verhalten bei Nutzung des prädiktiven Verfahrens ist. Auch die Verlustvorteile in Motor und Drehstromsteller sind vergleichbar.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wird gezeigt, dass unter bestimmten Voraussetzungen auf die Verwendung des Drehgebers verzichtet werden kann. Dazu werden verschiede-

---

ne Strategien für die einzelnen Abschnitte des Motorstarts entwickelt, vorgestellt und Validierungsmessungen zum Bremsen und Starten im Detail analysiert. Das geberlose STFC-Verfahren ermöglicht ein leistungsstarkes Bremsen auch ohne zusätzliche Hardware wie z.B. Wendeschütze.

In umfangreichen Messungen werden die klassische Phasenanschnittsteuerung, das prädiktive Verfahren, das STFC-Verfahren und das geberlose STFC-Verfahren miteinander verglichen. Es wird gezeigt, dass die neu eingeführten Verfahren deutliche Vorteile bei der auftretenden Verlustenergie in Motor und Drehstromsteller gegenüber der Verwendung der heute üblichen Phasenanschnittsteuerung aufweisen. Diese können genutzt werden, um mit einer identischen Motor-Drehstromsteller-Kombination mehr Starts/Stopps pro Stunde zu realisieren oder kleinere Drehstromsteller in der jeweiligen Applikation einsetzen zu können.

Neben den untersuchten Aspekten gibt es Erweiterungen, die in der Zukunft detaillierter untersucht werden können. Der beim STFC-Verfahren verwendete Regelansatz zeigt in den Messungen, dass die Entkopplung des Fluss- und Drehzahlreglers verbessert werden kann. Für einen industriellen Einsatz wäre zudem die Bestimmung des Rotorwiderstands eine nützliche Erweiterung des Verfahrens. Auch eine weitere Evaluation der Einsetzbarkeit der vorgestellten Verfahren für sehr kleine oder deutlich größere Motoren, sowie die Adaption der Verfahren auf zweiphasige Drehstromstellertopologien, ist sinnvoll. Eine andere, weiterführende Frage für weitere Untersuchungen ist, ob sich die Erkenntnisse des STFC-Verfahrens auch auf den Start von PMLS-Motoren übertragen lassen.

---

## 9 Anhang

---

### Übersicht über die verwendeten Abkürzungen

CPU	central processing unit
DFC	discrete frequency control
DTC	direct torque control
EMK	elektromotorische Kraft
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
FCS	finite control set
FOR	feldorientierte Regelung
FPGA	field programmable gate array
MPC	model predictive control
MRAS	model reference adaptive system
PM	permanentmagneterregt
PMLS	permanent magnet line start (motor)
RCP	rapid controller prototyping
STFC	softstarter torque and flux control

### Übersicht über die verwendeten Formelzeichen

#### Allgemeine Darstellungen

Kleinbuchstaben	zeitlich veränderliche Größen
Großbuchstaben	Beträge von Raumzeigern, Gleichgrößen und Effektivwerten
$\vec{U}, \vec{I}$ , etc.	Raumzeiger

---

## Formelzeichen

$\alpha$	Zündwinkel
$\delta_U$	Differenzwinkel zwischen Netzspannungsraumzeiger und Raumzeiger der EMK
$\sigma$	Totale Streuziffer
$\tau_2$	Rotorzeitkonstante
$\varphi$	Winkel (allgemein)
$\varphi_P$	Rotationswinkel für ein beliebiges Koordinatensystem
$\varphi_K$	Rotationswinkel des Koordinatensystems für die Prädiktion
$\varphi_R$	Rotationswinkel für das rotorfixe Koordinatensystem
$\Psi$	Flussverkettung (z.B. Betrag)
$\Omega$	Winkelfrequenz
$E$	Grundbezeichnung Energie
$f$	Frequenz
$i$	Strom (zeitlich veränderlich)
$I$	Strom (z.B. Betrag)
$J_{\text{ges}}$	Massenträgheit des gesamten Antriebsstrangs
$L$	Induktivität
$L_{1\sigma}$	Statorstreuinduktivität
$L_{2\sigma}$	Rotorstreuinduktivität
$L_h$	Hauptinduktivität
$M_L$	Lastmoment
$M_M$	inneres Motormoment
$n$	Drehzahl
$n_{\text{el}}$	elektrische Drehzahl
$p$	Polpaarzahl
$R$	Widerstand
$t$	Zeit
$t_{\text{leit}}$	Zeit, die ein Stromblock einnimmt
$t_{\text{pause}}$	Zeit, die die Pause zwischen zwei Stromblöcken einnimmt
$u$	Spannung (zeitlich veränderlich)

---

$U$	Spannung (z.B. Betrag)
$\vec{U}_{1,EMK}^S$	induzierte Spannung während kein Strom fließt
$X$	Blindwiderstand

### Tiefgestellte Indizes

1	Statorgrößen
2	Rotorgrößen
1ph	Einphasige Betrachtung
$\alpha, \beta$	Komponenten im statorfesten Koordinatensystem
apx	approximierte / rekonstruierte Systemgröße (z.B. durch Beobachter)
d, q	Komponenten im rotorfesten Koordinatensystem
el	elektrisches Bezugssystem
ks	gemessene Impedanzen bei der Kurzschlussmessung
N	Bemessungswert
Netz	Grundbezeichnung Netzgröße
PWR	Ausgangsgröße des Pulswechselrichter
r, s, t	Stranggrößen der Netzseite
ref	Sollwert
RMS	quadratischer Mittelwert
u, v, w	Stranggrößen der Motorseite

### Hochgestellte Indizes

*	konjugierter Raumzeiger
K	Raumzeiger im freien Koordinatensystem
P	Raumzeiger im Koordinatensystem für die Prädiktion
R	Raumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem
S	Raumzeiger im statorfesten Koordinatensystem

---

## Konstanten / Operatoren

d	Differentialoperator
e	Eulersche Zahl
Im	Operator zur Abspaltung des Imaginärteils
j	komplexer Operator
mean	Bildung des Mittelwerts
Re	Operator zur Abspaltung des Realteils

## Formelzeichen des prädiktiven Verfahrens

$\varphi_{P,u-v}, \varphi_{P,v-w},$ $\varphi_{P,w-u}$	Feste Rotationswinkel für das Prädiktionskoordinatensystem
$\Psi_{p,\Delta\min}$	Mindestzuwachs im Fluss durch eine Zündung
$\Psi_{p,\min}$	Schwelle zur Aktivierung des Kriteriums zum Mindestzuwachs des Rotorflusses
$i_{p,\max}$	maximale Stromamplitude
$M_{p,\text{avgmax}}$	maximales mittleres Drehmoment
$M_{p,\text{avgmin}}$	minimales mittleres Drehmoment
$M_{p,\max}$	maximal zulässiges Drehmoment
$t_{p,mc}$	Mindestleitzeit
$t_{\text{cycle}}$	Zeit nach der eine erneute Betrachtung der Zündoptionen stattfindet
$t_p$	Prädiktionshorizont
$t_{p,\max}$	maximaler Prädiktionshorizont
$t_{\text{step}}$	Schrittweite für die Prädiktion

## Formelzeichen des STFC-Verfahrens

$\alpha_{\text{rot}}$	Verdrehwinkel zur Kompensation der Rotation
$\alpha_{\text{min}}, \alpha_{\text{max}}$	Grenzen des Spannungsfensters

---

$\gamma_{\max}, \gamma_{\min}$	Grenzen des Flussfensters
$t_{\text{pulse}}$	Dauer eines einzelnen Pulses zur Kompensation des Rotationseinflusses
$\vec{U}_{\text{Netz,EMK}}$	verkettete Spannung aus $\vec{U}_{1,\text{EMK}}^S$ und $\vec{U}_{\text{Netz}}$

### Formelzeichen des geberlosen Ansatzes

$\lambda_{d1}, \lambda_{d2}$	diskrete Eigenwerte des Beobachters
$A$	Dynamikmatrix des Beobachters
$l$	Vektor zur Beobacherverstärkung
$l_1, l_2$	Komponenten der Beobacherverstärkungen
$x_k$	diskreter Zustandsvektor
$z_k$	Störsignal
$e_{z,k}$	Beobachtungsfehler der Störung

### Energien zum Vergleich der Verfahren

$E_{\text{el}}$	elektrische Energie, die während eines Starts/einer Bremsung aus dem Netz entnommen wird
$E_{\text{grid}}$	elektrische Energie, die während des Starts/der Bremsung aus dem Netz bezogen wird
$E_{\text{mech}}$	mechanische Energie, die in der rotierenden Masse gespeichert ist
$\Delta E_{\text{mech}}$	Energie, die während des Starts/der Bremsung aus der mechanisch rotierenden Masse entnommen wird
$E_{\text{mot}}$	Verlustenergie im Motor während eines Starts/einer Bremsung
$E_{\text{reib}}$	mechanische Energie, die während des Starts/der Bremsung in mechanische Verluste (z.B. Reibung, Motorlüfter, etc.) umgewandelt wird
$E_{\text{rot}}$	Energie, die während des Starts/der Bremsung von der rotierenden Masse des Motors aufgenommen wird

---

$E_{thy}$	Verlustenergie in den Thyristoren des Drehstromstellers während eines Starts / einer Bremsung
$R_{on}$	dynamischer Widerstand des Thyristors
$t_{stop}, t_{start}$	Zeitgrenzen für Beginn und Ende des Starts
$U_f$	Fußpunktspannung des Thyristors



---

## Technische Daten

### Modulares Rapid-Controller-Prototyping-System

Typ	dSPACE SCALEXIO Rack
CPU-Karte	DS6001 Processor Board, 2,8 GHz, 4 cores
Analogausgangskarte	DS6241 Analogausgangskarte 20 analoge Ausgänge 4 Trigger-Kanäle 16 bit-Resolution @ 500 kSPS
FPGA-Karte	DS2655 FPGA-Einheit XILINX® KINTEX®-7-410T
FPGA-IO-Modul	DS2655M1 IO-Modul (2 Stück) 5 Analogeingänge und 5 Analogausgänge 10 digitale Ein- und Ausgänge

### Komponenten des Motorprüfstands

#### Pulswechselrichter

Typ	Siemens S120
Rückspeisefähige Einspeiseeinheit	Siemens 6SL3130-7TE23-6AA3 Bemessungsleistung 36 kW 400 V AC Zwischenkreisspannung DC 600 V
Motorumrichter	Siemens 6SL3120-1TE23-0AC0 Bemessungsstrom 30 A

---

## Synchronmotor

Bemessungsleistung	18 kW
Bemessungsspannung	415 V
Bemessungsstrom	295 A
Bemessungsfrequenz	58,3 Hz
Bemessungsdrehzahl	1750 min <sup>-1</sup>
Motorträgheit	0,0257 kgm <sup>2</sup>
Maximaldrehmoment	220 Nm

## Einheit zur Einstellung der Massenträgheit

Maximale Drehzahl	3000 min <sup>-1</sup>
Minimale Trägheit (inkl. Kupplungen)	0,06974 kgm <sup>2</sup>
Maximale Trägheit (inkl. Kupplungen)	2,06974 kgm <sup>2</sup>
Trägheit pro Scheibe	0,2 kgm <sup>2</sup>

## Drehmomentmessflansch

Typ	Kistler 4550A500
Bemessungsmoment	500 Nm
Inkrement pro Umdrehung	8192

## Motor 1

Bemessungsleistung	15 kW
Bemessungsspannung	400 V
Bemessungsstrom	28,5 A
Bemessungsleistungsfaktor	0,921
Bemessungsfrequenz	50 Hz
Bemessungsdrehzahl	1475 min <sup>-1</sup>
Schaltungsart	↵
Motorträgheit	0,085 kgm <sup>2</sup>
Wirkungsgradklasse	IE3

---

## Motor 2

Bemessungsleistung	5,5 kW
Bemessungsspannung	400 V
Bemessungsstrom	11,6 A
Bemessungsleistungsfaktor	0,81
Bemessungsfrequenz	50 Hz
Bemessungsdrehzahl	1455 min <sup>-1</sup>
Schaltungsart	Δ
Motorträgheit	0,018 kgm <sup>2</sup>
Wirkungsgradklasse	IE1



---

# Abbildungsverzeichnis

---

2.1	Frequenzabhängiger Verlauf des Rotorwiderstands $R_2$ . . . . .	10
2.2	Verschaltung zur Ermittlung der Motorparameter mit einphasiger Spannungsquelle . . . . .	10
2.3	Ersatzschaltbild eines konventionellen Drehstromstellers . . . . .	12
2.4	Algorithmus mit Phasenanschnitt zur Zündimpulserzeugung . . . . .	15
2.5	Verschiebung der Kennlinie des Motordrehmoments bei Spannungsreduktion	15
2.6	Gleichstrombremsen bei geringer Trägheit (Motor 1, $J_{ges} = 0,2134 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	20
2.7	Blockschaltbild der feldorientierten Regelung . . . . .	22
2.8	Blockschaltbild der DTC-Regelung . . . . .	23
3.1	Schematische Darstellung des verwendeten Aufbaus . . . . .	30
3.2	Schematische Abbildung des Motorprüfstands . . . . .	31
3.3	Foto des verwendeten Prüfstands (Motor 1 montiert) . . . . .	31
3.4	Motorparameter und Blech- schnitt von Motor 1 (15 kW) . . . . .	33
3.5	Rotorwiderstand $R_2$ in Abhängigkeit der Speisefrequenz von Motor 2 bei blockiertem Rotor (5,5 kW) . . . . .	33
4.1	Darstellung des Stromflusses einer zweiphasigen Zündung in der $\alpha$ - $\beta$ - Ebene und im Zeitverlauf . . . . .	36
4.2	Softwarestruktur der Implementierung des prädiktiven Verfahrens . . . . .	46
4.3	Startrampe zur Validierung des Regelverhaltens beim Start (Motor 1, $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ) . . . . .	49
4.4	Analyse der Zusammenhänge (Ausschnitt der Messung aus Abbildung 4.3)	50
4.5	Darstellungen der berechneten Pausenzeit im Vergleich zu gemessenen Daten	54

---

4.6 Simulation mit Variation des Rotorwiderstands $R_2$ bei Motor 1 in unmagnetisiertem Anfangszustand bei $n = 1050 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	57
4.7 Simulation mit Variation des Statorwiderstands $R_1$ bei Motor 1 in unmagnetisiertem Anfangszustand bei $n = 1050 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	58
4.8 Vergleich von prädiziertem (helle Farben) und gemessenem Verlauf (dunkle Farben) des Statorstroms . . . . .	59
4.9 Bremsvorgang mit Motor 1 unter Verwendung der Wendeschütze Q1 und Q2 zum Wenden der Netzdrehrichtung (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	61
4.10 Bremsvorgang mit Motor 1 ohne Verwendung von Wendeschützen (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	61
5.1 Definition des Spannungskriteriums im Zeitbereich . . . . .	67
5.2 Definition des Spannungskriteriums für einen Zeitpunkt in der $\alpha$ - $\beta$ -Ebene . . . . .	67
5.3 Exemplarische Darstellung des Rotorflusskriteriums in der d-q-Ebene . . . . .	69
5.4 Exemplarische Darstellung des Rotorflusskriteriums in der $\alpha$ - $\beta$ -Ebene . . . . .	69
5.5 Exemplarische Abbildung des vereinigten Spannungs- und Flussfensters . . . . .	70
5.6 Exemplarische Abbildung des vereinigten Spannungs- und Flussfensters inkl. des Verdrehwinkels $\alpha_{\text{rot}}$ . . . . .	70
5.7 Raumzeigerdarstellung eines Strompulses bei $n = 907 \text{ min}^{-1}$ mit Motor 1 . . . . .	72
5.8 Exemplarische Darstellung einer Zündung mit dreiphasiger Stromführung . . . . .	73
5.9 Übersichtsbild für Grenzen der Fenster . . . . .	75
5.10 Vergleich der simulierten Stromform mit und ohne Berücksichtigung des Einflusses der EMK (Motor 1, $n \approx 1070 \text{ min}^{-1}$ , $M_L = 50 \text{ Nm}$ ) . . . . .	79
5.11 Stark vereinfachtes Ersatzschaltbild im unbestromten Fall . . . . .	80
5.12 STFC-Verfahren unter Berücksichtigung der verketteten Spannung $\vec{U}_{\text{Netz,EMK}}$ . . . . .	80
5.13 Abbildung eines gestörten Übergangs vom Betrieb mit dem STFC-Verfahren und dem Dauerbetrieb am Netz . . . . .	82
5.14 Exemplarischer Start eines Motors (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ) mit dem STFC-Verfahren . . . . .	84
5.15 Rechenzeitvergleich . . . . .	85
5.16 Exemplarische Darstellung für STFC-Verfahren zum Bremsen . . . . .	86

---

5.17 Darstellung eines Bremsvorgangs mit dem STFC-Verfahren unter Verwendung eines Gebers (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	87
5.18 Abklingende EMK zu Beginn des Bremsvorgangs . . . . .	88
5.19 Übersicht über die Softwarestruktur des STFC-Verfahrens . . . . .	91
6.1 Messung der induzierten Spannung nach dem Anschalten bei verschiedenen Drehzahlen und drei festen Zündwinkeln $\alpha$ . . . . .	96
6.2 Idealisierte Übersichtsabbildung der Drehzahlschätzung mit anschließendem Abgleich . . . . .	99
6.3 Messung zweier Strompulse an Motor 1 bei blockiertem Rotor . . . . .	101
6.4 Vergleich von gemessenem und simuliertem Hochlauf mittels Flux2D . . .	102
6.5 Simulierte Zusammenhänge aus der Berechnung mit Flux2D . . . . .	103
6.6 Auszug der Darstellung der induzierten Spannung aus Abbildung 6.5 . . .	104
6.7 Messung mit geberlosem STFC-Verfahren und Gleichstrombremsverfahren am Ende der Messung (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	106
6.8 Messung mit geberlosem STFC-Verfahren und geschätztem Drehzahlverlauf am Ende des Bremsvorgangs (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . .	107
6.9 Messung mit geberlosem STFC-Verfahren und geschätztem Drehzahlverlauf am Ende des Bremsvorgangs (fehlgeschlagen) (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	108
6.10 Darstellung des sich einstellenden Stromspektrums bei fester Vorgabe der Drehzahl und fest gebremstem Rotor . . . . .	111
6.11 STFC-Verfahren mit fester, definierter Drehzahl von $375 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	112
6.12 STFC-Verfahren im gesteuerten Schlepfbetrieb . . . . .	113
6.13 Prinzipielle Darstellung der Ermittlung der Trägheit . . . . .	115
6.14 Übersicht über die Softwarestruktur des STFC-Verfahrens . . . . .	117
7.1 Energieflüsse im System zur Bilanzierung . . . . .	120
7.2 Kennlinie des Thyristormodells . . . . .	120
7.3 Startvorgang mit einer großen Lastträgheit (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 2,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	122
7.4 Energievergleich beim Startvorgang (Motor 1, $J_{\text{ges}} = 2,213 \text{ kgm}^2$ ) . . . . .	124

---

7.5	Relative Verlustenergie beim Starten von verschiedenen Systemträgheiten .	125
7.6	Verlustenergie im Motor und Drehstromsteller beim Starten mit unterschiedlicher Dauer $t_{sd}$ (Motor 1, $J_{ges} = 0,813 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	126
7.7	Vergleich der Verlustenergien in den Einzelthyristoren für einen Start mit dem STFC-Verfahren (Messung aus Abbildung 5.14) . . . . .	127
7.8	Variation der Umschaltzeitpunkte beim STFC-Verfahren (a) STFC frühes Umschalten (b) STFC spätes Umschalten . . . . .	128
7.9	Startvorgang mit einer großen Lastträgheit (Motor 2, $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	130
7.10	Energievergleich beim Startvorgang (Motor 2, $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ) . . . . .	131
7.11	Abbremsen einer großen Lastträgheit (Motor 1, $J_{ges} = 2,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos . . . . .	132
7.12	Energiebilanz der Bremsvorgänge (Motor 1, $J_{ges} = 2,213 \text{ kgm}^2$ ) . . . . .	134
7.13	Energiefluss beim Bremsen . . . . .	135
7.14	Relative Verlustenergie beim Bremsen von verschiedenen Systemträgheiten	136
7.15	Verlustenergie im Motor und Drehstromsteller beim Bremsen mit unterschiedlicher Dauer $t_{bd}$ (Motor 1, $J_{ges} = 0,813 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) . . . . .	136
7.16	Vergleich von Bremsungen bei verschiedenen Belastungen (STFC) . . . . .	137
7.17	Vergleich von Bremsungen mit verschiedenen Stromsollwerten (STFC) . . . . .	137
7.18	Vergleich der Verlustenergie bei verschiedenen Stromsollwerten (STFC) . . . . .	138
7.19	Abbremsen einer großen Lastträgheit (Motor 2, $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$ , $M_L = 0 \text{ Nm}$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos . . . . .	139
7.20	Energiebilanz der Bremsvorgänge (Motor 2, $J_{ges} = 1,213 \text{ kgm}^2$ ) . . . . .	140
7.21	Belastung mit konstantem Lastmoment von 20 Nm (Motor 1, $J_{ges} = 0,613 \text{ kgm}^2$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos . . . . .	142
7.22	Belastung mit konstantem Lastmoment von 70 Nm (Motor 1, $J_{ges} = 2,213 \text{ kgm}^2$ ) (a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos . . . . .	143
7.23	Vergleich der Statorverlustenergien $E_{stator}$ bei verschiedenen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 1) . . . . .	144
7.24	Vergleich der Drehstromstellerverlustenergien $E_{thy}$ bei verschiedenen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 1) . . . . .	144



---

7.25 Belastung mit konstantem Lastmoment von 7 Nm (Motor 2, $J_{ges} = 0,346 \text{ kgm}^2$ )	
(a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	147
7.26 Belastung mit konstantem Lastmoment von 25 Nm (Motor 2, $J_{ges} = 0,546 \text{ kgm}^2$ )	
(a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	148
7.27 Vergleich der Statorverlustenergie $E_{stator}$ bei unterschiedlichen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 2)	149
7.28 Vergleich der Drehstromstellerverlustenergie $E_{thy}$ bei unterschiedlichen Belastungen mit konstantem Lastmoment (Motor 2)	149
7.29 Belastung mit quadratischem Lastmoment von 50 Nm (Motor 1, $J_{ges} = 0,613 \text{ kgm}^2$ )	
(a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	151
7.30 Belastung mit quadratischem Lastmoment von 90 Nm (Motor 1, $J_{ges} = 2,213 \text{ kgm}^2$ )	
(a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	152
7.31 Vergleich der Statorverlustenergien $E_{stator}$ bei unterschiedlichen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 1)	153
7.32 Vergleich der Drehstromstellerverlustenergien $E_{thy}$ bei unterschiedlichen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 1)	153
7.33 Belastung mit quadratischem Lastmoment von 18 Nm (Motor 2, $J_{ges} = 0,346 \text{ kgm}^2$ )	
(a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	155
7.34 Belastung mit quadratischem Lastmoment von 33 Nm (Motor 2, $J_{ges} = 0,546 \text{ kgm}^2$ )	
(a) Phasenanschnitt (b) Prädiktiv (c) STFC (d) STFC geberlos	156
7.35 Vergleich der Statorverlustenergien $E_{stator}$ bei verschiedenen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 2)	157
7.36 Vergleich der Drehstromstellerverlustenergien $E_{thy}$ bei verschiedenen Belastungen mit quadratischem Lastmoment (Motor 2)	157



---

# Tabellenverzeichnis

---

3.1	Ermittelte Ersatzschaltparameter für die verwendeten Motoren . . . . .	32
7.1	Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 1 und konstantem Gegenmoment . . . . .	141
7.2	Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 2 und konstantem Gegenmoment . . . . .	146
7.3	Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 1 und quadratischem Gegenmoment . . . . .	150
7.4	Übersicht über durchgeführte Messungen mit Motor 2 und quadratischem Gegenmoment . . . . .	154



---

## Literaturverzeichnis

---

- [1] *Energieeffizienz mit elektrischen Antrieben*. Frankfurt am Main, 2017. – Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e. V.
- [2] ABDEL MENAEM, A. ; ELGAMAL, M. ; ABDEL-ATY, A.-H. ; MAHMOUD, E. E. ; CHEN, Z. ; HASSAN, M. A.: A Proposed ANN-Based Acceleration Control Scheme for Soft Starting Induction Motor. In: *IEEE Access* 9 (2021), S. 4253–4265
- [3] AYYUB, M. : ANFIS based soft-starting and speed control of AC voltage controller fed induction motor. In: *2006 IEEE Power India Conference*, 2006, S. 5
- [4] BENECKE, M. : *Anlauf von energieeffizienten Synchronmaschinen mit Drehstromsteller*, Univ., Diss. 2012
- [5] BENECKE, M. ; DOEBBELIN, R. ; GRIEPENTROG, G. ; LINDEMANN, A. : *Skin Effect in Squirrel Cage Rotor Bars and Its Consideration in Simulation of Non-steady-state Operation of Induction Machines: Progress in electromagnetics research symposium March 20-23, 2011 Marrakesh, Morocco ; proceedings*. The Electromagnetics Academy, 2011. – ISBN 9781934142165
- [6] BINDER, A. : *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2017. – ISBN 978-3-662-53240-9
- [7] BROSCH, P. F.: *Moderne Stromrichterantriebe*. 5. Würzburg : Vogel, 2008 (Vogel Fachbuch Kamprath-Reihe). – ISBN 978-3-8343-3109-0
- [8] BUDIG, P.-K. : *Stromrichtergespeiste Drehstromantriebe: Theorie und Betriebsverhalten von Asynchronantrieben*. Berlin [u.a.], 2001. – ISBN 3-8007-2371-9

- 
- [9] BUTLER, O. I. ; ABDEL-HAMID, M. N.: D-C Dynamic Braking of Double-Cage Induction Motors. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems* (1958), Nr. 3, S. 1035–1038
- [10] CADIRCI, I. ; ERMIS, M. ; NALCAÇLI, E. ; ERTAN, B. ; RAHMAN, M. : A solid state direct on line starter for medium voltage induction motors with minimized current and torque pulsations. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14 (1999), Nr. 3, S. 402–412
- [11] DABBOUS, A. A.: *Ermittlung des Kurzschlußstromes von ungeschrägten Asynchronmaschinen unter Berücksichtigung der Eisensättigung*. 1963
- [12] EDER, E. : *Stromrichter zur Drehzahlsteuerung von Drehfeldmaschinen*. Berlin and München, 1974 (Pu-Industrieelektronik). – ISBN 3–8009–6110–5
- [13] EUROPÄISCHE KOMMISSION: *Elektromotoren und Drehzahlregelungen*. – [https://ec.europa.eu/info/energy-climate-change-environment/standards-tools-and-labels/products-labelling-rules-and-requirements/energy-label-and-ecodesign/energy-efficient-products/electric-motors\\_de](https://ec.europa.eu/info/energy-climate-change-environment/standards-tools-and-labels/products-labelling-rules-and-requirements/energy-label-and-ecodesign/energy-efficient-products/electric-motors_de) (Online; Abruf 29.04.2022)
- [14] EVERT, C. F.: Dynamic Braking of Squirrel-Cage Induction Motors [includes discussion]. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems* 73 (1954), Nr. 2, S. 242–244
- [15] FISCHER, R. : *Kaiserslauterer Beiträge zur Antriebstechnik*. Bd. 7: *Permanentmagnetterregte Line-Start Motoren mit Luftspaltnagneten: Zugl.: Kaiserslautern, Techn. Univ., Diss., 2012*. Aachen : Shaker, 2012. – ISBN 9783844014402
- [16] FISCHER, R. : *Elektrische Maschinen*. 15. München : Hanser, 2011. – ISBN 978–3–446–42554–5
- [17] FÖLLINGER, O. : *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung [aktualisierter Lehrbuch-Klassiker]*. 11., völlig neu bearb. Aufl. Berlin : VDE-Verl., 2013. – ISBN 9783800732319

- 
- [18] FRITSCH, A. ; GRIEPENTROG, G. ; RUNGGALDIER, D. : *Method for Operating a Two-Phase Rotary Current Controller*. 2008. – Patent: US20080297089A1
- [19] GAN, S. ; GU, W. ; CHU, J. ; YU, Y. : The fuzzy controller based on genetic algorithm of the high-voltage big-capacity AC motor soft starter. In: *2011 2nd International Conference on Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC)*, 2011, S. 4481–4484
- [20] GASTLI, A. ; AHMED, M. : ANN-based soft starting of Voltage-controlled-fed IM drive system. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20 (2005), Nr. 3, S. 497–503
- [21] GEYER, T. : *Model predictive control of high power converters and industrial drives*. Wiley, 2017. – ISBN 9781119010906
- [22] GIERSCH, H.-U. ; VOGELSANG, N. ; WEWER, K. : *Elektrische Maschinen: Leistungselektronik elektrische Antriebe*. 6. Aufl. Haan-Gruiten, 2014 (Bibliothek des technischen Wissens). – ISBN 3–8085–4645–X
- [23] GINART, A. ; ESTELLER, R. ; MADURO, A. ; PINERO, R. ; MONCADA, R. : High starting torque for AC SCR controller. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14 (1999), Nr. 3, S. 553–559. – ISSN 08858969
- [24] GRIEPENTROG, G. ; FRITSCH, A. ; RUNGGALDIER, D. : *Verfahren zum Betreiben eines zweiphasigen Drehstromstellers*. 2007. – Patent: EP 1782528 B1
- [25] GRIEPENTROG, G. ; JOHNSON, L. ; RUNGGALDIER, D. : *Method for operating asynchronous motors and corresponding device*. 1999. – Patent: US6870333 B2
- [26] GRIEPENTROG, G. ; RUNGGALDIER, D. : *Method and device for determining the torque of an induction machine*. 1998. – Patent: US6594592B1
- [27] GRIEPENTROG, G. ; RUNGGALDIER, D. : *Method for measuring the speed of an induction machine*. 2000. – Patent: US 6414463 B1
- [28] GUAN, J. : *Kaiserslauterer Beiträge zur Antriebstechnik*. Bd. 14: *Einfluss der Energieeffizienzklasse auf das Einschalt- und Hochlaufverhalten von Drehstrom-Käfigläufermotoren*. 1. Auflage. Aachen : Shaker, 2019. – ISBN 978–3–8440–6583–1

- 
- [29] HARNEFORS, L. ; HINKKANEN, M. : Stabilization of sensorless induction motor drives: A survey. In: *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, IEEE, 2013. – ISBN 978-1-4673-5658-9, S. 183-192
- [30] HARRELL, F. E. ; HOUGH, W. R.: D-C Braking of Induction Motors. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 54 (1935), Nr. 5, S. 488-493
- [31] HEUMANN, K. ; STUMPE, A. C.: *Thyristoren: Eigenschaften u. Anwendungen ; mit 24 Beisp.* 3., durchges. Aufl. Stuttgart, 1974. – ISBN 3-519-16101-X
- [32] HONGWEI, M. ; YONGDONG, L. ; ZEDONG, Z. : A discrete frequency control method based on equivalent sinusoidal modulation for thyristorized soft starters. In: *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems* (2010), S. 937-941
- [33] HUTH, G. : Beschreibung der transienten Stromverdrängung in Käfigläuferstäben über numerisch bestimmte Ersatznetzwerke. In: *Archiv für Elektrotechnik* 70 (1987), Nr. 1, S. 31-37. – ISSN 1432-0487
- [34] JANARDHANA IYENGAR, R. S. ; SASTRY, V. V.: Fuzzy logic based soft-start for induction motor drives. In: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, IEEE, 8-12 Oct. 1995. – ISBN 0-7803-3008-0, S. 121-128
- [35] JASCHKE, R. : Brems- und Pendelmomente in Asynchronmaschinen mit Drehstromsteller bei Ventilausfall. In: *Archiv für Elektrotechnik* 80 (1997), Nr. 2, S. 135-144. – ISSN 1432-0487
- [36] KLOSS, A. : *Oberschwingungen: Netzrückwirkungen der Leistungselektronik.* 2. Aufl. Berlin and Offenbach, 1996. – ISBN 3-8007-2157-0
- [37] LAABIDI, M. ; REBHI, B. ; KOURDA, F. ; ELLEUCH, M. ; GHODBANI, L. : Braking of induction motor with the technique of discrete frequency control. In: *2010 7th International Multi- Conference on Systems, Signals and Devices*, IEEE, 2010. – ISBN 978-1-4244-7532-2, S. 1-6



- 
- 
- [38] LAZIM, M. T. ; SHEPHERD, W. : Analysis of Induction Motor Subjected to Nonsinusoidal Voltages Containing Subharmonics. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-21 (1985), Nr. 4, S. 956–965. – ISSN 00939994
- [39] LIPO, T. A. ; CONSOLI, A. : Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-20 (1984), Nr. 1, S. 180–189. – ISSN 00939994
- [40] MONTAZERI, A. N.: *Efficiency Optimization of Induction Machine Drives with Model Predictive Control*. Darmstadt : Universitäts- und Landesbibliothek, 2021
- [41] MÜLLER, G. ; VOGT, K. ; PONICK, B. : *Elektrische Maschinen*. Bd. 2: *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearb. Auflage. Weinheim : Wiley-VCH, 2009. – ISBN 9783527625086
- [42] MURTHY, S. S. ; BERG, G. J. ; JHA, C. S. ; TANDON, A. K.: A Novel Method of Multistage Dynamic Braking of Three-Phase Induction Motors. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-20 (1984), Nr. 2, S. 328–334. – ISSN 00939994
- [43] NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. : Initial Rotor Position Determination of a Soft Starter Driven Synchronous Motor. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, S. 1–6
- [44] NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. : Sensorless start-up of soft starter driven line-start PMSM based on back EMF measurement. In: *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, S. 354–361
- [45] NGUYEN, H. T. ; BARTOLO, F. : A torque control strategy for motor starters. In: *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications* Bd. 5, 1993, S. 480–484
- [46] NIED, A. ; OLIVEIRA, J. de ; FARIAS CAMPOS, R. de ; DIAS, R. P. ; SOUZA MARQUES, L. C.: Soft Starting of Induction Motor With Torque Control. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 46 (2010), Nr. 3, S. 1002–1010. – ISSN 00939994

- 
- [47] NORMAN, H. M.: Induction Motor Locked Saturation Curves. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 53 (1934), Nr. 4, S. 536–541. – ISSN 0096–3860
- [48] NUSS, U. : *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin and Offenbach : VDE-VERLAG, 2010. – ISBN 9783800732180
- [49] OLIVEIRA, J. de ; NIED, A. ; DIAS, R. P. ; SOUZA MARQUES, L. C.: Direct torque control of induction motor soft starting. In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, IEEE, 2009. – ISBN 978–1–4244–3369–8, S. 512–516
- [50] REZEK, A. ; COELHO, C. ; CORTEZ, J. ; VICENTE, J. ; ABREU, J. ; RAMOS, C. ; MEGALHAES, C. ; DA SILVA, V. : Energy conservation with use of "soft-starter". In: *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441)* Bd. 1, 2000, S. 354–359
- [51] RIEFENSTAHL, U. : *Elektrische Antriebstechnik*. Wiesbaden, 2000 (Leitfaden der Elektrotechnik). – ISBN 978–3–663–09901–7
- [52] RÖNNEBECK, H. ; NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. : Prüfstand zur flexiblen Simulation rotierender mechanischer Lasten. In: *OTH Amberg-Weiden* Bd. 12, 2022. – ISSN 23651997, S. 6–11
- [53] SCHIRMER, H. ; HUTH, G. : Low-power motors in PM line-start technique with surface-mounted magnets. In: *IKMT 2015; 10. ETG/GMM-Symposium Innovative small Drives and Micro-Motor Systems*, 2015, S. 1–7
- [54] SCHRÖDER, D. : *Elektrische Antriebe - Regelung Von Antriebssystemen*. 4th ed. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin / Heidelberg, 2015. – ISBN 9783642300967
- [55] SCHRÖDER, D. : *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2017. – ISBN 978–3–662–55447–0
- [56] SHE, Z. ; LIU, J. ; ZHANG, B. ; PENG, Y. : Research on high torque soft starter of induction motors based on discrete frequency. In: *2010 International Conference*

- 
- on *Intelligent Control and Information Processing*, IEEE, 2010. – ISBN 978–1–4244–7047–1, S. 711–714
- [57] SIMMS, S. R. ; BRAGA, G. ; FARR, T. A.: Novel RVSS Motor Control Method to Limit PCC Voltage Sag During Ramp Start. In: *2022 IEEE Rural Electric Power Conference (REPC)*, 2022, S. 54–59
- [58] SPECIVIUS, J. : *Grundkurs Leistungselektronik*. Wiesbaden : Vieweg+Teubner, 2010. – ISBN 978–3–8348–1307–7
- [59] TANDON, A. K. ; MURTHY, S. S. ; SINGH, B. P.: Experimental Studies on a Novel Braking System for Induction Motors. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-20 (1984), Nr. 5, S. 1238–1243
- [60] VAS, P. : *Oxford science publications*. Bd. 42: *Sensorless vector and direct torque control*. Reprinted. Oxford [u.a.], 2003. – ISBN 0–19–856465–1
- [61] WU, J. ; ZHAO, R. ; SHANG, Z. : The Design of Soft Starter for AC Motors Based on Single Neuron PI Regulator. In: *2006 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*, IEEE. – ISBN 1–4244–0332–4, S. 3009–3013
- [62] YEH, C.-C. ; DEMERDASH, N. : Fault-Tolerant Soft Starter Control of Induction Motors With Reduced Transient Torque Pulsations. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 24 (2009), Nr. 4, S. 848–859. – ISSN 0885–8969
- [63] ZACH, F. : *Leistungselektronik: Ein Handbuch Band 1 / Band 2*. 5th ed. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 2015. – ISBN 9783658048990
- [64] ZATOCIL, H. ; NANNEN, H. : Sensorless start-up of soft starter driven IE4 motors. In: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, S. 1–9
- [65] ZATOCIL, H. : *Geberlose Drehzahlregelung der Asynchronmaschine mit einem testsignalbasierten Referenzmodell: Zugl.: Erlangen-Nürnberg, Univ., Diss., 2009*. 1. Aufl. München : Verl. Dr. Hut, 2009 (Energietechnik). – ISBN 9783868531411

- 
- [66] ZENGINOBUZ, G. ; CADIRCI, I. ; ERMIS, M. ; BARLAK, C. : Soft starting of large induction motors at constant current with minimized starting torque pulsations. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 37 (2001), Nr. 5, S. 1334–1347. – ISSN 00939994
- [67] ZENGINOBUZ, G. ; CADIRCI, I. ; ERMIS, M. ; BARLAK, C. : Performance optimization of induction motors during Voltage-controlled soft starting. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 19 (2004), Nr. 2, S. 278–288
- [68] ZHU, M. : The application of the intelligent soft starter to the pump load. In: *2009 3rd International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication*, IEEE, 2009. – ISBN 978-1-4244-3883-9, S. 628–630

---

## Fachveröffentlichungen

---

NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. ; GRIEPENTROG, G. : Predictive Firing Algorithm for Soft Starter Driven Induction Motors. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 69 (2022), Nr. 12, S. 12152–12161

NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. ; GRIEPENTROG, G. : Predictive Braking Algorithm for Soft Starter Driven Induction Motors. In: *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, 2022, S. 1–9

NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. ; GRIEPENTROG, G. : Braking Induction Motors Using Soft Starter Torque and Flux Control Algorithm. In: *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2021, S. 1–6

NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. ; GRIEPENTROG, G. : Industrialized Flux-Oriented Start-up Algorithm for Soft Starter Driven Induction Motors. In: *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, 2021, S. 1–10

NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. ; GRIEPENTROG, G. : Novel Predictive Start-up Algorithm for Soft Starter Driven Induction Motors. In: *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2020, S. 3071–3078

NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. : Initial Rotor Position Determination of a Soft Starter Driven Synchronous Motor. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, S. 1–6

---

NANNEN, H. ; ZATOCIL, H. : Sensorless start-up of soft starter driven line-start PMSM based on back EMF measurement. In: *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, S. 354–361

ZATOCIL, H. ; NANNEN, H. : Sensorless start-up of soft starter driven IE4 motors. In: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, S. 1–9