

Geberlose Regelung einer permanenterregten Synchronmaschine

Masterarbeit

**zur Erlangung des akademischen Grades
Master of Science (M.Sc.)**

vorgelegt von:

Hans Unzner

am 25.11.2016

Studiengang: Elektrotechnik
Erstgutachter: Prof. Dr.-Ing. Michael Bierhoff
Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Jens Ladisch

Kurzfassung

Synchronmaschinen weisen viele Vorteile auf und nehmen daher einen großen Teil in der industriellen Antriebstechnik ein. Allerdings wird für die Regelung dieser Maschinen der Rotorwinkel benötigt, welcher üblicherweise mit einem Drehwinkelgeber erfasst wird. Durch den Einsatz von speziellen Schätzverfahren kann dieser jedoch eingespart werden. Die vorliegende Arbeit stellt verschiedene Schätzverfahren gegenüber und beschreibt deren praktische Umsetzung.

Zunächst werden dafür die wichtigsten Grundlagen der Synchronmaschine sowie der Abtastsysteme erläutert. Nach anschließender Klassifizierung der möglichen Methoden werden drei Verfahren untersucht, die auf dem Prinzip der induzierten Spannung beruhen.

Ein Verfahren, der Flussschätzer, nutzt die Spannungsgleichungen und berechnet daraus die Lage des Polradflusses, welcher dem Rotorwinkel entspricht. Die Anwendung erfolgt in Verbindung mit einem gesteuerten Anlauf, da dieses Verfahren kein selbstständiges Anlaufen ermöglicht.

Weiterhin werden zwei Verfahren beschrieben, die einen Phasenregelkreis (PLL) verwenden. Dabei verwendet die erste Struktur einen einfachen P-Regler, wohingegen die zweite einen adaptiven PI-Regler mit adaptivem Filter verwendet. Beide Verfahren ermöglichen den Anlauf aus dem Stillstand ohne weitere Zusatzmaßnahmen.

Anschließend wird die praktische Umsetzung näher beschrieben. Zuerst erfolgt eine kurze Beschreibung des dafür entwickelten Wechselrichters, der zusammen mit einem Mikrocontroller-Entwicklungsboard die Motorsteuerung darstellt. Neben der entwickelten Hardware wird besonders auf den zeitlichen Ablauf der Software sowie auf Details der Umsetzung auf dem Mikrocontroller eingegangen. Dies schließt auch die Vorgehensweise zur Diskretisierung der zeitkontinuierlichen Systeme ein.

Die abschließenden Messungen ergeben, dass schon mit dem einfachsten Verfahren (P-PLL) erstaunlich gute Ergebnisse zu erzielen sind. Die Maschine konnte lediglich bei diesem Verfahren im unteren Drehzahlbereich nicht voll belastet werden. Die anderen beiden Verfahren haben diesen Nachteil nicht, sind dafür aber deutlich komplexer und weisen folgende Nachteile auf: Der Flussschätzer erfordert einen zusätzlichen Hochlauf was bei dessen Übergang zum Schätzverfahren zu Drehzahlschwankungen führt. Das PI-PLL-Verfahren lässt sich hingegen schwierig parametrieren und reagiert empfindlicher auf Parameterschwankungen.

Das geeignete Verfahren muss demzufolge entsprechend den Anforderungen gewählt werden.

Abstract

Synchronous machines provide many advantages and therefore represent a large share of industrial electrical drives. However the control needs to know the current rotor position, which is usually obtained by a position sensor. Generally it is possible to drive the motor without this position sensor if an appropriate estimation method is applied. This thesis deals with those estimation methods and their implementation on a microcontroller platform.

First, the basics of the synchronous machine and digital systems are explained. After classification of possible strategies, three methods will be demonstrated.

The first method, the flux estimator, utilizes the stator equations to calculate the rotor flux, which leads to the rotor angle. This method needs a minimum rotation of the rotor in order to operate. Hence a separate starting method needs to be applied.

Furthermore two methods based on a phase-locked loop (PLL) are explained. The first method is based on a structure with a proportional controller. The second contains an adaptive PI controller in combination with an adaptive filter. Both approaches have no need for an additional start-up method.

Within the work, the different methods are implemented in practice. This includes hardware and software implementation as well as the conversion of continuous systems to discrete ones.

Finally, measurements are done to show the results based on the hardware. The most simple method, the P-PLL, shows surprisingly good results if the applied load is less than 80 percent of the nominal torque in the lower speed range. The two other methods show a better performance in this section at the cost of a higher implementation effort.

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen	VI
1 Einleitung und Zielstellung	1
1.1 Einleitung	1
1.2 Zielstellung	2
1.3 Gliederung	2
2 Grundlagen	3
2.1 Die permanenterregte Synchronmaschine	3
2.1.1 Ausführungsformen	3
2.1.2 Raumzeigerdarstellung	5
2.1.2.1 Clarke-Transformation	5
2.1.2.2 Park-Transformation	6
2.1.3 Maschinenmodell	7
2.1.4 Feldorientierte Regelung	8
2.1.4.1 Stromregelung	9
2.1.4.2 Drehzahlregelung	11
2.1.5 Ansteuerverfahren zur Stromeinprägung	12
2.2 Abtastsysteme	14
2.2.1 Grundsätzlicher Aufbau	14
2.2.1.1 Vorfilter	15
2.2.1.2 Abtast- und Halteglied	15
2.2.1.3 Analog-Digital-Wandler	15
2.2.2 z-Transformation	16
2.2.3 Stabilität	17
2.2.4 Transformation durch numerische Integration	18
2.2.5 Digitale Filter	21
2.2.6 Digitale Regler	22
3 Verfahren zur Lage- und Drehzahlschätzung	24
3.1 Flussschätzer	25
3.1.1 Gesteuerter Hochlauf	30
3.1.2 Übergang zwischen den Verfahren	31
3.1.2.1 Linearer Übergang	32
3.1.2.2 Direktes Umschalten	34
3.2 Phase-Locked Loop (PLL)	36
3.2.1 PLL mit P-Regler	37

3.2.2	PLL mit PI-Regler	40
4	Praktische Umsetzung	43
4.1	Motorprüfstand	44
4.2	Motorregler	44
4.3	Softwareseitige Implementierung	46
4.3.1	Startphase	46
4.3.2	Ablauf der Hauptroutine	47
4.3.3	PWM-Erzeugung und AD-Wandlung	48
4.3.4	PWM-Raumzeigermodulation	50
4.3.5	Winkelvorhalt	52
4.3.6	Diskretisierung der Regler und Algorithmen	52
4.3.7	Anti-Windup	53
5	Experimentelle Ergebnisse	56
5.1	Reversivorgang	57
5.1.1	Flussschätzer	57
5.1.2	PLL mit P-Regler	59
5.1.3	PLL mit PI-Regler	60
5.1.4	Vergleich	62
5.2	Lastsprung	63
5.2.1	Flussschätzer	63
5.2.2	PLL mit P-Regler	65
5.2.3	PLL mit PI-Regler	67
5.2.4	Vergleich	69
5.3	Parameterabweichungen	70
5.4	Zusammenfassender Vergleich der Verfahren	71
5.4.1	Flussschätzer	72
5.4.2	PLL mit P-Regler	73
5.4.3	PLL mit PI-Regler	73
6	Zusammenfassung und Ausblick	74
Literaturverzeichnis		77
Abbildungsverzeichnis		79
Eidesstattliche Erklärung		82
Anhang		83
A	Technische Daten und Parameter	83
A.1	Kenndaten der Lastmaschine	83
A.2	Kenndaten des Motors (Prüfling)	83

A.3	Kenndaten des Motorreglers	84
A.3.1	Mikrocontrollerboard	84
A.3.2	Leistungsstufe	84
A.4	Parameter	84
A.4.1	Allgemein	84
A.4.2	Zeitdiskrete Regler für die praktische Implementierung	84
A.4.2.1	Stromregler	84
A.4.2.2	Drehzahlregler	85
A.4.3	Zeitkontinuierliche Regler für das Simulationsmodell	85
A.4.3.1	Stromregler	85
A.4.3.2	Drehzahlregler	85
A.4.4	Flussschätzer	85
A.4.5	P-PLL	85
A.4.6	PI-PLL	86
B	Stromlaufpläne und Layouts	87
B.1	Layout des Motorreglers	87
B.2	Stromlaufplan des Motorreglers	87
B.3	Oberseite des Mikrocontroller-Boards	90
B.4	Stromlaufplan des Mikrocontroller-Boards	90
C	Ergänzende Messungen zum Flussschätzer	93

Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen

Akzente und hochgestellte Indizes

$\hat{\square}$	geschätzte Größe
$\tilde{\square}$	Fehlergröße
$\dot{\square}$	zeitliche Ableitung
\square^*	Sollwert
\square^g	Größe im rotorfesten Koordinatensystem mit gesteuertem Zeiger
\square^R	Größe im rotorfesten Koordinatensystem (d, q)
\square^S	Größe im statorfesten Koordinatensystem (α, β)
\square^{tr}	Größe im Übergangsbereich (Transition)
\square_{\rightarrow}	Raumzeiger

Tiefgestellte Indizes

a, b, c	Phasengrößen im statorfesten Koordinatensystem
d, q	Komponenten im rotorfesten Koordinatensystem
ers	Ersatz
F	Filter
g	gesteuert
R	Regler
s, S	Ständergröße, Strecke
u, o	unterer, oberer Umschaltpunkt
0	Leerlauf
α, β	Komponenten im statorfesten Koordinatensystem

Symbole

C	Kapazität
e	Regelabweichung
f_A	Abtastfrequenz
I, i	Strom, Gleich- und Wechselgröße
J	Massenträgheitsmoment
K, V	proportionaler Faktor, Verstärkung
L	Induktivität
M_N, M_L, M_i	Nenn-, Last-, inneres Drehmoment

n	Drehzahl
R	Widerstand
T, T_A	Abtastzeit
T_N	Nachstellzeit
T_P	Park-Transformationsmatrix
T_t	Totzeit
T_σ	dominierende Streckenzeitzkonstante
U, u	Spannung, Gleich- und Wechselgröße
w	Führungsgröße
x	Regelgröße
y	Reglerausgang, Ausgangsgröße
Δ	Differenz, Abweichung
$\delta; \delta(t)$	Abweichung der Rotorlage; Impulsfunktion
ε	„Spannungsfehler“
θ	Rotorwinkel
θ_{out}	resultierender Rotorwinkel
τ	Zeitkonstante
$\Psi; \Psi_{\text{PM}}$	Flussverkettung; Permanentflussverkettung
Ω	mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors, normierte Kreisfrequenz
ω	Winkelgeschwindigkeit des Drehfeldes, Kreisfrequenz
ω_g	Grenzfrequenz
$\mathcal{L}\{ \}$	Laplace-Transformierte
$\mathcal{Z}\{ \}$	z -Transformierte

Abkürzungen

ADC	Analog Digital Converter
DAC	Digital Analog Converter
DMA	Direct Memory Access
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Machine
MSB	Most Significant Bit
PLL	Phase-locked Loop
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine
PWM	Pulsweitenmodulation
S&H	Sample and Hold
SPMSM	Surfacemounted Permanent Magnet Synchronous Machine
SR	Stromrichter
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame PLL
VCO	Voltage Controlled Oscillator

1 Einleitung und Zielstellung

1.1 Einleitung

In vielen Bereichen der industriellen Antriebstechnik stellen geregelte Drehfeldmaschinen mittlerweile den Stand der Technik dar. Beispielsweise werden sie bei Werkzeugmaschinen und in der Automatisierungstechnik eingesetzt. Gegenüber Gleichstrommaschinen haben sie den entscheidenden Vorteil kein Bürsten- und Kommutatorsystem zu benötigen, was zur Erhöhung der Lebensdauer und zur Verringerung des Wartungsaufwandes führt. Weiterhin weisen Drehfeldmaschinen aufgrund der sinusförmigen Feldverteilung ein nahezu konstantes stationäres Drehmoment auf. Durch den technologischen Fortschritt im Bereich neuer Magnetmaterialien und im Bereich der Mikro- und Leistungselektronik werden vermehrt permanenterregte Synchronmaschinen eingesetzt. Im Vergleich zu Asynchronmaschinen weist dieser Motortyp folgende Vorteile auf:

- einen besseren Wirkungsgrad durch den Wegfall der Kupferverluste im Rotor,
- eine kompaktere Bauweise, dadurch eine höhere Leistungsdichte sowie
- eine höhere Überlastfähigkeit.

Allerdings erfordert dieser Maschinentyp eine spezielle Ansteuerung, da die Kenntnis des Rotorwinkels notwendig ist um ein Drehmoment zu erzeugen. Das Stator-Drehfeld muss dabei immer synchron zum Rotor laufen. Ein direkter Betrieb am Netz ohne Synchronisation wie bei der Asynchronmaschine ist nicht möglich.

Die Bestimmung des Rotorwinkels erfolgt in der Regel mit einem absoluten Drehwinkelgeber. Es gibt jedoch einige Gründe, die Maschine ohne Geber zu betreiben. Dazu zählen:

- Einsparung der Kosten für Geber und Zuleitung sowie deren Installation,
- Verringerung der Störanfälligkeit,
- Einsparung von Bauraum sowie
- die Möglichkeit des geregelten Betriebes für schnellaufende Maschinen, deren Drehzahl zu hoch für den Einsatz eines Gebers ist.

Aus diesen Gründen wurden in den letzten Jahren verschiedene Verfahren entwickelt, mit deren Hilfe permanenterregte Synchronmaschinen sensorlos betrieben werden können. Nachteilig an diesen Verfahren ist jedoch, dass sie nicht die Präzision von Drehwinkelgebern erreichen. Das Einsatzgebiet ist daher beschränkt auf Anwendungen mit geringeren Anforderungen an Dynamik und Genauigkeit.

1.2 Zielstellung

Ziel dieser Arbeit ist es, verschiedene Verfahren gegenüberzustellen, die sich durch ihren geringen Anspruch an die benötigte Hardware auszeichnen. Das heißt, dass sie auf Mikrocontrollern mittlerer Leistungsklasse in Verbindung mit handelsüblicher Umrichtertechnik einsetzbar sind. Weiterhin sollen die Verfahren ohne großen Aufwand an verschiedene Motoren anpassbar sein. Dazu soll zunächst ein einfacher Wechselrichter entworfen und praktisch umgesetzt werden. Im Weiteren sollen verschiedene Verfahren auf einem Mikrocontroller implementiert und in Verbindung mit dem Wechselrichter getestet sowie bewertet werden.

1.3 Gliederung

Zunächst werden die für das Verständnis der Arbeit notwendigen Grundlagen erläutert. Dazu zählen im Wesentlichen die Grundlagen der Synchronmaschine und deren Regelung sowie die Grundlagen der Abtastsysteme.

Das nächste Kapitel widmet sich den generellen Möglichkeiten der sensorlosen Regelung sowie der detaillierten Beschreibung von drei Verfahren dieser Art.

Anschließend erfolgt ein Kapitel über die praktische Umsetzung. In diesem wird der Messaufbau beschrieben und auf die entwickelte Hardware sowie auf die Umsetzung auf dem Mikrocontroller eingegangen.

Darauffolgend werden die drei Verfahren beim Reversieren und mit sprunghaft einsetzendem Lastmoment getestet und deren Messergebnisse vorgestellt und ausgewertet.

Zum Schluss erfolgt eine Zusammenfassung der in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse sowie ein abschließender Ausblick auf mögliche Erweiterungen.

Der Arbeit ist eine CD beigelegt, die folgendes enthält:

- Simulink-Modelle der untersuchten Verfahren in zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Ausführung,
- Programmcode für den Mikrocontroller (in der Programmiersprache C) sowie
- Datenblätter und
- Literatur, sofern sie in digitaler Form vorhanden ist.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen für die Beschreibung der Schätzverfahren dargelegt. Zunächst erfolgt ein Überblick über die Eigenschaften der permanenterregten Synchronmaschine mit Betrachtung ihrer grundlegenden Bauformen. Dazu gehört das Motormodell, auf dem die im weiteren Verlauf folgenden Schätzverfahren basieren. Die feldorientierte Regelung, welche die Raumzeigerdarstellung beinhaltet, wird ebenfalls erläutert. Anschließend folgen die Grundlagen der Abtastsysteme, auf deren Basis die Regelung sowie die Schätzverfahren digital umgesetzt werden.

2.1 Die permanenterregte Synchronmaschine

Die Synchronmaschine gehört, wie auch die Asynchronmaschine, zur Gruppe der Drehfeldmaschinen. Der Stator beider Maschinentypen enthält räumlich um 120° versetzte Wicklungen, die von einem Drehspannungssystem gespeist werden. Dadurch entsteht ein umlaufendes Drehfeld. Der Rotor einer Synchronmaschine enthält im Gegensatz zur Asynchronmaschine eine Wicklung, die von einem Gleichstrom gespeist wird und somit ein magnetisches Gleichfeld erzeugt. Dadurch folgt der Rotor dem Stator-Drehfeld synchron. Aus regelungstechnischer Sicht bietet das den Vorteil, dass aus der Frequenz des Drehfeldes direkt auf die Drehzahl des Motors geschlossen werden kann. Bei der permanenterregten Synchronmaschine wird das magnetische Rotor-Gleichfeld anstatt einer Gleichstromwicklung durch Permanentmagneten erzeugt. Somit entfällt die zusätzliche Einspeisung eines Erregerstromes, was durch den Wegfall der Kupferverluste im Rotor zu einem höheren Wirkungsgrad führt. Weiterhin können dadurch leichtere und kompaktere Motoren gefertigt werden. Als nachteilig anzusehen sind dabei im Wesentlichen die höheren Kosten aufgrund der hohen Rohstoffpreise der Magnetmaterialien und die Beschränkung des Stellbereichs auf die Ständerspannung. [18, 22]

2.1.1 Ausführungsformen

Bevor mit der mathematischen Beschreibung der Synchronmaschine begonnen werden kann, sollen zunächst die verschiedenen Ausführungsformen der permanenterregten Synchronmaschine gegenübergestellt werden. Diese unterscheiden sich in der Anordnung der Magnete im Rotor, wodurch die elektrischen Eigenschaften maßgeblich beeinflusst werden.

Grundsätzlich lassen sich zwei Bauformen unterscheiden: Maschinen, bei denen die Magnete auf die Oberfläche des Rotors geklebt sind und welche, bei denen die Magnete im Rotor eingebettet sind.

- **Rotor mit oberflächenmontierten Magneten (SPMSM¹)**

Der Rotor dieser Bauart enthält auf der Oberfläche aufgeklebte Magnete, wie in Abbildung 2.1(a) dargestellt ist. Da sich die Magnete in Bezug auf die Permeabilität ähnlich wie Luft verhalten, wirken sie in dieser Anordnung wie ein gleichmäßiger, vergrößerter Luftspalt. Dadurch ist nahezu kein Einfluss des Rotorwinkels auf die Induktivitäten der Ständerwicklungen vorhanden und die Maschine kann als Vollpolmaschine betrachtet werden, was zu einer einfacheren mathematischen Beschreibung führt. Allerdings kann bei diesem Maschinentyp nicht auf Schätzverfahren zurückgegriffen werden, die auf der Auswertung der Induktivitätsunterschiede basieren (siehe Kapitel 3). Vorteilhaft bei dieser Bauweise ist der geringere Herstellungsaufwand gegenüber der IPMSM.

- **Rotor mit eingebetteten Magneten (IPMSM²)**

Bei dieser Ausführung sind die Magnete in Nuten des Rotors eingesetzt, was Abbildung 2.1(b) veranschaulicht. Dies ermöglicht einen kleineren Luftspalt, was zu einem größeren Einfluss der Rotorposition auf die Ständerinduktivität führt. Aufgrund der Anordnung der Magnete ist der effektive Luftspalt in Richtung der d -Achse größer als in Richtung der q -Achse, was zu einer Absenkung der Induktivität in dieser Richtung führt ($L_{sd} < L_{sq}$). Dies bewirkt ein zusätzliches Reluktanzmoment und muss daher im mathematischen Modell berücksichtigt werden. Diese Art der Konstruktion erlaubt eine höhere Leistungsdichte und erreicht einen besseren Wirkungsgrad als die SPMSM.

Im Folgenden wird nur auf das Modell der SPMSM (gleiche Ständerinduktivitäten) eingegangen, da der für die praktischen Versuche eingesetzte Motor (sowie aus Kostengründen die meisten permanenterregten Maschinen) in dieser Art ausgeführt sind. [15, 23]

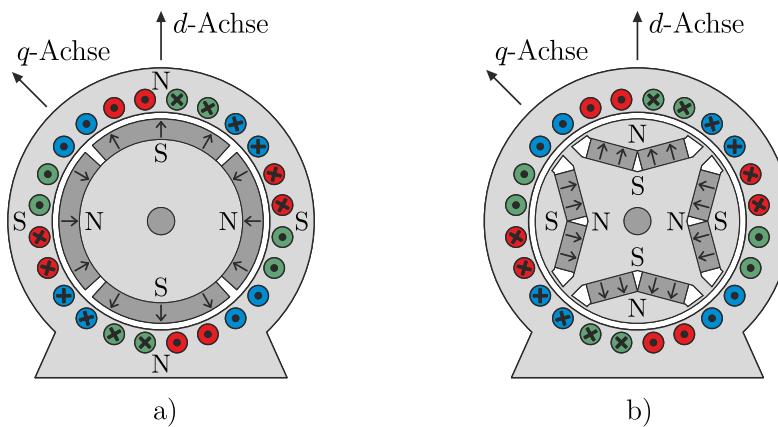


Abbildung 2.1: Ausführungsformen der permanenterregten Synchronmaschine:

- mit oberflächenmontierten Magneten (SPMSM),
- mit eingebetteten Magneten (IPMSM)

¹Surfacemounted Permanent Magnet Synchronous Motor

²Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

2.1.2 Raumzeigerdarstellung

2.1.2.1 Clarke-Transformation

Die Raumzeiger-Darstellung wird üblicherweise für die Beschreibung von Dreiphasen-Systemen verwendet. Dabei werden die drei Phasenkomponenten in ein Orthogonalsystem überführt, was eine vereinfachte Beschreibung zulässt. Da bei einem Dreiphasensystem ohne Nullleiter die Summe der drei Signale Null ergibt, können diese auch durch zwei Signale beschrieben werden. Diese wiederum werden als Real- und Imaginärteil in der komplexen Ebene betrachtet und als Zeiger dargestellt. Dadurch können die Rechenregeln der komplexen Zahlen sowie deren Darstellungsformen angewandt werden. Für ein Dreiphasen-Drehstromsystem ohne Nullleiter gilt für die Strangströme:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (2.1)$$

Die drei zeitabhängigen Ströme lassen sich durch die linear unabhängigen Größen i_α und i_β darstellen. Diese werden zu einer komplexen Größe

$$\dot{i}_S^S = i_\alpha + j i_\beta = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad \text{mit } a = e^{j120^\circ} \quad (2.2)$$

zusammengefasst. Der Faktor $\frac{2}{3}$ ist ein Vorfaktor und kann frei gewählt werden. Meistens, wie auch hier, wird er so gewählt, dass der Betrag des Raumvektors so groß ist wie die Amplituden der Stranggrößen. Mithilfe des Drehoperators $a = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ kann somit die Transformationsvorschrift hergeleitet werden, welche auch als Clarke-Transformation bezeichnet wird:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Ohne Nullsystem ergibt sich i_c aus i_a und i_b (Gl. 2.1), womit sich die Transformation wie folgt vereinfachen lässt:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Die Rücktransformation in Ständerkoordinaten erfolgt durch:

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.5)$$

[23]

2.1.2.2 Park-Transformation

Die Regelung sowie die Modellbildung der Synchronmaschine kann vereinfacht werden, wenn das Koordinatensystem der Raumzeiger nicht fest mit dem Stator verbunden ist, sondern auf den Rotor orientiert ist. Dazu wird ein rotierendes Koordinatensystem eingeführt, welches mit dem zeitabhängigen Rotorwinkel θ gedreht wird. Der rotierende (rotorfeste) Raumzeiger lässt sich somit wie folgt bestimmen:

$$\vec{i}^R = \vec{i}^S \cdot e^{-j\theta}. \quad (2.6)$$

Als Matrix-Vektor-Produkt lässt sich die als Park-Transformation bezeichnete Transformation wie folgt ausdrücken:

$$\vec{i}^R = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}}_{T_P} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

Dabei beschreibt T_P eine vom Rotorwinkel θ abhängige Rotationsmatrix, die das Statorsystem auf das RotorSystem abbildet. Die Rücktransformation erfolgt zu

$$\vec{i}^S = \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}}_{T_P^{-1}} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}. \quad (2.8)$$

Abbildung 2.2 zeigt den Zusammenhang der Koordinatensysteme in einem Zeigerdiagramm.

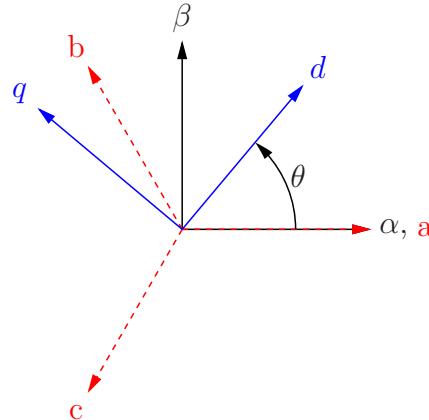


Abbildung 2.2: Zusammenhang der Koordinatensysteme bei der Raumzeigerdarstellung

[23]

2.1.3 Maschinenmodell

Im folgenden Abschnitt wird das mathematische Modell der permanenterregten Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten hergeleitet. Dieses bildet die Grundlage für die Regelung der Maschine und stellt einen Ausgangspunkt für die Entwicklung der Schätzverfahren dar. Die Basis bildet die allgemeine Ständerspannungsgleichung der Drehfeldmaschine:

$$\underline{\underline{u}}_s^S = R_s \underline{\underline{i}}_s^S + \frac{d\Psi_s^S}{dt}. \quad (2.9)$$

Diese wird in rotorfesten Koordinaten ausgedrückt, um eine einfache Beschreibung zu ermöglichen. Mit den Ständerflusskomponenten im rotorfesten Koordinatensystem

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + \Psi_{PM} \quad (2.10)$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} \quad (2.11)$$

ergeben sich folgende Spannungsgleichungen [23]:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega \Psi_{sq} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_s i_{sq} \quad (2.12)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega \Psi_{sd} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega (L_s i_{sd} + \Psi_{PM}). \quad (2.13)$$

In Matrixschreibweise ergibt sich folgende Gleichung:

$$\underline{\underline{u}} = \underline{\underline{Z}} \underline{\underline{i}} + \frac{d\Psi}{dt} = \underline{\underline{Z}} \underline{\underline{i}} + \underline{\underline{L}} \frac{d\underline{\underline{i}}}{dt} + \omega \Psi_{PM} \quad (2.14)$$

$$\begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Die entsprechenden Ersatzschaltbilder sind in Abbildung 2.3 dargestellt.

Mit der Gleichung für die mechanische Leistung

$$P_{mech} = \frac{3}{2} \omega i_{sq} \Psi_{PM} = \frac{\omega}{p} M_i = \Omega M_i \quad (2.16)$$

kann das Drehmoment bestimmt werden:

$$M_i = \frac{3}{2} p \Psi_{PM} i_{sq}. \quad (2.17)$$

Mithilfe der Bewegungsgleichung

$$\omega = \frac{1}{J} \int (M_i - M_L) dt \quad (2.18)$$

kann letztendlich auf die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω geschlossen werden. Um die mechanische Winkelgeschwindigkeit Ω zu erhalten muss diese durch die Polpaarzahl p geteilt werden. Stellt man die erhaltenen Gleichungen in einem Signalflussplan zusammen, erhält man das Modell der Maschine, was in Abbildung 2.4 dargestellt ist. [23]

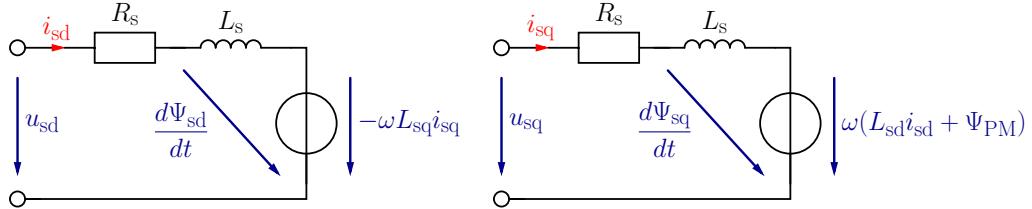


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine in rotorfesten Koordinaten für die d -Komponente (links) und die q -Komponente (rechts) [23]

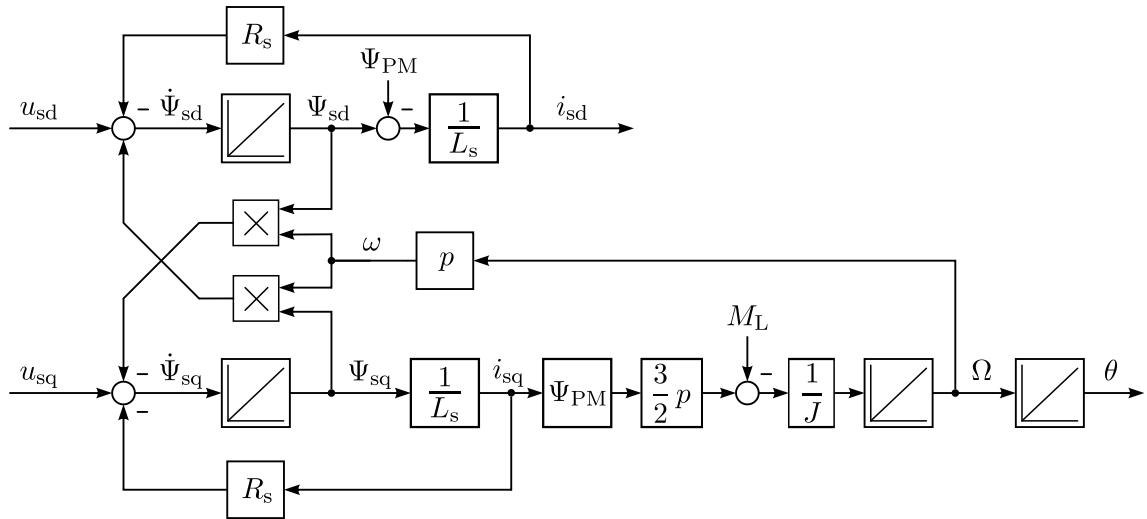


Abbildung 2.4: Signalflussplan der permanenterregten Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten [23, S. 106]

2.1.4 Feldorientierte Regelung

Mit der Park-Transformation wurde das rotorfeste Koordinatensystem eingeführt. Da das Koordinatensystem fest mit dem magnetischen Feld (des Rotors) verbunden ist, spricht man von der feldorientierten Regelung. Durch die Transformation werden die rotorseitigen Wechselgrößen in Gleichgrößen überführt, wodurch auf die klassischen Reglerentwurfsverfahren wie Betragsoptimum und symmetrisches Optimum zurückgegriffen werden kann. Die Gleichgrößen mit den Indizes d und q stellen die Komponenten des rotororientierten Raumzeigers dar. Das Drehmoment wird dabei von der q -Komponente des Ständerstroms gebildet. Die d -Komponente hingegen trägt nichts zur Drehmomentbildung bei, weshalb sie bei permanenterregten Synchronmaschinen im Spannungsstellbereich zu null geregelt wird (vgl. Gl. 2.17).

Die Drehzahlregelung folgt der kaskadierten Struktur mit innerem Stromregler und überlagerten Drehzahlregler [19, S. 120, S. 1076]. Abbildung 2.5 zeigt die Gesamtstruktur einer feldorientierten Regelung [8].

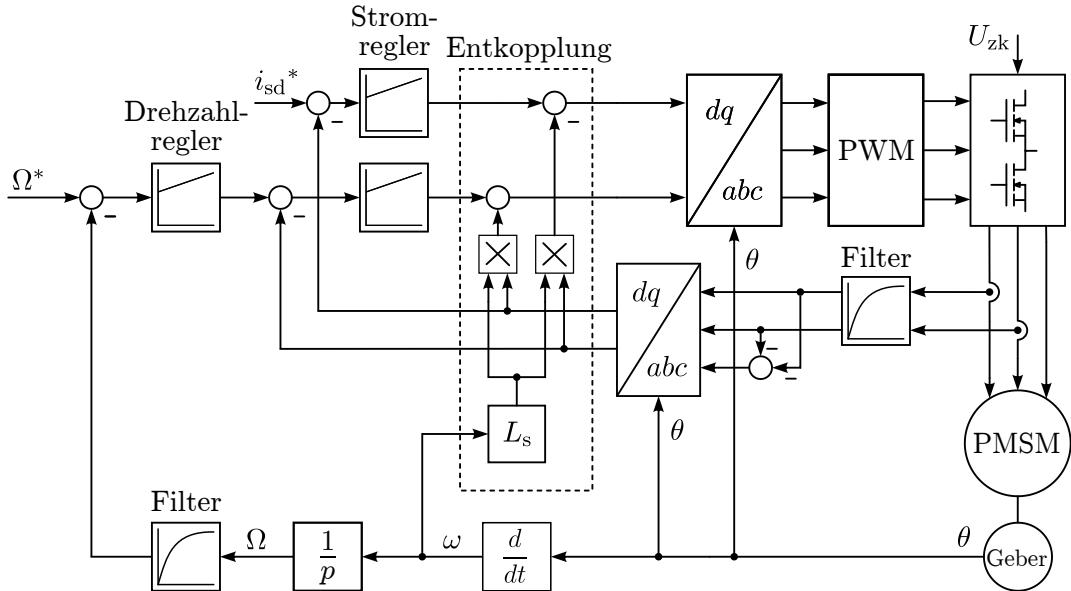


Abbildung 2.5: Blockschaltbild einer feldorientierten Regelung [8]

2.1.4.1 Stromregelung

Für die Wahl des Stromreglers betrachtet man zunächst nur den elektrischen Teil des Modells aus Abbildung 2.4, der die Regelstrecke für die Ströme darstellt. Fasst man diesen etwas zusammen, ergibt sich für jede Komponente des Ständerstroms ein PT_1 -Glied, für dessen Regelung ein PI-Regler gut geeignet ist [19, S. 74]. Dabei können für Maschinen mit $L_{sd} \approx L_{sq}$ zwei identische Regler verwendet werden, da sich jeweils die gleichen Reglerparameter ergeben. Werden nun die Stromrichter als Stellglieder hinzugefügt, ergibt sich der geschlossene Regelkreis, wie er in Abbildung 2.6 dargestellt ist. Beide Stromrichter werden in diesem Fall in Form eines gemeinsamen Wechselrichters realisiert, der mittels Pulsweitenmodulation (PWM) die Spannungen umsetzt. Er wird als Totzeitglied mit $T_t = T_{\text{PWM}}/2$ modelliert. Die Verkopplung der beiden Regelkreise wird beim Reglerentwurf nicht berücksichtigt. Sie wird später durch eine entsprechende Vorsteuerung kompensiert, die auch in Abbildung 2.5 dargestellt ist.

Die Auslegung der Reglerparameter erfolgt nach dem Betragsoptimum, da es sich gut für PT_n -Strecken eignet und eine gute Dynamik besitzt. Der Grundgedanke dabei ist, dass die Regelgröße dem Sollwert bis zu einer möglichst hohen Frequenz genau folgen soll. Das bedeutet, dass der Betrag des Amplitudengangs des geschlossenen Regelkreises für eine möglichst große Bandbreite gegen den Wert Eins läuft. [19, S. 48]

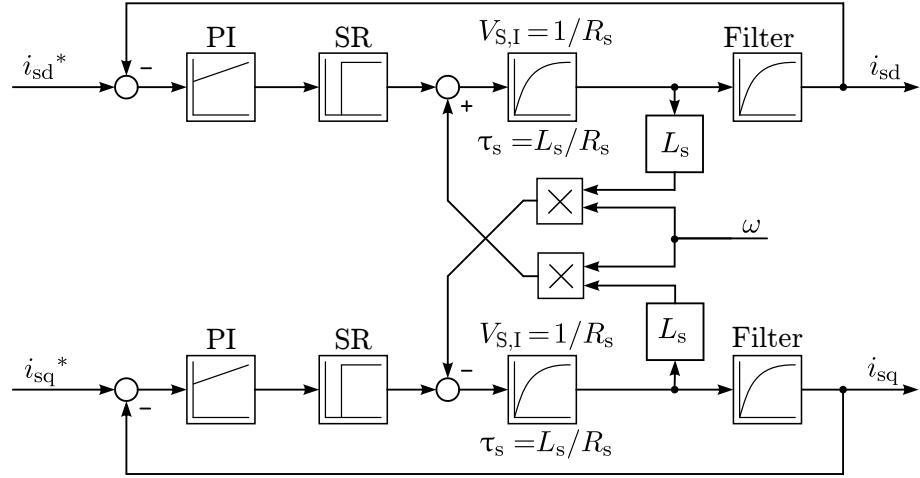


Abbildung 2.6: Struktur der Stromregelung einer Synchronmaschine

Dazu wird das Betragsquadrat der Führungsübertragungsfunktion

$$G_w(s) = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_{n-1} s^{n-1}}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_n s^n} \quad (2.19)$$

gebildet. Mit $s = j\omega$ ergibt sich

$$|G_w(j\omega)|^2 = \frac{b_0 + (b_1^2 - 2b_0 b_2)\omega^2 + (b_2^2 - 2b_1 b_3 + 2b_0 b_4)\omega^4 + \dots}{a_0 + (a_1^2 - 2a_0 a_2)\omega^2 + (a_2^2 - 2a_1 a_3 + 2a_0 a_4)\omega^4 + \dots} \quad (2.20)$$

$$= \frac{B_0 + B_1 \omega^2 + B_2 \omega^4 + \dots}{A_0 + A_1 \omega^2 + A_2 \omega^4 + \dots} \stackrel{!}{=} 1. \quad (2.21)$$

Um die Forderung $|G_w(j\omega)|^2 = 1$ zu erfüllen, muss gelten:

$$A_i = B_i. \quad (2.22)$$

Der anschließende Koeffizientenvergleich von Zähler- und Nennerkoeffizienten ergibt die allgemeinen Regeln. Angewandt auf den Stromregelkreis der Synchronmaschine ergeben sich folgende Reglerparameter [2]:

$$V_{R,I} = \frac{T_t^2 + \tau_s^2}{2 V_{S,I} T_t \tau_s} = R_s \frac{T_t^2 + \tau_s^2}{2 T_t \tau_s} \quad (2.23)$$

$$T_{N,I} = \frac{T_t + \tau_s}{1 + \frac{1}{2 V_{S,I} V_{R,I}}} \quad \text{bzw.} \quad T_{N,I} = \frac{T_t + \tau_s}{1 + \frac{T_t \tau_s}{T_t^2 + \tau_s^2}} \quad (2.24)$$

Dabei setzt sich T_t aus der Totzeit des Wechselrichters und der Zeitkonstante des Stromfilters zusammen:

$$T_t = T_{t,PWM} + T_{F,I}. \quad (2.25)$$

Für $\tau_s > T_t$ gelten folgende vereinfachte Reglerparameter [2]:

$$T_{N,I} = \tau_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad (2.26)$$

$$V_{R,I} = \frac{\tau_s}{2T_t V_{S,I}} = \frac{L_s}{2T_t}. \quad (2.27)$$

Für die Dimensionierung des überlagerten Drehzahlregelkreises wird der geschlossene Stromregelkreis mit einem PT_1 -Glied der Ersatzzeitkonstante $\tau_{ers,I}$ angenähert [19, S. 121]. Abbildung 2.7 veranschaulicht dies.

Mit der Übertragungsfunktion der inneren Strecke

$$G_0 = V_{R,I} \frac{1 + sT_{N,I}}{sT_{N,I}} \cdot \frac{1}{1 + sT_t} \cdot \frac{V_{S,I}}{1 + s\tau_s} \quad (2.28)$$

und den vereinfachten Reglerparametern (Gl. 2.26 und 2.27) ergibt sich für die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises:

$$G_{w,I}(s) = \frac{1}{1 + 2T_t s + 2T_t^2 s^2} \approx \frac{1}{1 + 2T_t s}. \quad (2.29)$$

Somit ist die Ersatzzeitkonstante

$$\tau_{ers,I} = 2T_t. \quad (T_t = T_{t,PWM} + T_{F,I}, \text{ siehe Gl. 2.25}) \quad (2.30)$$

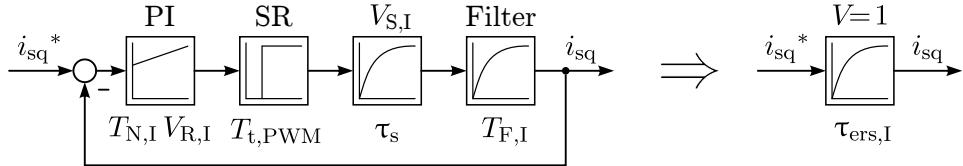


Abbildung 2.7: Approximation des Stromregelkreises durch ein PT_1 -Glied

2.1.4.2 Drehzahlregelung

Für den Entwurf des Drehzahlreglers wird das symmetrische Optimum verwendet, da bei Verwendung des Betragsoptimums aus dem PI-Regler ein P-Regler würde [2]. Ein reiner P-Regler würde zu einer bleibenden Regelabweichung bei Störgrößeneinfluss führen.

Der Grundgedanke für die Bestimmung der Reglerparameter ist eine maximale Phasenreserve

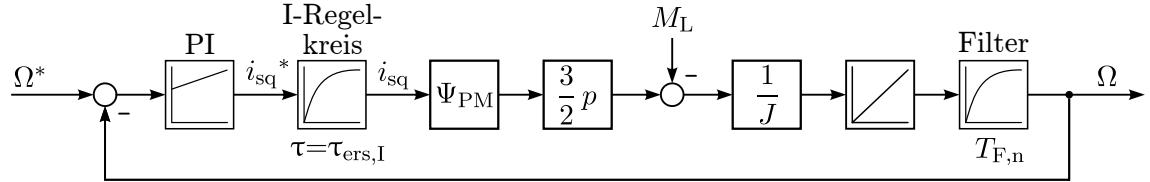


Abbildung 2.8: Struktur der Drehzahlregelung einer Synchronmaschine

bei der Durchtrittsfrequenz des Amplitudengangs, woraus eine maximale Robustheit folgt. Mit der Einführung des Parameters

$$a^2 = \frac{T_N}{\tau_s}, \quad a = 2, 3, 4, \dots \quad (2.31)$$

welcher die Dynamik des Reglers bestimmt, ergeben sich die allgemeinen Reglerparameter für das symmetrische Optimum [19, S. 65]:

$$T_N = a^2 \tau_s, \quad (2.32)$$

$$V_R = \frac{1}{a V_S \tau_s}. \quad (2.33)$$

Mit der Streckenverstärkung

$$V_{S,n} = \frac{3}{2} p \frac{\Psi_{PM}}{J} \quad (2.34)$$

und der Berücksichtigung des Drehzahlfilters nach Abbildung 2.8 ergeben sich letztendlich die Reglerparameter für den Drehzahlregler wie folgt [2]:

$$T_{N,n} = a^2 (\tau_{ers,I} + T_{F,n}), \quad (2.35)$$

$$V_{R,n} = \frac{3}{2} \frac{J}{a p \Psi_{PM} (\tau_{ers,I} + T_{F,n})}. \quad (2.36)$$

2.1.5 Ansteuerverfahren zur Stromeinprägung

Prinzipiell kann zwischen der Speisung der Statorwicklungen mit blockförmigen und mit sinusförmigen Strömen unterschieden werden. Im ersten Fall wird die Maschine als bürstenlose Gleichstrommaschine, im zweiten Fall als Synchronmaschine bezeichnet.

Ansteuerung mit blockförmigen Strömen

Bei diesem Verfahren wird ein Gleichstrom in zwei Wicklungen eingespeist und in Abhängigkeit der Rotorlage von einer Phase zur nächsten umgeschaltet. Es entsteht somit ein blockförmiger Stromverlauf, da immer nur zwei Stränge stromführend sind (Abbildung 2.9(a)).

Motoren für diese Art der Ansteuerung besitzen in der Regel eine rechteckförmige Feldverteilung. Vorteilhaft an diesem Verfahren ist, dass nur sechs mal pro Umdrehung (bei $p = 1$) umgeschaltet werden muss. Dies verringert die Anforderung an den Positionsgeber deutlich und senkt die Schaltverluste beim Betrieb mit maximaler Drehzahl. Jedoch entstehen Drehmomentschwankungen beim Kommutieren, welche zu einem ungleichmäßigen Lauf – vor allem bei niedrigen Drehzahlen – führen. Dies ist zum größten Teil auf die Abweichung des realen Stromverlaufes von der idealen Rechteckform zurückzuführen, welche durch den begrenzten Stromanstieg in der Induktivität zustande kommt. Weiterhin kommt es zu einer zusätzlichen Wärmeentwicklung durch die Oberwellen der Strangströme was zu einem schlechteren Wirkungsgrad führt. [6]

Ansteuerung mit sinusförmigen Strömen

Die Ansteuerung mit sinusförmigen Strömen (Abbildung 2.9 (b)) erlaubt die Behandlung der Maschine als Drehfeldmaschine. Durch die sinusförmigen Ströme und die sinusförmige Feldverteilung wird ein ebenfalls sinusförmiges Magnetfeld mit konstanter Amplitude über den Umfang der Maschine erzeugt. Dadurch kann ein nahezu konstantes Drehmoment unabhängig von der Rotorposition erreicht werden, was zu einem guten Gleichlaufverhalten führt. Die deutliche Verringerung der Oberwellen der Strangströme führt neben dem besseren Wirkungsgrad auch zu einer Verringerung der Erwärmung. Allerdings ist für die Ansteuerung ein Lagegeber mit einer höheren Auflösung erforderlich. Weiterhin gestaltet sich die Anordnung der Statorwicklungen für eine sinusförmige Feldverteilung etwas aufwendiger. [6]

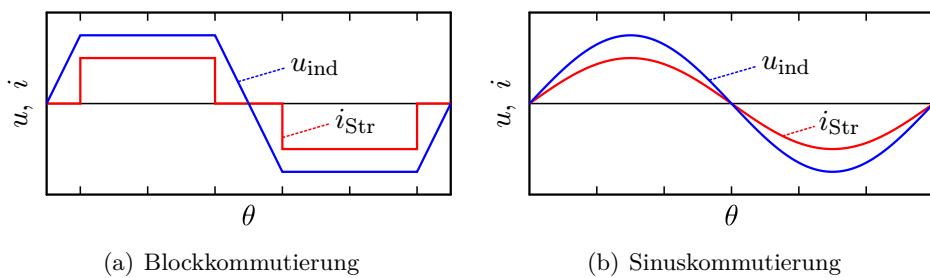


Abbildung 2.9: Schematische Darstellung vom idealen Verlauf der Stranggrößen bei der Synchronmaschine

2.2 Abtastsysteme

Wenn physikalische Größen digital verarbeitet werden, wie beispielsweise bei einer digitalen Regelung, müssen die analogen Signale zuvor in digitale umgewandelt werden.

Die Digitalisierung erfolgt grundsätzlich in zwei Schritten: der Zeitdiskretisierung und der Wertediskretisierung. Zuerst wird das Signal in bestimmten gleichmäßigen Zeitabschnitten erfasst (abgetastet), da die Umwandlung und die digitale Verarbeitung nicht in beliebig kurzer Zeit erfolgen kann (Zeitdiskretisierung). Dies führt zu dem Begriff des Abtastsystems. Anschließend erfolgt eine Quantisierung (Wertediskretisierung), d.h. das Analogsignal wird in eine Binärzahl begrenzter Länge umgewandelt [5]. Bedingt durch die begrenzte Länge des Datenwortes ist dieser Vorgang immer fehlerbehaftet, wodurch das originale Signal nicht mehr 100%ig rekonstruiert werden kann.

Der folgende Abschnitt soll die wichtigsten Grundlagen der Abtastsysteme darlegen, da sie eine wichtige Rolle für die praktische Umsetzung der Regel- und Schätzalgorithmen in dieser Arbeit spielen.

Zuerst erfolgt ein kurzer Einblick in den grundlegenden Vorgang des Abtastens sowie in die z -Transformation, die der Beschreibung digitaler Signale dient. Anschließend wird eine Möglichkeit vorgestellt mit der kontinuierliche Systeme in digitale überführt werden können. Weiterhin folgen Hinweise zum Entwurf von digitalen Filtern und Reglern.

2.2.1 Grundsätzlicher Aufbau

Nach [19] kann ein abgetastetes System grundsätzlich aus

- einem Vorfilter,
- einem Abtast- und Halteglied, welches zusammen mit dem
- Quantisierer den Analog-Digital-Wandler (ADC) bildet, sowie
- einer digitalen Recheneinheit

bestehen, was in Abbildung 2.10 veranschaulicht ist.

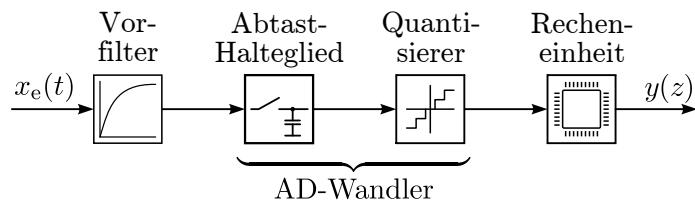


Abbildung 2.10: Blockschaltbild eines abgetasteten Systems [19, S. 196]

2.2.1.1 Vorfilter

Um ein Signal unverfälscht abzutasten, muss die Abtastfrequenz f_A gemäß Nyquist-Shannon Abtasttheorem [12] größer sein als das Doppelte der auftretenden Frequenzanteile des Eingangssignals. Wird dies nicht eingehalten, kann es zu Verfälschungen des ursprünglichen Signals kommen, dem sog. Aliasing-Effekt. Um diesen Effekt zu verhindern, wird dem Abtastglied in der Praxis ein Tiefpassfilter vorgeschaltet, der die Frequenzanteile größer als $f_A/2$ herausfiltert. Dieses Filter wird auch als Anti-Aliasing-Filter bezeichnet. Allerdings muss bei der Auslegung des Filters beachtet werden, dass unendlich steile Filterflanken mit einem realen Filter nicht möglich sind und dessen Grenzfrequenz daher entsprechend großzügig gewählt werden sollte. [11]

2.2.1.2 Abtast- und Halteglied

Bevor mit der Wandlung des analogen Signals begonnen werden kann, muss sichergestellt werden, dass sich das Eingangssignal während der Zeit des Wandelns nicht ändert. Eine Veränderung während des Umwandlungsprozesses würde zu einem fehlerhaften Ergebnis führen. Dafür wird die Sample- und Hold-Stufe (S&H) eingesetzt, die meist zusammen mit dem Analog-Digital-Wandler in einem Schaltkreis integriert ist. Die Aufgabe der S&H-Stufe besteht darin, das Eingangssignal aufzunehmen (sample) und es anschließend für mindestens die Dauer des Umsetzungsvorganges konstant zu halten (hold). Veranschaulicht wird dies mit der in Abbildung 2.11 dargestellten Schaltung. Der Schalter symbolisiert dabei das Abtasten (sample) und der Kondensator das Halten. [24]

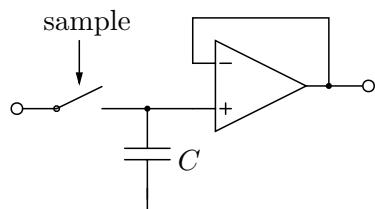


Abbildung 2.11: Prinzip eines Abtast-Haltegliedes (Sample & Hold)

2.2.1.3 Analog-Digital-Wandler

Die Aufgabe des Analog-Digital-Wandlers ist es nun das „vorbereitete“ Signal zu digitalisieren. Dafür gibt es eine Vielzahl von Möglichkeiten, die sich im wesentlichen im Realisierungsaufwand und der damit verbundenen maximalen Genauigkeit und der Umsetzungsgeschwindigkeit unterscheiden.

Auf eine detaillierte Beschreibung der gängigsten Verfahren wird im Weiteren verzichtet, da hier nur ein Einblick in die Signalkette von Abtastsystemen gegeben werden soll. Eine detaillierte Beschreibung verschiedener Verfahren kann [11] und [24] entnommen werden. Jedoch soll auf ein Verfahren näher eingegangen werden, welches in der Regel bei Mikrocontrollern

Anwendung findet. Dieses kommt auch bei dem Mikrocontroller, der für den praktischen Teil verwendet wird, zum Einsatz [20]. Dieses Verfahren ist bekannt als sukzessive Approximation, da es auf der schrittweisen Annäherung nach dem Wägeprinzip beruht.

Bei der sukzessiven Approximation wird zunächst mit einem Digital-Analog-Wandler (DAC) eine Referenzspannung erzeugt und mithilfe eines Komparators mit dem Eingangssignal verglichen. In jedem Schritt, beginnend mit dem höchstwertigen Bit (MSB), wird das jeweilige Bit gesetzt und vom DAC in eine entsprechende Ausgangsspannung umgesetzt. Mithilfe des Komparators wird diese Spannung anschließend mit dem Eingangssignal verglichen. Ist die Eingangsspannung kleiner als die vom DAC erzeugte Referenzspannung wird das aktuelle Bit gesetzt, andernfalls bleibt das Bit zurückgesetzt. Der Vorgang wiederholt sich nun für alle verbleibenden Bits. Somit sind für einen N-Bit Umsetzer auch N Schritte (Takte) notwendig. Abbildung 2.12 zeigt dies am Beispiel eines 6-Bit Wandlers für die Zahl $0x27$ (100111_b). [11]

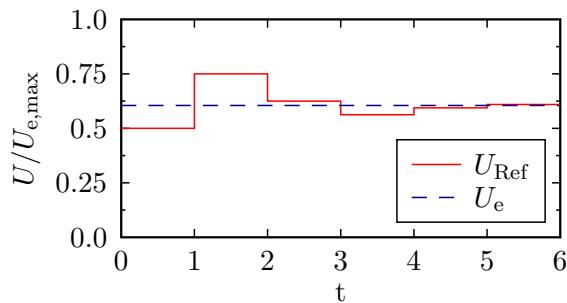


Abbildung 2.12: Spannungsverlauf der Referenzspannung bei der Analog-Digital-Wandlung der Zahl 100111_b mittels sukzessiver Approximation

2.2.2 z-Transformation

Die z -Transformation ist eine verbreitete Methode zur Beschreibung zeitdiskreter Systeme. Sie hat für diskrete Systeme eine ähnlich hohe Bedeutung wie die Laplace-Transformation für zeitkontinuierliche Systeme. Für den Entwurf digitaler Filter und Regelungen ist sie daher ein effizientes Beschreibungsmittel.

Durch Abtastung analoger Signale $e(t)$ mit der Abtastzeit T entstehen zeitdiskrete Signale. Die daraus folgenden Abtastwerte lassen sich als Wertefolge $e(kT)$ mit $k = 0, 1, \dots, n$ darstellen. Mithilfe der z -Transformation wird dieser Wertefolge eine Funktion der komplexen Variable z zugeordnet. [5, 17]

Die z -Transformierte einer derartigen Folge wird durch die Gleichung

$$E(z) = \mathcal{Z}\{e(t)\} = \mathcal{Z}\{e(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) z^{-k} \quad (2.37)$$

definiert. Dabei ist z eine komplexe Variable, für die die Reihe konvergiert. Eine Multiplikation mit z^{-1} stellt dabei eine Verzögerung des Signals um ein Abtastintervall dar.

Um den Zusammenhang zu der Laplace-Transformation zu zeigen, wird der Folge eine Funktion $e_*(t)$ zugeordnet. Die kontinuierliche Zeitfunktion wird somit zur Impulsfolge

$$e_*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) \delta(t - kT). \quad (2.38)$$

Die Laplace-Transformation von $e_*(t)$ liefert

$$\mathcal{L}\{e_*(t)\} = E_*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) e^{-skT}. \quad (2.39)$$

Mit $z = e^{sT}$ erhält man

$$\mathcal{L}\{e_*(t)\} \Big|_{z=e^{sT}} = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) z^{-k} = \mathcal{Z}\{e(kT)\} = E(z), \quad (2.40)$$

was wiederum Gl. 2.37 entspricht. Diese Funktion nennt man die z -Transformierte der Impulsfolge $e_*(t)$.

2.2.3 Stabilität

Aus der Regelungstechnik ist bekannt, dass ein kontinuierliches System stabil ist, wenn sich alle Pole in der linken Hälfte der Laplace-Ebene befinden, also $\text{Re}(s_{pi}) < 0$. Für die Beurteilung der Stabilität von Abtastsystemen wird diese Bedingung in den z -Bereich übertragen. Nutzt man die Beziehung

$$z = e^{sT} \quad (2.41)$$

und setzt $s = \sigma + j\omega$ ergibt sich

$$z = e^{sT} = e^{(\sigma+j\omega)T} = e^{\sigma T} \cdot e^{j\omega T}. \quad (2.42)$$

Demnach werden die Pole aus der s -Ebene in die z -Ebene in Koordinaten mit dem Betrag $e^{\sigma T}$ und dem Winkel ωT übertragen. Setzt man nun $\sigma < 0$ ein, was der linken Halbebene entspricht, ergibt sich für den Betrag

$$|z| < e^{-T}. \quad (2.43)$$

Da die Abtastzeit T nur positive Werte annehmen kann, ergibt sich als Stabilitätsgrenze ein Kreis mit dem Radius Eins, in den alle Polstellen der linken s -Halbebene abgebildet werden. Somit stellt das Innere des Einheitskreises den Bereich stabiler Systeme im z -Bereich dar. Abbildung 2.13 veranschaulicht die Beziehung zwischen der Stabilität im s -Bereich und im z -Bereich. [5, 19]

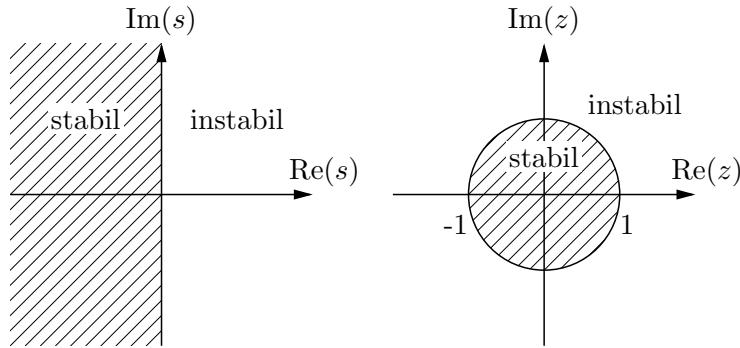


Abbildung 2.13: Übertragung des stabilen Bereichs der s -Ebene in die z -Ebene [19]

2.2.4 Transformation durch numerische Integration

Eine Möglichkeit, um zeitkontinuierliche Systeme in Form einer Übertragungsfunktion $G(s)$ in den z -Bereich zu überführen, besteht in der Verwendung numerischer Integrationsverfahren. Zur Veranschaulichung wird dazu eine beliebige Übertragungsfunktion im s -Bereich

$$G(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{a}{s+a} \quad (2.44)$$

mithilfe der Laplace-Transformation in den Zeitbereich überführt und als Differentialgleichung dargestellt:

$$\dot{y}(t) + a y(t) = a e(t). \quad (2.45)$$

Ausgehend von deren integraler Form

$$y(t) = \int_0^{\tau} (-a y(t) + a e(t)) dt \quad (2.46)$$

kann die Gleichung mithilfe verschiedener numerischer Integrationsverfahren gelöst werden. Betrachtet werden nachfolgend die drei gängigsten Verfahren: Die Rechteckregel vorwärts, die Rechteckregel rückwärts sowie die Trapezregel. Nach Lösen mit diesen Verfahren ergeben sich folgende z -Übertragungsfunktionen:

- mit der Rechteckregel vorwärts:

$$G(z) = \frac{a}{\frac{z-1}{T} + a}, \quad (2.47)$$

- mit der Rechteckregel rückwärts:

$$G(z) = \frac{a}{\frac{z-1}{zT} + a}, \quad (2.48)$$

- mit der Trapezregel:

$$G(z) = \frac{a}{\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} + a}. \quad (2.49)$$

Ein Koeffizientenvergleich mit der ursprünglichen s -Übertragungsfunktion (Gl. 2.44) ergibt die entsprechenden Substitutionsvorschriften, welche in Tabelle 2.1 zusammengefasst sind. Die Transformation mittels Trapezregel wird aufgrund ihrer Form auch als Bilineartransformation bezeichnet. [5, S. 122]

Tabelle 2.1: Substitutionsvorschriften für die z -Transformation

Methode	Approximation
Rechteckregel vorwärts	$s \rightarrow \frac{z-1}{T}$ (2.50)
Rechteckregel rückwärts	$s \rightarrow \frac{z-1}{zT}$ (2.51)
Trapezregel (Bilineartransformation)	$s \rightarrow \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$ (2.52)

Die unterschiedlichen Transformationsvorschriften führen auch zu unterschiedlichem Verhalten bezüglich der Stabilität. Für die Betrachtung der Stabilität der vorgestellten Approximationen wird untersucht wie die linke s -Halbebene (stabiler Bereich in der s -Ebene) in den z -Bereich abgebildet wird. Dazu werden die entsprechenden Approximationen in die Bedingung $\text{Re}(s) < 0$ eingesetzt. Wie im Abschnitt 2.2.3 erläutert wurde, ist ein digitales System stabil, wenn sich die Polstellen im Einheitskreis befinden. Aus Abbildung 2.14(a) geht klar hervor, dass dies bei der Rechteckregel in Vorrwärtssichtung nicht für alle Werte der Fall ist. Diese Transformation kann somit instabile Systeme hervorrufen. Weiterhin kann man der Abbildung 2.14 entnehmen, dass die Bilineartransformation die beste Korrespondenz zeigt, da sie die linke s -Halbebene genau in den Einheitskreis abbildet. [5]

Am Beispiel eines Tiefpassfilters zweiter Ordnung sollen die Unterschiede zwischen der Transformation mittels Rechteck- und Trapezregel veranschaulicht werden. Die Grenzfrequenz sei 2 kHz und die Abtastfrequenz 400 kHz. Wie man Abbildung 2.15 entnehmen kann, zeigen sich große Abweichungen im Phasengang bei Verwendung der Rechteckregel für den Filterentwurf. Der Amplitudengang beider Filter zeigt für Frequenzen kleiner der halben Abtastfrequenz (vgl. Abschnitt 2.2.1.1) jedoch nur geringe Abweichungen. Spielt der Phasengang eine untergeordnete Rolle, kann durchaus die Rechteckregel für die Transformation verwendet werden, was eine kürzere Rechenzeit ermöglicht. Für eine möglichst exakte Transformation sollte hingegen die Trapezregel verwendet werden.

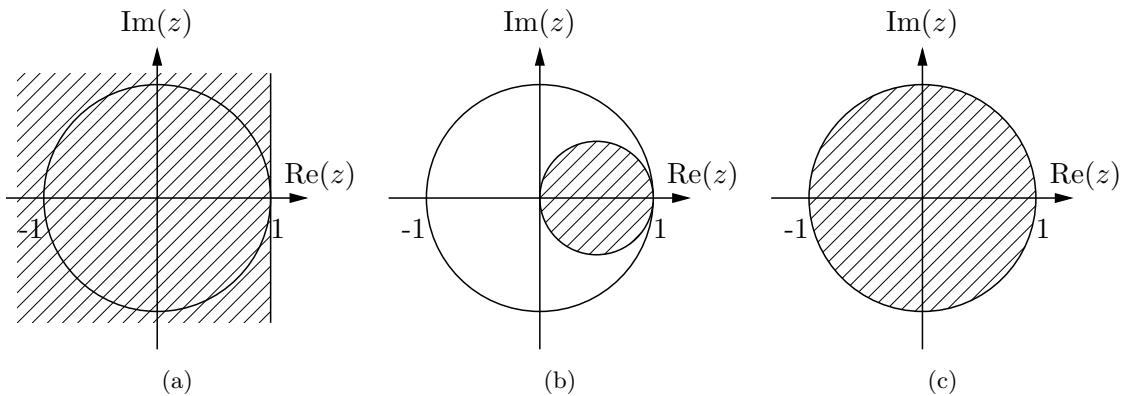


Abbildung 2.14: Abbildung der linken s -Halbebene in die z -Ebene nach

- a) der Rechteckregel vorwärts
 - b) der Rechteckregel rückwärts und
 - c) der Trapezregel (Bilineartransformation)

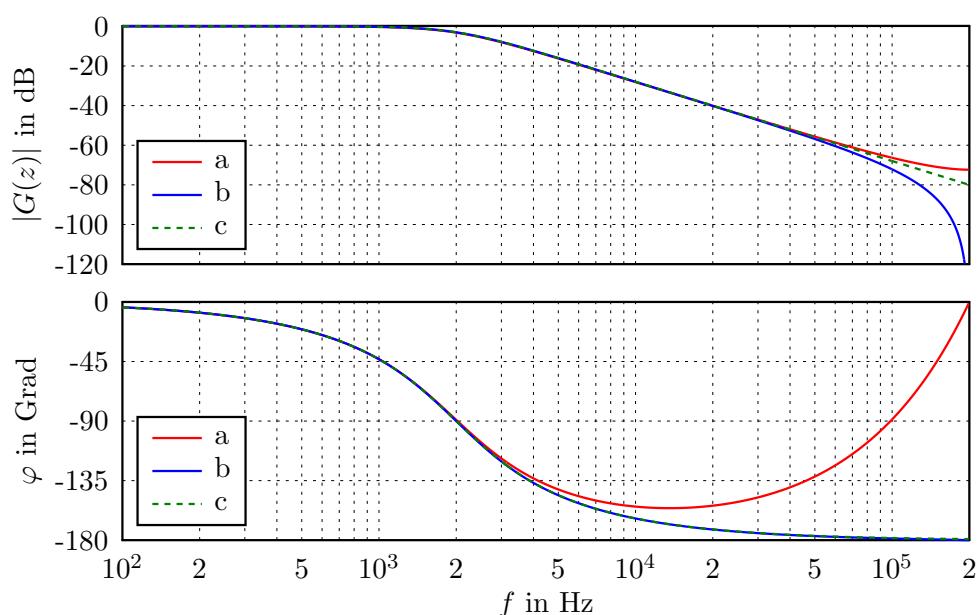


Abbildung 2.15: Unterschiede im Amplitudengang und Phasengang eines digitalen Tiefpassfilters zweiter Ordnung bei der Transformation mithilfe der Rechteckregel (a) und der Trapezregel (b) im Vergleich mit dem idealen Verlauf (c)

2.2.5 Digitale Filter

Digitale Filter bezeichnen Algorithmen mit frequenzselektivem Verhalten, die auf einem digitalen System implementiert sind. Der Vorteil gegenüber analogen Filtern ist die Einsparung der entsprechenden Bauelemente sowie die Möglichkeit die Filterparameter schnell und auch während der Laufzeit zu verändern.

Digitale Filter lassen sich grundsätzlich in zwei Gruppen einteilen:

- **Rekursive Filter (IIR-Filter³)**

Rekursive Filter besitzen wie analoge Filter wählbare Pol- und Nullstellen. Daher können sie mithilfe der Übertragungsfunktion eines analogen Filters entworfen werden, indem das Pol-Nullstellen-Schema vom s -Bereich in den z -Bereich abgebildet wird.

- **Nichtrekursive Filter (FIR-Filter⁴)**

FIR-Filter besitzen im Gegensatz zu IIR-Filtern nur wählbare Nullstellen und können daher nicht aus einem analogen Filter entworfen werden. Für diese Filter sind daher grundsätzlich andere Entwurfsverfahren notwendig. Im Gegensatz zu IIR-Filtern sind sie immer stabil.

Im Folgenden wird nur auf den IIR-Filter eingegangen, da er aufgrund der geringeren Rechenzeit und des einfacheren Entwurfs für praktische Umsetzung genutzt wird. [12]

IIR-Filter

Wie eingangs erwähnt, besitzt die Übertragungsfunktion eines IIR-Filters wählbare Pol- und Nullstellen. Da die Übertragungsfunktion analoger Filter auch Pol- und Nullstellen beinhaltet, kann daraus die Übertragungsfunktion des IIR-Filter abgeleitet werden. Konkret wird dafür das Pol-Nullstellen-Schema vom s -Bereich in den z -Bereich mittels einer Substitutionsvorschrift aus Abschnitt 2.2.4 abgebildet.

Am Beispiel eines Tiefpassfilters zweiter Ordnung mit Butterworth-Charakteristik wird im Folgenden der Entwurf eines solchen Filters veranschaulicht.

Die Butterworth-Approximation ergibt einen möglichst flachen Verlauf des Frequenzganges im Durchlassbereich, ohne jegliche Amplitudenerhöhung. Die Sprungantwort zeigt bei dieser Approximation ein mäßiges Überschwingen.

Die allgemeine Übertragungsfunktion ist durch das Betragsquadrat vorgegeben:

$$|G(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad \text{mit } \Omega = \frac{\omega}{\omega_g}, \quad n \hat{=} \text{Ordnung.} \quad (2.53)$$

³Infinite Impulse Response Filter

⁴Finite Impulse Response Filter

Der Koeffizientenvergleich mit dem Quadrat der allgemeinen Übertragungsfunktion eines Tiefpasses liefert die Übertragungsfunktion zweiter Ordnung [14]:

$$G(S) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}S + S^2} \quad \text{mit } S = \frac{s}{\omega_g}. \quad (2.54)$$

Wendet man die Bilineartransformation auf den Tiefpass aus Gl. 2.54 an, ergibt sich folgende Übertragungsfunktion im z -Bereich:

$$G(z) = \frac{\omega_g^2 T^2 + 2\omega_g^2 T^2 z^{-1} + \omega_g^2 T^2 z^{-2}}{\omega_g^2 T^2 + 2\sqrt{2}\omega_g T + 4 + (2\omega_g^2 T^2 - 8)z^{-1} + (\omega_g^2 T^2 + 2\sqrt{2}\omega_g T + 4)z^{-2}}. \quad (2.55)$$

Durch den Koeffizientenvergleich mit der allgemeinen Übertragungsfunktion im z -Bereich

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (2.56)$$

können die einzelnen Koeffizienten bestimmt werden. Für die praktische Anwendung wird oft die kanonische Direktform II (Abbildung 2.16) eingesetzt, da sie den Rechenaufwand im Signalprozessor minimiert. Diese erfordert die normierte Form

$$G(z) = \frac{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2}}{1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}}, \quad (2.57)$$

welche mit

$$A_i = \frac{a_i}{a_0} \quad \text{und} \quad B_i = \frac{b_i}{a_0} \quad (2.58)$$

erreicht wird.

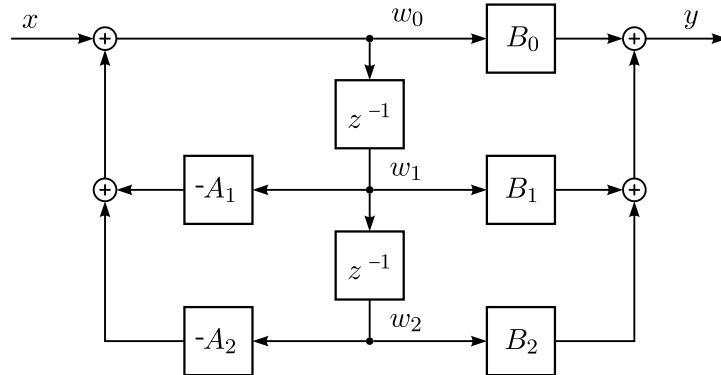


Abbildung 2.16: Struktur der kanonischen Direktform II [12]

2.2.6 Digitale Regler

Ähnlich wie diskrete Filter können digitale Regler grundsätzlich durch Entwurfsverfahren im z -Bereich oder durch Transformation eines im Zeitbereich entworfenen Reglers realisiert

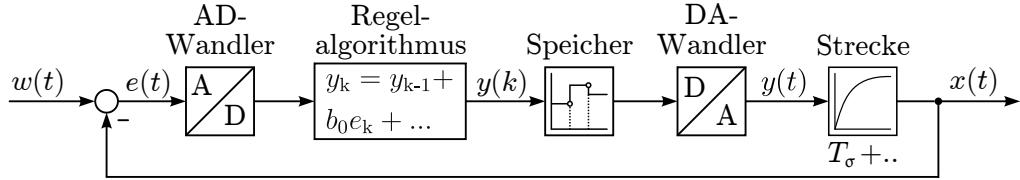


Abbildung 2.17: Abtastregelkreis (vereinfacht)

werden. Für den quasikontinuierlichen Entwurf sollte die Abtastzeit T kleiner als $1/10$ der dominierenden Zeitkonstante des Regelkreises T_σ sein [21]. Ist dies nicht der Fall, ist stets die Bedingung $T < 1/2 T_\sigma$ einzuhalten (vgl. Abschnitt 2.2.1.1).

Im Folgenden soll der Übergang vom zeitkontinuierlichen Regler zum diskreten erläutert werden.

Der wesentliche Unterschied zum kontinuierlichen Regelkreis besteht darin, dass das Abtast-Halteglied und die Berechnungsdauer des Regelalgorithmus berücksichtigt werden müssen. Abbildung 2.17 zeigt den abtastenden Regelkreis, der dies berücksichtigt. Das Abtast-Halteglied wird dabei durch

$$G_{AH}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT} \approx e^{-\frac{sT}{2}} \quad (2.59)$$

beschrieben [10]. Die Zeit, die zur Berechnung des Regelalgorithmus sowie zur Analog-Digital- bzw. Digital-Analog-Umsetzung benötigt wird, wirkt sich als weitere Totzeit aus und muss entsprechend berücksichtigt werden [10]. Sie wird im Folgenden mit T_R bezeichnet. Dabei muss die Beziehung

$$0 \leq T_R < T \quad (2.60)$$

gelten, um das Abtastintervall einzuhalten. Demnach muss bei der Reglerauslegung das Abtast-Halteglied sowie die Rechenzeit als zusätzliche Totzeit von

$$T_{t,r} = T_{AH} + T_R = \frac{T}{2} + T \quad (2.61)$$

berücksichtigt werden. Für den Stromregler aus 2.1.4.1 ergibt sich somit folgende gesamte Totzeit:

$$T_t = \frac{1}{2f_{PWM}} + T_{F,I} + \frac{T}{2} + T. \quad (2.62)$$

Ist die Abtastfrequenz gleich der PWM-Schaltfrequenz (f_{PWM}), kann die Totzeit zu

$$T_t = T_{F,I} + 2T \quad (2.63)$$

vereinfacht werden.

3 Verfahren zur Lage- und Drehzahlschätzung

Prinzipiell basieren die Verfahren für die sensorlose Regelung auf folgenden physikalischen Effekten:

- **Anisotropien der Maschine**

Mit Anisotropien werden in diesem Zusammenhang die Änderungen der magnetischen Eigenschaften der Maschine in Abhängigkeit von der Rotorlage bezeichnet. Dies wirkt sich auf den Unterschied zwischen der Längs- (L_{sd}) und der Querinduktivität (L_{sq}) aus, wie er bei Schenkelpolläufern und permanenterregten Maschinen mit eingebetteten Magneten vorhanden ist. Ebenso können Eisensättigungseffekte ausgenutzt werden.

Durch die Einprägung von meist hochfrequenten Testsignalen kann mit einem entsprechenden Hochfrequenz-Maschinenmodell der Rotorwinkel geschätzt werden. Somit ist auch eine Rotorlage- bzw. Drehzahlbestimmung im Stillstand möglich. Aufgrund der Verzögerung durch die Auswertung der eingeprägten Signale ist dieses auf den Bereich geringer bis mittlerer Drehzahlen beschränkt. Für höhere Drehzahlen muss auf Verfahren zurückgegriffen werden, die auf der Auswertung der induzierten Spannung beruhen. [9, 15]

- **Induzierte Spannung**

Da die Rotorflussverkettung bei permanentmagneterregten Maschinen als konstant angenommen werden kann, steigt die Amplitude der induzierten Spannungen proportional mit der Drehzahl der Maschine. In Verbindung mit den gemessenen Phasenströmen können daraus Informationen für die Bestimmung von Rotorlage und Drehzahl gewonnen werden. Aufgrund der Proportionalität nehmen diese Spannungen mit sinkender Drehzahl ab und verschwinden im Stillstand vollständig. Daher können Verfahren, die auf diesem Effekt beruhen, nur bei mittleren bis hohen Drehzahlen sinnvoll eingesetzt werden. [9, 15]

Die für die praktischen Versuche verwendete Maschine ist eine permanenterregte Maschine mit oberflächenmontierten Magneten. Da sie nahezu keinen Induktivitätsunterschied zwischen Längs- und Querachse besitzt, wird auf Verfahren, die auf der Auswertung der Induktivitätsunterschiede beruhen, nicht weiter eingegangen.

Im Folgenden werden drei vergleichsweise einfache Verfahren vorgestellt, die auf der Auswertung der induzierten Spannung basieren.

Zuerst wird der Flussschätzer beschrieben, welcher aus den Spannungsgleichungen in Ständerkoordinaten den Rotorwinkel schätzt. Über die Differentiation des Rotorwinkels wird anschließend die Drehzahl bestimmt. Prinzipbedingt kann der Flussschätzer nicht ab dem Stillstand der Maschine eingesetzt werden, was den Hochlauf mit einer anderen Methode notwendig

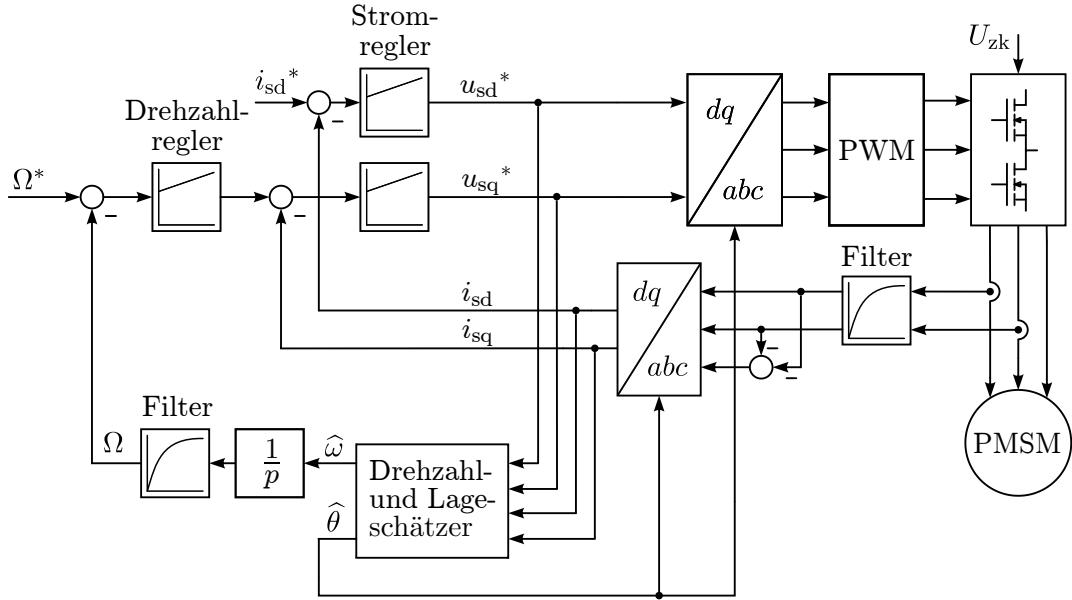


Abbildung 3.1: Struktur der sensorlosen feldorientierten Regelung

macht. Die Maschine wird daher mit einem gesteuerten Betrieb, der einen geregelten Stromzweig verwendet, hochgefahren. Dieser gesteuerte Hochlauf und der Übergang zum Schätzverfahren schließt die Beschreibung des Flussschätzers ab.

Anschließend werden zwei PLL-Verfahren beschrieben, die auf der gleichen Grundstruktur basieren. Bei diesen Verfahren wird zunächst ein Fehlersignal aus gemessenen und geschätzten Größen berechnet. Dieses wird einem Regelkreis zugeführt, dessen Ausgang der geschätzte Rotorwinkel darstellt. Ist der Fehler zu Null geregelt, liegt am Ausgang der geschätzte Rotorwinkel vor.

Die Struktur der in dieser Arbeit behandelten sensorlosen Systeme folgt jeweils der Darstellung in Abbildung 3.1. Die Grundstruktur entspricht der der feldorientierten Regelung (vgl. Abb. 2.5) mit dem Unterschied, dass der Lagegeber durch den Drehzahl- und Lageschätzer ersetzt wird.

3.1 Flussschätzer

Der Flussschätzer, welcher in der Literatur auch als Flussmodell oder Feldmodell bezeichnet wird, stellt eine einfache und zugleich effektive Methode zur Rotorlagebestimmung im mittleren bis oberen Drehzahlbereich dar. [8, 22]

Über die Spannungsgleichung im statorfesten Koordinatensystem

$$\underline{u}_s^S = R_s \underline{i}_s^S + \frac{d\Psi_s^S}{dt} = R_s \underline{i}_s^S + L_s \frac{di_s^S}{dt} + \frac{d\Psi_{PM}^S}{dt} \quad \text{mit } \underline{u}_s^S = \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

kann durch die Integration der induzierten Spannung der Polradfluss (Rotorfluss) wie folgt bestimmt werden:

$$\underline{\Psi}_{\text{PM}}^S = \int (\underline{u}_s^S - R_s \underline{i}_s^S) dt - L_s \underline{i}_s^S \quad \text{mit } \underline{\Psi}_{\text{PM}}^S = \begin{pmatrix} \Psi_{\text{PM}\alpha} \\ \Psi_{\text{PM}\beta} \end{pmatrix}. \quad (3.2)$$

Da die Lage des Rotorflussraumzeigers der Rotorlage entspricht, kann diese zu

$$\tan(\vartheta) = \frac{\Psi_{\text{PM}\beta}}{\Psi_{\text{PM}\alpha}} \Rightarrow \vartheta = \arctan\left(\frac{\Psi_{\text{PM}\beta}}{\Psi_{\text{PM}\alpha}}\right) \quad (3.3)$$

bestimmt werden (Abbildung 3.2 (a)). Die arctan-Funktion liefert allerdings nur gültige Werte für $\Psi_{\text{PM}\alpha} > 0$, weshalb die atan2-Funktion verwendet werden sollte, die alle vier Quadranten berücksichtigt. Abbildung 3.2 (b) zeigt das entsprechende Blockschaltbild.

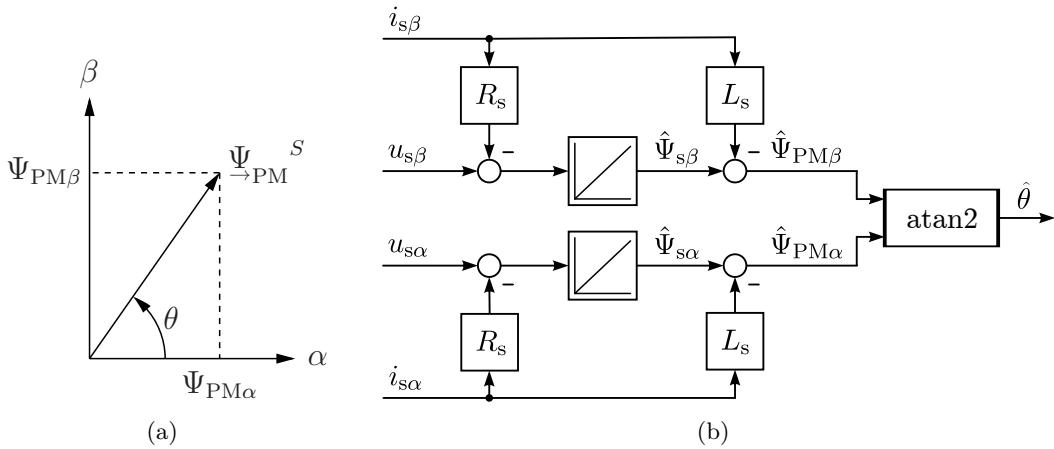


Abbildung 3.2: Flussschätzer: a) Prinzip, b) Blockschaltbild

Die Statorspannungen werden bei dieser Methode in der Regel nicht gemessen, da dies vergleichsweise aufwendig wäre. Deshalb werden die Ausgangsspannungen der Stromregler verwendet, die als Referenzspannungen dem Wechselrichter zugeführt werden. Durch die Park-Transformation werden bei der feldorientierten Regelung die Ströme sinusförmig geregelt, was bei einem idealen Wechselrichter ebenso in sinusförmigen Referenzspannungen resultiert. Durch dessen Nichtlinearität weichen diese aber von der idealen Sinusform ab und können Gleichanteile enthalten.

Besonders Gleichanteile, die durch diese nicht-sinusförmige Referenzspannung und durch Messfehler bei Strommessung entstehen, führen zu einem „Weglaufen“ des offenen Integrators. Daher ist eine zusätzliche Maßnahme notwendig, um diese zu unterdrücken [22]. Als einfachste und stabilste Methode hat sich die Verwendung einer proportionalen Rückführung über

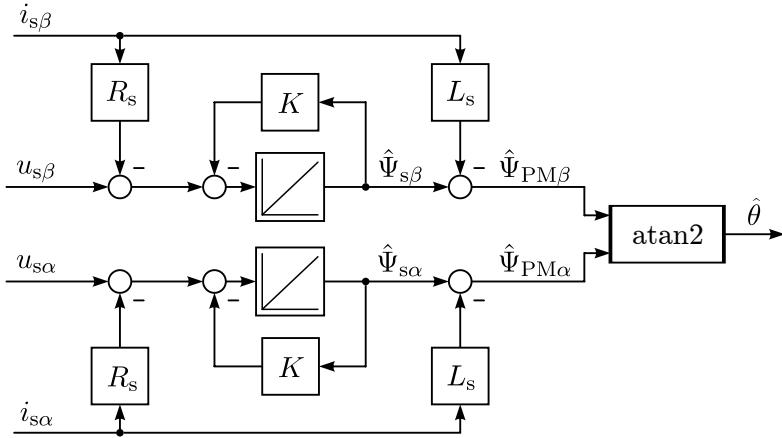


Abbildung 3.3: Modell des Flussschätzers mit Rückführung

dem Integrator herausgestellt, wie in Abbildung 3.3 dargestellt. Dadurch entsteht anstelle des Integrators folgende Übertragungsfunktion, welche einem Tiefpassfilter (PT_1) entspricht:

$$G_{\text{PT}_1} = \frac{1}{K} \frac{1}{1 + s \frac{1}{K}}. \quad (3.4)$$

Mit dem Faktor K wird demnach sowohl die Dämpfung als auch die Grenzfrequenz ($\omega_g = K$) des Tiefpassfilters festgelegt. Unterhalb der Grenzfrequenz werden die Gleichanteile mit $1/K$ gedämpft. Für hohe Frequenzen ($\omega \gg \omega_g$) verhält sich das Tiefpassfilter wie ein Integrator, was das Bode-Diagramm in Abbildung 3.4 verdeutlicht. Für kleinere Frequenzen entsteht somit folgender Phasenfehler gegenüber dem Integrator, der sich direkt auf den geschätzten Rotorwinkel auswirkt:

$$\Delta\theta = 90^\circ - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_g}\right) = 90^\circ - \arctan\left(\frac{\omega}{K}\right). \quad (3.5)$$

Je kleiner die Grenzfrequenz bzw. K gewählt wird, desto geringer ist demnach der Phasenfehler. Allerdings nimmt mit abnehmender Grenzfrequenz auch die Unterdrückung des Gleichanteils ab. K kann somit über die Vorgabe des Phasenfehlers aus Gl. 3.5 bestimmt werden:

$$K = \frac{\omega}{\tan(90^\circ - \Delta\theta)}. \quad (3.6)$$

Die einfachste Methode stellt die Verwendung eines konstanten K dar. Allerdings muss in diesem Fall ein Kompromiss zwischen hoher Dämpfung des Gleichanteils und großem Phasenfehler in Kauf genommen werden. Wählt man ein kleines K für einen kleinen Phasenfehler bei geringen Frequenzen, so ist die Dämpfung der Gleichanteile sehr gering und es kommt zu Phasenverzerrungen. Diese wirken sich durch eine relativ starke Welligkeit besonders auf die geschätzte Drehzahl aus. Abbildung 3.5 (links) zeigt dieses Verhalten bei einem niedrig gewählten K . Mit einem größer gewählten K lässt sich durch die bessere Dämpfung eine

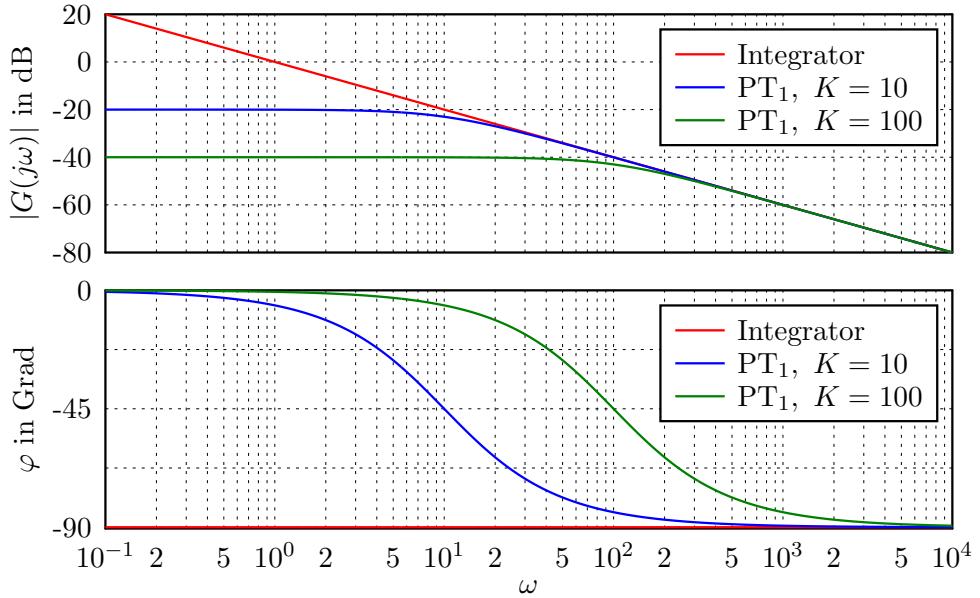


Abbildung 3.4: Vergleich von Betrag- und Phasengang zweier PT_1 -Glieder mit dem Verlauf des Integrators zur Verdeutlichung des Einflusses der Rückführung auf das Verhalten des Flussschätzers

geringere Drehzahlwelligkeit erreichen (Abbildung 3.5 (rechts)). Die Welligkeit lässt sich dadurch zwar im allgemeinen deutlich verringern, jedoch ist eine Zunahme dieser mit steigender Drehzahl festzustellen.

Mit einer Adaption von K in Abhängigkeit der Drehzahl können deutlich bessere Ergebnisse in Bezug auf die Drehzahlwelligkeit erreicht werden. Dabei wird K so angepasst, dass der Phasenfehler konstant 20° beträgt und auf einen Mindestwert von 70 begrenzt wird (bei $\omega = 192 \text{ rad s}^{-1}$):

$$K = \begin{cases} 70 & \text{für } \omega \leq 192 \\ \frac{\omega}{\tan(90^\circ - 20^\circ)} & \text{für } \omega > 192 \end{cases}. \quad (3.7)$$

Dadurch kann die Drehzahlwelligkeit auch im oberen Drehzahlbereich verringert werden – jedoch bleibt der große Phasenfehler im unteren Drehzahlbereich. Dieser kann aber mithilfe von Gl. 3.5 kompensiert werden. Die Drehzahl wird hingegen aus dem unkorrigierten geschätzten Rotorwinkel bestimmt, da die Welligkeit in diesem Fall geringer ausfällt.

In Abbildung 3.6 sind die Auswirkungen der Adaption von K und der Fehlerkompensation zusammen dargestellt. Abbildung 3.7 zeigt das Blockschaltbild der Korrektur und der Drehzahlbestimmung.

Allerdings begrenzt das Tiefpassverhalten auch den Arbeitsbereich des Verfahrens hin zu niedrigen Drehzahlen. Gleichgrößen, wie sie im Stillstand auftreten, werden dabei komplett unterdrückt, was eine Eignung des Verfahrens zum selbstständigen Anlaufen der Maschine ausschließt. Sie muss daher zunächst auf Mindestdrehzahl beschleunigt werden, was nachfolgend erläutert wird.

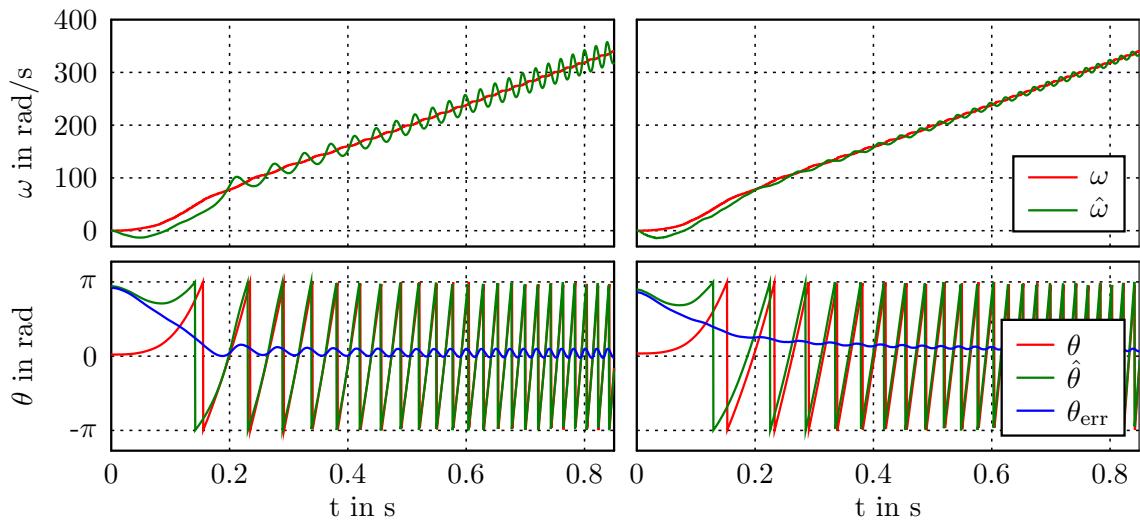


Abbildung 3.5: Geschätzte Drehzahl und Rotorlage des Flussschätzers mit $K=20$ (links) und $K=70$ (rechts) bei Betrieb mit Geber

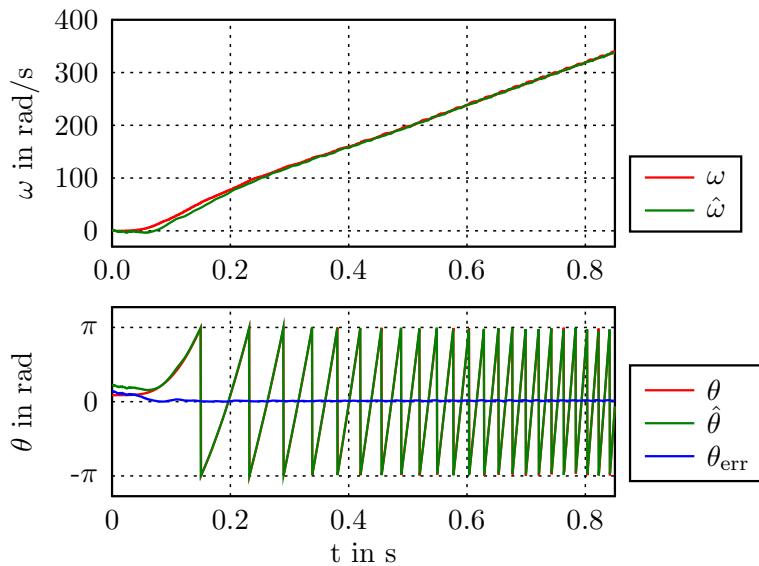


Abbildung 3.6: Geschätzte Drehzahl und Rotorlage des Flussschätzers mit Adaption des Rückführfaktors (K) bei Betrieb mit Geber

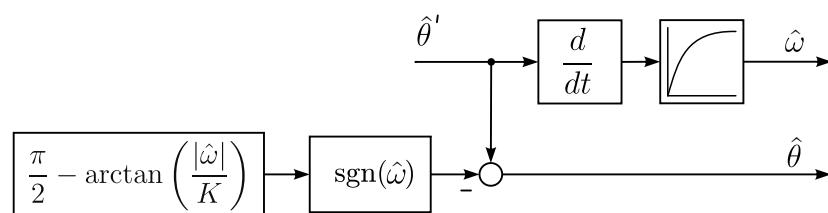


Abbildung 3.7: Kompensation des durch den Tiefpassfilter entstandenen Fehlers beim Flussschätzer mit Rückführung

3.1.1 Gesteuerter Hochlauf

Wie zuvor erwähnt ist der Flussschätzer nicht in der Lage selbstständig anzulaufen, was den Hochlauf durch eine andere Methode notwendig macht. Eine einfache Möglichkeit die Maschine auf Mindestdrehzahl zu beschleunigen, bietet der gesteuerte Hochlauf, welcher im Folgenden beschrieben wird.

Eine naheliegende Möglichkeit für den gesteuerten Betrieb ist die Verwendung einer U/f -Kennlinie, d.h. die Statorspannung wird in Abhängigkeit der Frequenz erhöht. Es wird also ein rotierender Spannungszeiger aufgeschaltet, dessen Länge in Abhängigkeit der Frequenz verändert wird. Allerdings ist hierfür eine vergleichsweise genaue Kennlinie erforderlich: Bei zu geringer Spannung, fällt der Motor „außer Tritt“, da die im Strang induzierte Spannung nicht ausreichend kompensiert wird. Bei zu hoher Spannung kann schnell der Nennstrom überschritten werden, weil keine Stromregler aktiv sind, die diesen begrenzen könnten. Aus diesen Gründen findet das Verfahren eher bei Asynchronmaschinen Anwendung.

Eine robustere Möglichkeit für den Hochlauf stellt die Verwendung eines geregelten Stromzeigers dar. Anstatt des Spannungszeigers, wird ein Stromzeiger in q -Richtung aufgeschaltet, der mit der Sollfrequenz rotiert. Der Rotorwinkel wird hierbei durch Integration der Sollfrequenz vorgegeben. Eine Kennlinie ist dafür nicht zwingend erforderlich. Wird die Zeigerlänge konstant auf dem Wert des Nennstroms der Maschine gehalten, ist ein Anlauf prinzipiell unter Nennlast möglich. Für die meisten Anwendungsfälle wird es jedoch sinnvoller sein, den Strom mit steigender Drehzahl zu erhöhen. Ist die Anwendung bekannt, kann die Zeigerlänge in Abhängigkeit der Frequenz angepasst werden. Wird die Maschine bspw. nicht unter Last hochgefahren, kann der Zeiger im unteren Drehzahlbereich entsprechend verkürzt werden.

Die Vorteile gegenüber dem U/f -Betrieb sind der Wegfall der notwendigen Kennlinie, das Anlaufen unter Nennlast sowie die aktive Strombegrenzung durch die Stromregler.

Allerdings ist die Effizienz dieses Verfahrens insbesondere im Leerlauf sehr gering, wenn die Zeigerlänge konstant auf Nennstrom gehalten wird. In diesem Fall ist der für das Drehmoment notwendige Strom in q -Richtung sehr gering, wodurch sich ein nahezu reiner d -Strom einstellt, wenn der Betrag des Stromes konstant gehalten wird (Abbildung 3.8). Dieser wird üblicherweise bei bekannter Rotorlage zu Null geregelt, da er nichts zum Drehmoment beiträgt (vgl. Abschnitt 2.1.4). Neben dem schlechten Wirkungsgrad ist weiterhin nachteilig, dass der gesteuerte Rotorwinkel im Leerlauf bis zu 90° von dem realen Rotorwinkel abweicht. Dies macht ein Verfahren für die Anpassung des Winkels beim Übergang vom gesteuerten zum geschätzten Rotorwinkel erforderlich. [8]

Aufgrund der überwiegenden Vorteile des gesteuerten Stromzeigers wird diese Methode eingesetzt. Die Zeigerlänge wird im Weiteren konstant in Höhe des Nennstromes gehalten, um eine universelle Anwendung zu ermöglichen.

3.1.2 Übergang zwischen den Verfahren

Wie im vorangegangenen Kapitel erläutert wurde, weicht der gesteuerte Rotorwinkel abhängig von der Last und des eingeprägten Stroms vom realen Winkel ab.

Wird im Leerlauf ein Strom in q -Richtung der gesteuerten Rotorlage eingeprägt, beträgt die Abweichung fast 90 Grad, der Stromzeiger liegt dann fast auf der d -Achse der realen Rotorlage. Abbildung 3.8 veranschaulicht diesen Sachverhalt. d^g und q^g bilden dabei das rotierende Koordinatensystem, ausgehend von der gesteuerten Rotorlage θ_g .

Würde hingegen ein d -Strom mithilfe des gesteuerten Zeigers eingeprägt, wäre die Abweichung zwar im Leerlauf gering, im Lastfall jedoch wieder deutlich größer. Da der Lastfall im Allgemeinen der kritischere ist, wird ein reiner q -Anteil eingeprägt, damit weniger Anpassungen für diesen Fall nötig sind.

Wird der Rotorwinkel nun beim Wechsel vom gesteuerten in den geregelten Betrieb einfach umgeschaltet, kommt es zu Stromspitzen, da die Statorspannung durch den neuen Transformationswinkel einen Sprung erfährt. Weiterhin kommt es zu einer Drehzahlüberhöhung beim Umschalten, da der integrale Anteil des Drehzahlreglers erst den zu hohen Strom „abbauen“ muss. Durch entsprechende Anpassungen lässt sich jedoch ein solches direktes Umschalten ruckfrei realisieren.

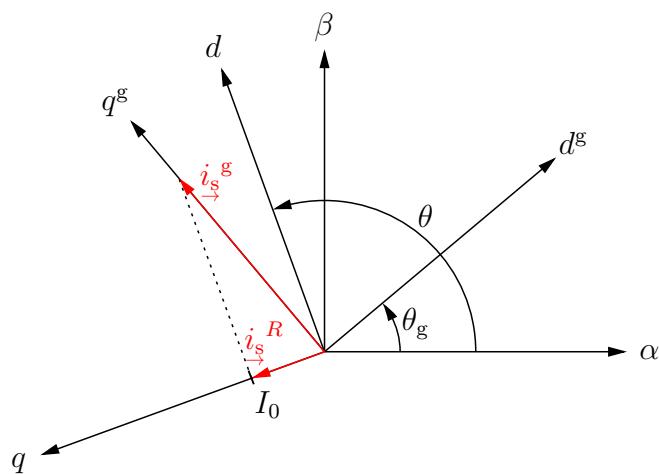


Abbildung 3.8: Gesteuerter Stromzeiger i_s^g bei geringem Lastmoment

Im Folgenden werden zwei Methoden beschrieben, die einen ruckfreien Übergang ermöglichen.

3.1.2.1 Linearer Übergang

Drehzahlbasiert

Ist ein möglichst sanfter Übergang gewünscht, sollte der Rotorwinkel langsam vom gesteuerten Winkel auf den geschätzten Winkel übergehen. Dazu wird eine untere Drehzahlschwelle definiert, an der mit dem Übergang begonnen wird und eine obere, an der der Übergang endet. In diesem Übergangsbereich wird der Winkel für die Transformation mithilfe einer linearen Gewichtungsfunktion berechnet [8]:

$$\theta_{\text{out}} = \frac{\hat{\theta}(\omega - \omega_u) + \theta_g(\omega_o - \omega)}{\omega_o - \omega_u} \quad \text{für } \omega_u \leq \omega \leq \omega_o. \quad (3.8)$$

Damit der drehmomentbildende Anteil des Stromes gleich bleibt, muss die Zeigerlänge während des Überganges verkürzt werden. Abbildung 3.9 zeigt den Stromzeiger während des Überganges. d^g und q^g spannen dabei das Koordinatensystem des gesteuerten Zeigers auf und d^{tr} sowie q^{tr} bilden das Koordinatensystem während des Überganges, basierend auf dem berechneten Winkel. Die drehmomentbildende Stromkomponente berechnet sich demnach zu

$$i_{\text{sq}}^R = i_{\text{sq}}^g \cdot \cos(\hat{\theta} - \theta_g) \quad (3.9)$$

und muss zu Beginn des Überganges bestimmt werden.

Während des Überganges wird der Zeiger nach folgender Formel verkürzt:

$$i_{\text{sq}}^{\text{tr}} = \frac{i_{\text{sq}}^R}{\cos(\hat{\theta} - \theta_{\text{tr}})}. \quad (3.10)$$

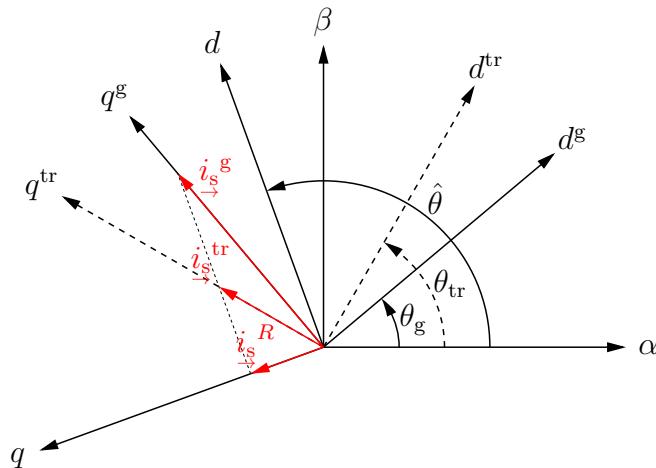


Abbildung 3.9: Stromzeiger im gesteuerten Betrieb (i_{sq}^g), im Übergangsbereich ($i_{\text{sq}}^{\text{tr}}$) und im geregelten Betrieb (i_{sq}^R)

Weil der drehmomentbildende Strom mithilfe des geschätzten Rotorwinkels bestimmt wird, ist dieser fehlerbehaftet. Dies wirkt sich im Leerlauf als ein etwas zu hoch, und im Nennlastfall als ein etwas zu gering bestimmter Strom aus. Dadurch kommt es im Leerlauf zu einer Drehzahlerhöhung und im Lastfall zu einem Drehzahlabfall nach dem Übergang, was in den Abbildungen 3.10 und 3.11 dargestellt ist.

Allerdings sollte bei diesem Verfahren der Anstieg der Solldrehzahl nicht zu langsam erfolgen, da sonst die Phase des Rotorwinkels im Übergangsbereich „wegläuft“. Daher kann das Verfahren bei manueller Drehzahlvorgabe nicht uneingeschränkt eingesetzt werden. Für einen automatischen Hochlauf mit einer vorgegebenen Rampe stellt dies jedoch kein Problem dar.

Zeitbasiert

Soll der gesamte Drehzahlbereich per manueller Drehzahlvorgabe angewählt werden können, muss das zuvor beschriebene Verfahren modifiziert werden. Dies wird dadurch erreicht, dass der Rotorwinkel in einem bestimmten Zeitfenster von dem gesteuerten auf den geschätzten übergeht. Das „Weglaufen“ der Rotorlage im Übergangsbereich kann somit verhindert werden. Allerdings muss die Anstiegsrate der Solldrehzahl im Übergang begrenzt werden, um einen zu schnellen Übergang zu verhindern. Praktisch wird dazu die gesteuerte Rotorlage so lange integriert, bis die Differenz zwischen $\hat{\theta}$ und θ_{tr} Null wird. Die Zeitkonstante des Integrators wird dabei so gewählt, dass eine ähnliche Steigung wie bei der drehzahlbasierten Variante erreicht wird.

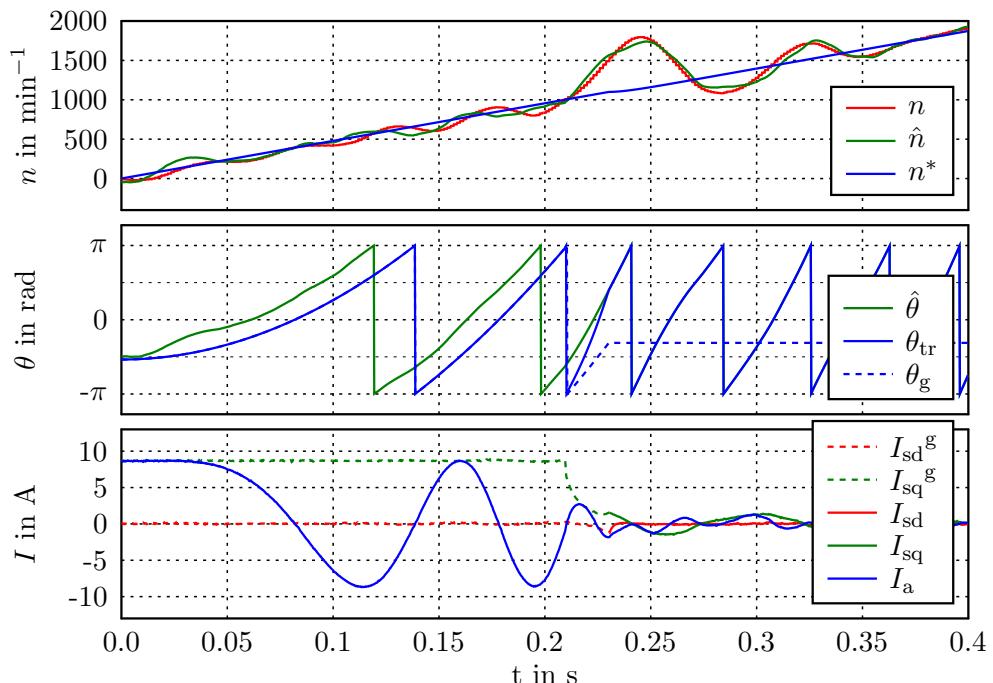


Abbildung 3.10: Flussschätzer: Verfahrenswechsel mittels linearem Übergang (im Leerlauf)

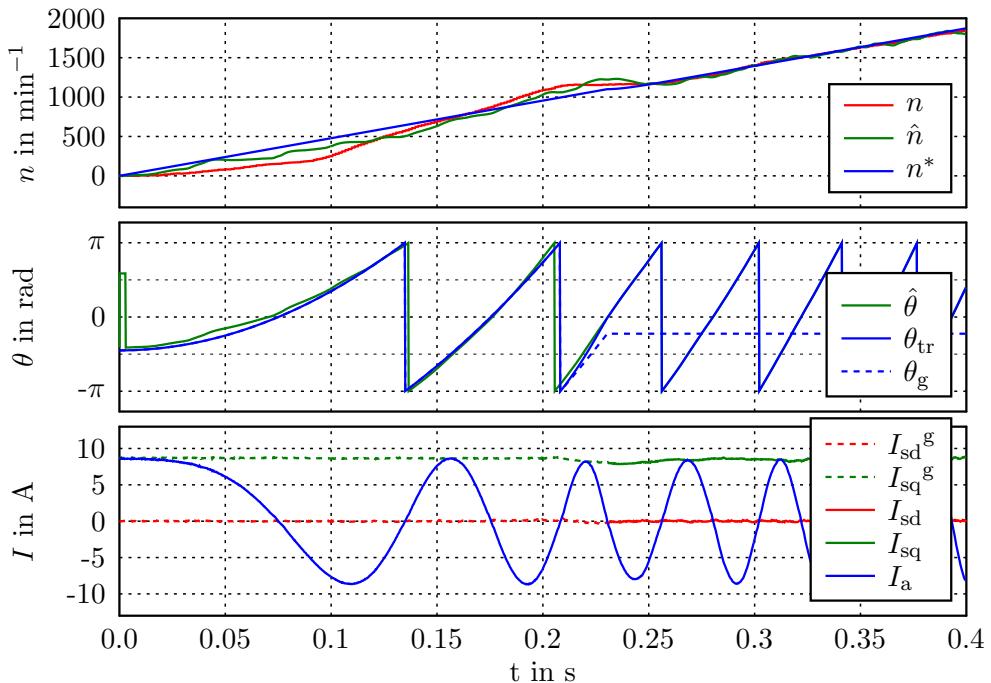


Abbildung 3.11: Flussschätzer: Verfahrenswechsel mittels linearem Übergang (unter Nennlast)

3.1.2.2 Direktes Umschalten

Ist eine schnelle Umschaltung ohne einen Übergangsbereich erwünscht, kann der Winkel unmittelbar umgeschaltet werden. Durch entsprechende Maßnahmen kann ein nahezu ruckfreier Übergang ohne Stromspitzen erreicht werden. Lediglich für $i_{sq}^R \neq i_{sq}^g$ erfolgt eine sprungförmige Änderung des Stromes in Höhe deren Differenz.

Bei Erreichen der Umschaltschwelle wird zunächst die Differenz zwischen geschätzter und gesteuerter Rotorlage bestimmt. Der für das Drehmoment notwendige Strom wird, wie bei den anderen beiden Methoden, mithilfe von Gl. 3.9 bestimmt und als neuer Sollwert dem Stromregler zugeführt. Der Rotorwinkel kann nun auf den geschätzten Winkel umgeschaltet werden. Der Drehzahlregler wird anschließend eingeschaltet. Dabei muss beachtet werden, dass dieser korrekt initialisiert wird (vgl. Abschnitt 4.3.6), damit keine sprungförmigen Ausgangssignale beim Einschalten ausgegeben werden. Anschließend erfolgt die Clarke- und die Park-Transformation mit dem neuen Winkel. Damit der Stromregler, bedingt durch die neu transformierten Sollwerte, keine sprungförmige Regelabweichung „sieht“, wird dessen Integrator und Regelabweichung zu Null gesetzt. Der Spannungszeiger im rotorfesten Koordinatensystem muss nun um den geänderten Winkel zurückgedreht werden, damit sich der statorfeste Spannungszeiger nicht sprungförmig ändert. Nachdem der Stromregler mit den neuen Werten ausgeführt wurde, wird dessen Ausgangsspannung zurück in Ständerkoordinaten transformiert und dem Wechselrichter zugeführt. Einen Abtastschritt später wird zuletzt nur noch der Sollwert für i_{sd} wieder auf Null gesetzt. Wie die Abbildungen 3.12 und 3.13 zeigen, ermöglicht das direkte Umschalten einen Wechsel zwischen den Verfahren ohne

nennenswerte Drehzahländerungen. Aus diesem Grund wird dieses Verfahren im weiteren Verlauf verwendet.

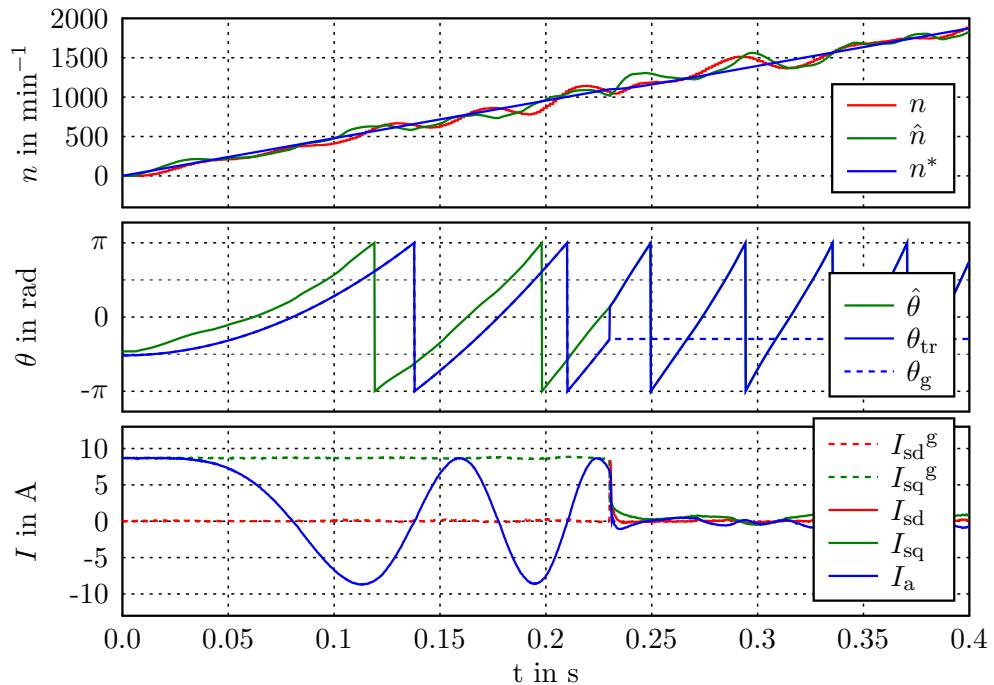


Abbildung 3.12: Flusssschätzer: Verfahrenswechsel durch Umschalten (im Leerlauf)

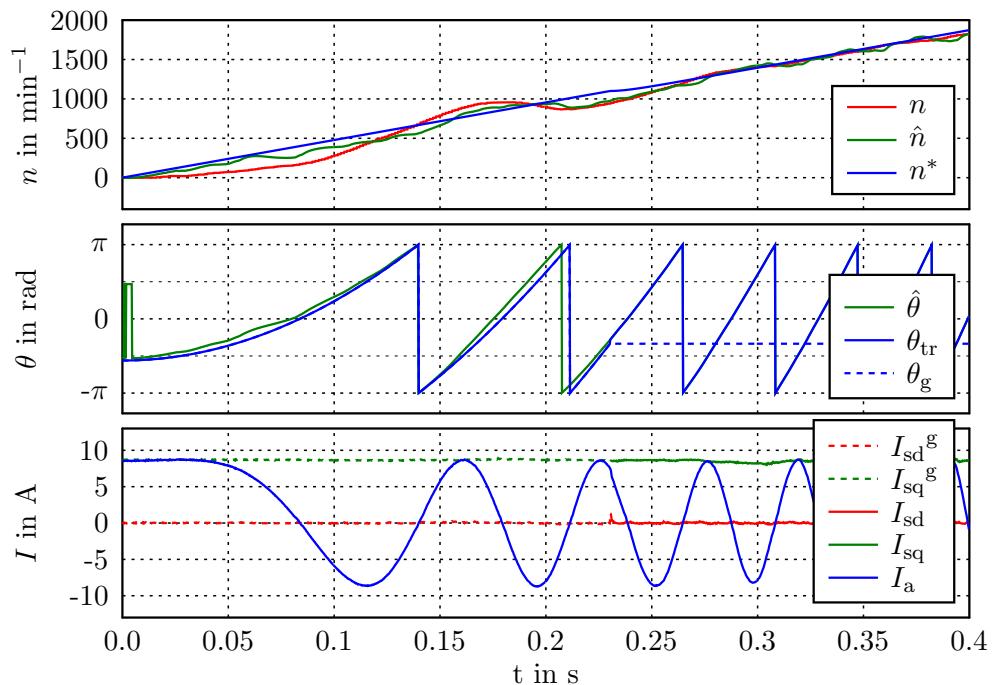


Abbildung 3.13: Flusssschätzer: Verfahrenswechsel durch Umschalten (unter Nennlast)

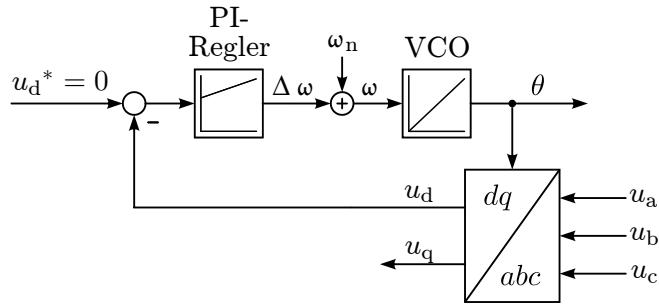


Abbildung 3.14: Grundstruktur der SRF-PLL [7]

3.2 Phase-Locked Loop (PLL)

Die weiteren beiden Verfahren zur Lage- und Drehzahlschätzung verwenden einen Phasenregelkreis (PLL) zur Schätzung der Rotorlage. Sie basieren auf der selben Struktur mit synchronem Bezugssystem (SRF-PLL⁵ [7], Abbildung 3.14), wie sie auch bei der Synchronisierung von Stromversorgungsnetzen Verwendung findet. Jedoch ist das Eingangssignal in diesem Fall anstatt von u_d ein Fehlersignal, welches aus geschätzten und gemessenen Größen berechnet wird. Ist dieses ungleich Null, weichen die geschätzten Größen von den realen ab, was wiederum auf eine Abweichung der geschätzten Rotorlage von der realen zurückzuführen ist. Das Fehlersignal wird daher einem Phasenregelkreis zugeführt, um den Fehler zu Null zu regeln. Ist der Fehler Null, liegt der Gleichung zufolge die Rotorposition vor.

Im Folgenden wird zuerst hergeleitet, wie aus den messbaren Größen der Spannungsgleichung die Fehlergleichung zustande kommt. Anschließend werden die darauf aufbauenden Verfahren detaillierter beschrieben.

Fehlergleichung

Dafür wird zunächst ein Bezugssystem geschaffen, welches von der Differenz zwischen realem und geschätztem Rotorwinkel $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ ausgeht. Die Transformation erfolgt mithilfe der Transformationsmatrix, die schon von der Park-Transformation (Gl. 2.7) bekannt ist:

$$\mathbf{T}_P(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}. \quad (3.11)$$

Ausgehend von der Spannungsgleichung in Matrixform (vgl. Abschnitt 2.1.3)

$$\mathbf{u} = \mathbf{Z} \mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{di}{dt} + \omega \boldsymbol{\Psi}_{PM} \quad (3.12)$$

⁵Synchronous Reference Frame PLL

mit

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s \end{pmatrix}, \mathbf{i} = \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}, \mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{pmatrix} \text{ und } \Psi_{PM} = \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

können die geschätzten und realen Spannungen als Funktion der gemessenen Ströme dargestellt werden:

$$\hat{\mathbf{u}} = \hat{\mathbf{Z}} \mathbf{i} + \hat{\omega} \Psi_{PM}, \quad (3.14)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{Z} \mathbf{T}_P^{-1}(\hat{\theta}) \mathbf{i} + \omega \Psi_{PM}. \quad (3.15)$$

Dabei beinhaltet der Vektor \mathbf{i} die gemessenen Ströme ausgehend vom geschätzten Winkel $\hat{\theta}$. Die Ableitungen der Ströme können vernachlässigt werden, da die Dynamik des Stromreglers in der Regel höher ist als die des Schätzers. Mit der Definition [16] des Spannungsfelchers ε folgt mit Gl. 3.14 und 3.15

$$\varepsilon = \mathbf{u} - \hat{\mathbf{u}} = (\mathbf{Z} \mathbf{T}_P^{-1}(\hat{\theta}) - \hat{\mathbf{Z}}) \mathbf{i} + (\omega - \hat{\omega}) \Psi_{PM}. \quad (3.16)$$

Unter der Annahme, dass ω gut geschätzt ist ($\hat{\omega} \approx \omega$), folgt $\hat{\mathbf{Z}} \approx \mathbf{Z}$ und somit ist

$$\varepsilon = (\mathbf{T}_P^{-1}(\hat{\theta}) - \mathbf{E}) \mathbf{Z} \mathbf{i}. \quad (3.17)$$

Vergleicht man dessen d -Komponente

$$\varepsilon_d = \underbrace{\left(R_s \cos(\tilde{\theta}) - \omega L_s \sin(\tilde{\theta}) \right) i_{sd} - \left(\cos(\tilde{\theta}) \omega L_s + R_s \sin(\tilde{\theta}) \right) i_{sq}}_{= u_{sd}} - R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq} \quad (3.18)$$

mit der d -Komponente von Gleichung 3.15 ergibt sich folgende Fehlergleichung, die als Eingang für die PLL genutzt wird [16]:

$$\varepsilon_d = u_{sd} - R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq}. \quad (3.19)$$

3.2.1 PLL mit P-Regler

Das Prinzip dieser Struktur [3], welche im Folgenden mit P-PLL bezeichnet wird, ist folgende: Der Ausgang der Fehlergleichung (Gl. 3.19) stellt die Eingangsgröße des Regelkreises dar. Dieses Signal wird über einen Proportionalfaktor verstärkt und einem Filter zugeführt, dessen Ausgang die geschätzte elektrische Winkelgeschwindigkeit darstellt. Mithilfe eines Integrators wird daraus der Rotorwinkel erzeugt, der auch für die Transformation genutzt wird. Für hohe positive Drehzahlen würde diese Struktur bereits genügen. Um den Einsatzbereich für geringere Drehzahlen zu erweitern, wird eine Vorsteuerung hinzugefügt. Dazu stellt man die q -Komponente der Ständerspannungsgleichung (Gl. 2.13) entsprechend um. Verwendet man die Sollwerte der Ströme anstelle der Istwerte, kann der Einfluss der EMV-Störungen

verringert werden. Folglich kann der Term $L_s i_{sd}$ entfallen, da $i_{sd}^* = 0$. Man erhält somit folgenden Ausdruck für die elektrische Winkelgeschwindigkeit:

$$\omega = \frac{u_{sq} - R_s i_{sq}}{\Psi_{PM}}, \quad (3.20)$$

der dem Ausgang hinzuaddiert wird. Im Gegensatz zur Simulation (lang gestrichelter Pfad) zeigten sich in der Praxis bessere Ergebnisse, wenn dieser Wert ebenfalls gefiltert wird, wie in [13]. Dies verlagert den Additionspunkt vor den Filter, wodurch ein zusätzlicher Filter eingespart werden kann.

Um auch einen negativen Drehzahlbereich zuzulassen, muss das Vorzeichen des Verstärkungsfaktors entsprechend angepasst werden. Dies geschieht hier durch Multiplikation mit $\text{sgn}(\hat{\omega})$ ⁶.

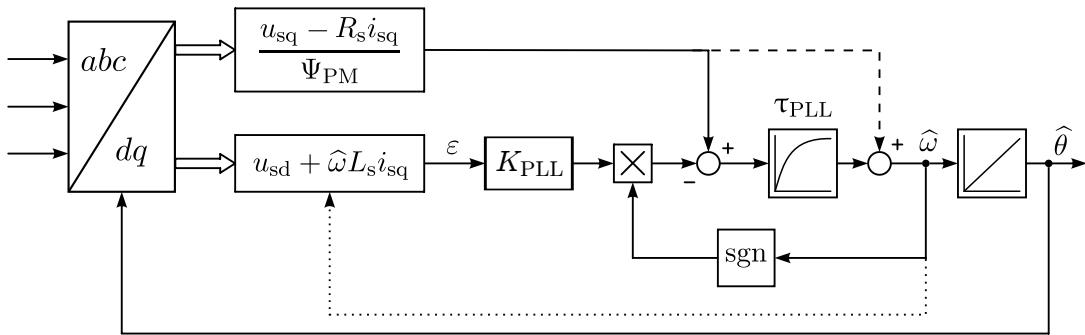


Abbildung 3.15: Blockschaltbild der PLL mit P-Regler

Die Filterzeitkonstante τ_{PLL} kann relativ frei gewählt werden. Sie sollte sich aber in der Größenordnung der Motorzeitkonstante bewegen.

Die Auslegung des Parameters K_{PLL} basiert auf der folgenden Stabilitätsbetrachtung der Differentialgleichung für den quasistationären Fall [3]:

Ausgegangen wird von dem Spannungszeiger in Ständerkoordinaten

$$\underline{\underline{u_s}}^S = u_s \begin{pmatrix} \cos(\theta + \varphi) \\ \sin(\theta + \varphi) \end{pmatrix}, \quad (3.21)$$

der in Rotorkoordinaten wie folgt dargestellt wird:

$$\underline{\underline{u_s}}^R = T_P(\theta + \delta) \underline{\underline{u_s}}^S = u_s \begin{pmatrix} \cos(\theta + \delta) & \sin(\theta + \delta) \\ -\sin(\theta + \delta) & \cos(\theta + \delta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\theta + \varphi) \\ \sin(\theta + \varphi) \end{pmatrix}. \quad (3.22)$$

⁶ $\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & \text{für } x > 0 \\ 0 & \text{für } x = 0 \\ -1 & \text{für } x < 0 \end{cases}$

δ stellt dabei die Abweichung der geschätzten von der realen Rotorlage dar und φ die Lage des Spannungszeigers. Die für die Fehlergleichung relevante d -Komponente ist demnach

$$u_{sd} = u_s \left(\cos(\theta + \varphi) \cos(\theta + \delta) + \sin(\theta + \varphi) \sin(\theta + \delta) \right). \quad (3.23)$$

Die Annahme, dass der Spannungszeiger auf der q -Achse liegt, also $\varphi \approx \pi/2$, führt zu der Vereinfachung

$$u_{sd} \approx u_s \left(-\sin(\theta) \cos(\theta + \delta) + \cos(\theta) \sin(\theta + \delta) \right). \quad (3.24)$$

Mithilfe eines Additionstheorems⁷ vereinfacht sich die Gleichung schließlich zu

$$u_{sd} \approx u_s \sin(\delta) \quad (3.25)$$

und kann für kleine δ folgendermaßen linearisiert werden:

$$u_{sd} \approx u_s \delta. \quad (3.26)$$

Mit $u_s \approx u_{sq}$ ergibt sich aus dem Blockschaltbild (Abbildung 3.15) für die geschätzte Drehzahl die Gleichung

$$\hat{\omega} = \frac{u_s - R_s i_{sq}}{\Psi_{PM}} - K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega})(u_s \delta + \hat{\omega} L_s i_{sq}). \quad (3.27)$$

Mit der Beziehung

$$\hat{\omega} = \dot{\delta} \quad (3.28)$$

folgt die entsprechende Differentialgleichung zu

$$\dot{\delta} = -\frac{K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) u_s}{1 + K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) L_s i_{sq}} \delta + \frac{u_s - R_s i_{sq}}{(1 + K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) L_s i_{sq}) \Psi_{PM}}. \quad (3.29)$$

Für die Stabilität der homogenen Differentialgleichung müssen alle Eigenwerte einen negativen Realteil besitzen. Demnach muss gelten:

$$-\frac{K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) u_s}{1 + K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) L_s i_{sq}} < 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) u_s}{1 + K_{PLL} \operatorname{sgn}(\hat{\omega}) L_s i_{sq}} > 0. \quad (3.30)$$

Für $K_{PLL} > 0$ und $\hat{\omega} > 0$ folgt die Bedingung

$$1 + K_{PLL} L_s i_{sq} > 0 \quad \Rightarrow \quad K_{PLL} > -\frac{1}{L_s i_{sq}} \quad (3.31)$$

⁷ $\sin(\alpha \pm \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) \pm \cos(\alpha) \sin(\beta)$

und für $K_{\text{PLL}} > 0$ und $\hat{\omega} < 0$ folgt

$$-1 + K_{\text{PLL}} L_s i_{\text{sq}} < 0 \Rightarrow K_{\text{PLL}} < \frac{1}{L_s i_{\text{sq}}} . \quad (3.32)$$

Betrachtet man die inhomogene Lösung, so lässt sich für Differentialgleichungen dieser Form zeigen, dass die inhomogenen Lösungen $\delta_1(t)$ und $\delta_2(t)$ gegeneinander konvergieren:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\delta_1(t) - \delta_2(t)) = 0 . \quad (3.33)$$

Somit hat der partikuläre Teil keinen Einfluss auf die Stabilität.

Die Grenzen von K_{PLL} ergeben sich somit wie folgt:

$$0 < K_{\text{PLL}} < \frac{1}{L_s i_{\text{s,max}}} . \quad (3.34)$$

In [13] ist ein Verfahren vorgestellt, welches dem hier beschriebenen sehr ähnlich ist. Wird dessen Struktur so umgeformt, dass die Berechnung der Fehlergleichung in rotorfesten Koordinaten erfolgt, ergibt sich – etwas vereinfacht – das in Abbildung 3.16 dargestellte Blockschaltbild. Der wesentliche Unterschied dieser Struktur zur P-PLL-Struktur besteht in der Vorsteuerung. In [13] bzw. Abbildung 3.16 wird das Spannungssignal vorgesteuert, während dies bei der P-PLL-Struktur direkt mit dem Signal der Frequenz erfolgt. Der Verstärkungsfaktor K_{PLL} wird bei dieser Struktur mit $1/\Psi_{\text{PM}}$ festgelegt. Dieser kann auch als Ausgangswert für den Verstärkungsfaktor der P-PLL genutzt werden.

Die praktischen Versuche mit dieser Struktur ergaben ein geringfügig schlechteres Lastverhalten, weshalb nicht näher auf diese eingegangen wird. Auf der beigefügten CD ist ein Simulink-Modell dieser Struktur zu finden.

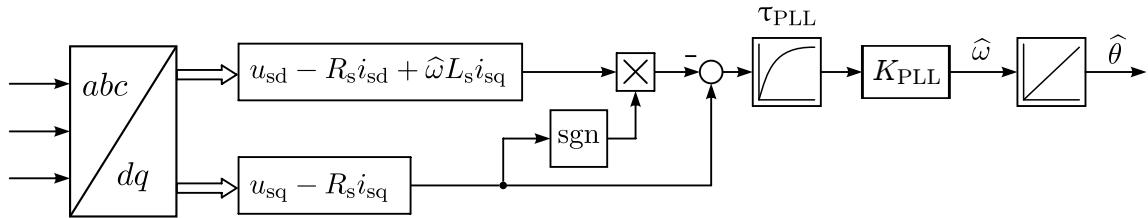


Abbildung 3.16: PLL-Struktur nach [13]

3.2.2 PLL mit PI-Regler

Dieses Verfahren kann als eine Erweiterung des vorhergehend beschriebenen Verfahrens (P-PLL) betrachtet werden, da es die gleiche Grundstruktur besitzt. Um eine genauere Schätzung zu erreichen, wird zunächst der P-Regler durch einen PI-Regler ersetzt, weshalb es in dieser Arbeit auch mit PI-PLL bezeichnet wird. Weiterhin werden die Parameter des Reglers

und des Filters dynamisch an die Drehzahl im unteren Bereich angepasst. Abbildung 3.17 zeigt die grundsätzliche Struktur.

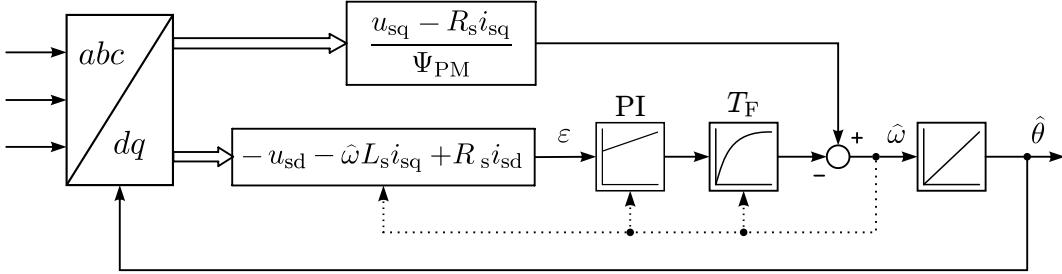


Abbildung 3.17: Struktur der PLL mit PI-Regler

Ausgangspunkt stellt das zeitvariante Filter dar, dessen Zeitkonstante T_F im unteren Drehzahlbereich wie folgt angepasst wird:

$$T_F = T_{F,PLL} \frac{\omega_g}{\tilde{\omega}} = \frac{1}{\alpha \tilde{\omega}} \quad \text{mit } \alpha = \frac{1}{T_{F,PLL} \omega_g}. \quad (3.35)$$

T_F soll sich nur innerhalb der Grenzen

$$\frac{T_{F,PLL}}{\beta} < T_F < T_{F,PLL}, \quad \beta > 1 \quad (3.36)$$

bewegen, weshalb $\tilde{\omega}$ auf das Intervall $\omega_g < \tilde{\omega} < \beta \omega_g$ beschränkt wird. Dies wird mit

$$\tilde{\omega} = \left| \text{saturation}(\text{sgn}(\omega)(|\omega| + \omega_g)) \right| \quad (3.37)$$

erreicht. „ $\text{sgn}(\omega)(|\omega| + \omega_g)$ “ fügt $\hat{\omega}$ einen Offset in Höhe von ω_g hinzu und „ saturation “ begrenzt das Signal auf $|\omega| < \omega_g$. Die anschließende Betragsbildung ist notwendig, damit auch bei negativer Drehzahl der Filterkoeffizient positiv bleibt. Das vollständige Blockschaltbild dieses Verfahrens in Abbildung 3.18 veranschaulicht dies.

Die Reglerparameter müssen demnach auch an die veränderliche Zeitkonstante angepasst werden. Nach dem symmetrischen Optimum (vgl. Abschnitt 2.1.4.2) ergeben sich diese zu

$$T_N = a^2 T_F = a^2 T_{F,PLL} \frac{\omega_g}{\tilde{\omega}} = T_{N,PLL} \cdot \frac{1}{\tilde{\omega}} \quad \text{mit } T_{N,PLL} = a^2 T_{F,PLL} \omega_g = \frac{a^2}{\alpha} \quad (3.38)$$

und

$$V_R = \frac{1}{a V_S T_F} = \frac{\tilde{\omega}}{a T_{F,PLL} \omega_g} = V_{R,PLL} \cdot \tilde{\omega} \quad \text{mit } V_{R,PLL} = \frac{1}{a T_{F,PLL} \omega_g} = \frac{\alpha}{a}. \quad (3.39)$$

Allerdings hat sich in der Praxis gezeigt, dass dies bei manchen Maschinen zu Stabilitätsproblemen im oberen Drehzahlbereich führt. Aus diesem Grund wurde die Reglerverstärkung für $\omega < \omega_g$ konstant gehalten und anschließend abgesenkt. Dadurch wird erreicht, dass der Reglerparameter a für Gl. 3.39 mit zunehmender Drehzahl erhöht wird. Diese Variante wird

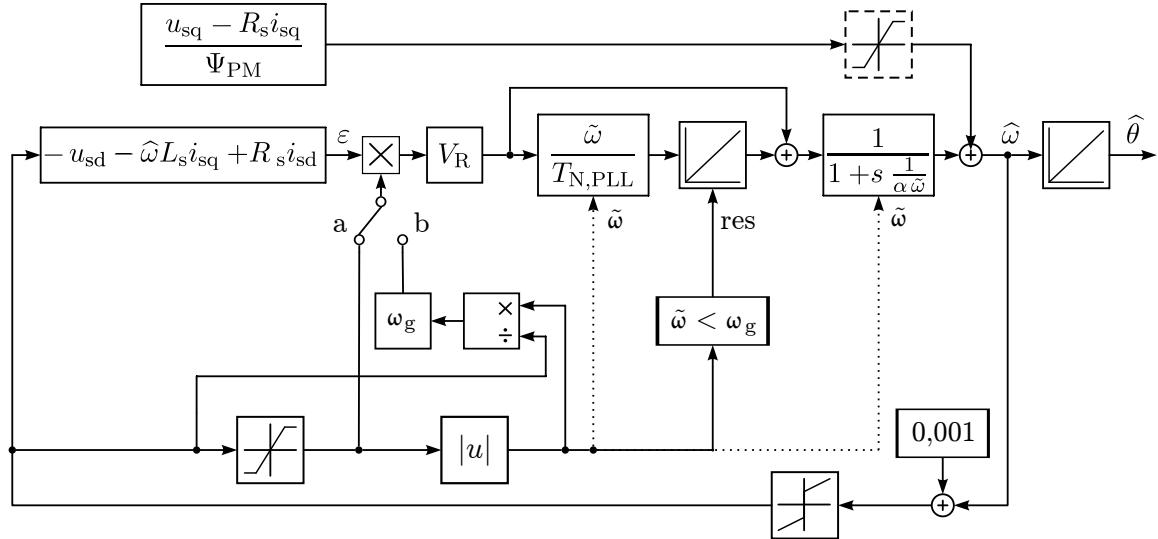


Abbildung 3.18: Detailliertes Blockschaltbild der PLL mit PI-Regler

im Blockschaltbild (Abbildung 3.18) in der Schalterstellung b erreicht. Abbildung 3.19 veranschaulicht das Verhalten der Parameter.

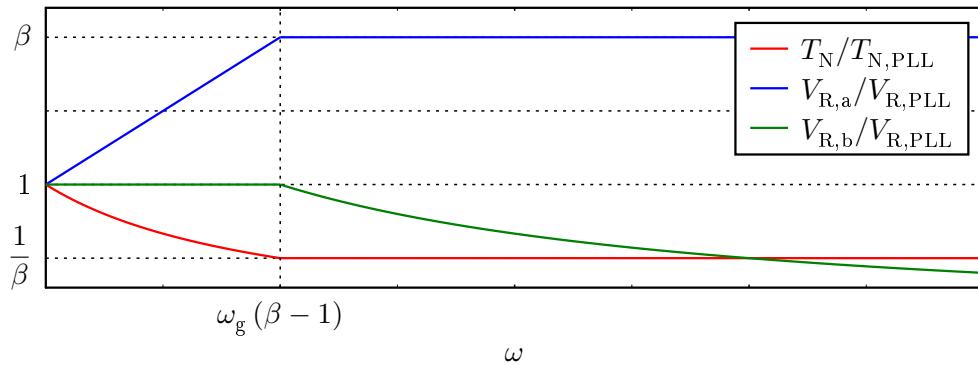


Abbildung 3.19: Adoptionsbereich der Parameter des PI-PLL-Verfahrens (normierte Darstellung)

Weiterhin ist noch zu erwähnen, dass die geschätzte Drehzahl gering vorgesteuert werden muss, damit die Signum-Funktion einen Ausgang ungleich Null liefert. Dieser Wert sollte nicht zu groß gewählt werden, um den Drehzahlwert nicht zu verfälschen. Im Blockschaltbild wird dies durch eine Addition von 0,001 im unteren rechten Zweig erreicht.

Dem Blockschaltbild ist zu entnehmen, dass für $\tilde{\omega} < \omega_g$ der Integrator deaktiviert wird, da in diesem Bereich die Auswertung der induzierten Spannungen sehr fehlerbehaftet ist.

Es hat sich außerdem herausgestellt, dass bessere Eigenschaften erreicht werden, wenn i_{sd} für die Berechnung nicht vernachlässigt wird. Er wird zwar zu Null geregelt, aber wenn sich der geschätzte Transformationswinkel schneller ändert, als der Stromregler dies ausgleichen kann, resultiert dies in einem $i_{sd} \neq 0$.

4 Praktische Umsetzung

Dieses Kapitel beschreibt den grundsätzlichen Aufbau des Systems, welches für die praktischen Versuche verwendet wird. Wie in Abbildung 4.1 dargestellt ist, besteht dieses im wesentlichen aus dem Motorprüfstand und dem Motorregler. Der Motorregler setzt sich dabei aus einem Mikrocontroller-Entwicklungsboard und einer dafür entwickelten Leistungsstufe zusammen. Nach einer kurzen Beschreibung des Motorprüfstandes folgt eine Beschreibung der Leistungsstufe. Anschließend wird auf den Aufbau und Ablauf der Software des Mikrocontrollers eingegangen. Dazu gehört neben dem zeitlichen Ablauf auch die Überführung der zeitkontinuierlichen Systeme in diskrete, was am Beispiel des PI-Reglers beschrieben wird.

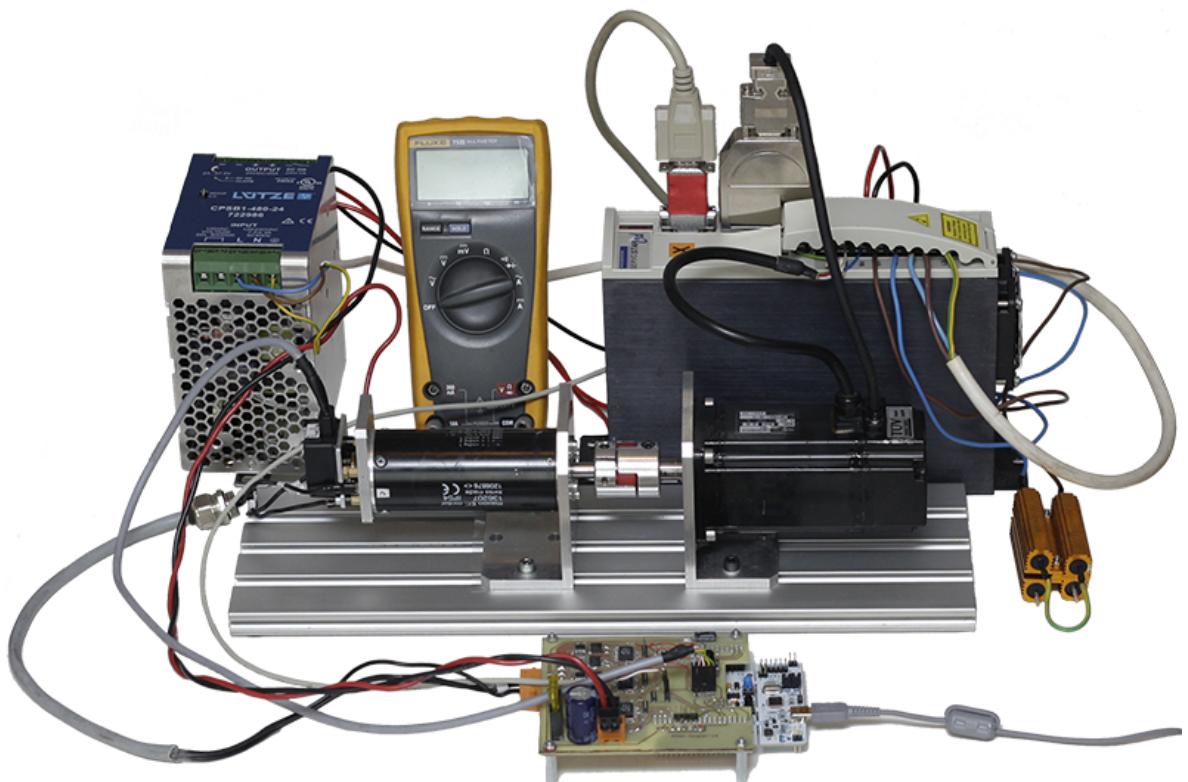


Abbildung 4.1: Der komplette Motorprüfstand mit Motorregler

4.1 Motorprüfstand

Der Motorprüfstand verwendet einen AC-Servomotor als aktive Last. Gesteuert wird dieser über ein Analogsignal vom Mikrocontroller. Der Prüfling ist eine 24 V permanenterregte Synchronmaschine, welche über eine Klauenkupplung mit dem Servomotor verbunden ist. Zum Vergleich der geschätzten Rotorlage mit der realen wurde an dem Prüfling ein Encoder angebracht. Die technischen Daten der beiden Motoren sind im Anhang [A](#) aufgeführt.

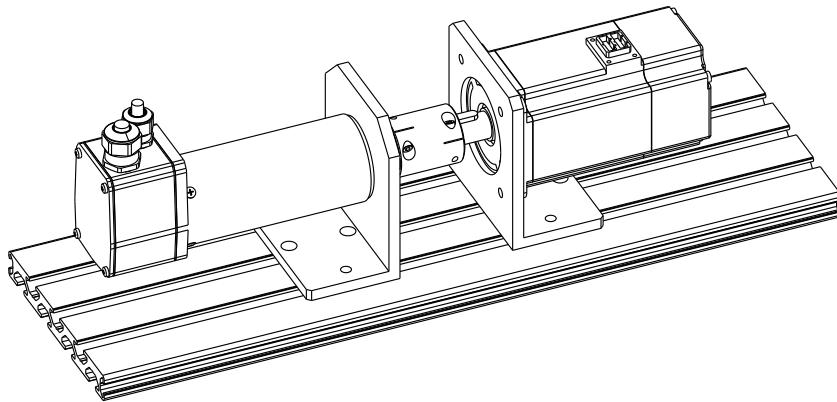


Abbildung 4.2: Der Motorprüfstand. Links der Prüfling, rechts die Lastmaschine

4.2 Motorregler

Für die Versuche an der realen Maschine wurde eine entsprechende Leistungsstufe entwickelt, die zusammen mit einem Mikrocontrollerboard den Motorregler darstellt (Abbildung [4.3](#) und [4.4](#)).

Als Mikrocontrollerboard wurde ein Entwicklungsboard der *Nucleo*-Reihe von ST Microelectronics verwendet. Dieses Board enthält neben einem 32-Bit Fließkommaprozessor (Cortex M4F Kern) noch eine Debug- und Programmierschnittstelle (ST-Link) für den PC. Sämtliche Ein- und Ausgänge des Mikrocontrollers sind über Stiftleisten nach außen geführt. Mithilfe dieser Stiftleisten wird die Leistungsstufe kontaktiert.

Die Idee besteht darin, möglichst einfach zwischen verschiedenen Leistungsstufen wechseln zu können. Die Leistungsstufe enthält im wesentlichen drei Halbbrücken mit MOSFETs⁸ zur Einprägung der Phasenströme. Weiterhin sind zwei Hallsensoren zur Messung der Phasenströme untergebracht. Die Stromlaufpläne sind dem Anhang [B.2](#) zu entnehmen.

⁸Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor: Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate

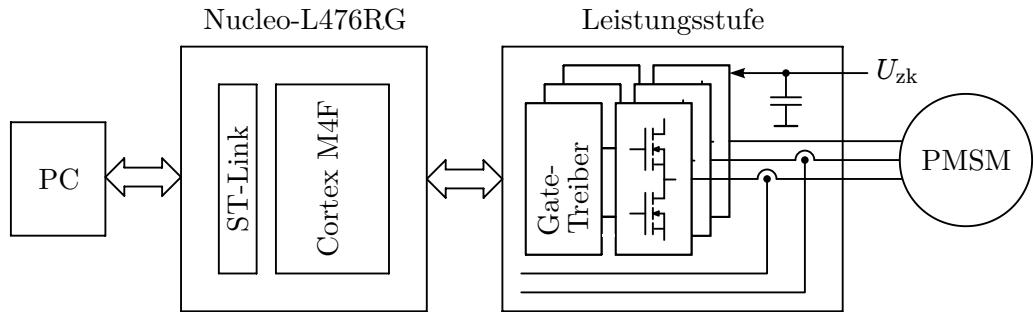


Abbildung 4.3: Blockschaltbild des Motorreglers

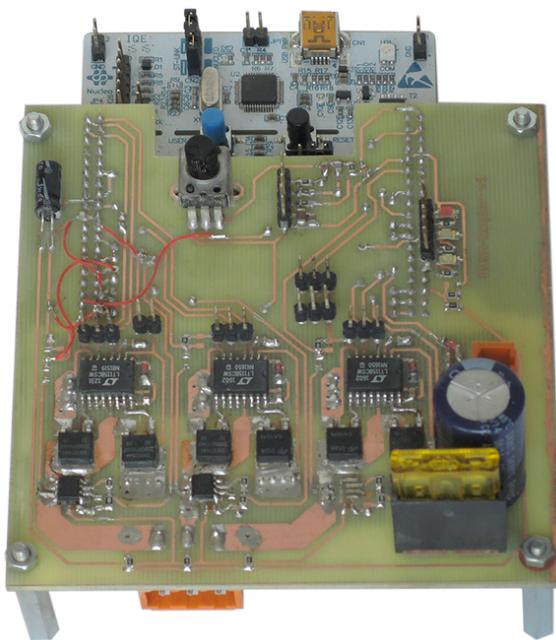


Abbildung 4.4: Der Motorregler: Leistungsteil aufgesteckt auf das Mikrocontrollerboard

MOSFET-Treiber

MOSFETs benötigen in der Praxis eine gewisse Zeit, bis sie komplett ein- bzw. ausgeschaltet sind, da ihre Gate-Kapazität erst umgeladen werden muss. Folgt das Einschalten eines MOSFETs in der Halbbrücke unmittelbar nach dem Ausschalten des anderen, führt das dazu, dass beide MOSFETs für einen kurzen Moment leitend sind, was einem Kurzschluss gleich kommt. Eine Möglichkeit dies zu verhindern, ist eine definierte Zeit zu warten, nachdem der eine aus- und der andere wieder eingeschaltet wird. Allerdings muss diese Totzeit an die Gate-Kapazität angepasst werden. Die verwendeten MOSFET-Treiber setzen im Gegensatz dazu einen sogenannten „Adaptive Non-Overlap“-Mechanismus ein. Dabei wird die Gate-Source-Spannung des auszuschaltenden MOSFETs beim Ausschalten gemessen. Erst wenn diese einen gewissen Schwellwert unterschreitet, wird der andere MOSFET eingeschaltet. Somit kann eine „Überlappung“ effektiv verhindert werden, ohne dass Totzeiten angepasst werden müssen.

4.3 Softwareseitige Implementierung

In diesem Abschnitt soll die Implementierung auf einem Mikrocontroller näher beschrieben werden. Beginnend mit dem allgemeinen Ablauf folgen anschließend Details zur zeitlichen Abfolge einer Abtastperiode sowie zur Pulswidtemodulation.

Weiterhin wird auf die praktische Umsetzung von zeitkontinuierlichen Strukturen in ein digitales System eingegangen. Dies wird am Entwurf eines digitalen Filters und der Diskretisierung eines PI-Reglers veranschaulicht.

4.3.1 Startphase

Nachdem der Mikrocontroller eingeschaltet wurde und dessen Konfiguration durchlaufen ist, werden zunächst die Endstufen aktiviert. Dann erfolgt die Erfassung des Offsets der Stromsensoren sowie das Ausrichten des Rotors.

Offseterfassung

Die Hall-Sensoren liefern bei einem Strom von 0 A eine Spannung von 2,5 V am Ausgang damit auch negative Ströme bei einer positiven Betriebsspannung dargestellt werden können. Der Aussteuerbereich der Stromsensoren ist in diesem Fall höher als die maximale Eingangsspannung des AD-Wandlers, weshalb deren Ausgangsspannungen durch einen Spannungsteiler reduziert werden müssen. Bedingt durch die Toleranzen und die Temperaturabhängigkeit der Widerstände wäre eine rechnerische Bestimmung des Offsets zu ungenau. Ein geringfügiger überlagerter Gleichanteil bei der Stromerfassung würde unweigerlich zu einer überlagerten Sinusschwingung der d - und q -Ströme durch die Park-Transformation führen. Der Stromregler würde versuchen diese vermeintliche Welligkeit auszuregeln, was in einer Welligkeit der Drehzahl resultieren würde. Aus diesem Grund wird der Ausgang der Stromsensoren etwa

eine Sekunde lang mit einem sehr niederfrequenten Filter gefiltert. Anschließend wird dieser Wert gespeichert und im weiteren Ablauf für die Berechnung der Ströme verwendet.

Ausrichten des Rotors

Ein weiteres Augenmerk wird auf das Einschalten des Stromreglers gelegt. Erfolgt das Einschalten des Stromreglers sprunghaft, führt dies auch zu einer sprunghaften Spannung, da sich der Rotor erst ausrichten muss. Dies kann ein längeres Einschwingen des Rotors zur Folge haben [8]. Außerdem führt dies zu einem unerwünschten Drehmomentruck. Umgangen werden kann dies prinzipiell durch das Ausrichten des Rotors mit einer rampenförmig ansteigenden Spannung. Eine ähnliche Möglichkeit, welche hier umgesetzt wurde, besteht darin, die Verstärkung des Stromreglers vor dem Einschalten um den Faktor 100 zu reduzieren. Dadurch erfolgt die Spannungszunahme nur langsam. Wenn der Ausrichtvorgang beendet ist, werden die Reglerparameter wieder auf ihre Nennwerte gesetzt.

4.3.2 Ablauf der Hauptroutine

Der wesentliche Ablauf innerhalb eines Abtastintervalls ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Begonnen wird mit der Filterung und Berechnung der langsamen Analogkanäle (ADC3) zur Erfassung der Zwischenkreisspannung und des analogen Sollwerteingangs. Anschließend werden die Phasenströme mithilfe des zuvor erfassten Offsets berechnet. Diese werden zuerst mit den vorgegebenen Maximalwerten verglichen, um Wechselrichter und Motor im Fehlerfall zu schützen. Als weitere Schutzmaßnahme erfolgt in diesem Rahmen eine Unterspannungserkennung. Sinkt die Zwischenkreisspannung unter etwa 8 V, reicht die Spannung nicht mehr aus, um die MOSFETs vollständig durchzuschalten. Mit abnehmender Gate-Source-Spannung würden deren ohmsche Verluste zunehmen, wodurch diese thermisch zerstört werden können. Anschließend erfolgt die Transformation der Ströme in d,q -Koordinaten mit dem zuvor geschätzten Rotorwinkel. Mit diesen Werten werden nun der entsprechende Schätzalgorithmus und die Regler berechnet. Die vom Stromregler berechnete Ausgangsspannung wird nun wieder zurück in Ständerkoordinaten transformiert. Zuletzt wird das Tastverhältnis für die Pulsweitenmodulation berechnet, wozu die anfangs gemessene Zwischenkreisspannung benötigt wird.

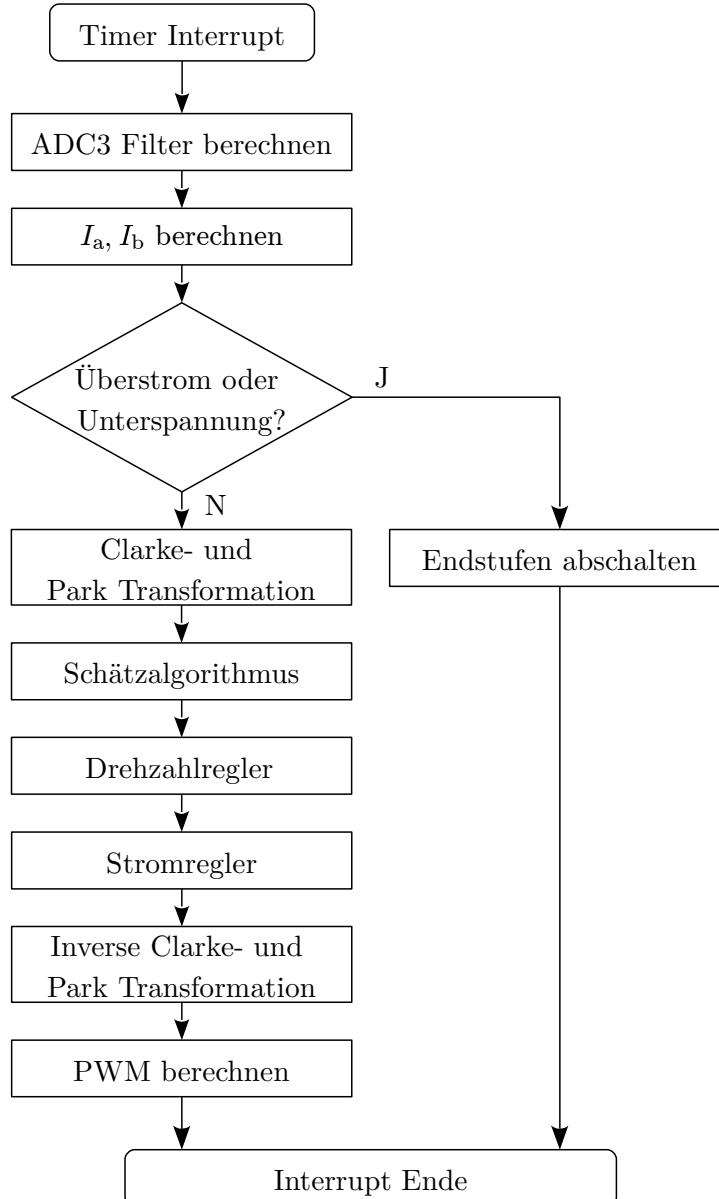


Abbildung 4.5: Programmablauf während einer Abtastperiode

4.3.3 PWM-Erzeugung und AD-Wandlung

Die PWM wird für alle drei Kanäle mittig zentriert erzeugt, wie in Abbildung 4.6 veranschaulicht. Dies ist wichtig, da der Strom in der Regel nur einmal pro PWM-Periode erfasst wird. In diesem Fall erfolgt dies nur jede zweite Periode, weil die Berechnungsdauer der Algorithmen mehr als eine Periode einnimmt. Nach jedem Erreichen von Null des PWM-Zählers wird das *Update-Event-Flag* gesetzt (UEV). Mithilfe des *Repetition-Counters* wird dafür gesorgt, dass der Timer-Interrupt, in welchem die Berechnungen ausgeführt werden, nur jedes zweite Update-Event ausgelöst wird. Da die passiven RC-Filter an den Ausgängen der Stromsenso- ren nur eine mäßige Filterwirkung haben, werden die Phasenströme in der Software durch ein Filter zweiter Ordnung geglättet. Um die notwendige Abtastrate für die Filter zu erreichen,

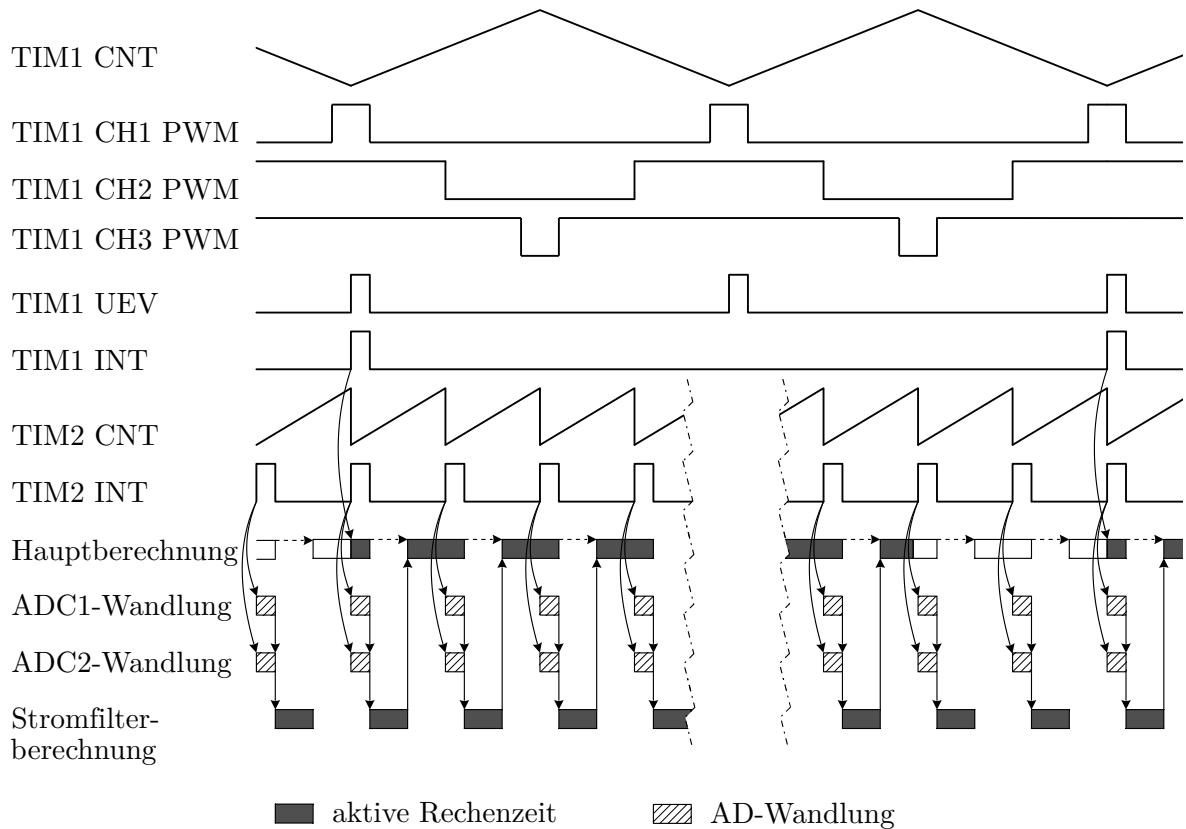


Abbildung 4.6: Zeitlicher Ablauf der PWM, der Berechnung sowie der AD-Wandlung der Phasenströme

werden diese deutlich höher abgetastet ($f_{A,\text{Filter}} = 20 f_{\text{PWM}} = 2,5 \mu\text{s}$). Die Abtastfrequenz wird dabei von einem weiteren Timer (TIM2) erzeugt, der von Timer 1 (TIM1) synchronisiert wird. Die Wandlung der beiden ADC-Kanäle für die Phasenströme erfolgt simultan und parallel zu der Bearbeitung der Hauptroutine. Jedoch muss die Hauptroutine für die Berechnung des Filters unterbrochen werden. Dies erfolgt automatisch, sofern dem gemeinsamen Interrupt von ADC1 und ADC2 eine höhere Priorität zugewiesen wird. Allerdings verursacht das häufige Unterbrechen eine deutliche Verlängerung der Hauptberechnung – etwa um den Faktor zwei. In Abbildung 4.6 ist dies dargestellt.

Die zwei langsamen Analogkanäle werden nacheinander gewandelt. Die Werte werden automatisch per *Direct Memory Access* (DMA) im Speicher abgelegt und können jederzeit von der Hauptroutine abgerufen werden (Abbildung 4.7).

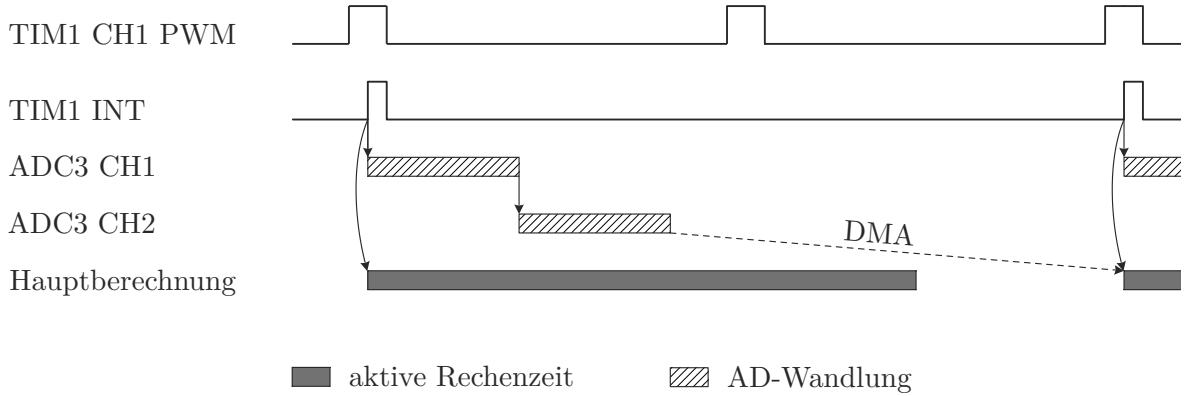


Abbildung 4.7: Zeitlicher Ablauf der Wandlung der langsamsten Analog-Kanäle

4.3.4 PWM-Raumzeigermodulation

Wird das sinusförmige⁹ Ausgangssignal der Rücktransformation direkt als Referenzspannung für die Erzeugung des pulsweitenmodulierten Ausgangssignals genutzt, muss dieses auf die halbe Zwischenkreisspannung begrenzt werden. Wenn dieses Signal nicht begrenzt wird, führt dies zu nichtsinusförmigen Spannungen und Strömen. In Abbildung 4.8 ist das Trägersignal u_T , das Referenzsignal u_{ref} sowie das pulsweitenmodulierte Ausgangssignal u_a bei einer Zwischenkreisspannung von 24 V dargestellt.

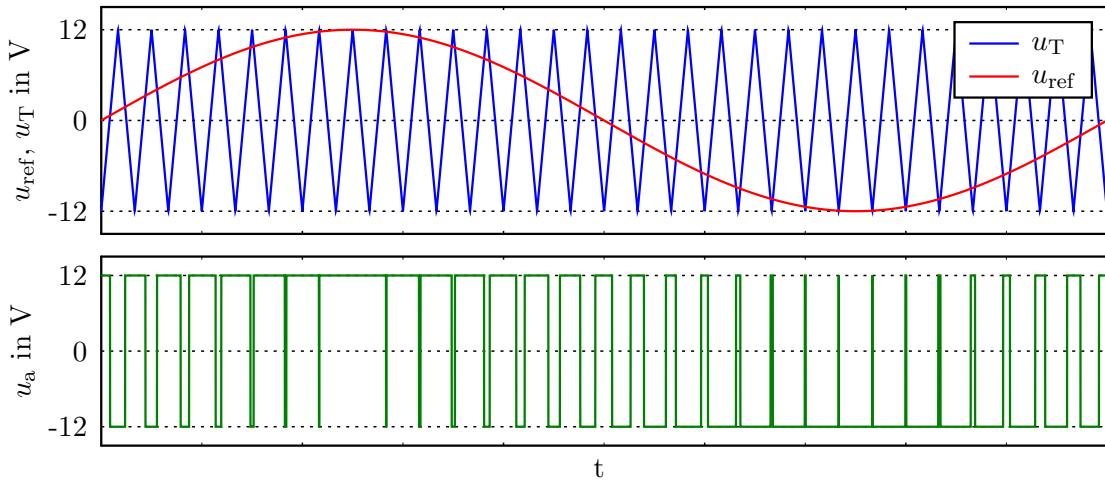


Abbildung 4.8: PWM-Erzeugung mit sinusförmigem Referenzsignal. Referenzsignal u_{ref} und Trägersignal u_T oben, Ausgangssignal u_a unten dargestellt.

Um den Aussteuerbereich zu vergrößern wird dem Sinussignal ein Nullsystem überlagert. Das heißt, den Signalen aller drei Phasen wird das gleiche periodische Signal hinzugefügt [4]. Da das Signal allen drei Phasen gleichermaßen überlagert wird, bleiben die verketteten Spannungen weiterhin sinusförmig. Um den gewünschten Effekt zu erreichen, muss dieses Signal die dreifache Frequenz des Referenzsignals (oder ein Vielfaches davon) besitzen. Dafür kann

⁹bei konstanter Drehzahl

beispielsweise ein Dreiecksignal (Abbildung 4.9 (links)) oder ein Sinussignal (Abbildung 4.9 (rechts)) genutzt werden.

Der Maximalwert des resultierenden Signals liegt bei geeigneter Wahl der Amplitude des überlagerten Signals jeweils bei $\pi/3 + 2n\pi$ und beträgt $\approx 0,866$. Somit kann ein um den Faktor 1,15 höherer Effektivwert der Ausgangsspannung bei gleicher Zwischenkreisspannung erreicht werden.

Bei der Implementierung wurde für das Nullsystem ein Sinussignal mit einer Amplitude von 1/6 der Amplitude der Grundschwingung gewählt. Das resultierende Signal ist demzufolge

$$u_a = |u| \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right). \quad (4.1)$$

Für die Erzeugung dieses Signals und die der anderen beiden Phasen muss zunächst aus u_α und u_β der Betrag $|u|$ und die Phase φ berechnet werden. Dies geschieht wie folgt:

$$\varphi = \text{atan2}(u_\beta, u_\alpha), \quad (4.2)$$

$$|u| = \frac{u_\alpha}{\cos(\varphi)}. \quad (4.3)$$

Anstatt den Betrag aus der Wurzel der quadrierten Komponenten zu berechnen, wird dieser mithilfe der Kosinus-Funktion berechnet, da dies eine effizientere Berechnung im Mikrocontroller ermöglicht. Mit dem nun vorliegenden Spannungszeiger aus Betrag und Phase kann mit Gl. 4.1 das Signal für Phase a und die weiteren um 120° phasenverschobenen Signale berechnet werden.

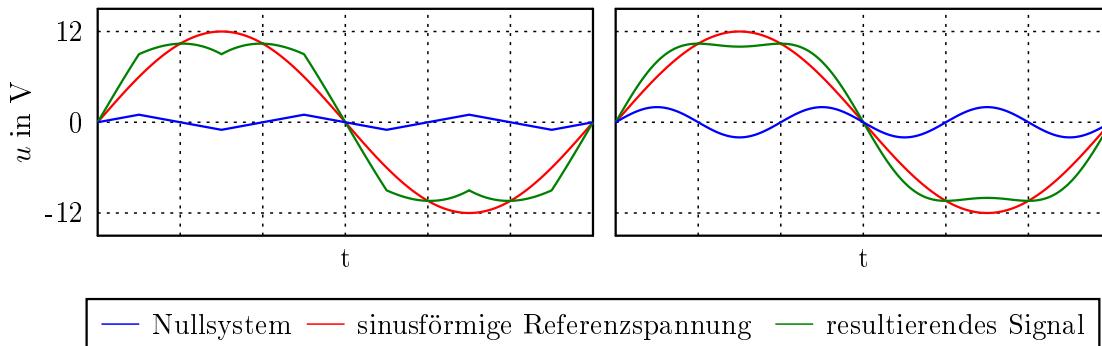


Abbildung 4.9: Erzeugung des Referenzsignals für die PWM durch Addition eines Nullsystems zur Erhöhung des Aussteuerbereiches

4.3.5 Winkelvorhalt

Die Totzeit, die aufgrund der Berechnungs- bzw. Abtastdauer und der Totzeit des Wechselrichters auftritt (vgl. Abschnitt 2.2.6) führt nach [1] zu dem Winkelfehler

$$\Delta\theta = T_t \cdot \omega = (\frac{1}{2}T_{\text{PWM}} + T_A) \omega. \quad (4.4)$$

Dieser Fehler hat zur Folge, dass eine falsch orientierte Spannung bei der Rücktransformation in Ständerkoordinaten auf den Rotor geschaltet wird. Bei hohen Drehzahlen bzw. bei langsamem Abtastintervallen sollte dieser Fehler nicht vernachlässigt werden. Der Transformationswinkel θ_{tr} sollte daher in Abhängigkeit der Drehrichtung wie folgt korrigiert werden:

$$\theta_{\text{tr}} = \hat{\theta} + \Delta\theta \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}). \quad (4.5)$$

Der maximal auftretende Fehler liegt bei dem praktischen Aufbau bei etwa einem Prozent. Daher kann auf die Korrektur verzichtet werden, wodurch zusätzliche Rechenzeit eingespart werden kann.

4.3.6 Diskretisierung der Regler und Algorithmen

Im Folgenden wird die Umsetzung des Regelalgorithmus eines PI-Reglers auf einem digitalen System veranschaulicht. Diese Vorgehensweise ist maßgebend für die Umsetzung der anderen eingesetzten Algorithmen, da sie direkt auf andere Strukturen übertragbar ist.

Ausgehend von dem Zeitverhalten des PI-Reglers

$$y(t) = K_R \left(e(t) + \frac{1}{T_N} \int e(t) dt \right) \quad (4.6)$$

mit

- $e(t)$ als Regelabweichung,
- $y(t)$ als Reglerausgang,
- T_N als Nachstellzeit sowie
- K_R als Proportionalverstärkung

ergibt sich nach der Laplace-Transformation folgende Gleichung:

$$Y(s) = K_R \left(E(s) + \frac{1}{sT_N} E(s) \right), \quad (4.7)$$

die als Übertragungsfunktion dargestellt werden kann:

$$G_R(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = K_R \frac{1 + sT_N}{sT_N}. \quad (4.8)$$

Mithilfe der Bilineartransformation (Gl. 2.52, Abschnitt 2.2.4) ergibt sich folgende Übertragungsfunktion im z -Bereich:

$$G_R(z) = \frac{y(z)}{e(z)} = K_R \frac{T + 2T_N + (T - 2T_N)z^{-1}}{2T_N - 2T_N z^{-1}}, \quad (4.9)$$

mit T als Abtastzeit. Vergleicht man diese Übertragungsfunktion mit der allgemeinen z -Übertragungsfunktion

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{a_0 + a_1 z^{-1}}, \quad (4.10)$$

können die Koeffizienten direkt bestimmt werden. Betrachtet man den Nenner, kann die Übertragungsfunktion durch Normierung auf a_0 zu

$$G_R(z) = \frac{B_0 + B_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.11)$$

vereinfacht werden. Die Koeffizienten ergeben sich dann wie folgt:

$$B_0 = K_R \frac{T + 2T_N}{2T_N}, \quad B_1 = K_R \frac{T - 2T_N}{2T_N}. \quad (4.12)$$

Stellt man Gl. 4.11 nach der Ausgangsgröße um, ergibt sich die Stellungsform, welche die direkte Berechnung des Reglers ermöglicht:

$$y(z) = y z^{-1} + e B_0 + e B_1 z^{-1} \quad (4.13)$$

$$\Rightarrow y_k = y_{k-1} + e_k B_0 + e_{k-1} B_1 \quad (4.14)$$

Im C-Code kann dies folgendermaßen umgesetzt werden:

```
1 e[0] = w - x;           // Regelabweichung berechnen
2 y = y + B0*e[0] + B1*e[1]; // Regler berechnen
3 e[1] = e[0];           // Verzögerten Wert für nächsten Durchlauf speichern
```

Beim Einschalten des Reglers sollte der Integratorinhalt leer sein. Dafür muss vor dem Einschalten die Variable $e[1]$ wie folgt initialisiert werden:

```
1 e[1] = w - x;
```

4.3.7 Anti-Windup

In der Regel können die Stellgrößen nur ein begrenztes Ausgangssignal liefern. Problem dabei ist, dass der Integrator keine Kenntnis davon erhält, wenn eine Stellgrößenbegrenzung eintritt und somit das Integrieren fortführt. Verlässt der Regler seine Begrenzung muss der Integratorinhalt erst wieder abgebaut werden, was zu einem höheren Überschwingen führt.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten dem entgegenzuwirken. Die einfachste Möglichkeit (a) stellt Abbildung 4.10 dar. Dabei wird die Differenz von unbegrenztem und begrenztem Ausgangsignal vom Integrator subtrahiert. K_W bestimmt dabei den Einfluss der Differenz auf den Integratorwert. Bei einer weiteren Methode (b) bleibt der Integrator solange deaktiviert, wie

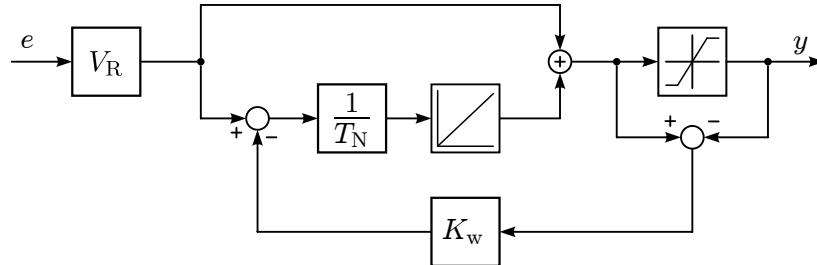


Abbildung 4.10: Methode (a) zur Realisierung eines Anti-Windup

der Ausgang begrenzt wird. Dadurch kann gar nicht erst ein zu großer Integratorinhalt aufgebaut werden. Abbildung 4.11 zeigt diese Struktur. Vorteilhaft an dieser Methode ist, dass

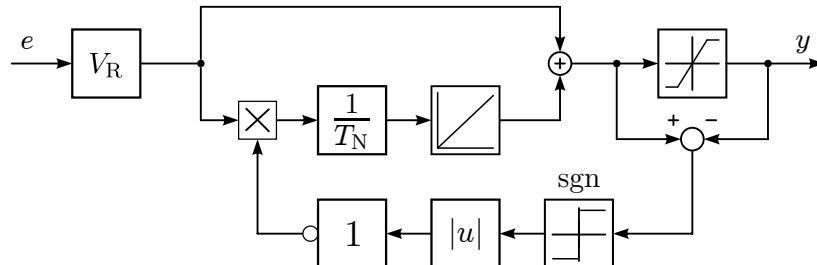


Abbildung 4.11: Methode (b) zur Realisierung eines Anti-Windup

sie sich besonders einfach im Code umsetzen lässt. Dazu muss lediglich das begrenzte Signal zurückgeführt werden. Dies ist in Abbildung 4.12 als Blockschaltbild dargestellt, welches die Übertragungsfunktion aus Gl. 4.11 mit Anti-Windup zeigt. Im Code muss lediglich die selbe Variable begrenzt werden, welche auch für die Berechnung verwendet wird:

```

1 y = y + B0*e[0] + B1*e[1]; // Regler berechnen
2 e[1] = e[0];                // Verzögerten Wert für nächsten Durchlauf speichern
3 if(y > y_max)
4   y = y_max;               // Positive Begrenzung
5 else if(y < -y_max)
6   y = -y_max;              // Negative Begrenzung

```

Bei geeigneter Wahl von K_W zeigen beide Anti-Windup-Maßnahmen nahezu identische Ergebnisse. Abbildung 4.13 veranschaulicht dennoch deren Unterschiede im Vergleich zu einem Regler ohne Anti-Windup.

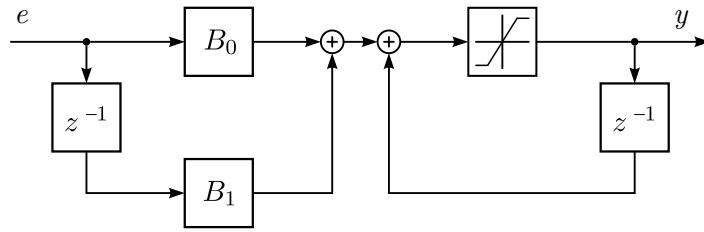


Abbildung 4.12: Realisierung von Anti-Windup (b) bei einem digitalen Regler nach Gl. 4.11 (Direktform I)

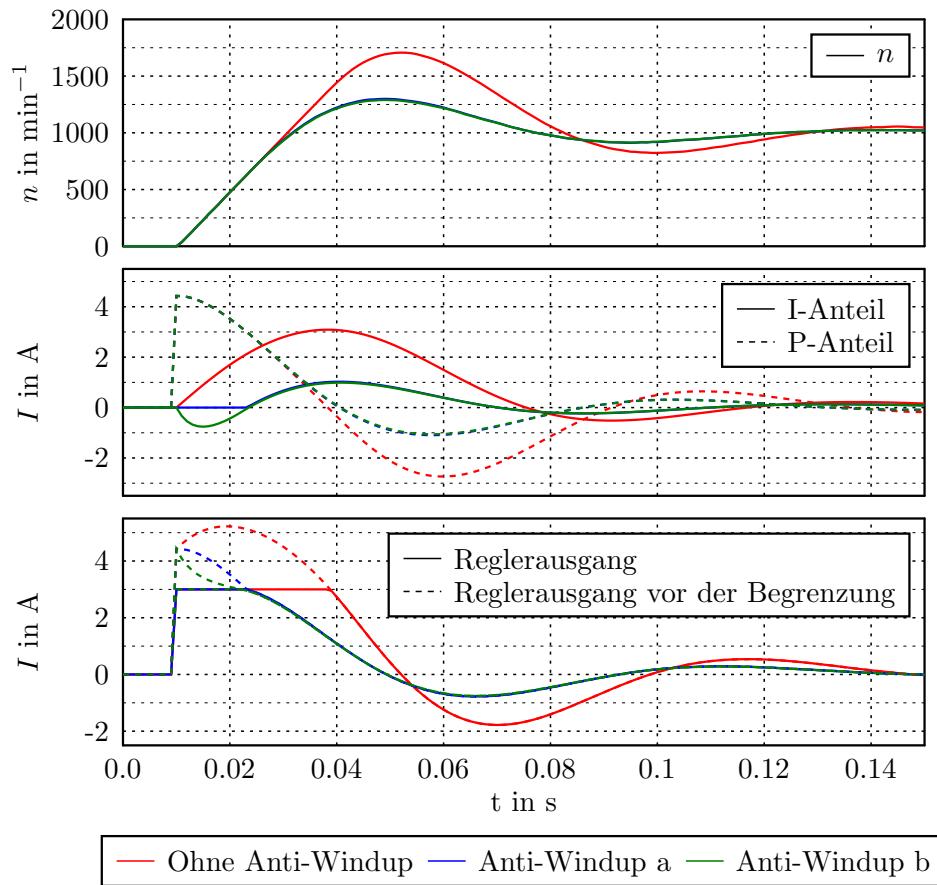


Abbildung 4.13: Unterschiede der Anti-Windup-Maßnahmen bei einem Sollwertsprung von 0 auf 1000 min^{-1} bei Begrenzung der Stellgröße auf 3 A (Simulation)

5 Experimentelle Ergebnisse

In diesem Kapitel werden die Verfahren am praktischen Aufbau untersucht.

Zuerst wird getestet, wie sich diese beim Übergang von einer negativen Drehzahl zu einer positiven verhalten (Reversivorgang). Dies erfolgt jeweils im Leerlauf und unter Last. Anschließend wird die Maschine einer sprunghaften Belastung bei positiven Drehzahlen ausgesetzt.

Für die Messungen unter Last wird ein Servomotor als Lastmaschine verwendet, der momentengeregt betrieben wird. Das heißt für alle Drehzahlen größer als Null wird ein positives Lastmoment vorgegeben und für alle Drehzahlen kleiner als Null ein negatives. Um eine sprunghafte Änderung des Lastmomentes während des Nulldurchgangs der Drehzahl beim Reversieren zu vermeiden, wird das Lastmoment drehzahlabhängig gesteuert. Die Abhängigkeit ist proportional so gewählt, dass bei $n = 200 \text{ min}^{-1}$ das maximale Moment erreicht wird, also

$$M_L = \begin{cases} M_{L,\max} \cdot \frac{n}{200} & \text{für } |n| < 200 \\ M_{L,\max} & \text{für } |n| \geq 200 . \end{cases} \quad (5.1)$$

Die Messungen werden jeweils bei drei verschiedenen Drehzahlen durchgeführt. Zuerst bei einer niedrigen Drehzahl, um das Verhalten der Verfahren an der unteren Grenze des Einsatzbereiches zu zeigen. Bei der nächst höheren Drehzahl – noch im unteren Drehzahlbereich – sollte die induzierte Spannung schon ausreichend groß sein, um brauchbare Ergebnisse zu erzielen. Sie soll etwa den unteren praktisch verwendbaren Drehzahlbereich darstellen. Der dritte Drehzahlwert ist im oberen Drehzahlbereich angesetzt, so dass unter Berücksichtigung des Überschwingens keine Stellgrößenbegrenzung der Ständerspannung eintritt.

Für das Moment im Lastfall wird zunächst das Nennmoment angesetzt. Ist eine Belastung mit Nennmoment nicht möglich, wird das Lastmoment entsprechend reduziert.

Zusätzlich wird getestet inwiefern sich abweichende Maschinenparameter auf die Qualität der Schätzverfahren auswirken. Dafür werden die Werte für Ständerwiderstand und -induktivität variiert, die für die Berechnung der Regler und Schätzverfahren verwendet werden. Deren Auswirkungen werden anhand des Reversivorganges veranschaulicht, da bei diesem die größten Unterschiede feststellbar sind. Die Messungen erfolgen bei mittlerer Drehzahl und mit 80 % des Nennmomentes.

5.1 Reversivorgang

5.1.1 Flussschätzer

Normalerweise bewirkt eine mechanische Last im negativen Drehzahlbereich einen negativen Stromfluss und im positiven Drehzahlbereich einen positiven. Daher wird im gesteuerten Betrieb ein eben solcher Strom vorgegeben. Allerdings muss bei Umkehr der Drehrichtung im Leerlauf der Rotor abgebremst werden, was einen positiven Strom bei negativer Drehzahl zur Folge hat und bei positiver Drehzahl entsprechend umgekehrt. Beim Übergang vom geregelten Betrieb in den gesteuerten erfolgt während der Abbremsphase somit ein sprungförmiger Wechsel des Stromsollwertes. Dies führt zu einem Schwingen des Stroms und folglich zu einem Schwingen der Drehzahl, was die Abbildungen 5.1 bis 5.3 (links) zeigen.

Im Lastfall fällt diese Schwingung deutlich geringer aus, da die Last dämpfend wirkt.

Den Messungen ist weiterhin zu entnehmen, dass der Drehzahlanstieg im unteren Drehzahlbereich vergleichsweise gering ist. Das liegt daran, dass im Übergangsbereich die Drehzahl zunächst der Rampe des gesteuerten Betriebes folgen muss, bevor erneut in den geregelten Betrieb gewechselt werden kann.

Zusammenfassend gesagt erreicht dieses Verfahren kein sehr gutes Verhalten beim Reversieren, insbesondere im Leerlauf und im unteren Drehzahlbereich. Im Leerlauf kommt es zu hohen Schwingungen und unter Last dauert dieser Vorgang vergleichsweise lange. Beim Anlaufen aus dem Stillstand ergibt sich ein etwas besseres Verhalten, welches im Anhang C gezeigt ist. Positiv zu erwähnen ist hingegen, dass das Anlaufen und Reversieren unter Nennmoment selbst bei geringen Drehzahlen problemlos möglich ist.

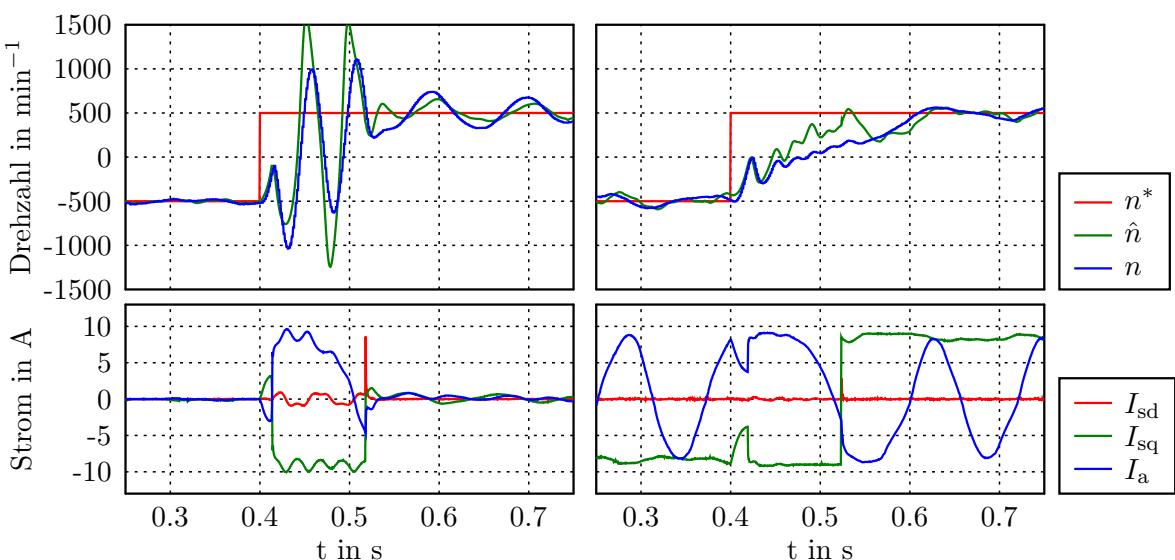


Abbildung 5.1: Flussschätzer: Reversivorgang von -500 auf 500 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

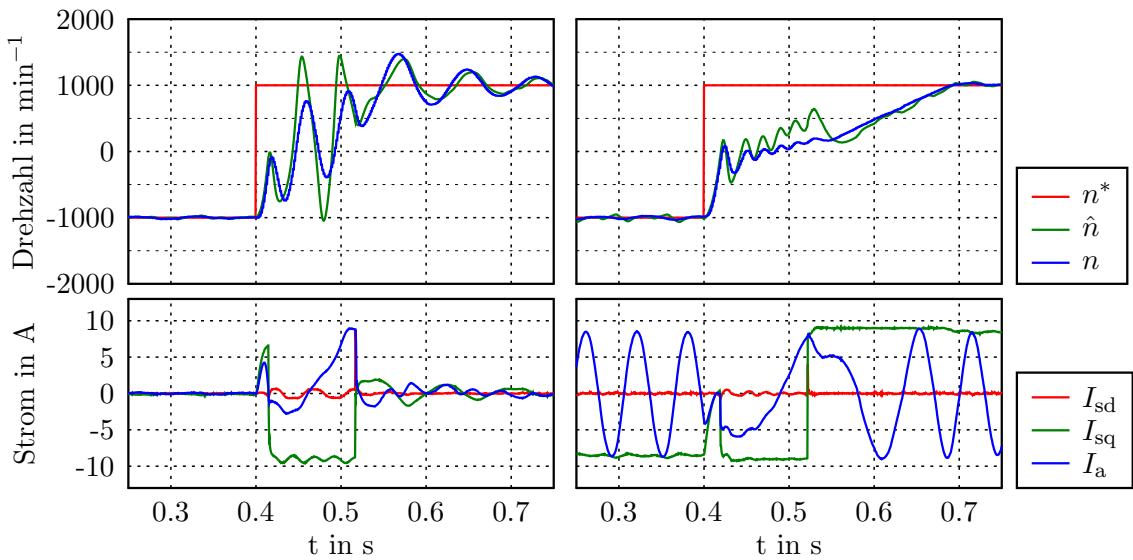


Abbildung 5.2: Flussschätzer: Reversivorgang von -1000 auf 1000 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

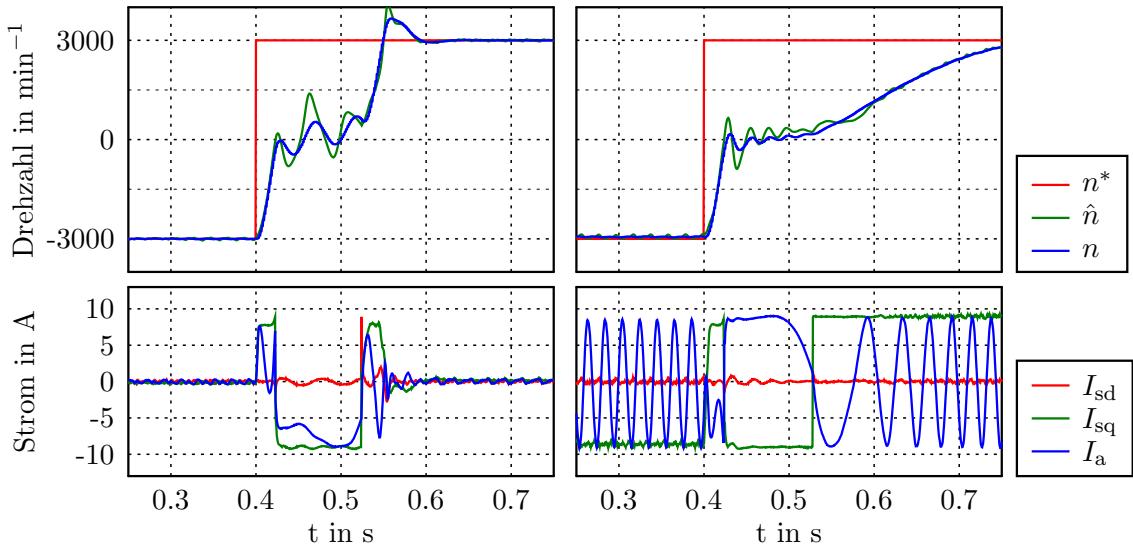


Abbildung 5.3: Flussschätzer: Reversivorgang von -3000 auf 3000 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

5.1.2 PLL mit P-Regler

Dieses Verfahren zeigt im Leerlauf im gesamten getesteten Drehzahlbereich sehr gute Ergebnisse beim Reversieren (Abbildung 5.4 bis 5.6). Bei Belastung mit Nennmoment zeigt es ebenfalls gute Ergebnisse ab einer Drehzahl von 1000 min^{-1} . Lediglich bei 500 min^{-1} (Abbildung 5.4) musste das Lastmoment auf 90 % des Nennmomentes reduziert werden, um ein Reversieren zu ermöglichen. Würde man in diesem Fall kurzzeitig etwas mehr Strom zulassen, wäre auch dieser Vorgang mit Nennmoment möglich.

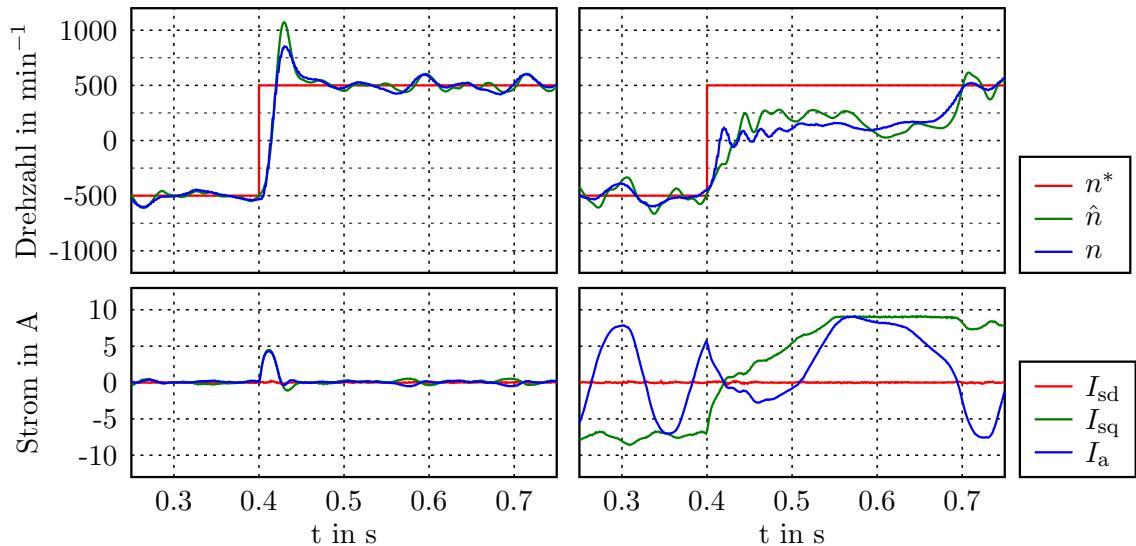


Abbildung 5.4: P-PLL: Reversievorgang bei 500 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei 90 % Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

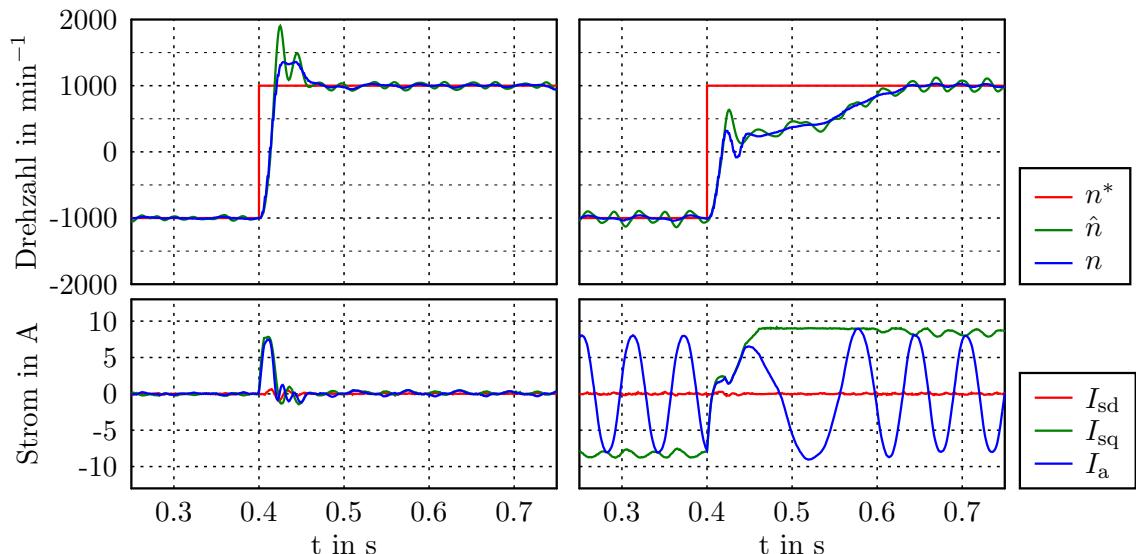


Abbildung 5.5: P-PLL: Reversievorgang bei 1000 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

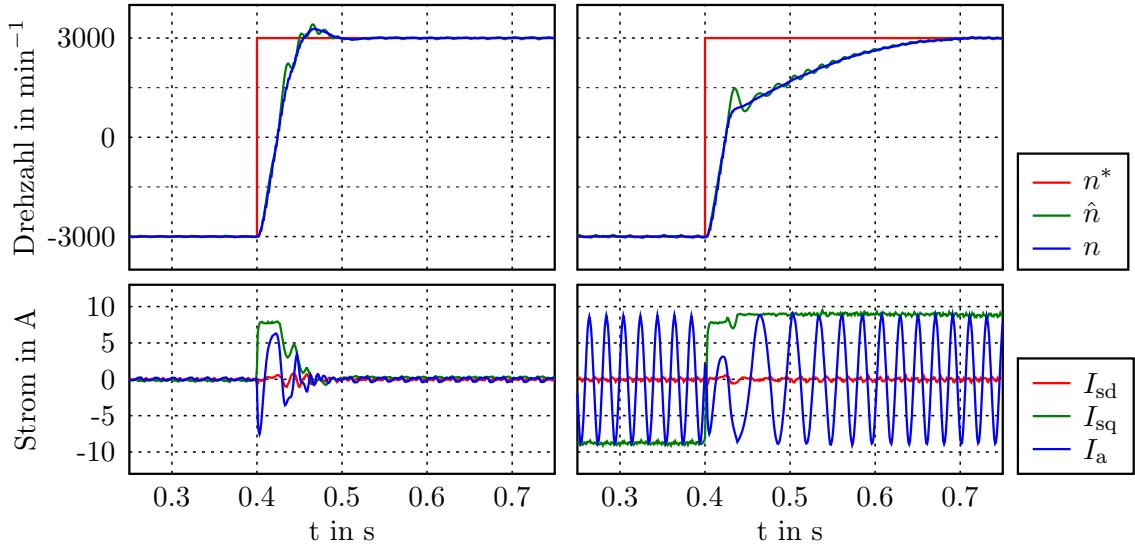


Abbildung 5.6: P-PLL: Reversivorgang bei 3000 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

5.1.3 PLL mit PI-Regler

Dieses Verfahren zeigt eine auffällig gute Übereinstimmung von der geschätzten mit der realen Drehzahl, besonders im Leerlauf. Im oberen Drehzahlbereich ist nahezu keine Abweichung erkennbar (Abbildung 5.9). Das Leerlaufverhalten beim Reversieren zeigt bei diesem Verfahren ähnlich gute Ergebnisse wie bei der vorherigen P-PLL. Unter Last bietet dieses Verfahren etwas bessere Eigenschaften als die P-PLL. So konnte der Reversivorgang in allen getesteten Drehzahlbereichen mit Nennlast erfolgreich durchgeführt werden (Abbildung 5.7 bis 5.9).

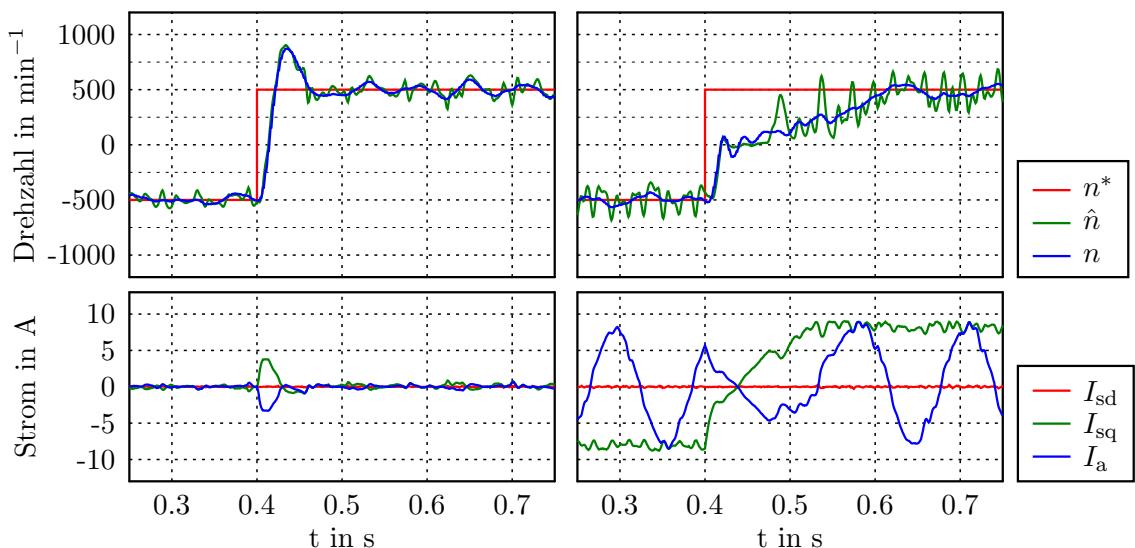


Abbildung 5.7: PI-PLL: Reversivorgang von -500 auf 500 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

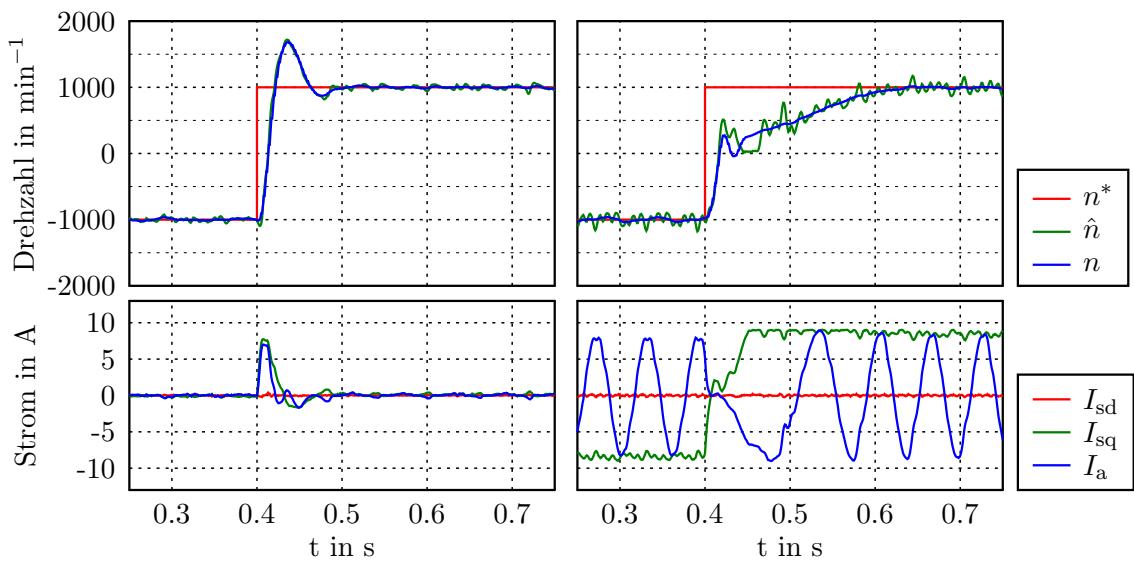


Abbildung 5.8: PI-PLL: Reversivorgang von -1000 auf 1000 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

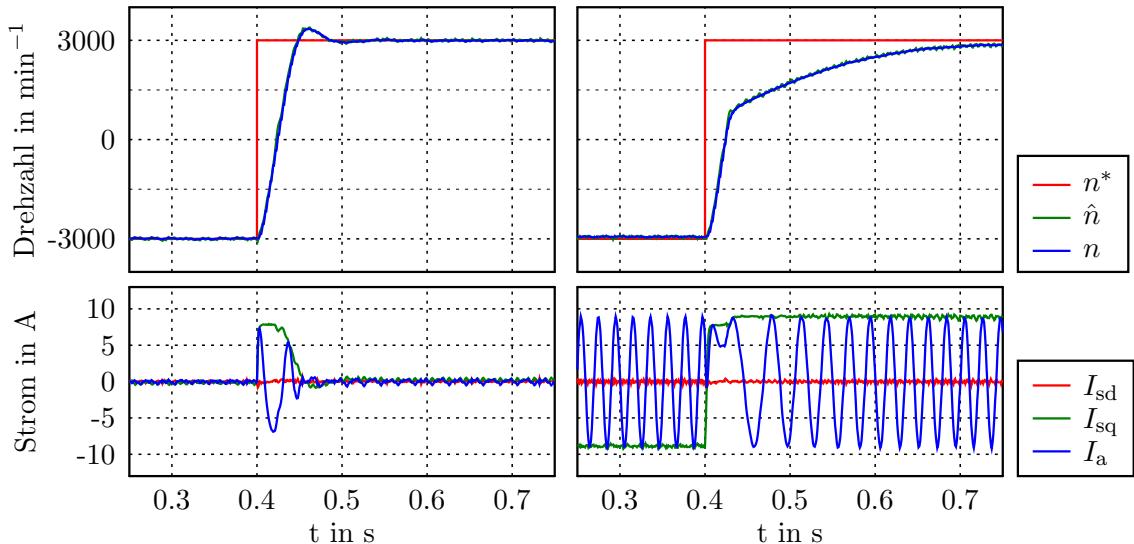


Abbildung 5.9: PI-PLL: Reversivorgang von -3000 auf 3000 min^{-1} . Links im Leerlauf, rechts bei Nennmoment mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl und n als tatsächliche Drehzahl.

5.1.4 Vergleich

In Abbildung 5.10 sind die Ergebnisse des Reversievorganges aller drei Verfahren in einem Diagramm zusammengestellt. Wie diesem zu entnehmen ist, unterscheiden sich die PLL-basierten Verfahren nur geringfügig. Lediglich bei dem PLL-Verfahren mit P-Regler musste das Lastmoment im niedrigsten Drehzahlbereich reduziert werden. Der Flusschätzer zeigt beim Übergang ein deutliches Schwingen, was auf die im Abschnitt 5.1.1 beschriebene sprunghafte Änderung des Stromsollwertes zurückzuführen ist. Weiterhin dauert der Reversievorgang bei diesem Verfahren deutlich länger, da im Übergangsbereich die Drehzahl der Rampe des gesteuerten Betriebes folgt.

Das PLL-Verfahren mit PI-Regler erreicht beim Reversievorgang letztendlich die besten Ergebnisse.

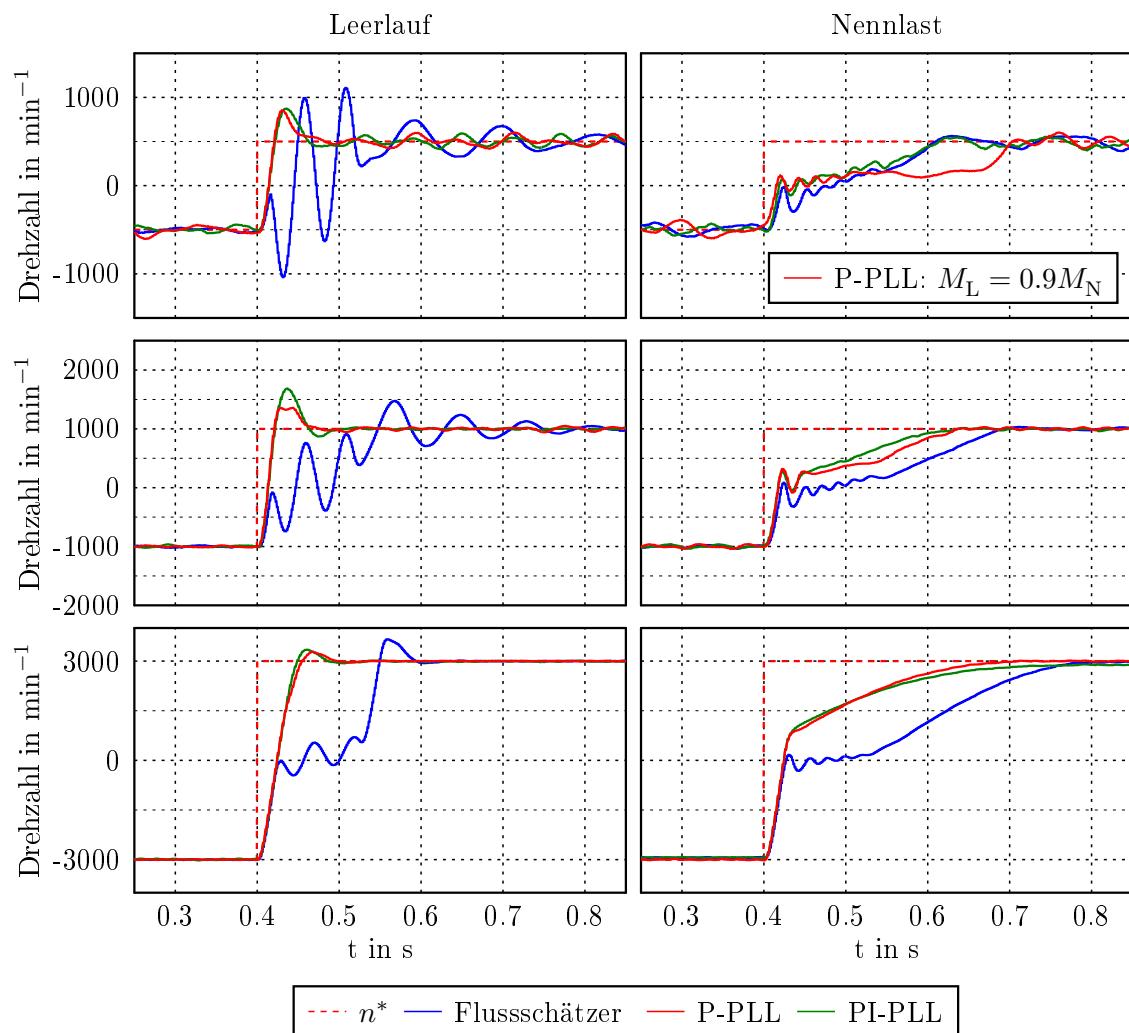


Abbildung 5.10: Vergleich der realen Drehzahlen beim Reversievorgang der drei Verfahren

5.2 Lastsprung

5.2.1 Flussschätzer

Dieses Verfahren ermöglicht eine vergleichsweise schnelle Ausregelung einer sprunghaften Belastung mit Nennmoment, wie die Abbildungen 5.11 bis 5.13 veranschaulichen. Bei $n_u = 100 \text{ min}^{-1}$ erfolgt die Umschaltung in den gesteuerten Betrieb, wodurch der Strom automatisch auf den Nennstrom angehoben wird. Dieser wirkt dem Lastmoment entgegen, was dafür sorgt, dass die Drehzahl selbst bei 500 min^{-1} kaum in den negativen Bereich abrutscht. Allerdings zeigt sich eine recht schwach gedämpfte Schwingung bei der niedrigsten Drehzahl, nachdem das Lastmoment weggenommen wurde (Abbildung 5.11).

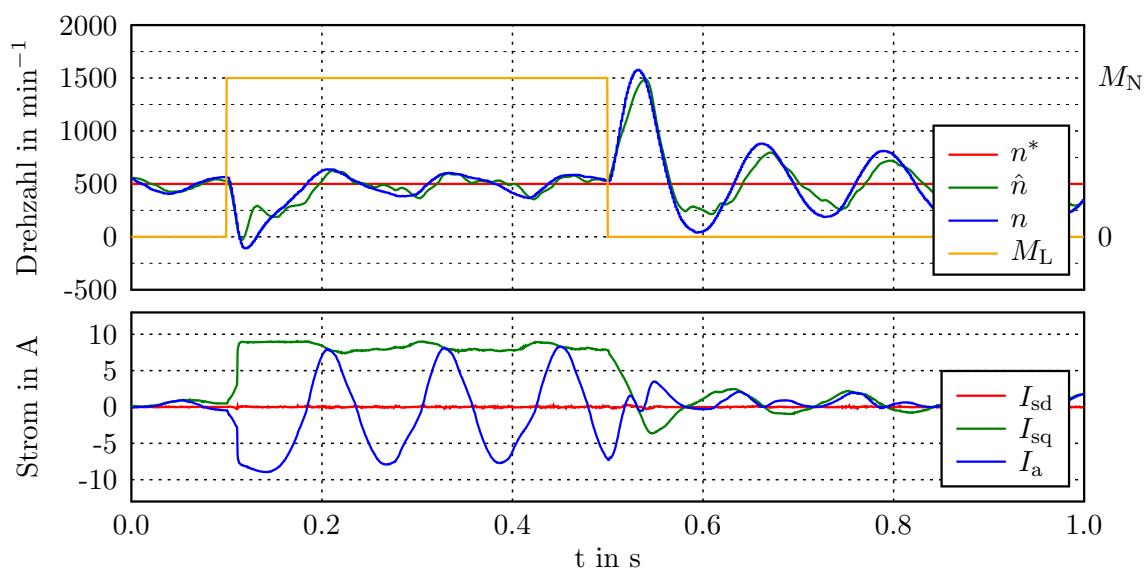


Abbildung 5.11: Flussschätzer: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

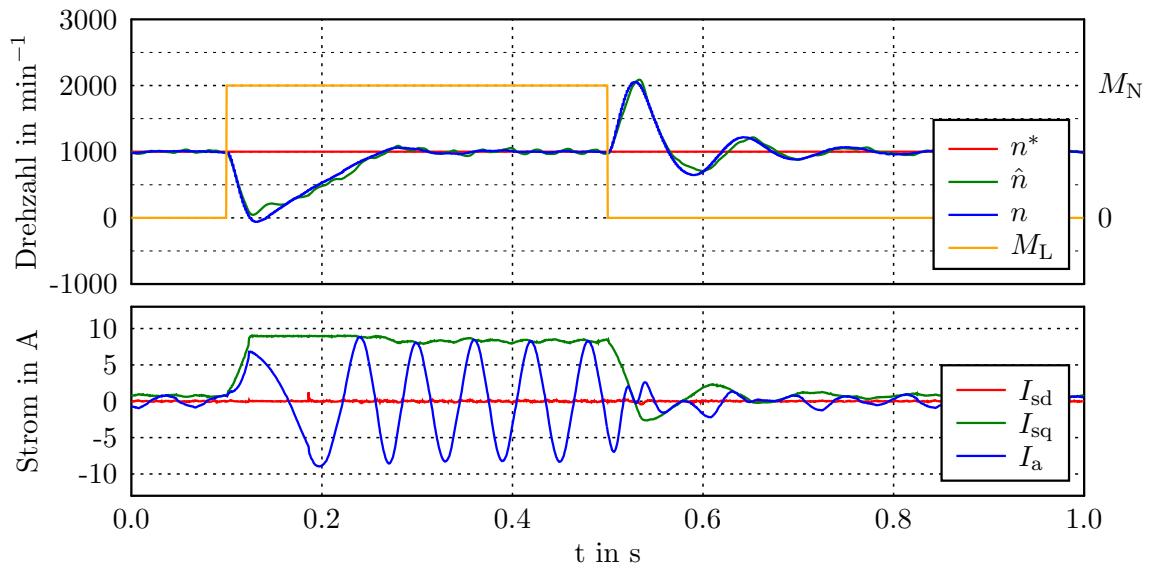


Abbildung 5.12: Flusschätzer: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

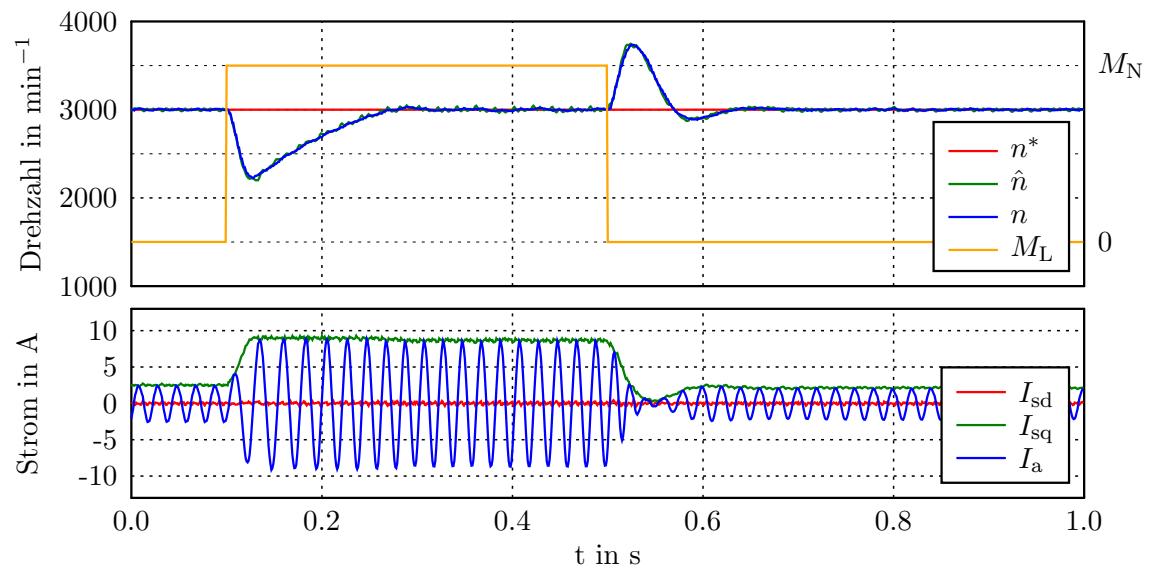


Abbildung 5.13: Flusschätzer: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

5.2.2 PLL mit P-Regler

Im unteren Drehzahlbereich (500 und 1000 min^{-1}) ist eine Ausregelung der sprunghaften Belastung nur bis maximal 90% des Nennmomentes möglich (Abbildung 5.14 und 5.15). Dabei zeigt sich dennoch ein vergleichsweise großer Drehzahleinbruch, der bis in die negative Drehrichtung reicht. Im oberen Drehzahlbereich (3000 min^{-1} , Abbildung 5.16) konnte die Maschine mit Nennmoment belastet werden, was zu einem vergleichsweise geringen Drehzahleinbruch führte. Das Überschwingen nach dem Lastabwurf fällt in allen Drehzahlbereichen gering aus.

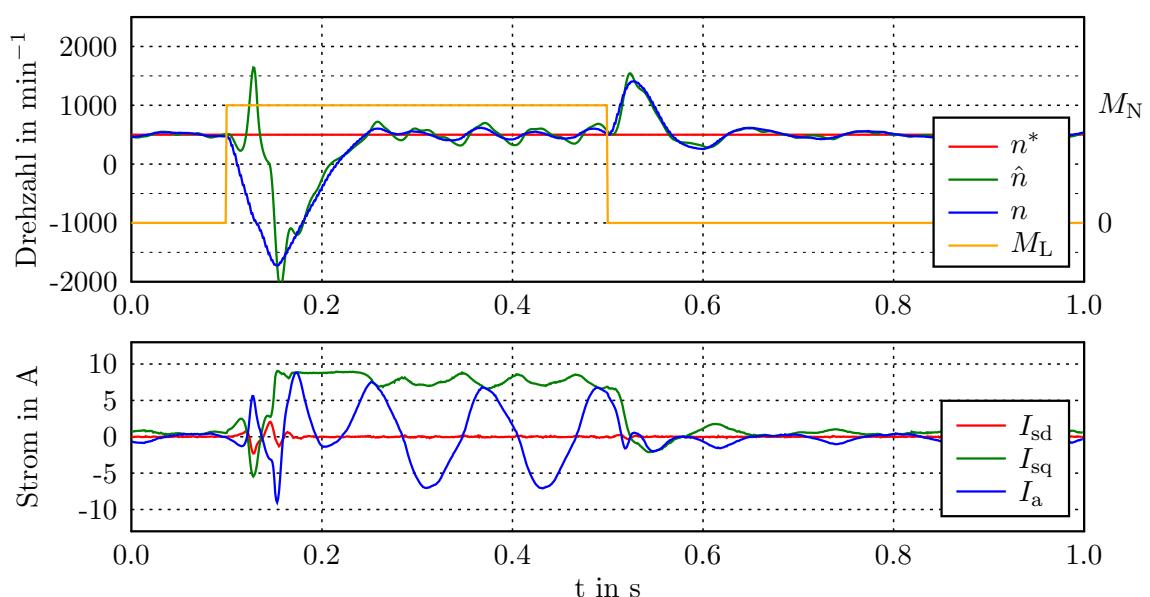


Abbildung 5.14: P-PLL: Lastsprung mit 90% Nennmoment bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

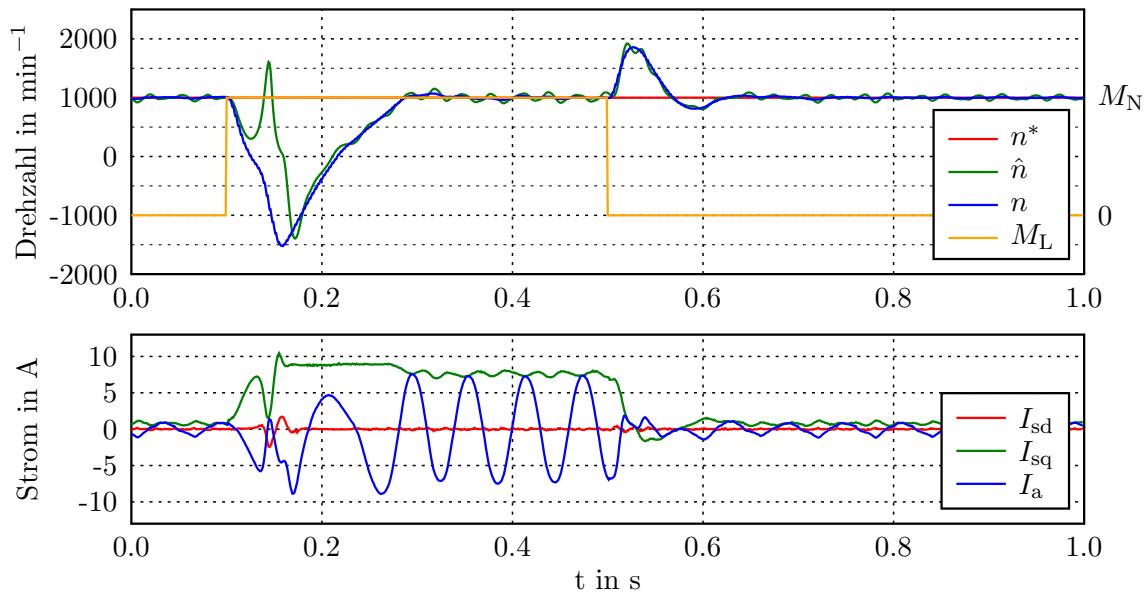


Abbildung 5.15: P-PLL: Lastsprung mit 90 % Nennmoment bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

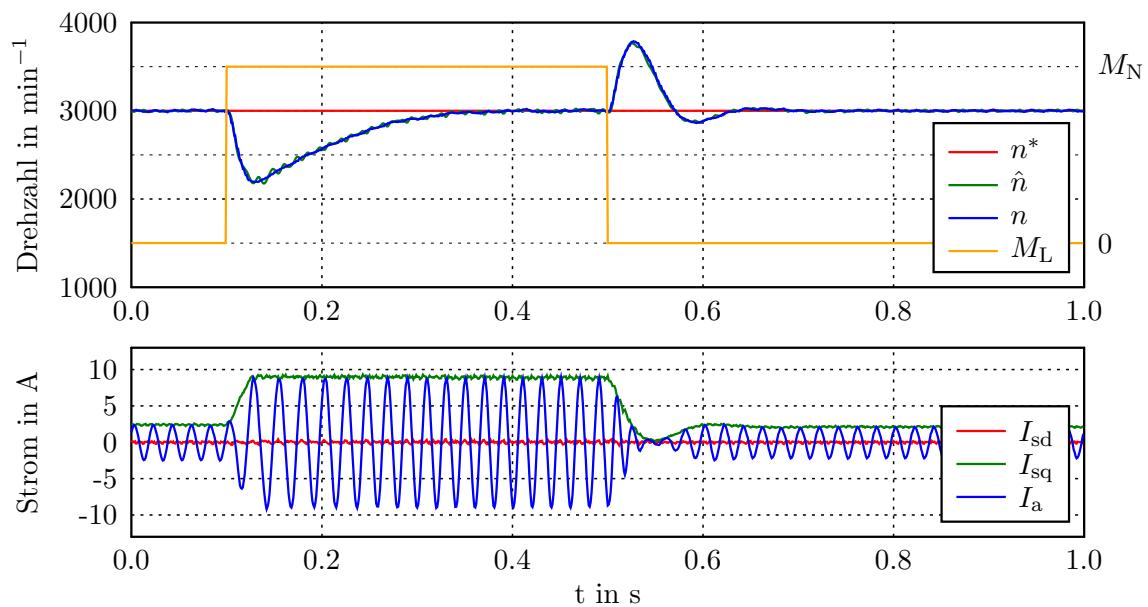


Abbildung 5.16: P-PLL: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

5.2.3 PLL mit PI-Regler

Bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$ ist unmittelbar nach Einsetzen der Belastung zu erkennen, dass die geschätzte Drehzahl einen positiven Anstieg erfährt. Dadurch wird der drehmomentbildende Strom vom Drehzahlregler reduziert, was letztendlich dazu führt, dass bei dieser Drehzahl nur eine Belastung mit 90 % des Nennmoments möglich ist (Abbildung 5.17). In den weiteren beiden Drehzahlbereichen tritt dies nicht auf, weshalb dort eine Belastung mit Nennmoment möglich ist (Abbildung 5.18 und 5.19). Der Drehzahleinbruch im mittleren Drehzahlbereich (1000 min^{-1}) fällt hier deutlich geringer aus als bei dem PLL-Verfahren mit P-Regler.

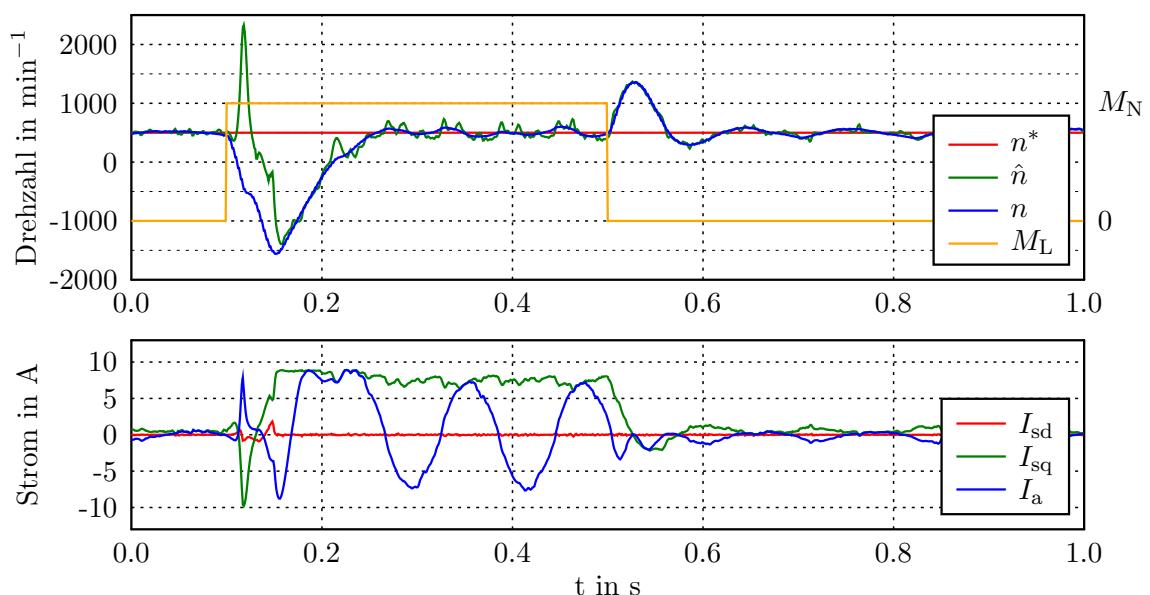


Abbildung 5.17: PI-PLL: Lastsprung mit 90 % Nennmoment bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

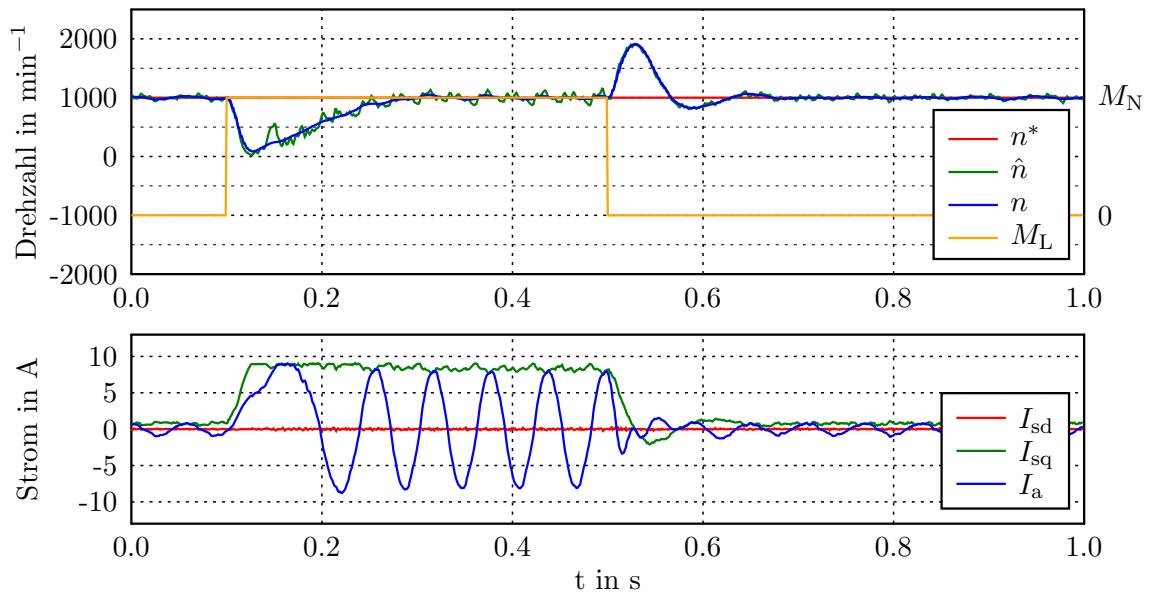


Abbildung 5.18: PI-PLL: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

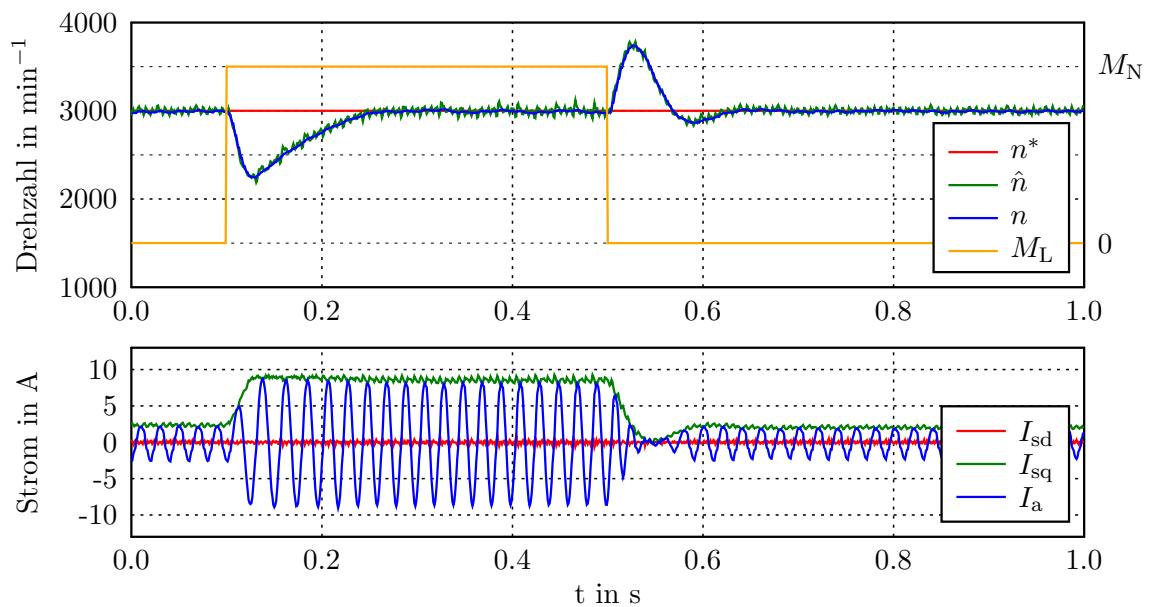


Abbildung 5.19: PI-PLL: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ mit n^* als Drehzahlsollwert, \hat{n} als geschätzte Drehzahl, n als tatsächliche Drehzahl und M_L als Lastmoment

5.2.4 Vergleich

Eine Zusammenstellung der Messwerte bei der sprunghaften Belastung aller drei Verfahren ist in Abbildung 5.20 dargestellt.

Deutlich erkennbar ist, dass bei sprunghafter Belastung im unteren Drehzahlbereich der Flussschätzer am besten geeignet ist. Der Drehzahleinbruch fällt dabei vergleichsweise gering aus und verlässt kaum den positiven Drehzahlbereich. Allerdings ist bei dieser Drehzahl ein schwach gedämpftes Schwingen der Drehzahl nach dem Lastabwurf feststellbar.

Die PLL-Verfahren können im unteren Drehzahlbereich nicht voll belastet werden und weisen dabei immer noch einen recht hohen Drehzahleinbruch auf, der relativ weit in den negativen Drehzahlbereich reicht. Im oberen Drehzahlbereich verhalten sich alle drei Verfahren nahezu identisch. Ein Lastsprung mit Nennmoment kann bei diesen ohne Probleme ausgeregelt werden.

Insgesamt liefert der Flussschätzer bei diesen Messungen die besten Ergebnisse, da er auch im unteren Drehzahlbereich den niedrigsten Drehzahleinbruch aufweist. Lediglich folgt ein Schwingen der Drehzahl nach dem Lastabwurf, welches relativ langsam abklingt.

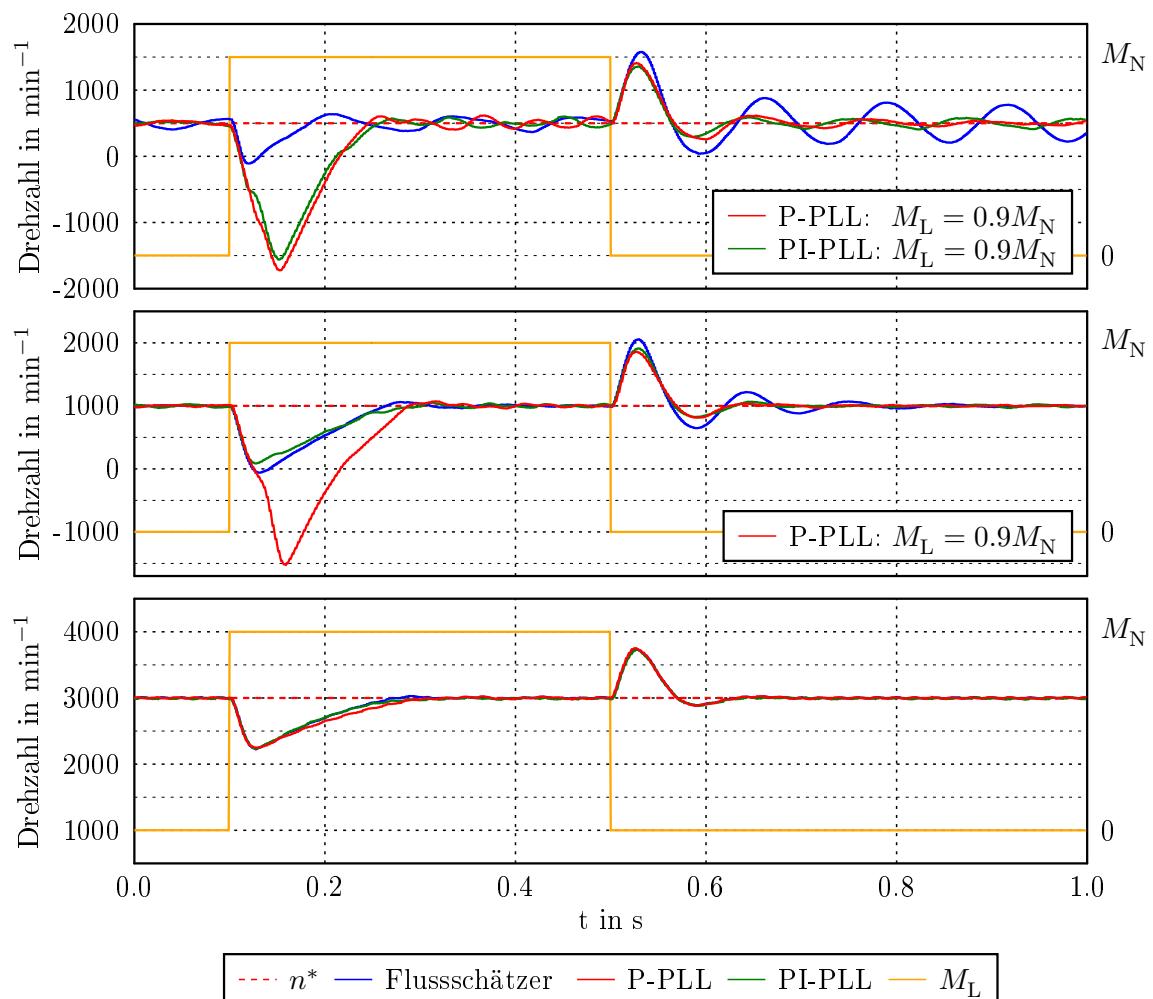


Abbildung 5.20: Vergleich der drei Verfahren bei sprunghafter Belastung

5.3 Parameterabweichungen

Die Werte des Ständerwiderstandes R_s und der Ständerinduktivität L_s werden für diese Messung um $\pm 20\%$ des Nennwertes variiert. Es hat sich herausgestellt, dass der Stromregler bei der Parametervariation das limitierende Glied ist. Eine Variation von $\pm 50\%$ der Nennwerte von Ständerwiderstand und -induktivität führt im ungünstigsten Fall ($\tilde{R}_S = 1,5 R_S$, $\tilde{L}_S = 0,5 L_S$) bereits zum Aufschwingen des Stromreglers. Betrachtet man die Nachstellzeit des Reglers (Abschnitt 2.1.4.1)

$$T_{N,I} \approx \frac{L_s}{R_s}, \quad (5.2)$$

lässt sich schnell erkennen, dass die Ursache die zu gering ausfallende Nachstellzeit ist:

$$\tilde{T}_{N,I} \approx \frac{0,5 L_s}{1,5 R_s} = \frac{1}{3} T_{N,I}. \quad (5.3)$$

Abbildung 5.21 zeigt die Auswirkungen der abweichenden Parameter aller drei Verfahren, in der jeweils nur die beiden stärksten Abweichungen dargestellt sind. Der Abbildung lässt sich entnehmen, dass der Flussschätzer die größte Robustheit gegenüber Parameterschwankungen aufweist. Beide PLL-Verfahren zeigen deutliche Abweichungen, wobei dies bei der P-PLL nur im ungünstigsten Fall auftritt.

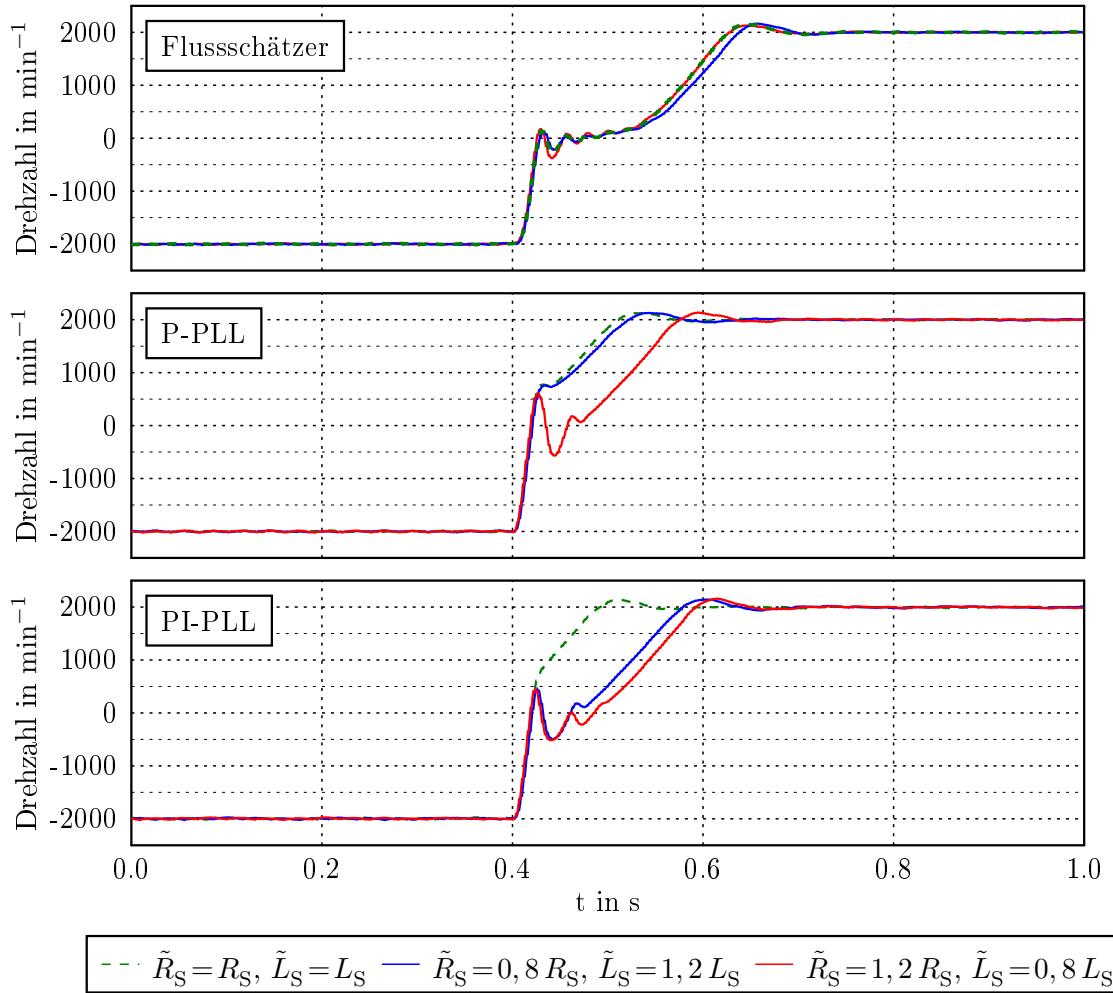


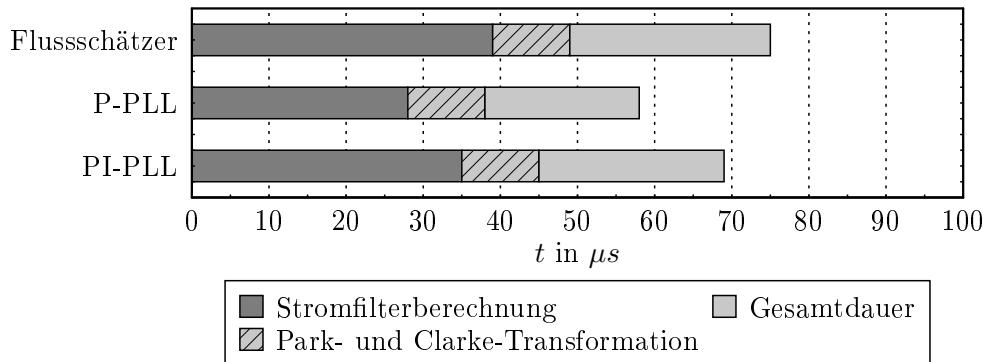
Abbildung 5.21: Einfluss von Parameterabweichungen auf das Maschinenverhalten beim Reversieren

5.4 Zusammenfassender Vergleich der Verfahren

In diesem Abschnitt werden die wesentlichen Eigenschaften der umgesetzten Verfahren gegenübergestellt. In Tabelle 5.1 erfolgt dafür zunächst eine Bewertung ihrer wichtigsten Eigenschaften. Die für die jeweiligen Verfahren benötigte Rechenzeit ist in Abbildung 5.22 veranschaulicht. Zusätzlich dargestellt ist dort die Berechnungszeit der Stromfilter, um die sich die Hauptberechnung verlängert (vgl. Abbildung 4.6). Dabei nimmt die Clarke- und Park-Transformation (inkl. Rücktransformation) bereits $10 \mu\text{s}$ der Rechenzeit in Anspruch, was ebenfalls dargestellt ist.

Tabelle 5.1: Eigenschaften der umgesetzten Verfahren bei geringer Drehzahl

Verfahren	Flussschätzer	P-PLL	PI-PLL
Code-Umfang	mittel	gering	mittel
Code-Implementierung	aufwendig	einfach	mittel
Parametrierung	einfach	einfach	aufwendig
Verhalten beim Reversieren	befriedigend	gut	gut
Verhalten beim Lastsprung	sehr gut	befriedigend	gut
Einfluss von Parameterabweichungen	sehr gering	gering	mäßig

**Abbildung 5.22:** Vergleich der Berechnungsdauer der verschiedenen Verfahren

5.4.1 Flussschätzer

Aufgrund der direkten Berechnung bzw. Schätzung der Rotorlage kann der Flussschätzer gut auf Lastsprünge reagieren. Allerdings kann dieses Verfahren aufgrund des Filters, welches die Gleichgrößen unterdrückt, nicht vom Stillstand aus eingesetzt werden. Somit muss für den Bereich vom Stillstand bis zum Arbeitsbereich des Flussschätzers auf ein anderes Verfahren zurückgegriffen werden. Dieser Drehzahlbereich wird in der vorliegenden Arbeit von dem (drehzahl-)gesteuerten Konstantstrom-Betrieb abgedeckt (vgl. Abschnitt 3.1.1). Die Verwendung von zwei Verfahren erfordert jedoch einen Umschaltmechanismus, welcher den Implementierungsaufwand erhöht.

Um in dem gesteuerten Betrieb eine Belastung mit Nennmoment zu ermöglichen, muss demzufolge ein Strom in Höhe des Nennstromes vorgegeben werden. Im Leerlauffall hat dies eine sprunghafte Änderung des Stromsollwertes zur Folge, was beim Übergang der Verfahren zu Schwingungen führt. Bei sprunghafter Belastung wirkt sich dies jedoch positiv aus, da bei Eintritt in den gesteuerten Betrieb der Strom unmittelbar auf den Nennwert angehoben wird. Soll das Verfahren universell eingesetzt werden, ist also ein hoher Anlaufstrom erforderlich um auch bei Nennlast den unteren Drehzahlbereich abzudecken. Ist jedoch bei einer Anwendung bekannt, dass die Belastung erst ab einer gewissen Drehzahl einsetzt, kann die Maschine mit einem deutlich geringeren Strom hochgefahren werden. Dadurch können die Schwingungen beim Umschalten weitestgehend vermieden, bzw. deutlich reduziert werden.

Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass kaum Parameter ausgelegt werden müssen. Lediglich die untere und die obere Umschaltschwelle müssen neben dem Parameter K festgelegt werden. K kann dabei weitestgehend maschinenunabhängig gewählt werden. Dies führt zu einer großen Robustheit gegenüber Abweichungen der Maschinenparameter.

5.4.2 PLL mit P-Regler

Der Vorteil an diesem Verfahren ist, dass es im Gegensatz zum Flussschätzer kein weiteres Verfahren zum Anlaufen benötigt. Der verwendbare Drehzahlbereich ist dabei ähnlich dem des Flussschätzers. Abstriche müssen allerdings unter Last im unteren Drehzahlbereich gemacht werden. So kann eine sprunghafte Laständerung nur bei 90 % des Nennmoments bei Drehzahlen $\leq 1000 \text{ min}^{-1}$ ausgeregelt werden. Auch für das Reversieren bei 500 min^{-1} muss das Lastmoment auf 90 % M_N reduziert werden. Ein weiterer Vorteil ist die besonders einfache Struktur. Diese ermöglicht eine schnelle Berechnung des Algorithmus und somit den Einsatz auf Mikrocontrollern geringer Leistung. Weiterhin gestaltet sich die Anpassung an unterschiedliche Motoren sehr einfach, da das Verfahren nur zwei Parameter besitzt. Die Wahl der Filterzeitkonstante lässt dabei einen großen Bereich zu, wodurch sich die Parametrierung nochmals vereinfacht. Eine Variation der wichtigsten Motorparameter um $\pm 20\%$ führt bei diesen Verfahren nur zu geringen Abweichungen.

5.4.3 PLL mit PI-Regler

Wie bei dem PLL-Verfahren mit P-Regler, ist dieses in der Lage aus dem Stillstand anzulaufen, bis es seinen Arbeitsbereich erreicht hat. Es zeigt sich im Gegensatz zu dem P-PLL-Verfahren ein etwas besseres Verhalten bei Belastung im unteren Drehzahlbereich. Der Reversivorgang ist auch bei der geringsten Drehzahl mit Nennmoment möglich. Eine sprunghafte Belastung mit Nennmoment kann bereits ab 1000 min^{-1} ausgeregelt werden. Im oberen Drehzahlbereich zeigt es ebenso gute Ergebnisse wie die anderen beiden Verfahren. Allerdings ist die Bestimmung der Parameter vergleichsweise aufwendig. So müssen einige freie Parameter experimentell bzw. per Simulation bestimmt werden. Kritisch dabei ist die Bestimmung der Parameter so, dass einem hohen Sollwertsprung – insbesondere von einer negativen zu einer positiven Drehzahl – gefolgt werden kann. Das Lastmoment stellt bei der Parameterwahl im wesentlichen kein Problem dar. Die Notwendigkeit der vergleichsweise genauen Parameterbestimmung führt auch zu einer größeren Anfälligkeit gegenüber Abweichungen der Motorparameter im Vergleich zu den anderen beiden Verfahren. Die aufwendigere Struktur erfordert weiterhin eine merklich längere Berechnungszeit im Vergleich zum P-PLL-Verfahren (Abbildung 5.22), die jedoch noch unter der des Flussschätzers liegt.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der sensorlosen Regelung von permanenterregten Synchronmaschinen. Dabei ist der Fokus auf Verfahren gerichtet, die vergleichsweise einfach auf einem Mikrocontroller implementiert werden können und sich gut an verschiedene Motoren anpassen lassen. Die Verfahren sollen sich auch bei möglichst geringen Drehzahlen einsetzen lassen, jedoch ohne auf hochfrequente Signaleinprägung zurückgreifen zu müssen.

Die Arbeit beginnt mit der Aufführung der wichtigsten Grundlagen zum Thema. Dazu gehören neben denen der Synchronmaschine und deren Regelung auch die der Abtastsysteme, da sie für die praktische Umsetzung eine wichtige Rolle spielen.

Für die sensorlose Regelung werden insgesamt drei Verfahren untersucht und auf der dafür entwickelten Hardware umgesetzt. Die praktische Umsetzung der Verfahren spielt eine zentrale Rolle in dieser Arbeit. Sie wurde aus diesem Grund auch detailliert beschrieben. Dazu zählt neben dem Grundaufbau des Systems hauptsächlich die Implementierung auf dem Mikrocontroller.

Das erste Verfahren, der Flussschätzer, nutzt die Spannungsgleichungen in ortsfesten Ständerkoordinaten der Maschine um die Polradflusskomponenten und somit die Rotorlage zu bestimmen. Aufgrund der abnehmenden induzierten Spannung in Richtung Stillstand und der Unterdrückung der Gleichanteile des prinzipbedingten Filters, kann dieses Verfahren bei dem verwendeten Motor nur für Drehzahlen $> 500 \text{ min}^{-1}$ sinnvoll eingesetzt werden. Um jedoch den Anlauf zu ermöglichen, wird dieser mithilfe eines gesteuerten Betriebes umgesetzt. Dabei wird ein rotierender Stromzeiger aufgeschaltet, dessen Frequenz bis zum Einsatzbereich des Flussschäters erhöht wird. Ist ein Anlaufen unter Last erforderlich, muss auch der entsprechende Strom eingeprägt werden. Beim Anlauf im Leerlauf führt dies beim Umschalten vom gesteuerten in den geregelten Betrieb zu Schwingungen des Stroms, welche sich auch in der Drehzahl zeigen. Weiterhin dauert das Reversieren deutlich länger, da die Drehzahl im gesteuerten Betrieb der Rampe folgen muss. Aus diesen Gründen schneiden Anlauf und Reversieren bei diesem Verfahren im Vergleich zu den anderen am schlechtesten ab. Allerdings erreicht das Verfahren bei sprunghafter Belastung das beste Verhalten der umgesetzten Verfahren, selbst bei geringen Drehzahlen mit Nennmoment. Die Maschine konnte dabei auch bei der kleinsten getesteten Drehzahl mit Nennmoment belastet werden. Weiterhin besitzt dieses Verfahren die größte Robustheit gegenüber Abweichungen der Maschinenparameter. So führten Toleranzen der Ständerinduktivität und des Ständerwiderstandes im Bereich von je $\pm 20\%$ zu kaum feststellbaren Abweichungen im Regelverhalten.

Die zwei anderen untersuchten Verfahren basieren auf dem Prinzip des Phasenregelkreises (PLL). Dabei wird der Ausgang einer Fehlergleichung, die aus der Spannungsgleichung der Maschine hervorgeht, einem Regelkreis zugeführt. Dessen Ausgang ω wird anschließend integriert was den Rotorwinkel ergibt, der für die Transformation verwendet wird. Ist das Fehlersignal zu Null geregelt, liegt die geschätzte Drehzahl am Ausgang des Regelkreises vor. Auf diesem Prinzip wurden zwei Strukturen umgesetzt, deren Grundstrukturen jedoch sehr ähnlich sind.

Zuerst wurde ein Verfahren beschrieben, das im Wesentlichen nur einen P-Regler in Verbindung mit einem Filter besitzt. Die einfache Struktur ermöglicht eine schnelle Implementierung und erreichte die kürzeste Berechnungszeit. Weiterhin ist dieses Verfahren sehr universell für verschiedene Motoren anwendbar, da neben der Filterzeitkonstante nur der Verstärkungsfaktor angepasst werden muss. Die Anfälligkeit gegenüber Parameterabweichungen ist dementsprechend gering, wobei sich jedoch größere Abweichungen als beim Flussschätzer zeigten. Abstriche müssen hingegen im unteren Drehzahlbereich unter Last gemacht werden. Eine sprunghafte Belastung mit Nennmoment konnte nur ab dem mittleren Drehzahlbereich erfolgreich ausgeregelt werden. Im unteren Drehzahlbereich war dies immerhin noch mit 90 % des Nennmomentes möglich. Der Reversivorgang mit 500 min^{-1} war ebenso nur mit 90 % des Nennmomentes möglich.

Die zweite umgesetzte PLL-Struktur basiert auf der ersten, verwendet aber einen adaptiven PI-Regler mit nachgeschaltetem adaptiven Filter. Die Anpassung der Regler- und Filterparameter erfolgt größtenteils nur im unteren Drehzahlbereich, in dem wenig Informationen aufgrund der geringen induzierten Spannung vorhanden sind. Die Messungen zeigten ein deutlich verbessertes Verhalten im Lastbereich. So war der Reversivorgang bei allen getesteten Drehzahlen ($n \geq 500 \text{ min}^{-1}$) mit Nennmoment möglich. Lediglich bei der sprunghaften Belastung bei 500 min^{-1} konnte diese nur bei einer Belastung mit maximal 90 % des Nennmomentes ausgeregelt werden. Allerdings besitzt dieses Verfahren aufgrund der umfangreichen Struktur wesentlich mehr Parameter, die teilweise experimentell (und durch Simulation) ermittelt werden müssen. Dies führt zu einer deutlich aufwendigeren Parametrierung gegenüber den anderen beiden Verfahren. Aus diesem Grund zeigte dieses Verfahren auch die größte Abweichung bei Parameterschwankungen.

Fazit

Jedes der Verfahren hat seine eigenen Vor- und Nachteile. Es konnte kein Verfahren gefunden werden, welches grundsätzlich die besten Eigenschaften besitzt. So spielt bei der Wahl des geeigneten Verfahrens die Anwendung eine große Rolle.

Der Flussschätzer erlaubt ein sehr gutes Lastverhalten im unteren Drehzahlbereich, jedoch erhöht das notwendige Umschalten den Implementierungsaufwand deutlich. Ein passiver Einsatz zur Überwachung von Rotorlagegebern wäre daher denkbar.

Das PLL-Verfahren mit P-Regler eignet sich eher für Anwendungen, in denen ausreichend

Leistungsreserve vorhanden ist oder bei solchen, bei denen das volle Lastmoment erst ab einer mittleren Drehzahl einsetzt. Beispielsweise könnte es aufgrund seiner Einfachheit für den testweisen Betrieb von Synchronmaschinen eingesetzt werden. Lowcost-Anwendungen sind ein weiterer möglicher Anwendungsbereich.

Die PLL-Variante mit PI-Regler bietet insgesamt die beste Performance, erfordert allerdings auch einen höheren Aufwand bei der Inbetriebnahme und Anpassung. Durch die genaue Parametrierung und die damit verbundene Anfälligkeit gegenüber Parameterschwankungen empfiehlt sich dieses Verfahren nur, wenn der Motor genau bekannt ist und die Anwendung den höheren Aufwand rechtfertigt.

Ausblick

Im Wesentlichen werden alle Informationen zur Lageschätzung aus den Phasenströmen gewonnen und daher sollten diese möglichst genau erfasst werden. Es hat sich herausgestellt, dass der Einsatz des Mikrocontroller-Entwicklungsboards dafür nachteilig ist. Die Leiterbahnen, welche die analogen Signale der Stromsensoren zu dem ADC des Mikrocontrollers führen, mussten deshalb unnötig lang gewählt werden. Dies führte zu erhöhtem Rauschen und Störungen auf diesen Leitungen. Eine gemeinsame Leiterplatte mit Mikrocontroller und Leistungsteil, welche die Platzierung der Stromsensoren dicht bei dem Mikrocontroller ermöglicht, wäre demnach zu bevorzugen. Weiterhin würde ein Leiterplattenaufbau, welcher zusätzliche, als Massefläche ausgeführte Innenlagen besitzt, die Qualität der analogen Signale nochmals verbessern. Eine galvanische Trennung von Steuer- und Leistungsteil, wie sie bei netzbetriebenen Umrichtern ausgeführt ist, würde die Schaltspitzen von dem Steuerteil fern halten. Durch diese Maßnahmen könnte die Leistungsfähigkeit der Verfahren im unteren Drehzahlbereich möglicherweise verbessert werden.

Die Filterung der Phasenströme erfolgte hier zunächst durch einen analogen RC-Vorfilter mit anschließender digitaler Filterung durch einen Filter zweiter Ordnung. Da dieser entsprechend oft abgetastet werden muss, führt die für sich betrachtet kurze Berechnungszeit in Summe zu einer deutlichen Verlängerung der Gesamtberechnung. Es sollte daher die Möglichkeit in Betracht gezogen werden, einen analogen Filter zweiter Ordnung einzusetzen. Dieser würde sich recht einfach unter Verwendung der Sallen-Key-Struktur realisieren lassen. Dadurch würde die vergleichsweise zeitaufwendige Filterberechnung des Filters zweiter Ordnung entfallen, indem in der Software nur ein Filter erster Ordnung berechnet wird. Unter Umständen wäre dann auch eine doppelt so hohe Abtastfrequenz möglich.

Für die Parametrierung der Regler sowie der Schätzverfahren sind jeweils die Maschinenparameter erforderlich. Allerdings liegen diese besonders bei kleinen Motoren nicht immer vor. Als Erweiterung wäre daher eine automatische, selbstständige Messung der Motorkenndaten denkbar, aus denen anschließend die Parameter für Regler und Schätzverfahren berechnet werden können.

Literaturverzeichnis

- [1] BÖCKER, Joachim: *Geregelte Drehstromantriebe*. Vorlesungsskript, Universität Paderborn, 2012
- [2] BIERHOFF, Michael: *Regelung Elektrischer Antriebe*. Vorlesungsskript, Fachhochschule Stralsund, 2014
- [3] BIERHOFF, Michael: *A general PLL type algorithm for speed sensor less control of electrical drives*. Paper, Fachhochschule Stralsund, 2016
- [4] BIERHOFF, Michael: *Methods of Electrical Energy Engineering – Power Electronics*. Vorlesungsskript, Fachhochschule Stralsund, 2016
- [5] BRAUN, Anton: *Digitale Regelungstechnik*. Oldenbourg Verlag, München, Wien, 1997
- [6] CRAVERO, Leandro G.: *Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauer-magneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2005
- [7] KARIMI-GHARTEMA, Masoud: *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*. Wiley-IEEE Press, New Jersey, 2014
- [8] KIEL, Jürgen: *Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz*. Dissertation, Universität Paderborn, 2005
- [9] LANDSMANN, Peter: *Sensorless Control of Synchronous Machines by Linear Approximation of Oversampled Current*. Dissertation, Technische Universität München, 2014
- [10] LATZEL, Wolfgang: *Einführung in die digitalen Regelungen*. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1995
- [11] LERCH, Reinhard: *Elektrische Messtechnik*. 4. Auflage. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2007
- [12] MEYER, Martin: *Signalverarbeitung*. 7. Auflage. Springer Vieweg Verlag, Wiesbaden, 2014
- [13] MICROCHIP TECHNOLOGY INC.: *AN1292 - Sensorless Field Oriented Control (FOC) for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using a PLL Estimator and Field Weakening (FW)*. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01292A.pdf>. Version: 2009. – (abgerufen am 13.11.2016)
- [14] ORGLMEISTER, Reinhold: *Analog- und Digitalelektronik*. Skript, TU Berlin, 2012

- [15] PERASSI, Héctor D.: *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand.* Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2006
- [16] PETERSSON, Fredrik: *Sensor-less Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor.* Examensarbete, Linköpings universitetet, 2009
- [17] SCHÜSSLER, Hans W.: *Digitale Signalverarbeitung 1.* 5. Auflage. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2008
- [18] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Grundlagen.* 5. Auflage. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 2013
- [19] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen.* 4. Auflage. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 2015
- [20] ST MICROELECTRONICS: *RM0351 Reference manual – STM32L4x6 advanced ARM®-based 32-bit MCUs.* http://www.st.com/resource/en/reference_manual/dm00083560.pdf. Version: 2015. – (abgerufen am 22.09.2016)
- [21] SVARICEK, Ferdinand: *Digitale Regelung.* Universität der Bundeswehr München, 2012. https://www.unibw.de/lrt15/Institut/lehre/vorlesung/DR_FT2012.pdf. – (abgerufen am 21.07.2014)
- [22] SZALAI, Thomas: *Sensorlose Regelung gesättigter Synchronmaschinen bis zum Stillstand unter Last.* Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2014
- [23] TEIGELKÖTTER, Johannes: *Energieeffiziente elektrische Antriebe.* Springer Vieweg, Heidelberg, 2013
- [24] WOITOWITZ, Roland ; URBANSKI, Klaus: *Digitaltechnik.* 5. Auflage. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2007

Abbildungsverzeichnis

2.1	Ausführungsformen der permanenterregten Synchronmaschine	4
2.2	Zusammenhang der Koordinatensysteme bei der Raumzeigerdarstellung	6
2.3	Ersatzschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine in dq -Koordinaten .	8
2.4	Signalflussplan der permanenterregten Synchronmaschine	8
2.5	Blockschaltbild einer feldorientierten Regelung [8]	9
2.6	Struktur der Stromregelung einer Synchronmaschine	10
2.7	Approximation des Stromregelkreises durch ein PT_1 -Glied	11
2.8	Struktur der Drehzahlregelung einer Synchronmaschine	12
2.9	Idealer Verlauf der Stranggrößen bei der Synchronmaschine	13
2.10	Blockschaltbild eines abgetasteten Systems [19, S. 196]	14
2.11	Prinzip eines Abtast-Haltegliedes (Sample & Hold)	15
2.12	Spannungsverlauf bei der AD-Wandlung mittels sukzessiver Approximation .	16
2.13	Übertragung des stabilen Bereichs der s -Ebene in die z -Ebene [19]	18
2.14	Abbildung der linken s -Halbebene in die z -Ebene	20
2.15	Bodediagramm des Tiefpassfilters nach Trapez- und Rechteckregel	20
2.16	Struktur der kanonischen Direktform II [12]	22
2.17	Abtastregelkreis (vereinfacht)	23
3.1	Struktur der sensorlosen feldorientierten Regelung	25
3.2	Flussschätzer: Prinzip und Blockschaltbild	26
3.4	Einfluss der Rückführung auf das Modellverhalten	28
3.5	Flussschätzers mit $K=20$ und $K=70$	29
3.6	Flussschätzers mit Adaption des Rückführfaktors	29
3.7	Fehlerkompensation beim Flussschätzer	29
3.8	Gesteuerter Stromzeiger bei geringem Lastmoment	31
3.9	Stromzeiger beim Übergang vom gesteuerten in den geregelten Betrieb	32
3.10	Flussschätzer: Verfahrenswechsel mittels linearem Übergang (im Leerlauf) .	33
3.11	Flussschätzer: Verfahrenswechsel mittels linearem Übergang (unter Nennlast) .	34
3.12	Flussschätzer: Verfahrenswechsel durch Umschalten (im Leerlauf)	35
3.13	Flussschätzer: Verfahrenswechsel durch Umschalten (unter Nennlast)	35
3.14	Grundstruktur der SRF-PLL [7]	36
3.15	Blockschaltbild der PLL mit P-Regler	38
3.16	PLL-Struktur nach [13]	40
3.17	Struktur der PLL mit PI-Regler	41
3.18	Detailliertes Blockschaltbild der PLL mit PI-Regler	42
3.19	Adaptionsbereich der Parameter des PI-PLL-Verfahrens (normierte Darstellung)	42

4.1	Der komplette Motorprüfstand mit Motorregler	43
4.2	Abbildung des Motorprüfstandes	44
4.3	Blockschaltbild des Motorreglers	45
4.4	Der Motorregler: Leistungsteil aufgesteckt auf das Mikrocontrollerboard	45
4.5	Programmablauf während einer Abtastperiode	48
4.6	Timing-Diagramm für PWM, Berechnung und AD-Wandlung	49
4.7	Zeitlicher Ablauf der Wandlung der langsamten Analog-Kanäle	50
4.8	PWM-Erzeugung mit sinusförmigem Referenzsignal. Referenzsignal u_{ref} und Trägersignal u_T oben, Ausgangssignal u_a unten dargestellt.	50
4.9	Erzeugung des Referenzsignals für die PWM durch Addition eines Nullsystems zur Erhöhung des Aussteuerbereiches	51
4.10	Methode (a) zur Realisierung eines Anti-Windup	54
4.11	Methode (b) zur Realisierung eines Anti-Windup	54
4.12	Anti-Windup (b) bei einem digitalen Regler	55
4.13	Unterschiede der Anti-Windup-Maßnahmen (Simulation)	55
5.1	Flussschätzer: Reversivorgang von -500 auf 500 min^{-1}	57
5.2	Flussschätzer: Reversivorgang von -1000 auf 1000 min^{-1}	58
5.3	Flussschätzer: Reversivorgang von -3000 auf 3000 min^{-1}	58
5.4	P-PLL: Reversivorgang von -500 auf 500 min^{-1}	59
5.5	P-PLL: Reversivorgang von -1000 auf 1000 min^{-1}	59
5.6	P-PLL: Reversivorgang von -3000 auf 3000 min^{-1}	60
5.7	PI-PLL: Reversivorgang von -500 auf 500 min^{-1}	60
5.8	PI-PLL: Reversivorgang von -1000 auf 1000 min^{-1}	61
5.9	PI-PLL: Reversivorgang von -3000 auf 3000 min^{-1}	61
5.10	Vergleich der realen Drehzahlen beim Reversivorgang der drei Verfahren	62
5.11	Flussschätzer: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$	63
5.12	Flussschätzer: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$	64
5.13	Flussschätzer: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$	64
5.14	P-PLL: Lastsprung mit 90 % Nennmoment bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$	65
5.15	P-PLL: Lastsprung mit 90 % Nennmoment bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$	66
5.16	P-PLL: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$	66
5.17	PI-PLL: Lastsprung mit 90 % Nennmoment bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$	67
5.18	PI-PLL: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$	68
5.19	PI-PLL: Lastsprung mit Nennmoment bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$	68
5.20	Vergleich der drei Verfahren bei sprunghafter Belastung	69
5.21	Einfluss von Parameterabweichungen auf das Maschinenverhalten	71
5.22	Vergleich der Berechnungsduer der verschiedenen Verfahren	72
C.1	Flussschätzer: Anlaufen im Leerlauf auf 500 min^{-1}	93
C.2	Flussschätzer: Anlaufen im Leerlauf auf 1000 min^{-1}	94
C.3	Flussschätzer: Anlaufen im Leerlauf auf 3000 min^{-1}	94

C.4 Flussschätzer: Anlaufen unter Nennlast auf 500 min^{-1}	95
C.5 Flussschätzer: Anlaufen unter Nennlast auf 1000 min^{-1}	95
C.6 Flussschätzer: Anlaufen unter Nennlast auf 3000 min^{-1}	96

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere, die von mir vorgelegte Arbeit selbstständig verfasst zu haben. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten oder nicht veröffentlichten Arbeiten anderer entnommen sind, habe ich als entnommen kenntlich gemacht. Sämtliche Quellen und Hilfsmittel sind angegeben. Die Arbeit hat mit gleichem bzw. in wesentlichen Teilen gleichem Inhalt noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Berlin, 25.11.2016

Hans Unzner

Anhang A

Technische Daten und Parameter

A.1 Kenndaten der Lastmaschine

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Motorbezeichnung	-	R88M-U40030VA-S1
Hersteller	-	Omron
Motortyp	-	Servomotor (PMSM)
Nennleistung	P_N	400 W
Nennmoment	M_N	1,27 N m
Massenträgheitsmoment	J	$2,6 \cdot 10^{-5}$ Kg m ²
Maximaldrehzahl	n_{\max}	5000 min ⁻¹
Encoderauflösung	N	2048 Schritte

A.2 Kenndaten des Motors (Prüfling)

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Hersteller	-	Maxon
Motorbezeichnung	-	136207
Motortyp	-	PMSM
Nennspannung	U_N	24 V
Nennstrom	I_N	8,67 A
Nennmoment	M_N	0,331 N m
Massenträgheitsmoment	J	$209 \cdot 10^{-7}$ Kg m ²
Nenndrehzahl	n_N	4300 min ⁻¹
Leerlaufdrehzahl	n_0	5000 min ⁻¹
Ständerwiderstand	R_s	0,215 Ω
Ständerinduktivität	L_s	0,085 mH
Permanentflussverkettung	Ψ_{PM}	$25,45 \cdot 10^{-3}$ V s
Polpaarzahl	p	1

A.3 Kenndaten des Motorreglers

A.3.1 Mikrocontrollerboard

Beschreibung	Wert
Hersteller	ST Microelectronics
Bezeichnung	NUCLEO-L476LG
Mikrocontroller	STM32L476
Taktfrequenz	80 MHz

A.3.2 Leistungsstufe

Beschreibung	Wert
Zwischenkreisspannung	8 ... 30 V
Maximalstrom	20 A
Stromsensoren	ACS714ELCTR-20A-T

A.4 Parameter

A.4.1 Allgemein

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Abtastzeit des Stromfilters	$T_{A,F}$	2,5 μ s
Abtastzeit der Regelung und der Schätzalgorithmen	T_A	100 μ s
PWM-Schaltfrequenz	f_{PWM}	20 kHz

A.4.2 Zeitdiskrete Regler für die praktische Implementierung

A.4.2.1 Stromregler

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Filterzeitkonstante	$T_{F,I}$	0,5 ms
Nachstellzeit	$T_{N,I}$	0,745 ms
Verstärkung	$V_{R,I}$	0,247
Koeffizient	B_0	0,2630402
Koeffizient	B_1	-0,2299666

A.4.2.2 Drehzahlregler

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Filterzeitkonstante	$T_{F,n}$	4 ms
Reglerparameter	a	2
Nachstellzeit	$T_{N,n}$	21,4 ms
Verstärkung	$V_{R,n}$	0,0502
Koeffizient	B_0	$5,034476 \cdot 10^{-2}$
Koeffizient	B_1	$-5,011005 \cdot 10^{-2}$

A.4.3 Zeitkontinuierliche Regler für das Simulationsmodell

A.4.3.1 Stromregler

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Filterzeitkonstante	$T_{F,I}$	0,5 ms
Nachstellzeit	$T_{N,I}$	0,622 ms
Verstärkung	$V_{R,I}$	0,224

A.4.3.2 Drehzahlregler

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Filterzeitkonstante	$T_{F,n}$	4 ms
Reglerparameter	a	2
Nachstellzeit	$T_{N,n}$	20,2 ms
Verstärkung	$V_{R,n}$	0,0542

A.4.4 Flussschätzer

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Rückführfaktor	K	$\begin{cases} 70 & \text{für } \omega \leq 192 \\ \frac{\omega}{\tan(90^\circ - 20^\circ)} & \text{für } \omega > 192 \end{cases}$
Untere Umschaltschwelle	n_u	100 min^{-1}
Obere Umschaltschwelle	n_o	400 min^{-1}

A.4.5 P-PLL

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Filterzeitkonstante	τ_{PLL}	4 ms
Verstärkungsfaktor	K_{PLL}	100

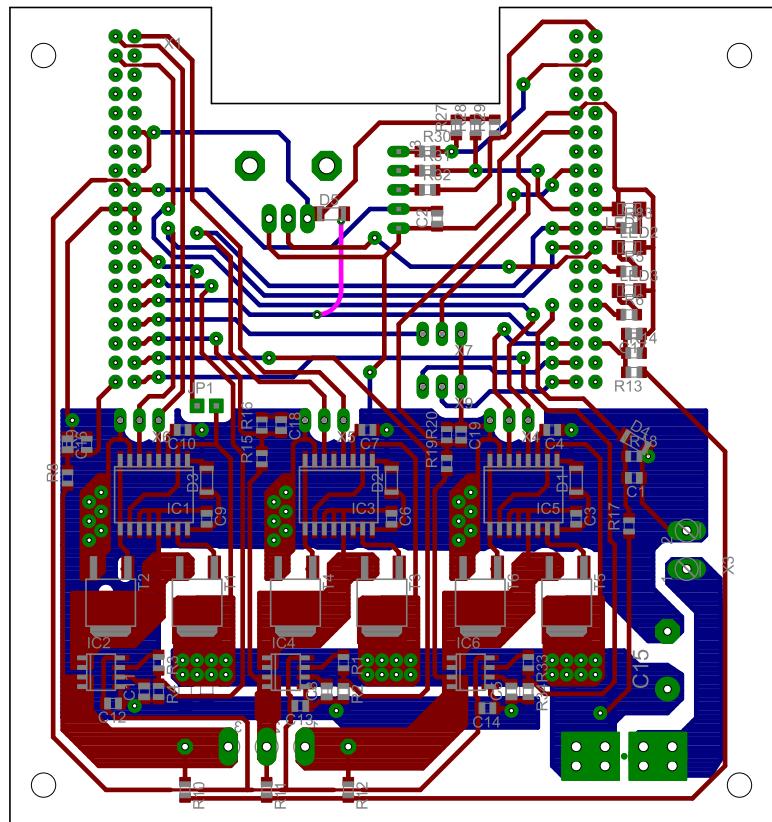
A.4.6 PI-PLL

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Filterzeitkonstante	$T_{F,PLL}$	
Verstärkungsfaktor	$V_{R,PLL}$	
Grenzdrehzahl	ω_g	
Reglerparameter	a	2
Faktor	β	2

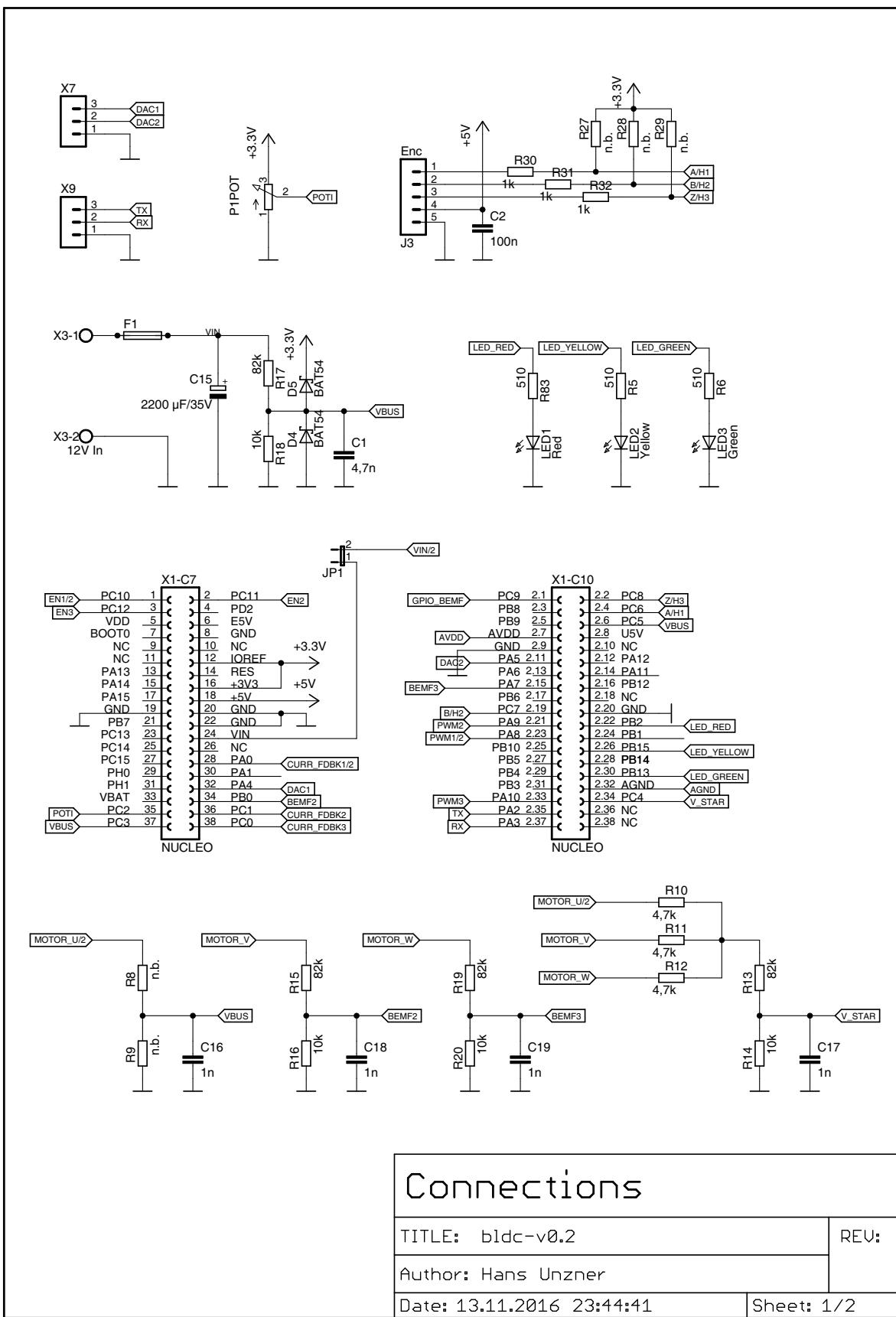
Anhang B

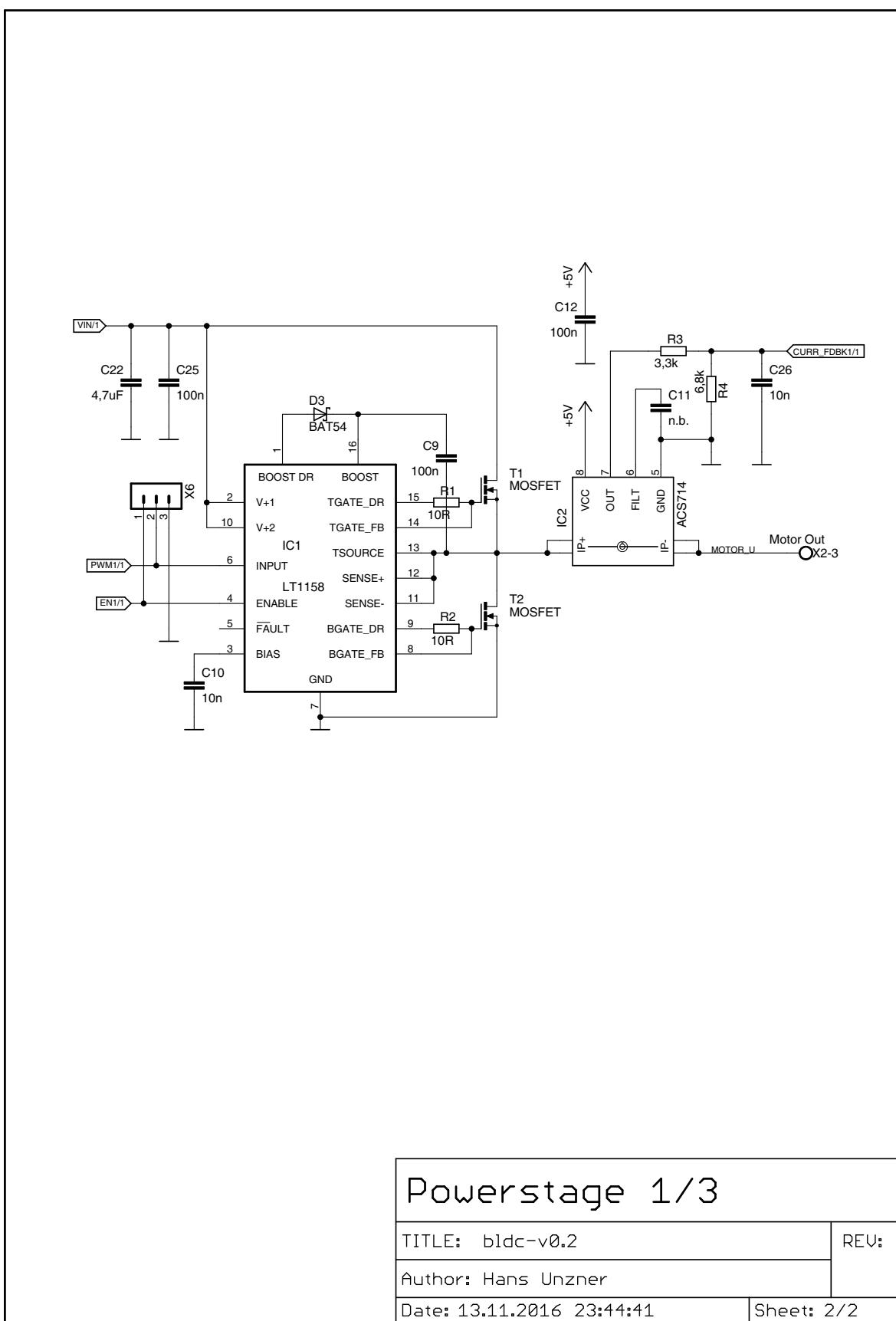
Stromlaufpläne und Layouts

B.1 Layout des Motorreglers

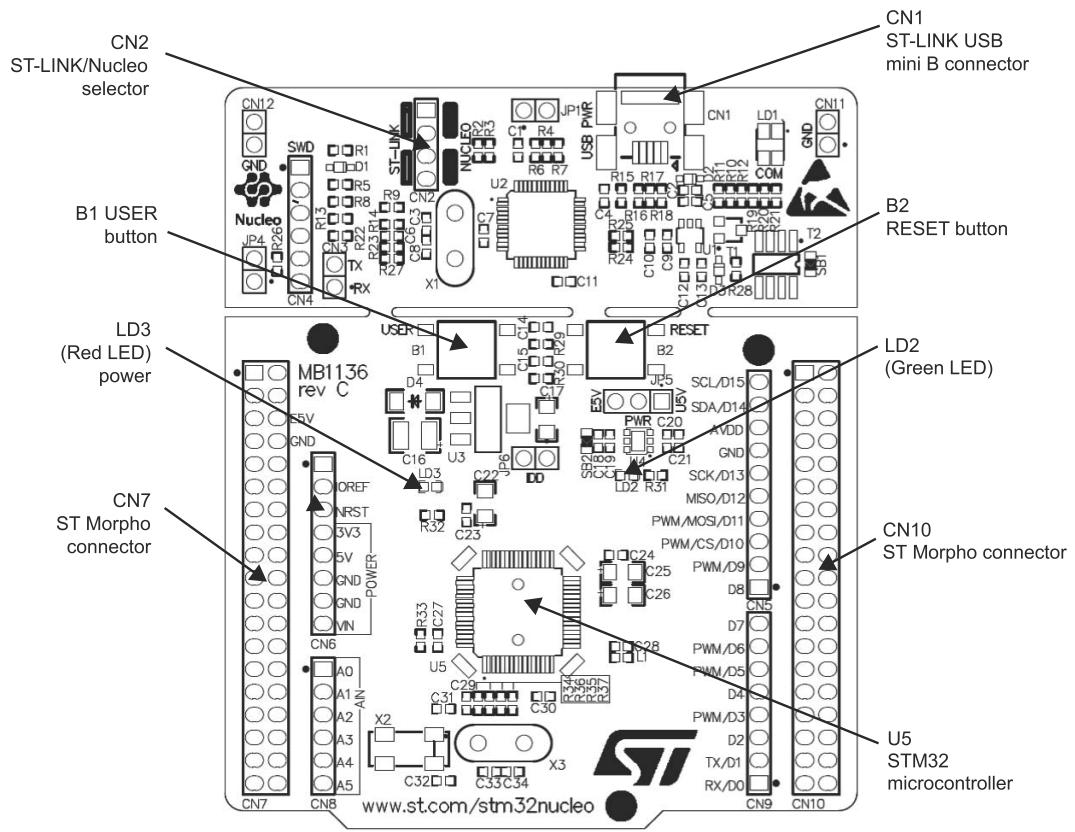


B.2 Stromlaufplan des Motorreglers



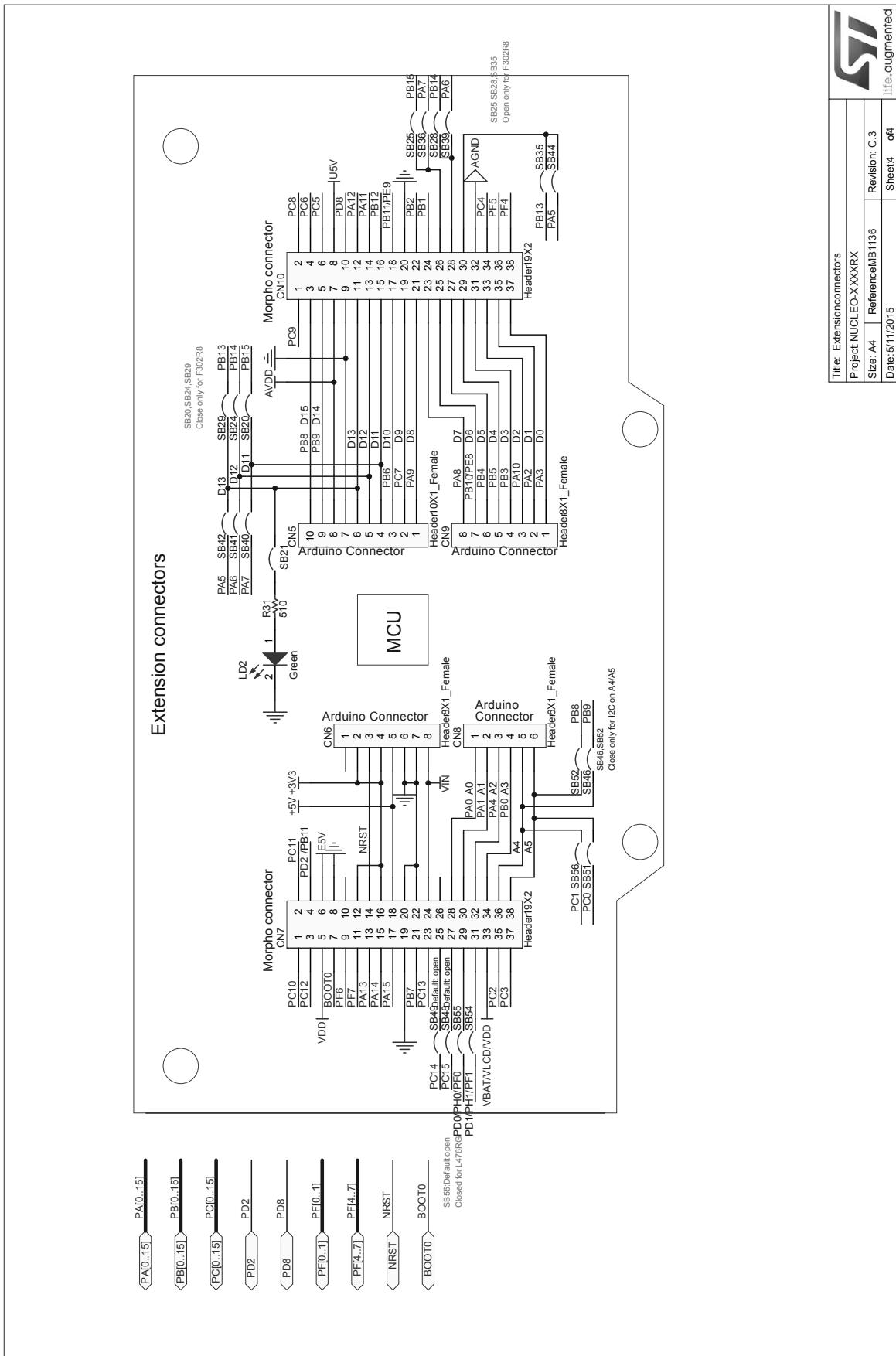


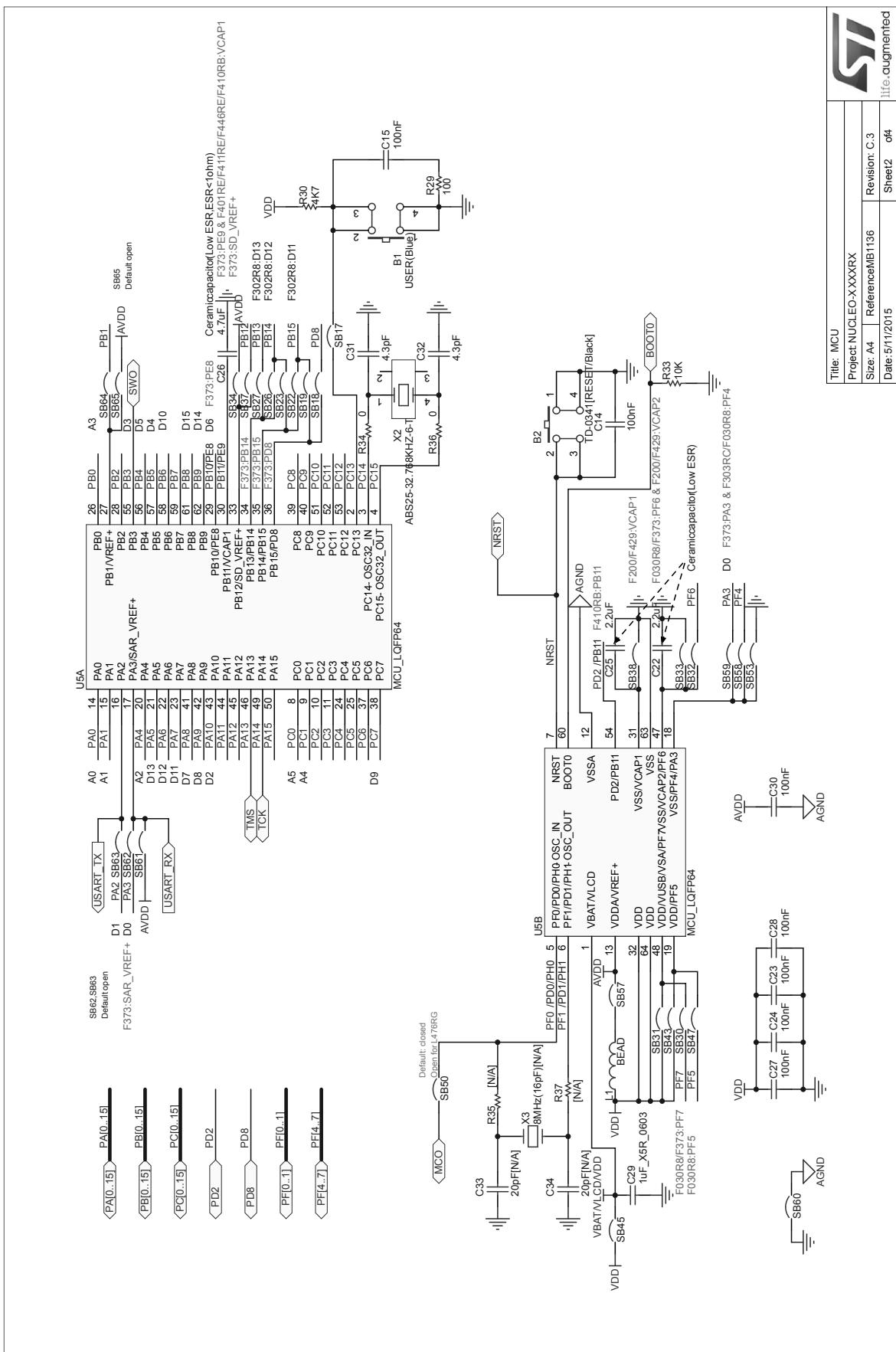
B.3 Oberseite des Mikrocontroller-Boards



MS34376V2

B.4 Stromlaufplan des Mikrocontroller-Boards





Anhang C

Ergänzende Messungen zum Flussschätzer

Wie sich bei den Messungen zum Reversivorgang herausgestellt hat, erreicht der Flussschätzer dabei kein zufriedenstellendes Verhalten, insbesondere im Leerlauf. Um zu zeigen, wie sich dieser im ausschließlich positiven Drehzahlbereich verhält, sind im Folgenden noch einige Messungen dargestellt, die den Startvorgang zeigen.

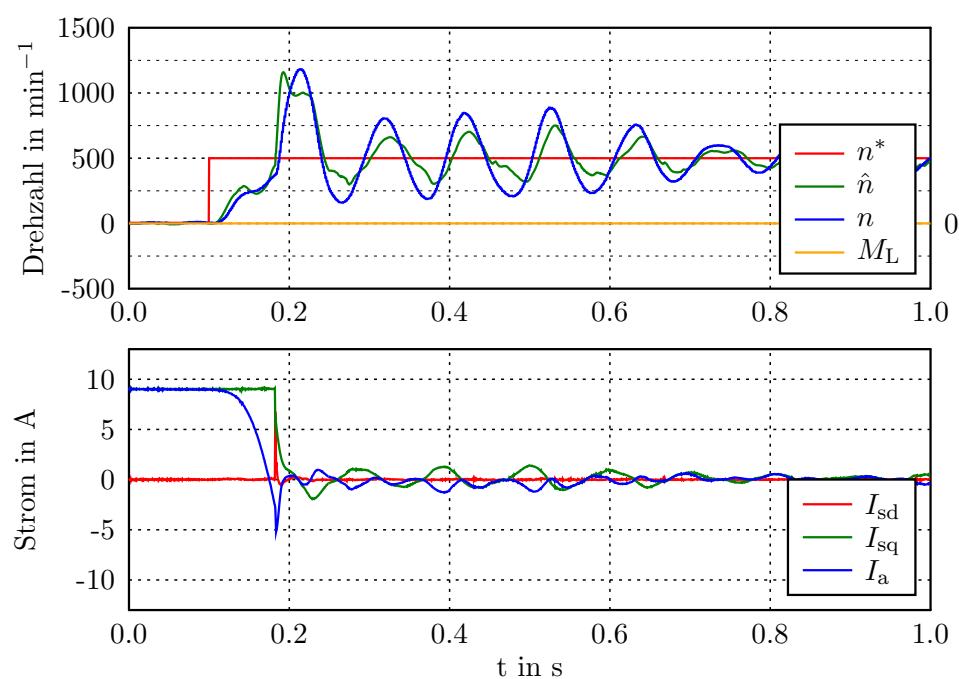


Abbildung C.1: Flussschätzer: Anlaufen im Leerlauf auf 500 min^{-1}

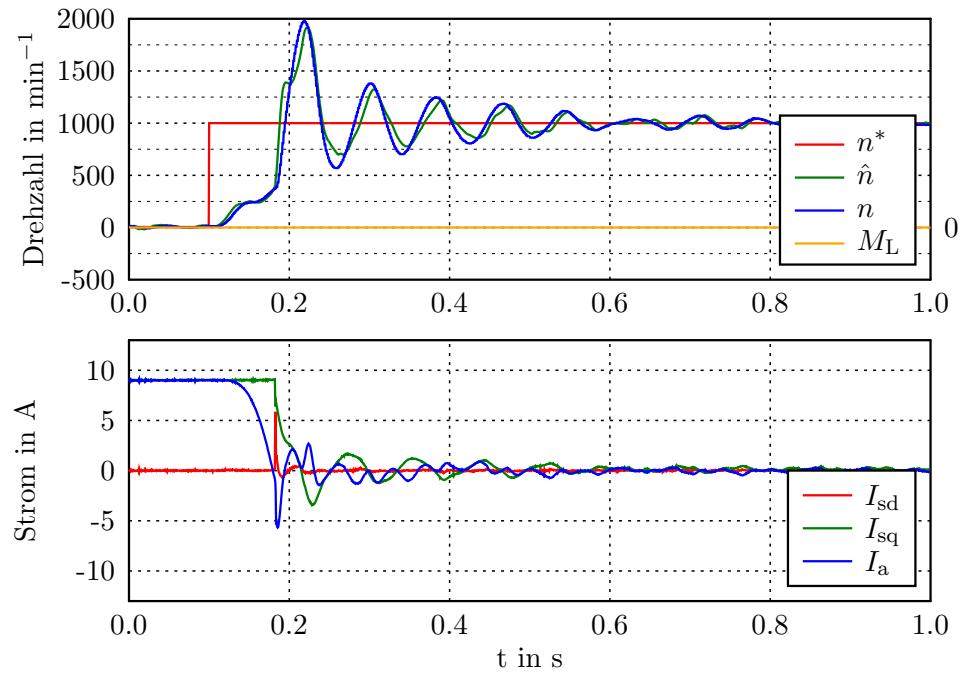


Abbildung C.2: Flussschätzer: Anlaufen im Leerlauf auf 1000 min^{-1}

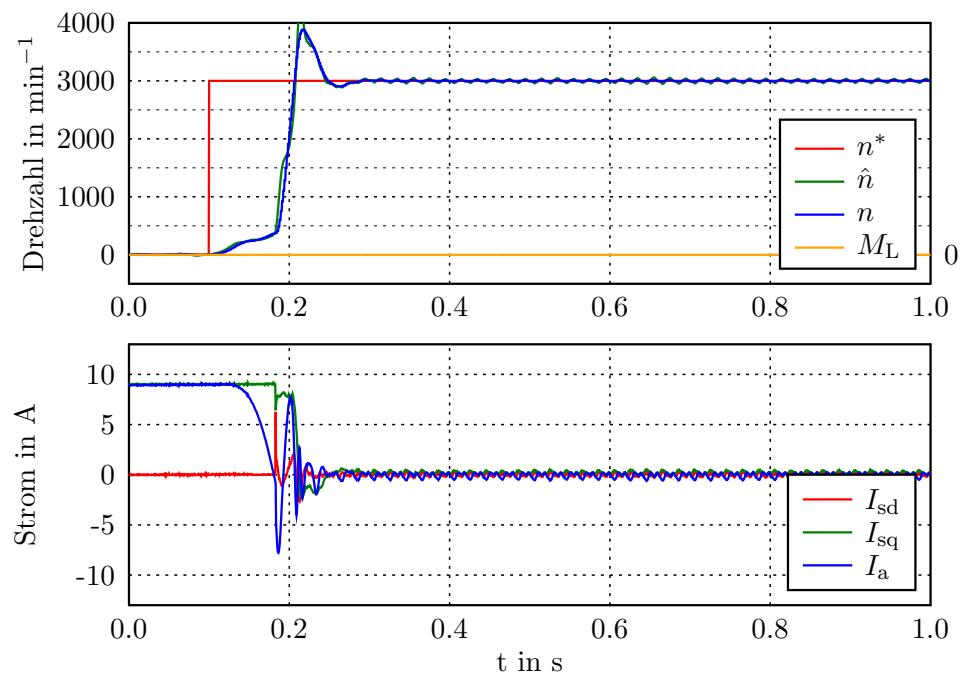


Abbildung C.3: Flussschätzer: Anlaufen im Leerlauf auf 3000 min^{-1}

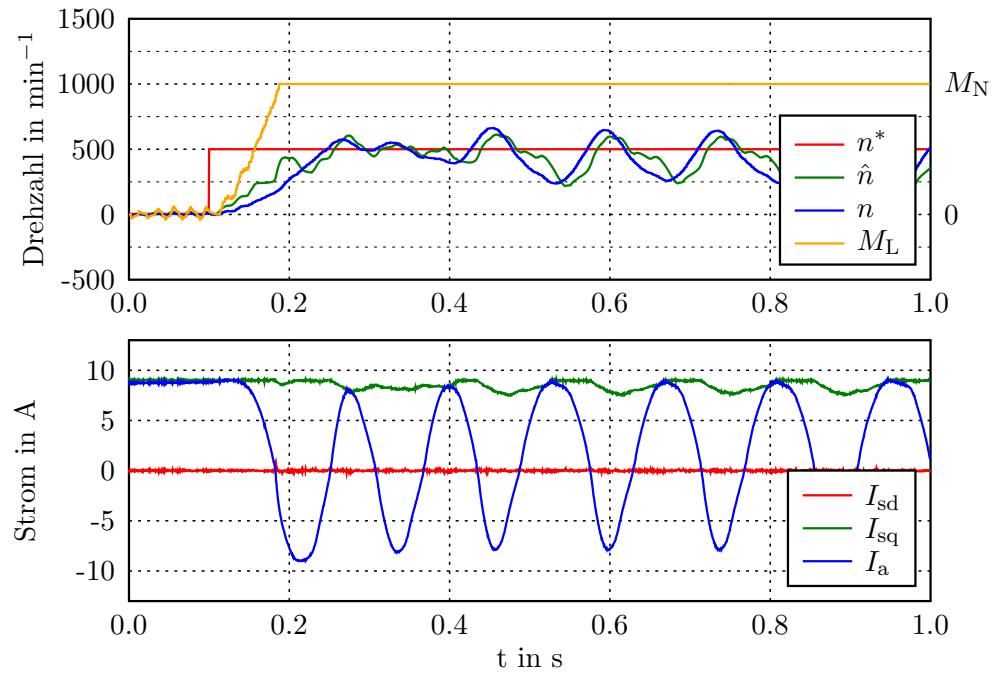


Abbildung C.4: Flussschätzer: Anlaufen unter Nennlast auf 500 min^{-1}

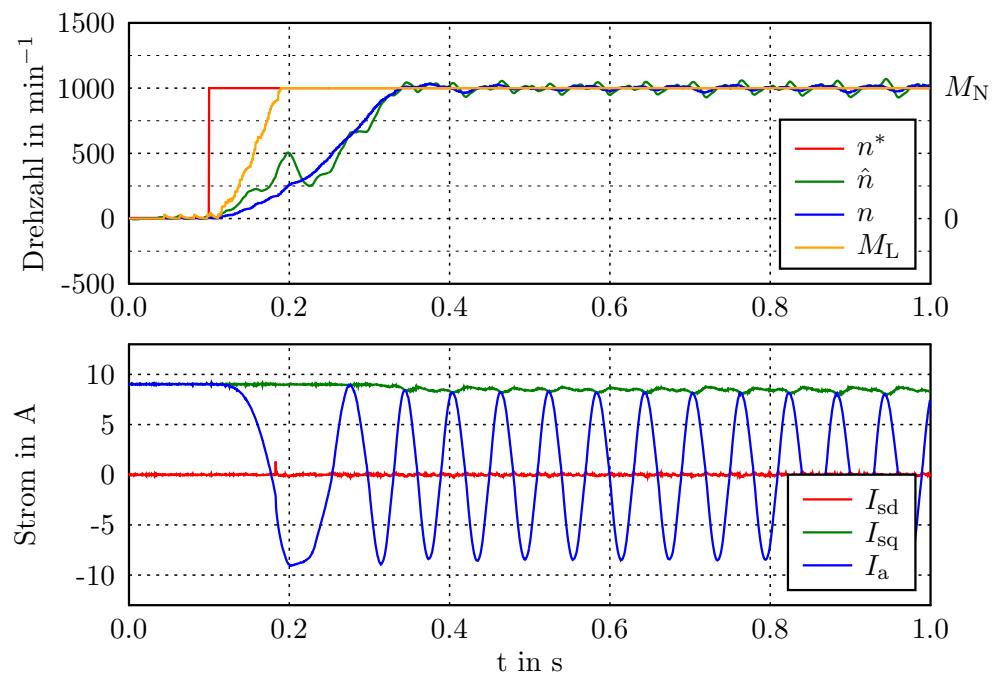


Abbildung C.5: Flussschätzer: Anlaufen unter Nennlast auf 1000 min^{-1}

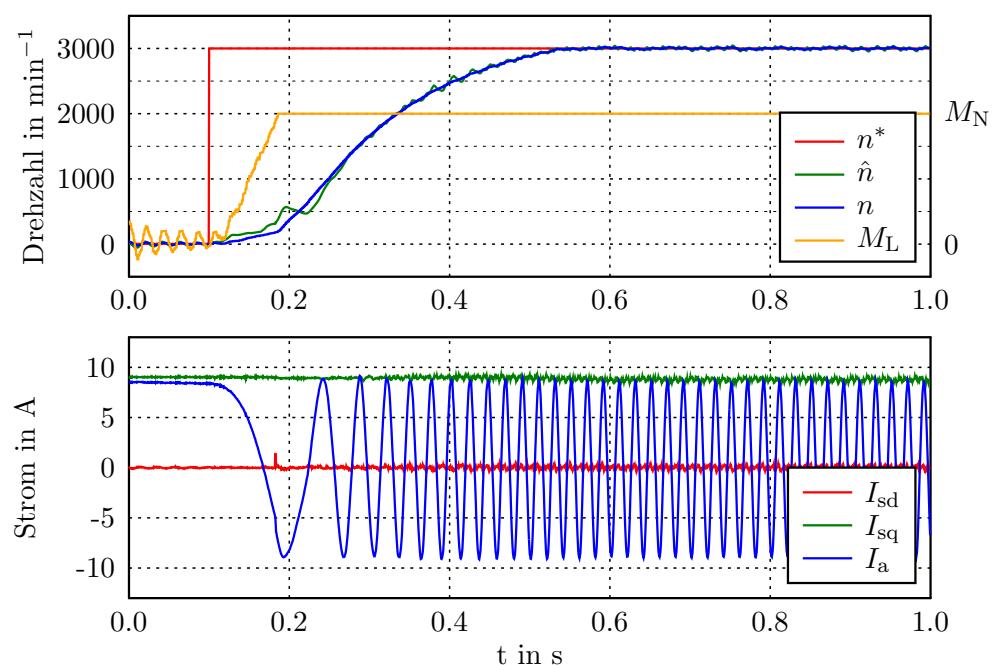


Abbildung C.6: Flussschätzer: Anlaufen unter Nennlast auf 3000 min^{-1}