



Sliding-Mode Stromregelung eines Servoantriebes

Diplomarbeit

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs
an der Technischen Universität Graz

vorgelegt von
Stefan Reiter

Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Martin Horn
Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, TU Graz

2010

Eidesstattliche Erklärung

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

Graz, 18. Januar 2010

Ort, Datum

(Unterschrift)

Statutory Declaration

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

Graz, 18. Januar 2010

date

(signature)

Danksagung

Hiermit möchte ich mich bei Dipl.-Ing. Markus Reichhartinger für seine Mithilfe bei der Erstellung dieser Diplomarbeit bedanken. Durch seine Vorarbeit vor allem im Bereich der Applikation des Prüfstandes wurde mir der Einstieg wesentlich erleichtert.

Ein weitere Dank gilt auch der Firma Bernecker&Rainer und speziell an Joachim Weissbacher, der die Betreuung von Seiten des Auftraggebers durchgeführt hat.

Kurzfassung

Die permanenterregte Synchronmaschine gewinnt aufgrund ihrer Kompaktheit und Wartungsfreundlichkeit einen immer größeren Stellenwert als Arbeitsmaschine in modernen hochdynamischen Servoantrieben. Ein für die Regelung von Drehfeldmaschinen gut geeignetes Verfahren stellt die sogenannte feldorientierte Regelung dar, welche üblicherweise als Kaskadenstruktur mit unterlagerter Stromregelung implementiert ist. In klassischen Servoantrieben wird die Stromregelung durch einen PI-Regler realisiert, welcher jedoch bei hochdynamischen Anwendungen zu sensibel auf Parametervariationen der Strecke reagiert. In dieser Arbeit wird untersucht, ob mit strukturvariablen Reglern eine höhere Robustheit des Stromreglers gegenüber Parametervariationen erzielt werden kann. Dazu werden eine Reihe von Entwurfsmethoden ausgearbeitet und mit Hilfe eines Prüfstandes validiert. Aufgrund der zeitdiskreten Realisierung des zeitkontinuierlich entworfenen Regelgesetzes kommt es zum Effekt des sogenannten „Ratterns“. Unter Einhaltung hinreichender Bedingungen für robuste Stabilität gilt es, den Effekt des Ratterns soweit wie möglich zu reduzieren. Die besten Ergebnisse dieser Arbeit werden mit dem prädiktorbasierten Entwurfsverfahren erreicht. Dabei spielt das Schema des Smith-Prädiktors eine entscheidende Rolle im Reglerentwurf.

Abstract

In the last years the permanent magnet synchronous motor as working machine in modern high performance servo drives got an increase of importance because of its compactness and ease of maintenance. A good method for controlling this type of induction machines will be represented by the so called field-oriented control, which is typically implemented as a cascade structure with a subordinate current control. Conventionally the current control is realized by a PI controller, which, however, is in some special applications too sensitive to parameter variations of the controlled system. This paper is to investigate whether variable structure controllers result in higher robustness of the current controller to parameter variations. In addition, a number of methods of designing are developed and validated using a test plant. Due to the discrete-time realization of a continuous-time system, the effect of the so called „chattering“ is caused. In compliance with reasonable conditions for robust stability it is necessary to reduce the effect of chattering as much as possible. The best results at this diploma thesis may be accomplished by using the predictive design method. The scheme of the smith-predictor plays a decisive role at designing the controller.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Aufgabenstellung	3
3	Sliding-Mode-Theorie	4
3.1	Idee der Sliding-Mode-Regelung	4
3.1.1	Äquivalente Regelung	5
3.1.2	Diskontinuierlicher Anteil	5
3.1.3	Betrachtung der Stabilität	6
3.1.4	Simulation	7
3.2	Sliding-Mode-Entwurf Zusammenfassung	9
3.2.1	Vorgangsweise beim Entwurf in zwei Schritten	9
3.2.2	Eigenschaften des geregelten Systems	9
3.3	Zeitdiskrete Implementierung des Reglers	10
3.3.1	Verringerung der Zykluszeit	10
3.3.2	Verringerung des diskontinuierlichen Anteils	11
3.3.3	Boundary Layer Entwurf	11
4	Regelung von Drehfeldmaschinen	14
4.1	Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine	14
4.1.1	Raumzeigerdarstellung	14
4.1.2	Spannungsgleichung der permanenterregten Synchronmaschine	15
4.1.3	Momentengleichung der permanenterregten Synchronmaschine	17
4.1.4	Zusammenfassung des mathematisches Modells	18
5	Modellierung und Simulation in Matlab-Simulink	19
5.1	Modell der permanenterregten Synchronmaschine	19
5.2	Modell des Regelkreises	20
5.2.1	Reglerimplementierung	20
5.3	Parameter der Simulation	21
6	Implementierung im Servoverstärker	22
6.1	Laboraufbau mit B&R ACOPOS Servoverstärker	22
6.1.1	Modifikation der Firmware	22
6.2	Testen des Reglers	23
6.2.1	Rechteckförmige Stromvorgabe	24
6.2.2	Betrieb mit Drehzahlregler	24
6.2.3	Messsignal auslesen	24
6.3	Einfluss der PWM Frequenz	24
6.3.1	Der Inverterfehler	25
6.3.2	Sprungantwort der Strecke	25

6.3.3	Totzeit der Strecke	27
7	Sliding-Mode-Entwürfe	28
7.1	Theoretische Vorgangsweise beim Reglerentwurf für PMSM	28
7.1.1	Entwurf der Schaltfunktion	28
7.1.2	Berechnen des kontinuierlichen Anteils	28
7.1.3	Berechnung des diskontinuierlichen Anteils	29
7.1.4	Zusammenfassung des Sliding-Mode-Regelgesetzes	30
7.2	Betrachtungen zur Erreichbarkeitsbedingung	31
7.2.1	Konvergenzgeschwindigkeit	31
7.2.2	Parameterunsicherheiten	31
7.2.3	Maximaler diskontinuierlicher Anteil	34
7.3	Implementierung des ersten Sliding-Mode-Reglers	35
7.3.1	Durchführen der Simulation	35
7.3.2	Implementierung im Servoverstärker	36
7.3.3	Problematik des Differenzenquotienten	39
7.4	Reglertest mit Kommutierung	42
7.5	Gestaltung des diskontinuierlichen Anteils	43
7.6	Auswertung bisheriger Erkenntnisse	45
7.6.1	Simulation mit 5kHz PWM	46
7.6.2	Simulation mit 20kHz PWM	46
7.7	Implementierung der Sättigungsfunktion	48
8	Sliding-Mode-Regler mit integrierender Schaltfunktion	50
8.1	Herleitung des Regelgesetzes	50
8.2	Anwendung auf die Synchronmaschine	51
8.3	Parameterbestimmung	52
8.4	Anti-Windup-Maßnahme	53
8.5	Auswertung des Entwurfes	53
9	Prädiktive Regelung	56
9.1	Sliding-Mode-Regler mit Smith-Prädiktor	56
9.1.1	Modell der totzeitfreien Strecke	57
9.1.2	Betrachtungen zur Totzeit	60
9.1.3	Testergebnisse des Reglers	61
9.2	Sliding-Mode-Regler mit Anti-Chattering-Smith-Prädiktor	64
9.2.1	Realisierung des Filters	65
9.2.2	Betrachtung des offenen Regelkreises	65
9.2.3	Betrachtung des geschlossenen Regelkreises	67
9.2.4	Betrachtung des differentiellen Anteils	69
10	Reglertest mit Drehzal- und Lageregelung	71
10.1	Der PI-Regler	71

10.2 Integrierender SLMO-Regler	72
10.3 SLMO-Regler ohne integrierenden Anteil	72
11 Zusammenfassung und Ausblick	74
Literaturverzeichnis	76

1 Einleitung

Der ständige Fortschritt in der industriellen Antriebstechnik stellt immer höhere Anforderungen an die dort eingesetzten Servoantriebe. So werden häufig mechanisch aufwendig gekoppelte Systeme durch mehrere mechanisch unabhängige Servoantriebe ersetzt, und eine softwaretechnische Kopplung angestrebt. Dies bringt natürlich eine sehr hohe Flexibilität im Anlagenbau, stellt aber hohe Anforderungen an die Regelgüte dieser Antriebssysteme. Weitere Anforderungen an moderne Servoantriebe beziehen sich auf die Dynamikeigenschaften. So werden von den Motoren immer größere Drehzahlbereiche und eine möglichst hohe Dynamik bei immer kleinerer Baugröße gefordert. In der Anfangszeit der Servoantriebe konnten diese Anforderungen eigentlich nur durch die Gleichstrommaschine erfüllt werden. Durch ihre ausgesprochen einfache Regelbarkeit und einem großen Drehzahlbereich setzte sie sich bei Servoantrieben durch. Ein großer Nachteil der Gleichstrommaschine war jedoch der erhöhte Wartungsaufwand und die erzeugten hochfrequenten Störungen durch das Bürstenfeuer. Weiters ist auch die Drehzahl durch die mechanische Kommutierung mittels Bürsten begrenzt. Eine Regelung von Drehfeldmaschinen wie der Synchron- und der Asynchronmaschine war allerdings zu dieser Zeit noch nicht mit vertretbarem Aufwand möglich. Erst 1973 wurde von Felix Blaschke in seiner Doktorarbeit [2] durch Beschreibung der feldorientierten Regelung der Durchbruch in der Regelung der Drehfeldmaschinen erzielt. Durch die feldorientierte Regelung oder auch Vektorregelung genannt war es nun möglich, die Drehfeldmaschine in ähnlich guter Weise wie die Gleichstrommaschine zu regeln. Die Fortschritte in der Mikro- und Leistungselektronik kamen dem Siegeszug der Drehfeldmaschine zusätzlich entgegen. Somit konnten leistungsfähige Servoantriebe mit Drehfeldmotoren kostengünstig hergestellt werden. Diese Motoren zeichnen sich durch einen geringen Wartungsaufwand aus, da hier keine Bürsten vorhanden sind. Somit konnte diese Art der Servoantriebe die Gleichstrommaschine fast völlig vom Markt verdrängen. Die derzeitige Weiterentwicklung der Servoantriebe liegt im Bereich der Performanceerhöhung bei immer kleinerer Bauweise. So ist es erwünscht, das Nennmoment des Motors kurzzeitig in einem beachtlichen Maß zu überschreiten. Hierbei kommen aber nichtlineare Sättigungseffekte zum Tragen, welche aktuell verwendete Regelungskonzepte an ihre Grenzen bringen. Ein weiteres Problem sind die hohen Drehzahlen, die durch die elektronische Kommutierung begrenzt sind. Oft bleiben bei hohen Drehzahlen nur wenige PWM Zyklen pro elektrischer Umdrehung. Die übliche Vorgangsweise zur Drehzahlregelung von Drehfeldmaschinen mit Hilfe der Vektorregelung gleicht sehr der Regelung von Gleichstrommaschinen. Um eine Strombegrenzung realisieren zu können, ist es üblich, eine Kaskadenstruktur mit unterlagerter Stromregelung zu verwenden. Bei der feldorientierten Regelung erfolgt eine Aufteilung in eine flussbildende und eine momentenbildende Komponente. Somit sind 2 Stromregelkreise nötig, welche üblicher Weise als PI-Regler ausgeführt sind. Dem Stromregler der momentenbildenden Komponente, auch q-Komponente genannt wird ein Drehzahlregler überlagert. Bei Regelung einer Asynchronmaschine muss dem Stromregler der d-Komponente zusätzlich ein Flussregler überlagert werden. Bei Regelung einer permanentregten Synchronmaschine ist diese Maßnahme nicht nötig, hier ist es ausreichend, den

Sollstrom der flussbildenden Komponente mit Null vorzugeben. Weiters ist in der Kaskadenstruktur dem Drehzahlregler oft ein zusätzlicher Lageregler überlagert. Bei der Auslegung einer Kaskadenstruktur ist zu beachten, dass die Reglerdynamik von außen nach innen ansteigt. So wird üblicherweise zuerst der Stromregler mit der schnellsten Dynamik ausgelegt. Fluss- bzw. Drehzahlregler sind dann mit entsprechend langsamerer Dynamik auszulegen.

2 Aufgabenstellung

Bei der Regelung permanenterregter Synchronmotoren wird üblicherweise eine Kaskadenreglerstruktur mit jeweils einem unterlagerten Stromregler für fluss- und momentenbildende Komponente verwendet. Die beiden Stromregler sind meist als PI-Regler ausgeführt. Bei Betrieb des Motors über seinem Nennpunkt kommt es zu starken Variationen der Motorparameter, welche dem bestehenden PI-Stromregler Probleme bereiten. Üblicherweise machen sich diese Parameterschwankungen als erhöhtes Überschwingverhalten des Stromreglers bemerkbar. Das erhöhte Schwingverhalten des Stromreglers kann in weiterer Folge zu Stabilitätsproblemen im Drehzahlregelkreis führen. Im Zuge dieser Diplomarbeit wird untersucht, ob durch eine Sliding-Mode-Stromregelung eine bessere Performance, vor allem im Grenzbereich erreicht werden kann. Diese Arbeit bezieht sich auf die Regelung permanenterregter Synchronmotoren. Zur Durchführung dieser Arbeit wurde von der Firma Bernecker&Rainer ein Testaufbau mit zwei ACOPOS Servocontroller und zwei permanenterregten Synchronmotoren zur Verfügung gestellt. Eine weitere Vorgabe war die Beibehaltung der vorhandenen Kaskadenstruktur. Somit ist die Implementierung des entworfenen Reglers an bestehende Übergabeparameter und Zykluszeiten gebunden.

3 Sliding-Mode-Theorie

Die Sliding-Mode-Regelung (engl.: SMC...sliding mode control) wird den variabel strukturierten Systemen zugeordnet. Seine Anfänge hat die SMC in der Sowjetunion Ende der 50er Jahre. Bei der variabel strukturierten Regelung (VSR) kommt es durch eine geeignete Struktumschaltung zu Gleitzuständen, sogenannten Sliding-Modes. Die Sliding-Mode-Regelung ist ein nichtlineares Entwurfsverfahren und bietet eine große Reihe an Vorteilen gegenüber linearen Entwürfen. So lassen sich auch nichtlineare Systeme auf relativ einfache Weise stabilisieren. Mittels variabel strukturierter Regelung stabilisierte Systeme zeichnen sich durch ihre hohe Robustheit und somit durch ihre geringe Abhängigkeit gegenüber Parameterunsicherheiten und Störungen aus. Weiters ist die Dynamik eines Systems, welches sich in einem sogenannten Sliding-Mode befindet im Allgemeinen von reduzierter Ordnung.

3.1 Idee der Sliding-Mode-Regelung

Zur Erklärung des Sliding-Mode Prinzips soll das folgende Beispiel dienen:

$$\ddot{x} = \dot{x}^2 + x^2 + u \quad (3.1)$$

Hierbei handelt es sich um ein nichtlineares System 2. Ordnung. Ein Wunsch wäre zum Beispiel eine Stabilisierung des Arbeitspunktes $x_A = 0$.

Durch die Wahl von:

$$\begin{aligned} x_1 &= x \\ x_2 &= \dot{x} \end{aligned} \quad (3.2)$$

ist es möglich das System aus Gleichung (3.1) als ein System von zwei Differentialgleichungen 1. Ordnung darzustellen:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_2^2 + x_1^2 + u \end{aligned} \quad (3.3)$$

Dabei kann x_2 als fiktive Eingangsgröße des ersten Teilsystems $\dot{x}_1 = x_2$ interpretiert werden. Die folgende Gleichung stellt eine mögliche Wahl für das gewünschte Systemverhalten dar:

$$x_2 = -\lambda x_1 \quad \text{mit } \lambda > 0 \quad (3.4)$$

bzw. die erste Gleichung aus (3.3) eingesetzt:

$$\dot{x}_1 = -\lambda x_1 \quad \text{mit } \lambda > 0 \quad (3.5)$$

Ziel des Reglerentwurfes ist es die Eingangsgröße u so zu wählen, dass der gewünschte Systemzustand aus Gleichung (3.4) in endlicher Zeit erreicht wird. Dann ist das System asymptotisch stabil und strebt dem Arbeitspunkt $x_A = 0$ mit vorgegebener Dynamik zu. Dieser Zustand wird als „Sliding-Mode“ oder „Gleitzustand“ bezeichnet. Die Systemdynamik während der Gleitphase ist nun 1. Ordnung, was eine Ordnungsreduktion gegenüber dem

Originalsystem darstellt. Die gewünschte Systemdynamik während der Gleitphase aus Gleichung (3.5) wird für die Formulierung einer Schaltfunktion herangezogen, was dem ersten Schritt im Sliding-Mode Reglerentwurf entspricht. Gleichung (3.6) stellt diese skalare Schaltfunktion, welche die Schaltgerade beschreibt mit positivem λ dar.

$$s(x_1, x_2) = x_2 + \lambda x_1 \quad \text{mit } \lambda > 0 \quad (3.6)$$

3.1.1 Äquivalente Regelung

Befindet sich das System auf der Schaltgeraden (3.6) gilt die Bedingung $s(x_1, x_2) = 0$. Damit ein Verbleiben auf dieser Geraden gewährleistet wird, muss auch $ds/dt = 0$ gelten.

$$\frac{ds}{dt} = \frac{d}{dt}(x_2 + \lambda x_1) = \dot{x}_2 + \lambda \dot{x}_1 = x_1^2 + x_2^2 + u + \lambda x_2 = 0 \quad (3.7)$$

Um die erste Bedingung, auf der Schaltgeraden zu bleiben erfüllen zu können lässt sich aus Gleichung (3.7) durch Umformung folgendes Regelgesetz bilden:

$$u = -x_1^2 - x_2^2 - \lambda x_2 \equiv u_{eq} \quad (3.8)$$

In der Literatur [14, S. 24] spricht man hierbei auch von der "equivalent control method". Dieses Regelgesetz allein sorgt lediglich für den Verbleib auf der Schaltgeraden. Ein Erreichen der Gerade in endlicher Zeit wird hierbei nicht gewährleistet. Weiters ist auch die starke Abhängigkeit gegenüber Parameterunsicherheiten der Strecke ersichtlich. Denn für den Verbleib auf der Geraden ist eine exakte Kenntnis der Parameter erforderlich. Somit ergibt sich die Forderung nach der zweiten Bedingung im Sliding-Mode-Entwurf, welche die Erreichbarkeit der Schaltgerade garantiert.

3.1.2 Diskontinuierlicher Anteil

Dieser in Gleichung (3.9) eingeführte schaltende Anteil gibt dem Sliding-Mode geregelten System die gewünschte Robustheit gegenüber Parametervariationen und Störungen.

$$u_{DISK} = -k \cdot \text{sign}(s) \quad k > 0, \quad \text{sign}(s) = \begin{cases} -1 & \text{für } s < 0 \\ 0 & \text{für } s = 0 \\ +1 & \text{für } s > 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

Wird die Gleichung (3.8) um den schaltenden Anteil erweitert, so ergibt sich das in (3.10) dargestellte Regelgesetz, welches das nichtlineare System in seinem Arbeitspunkt $x_A = 0$ stabilisiert.

$$u = u_{eq} + u_{DISK} = -x_1^2 - x_2^2 - \lambda x_2 - k \cdot \text{sign}(s) \quad (3.10)$$

3.1.3 Betrachtung der Stabilität

Um die asymptotische Stabilität des Regelkreises gewährleisten zu können, muss sichergestellt werden, dass sich der Systemzustand aus jedem Punkt des Zustandsraumes zumindest asymptotisch der Schaltgerade nähert, bzw. nach Auftreten einer Störung den Systemzustand wieder dort hin zurück bringt. Diese Forderung wird durch die sogenannte Erreichbarkeitsbedingung¹ erfüllt. Der folgende Ansatz stellt eine mögliche Erreichbarkeitsbedingung dar:

$$\begin{aligned} s > 0 & \text{ für } \dot{s} < 0 \\ s < 0 & \text{ für } \dot{s} > 0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Eine kompaktere Darstellung dieser beiden Bedingungen ist:

$$s\dot{s} < 0 \quad (3.12)$$

Diese Bedingung ist zwar global gültig, kann aber keine endliche Zeit zum Erreichen der Schaltgerade gewährleisten. Aus diesem Grund wird die Bedingung (3.12) modifiziert, um ein Erreichen der Schaltgerade in endlicher Zeit sicherzustellen:

$$s\dot{s} \leq -\eta|s| \text{ mit } \eta > 0 \quad (3.13)$$

Wird für die linke Seite der Gleichung (3.13) $s = |s|\text{sign}(s)$ eingesetzt und $|s|$ gekürzt, erhält man folgende Form der Erreichbarkeitsbedingung:

$$\text{sign}(s) \cdot \dot{s} \leq -\eta \quad (3.14)$$

Dieser Ausdruck wird η -Erreichbarkeitsbedingung [1, S. 41ff] genannt, wobei η ein positiver skalarer Entwurfparameter ist. Dieser Faktor definiert die Mindestgeschwindigkeit, mit der sich der Systemzustand während der Eintreffphase der Schaltgerade nähert. Um daraus Erkenntnis über die Größe des dazu nötigen diskontinuierlichen Anteils des Sliding-Mode-Reglers zu erhalten, wird der bisherige Reglerentwurf betrachtet. Durch Einsetzen des ermittelten Regelgesetzes (3.10) in die Differentialgleichung (3.7) erhält man das folgende abklingende Verhalten der Regelabweichung:

$$\dot{s} = -k \cdot \text{sign}(s) \quad (3.15)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 3.1 grafisch dargestellt und beschreibt das Verhalten des Systems in der so genannten Eintreffphase (engl.: reaching mode). Durch folgende Umformung wird die Gleichung (3.15) in die Form der Gleichung (3.14) gebracht, und der

¹Der Ausdruck Erreichbarkeitsbedingung wird hier als Übersetzung der „reaching condition“ verwendet und beschreibt die Bedingung, welche das Erreichen der Schaltgerade gewährleistet.

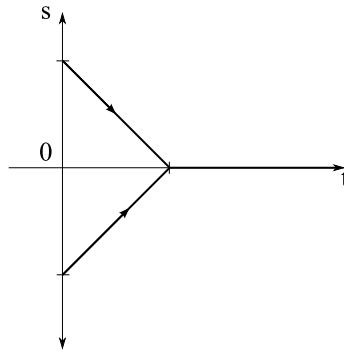


Abbildung 3.1 – Konvergenz der Schaltfunktion bei SLMO-Regelung

Zusammenhang zwischen k und η hergestellt:

$$\begin{aligned} \text{sign}(s)\dot{s} &= -k \cdot \text{sign}(s) \cdot \text{sign}(s) \\ \text{sign}(s)\dot{s} &= -k \leq -\eta \\ k &\geq \eta \end{aligned}$$

Wichtig ist, dass diese eben erhaltene Beziehung zwischen η und dem diskontinuierlichen Anteil lediglich für die nominelle Strecke, also ohne Parameterschwankungen und Störungen gilt.

3.1.4 Simulation

Wird nun die Wahl von $\lambda = 1$ und $k = 10$ getroffen, ergeben sich durch die Signumfunktion zwei unterschiedliche Modelle. Zwischen diesen beiden Modellen wird abhängig von der Schaltfunktion hin und her geschaltet. Somit ergeben sich die beiden Teilsysteme (3.16) und (3.17).

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\lambda x_2 - k \cdot \text{sign}(s) = -x_2 - 10 \quad \text{mit } s(x_1, x_2) > 0 \end{aligned} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\lambda x_2 - k \cdot \text{sign}(s) = -x_2 + 10 \quad \text{mit } s(x_1, x_2) < 0 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Die Trajektorienverläufe dieser beiden Systeme sind in Abbildung 3.2 für Gleichung (3.16) und in Abbildung 3.3 für Gleichung (3.17) zu sehen. Die eingezeichnete Diagonale entspricht der Schaltgeraden, also dem Wert der Schaltfunktion $s(x_1, x_2) = 0$. Erst durch die richtige Umschaltung zwischen diesen beiden Systemen kann die Strecke stabilisiert werden, und besitzt dann das in Abbildung (3.4) dargestellte Verhalten. Als so genannte Eintreffphase wird die Zeit von $t=0$ bis zum Erreichen der Schaltgeraden bezeichnet, welche bei der Sliding-Mode-Regelung in endlicher Zeit erreicht wird. Im Anschluss an die Eintreffphase erfolgt der Sliding-Mode entlang der Schaltgeraden, bis sich das System im Arbeitspunkt $x_A = 0$ befindet. Eine andere Darstellungsform wird in Abbildung 3.5 gewählt. Hier ist der Verlauf der Schaltfunktion und der Zustandsvariable über die Zeit zu sehen. Darin gut sichtbar ist die Erfüllung

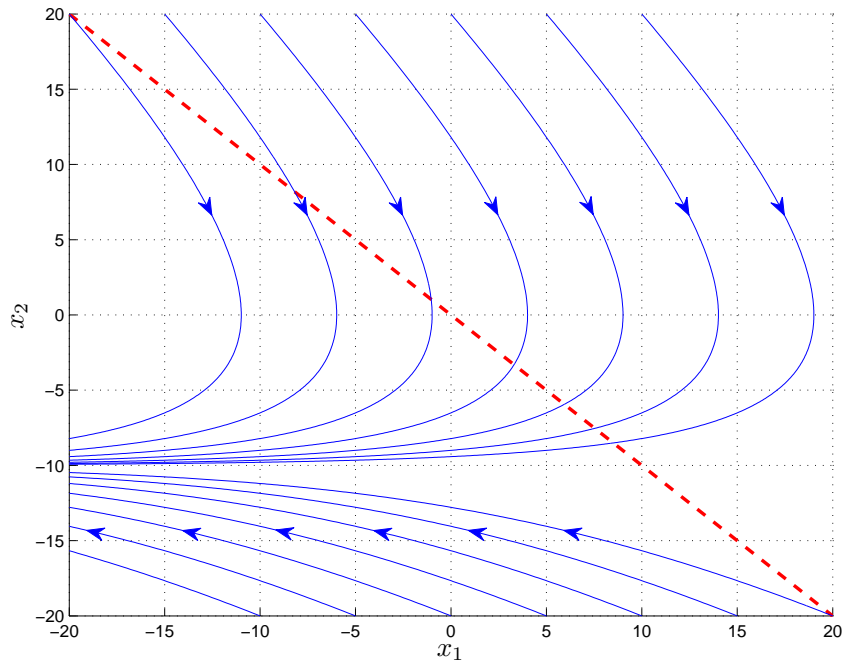


Abbildung 3.2 – Teilsystem 1 für $s > 0$

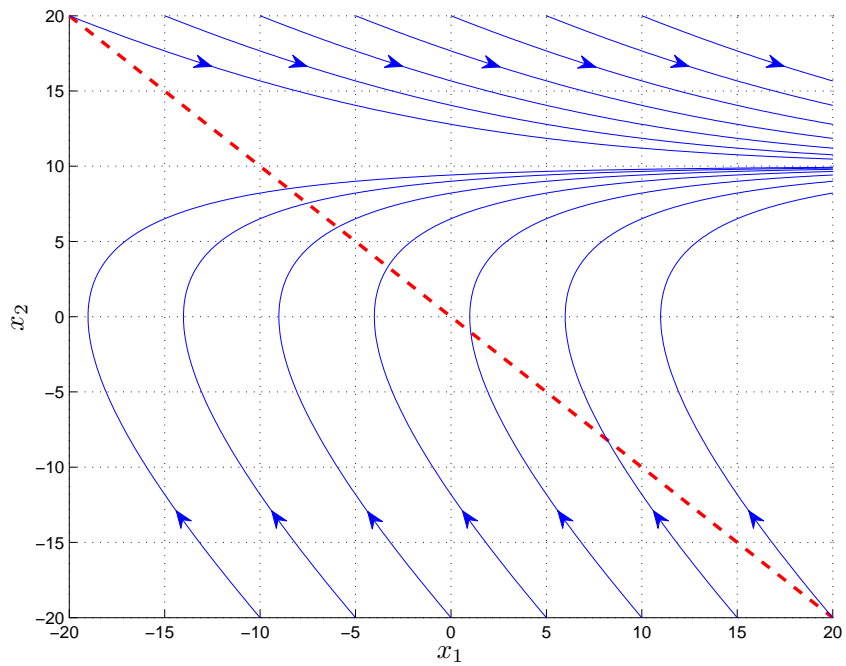


Abbildung 3.3 – Teilsystem 2 für $s < 0$

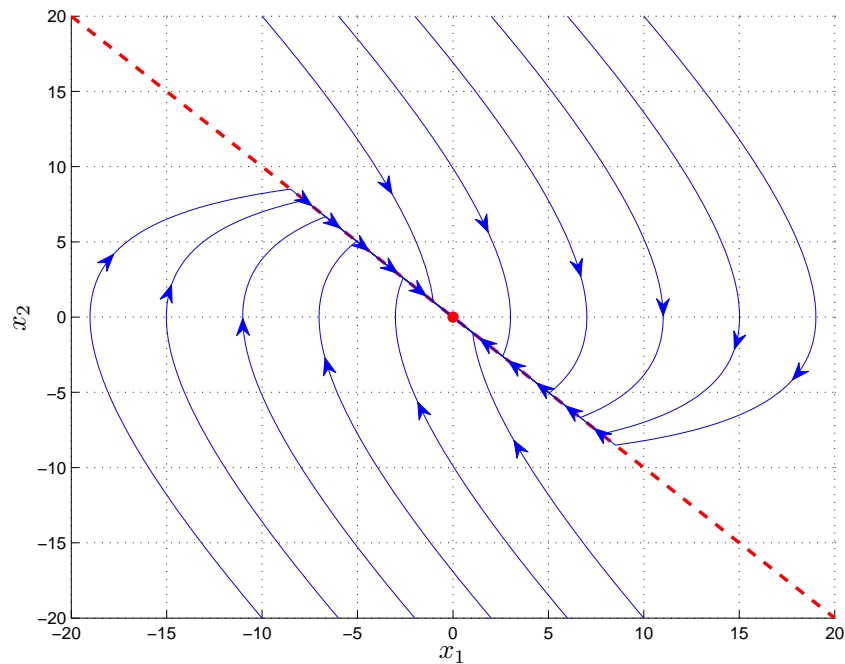


Abbildung 3.4 – geregeltes System mit auftretenden Sliding-Modes

der in Gleichung (3.9) gestellten Forderung, die Schaltgerade in endlicher Zeit mit konstanter Geschwindigkeit zu erreichen. Nach dieser Zeit befindet sich das System im Sliding-Mode, und die Zustandsvariable x_1 nähert sich asymptotisch mit der vorgegebenen Dynamik dem Arbeitspunkt $x_A = 0$.

3.2 Sliding-Mode-Entwurf Zusammenfassung

3.2.1 Vorgangsweise beim Entwurf in zwei Schritten

- Festlegung einer Schaltfunktion $s(x_1, x_2)$, und damit Festlegung der Systemdynamik während der Sliding-Mode-Phase
- Ermitteln eines Regelgesetzes, welches das Erreichen der Schaltgeraden in endlicher Zeit gewährleistet

3.2.2 Eigenschaften des geregelten Systems

- Ausgehend von einem beliebigen Anfangszustand bewegt sich das System in endlicher Zeit auf die definierte Schaltgerade $s(x_1, x_2) = 0$ zu.
- Nach Erreichen der Schaltgerade befindet sich das System im so genannten Sliding-Mode, und bewegt sich dann auf „vorgegebenem Weg“ zum Arbeitspunkt hin.
- Die Dynamik eines Systems im Sliding-Mode-Zustand ist im Allgemeinen von geringerer Ordnung als die des Originalsystems und wird durch die Definition der Schaltfunktion

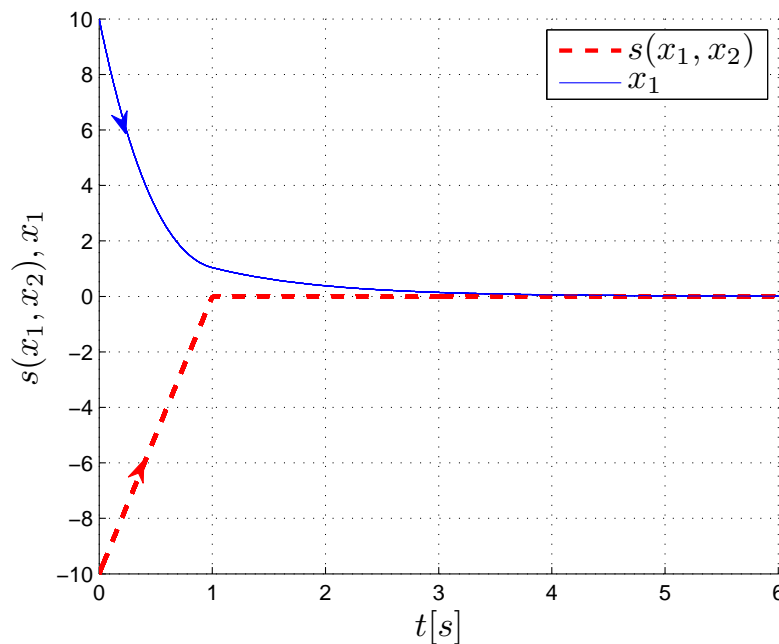


Abbildung 3.5 – Verlauf der Schaltfunktion und der Zustandsvariable

vorgegeben.

3.3 Zeitdiskrete Implementierung des Reglers

In allen vorangegangenen theoretischen Betrachtungen wurde davon ausgegangen, dass die Umschaltung des diskontinuierlichen Anteils mit unbegrenzter Frequenz geschieht. In der Praxis wird die Implementierung des Reglers meist auf Digitalrechnern durchgeführt, welche eine endliche Abtastzeit besitzen. Aus dieser Tatsache folgt ein zu spätes Reagieren des diskontinuierlichen Anteils auf ein Überschreiten der Schaltgerade, was sich unter anderem als sogenanntes „Rattern“ (engl.: chattering) bemerkbar macht. Für dieses Beispiel würde sich mit einer Abtastzeit von $T_s = 50ms$ der in Abbildung (3.6) gezeigte Trajektorienverlauf ergeben. Ein derartiges Verhalten ist in den meisten geregelten Systemen unerwünscht, da es neben erhöhtem Energiebedarf auch negative Auswirkungen auf mechanische Komponenten haben kann.

Prinzipiell gibt es folgende Möglichkeiten diesen Effekt des Ratterns zu verringern:

- Verringerung der Zykluszeit des Digitalrechners
- Verringerung des diskontinuierlichen Anteils
- Ersatz der Signum-Funktion, so genannter „Boundary Layer Entwurf“

3.3.1 Verringerung der Zykluszeit

Eine Verringerung der Abtastzeit reduziert direkt proportional das Rattern. Meist ist jedoch die Rechengeschwindigkeit durch bestehende Hardware begrenzt, und so besteht hier wenig

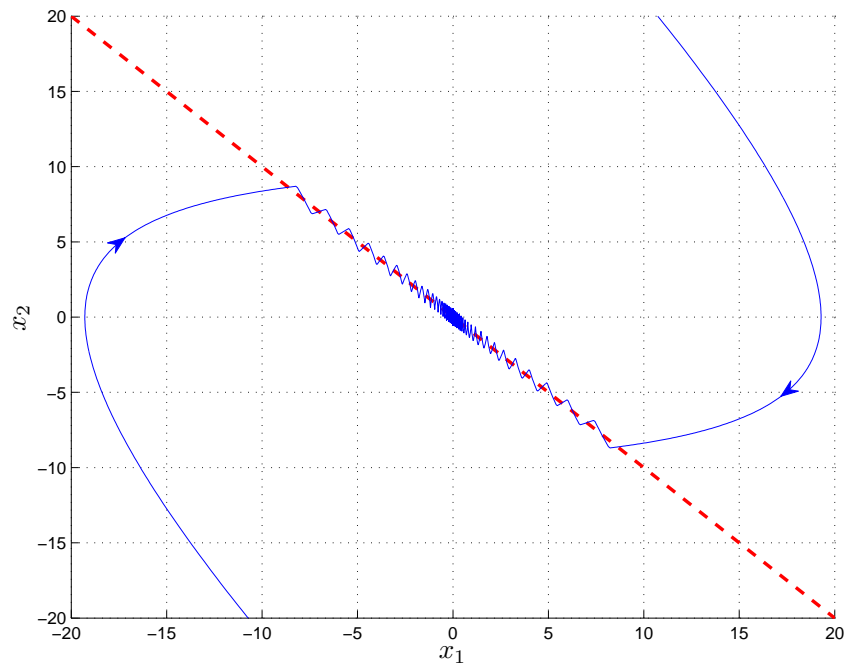


Abbildung 3.6 – zeitdiskrete Implementierung des Sliding-Mode-Entwurfs

Optimierungspotential. Eventuell kann durch geschickte Optimierung des Programmcode eine Verbesserung erzielt werden. Prinzipiell orientiert man sich in der Regelungstechnik bei der Auswahl der Abtastzeit immer an der Dynamik der Strecke. Der hier durchgeführte zeitkontinuierliche Sliding-Mode-Reglerentwurf erfordert eine hohe Schaltfrequenz. Aus diesem Grund ist bei der zeitdiskreten Implementierung eine etwas kleiner gewählte Abtastzeit von Vorteil.

3.3.2 Verringerung des diskontinuierlichen Anteils

Durch Verringerung des schaltenden Anteils k würde sich ebenfalls das Rattern reduzieren lassen. Da dieser Anteil jedoch vom Reglerdesigner vorgegeben wurde, um die Erreichbarkeitsbedingung unter Einwirkung von Parametervariationen und Störungen erfüllen zu können ist eine Reduzierung nicht sinnvoll. Diese Maßnahme würde die Robustheit des Reglers einschränken oder im schlimmsten Fall die Stabilität gefährden.

3.3.3 Boundary Layer Entwurf

Eine der bedeutendsten Maßnahmen zur Reduktion des Ratterns ist das Ersetzen der „harten“ Signum-Funktion durch die in Abbildung (3.7) dargestellte Sättigungsfunktion. Dabei spricht man auch vom Boundary Layer Entwurf. Dabei gibt die Größe L den Bereich an, in dem die Signumfunktion durch eine Sättigungsfunktion angenähert wird. Somit verhält sich das System für $|s| \geq L$ genauso wie das System mit implementierter Signumfunktion. Innerhalb dieses Bereiches nimmt die Verstärkung des Reglers ab und beträgt s/L . Somit bildet

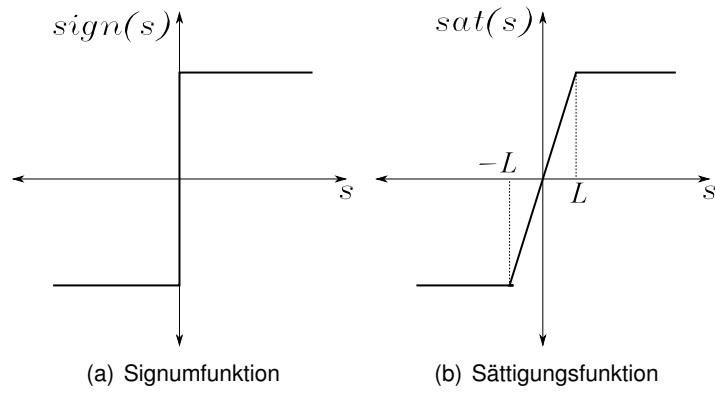


Abbildung 3.7 – Schaltfunktionen

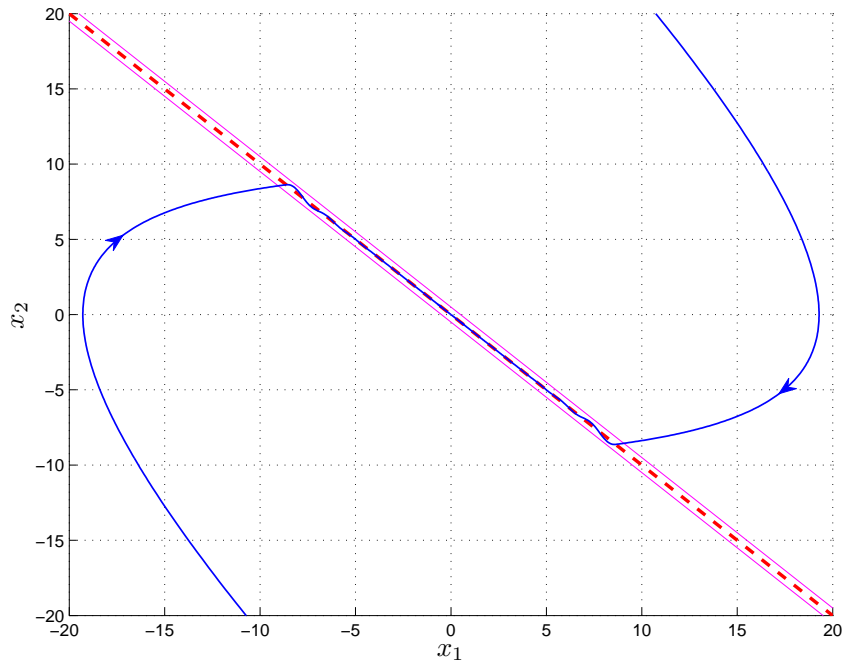


Abbildung 3.8 – Boundary Layer Entwurf einer zeitdiskreten Realisierung

sich für den geschlossenen Regelkreis ein „attraktiver Schlauch“ der Breite $\pm L$ um die Schaltgerade $s = 0$, welcher in endlicher Zeit erreicht wird. Dieser Bereich um die Schaltgerade ist in Abbildung (3.8) dargestellt. Das Erreichen der Schaltgeraden kann bei diesem Entwurf nicht mehr in endlicher Zeit gewährleistet werden und es kommt zu keinem Sliding-Mode. Es kann lediglich der Verbleib innerhalb dieses Bereiches garantiert werden.

4 Regelung von Drehfeldmaschinen

In dieser Arbeit wird ausschließlich das Verhalten von permanenterregten Synchronmotoren untersucht. Aus diesem Grund werden im Zuge der Herleitung der Motorgleichungen Vereinfachungen speziell für diesen Motorentyp vorgenommen [4]. Es handelt sich bei den folgenden Rechenschritten also um keine allgemeine Vorgangsweise für Drehfeldmaschinen.

4.1 Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine

Für folgende Ausgangsüberlegungen wird das Modell einer fremderregten Gleichstrommaschine betrachtet, welche zwei Stromkreise zur Regelung der Maschine besitzt. Der erste Stromkreis ist für die Erregung der Maschine zuständig, während der zweite Stromkreis (der Ankerkreis) den momentenbildenden Zweig darstellt, wobei der Ankerstrom proportional dem inneren Drehmoment ist. Bei der fremderregten kompensierten Gleichstrommaschine erfolgt die Regelung über zwei unabhängige Stromkreise. Um nun auch bei Drehfeldmaschinen ein ähnliches Regelungsverhalten zu erreichen wurde die feldorientierte Regelung eingeführt. Durch die Transformation der Stranggrößen in ein geeignetes Koordinatensystem gelingt die Aufspaltung in eine fluss- und eine momentenbildende Komponente. Dadurch steht nun auch für Drehfeldmaschinen ein Werkzeug zur Verfügung, um die Regelung in ähnlich einfacher Weise wie die der Gleichstrommaschine bewältigen zu können.

4.1.1 Raumzeigerdarstellung

Ausgehend für alle weiteren Betrachtungen erfolgt eine Reduzierung auf das so genannte Grundwellenmodell der elektrischen Maschine:

- Es wird eine Maschine mit symmetrischen, dreisträngigen Wicklungssystem mit den Strängen $L1, L2, L3$ betrachtet.
- Es werden sinusförmige Stromverläufe angenommen.
- Die durch die Phasenwicklung erzeugte Luftspaltinduktion hat einen sinusförmigen Verlauf.
- Auch das Erregerfeld des permanentmagneterregten Rotors wird näherungsweise als sinusförmig angenommen.
- Es werden keine Sättigungseffekte berücksichtigt

Mit diesen Vereinfachungen können die einzelnen Stranggrößen mit sinusförmigem Verlauf zu einem Wert überlagert werden. Zu beachten ist dabei die räumliche Drehung der einzelnen

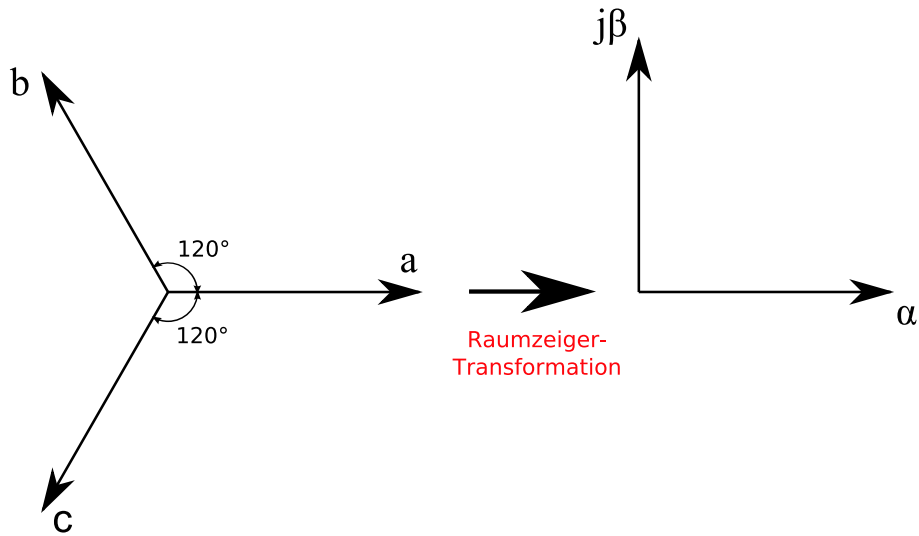


Abbildung 4.1 – Koordinatensysteme der Raumzeigertransformation

Stranggrößen um 0° , 120° und 240° .

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \left[u_{L1} + u_{L2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{L3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.1)$$

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} \left[i_{L1} + i_{L2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{L3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.2)$$

$$\vec{\psi}_s = \frac{2}{3} \left[\psi_{L1} + \psi_{L2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \psi_{L3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.3)$$

Diese Darstellung durch Raumzeiger im statorfesten Bezugssystem eignet sich besonders gut als Ausgangsbasis zur Herleitung der feldorientierten Regelung. Die Vorgangsweise der Transformation vom Strangkoordinatensystem in die ebenfalls statorfeste Raumzeigerdarstellung ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Der mathematische Zusammenhang dieser Aufspaltung ist:

$$e^{j\varphi} = \underbrace{\cos(\varphi)}_{\alpha} + j \underbrace{\sin(\varphi)}_{j\beta} \quad (4.4)$$

Der Winkel φ beschreibt den elektrischen Winkel des umlaufenden Drehfeldes im statorfesten Bezugssystem. Somit hat die Statorspannung in Raumzeigerkoordinaten eine Komponente in α -Richtung und eine Komponente in β -Richtung.

4.1.2 Spannungsgleichung der permanenterregten Synchronmaschine

Die Herleitung der Maschinengleichungen wird in der Raumzeigerdarstellung durchgeführt. Weiters werden die Vektorgrößen mit einem hochgestellten s für das statorfeste Bezugssystem und mit einem r für das rotorfeste Bezugssystem versehen. Zwischen diesen beiden

Koordinatensystemen besteht folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned}\vec{u}^r &= \vec{u}^s e^{-j\gamma} \\ \vec{i}^r &= \vec{i}^s e^{-j\gamma} \\ \vec{\psi}^r &= \vec{\psi}^s e^{-j\gamma}\end{aligned}\tag{4.5}$$

Zu Beginn wird der auftretenden Statorfluss betrachtet, welcher sich aus dem vom Ständerstrom erzeugten Fluss und dem durch den Permanentmagnet erzeugten Rotorfluss ψ_p zusammensetzt:

$$\vec{\psi}^s = \psi_s e^{j\varphi} = L_s \vec{i}^s + \vec{\psi}_p = L_s \vec{i}^s + \psi_p e^{j\gamma}\tag{4.6}$$

Der Rotorfluss ist bei der Synchronmaschine fest mit dem Rotor verbunden. Aus diesem Grund kann über den Winkel γ der Zusammenhang zwischen Rotorfluss- und Statorkoordinatensystem angegeben werden. Dies bringt gegenüber der Asynchronmaschine den großen Vorteil, dass es sich beim Rotorkoordinatensystem gleichzeitig auch um das Rotorflusskoordinatensystem handelt, und so eine Koordinatentransformation weniger durchzuführen ist. Die Spannungsgleichung der Maschine wird folgendermaßen angegeben:

$$\vec{u}^s = R_s \vec{i}^s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt}\tag{4.7}$$

Wird nun der Statorfluss aus Gleichung (4.6) in die Spannungsgleichung (im Rotorkoordinatensystem) eingesetzt ergibt sich:

$$\vec{u}^s = R_s \vec{i}^s + \frac{d}{dt}(L_s \vec{i}^s + \psi_p e^{j\gamma})\tag{4.8}$$

Für die feldorientierte Regelung ist jedoch ein Übergang vom Stator- in das Rotorkoordinatensystem nötig, welcher über den Winkel γ beschrieben wird. Somit wird Gleichung (4.8) in das Rotorkoordinatensystem transformiert, wobei $\vec{i}^s = \vec{i}^r e^{j\gamma}$ gelten muss:

$$\vec{u}^r = R_s \vec{i}^r + e^{-j\gamma} \left[\frac{d}{dt} (L_s \vec{i}^r e^{j\gamma} + \psi_p e^{j\gamma}) \right]\tag{4.9}$$

Bei der Ableitung in Gleichung (4.9) muss die Zeitabhängigkeit des Winkels γ beachtet werden! Nach durchgeführter Differentiation ergibt sich:

$$\vec{u}^r = R_s \vec{i}^r + L_s \frac{d\vec{i}^r}{dt} + \underbrace{\frac{d\psi_p}{dt}}_{=0} + j (L_s \vec{i}^r + \psi_p) \underbrace{\frac{d\gamma}{dt}}_{=\omega}\tag{4.10}$$

Da die Maschine mit Permanentmagneten erregt wird und diese Erregung als konstant angenommen werden kann, fällt natürlich die Ableitung der Erregung aus der Gleichung. Weiters stellt die Ableitung des Winkels γ die elektrische Drehzahl ω der Maschine dar. Somit ergibt

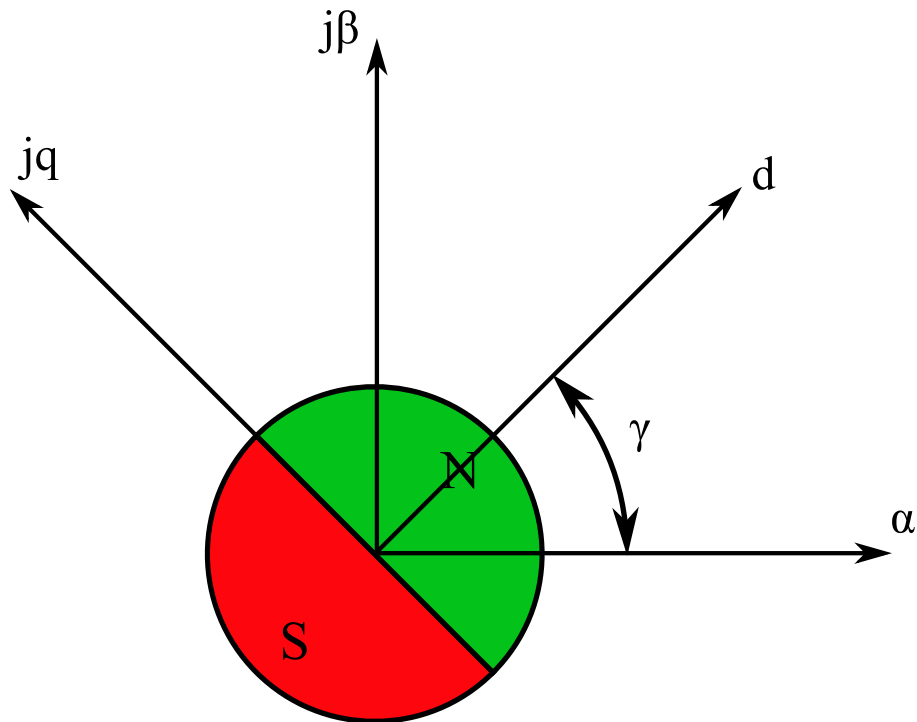


Abbildung 4.2 – Winkelverhältnisse der Synchronmaschine

sich für die Spannungsgleichung der Maschine:

$$\vec{u}^r = R_s \vec{i}^r + L_s \frac{d\vec{i}^r}{dt} + j \left(L_s \vec{i}^r + \psi_p \right) \omega \quad (4.11)$$

Die Gleichung (4.11) beschreibt die Spannungsgleichung im rotorfesten Bezugssystem. Da es sich wie bereits erwähnt, beim Rotorkoordinatensystem der Synchronmaschine gleichzeitig auch um das Rotorflusskoordinatensystem handelt, kann die Statorspannungsgleichung sofort im gesuchten d-q-Koordinatensystem angegeben werden. Hierzu ist lediglich eine Aufteilung in Real- und Imaginärteil nötig:

$$u_{Sd} = R_s i_{Sd} + L_s \frac{di_{Sd}}{dt} - L_s i_{Sq} \omega \quad (4.12)$$

$$u_{Sq} = R_s i_{Sq} + L_s \frac{di_{Sq}}{dt} + L_s i_{Sd} \omega + \psi_p \omega \quad (4.13)$$

Der Zusammenhang zwischen Statorkoordinatensystem und Rotorflusskoordinatensystem ist in Abbildung 4.2 dargestellt.

4.1.3 Momentengleichung der permanentenregten Synchronmaschine

Bis jetzt wurden die Spannungsgleichungen der permanentenregten Synchronmaschine hergeleitet. Um das Verhalten der Maschine aber vollständig beschreiben zu können werden noch die Differentialgleichung des mechanischen Teils benötigt. Dazu wird mit Hilfe des Drall-

satzes die Bewegungsgleichung angeschrieben:

$$\Theta \frac{\ddot{\gamma}}{p} = m_i - m_L \quad (4.14)$$

Dabei wird mit Θ das Trägheitsmoment des Antrieb, mit p die Polpaarzahl und mit $\ddot{\gamma}/p$ die mechanische Winkelbeschleunigung beschrieben. Es muss ab jetzt immer zwischen mechanischer und elektrischer Winkelgeschwindigkeit unterschieden werden, deren Zusammenhang durch die Polpaarzahl p beschrieben wird. Weitere Komponenten der Differentialgleichung (4.14) sind das von der Maschine aufgebrachte innere Moment m_i und das Lastmoment m_L . Um das innere Moment m_i herleiten zu können wird die Leistungsbilanz der Maschine angesetzt:

$$p_s = p_{sv} + \frac{dW_{mag}}{dt} + m_i \frac{\dot{\gamma}}{p} \quad (4.15)$$

Wobei p_s die vom Stator angenommene elektr. Leistung, p_{sv} die Verlustleistung im Stator und W_{mag} die magnetisch gespeicherte Energie beschreibt. Durch Einsetzen der Raumzeigergrößen \vec{u}_s bzw. \vec{i}_s kann die aufgenommene Leistung und die Verlustleistung beschrieben werden. Durch weitere Umformungen, welche hier nicht mehr beschrieben werden erhält man das innere Moment folgender Form:

$$m_i = p \frac{3}{2} \Psi_p i_{sq} \quad (4.16)$$

Die dritte Differentialgleichung des Maschinenmodells erhält man durch Einsetzen des inneren Moments in die Bewegungsgleichung (4.14):

$$\frac{d\dot{\gamma}}{dt} = \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{\Theta} \left(p \frac{3}{2} \Psi_p i_{sq} - m_L \right) \quad (4.17)$$

4.1.4 Zusammenfassung des mathematisches Modells

Abschließend sind noch einmal die 3 Differentialgleichungen der permanenterrregten Synchronmaschine im Rotorflusskoordinatensystem in den Gleichungen 4.18 bis 4.20 zusammengefasst. Alle weiteren Reglerentwürfe in dieser Arbeit basieren auf diesen 3 Gleichungen. Des Weiteren ist auch das Modell zur Simulation der Synchronmaschine mit den hier beschriebenen Differentialgleichungen im d-q-Koordinatensystems aufgebaut.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (u_d - Ri_d + \omega Li_q) \quad (4.18)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L} (u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) \quad (4.19)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{\Theta} \left(\frac{3p}{2} \Psi_p i_q - M_{Last} \right) \quad (4.20)$$

5 Modellierung und Simulation in Matlab-Simulink

Die direkte Implementierung neu entworfener Regler in der Hardware birgt die Gefahr von mechanischen Schäden aufgrund von instabilen Zuständen, welche durch Programmier- oder Parametrisierungsfehlern hervorgerufen werden können. Weiters sind Änderungen in der Reglerimplementierung an dem hier zur Verfügung stehenden System mit erhöhtem Zeitaufwand verbunden. Um die neu entworfenen Reglerkonzepte einem Vorabtest unterziehen zu können, wird der Regelkreis mit dem Softwaretool Matlab-Simulink nachgebildet. Mit diesem Modell ist es nun möglich in kurzer Zeit Änderungen durchzuführen, und deren Auswirkungen zu validieren.

5.1 Modell der permanenterregten Synchronmaschine

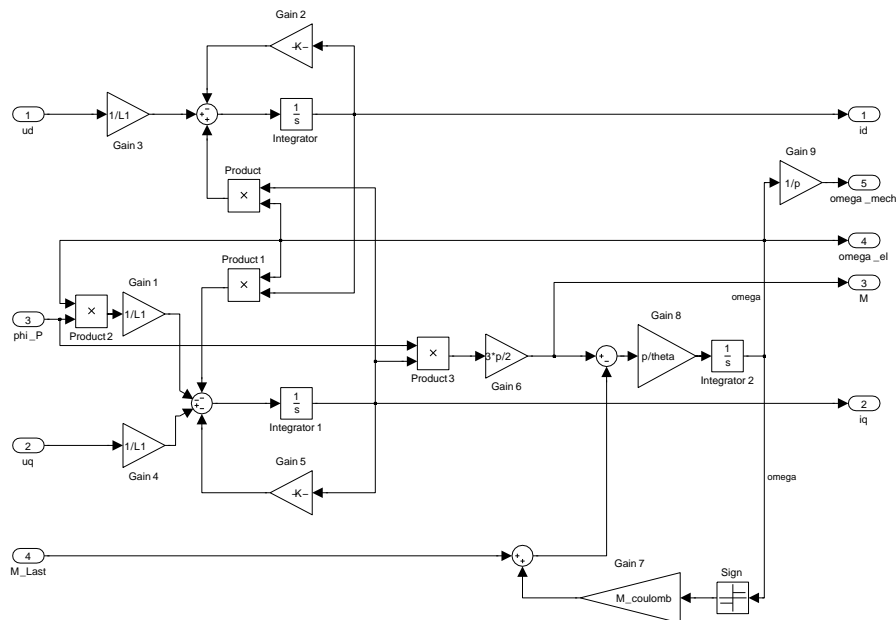


Abbildung 5.1 – Simulink-Modell der Synchronmaschine

Um das Modell der elektrischen Maschine einfach zu halten, wird eine direkte Modellierung im Rotorflusskoordinatensystem durchgeführt. Dabei ist es nicht mehr nötig sich um die durchgeführten Transformationen zwischen den Koordinatensystemen zu kümmern. Diese Vereinfachung im Modell ist für die hier durchgeführte Arbeit legitim, da lediglich das Verhalten des Stromreglers untersucht werden soll. Somit sind keine detaillierten Einblicke in die Stranggrößen der elektrischen Maschine oder ähnliches nötig. In Abbildung 5.1 ist das in Matlab-Simulink realisierte Modell der permanenterregten Synchronmaschine zu sehen. Dabei handelt es sich um eine graphische Darstellung der drei Differentialgleichungen (4.18) bis (4.20) aus Kapitel 4. Die Eingänge des Modells bestehen aus den beiden Eingangsspannungen u_d der flussbildenden und u_q der momentenbildenden Komponente. Weiters wird dem Modell das anliegende Lastmoment M_{Last} sowie der konstante Erregerfluss Φ_p übergeben. Alle weiteren Kennwerte des Motors werden dem Modell als Parameter übergeben. Ausgangs-

größen sind die beiden Ströme i_d und i_q , das innere Moment sowie die elektrische und die mechanische Drehzahl, deren Zusammenhang direkt über die Polpaarzahl gegeben ist.

5.2 Modell des Regelkreises

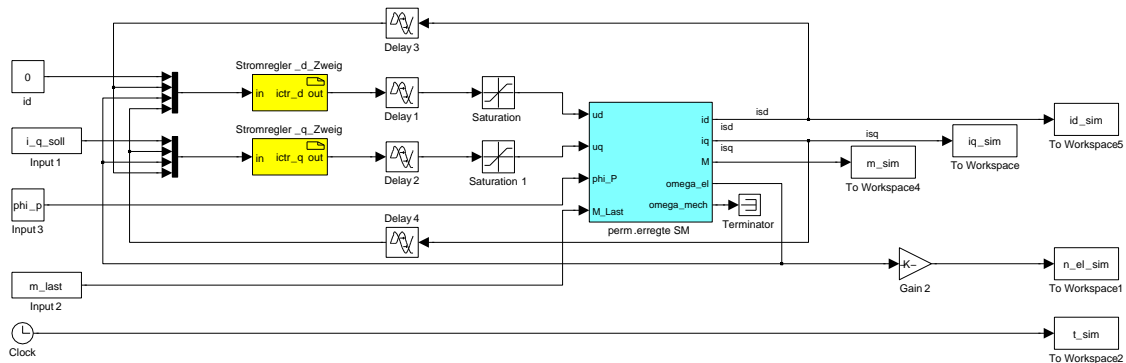


Abbildung 5.2 – Simulink-Koppelplan des Regelkreises

In Abbildung 5.2 ist der Koppelplan des Regelkreises mit dem eingebetteten Motormodell dargestellt. Dabei werden von der üblichen Kaskadenreglerstruktur nur die beiden Stromregler für die d- und die q-Komponente modelliert. Der Flussregler der üblichen Kaskadenstruktur, welcher normalerweise dem d-Zweig überlagert ist entfällt bei der Regelung von permanent-erregten Motoren. Diese Maschinen müssen nicht mehr über die Ständerwicklungen erregt werden und somit ist es ausreichend im d-Zweig einen Sollstrom von Null vorzugeben. Im momentenbildenden q-Zweig wird ebenfalls auf den überlagerten Regler, in diesem Fall auf den Drehzahlregler verzichtet. Hier kann in Matlab ein gewünschter Stromverlauf vorgegeben werden. Die beiden Sättigungsfunktionen im Koppelplan haben die Aufgabe die Stellgröße auf die Nennspannung des Motors zu begrenzen. Weiters sind die im System auftretenden Totzeiten durch Verzögerungsglieder berücksichtigt. Dabei wird die durch die PWM Einheit entstandene Totzeit vor der Sättigungsfunktion modelliert. Zusätzlich wird noch eine durch die Strommessung und Filterung entstandene Verzögerung berücksichtigt.

5.2.1 Reglerimplementierung

Um den entworfenen Regler nach erfolgreicher Simulation in Simulink in einfacher Weise auf das reale System übertragen zu können ist es naheliegend eine ähnliche Implementierung wie an dem realen System zu wählen. Da die Reglerimplementierung in der Firmware des Servoverstärkers in der Programmiersprache C durchzuführen ist, wird diese Sprache auch für die Simulinkimplementierung gewählt. Somit kann der C-Code des simulierten Reglers in einfacher Weise auf den Servoverstärker übertragen werden. Da hierzu nur Namenänderungen der Variablen durchzuführen sind, verringert sich dabei die Fehlerwahrscheinlichkeit bei der Implementierung im Servoverstärker. Um nun den Reglerentwurf in C durchführen zu können wird die Simulinkfunktion „S-Function Builder“ verwendet. Mit dieser Funktion lässt sich ein zeitdiskreter Regler als C-Code mit der gewünschten Abtastzeit T_{Sample} implementieren.

5.3 Parameter der Simulation

In Tabelle 5.1 sind die zur Simulation des Regelkreises nötigen Streckenparameter für die beiden Synchronmotoren des Teststandes aufgelistet. Dabei beschreiben R_s und L_s die Stranggrößen des Stators, p ist die sogenannte Polpaarzahl, Θ ist das Trägheitsmoment des Motors und Θ_{Last} das Trägheitsmoment der zusätzlichen Schwungmasse. Alle benötigten Kenngrößen sind auf dem Resolver des Motors abgespeichert, und können über „Automation Studio“ ausgelesen werden. Lediglich der zur Simulation nötige Parameter Ψ_p ist nicht auf dem Ser-

Motor:	8JSA22.E4080D000-0	8MSA2M.E4-42	
R_s	19.98	49.96	Ω
L_s	36	38	mH
U_N	560	330	V
I_N	1.11	0.62	A
n_N	8000	6000	$1/min$
p	3	3	1
Θ	$1.6 \cdot 10^{-5}$	$1.6 \cdot 10^{-5}$	kgm^2
Θ_{Last}	$6.244 \cdot 10^{-5}$	$6.244 \cdot 10^{-5}$	kgm^2
K_t	0.61	0.61	Nm/A
Ψ_p	0.0959	0.0959	Vs

Tabelle 5.1 – Streckenparameter zur Simulation

vomotor gespeichert. Es handelt sich dabei um den magnetischen Erregerfluss der Synchronmaschine. Dieser kann aus der Momentenkonstante K_t , welche am Motorresolver abgespeichert ist berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 K_t &= 0.61 \left[\frac{Nm}{A} \right] \\
 m_i &= p \frac{3}{2} \Psi_p i_q \\
 K_t &= \frac{m_i}{i_{q_{eff}}} = \frac{m_i}{\frac{i_q}{\sqrt{2}}} = p \frac{3}{2} \Psi_p \sqrt{2} \\
 \Psi_p &= \frac{2K_t}{3p\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 0.61}{9 \cdot \sqrt{2}} = \underline{\underline{0.0959 [Vs]}}
 \end{aligned}$$

Alle Matlabsimulationen dieser Diplomarbeit sind mit diesen beiden Parametersätzen aus Tabelle 5.1 durchgeführt.

6 Implementierung im Servoverstärker

Nach erfolgreichem Testen der entworfenen Regler in der Simulation sollten diese Ergebnisse natürlich auch an einem realen System validiert werden. Unterschiede zwischen Simulation und realer Strecke sind durch unmodellerte Dynamiken, Parameterunsicherheiten und Sättigungseffekte zu erwarten. Aus diesem Grund wurde vom Auftraggeber der Diplomarbeit ein Laborteststand zur Verfügung gestellt, dessen Aufbau im Folgenden beschrieben wird.

6.1 Laboraufbau mit B&R ACOPOS Servoverstärker

Der Laborprüfstand besteht aus folgenden Komponenten:

- 1 permanenterregter Synchronmotor der Firma B&R vom Typ 8JSA22.E408D000-0 mit einem Nennstrom von 1.11A und einer Nenndrehzahl von 8000 $1/min$
- 1 permanenterregter Synchronmotor der Firma B&R vom Typ 8MSA2M.E4-42 mit einem Nennstrom von 0.62A und einer Nenndrehzahl von 6000 $1/min$
- 2 Servoverstärker vom Typ Acopos1010 mit einer Nennleistung von 0.45kW
- 1 SPS-Steuerung mit Visualisierung vom Typ Power Panel 200
- 1 Arbeitsplatzrechner mit dem Programm BR-Automationstudio 2.6 um den Eingriff in die Firmware des Servoverstärkers zu ermöglichen
- 1 Arbeitsplatzrechner mit dem Programm BR-Automationstudio 3.71 zur Erstellung der Applikation für die beiden Servoverstärker

Da zum Betrieb des Acopos Servoverstärkers immer eine Steuerung nötig ist, enthält dieser Laboraufbau ein Power Panel 200 als SPS. Diese SPS-Steuerung ist mit einem Touchscreen-Display ausgestattet, welches das Erstellen einer Visualisierung ermöglicht. Eine Teilaufgabe dieser Diplomarbeit ist die Applikation der beiden Servoverstärker. Weiters soll das erstellte SPS-Programm Routinen zum Testen der Stromregler enthalten. Zusätzlich wird noch eine einfache Visualisierung für das Power Panel zur Parametrierung und Steuerung der Regler-testabläufe entworfen. Somit können die Stromreglertests über das Touchscreen-Display der Steuerung parametriert, gestartet und bei Bedarf schnell wieder beendet werden. Einen Überblick über das Zusammenwirken der Komponenten des Laboraufbaus gibt die Abbildung 6.1.

6.1.1 Modifikation der Firmware

Um wie bereits erwähnt die Sliding-Mode-Stromreglerentwürfe im Servoverstärker implementieren zu können ist der Eingriff in dessen Firmware nötig. Dazu dient die Workstation1 aus Abbildung 6.1, welche eine modifizierte Version von Automation Studio enthält. Diese Version ermöglicht das Überschreiben der Firmware, ohne dabei die restliche Applikation zu beeinflussen. Leider ist die Vorgangsweise des Firmwaredownloads eine etwas zeitraubende, deshalb

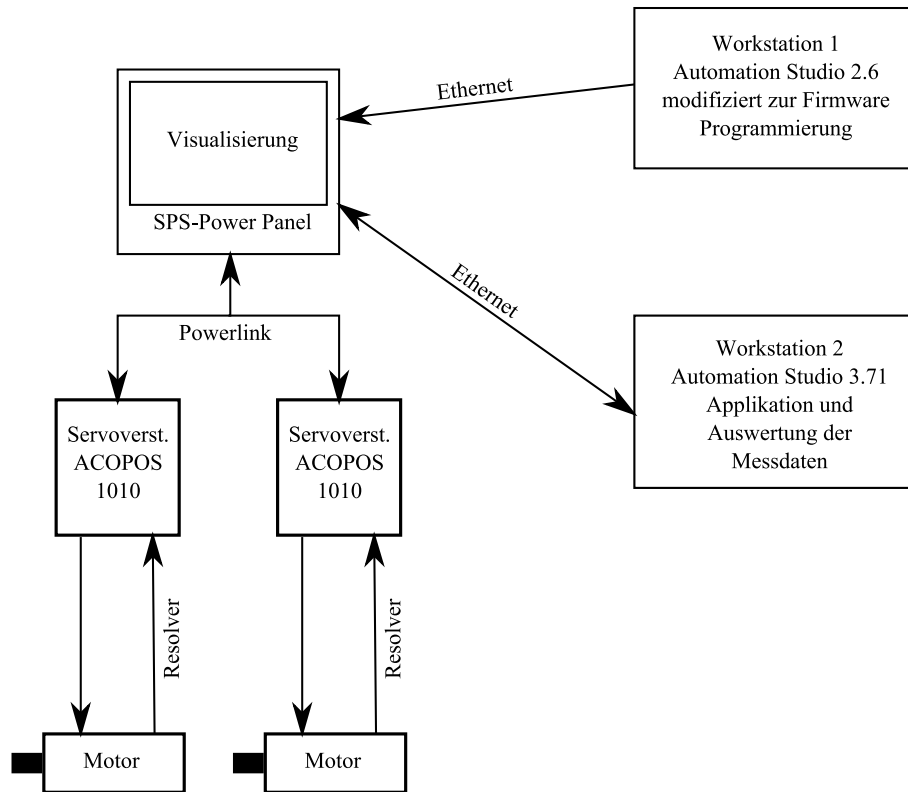


Abbildung 6.1 – Aufbauschema des Laborprüfstandes

sollten Programmänderungen vorher immer gut durchdacht werden. Um eine Kommunikationsmöglichkeit zwischen Servoverstärker und Arbeitsplatzrechner während eines Testlaufes herstellen zu können, wurden in der Firmware 20 frei verfügbare float Variablen angelegt. Über sogenannte PAR_IDs kann auf diese Variablen zugegriffen und somit Änderungen in der Reglerparametrierung durchgeführt werden, ohne dass dazu ein Firmwaredownload nötig ist. Weiters besteht auch noch die Möglichkeit der Aufzeichnung dieser Variablen und anschließendem Upload zur Workstation. Über genau diese Variablen kann nun auch während der Testphase ein Umschalten zwischen bestehendem PI-Regler und den unterschiedlichen Sliding-Mode Entwürfen erfolgen.

6.2 Testen des Reglers

Um die Ergebnisse des Reglerentwurfes mit Hilfe der realen Stecke beurteilen zu können wurden zwei unterschiedliche Testroutinen für den Stromregler verwendet. Es kann entweder ein rechteckförmiger Sollstrom vorgegeben werden oder es erfolgt eine Bewegungsvorgabe mit überlagertem Drehzahlregler. Da es sich bei diesem Laboraufbau um hochdynamische Servoantriebe mit einem sehr kleinen Trägheitsmoment handelt, wurde an den Motoren zusätzlich eine Schwungmasse angebracht um ein Testen im Grenzstrombereich zu ermöglichen, ohne sofort an die Drehzahlgrenze zu stoßen.

6.2.1 Rechteckförmige Stromvorgabe

Diese Testmöglichkeit wurde bereits vom Hersteller in der Firmware des Antriebs vorgesehen und kann über PAR_IDs parametrisiert und gestartet werden. Dabei liefert ein im Servoverstärker implementierter Rechteckgenerator einen Sollstrom für den momentenbildenden Zweig. Amplitude und Frequenz dieses Rechtecksignals können vom Benutzer eingestellt werden. Weiters besteht die Möglichkeit diesen Test mit und ohne Kommutierung durchzuführen. Ein Test mit Kommutierung bedeutet, dass der Motor eine Drehbewegung entsprechend der Stromvorgabe durchführt. Bei einem Test ohne Kommutierung wird die Vektortransformation angehalten und es erfolgt im Allgemeinen keine Bewegung. Bei diesem Test sollte allerdings die Motorwelle eingebremst werden, um unkontrollierte Bewegungen, welche das Ergebnis des Reglertests verfälschen zu verhindern.

6.2.2 Betrieb mit Drehzahlregler

Um den Reglertest auch etwas anwendungsorientierter durchführen zu können wurde die zweite Testroutine ausgewählt. Hier wird dem Stromregler im q-Zweig der Drehzahlregler überlagert und eine Bewegung vorgegeben. Die Vorgabe der Bewegung erfolgt in diesem Fall über das Automationstudio-Testfenster. Der Motor soll bei diesem Test eine Bewegung von 20 Umdrehungen mit einer hohen Winkelbeschleunigung durchführen. Hier werden vor allem beim Abbremsen des Motors sehr gut die Grenzen des implementierten Stromreglers aufgezeigt.

6.2.3 Messsignal auslesen

Die zur Auswertung nötigen Signale werden im Servoverstärker aufgezeichnet und können über das Automationstudio ausgelesen werden. Dazu steht die sogenannte „Trace-Funktion“ zur Verfügung. Hier können Einstellungen wie Signalauswahl, Zeitbasis- und Triggereinstellungen vorgenommen werden. Die Messdaten können abgespeichert, und zur weiteren Verarbeitung und zum Vergleich mit der Simulation in Matlab eingelesen werden.

6.3 Einfluss der PWM Frequenz

Der ACOPOS Servoverstärker besitzt die Möglichkeit des Betriebs mit drei unterschiedlichen PWM Frequenzen. So kann ein Betrieb mit 5, 10 oder 20kHz erfolgen. Da durch die Schaltvorgänge der PWM Einheit beachtliche Verluste entstehen, ist es naheliegend diese zu reduzieren. Das würde eine Verringerung der PWM Frequenz bedeuten, was jedoch andere Probleme mit sich bringt. Zum Ersten hat ein Verringern der PWM Frequenz ein Ansteigen der Stromwelligkeit in den Motorwicklungen zur Folge, was wiederum die Ummagnetisierungsverluste erhöht. Das zweite Problem steht in Zusammenhang mit den hochdynamischen Antrieben. So werden von den Servoantrieben immer höhere Drehzahlen gefordert, welche die elektrische Kommutierung an ihre Grenze bringt. Somit ist die maximale Drehzahl an die PWM Frequenz gebunden und kann nur durch deren Erhöhung vergrößert werden. Für einen der Testmotoren

befindet sich die elektrische Kommutierung bei einer 5kHz PWM bereits an der Grenze, was das folgende Rechenbeispiel verdeutlichen soll:

$$\begin{aligned}
 n_{Nenn} &= 8000 \left[\frac{1}{min} \right] = 133.\dot{3} \left[\frac{1}{s} \right] \\
 p &= 3 [Polpaare] \\
 n_{Elektr.} &= 133.\dot{3} \cdot 3 = 400 \left[\frac{1}{s} \right] \\
 f_{PWM} &= 5kHz \rightarrow T_S = 200\mu s \\
 \text{Abtastung} &= \frac{1}{n_{Elektr.} \cdot T_S} = \frac{1}{400 \cdot 200\mu} = 12.5 \left[\frac{\text{Abtast Schritte}}{\text{Umdrehung}} \right]
 \end{aligned}$$

So stehen der Regelung des Motors lediglich 12.5 PWM Zyklen pro elektrischer Umdrehung zur Verfügung. Die Zykluszeit der PWM ist bei diesem Antrieb auch gleichzeitig die Abtastzeit der zeitdiskreten Stromreglerimplementierung. Somit wirken sich die 12.5 Perioden pro Umdrehung sehr negativ auf die Regelgüte aus.

6.3.1 Der Inverterfehler

Eine weitere Abhängigkeit von der PWM Frequenz zeigt der sogenannte Inverterfehler. Dabei handelt es sich um elektrische Verluste an den Halbleiter-Schaltelementen in der Leistungselektronik. Diese Verluste steigen mit der Anzahl der Schaltvorgänge pro Zeiteinheit an. Der Inverterfehler hat zur Folge, dass nicht die Ganze durch die PWM vorgegebene Spannung an den Motorwicklungen ankommt. Dieser Effekt weist einen nichtlinearen Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und auftretendem Strom an einer ohmschen Last auf.

6.3.2 Sprungantwort der Strecke

Um das Verhalten der realen Strecke beurteilen zu können, ist es in der Regelungstechnik üblich die Sprungantwort zu betrachten. Dazu muss die Firmware entsprechend umgeschrieben werden. Es wird zu diesem Zweck eine rechteckförmige Spannung am q-Zweig mit einstellbarer Amplitude und Periodendauer ausgegeben. Der Servoregler läuft dabei im Modus ohne Kommutierung, d.h. es erfolgt keine Bewegung des Motors. Die Stellgröße u_q und der gemessene Strom i_q werden als frei verfügbare PAR_IDs abgespeichert und können während des Tests mit Hilfe der Trace Funktion aufgezeichnet werden. Zum Testen dient eine Rechteckspannung von 20V Amplitude und einer Frequenz von 50Hz. Dabei wurden drei Tests mit 5, 10 und 20kHz durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Tests sind in Abbildung 6.2 dargestellt, wobei die Spannung aus Gründen der Übersichtlichkeit normiert wurde. Es ist deutlich zu sehen, wie die Inverterverluste mit steigender PWM-Frequenz anwachsen und sich so bei gleich bleibender Eingangsspannung ein immer kleinerer Strom einstellt. Werden nun auch noch die drei gemessenen Ströme auf gleiche Amplitude normiert sind die Auswirkungen der PWM Frequenz auf die elektrische Zeitkonstante der Regelstrecke zu sehen. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Dabei sinkt die Zeitkonstante mit steigender PWM Frequenz, was zu Stabilitätsproblemen des Reglers führen kann.

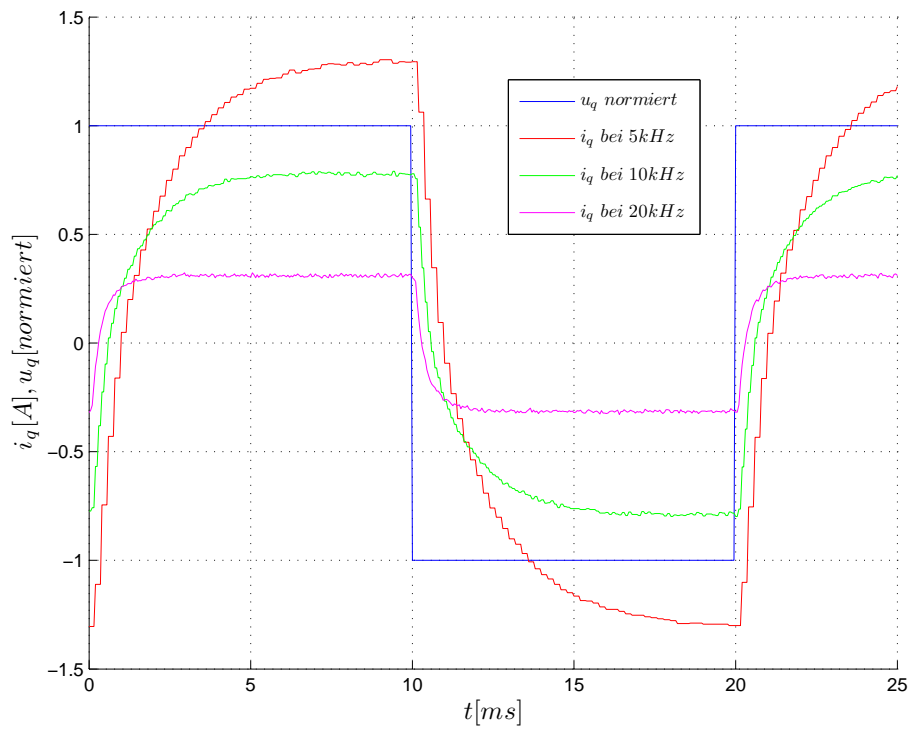


Abbildung 6.2 – Sprungantwort der Strecke bei 20V Rechteckspannung

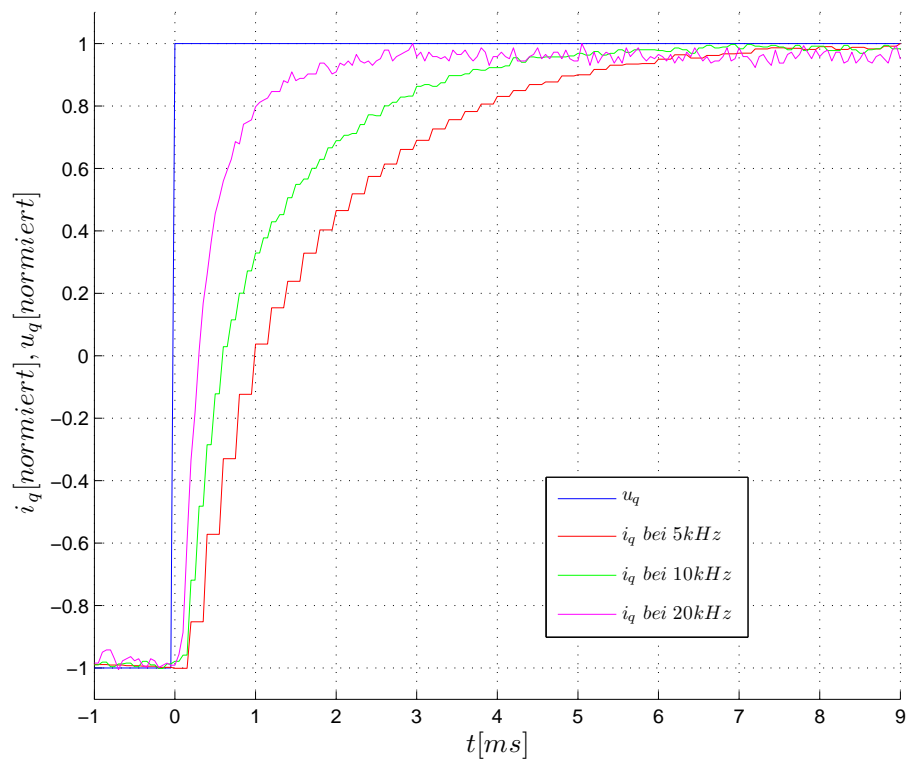


Abbildung 6.3 – normierte Sprungantwort der Strecke

6.3.3 Totzeit der Strecke

Mit Hilfe der gemessenen Sprungantwort aus Abbildung 6.3 lässt sich auch die Totzeit der Strecke ermitteln:

- bei 5kHz PWM: $t_T \approx 300\mu s$
- bei 10kHz PWM: $t_T \approx 200\mu s$
- bei 20kHz PWM: $t_T \approx 100\mu s$

Bei den messtechnisch ermittelten Werten handelt es sich um Schätzungen. Trotzdem sollen diese Werte für weitere Betrachtungen beim Reglerentwurf ausreichen.

7 Sliding-Mode-Entwürfe

7.1 Theoretische Vorgangsweise beim Reglerentwurf für PMSM

Wie bereits in vorherigen Kapiteln erwähnt, erfolgt die Regelung des Motorstroms in zwei getrennten Stromregelkreisen. Somit muss ein Reglerentwurf für den d- und den q-Zweig getrennt durchgeführt werden.

7.1.1 Entwurf der Schaltfunktion

Als Wunsch an den Sliding-Mode-Regler für die permanenterrregte Synchronmaschine wird die Forderung gestellt, dass der Systemzustand einer vorgegebenen Führungsgröße i_{SOLL} folgen soll, und nach einem Führungssprung in endlicher Zeit diesen vorgegebenen Wert erreicht. Gleichung (7.1) beschreibt somit die Schaltfunktion als Differenz zwischen Soll- und Iststrom, was dem Regelfehler entspricht. Anders formuliert sollte die Regelabweichung des Systems in endlicher Zeit den Wert Null erreichen.

$$s(t) = e(t) = i_{SOLL} - i_{IST} \quad (7.1)$$

Somit ergeben sich für das Modell im Rotorflusskoordinatensystem die folgenden Schaltfunktionen:

$$s_d = i_{dSOLL} - i_{dIST} \quad (7.2)$$

$$s_q = i_{qSOLL} - i_{qIST} \quad (7.3)$$

7.1.2 Berechnen des kontinuierlichen Anteils

Im Folgenden muss der kontinuierliche Anteil für die sogenannte „equivalent control method“ [14, S. 24] bestimmt werden. Hierzu geht man von den Differentialgleichungen (7.4) und (7.5) des Modells der permanenterrregten Synchronmaschine aus, um daraus den kompensierenden Anteil u_{eq} zu bestimmen:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(u_d - Ri_d + \omega Li_q) \quad (7.4)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) \quad (7.5)$$

Nun wird die Berechnung von u_{eq} vorerst für den flussbildenden d-Zweig durchgeführt. Dazu bildet man ausgehend von Gleichung (7.2) die Ableitung der Schaltfunktion:

$$\frac{ds_d}{dt} = \frac{d}{dt}(i_{dSOLL} - i_{dIST}) = \frac{di_{dSOLL}}{dt} - \frac{di_{dIST}}{dt} \quad (7.6)$$

Wird für die Ableitung des gemessenen Stromes die Differentialgleichung (7.4) eingesetzt ergibt sich:

$$\frac{ds_d}{dt} = \frac{di_{dSOLL}}{dt} - \frac{1}{L}(u_d - Ri_d + \omega Li_q) \quad (7.7)$$

Um den Verbleib auf der Schaltgeraden zu gewährleisten, wird wie im Einführungsbeispiel die Forderung $\frac{ds_d}{dt} = 0$ gestellt. Wird die linke Seite der Gleichung (7.7) Null gesetzt und diese im Anschluss nach u_d aufgelöst ergibt sich hiermit der „kontinuierliche Anteil“ des Regelgesetzes:

$$u_{deq} = L \frac{di_{dSOLL}}{dt} + Ri_d - \omega Li_q \quad (7.8)$$

In gleicher Weise werden die Schritte für den momentenbildenden q-Zweig durchgeführt:

$$\frac{ds_q}{dt} = \frac{d}{dt}(i_{qSOLL} - i_{qIST}) = \frac{di_{qSOLL}}{dt} - \frac{di_{qIST}}{dt} \quad (7.9)$$

$$\frac{ds_q}{dt} = \frac{di_{qSOLL}}{dt} - \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) \quad (7.10)$$

Durch Nullsetzen der linken Seite und Auflösen nach u_q erhält man den kontinuierlichen Anteil des q-Zweigs:

$$u_{qeq} = L \frac{di_{qSOLL}}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \omega \Psi_p \quad (7.11)$$

7.1.3 Berechnung des diskontinuierlichen Anteils

Nun wird die zweite Forderung an den Regler gestellt, die Schaltfunktion (in diesem Fall die Regelabweichung) in endlicher Zeit auf Null zu bringen. Dazu wird folgende Eingangsgröße mit unstetiger rechter Seite angesetzt:

$$u_{dDISK} = +M_d \cdot \text{sign}(s_d) \quad (7.12)$$

$$u_{qDISK} = +M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad M_d, M_q > 0, \text{sign}(s) = \begin{cases} -1 & \text{für } s < 0 \\ 0 & \text{für } s = 0 \\ +1 & \text{für } s > 0 \end{cases} \quad (7.13)$$

Im Gegensatz zum Theorie-Beispiel aus Kapitel 3 muss hier ein Ansatz mit positivem Vorzeichen gewählt. Die Ursache dafür liegt am negativen Vorzeichen der Eingangsgröße u in Gleichung (7.10) bzw. (7.7). Zusammen ergeben die beiden Anteile mit u_{eq} die Eingangsgrößen:

$$u_d = u_{deq} + u_{dDISK} = L \frac{di_{dSOLL}}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + M_d \cdot \text{sign}(s_d) \quad (7.14)$$

$$u_q = u_{qeq} + u_{qDISK} = L \frac{di_{qSOLL}}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \omega \Psi_p + M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad (7.15)$$

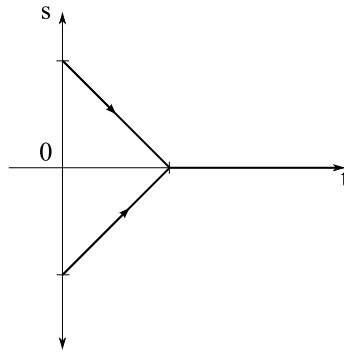


Abbildung 7.1 – konstante Abnahme der Regelabweichung

Werden diese beiden Regelgesetze (7.14) und (7.15) in die Differentialgleichungen (7.7) und (7.10) eingesetzt, erhält man die geforderte Bedingung des abnehmenden Regelfehlers:

$$\frac{ds_d}{dt} = -\frac{M_d}{L} \cdot \text{sign}(s_d) \quad (7.16)$$

$$\frac{ds_q}{dt} = -\frac{M_q}{L} \cdot \text{sign}(s_q) \quad (7.17)$$

Das heißt, die Regelabweichung nimmt mit der Geschwindigkeit M_d/L bzw. M_q/L ab und wird in endlicher Zeit zu Null. Diese Eigenschaft ist noch einmal in Abbildung 7.1 anschaulich dargestellt und gilt in dieser Form nur für das nominelle System! Ist das Modell mit Unsicherheiten behaftet oder es ist ein Einfluss von Störungen vorhanden, stimmt das Verhalten der Schaltfunktion nicht mehr mit dem Zusammenhang aus Gleichung (7.16) und (7.17) überein. Der Grund hierfür liegt darin, dass der u_{eq} Anteil nicht mehr in der Lage ist das Verhalten der Strecke vollständig zu kompensieren und somit in Gleichung (7.16) und (7.17) zusätzliche Terme auftreten.

7.1.4 Zusammenfassung des Sliding-Mode-Regelgesetzes

Der in diesem Beispiel entworfene Sliding-Mode-Regler besteht aus zwei Teilen. Der erste ist der kompensierende „equivalent control“ Anteil, welcher das Modellwissen zur Regelung nützt. Der zweite (diskontinuierliche) Anteil hingegen benötigt kein Modellwissen und sorgt für die geforderte Robustheit des Systems. Wie bereits in den einleitenden Kapiteln beschrieben hängt die Robustheit des Systems direkt mit der Größe des diskontinuierlichen Anteils zusammen. Abschließend sei in Gleichung (7.18) und (7.19) noch einmal das finale Regelgesetz für die permanenterrregte Synchronmaschine angeschrieben.

$$u_d = L \frac{di_{dSOLL}}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + M_d \cdot \text{sign}(s_d) \quad (7.18)$$

$$u_q = L \frac{di_{qSOLL}}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \omega \Psi_p + M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad (7.19)$$

7.2 Betrachtungen zur Erreichbarkeitsbedingung

Um die Erreichbarkeitsbedingung aus Kapitel 3 erfüllen zu können wird in folgenden Überlegungen bezüglich der Konvergenzgeschwindigkeit in der „reaching phase“ der Einfluss von Parameterunsicherheiten berücksichtigt. In Gleichung (7.20) ist die Erreichbarkeitsbedingung dargestellt, welche Aufschluss über den benötigten diskontinuierlichen Anteil liefert.

$$\text{sign}(s) \cdot \dot{s} \leq -\eta \quad (7.20)$$

7.2.1 Konvergenzgeschwindigkeit

Die Mindestkonvergenzgeschwindigkeit in der Eintreffphase ist ein vom Reglerdesigner vorgegebener Entwurfparameter und soll im Folgenden bestimmt werden. Dieser Parameter wird durch die Variable η aus Gleichung (7.20) beschrieben und stellt bei diesem Reglerentwurf für die PMSM die minimale Abnahmegeschwindigkeit des Regelfehlers dar. Eine mögliche Festlegung bezüglich der Konvergenzgeschwindigkeit für diesen Regler wäre das Erreichen von $e = 0$ nach einem Führungssprung von $i_0 = 0$ auf den Nennstrom $I_{Nenn} = 1,11\text{A}$ in $t = 5\text{ms}$. Das würde ein $\eta = 222\text{A/s}$ ergeben. Wird das Ergebnis aus Gleichung (7.17) mit $\text{sign}(s)$ erweitert, erhält man die Gleichung in der Form der Erreichbarkeitsbedingung (7.20):

$$\begin{aligned} \text{sign}(s) \dot{s}_q &= -\frac{M_q}{L} \cdot \underbrace{\text{sign}(s_q) \cdot \text{sign}(s_q)}_1 \\ \text{sign}(s) \dot{s}_q &= -\frac{M_q}{L} \leq -\eta \end{aligned}$$

Umgeformt ist die Bedingung für den diskontinuierlichen Anteil:

$$M_q \geq \eta L \quad (7.21)$$

Mit den Werten des Beispiels:

$$\begin{aligned} M_q &\geq 222\text{A/s} \cdot 0.036\text{Vs/A} \\ M_q &\geq \underline{\underline{7,99\text{V}}} \end{aligned}$$

Sollte lediglich die Stabilität des Regelkreises nachgewiesen werden ohne eine Forderung an die Konvergenzzeit zu stellen, kann der Wert $\eta = 0$ angenommen werden.

7.2.2 Parameterunsicherheiten

Der Entwurf der äquivalent Regelung basiert auf Kenntnis des mathematischen Modells, welches das reale System möglichst genau beschreibt. In Wirklichkeit wird dieses Modell nie ein exaktes Abbild der Realität sein und ist mit Unsicherheiten behaftet, welche sich in zwei Kategorien einteilen lassen:

- strukturierte Unsicherheiten (Parameterunsicherheiten)

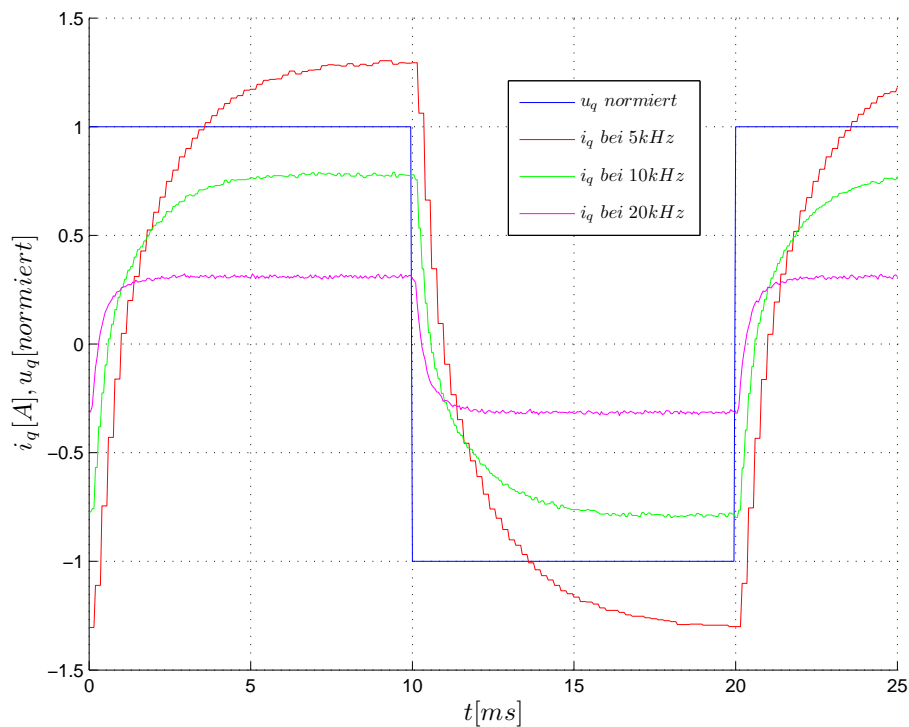


Abbildung 7.2 – Sprungantwort der Strecke

- unstrukturierte Unsicherheiten (unmodellerte Dynamiken)

Die erste Kategorie beschreibt die Unsicherheiten der Parameter, welche im mathematischen Modell berücksichtigt werden. So können diese Parameter oft nicht exakt gemessen bzw. berechnet werden, oder sie unterliegen einer zeitlichen Variation. Diese Unsicherheiten können „relativ gut“ abgeschätzt und als Parameterintervalle angegeben werden. Die Kategorie der unstrukturierten Unsicherheiten wird durch Vereinfachungen des mathematischen Modells hervorgerufen. So werden meist komplexe physikalische Zusammenhänge vernachlässigt, um das Modell einfach zu gestalten. Die Gruppe der unstrukturierten Unsicherheiten lässt sich wesentlich schwieriger quantifizieren, da häufig sogar die Existenz gewisser unmodellierter Dynamiken unbekannt ist. Für die hier durchgeführten Betrachtungen bezüglich Modellunsicherheiten werden nur Parameterunsicherheiten berücksichtigt. Als Grundlage für diese Betrachtungen sollte die Untersuchung der Sprungantwort der Strecke aus Kapitel 6 dienen. Diese Sprungantworten der drei unterschiedlichen PWM Frequenzen sind noch einmal in Abbildung 7.2 dargestellt. Der Grund für unterschiedliche Sprungantworten bei gleichem Eingangssignal liegt an den elektrischen Verlusten der Leistungselektronik im Servoverstärker. Um diesen Einfluss als Parameterunsicherheit quantifizieren zu können werden die Verluste näherungsweise als ohmsch betrachtet und als Variation des Strangwiderstandes R berücksichtigt. So ergibt sich bei der durchgeführten Sprungantwort mit einer 20kHz PWM ein ohmscher Anteil der Strecke von $R \approx 66.6\Omega$, bei einem nominellen Wert von ca. $R^* = 19.98\Omega$. In der folgenden Ableitung wird nun der Einfluss dieser Parameterunsicherheit auf die Erreichbarkeitsbedingung berechnet. Der Einfluss der restlichen Parameter wird vorerst vernachlässigt und η wird mit Null angenommen. Zur Berechnung wird Gleichung (7.10) und das Regelge-

setz aus Gleichung (7.19) benötigt:

$$\dot{s}_q = \dot{i}_{qSOPLL} - \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) \quad (7.22)$$

$$u_q = L^* \dot{i}_{qSOPLL} + R^* i_q + \omega L^* i_d + \omega \Psi_p^* - M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad (7.23)$$

Durch Einsetzen des Regelgesetzes folgt:

$$\begin{aligned} \dot{s}_q &= \dot{i}_{qSOPLL} - \frac{1}{L} [L^* \dot{i}_{qSOPLL} + R^* i_q + \omega L^* i_d + \omega \Psi_p^* - M_q \cdot \text{sign}(s_q) - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p] \\ &= -\frac{1}{L} [(R^* - R) i_q + \omega (L^* - L) i_d + \omega (\Psi_p^* - \Psi_p)] + \left(1 - \frac{L^*}{L}\right) \dot{i}_{qSOPLL} - \frac{M_q}{L} \text{sign}(s_q) \end{aligned} \quad (7.24)$$

Mit $L^* = L$ und $\Psi_p^* = \Psi$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} \dot{s}_q &= -\frac{1}{L} [(R^* - R) i_q] - \frac{M_q}{L} \text{sign}(s_q) \\ &= \left[\frac{R - R^*}{L} \right] i_q - \frac{M_q}{L} \text{sign}(s_q) \end{aligned} \quad (7.25)$$

Durch Multiplikation der Gleichung mit $\text{sign}(s)$ erhalten wir die Form der Erreichbarkeitsbedingung (7.20):

$$\begin{aligned} \text{sign}(s) \cdot \dot{s}_q &= \left[\frac{R - R^*}{L} \right] i_q \text{sign}(s) - \frac{M_q}{L} \leq -\eta \\ \text{sign}(s) \cdot \dot{s}_q &= \left| \left[\frac{R - R^*}{L} \right] i_q \right| - \frac{M_q}{L} \leq -\eta \end{aligned} \quad (7.26)$$

Umgeformt folgt die Bedingung für den diskontinuierlichen Anteil:

$$M_q \geq L \eta + L \left| \left[\frac{R - R^*}{L} \right] i_q \right| \quad (7.27)$$

Werden die Werte für R, welche aus dem Versuch mit der Sprungantwort ermittelt wurden und $\eta = 222$ aus den vorherigen Untersuchungen eingesetzt, ergibt sich ein diskontinuierlicher Anteil der Größe:

$$\begin{aligned} M_q &\geq 222 \text{A/s} \cdot 0.036 \text{VS/A} + |[66, 6\Omega - 19, 98\Omega] \cdot 0.3\text{A}| \\ M_q &\geq \underline{\underline{22\text{V}}} \end{aligned} \quad (7.28)$$

Es muss noch einmal erwähnt werden, dass es sich beim Inverterfehler um keinen ohmschen Anteil handelt. Da dieser ein Spannungsabfall an Halbleiterschaltelementen ist, sinkt der Einfluss des Fehler bei steigendem Strom. Die Vereinfachung wurde lediglich getroffen, um diesen Fehler als Parametervariation beschreiben zu können. Diese Annahme ist nur in dem Arbeitspunkt gültig, in dem die Sprungantwort ermittelt wurde. Eine weitere Untersuchung bei einem Strom von 1.5A, welcher im Bereich des Nennstroms liegt liefert als Ergebnis

$R \approx 26.6\Omega$, woraus sich folgende Bedingung für den diskontinuierlichen Anteil ergibt:

$$\begin{aligned} M_q &\geq 222\text{A/s} \cdot 0.036\text{Vs/A} + |[26,6\Omega - 19,98\Omega] 1.5\text{A}| \\ M_q &\geq \underline{\underline{17,9\text{V}}} \end{aligned} \quad (7.29)$$

Somit sinkt der nötige diskontinuierliche Anteil für steigende Ströme. Ansteigen hingegen wird der bisher noch nicht berücksichtigte Einfluss der Induktivität L im Bereich großer Ströme. Die Ursache dafür liegt an den auftretenden Sättigungseffekten im Eisen des Motors, was bei steigenden Strömen die Induktivität sinken lässt.

7.2.3 Maximaler diskontinuierlicher Anteil

Da es aufgrund der zeitdiskreten Implementierung des zeitkontinuierlichen Sliding-Mode-Entwurfs zu einem Rattern kommt, kann der schaltende Anteil nicht beliebig groß gewählt werden. Eine Vorgabe des Auftraggebers dieser Arbeit ist die Begrenzung des Ratterns auf maximal 10% des Nennstromes. Wird dieser Wert überschritten kann ein Durchgriff des Ratterns auf die Drehzahl des Motors erfolgen. Da die Abtastzeit des Reglers ebenfalls vorgegeben ist, kann aus diesen Daten und der elektrischen Zeitkonstante der Strecke der maximal erlaubte diskontinuierliche Anteil ermittelt werden. Die Berechnung erfolgt mit den nominellen Werten der Strecke ohne Berücksichtigung von Parametervariationen.

$$\begin{aligned} \tau_{el} &= \frac{L}{R} = \frac{0.036\text{H}}{19.98\Omega} = 1.8 \cdot 10^{-3}\text{s} \\ f_{PWM} &= 20\text{kHz} \\ T_d &= 50\mu\text{s} \\ T_{TOT} &= 100\mu\text{s} \\ I_{Nenn} &= 1.11\text{A} \end{aligned}$$

Das bedeutet der Regler kann auf ein Überschreiten der Schaltgerade erst nach einer Totzeit von $100\mu\text{s}$ plus der Rechenzeit von $50\mu\text{s}$ reagieren. Wird das R-L-Ersatzschaltbild des Motors unter Vernachlässigung der Koppelterme und der Polradspannung verwendet, kann der Anstieg des Motorstroms wie folgt beschrieben werden:

$$i_q = \frac{u_q}{R} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (7.30)$$

Wird diese Gleichung nach u_q aufgelöst, und für i_q 10% des Nennstromes eingesetzt erhält man die benötigte Eingangsspannung, um diesen Stromanstieg zu bewirken:

$$\begin{aligned} u_q &= \frac{i_q \cdot R}{\left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]} \\ u_q &= \frac{0.111\text{A} \cdot 19.98\Omega}{\left[1 - e^{-\frac{150\mu\text{s}}{1.8\text{ms}}} \right]} = \underline{\underline{27.7\text{V}}} \end{aligned}$$

Somit ergibt sich ein maximal erlaubter diskontinuierlicher Anteil bei einer PWM Frequenz von 20kHz:

$$M_q \leq 27.7V \quad (7.31)$$

Der erlaubte Anteil liegt über dem Mindestwert, welcher vorhin unter Berücksichtigung von Parameterschwankungen berechnet wurde, und führt somit zu keinem Widerspruch. Der Regler könnte somit implementiert werden. Bei Berücksichtigung weiterer Parametervariationen ergibt sich jedoch ein Konflikt zwischen diesen Bedingungen, und die robuste Stabilität kann nicht mehr gewährleistet werden. Wird ein Regler mit einer 5kHz PWM implementiert ist die Einschränkung des schaltenden Anteils wesentlich größer. Bei 5kHz liegt die Abtastzeit des Reglers bei $200\mu s$ und als Totzeit wurden $300\mu s$ gemessen.

$$u_q = \frac{0.111A \cdot 19.98\Omega}{\left[1 - e^{-\frac{500\mu s}{1.8ms}}\right]} = \underline{9.14V} \leq M_q \quad (7.32)$$

Mit dieser Einschränkung bleibt keine Möglichkeit dem Regler Robustheit zu verleihen.

7.3 Implementierung des ersten Sliding-Mode-Reglers

Ausgehend vom entworfenen Regelgesetz aus Gleichung (7.18) und (7.19) wird nun die Implementierung des Entwurfs durchgeführt. Dieser Regler soll sowohl in der Simulation als auch an der realen Strecke untersucht werden.

7.3.1 Durchführen der Simulation

Wie bereits in Kapitel 5 beschrieben, wird der Regler in den beiden „S-Functions“ als C-Code implementiert. Eine Vereinfachung kann gleich vorab in Gleichung (7.19) vorgenommen werden. Da der Sollstrom des d-Zweiges immer auf Null gehalten wird, kann dessen zeitliche Ableitung aus dem Regelgesetz gestrichen werden. Im Folgenden sei nun der implementierte C-Code für die Simulation des Sliding-Mode-Reglers im d- und im q-Zweig dargestellt:

```

1 e=i_soll-i_d; //Schaltfunktion
2 signum=(e>0)-(e<0);
3 //U_out des d-Zweiges:
4 xD[0]=i_d*(R)-omega*i_q*(L)+(K)*signum;
```

```

1 e=i_soll-i_q; //Schaltfunktion
2 signum=(e>0)-(e<0);
3 //Differenzenquotient bestimmen:
4 delta_iq_ref=(i_soll-xD[1])/(Td);
5 xD[1]=i_soll;
6 //U_out des q-Zweiges:
7 xD[0]=(L)*delta_iq_ref+(R)*i_q+omega*(Phi)+omega*i_d*(L)+(K)*signum
;
```

Wie in Gleichung (7.32) hergeleitet wurde, kann für die Größe des diskontinuierlichen Anteils bereits eine obere Schranke von $M_q \leq 9.14V$ mit einer 5kHz PWM angegeben werden.

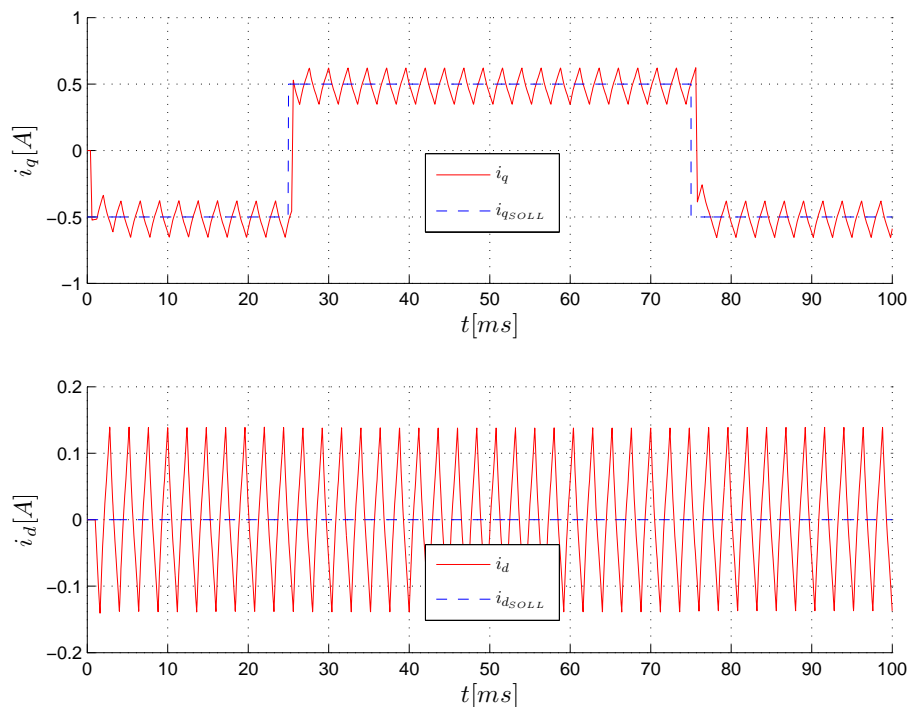


Abbildung 7.3 – Simulation mit 5kHz PWM, ohne Kommutierung

Näherungsweise wird für die folgenden Untersuchungen der Wert 10 gewählt. Abbildung 7.3 zeigt das erste Simulationsergebnis bei einer PWM Frequenz von 5kHz ohne Drehbewegung des Motors, wobei Soll- und Iststrom jeweils für den d- und q-Zweig dargestellt sind. Wird nun die Simulation für das exakt gleiche System mit dem selben Regler mit einer PWM-Frequenz von 20kHz durchgeführt, ergibt sich der in Abbildung 7.4 dargestellte Signalverlauf. Beim Vergleich mit der 5kHz Simulation fällt sofort das wesentlich geringere „Rattern“ des Reglers auf. Die Ursache liegt darin, dass beide Regler mit einem diskontinuierlichen Anteil von 10 Volt arbeiten, der 20kHz Entwurf jedoch viel schneller als der 5kHz Entwurf auf das Überschreiten der Schaltgeraden reagieren und entgegenwirken kann. Somit kommt der 20kHz Regler dem zeitkontinuierlichen Entwurf viel näher. Diese Tatsache lässt sofort die Idee aufkommen, dem „schnelleren“ Regler einen entsprechend größeren diskontinuierlichen Anteil zu verpassen, was in späteren Entwürfen auch praktiziert wird.

7.3.2 Implementierung im Servoverstärker

Nach erfolgreicher Simulation des ersten Sliding-Mode-Reglers soll dieser nun auch im realen System implementiert werden, um einen Vergleich zwischen Simulation und realer Strecke herstellen zu können. Weiters ist bis jetzt über die Qualität bzw. den praktischen Wert des Simulationsmodells noch nichts bekannt. Der Quellcode des Reglers wird in gleicher Form wie in der Simulation als C-Programm implementiert. Es muss lediglich eine Anpassung der Variablennamen durchgeführt werden, was am folgenden Ausschnitt des Programmcodes zu sehen ist:

```
1 | slmo [K]=10;
```

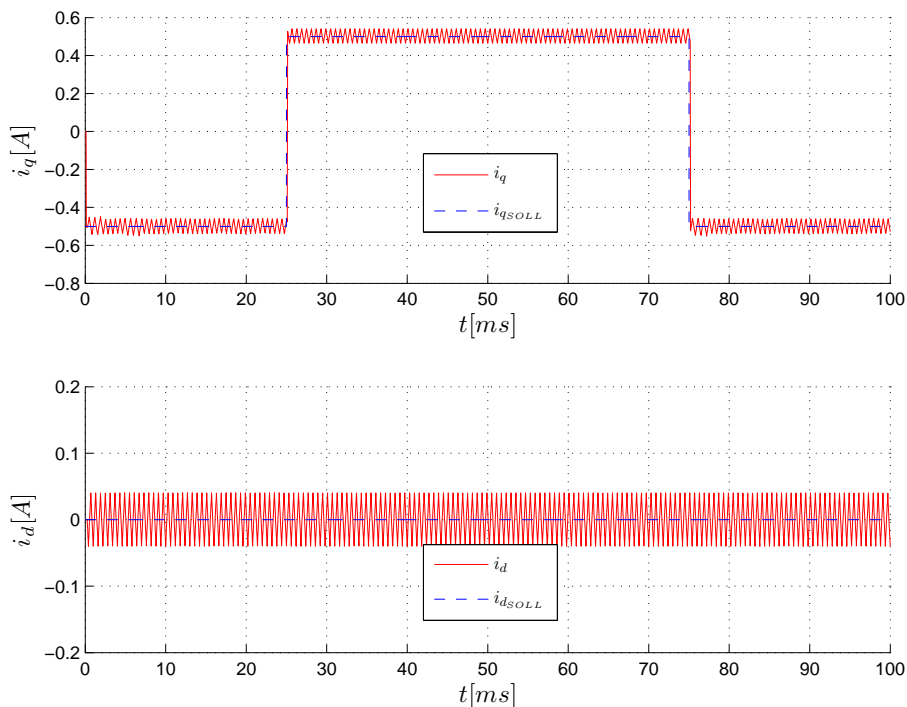


Abbildung 7.4 – Simulation mit 20kHz PWM, ohne Kommutierung

```

2 e=ictrl_isd_ref-ictrl_isd_act; //Schaltfunktion
3 signum=(e>0)-(e<0);
4 //Umrechnung von Drehzahl auf omega_el: p*2*PI=18.85
5 ictrl_usd_ref=mot1.rs*ictrl_isd_act-18.85*sctrl_speed_act*ictrl_isq_act*
  mot1.ls+slmo[K]*signum;

```

Und für den q-Zweig ergibt sich in gleicher Form:

```

1 slmo[K]=10;
2 e=ictrl_isq_ref-ictrl_isq_act; //Schaltfunktion
3 signum=(e>0)-(e<0);
4 //Differenzenquotient bestimmen:
5 delta_iq_ref=(ictrl_isq_ref-slmo[i_q_alt])*f_switch;
6 slmo[i_q_alt]=ictrl_isq_ref;
7 //Umrechnung von Drehzahl auf omega_el: p*2*PI=18.85
8 ictrl_usq_ref=mot1.ls*delta_iq_ref+mot1.rs*ictrl_isq_act+sctrl_speed_act
  *(slmo[SLMO_STATOR_U_konst])+18.85*sctrl_speed_act*ictrl_isd_act*
  mot1.ls+slmo[K]*signum;

```

Für den ersten Vergleich zwischen Simulation und realer Strecke wird ein Test bei einer 5kHz PWM und ohne Kommutierung durchgeführt. Das Ergebnis dieses Versuches ist in Abbildung 7.5 dargestellt, wobei hier aus Gründen der Übersichtlichkeit nur der momentenbildende q-Zweig betrachtet wird. Beim realen System ist nun deutlich ein Überschwingen von ca. 150% zu sehen. Dies ist zum Teil auf die numerisch kritische Bildung des differentiellen Anteils di_{Soll}/dt zurückzuführen, welcher in einfacher Weise als Differenzenquotient angesetzt wurde. Abgesehen davon macht der Regler einen brauchbaren Eindruck. Im Anschluss wird auch eine Simulation mit einer 20kHz PWM durchgeführt. Abbildung 7.6 zeigt das ernüchtern-

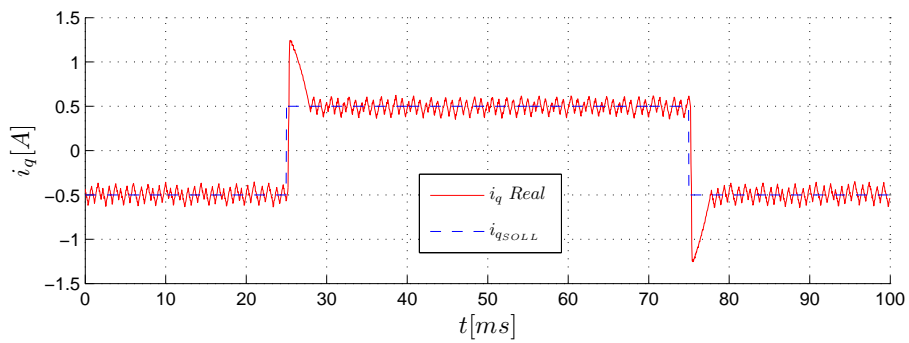
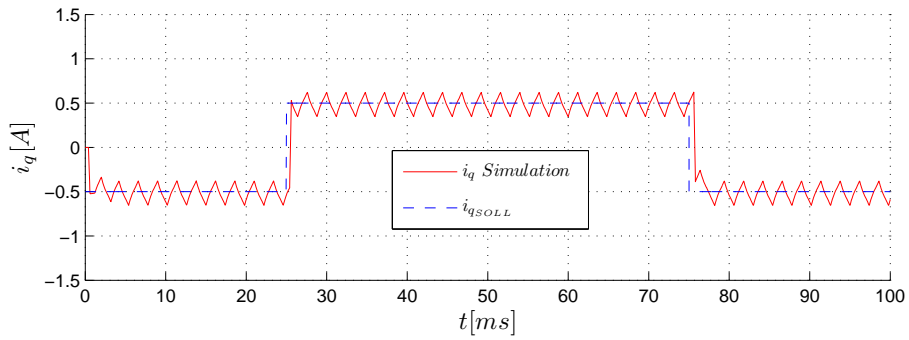


Abbildung 7.5 – Simulation vs. reale Strecke mit 5kHz PWM

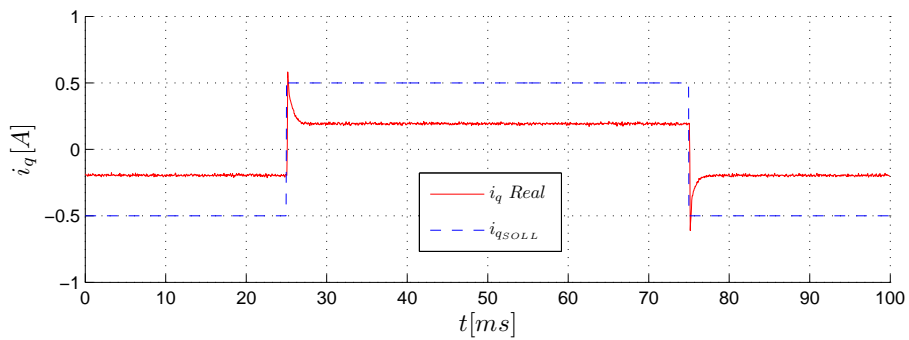
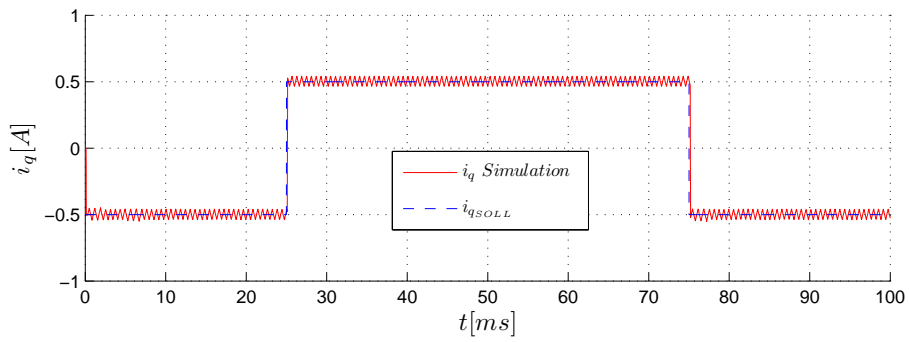


Abbildung 7.6 – Simulation vs. reale Strecke mit 20kHz PWM

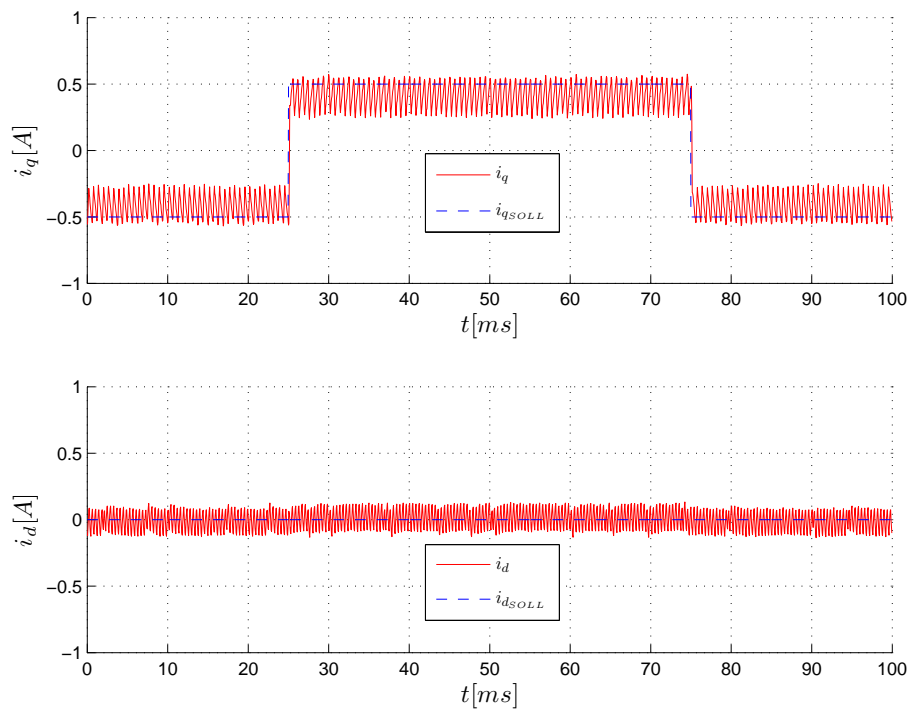


Abbildung 7.7 – reale Strecke bei 20kHz mit $K=28$

de Ergebnis dieses Entwurfes am realen System. Der Regler ist hier nicht mehr in der Lage die Schaltgerade zu erreichen, und es kommt zu keinem Sliding-Mode Zustand. Der Grund dafür ist in den Untersuchungen bezüglich der Sprungantwort in Abbildung 6.2 aus Kapitel 6 zu finden. Dort wurde die starke Abhängigkeit der Streckenparameter von der PWM-Frequenz festgestellt, welche sich bei 20kHz besonders dramatisch auswirkt. Durch den Spannungsabfall an den Halbleiterschaltetelementen wird vom Regler eine zu kleine Spannung an den Motorwicklungen aufgeschaltet. Dieses Defizit kann auch durch den diskontinuierlichen Anteil, welcher gleich wie beim Versuch mit der 5kHz PWM gewählt wird nicht mehr ausgeglichen werden. Eine Möglichkeit dieses Problem in den Griff zu bekommen wäre die Erhöhung des diskontinuierlichen Anteils, um eine Steigerung der Robustheit zu erzielen. Der diskontinuierliche Anteil wird nun auf den in Gleichung (7.31) berechneten Grenzwert von 28 erhöht. Das Ergebnis dieser Maßnahme ist in Abbildung 7.7 dargestellt. In dieser Grafik wurde zusätzlich noch der Strom der d-Komponente dargestellt, welcher ebenfalls ein brauchbares Ergebnis aufweist. Nun ist der diskontinuierliche Anteil groß genug, um die bei diesem Versuch auftretenden Parameterschwankungen ausgleichen zu können. Negativ ins Auge sticht der Offset, welcher dem q-Zweig überlagert ist. So ist das auftretende Rattern nicht symmetrisch gegenüber dem Sollstrom, was einer bleibenden Regelabweichung entspricht. Zu einem späteren Zeitpunkt werden noch Lösungsansätze zur Reduzierung dieses Effektes angesprochen.

7.3.3 Problematik des Differenzenquotienten

Die rechteckförmige Führungsgröße bei diesen Reglertests führt, wie in Abbildung 7.5 zu sehen ist zu großen Werten des Differenzenquotienten. Auftretende Parameterunsicherheiten

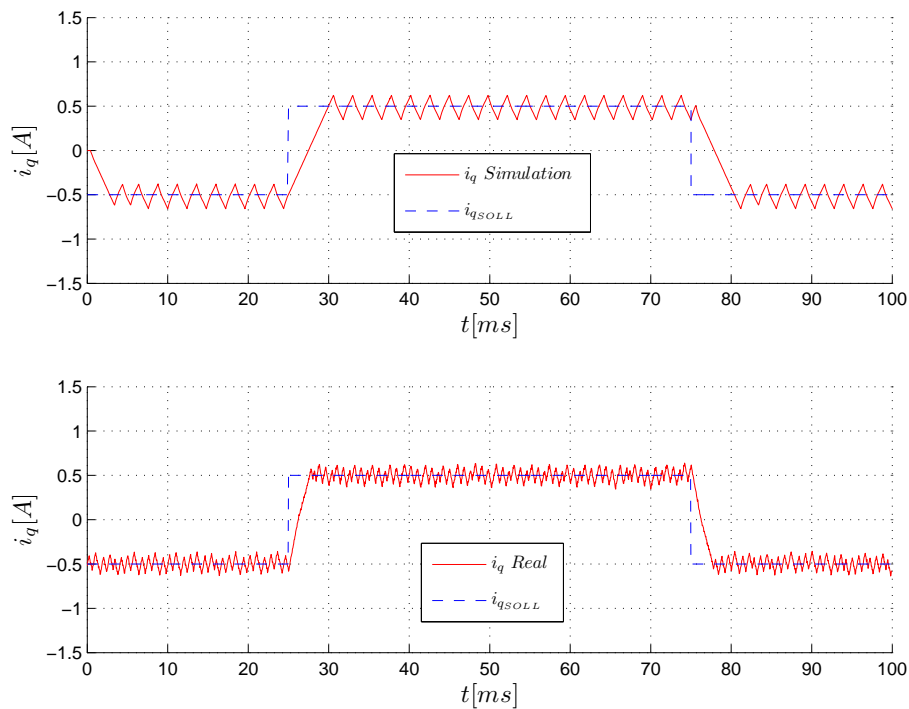


Abbildung 7.8 – Simulation vs. Real bei 5kHz ohne diff. Anteil

wirken sich besonders stark auf diesen großen Wert aus, und so ist der Einsatz des differentiellen Anteils besonders kritisch. Eine Möglichkeit wäre der völlige Verzicht auf diesen Anteil. Das Erreichen der Schaltgeraden in einer definierten Zeit kann in diesem Fall über die Erreichbarkeitsbedingung (7.20) sichergestellt werden. Abbildung 7.8 zeigt die Auswertung mit der 5kHz PWM, wobei der Verzicht des differentiellen Anteils zu deutlichen Einbußen der Performance an der Anstiegsgeschwindigkeit führt. Beim 20kHz Regler wirkt sich dieser Effekt aufgrund des höheren differentiellen Anteils deutlich weniger aus, wie in Abbildung 7.9 zu sehen ist. Eine mathematisch etwas unsaubere Methode, dieses Problem in den Griff zu bekommen wäre die Reduzierung des differentiellen Anteils. So haben Versuche gezeigt, dass die Reduktion des Differentenquotienten auf den halben Wert sehr brauchbare Ergebnisse liefert. Diese Maßnahme führt in jedem Fall zu einem „zu kleinen“ differentiellen Anteil, und somit entsteht kein unerwünschtes Überschwingen. Bei einem sprungförmigen Anstieg der Führungsgröße kann der reduzierte differentielle Anteil nur noch einen Teil der nötigen Stellgröße liefern. Der fehlende Anteil des Anstiegs wird dann durch den schaltenden Anteil des Sliding-Mode-Reglers ausgeglichen. In Abbildung 7.10 ist das Ergebnis dieses modifizierten Reglers bei einer 5kHz PWM zu sehen. Vor allem in der Simulation fällt die Auswirkung der Halbierung des differentiellen Anteils auf die Anstiegszeit stark auf. An der realen Strecke konnte durch diese Maßnahme das Überschwingen des Stromreglers zur Gänze verhindert werden. Auf die 20kHz Realisierung in Abbildung 7.11 sind die Auswirkungen aufgrund des größeren schaltenden Anteils wesentlich geringer.

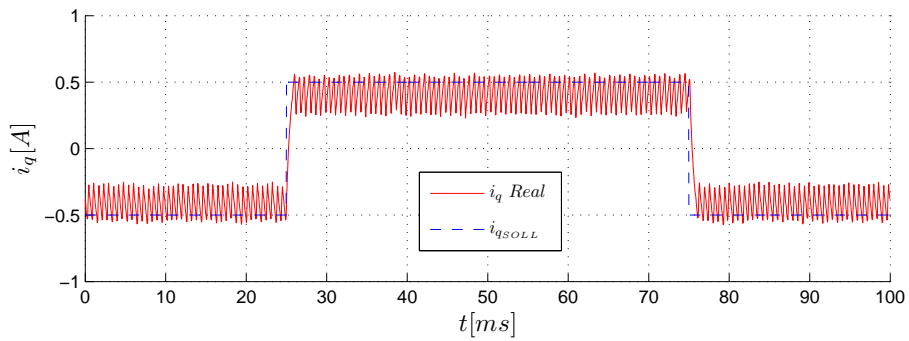
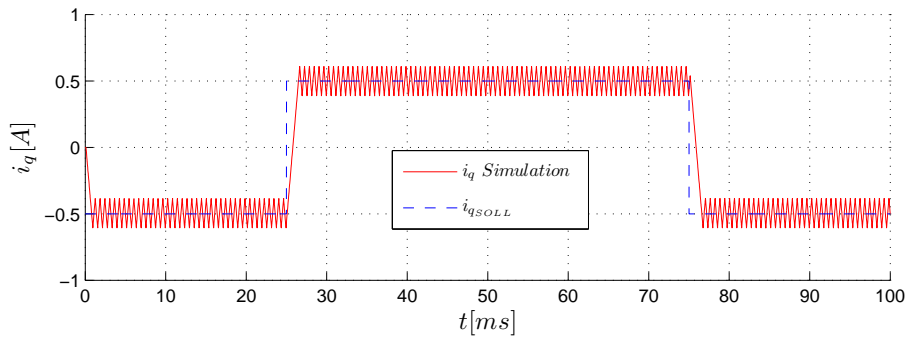


Abbildung 7.9 – Simulation vs. Real bei 20kHz ohne diff. Anteil

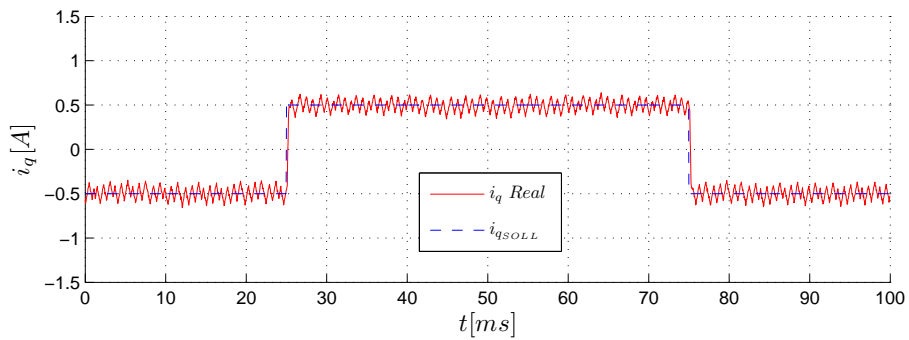
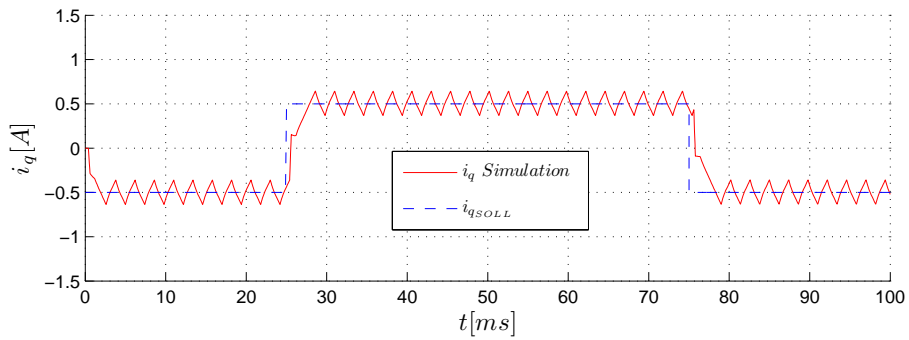


Abbildung 7.10 – Simulation vs. Real bei 5kHz mit halben diff. Anteil

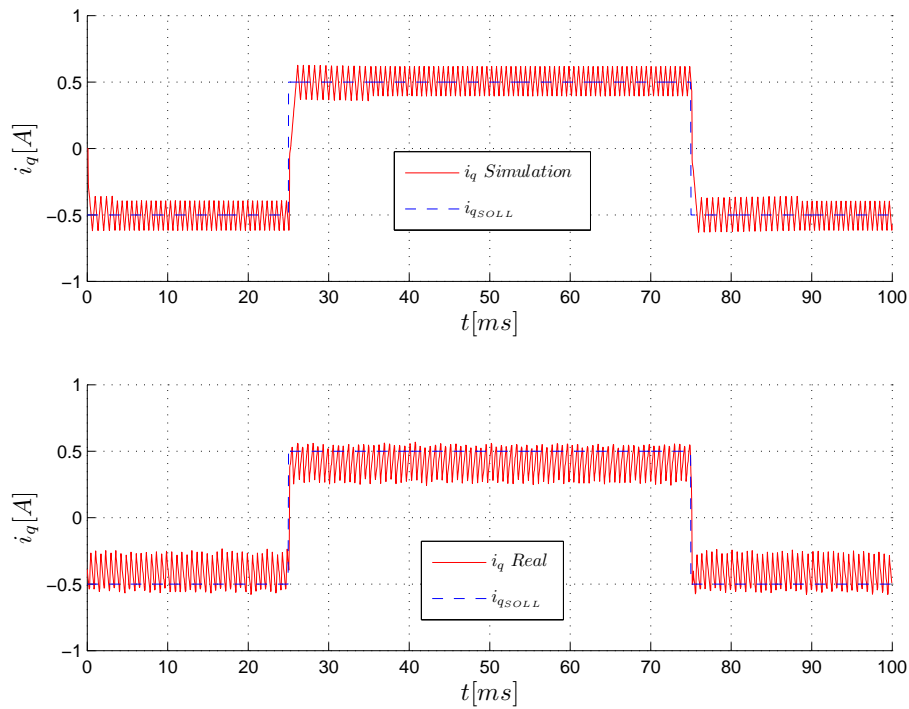


Abbildung 7.11 – Simulation vs. Real bei 20kHz mit halben diff. Anteil

7.4 Reglertest mit Kommutierung

Alle bisherigen Untersuchungen wurden ohne Kommutierung durchgeführt, was einen Stillstand des Motors während des Reglertests bedeutet. Betrachtet man die Gleichung (7.24), welche den Einfluss der Paramtervariationen auf das Verhalten des geregelten Systems beschreibt, erkennt man zwei Terme, welche erst bei Durchführung einer Drehbewegung wirksam werden:

$$\dot{s}_q = \left(1 - \frac{L^*}{L}\right) \dot{i}_{qSOLL} - \frac{1}{L} [(R^* - R) i_q + (L^* - L) \omega i_d + (\Psi_p^* - \Psi_p) \omega] - \frac{M_q}{L} \text{sign}(s_q) \quad (7.33)$$

Der erste Term $(L^* - L) \omega i_d$ entsteht durch die Variation von L , während der zweite Term $(\Psi_p^* - \Psi_p) \omega$ eine Fehlerabschätzung der Polradspannung beschreibt. Diese beiden Komponenten wirkten sich bei den bisherigen Versuchen ohne Kommutierung noch nicht aus. Weiters treten unmodellerte Dynamiken mit steigender Drehzahl zum Vorschein. Problematisch für die Regelung kann auch die Kompensation zwischen d- und q-Zweig des Sliding-Mode-Regelgesetzes sein. In Gleichung (7.34) und (7.35) ist noch einmal der bisher entworfene Sliding-Mode-Regler angeführt.

$$u_d = -\omega L i_q + M_d \cdot \text{sign}(s_d) \quad (7.34)$$

$$u_q = \frac{L}{2} \cdot \frac{d\dot{i}_{qSOLL}}{dt} + R i_q + \omega L i_d + \omega \Psi_p + M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad (7.35)$$

Mit steigender Drehzahl wird auch das durch den Sliding-Mode-Regler hervorgerufene Rattern immer stärker in den jeweils anderen Zweig eingekoppelt. Eine erste Vereinfachung zur

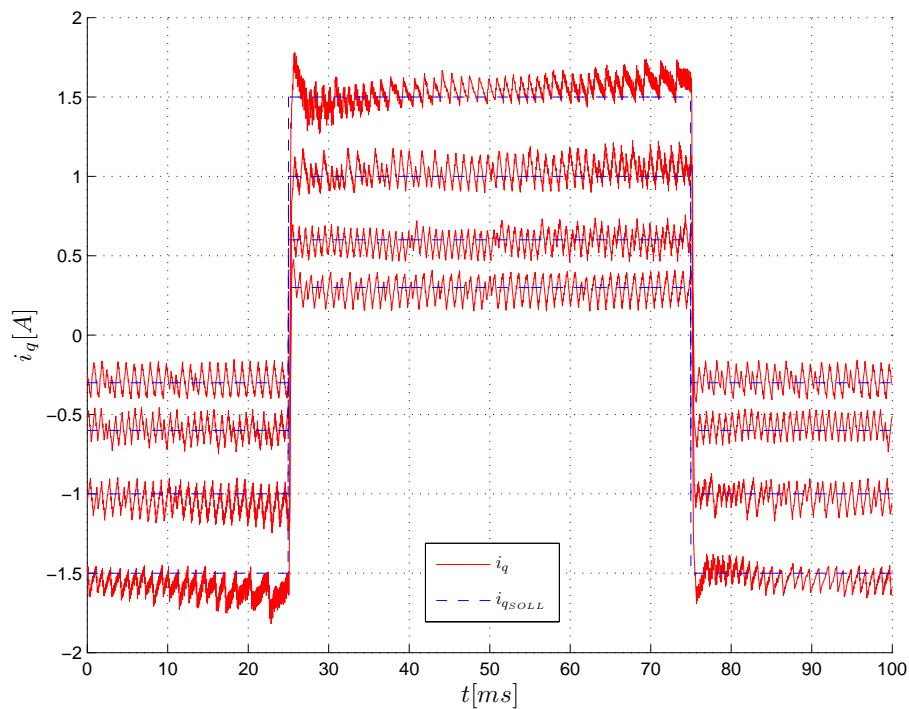


Abbildung 7.12 – modifizierter Regler bei 5kHz mit Kommutierung

Lösung dieses Problems ist im Regelgesetz des q-Zweiges vorzunehmen. Da der Strom des d-Zweiges annähernd zu Null geregelt wird kann der Koppelterm $\omega L i_d$ im q-Zweig vernachlässigt werden. Im Regelgesetz des d-Zweiges kann ebenfalls eine Maßnahme getroffen werden, in dem der gemessene Strom i_q im Koppelterm durch den Sollstrom ersetzt wird. Dieser Strom soll für den Fall einer kleinen Regelabweichung, welche angestrebt wird dem Wert des gemessenen Stromes entsprechen. Zusätzlich ist der Sollstrom frei vom Rattern des Sliding-Mode-Reglers und auch ohne den erheblichen Anteil des Messrauschens. Das Ersetzen des Messtromes durch den Sollstrom ist auch für den Term $R \cdot i_q$ sinnvoll, wie Testergebnisse zeigten. Somit ergibt sich das modifizierte Sliding-Mode-Regelgesetz:

$$u_d = -\omega L i_{qSOLL} + M_d \cdot \text{sign}(s_d) \quad (7.36)$$

$$u_q = \frac{L}{2} \cdot \frac{di_{qSOLL}}{dt} + R i_{qSOLL} + \omega \Psi_p + M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad (7.37)$$

Eine Auswertung dieses Reglerentwurfes mit einer 5kHz PWM ist in Abbildung 7.12 dargestellt, wobei mit vier unterschiedlichen Amplituden getestet wurde. Es ist zu erkennen, dass die Performance des Reglers bei großen Strömen immer weniger zufriedenstellend wird. Aus diesem Grund werden im Folgenden Überlegungen zur Optimierung des schaltenden Anteils durchgeführt.

7.5 Gestaltung des diskontinuierlichen Anteils

Da der Stromregler in einem sehr großen Arbeitsbereich mit unterschiedlichen Bedingungen arbeitet ist es naheliegend, den diskontinuierlichen Anteil, welcher dem Regler Robustheit

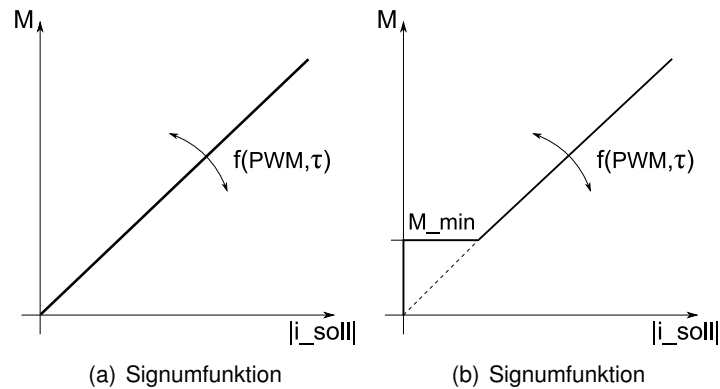


Abbildung 7.13 – Gestaltung des diskontinuierlichen Anteils

verleiht den Bedingungen dieser Arbeitspunkte anzupassen. Als Motivation für diese Maßnahmen gelten die negativen Auswirkungen des diskontinuierlichen Anteils. Dazu zählen vor allem die akustischen Auswirkungen, welche subjektiv als sehr unangenehm empfunden werden. So kann man die Überlegung anstellen, den diskontinuierlichen Anteil nur in jenem Bereich, in welchem erhöhte Parameterschwankungen und nichtlineare Effekte zu erwarten sind entsprechen groß zu wählen, um dadurch dem Regelkreis die nötige Robustheit zu verleihen. Diese Bereiche befinden sich vor allem bei hohen Drehzahlen, sowie beim Überschreiten des Nennstromes. In Abbildung 7.13(a) ist eine Möglichkeit angeführt, die Größe des schaltenden Anteils an den Betriebspunkt anzupassen. Dabei kann über die Steigung der Geraden eine Anpassung an die elektrische Zeitkonstante des Motors und an die PWM Frequenz durchgeführt werden. Wie bereits in Kapitel 6 angesprochen wirkt sich der sogenannte Inverterfehler vor allem im Bereich kleiner Ströme besonders stark aus. Um die Erreichbarkeitsbedingung auch in diesem Arbeitsbereich erfüllen zu können ist es unter Umständen sinnvoll, für den diskontinuierlichen Anteil eine Mindestgröße vorzugeben. Ein möglicher Ansatz hierfür ist in Abbildung 7.13(b) dargestellt, wobei die Variable M_{min} diesen Mindestwert beschreibt.

Die bisherige Entwurfsvorgabe des diskontinuierlichen Anteils war ein maximal auftretendes Rattern von 10% des Nennstromes. Die Praxis hat gezeigt, dass ein maximales Rattern von 10% des aktuellen Sollstromes eine wesentlich sinnvollere Vorgabe ist. So wird im Bereich kleiner Antriebsleistungen, und somit auch kleiner Sollströme der Einfluss akustischer Störungen wesentlich reduziert. Im Bereich großer Sollströme hingegen wird durch Erhöhung des schaltenden Anteils die Robustheit gesteigert, wobei hier deutlich die akustische Auswirkung des Ratterns bemerkbar ist. Im Bereich über dem Nennstrom wird sogar ein Überschreiten der 10% Vorgabe in Kauf genommen, um die Auswirkungen der hier auftretenden nichtlinearen Effekte kompensieren zu können. Da dieser Bereich nur kurzzeitig überschritten wird ist die Empfindung der auftretenden akustischen Auswirkungen weniger unangenehm.

Bisher wurden nur die Parametervariationen in Abhängigkeit des Sollstromes zur Anpassung des diskontinuierlichen Anteils an den Arbeitspunkt berücksichtigt. Wie bereits beschrieben ergibt sich ein weiterer großer Einfluß durch die Drehbewegung des Motors. Dazu ist im Folgenden noch einmal die Gleichung bezüglich der Auswirkung von Parameterschwankungen

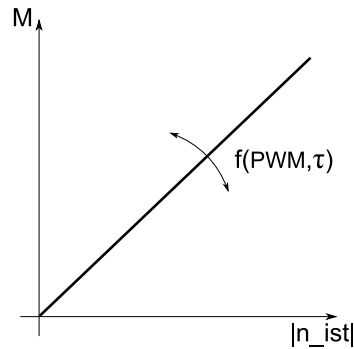


Abbildung 7.14 – diskont. Anteil in Abhängigkeit der Drehzahl

auf die „Einschwinggeschwindigkeit“ des Sliding-Mode-Reglers angeführt:

$$\dot{s}_q = \left(1 - \frac{L^*}{L}\right) \dot{i}_{q_{SOLL}} - \frac{1}{L} [(R^* - R) i_q + (L^* - L) \omega i_d + (\Psi_p^* - \Psi_p) \omega] - \frac{M_q}{L} \text{sign}(s_q) \quad (7.38)$$

Die mit * gekennzeichneten Variablen beschreiben die nominellen Werte der Strecke. Bisher wurde nur der Einfluss einer Variation von R berücksichtigt. Ein weiterer Einfluss besteht durch die Variation von L, welcher sich vor allem im Übernennstombereich aufgrund von Sättigungseffekten auswirkt. Der erste Variationsterm in Gleichung (7.38) bezüglich L wird mit der Ableitung des Sollstromes gewichtet. Dieser Effekt hat sich bereits in vorangegangenen Betrachtungen als unerwünschtes Überschwingen bemerkbar gemacht, und wurde für sprunghafte Änderungen des Sollstroms durch eine Reduzierung des differentiellen Anteils mehr oder weniger elegant behoben. Der zweite Variationsterm $(L^* - L) \omega i_d$ wird mit dem Strom und der Drehzahl gewichtet. Der letzte Term $(\Psi_p^* - \Psi_p) \omega$ beschreibt die sogenannte Polradspannung. Variationen im Erregerfluss wirken sich in Abhängigkeit der Drehzahl auf das Verhalten des Regelkreises aus. Eine Variation des Erregerflusses kann auch durch eine Regelabweichung im flussbildenden d-Zweig hervorgerufen werden. Aus diesen Betrachtungen ist ersichtlich, dass auch die Drehzahl zur Anpassung des diskontinuierlichen Anteils an den aktuellen Arbeitspunkt berücksichtigt werden soll. Ein möglicher Ansatz wäre der in Abbildung 7.14 dargestellte Zusammenhang. Nun müssen noch die beiden Bedingungen aus Abbildung 7.13(b) und Abbildung 7.14 kombiniert werden. Eine multiplikative oder additive Kombination dieser Funktionen ist nicht sinnvoll, da in beiden Fällen der maximal erlaubte diskontinuierliche Anteil überschritten werden kann. Eine realisierbare Möglichkeit ist die Wahl des größeren Wertes:

$$M_q = \max[M_q(i_q), M_q(\omega)] \quad (7.39)$$

7.6 Auswertung bisheriger Erkenntnisse

Es wurde bis zu diesem Zeitpunkt die vereinfachte Version des Sliding-Mode-Reglers aus Gleichung (7.36) bzw. (7.37) implementiert. Die Schaltfunktion ist mit einem diskontinuierlichen Anteil variabler Höhe, wie soeben festgelegt wurde realisiert.

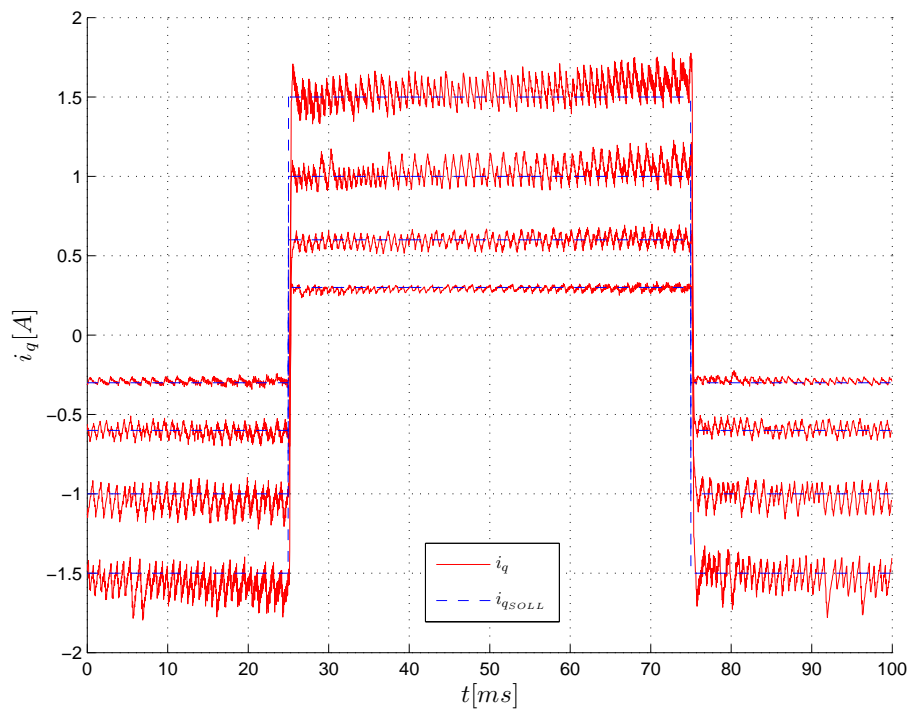


Abbildung 7.15 – SLMO Regler mit variablen diskont. Anteil bei 5kHz

7.6.1 Simulation mit 5kHz PWM

In Abbildung 7.15 sind die Testergebnisse des entworfenen Reglers bei vier unterschiedlichen Amplituden des Rechteckstromes dargestellt. Dabei befindet sich die größte Amplitude im Bereich des Motornennstromes. Die Anpassung des diskontinuierlichen Anteils an den Arbeitspunkt ist bei Beobachtung des auftretenden Ratterns gut zu erkennen. Dieses steigt mit der Größe des Sollstromes an. Zum Vergleich wurden die gleichen Reglertests auch mit dem normalerweise implementierten PI-Regler durchgeführt. Die Testergebnisse sind in Abbildung 7.16 zu sehen. Dabei zeigt der entworfene Sliding-Mode-Regler eine deutlich bessere Performance bezüglich der Anstiegszeit. Weiters besitzt der SLMO-Regler nicht das unerwünschte Überschwingen des PI-Reglers. Jedoch liegt bei diesen Versuchen die Überschwingweite des PI-Reglers in der Größenordnung des Ratterns des Sliding-Mode-Reglers.

7.6.2 Simulation mit 20kHz PWM

Auch für eine PWM-Frequenz von 20kHz soll der bisher entworfene Regler validiert werden. Dabei wird der diskontinuierliche Anteil des Sliding-Mode-Reglers wieder wie bekannt gestaltet. Die Größenordnung des Anteils ist jedoch aufgrund der geringeren Diskretisierungs- und Totzeit wesentlich höher als bei 5kHz und wird im Regleralgorithmus automatisch berechnet. In Abbildung 7.17 ist der Test des Sliding-Mode Reglers dargestellt, wobei diesmal auch der flussbildende Zweig zu sehen ist. Die Amplitude wurde wieder im Bereich des Nennstromes gewählt.

In Abbildung 7.18 ist zum Vergleich ein Versuch mit dem PI-Regler zu sehen. Interessanter-

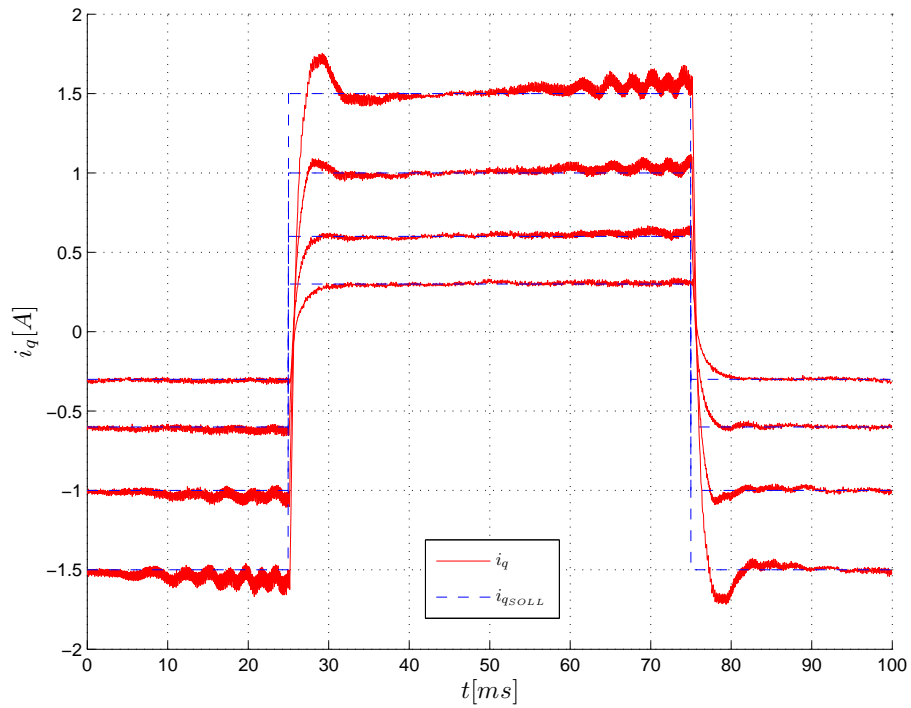


Abbildung 7.16 – Bestehender PI-Regler des Servoverstärkers bei 5kHz

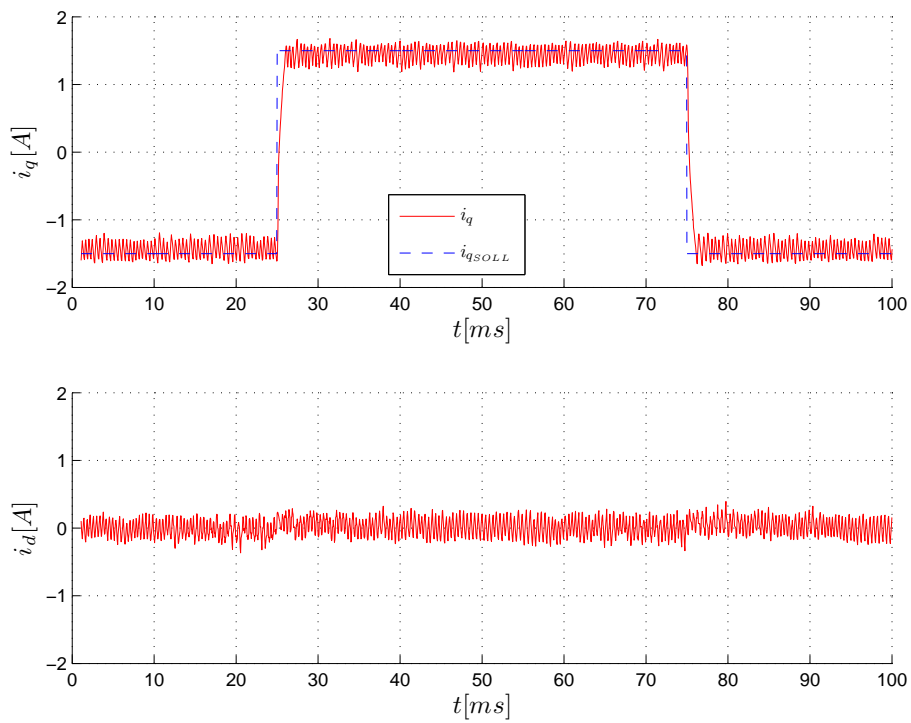


Abbildung 7.17 – SLMO Regler mit variablen dikont. Anteil bei 20kHz

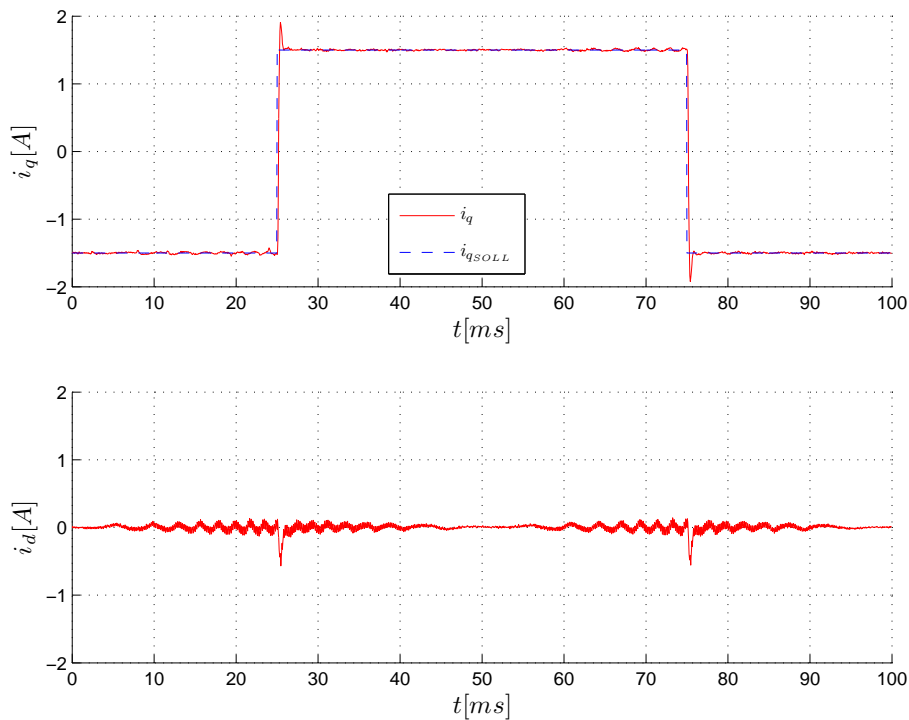


Abbildung 7.18 – Bestehender PI-Regler des Servoverstärkers bei 20kHz

weise besitzt hier im Gegensatz zum 5kHz Entwurf der Sliding-Mode-Regler die geringere Anstiegszeit. Der PI-Regler ist in diesem Fall sehr dynamisch eingestellt, was auch an etwas höheren Überschwingen gegenüber dem 5kHz Entwurf sichtbar ist. Als Fazit des 20kHz Entwurfes kann gesagt werden, dass der Sliding-Mode-Regler hier keine bessere Alternative zum PI-Regler darstellt.

7.7 Implementierung der Sättigungsfunktion

Zur Reduktion des Ratterns soll auf den bisher entworfenen Regler der in Kapitel 3 hergeleitete Boundary-Layer-Entwurf angewendet werden. Durch den Ersatz der Signumfunktion durch eine Sättigungsfunktion (Abbildung 7.19) kann das Rattern reduziert werden. Beim Boundary-Layer-Entwurf liegt die Schwierigkeit bei der Wahl der Größe L (Abbildung 7.19(b)). Je größer diese gewählt wird, desto stärker wird das Rattern reduziert. Diese Maßnahme geschieht jedoch auf Kosten der bleibenden Regelabweichung. Der Parameter L sollte daher nicht zu groß gewählt werden. Für diesen Reglerentwurf wird der Wert mit 5% des Nennstromes festgelegt. Bei einer weiteren Reduzierung wird die „glättende“ Wirkung des Boundary-Layer-Entwurfes zu gering. Eine Auswertung mit implementierter Sättigungsfunktion ist in Abbildung 7.20 zu sehen, wobei wieder mit einer PWM von 5kHz und vier unterschiedlichen Amplituden getestet wurde. Vor allem bei kleinen Amplituden fällt der Anteil der bleibenden Regelabweichung sehr negativ auf.

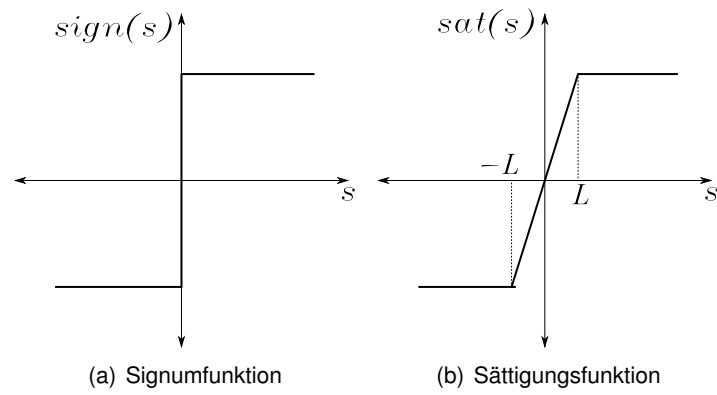


Abbildung 7.19 – mögliche Schaltfunktionen

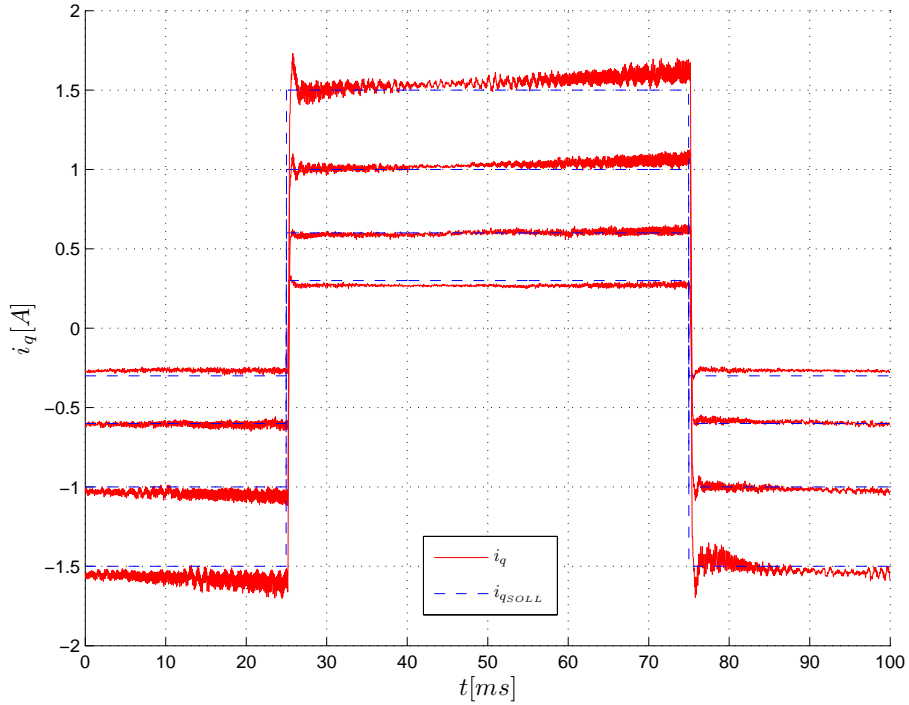


Abbildung 7.20 – Testergebnis des Boundary-Layer-Entwurfs bei 5kHz

8 Sliding-Mode-Regler mit integrierender Schaltfunktion

Mit dem Sliding-Mode-Regler kann unter Berücksichtigung der Erreichbarkeitsbedingung sichergestellt werden, dass die Schaltfunktion in endlichen Zeit erreicht wird. Aufgrund der zeitdiskreten Implementierung eines zeitkontinuierlichen Reglerentwurf kommt es zum bekannten Rattern, weshalb der Systemzustand nicht auf der Schaltgeraden bleibt. Wie bereits im vorangegangenen Kapitel beobachtet kann dieses Rattern eine Unsymmetrie gegenüber dem Sollwert aufweisen. Die Ursache dafür liegt an der fehlerbehafteten Äquivalentregelung aufgrund von Parametervariationen. Die Auswirkung dieser Unsicherheiten auf die Abnahmegeschwindigkeit der Regelabweichung des q-Zweig ist noch einmal in Gleichung (8.1) dargestellt.

$$\dot{s}_q = -\frac{1}{L} [(R^* - R) i_q + \omega (L^* - L) i_d + \omega (\Psi_p^* - \Psi_p)] + \left(1 - \frac{L^*}{L}\right) i_{qSOLL} - \frac{M_q}{L} \text{sign}(s_q) \quad (8.1)$$

Wird nun der Mittelwert des auftretenden Ratterns gebildet, ergibt sich eine Differenz zwischen diesem Wert und dem Sollwert. Die Differenz entspricht einer bleibenden Regelabweichung, was an dieser Stelle unerwünscht ist. Der folgende Ansatz, welcher hier als Sliding-Mode-Regler mit integrierender Schaltfunktion bezeichnet wird, sollte in der Lage sein diese bleibende Regelabweichung eliminieren zu können.

8.1 Herleitung des Regelgesetzes

Zur Vereinfachung wird der integrierende Regler allgemein hergeleitet und erst im Anschluss auf die permanenterrechte Synchronmaschine angewandt. Bei den bisherigen Reglerentwürfen wurde für die Schaltfunktion die Regelabweichung e gewählt, wie in Gleichung (8.2) zu sehen ist.

$$s = e = i_{SOLL} - i_{IST} \quad (8.2)$$

Für das integrierende Verfahren erfolgt nun eine Erweiterung der Schaltfunktion:

$$s = e + z \quad (8.3)$$

Mit der Ableitung:

$$\dot{s} = \dot{e} + \dot{z} \quad (8.4)$$

Wie bereits bekannt, wird durch den Sliding-Mode-Regler der Zustand $s = 0$ angestrebt. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn folgender Zusammenhang gilt:

$$e \stackrel{!}{=} -z \quad (8.5)$$

Ein integrierender Ansatz für z wird folgender Form gewählt:

$$z = \lambda \int_0^t e(\tau) \tau \quad (8.6)$$

Anders formuliert kann auch geschrieben werden:

$$\frac{dz}{dt} = \lambda e \quad (8.7)$$

Dieser Ansatz lässt für eine positive Regelabweichung $e > 0$ die Variable z in positiver Richtung anwachsen, bzw. für $e < 0$ in negative Richtung. Aus dieser Tatsache und der Bedingung $e \stackrel{!}{=} -z$ aus Gleichung (8.5) wird klar, dass ein eingeschwungener Zustand nur für $s = 0$ und $z = 0$ möglich ist, und somit keine bleibende Regelabweichung existiert. Wird dieser Ansatz in die Ableitung der Schaltfunktion eingesetzt folgt daraus:

$$\dot{s} = \dot{e} + \lambda e \quad (8.8)$$

Für die Berechnung der „equivalent control“ ergibt sich mit dieser Erweiterung eine Änderung gegenüber dem Entwurf aus Kapitel 7.

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} &= \frac{de}{dt} + \lambda e \\ &= \frac{d}{dt}(i_{SO\text{LL}} - i_{I\text{ST}}) + \lambda e \\ &= \frac{di_{SO\text{LL}}}{dt} - \frac{di_{I\text{ST}}}{dt} + \lambda e \end{aligned} \quad (8.9)$$

8.2 Anwendung auf die Synchronmaschine

Nun soll dieser integrierende Entwurf auf die permanenterrregte Synchronmaschine mit den Differentialgleichungen (8.10) und (8.11) angewendet werden.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(u_d - Ri_d + \omega Li_q) \quad (8.10)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) \quad (8.11)$$

Zur Herleitung der „equivalent control“ wird die DGL (8.11) des momentenbildenden Zweigs in Gleichung (8.9) eingesetzt:

$$\frac{ds_q}{dt} = \frac{di_{qSO\text{LL}}}{dt} - \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) + \lambda e \quad (8.12)$$

Es muss dabei folgende Bedingung erfüllt sein:

$$\frac{ds_q}{dt} = 0 \quad (8.13)$$

$$\implies 0 = \frac{di_{qSO\text{LL}}}{dt} - \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) + \lambda e \quad (8.14)$$

Diese Gleichung kann nach u_q aufgelöst werden und liefert das Regelgesetz für die „equivalent control“:

$$u_{qe} = L \frac{di_{qSOPLL}}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \omega \Psi_p + \lambda Le \quad (8.15)$$

Die Berechnung für den flussbildenden Zweig erfolgt in selber Weise und liefert das Regelgesetz in Gleichung (8.16)

$$u_{de} = L \frac{di_{dSOPLL}}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + \lambda Le \quad (8.16)$$

Der Entwurf des diskontinuierlichen Anteils geschieht wie bisher und somit ergibt sich das folgende finale Sliding-Mode-Regelgesetz für den Entwurf mit integrierender Schaltfunktion:

$$u_d = L \frac{di_{dSOPLL}}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + \lambda Le + M_d \cdot \text{sign}(s_d) \quad (8.17)$$

$$u_q = L \frac{di_{qSOPLL}}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \omega \Psi_p + \lambda Le + M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad (8.18)$$

8.3 Parameterbestimmung

Zur Implementierung dieses integrierenden Verfahrens bedarf es der Bestimmung des Entwurfsparameters λ . Dazu wird noch einmal die Gleichung (8.5) betrachtet, die das gewünschte Verhalten dieses Entwurfes beschreibt. Setzt man für die Variable z die Beziehung (8.6) ein erhält man den Entwurfswunsch der Form:

$$\dot{e} \stackrel{!}{=} -\lambda \int_0^t e(\tau) \tau \quad (8.19)$$

bzw.:

$$\frac{de}{dt} \stackrel{!}{=} -\lambda e \quad (8.20)$$

Die Lösung dieser homogene Differentialgleichung 1.Ordnung lautet:

$$e(t) = e^{-\lambda t} e_0 \quad (8.21)$$

Zur Bestimmung des Parameters λ , welcher die Abklinggeschwindigkeit des Regelfehlers beschreibt wird die elektrische Zeitkonstante der Regelstrecke betrachtet:

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{0.036}{19.98} = 1.8\text{ms} \quad (8.22)$$

Eine mögliche Wahl der Zeitkonstante von (8.21) wäre die doppelte Zeitkonstante der Strecke. Durch diese Wahl ergibt sich die Integrationskonstante:

$$\lambda = \frac{1}{2\tau} = \frac{1}{2 \cdot 1.8} = 278 \quad (8.23)$$

8.4 Anti-Windup-Maßnahme

Üblicherweise wird bei integrierenden Reglern im Falle einer Stellgrößenbeschränkung eine sogenannte Anti-Windup-Maßnahme benötigt, um ein weiteres Aufintegrieren während der Beschränkung zu verhindern. Auch bei dem hier eingesetzten Sliding-Mode-Regler wird im Falle eines Führungssprunges eine begrenzte Stellgröße aufgeschaltet. Die dadurch verminderte Anstiegsgeschwindigkeit führt zum Windup-Effekt. Ein einfacher Ansatz einer Anti-Windup-Maßnahme ist das „Einfrieren“ des Integrierers ab einem festgelegten Schwellwert. Diese Methode wird auch bei dem hier entworfenen Sliding-Mode-Regler eingesetzt. Um die Grenzen des Integratorwertes festzulegen wird noch einmal betrachtet, was mit diesem integrierenden Anteil bewirkt werden soll. Wie bereits beschrieben kann das auftretende Rattern aufgrund von Parametervariationen im Mittel vom Sollwert abweichen, was einer bleibenden Regelabweichung entspricht. Durch die hier getroffene Maßnahme des integrierenden Anteils in der Schaltfunktion wird diese mittlere Regelabweichung eliminiert. Durch die Erfüllung der Erreichbarkeitsbedingung ist gewährleistet, dass das auftretende Rattern den Sollwert einschließt, aber im Mittel eine Abweichung besitzen kann. Daraus lässt sich eine Vereinfachung für den integrierenden Anteil formulieren. Der maximale Wert des Integrierers muss theoretisch so groß wie die Amplitude des auftretenden Ratterns sein, um eine bleibende Regelabweichung verhindern zu können. In diesem Fall wird das Rattern mit maximal 10% des Nennstromes begrenzt. Es ist naheliegend, auch den maximalen Integratorwert auf diese 10% Grenze zu beschränken. Dadurch ergibt sich zusätzlich der Effekt, dass das durch den Integrierer typischerweise hervorgerufene Überschwingen deutlich eingeschränkt wird.

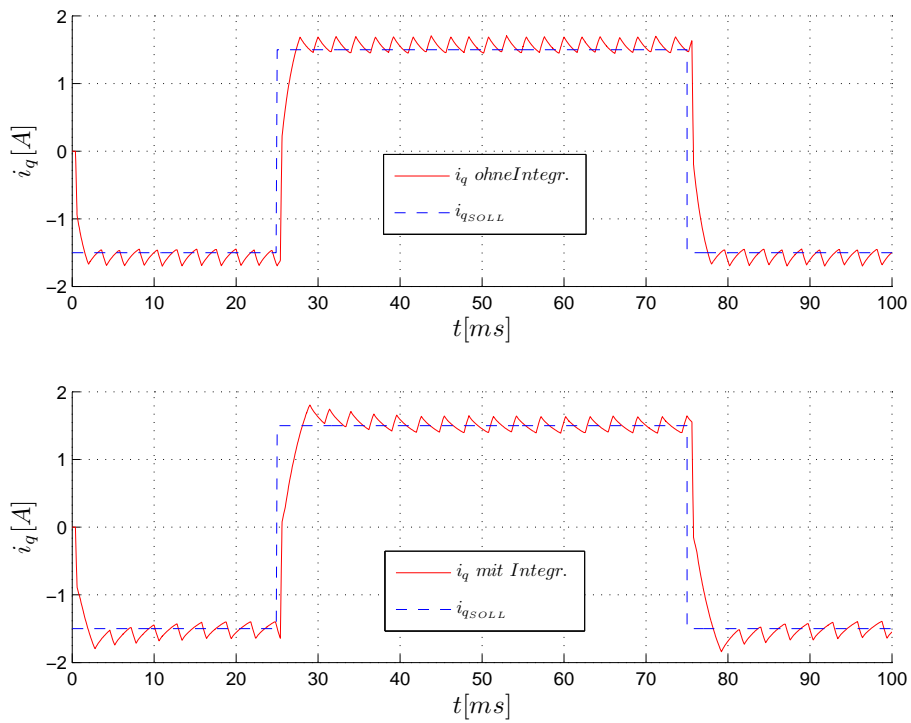
$$|z| \leq \frac{\dot{i}_{nenn}}{10} \quad (8.24)$$

Die Implementierung des integrierenden Entwurfes auf dem zeitdiskreten System wird auf folgende Weise durchgeführt:

$$\begin{aligned} e &= i_{SOLL} - i_{IST} \\ s &= e + z \\ z &= z + \lambda e T_d \\ z &= MAX(MIN(z, \dot{i}_{nenn}/10), -\dot{i}_{nenn}/10) \end{aligned} \quad (8.25)$$

8.5 Auswertung des Entwurfes

Eine erste Simulation dieses Entwurfes wird mit einer PWM von 5kHz durchgeführt. Zur Simulation von Parameterunsicherheiten wird der Widerstand R des Modells der Synchronmaschine um 20% gegenüber dem Wert im Regler variiert. In der oberen Darstellung der Abbildung 8.1 ist zum Vergleich die Simulation ohne integrierenden Anteil zu sehen. Dabei ist ein Offset des Ratterns deutlich zu erkennen. In der unteren Darstellung befindet sich die Simulation mit implementiertem Integrierer. Dabei tritt das durch den Integrierer hervorgerufene Überschwingen auf. Danach stellt sich wie gewünscht ein zum Sollwert symmetrisches

**Abbildung 8.1** – Simulation des integrierenden Verfahrens

Rattern ein. Das Ergebnis des Reglertests an der realen Strecke ist in Abbildung 8.2 dargestellt. Dabei zeigt die obere Darstellung den Regler ohne integrierenden Anteil, wobei auch hier ein Offset des Ratterns zu erkennen ist. Durch Aktivieren des Integrierers erhält man das Ergebnis der unteren Darstellung. Dieses enthält ebenfalls das durch den Integrierer hervorgerufene Überschwingen. In der Simulation und beim Test an der realen Strecke hält sich die Höhe des auftretenden Überschwingen auf Grund des kleinen Integrierbereiches durch die Anti-Windup-Maßnahme in einer vertretbaren Größenordnung.

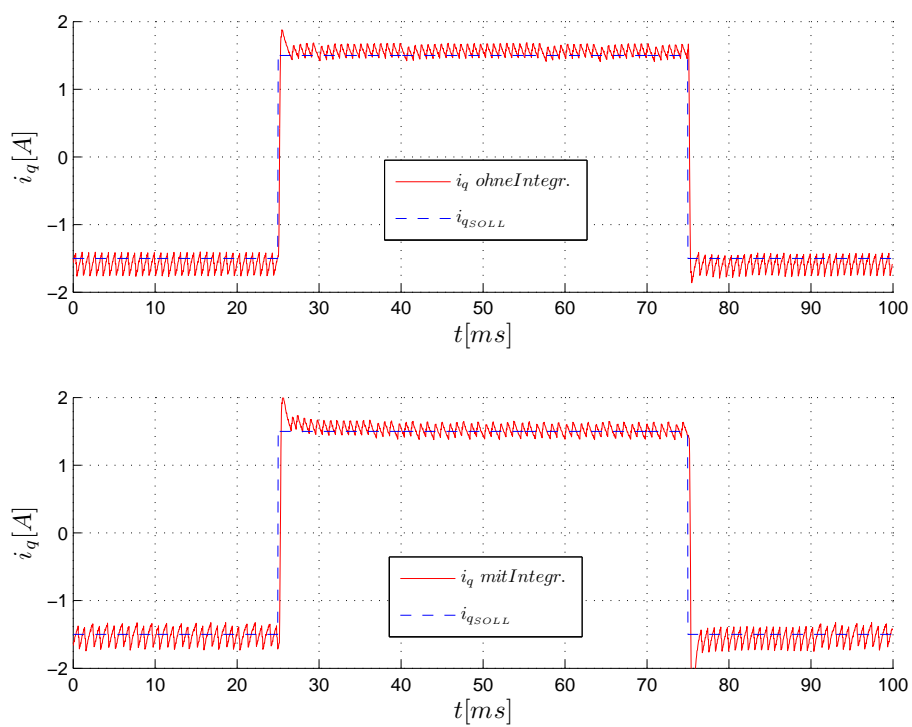


Abbildung 8.2 – reale Strecke mit integrierendem Verfahren

9 Prädiktive Regelung

Wie aus den Betrachtungen des Kapitels 7 bezüglich der Totzeit der realen Strecke hervorgeht, stellt diese eine wesentliche Einschränkung im Reglerentwurf dar. Es wird dadurch der maximal mögliche diskontinuierliche Anteil erheblich eingeschränkt, was sich negativ auf die Robustheit des Sliding-Mode-Reglers auswirkt.

9.1 Sliding-Mode-Regler mit Smith-Prädiktor

Eine mögliche Abhilfe bietet der so genannte Smith-Prädiktor [6], welcher ein spezielles Entwurfsverfahren für totzeitbehaftete Regelstrecken darstellt. Um die Grundidee dieses Ver-

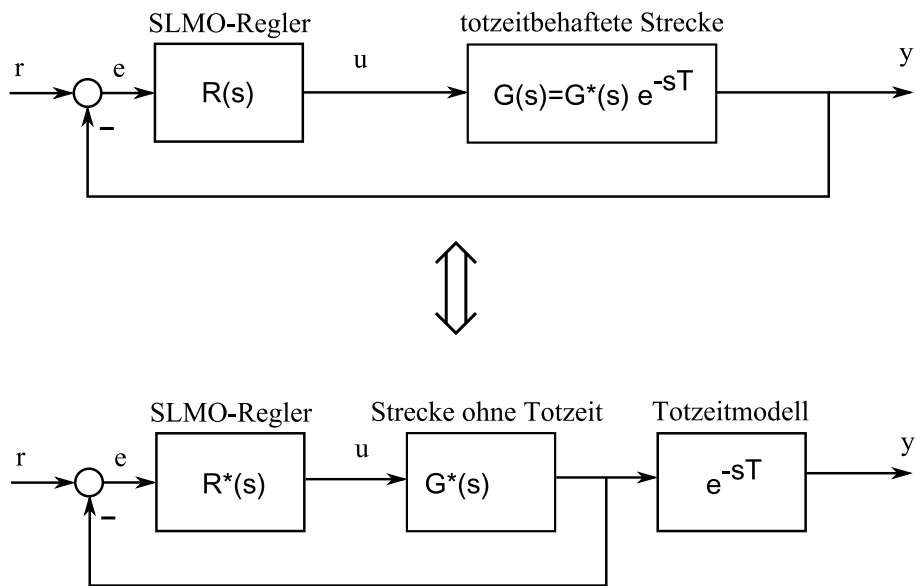


Abbildung 9.1 – Regelkreis mit totzeitbehafteter Strecke

rens zu erläutern, wird vorerst der in Abbildung 9.1(oben) dargestellte Standardregelkreis mit einer totzeitbehafteten Strecke $G(s)$ betrachtet.

$$G(s) = G^*(s) e^{-sT} \quad (9.1)$$

$R(s)$ ist der für diese Strecke entworfene Regler. Die Totzeit des Systems wird durch die Größe T beschrieben. Die zugehörige Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises lautet:

$$T_1(s) = \frac{R(s)G^*(s)e^{-sT}}{1 + R(s)G^*(s)e^{-sT}} \quad (9.2)$$

Ohne Auswirkung auf den Regelkreis lässt sich die Strecke $G(s)$ in zwei Teilsysteme mit einer totzeitfreien Strecke $G^*(s)$ und dem Totzeitmodell e^{-sT} aufspalten. Wird ein Regler $R^*(s)$ für die totzeitfreie Strecke entworfen, kann ein neuer Regelkreis wie in Abbildung 9.1(unten)

dargestellt angegeben werden. Dieser besitzt die Übertragungsfunktion:

$$T_2(s) = \frac{R^*(s)G^*(s)e^{-sT}}{1 + R^*(s)G^*(s)} \quad (9.3)$$

Es soll die Äquivalenz der Übertragungsfunktionen $T_1(s)$ und $T_2(s)$ bewiesen werden:

$$\frac{R(s)G^*(s)e^{-sT}}{1 + R(s)G^*(s)e^{-sT}} \stackrel{!}{=} \frac{R^*(s)G^*(s)e^{-sT}}{1 + R^*(s)G^*(s)} \quad (9.4)$$

$$R(s)[1 + R^*(s)G^*(s)] \stackrel{!}{=} R^*(s)[1R(s)G^*(s)e^{-sT}] \quad (9.5)$$

Die Gleichheit dieser Übertragungsfunktionen ist gegeben, wenn $R(s)$ folgende Form besitzt:

$$R(s) = \frac{R^*(s)}{1 + R^*(s)G^*(s) - R^*(s)G^*(s)e^{-sT}} \quad (9.6)$$

Diese Gleichung beschreibt den Reglerentwurf mit Smith-Prädiktor. Das zugehörige Blockschaltbild ist in Abbildung 9.2 dargestellt. Eine äquivalente aber etwas übersichtlichere Dar-

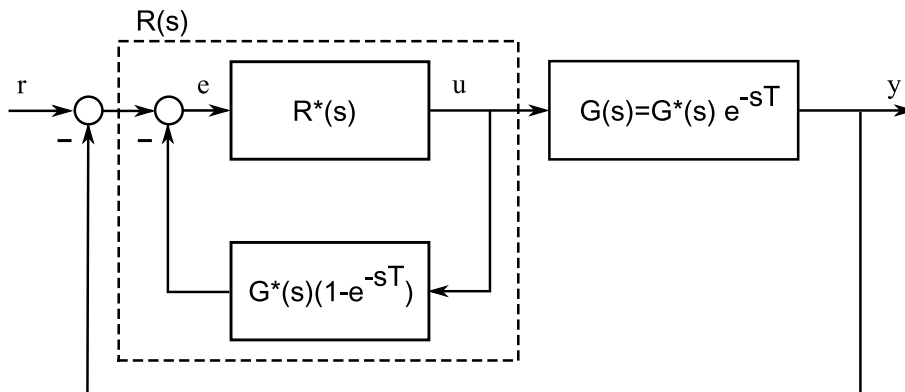


Abbildung 9.2 – Smith Prädiktor

stellung des Smith-Prädiktor-Entwurfes stellt die Abbildung 9.3 dar. Für diesen Entwurf muss ein Modell der Strecke sowie die Information über die Größe der Totzeit vorhanden sein. Somit wird für die Regelung der totzeitfreie Ausgang des realen Systems mittels Prädiktormodell $G^*(s)$ vorhergesagt. Um nun auch Modellierungsfehler und auftretende Störungen ausgleichen zu können wird der um die Totzeit verzögerte Modellausgang mit dem Ausgang des realen System verglichen und dem Reglereingang rückgeführt. Ein zusätzlich positiver Aspekt dieses prädiktiven Verfahrens ist die Berücksichtigung von Zustandsgrößenbeschränkungen [12] im Regler.

9.1.1 Modell der totzeitfreien Strecke

Zur Implementierung des prädiktiven Entwurfsverfahrens wird eine zeitdiskrete Beschreibung des Steckenmodells benötigt. In der Literatur [9] auch diskreter Simulator genannt. Im Zuge dieser Diplomarbeit gibt es einige Vorgaben, welche die Implementierung des zeitdiskreten

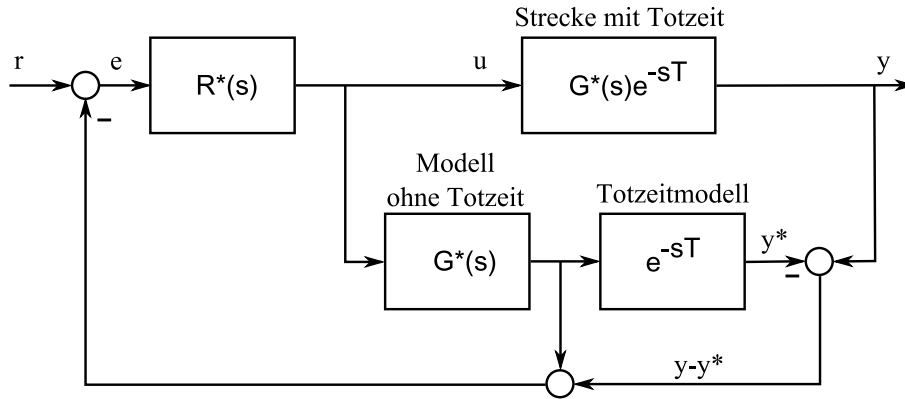


Abbildung 9.3 – Smith Prädiktor

Systems wesentlich einschränken. Zum Ersten erfolgt die Implementierung auf einer Hardware mit eingeschränkter Rechenleistung, was eine deutliche Vereinfachung des Modells erfordert. Aus diesem Grund wird eine Reduktion auf ein LZI System durchgeführt. Zum Zweiten soll die Zeitdiskretisierung des Modells auf dieser Hardware durchgeführt werden, um eine automatische Parametrierung des Reglers zu ermöglichen. Deshalb muss der im Servoverstärker implementierte Sliding-Mode-Regler selbständig in der Lage sein, nach einem Austausch des Motors eine automatische Parametrierung des Reglers durchführen zu können. Dazu zählt natürlich auch die Erstellung eines zeitdiskreten Modells der Strecke. Die dazu benötigten Steckenparameter sind auf dem Resolver des Motors gespeichert und können vom Regler abgerufen werden.

Als Grundlage für die Herleitung des zeitdiskreten Streckenmodells dient die Differentialgleichung des momentenbildenden q-Zweiges:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - \omega Li_d - \omega \Psi_p) \quad (9.7)$$

Eine erste Vereinfachung dieses Modells ist die Vernachlässigung des Koppelterms $-\omega Li_d$, da der Strom des d-Zweiges idealer Weise zu Null geregelt wird. Weiters wird eine Aufschaltung der Polradspannung außerhalb des Regelkreises durchgeführt, weshalb auch der Term $-\omega \Psi_p$ aus dem Streckenmodell entfernt werden kann. Die vereinfachte Differentialgleichung besitzt nun folgende Form:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L}(-Ri_q + u_q) \quad (9.8)$$

Dieses LZI-System kann als Zustandsraummodell wie in Gleichung (9.9) angeschrieben werden.

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + bu \\ y &= c^T x \end{aligned} \quad (9.9)$$

In Anlehnung an den zeitkontinuierlichen Fall wird nun eine zeitdiskrete Darstellung in ähnlicher Form gesucht. Dabei wird ein Ansatz als lineare Beziehung des Systemzustands zwi-

schen zwei aufeinander folgenden Zeitpunkten gewählt:

$$\begin{aligned}x_{i+1} &= A_d x_i + b_d u_i \\ y_i &= c_d^T x_i\end{aligned}\tag{9.10}$$

Die Daten des zeitdiskreten Systems lassen sich auf folgende Weise aus dem zeitkontinuierlichen System berechnen:

$$\begin{aligned}A_d &= e^{AT_d} \\ b_d &= \int_0^{T_d} e^{A\tau} b d\tau \\ c_d &= c\end{aligned}\tag{9.11}$$

Die Schwierigkeit liegt bei der Berechnung dieser Systemdaten. Da zur Herleitung des zeitdiskreten Modells auf der Hardware nur die vier Grundrechnungsarten zur Verfügung stehen, ist eine „exakte Diskretisierung“ wie in Gleichung (9.11) nicht möglich. Es wird daher eine Näherungslösung angestrebt, welche auch auf der zur Verfügung stehenden Hardware berechnet werden kann. Dazu dient der Ansatz aus [9, S. 28], welcher das Differential durch den Differenzenquotienten approximiert:

$$\frac{dx(t_k)}{dt} \approx \frac{x(t_k + T_d) - x(t_k)}{T_d} = \frac{x_{k+1} - x_k}{T_d}\tag{9.12}$$

Ausgehend von der vereinfachten Differentialgleichung (9.8) der Regelstrecke, wird die linke Seite durch den Differenzenquotienten ersetzt:

$$\frac{i_{q,k+1} - i_{q,k}}{T_d} = \frac{1}{L}(u_{q,k} - R i_{q,k})\tag{9.13}$$

Durch Umformung erhält man die für das Prädiktormodell erforderliche Differenzgleichung (9.14), welche die Form des diskreten LZI-Modells aus Gleichung (9.10) besitzt.

$$i_{q,k+1} = \frac{L}{L + T_d R} i_{q,k} + \frac{T_d}{L + T_d R} u_{q,k}\tag{9.14}$$

Die Berechnung der zugehörigen Systemdaten lautet:

$$\begin{aligned}A_d &= \frac{L}{L + T_d R} \\ b_d &= \frac{T_d}{L + T_d R} \\ c_d &= 1\end{aligned}\tag{9.15}$$

Wie bereits angesprochen handelt es sich bei dem zeitdiskreten Modell aus Gleichung (9.14) um eine Näherungslösung. Aufschluss über die Größe des Diskretisierungsfehlers gegenüber einer „exakten“ Diskretisierung liefert Abbildung 9.4. Dabei wird die Diskretisierung mit einer Abtastzeit vom $T_d = 200\mu s$ durchgeführt, was dem Reglerentwurf für eine 5kHz PWM entspricht. In der oberen Darstellung ist die Sprungantwort des zeitkontinuierlichen Modells und

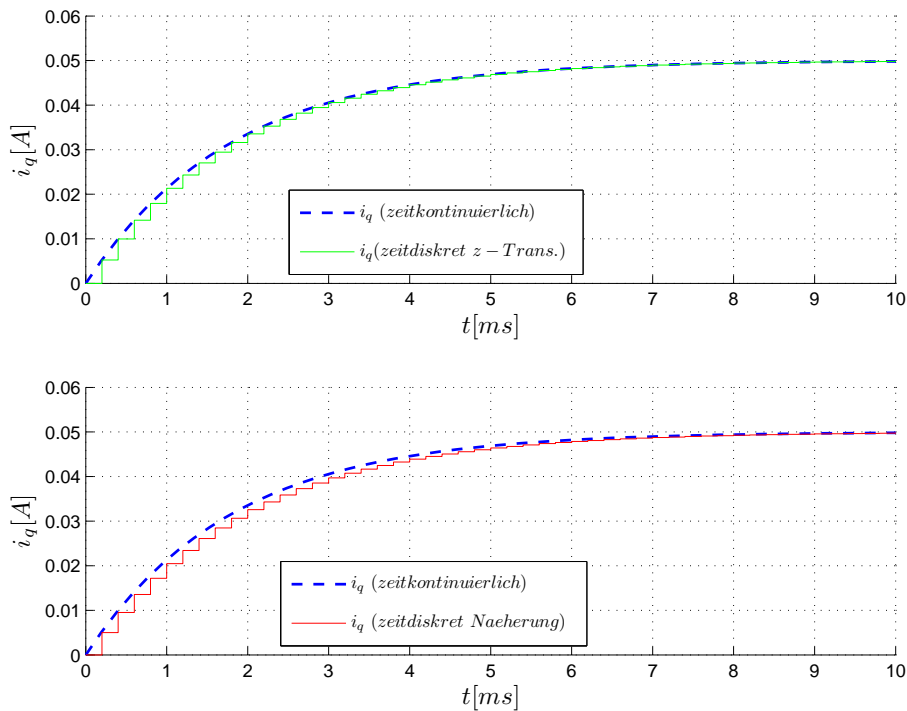


Abbildung 9.4 – zeitdiskreter Simulator des Streckenmodells

dessen z-Transformierte gegenübergestellt. Die untere Darstellung in Abbildung 9.4 zeigt die Näherungslösung des diskreten Simulators aus Gleichung (9.14). Dabei ist der Fehler durch die vereinfachte Diskretisierung relativ gering gegenüber dem zu erwartenden Modellfehler durch Parameterunsicherheiten.

9.1.2 Betrachtungen zur Totzeit

In Kapitel 6 wurde mittels Sprungantwort des realen Systems die Totzeit messtechnisch ermittelt. So ergibt sich für eine Diskretisierungszeit von $T_d = 200\mu\text{s}$ eine Totzeit von $T_t = 300\mu\text{s}$. Eine Problematik der zeitdiskreten Implementierung des Smith-Prädiktors liegt bei der Vorgabe der Totzeit. Diese kann im Allgemeinen nicht beliebig vorgegeben werden sondern muss ein ganzzahliges Vielfaches der Diskretisierungszeit betragen. In diesem Fall ist eine Entscheidung zwischen der einfachen oder der zweifachen Diskretisierungszeit zu treffen. Da die Größenordnung der berücksichtigten Totzeit im Regelkreis in der Implementierung keinen großen Unterschied im Programmaufbau macht, wird diese Entscheidung durch Testen bei der Versionen getroffen. Dabei liefert ein Totzeitmodell mit $T_t = 200\mu\text{s}$ das bessere Ergebnis gegenüber der Implementierung mit der doppelten Totzeit. Anders ist das Verhalten bei einer $50\mu\text{s}$ Diskretisierung (20kHz PWM). Hier wurde eine Totzeit von $100\mu\text{s}$ ermittelt, was genau der doppelten Diskretisierungszeit entspricht. Die Simulation bestätigt diese Annahme und liefert in diesem Fall für $T_t = 2 \cdot T_d$ das bessere Ergebnis.

	5kHz PWM	20kHz PWM	
$T_{diskret}$	200	50	μs
T_{tot}	300	100	μs
T_{ges}	500	150	μs
Std. SLMO-Regler:			
M_{max}	9.14	27.7	V
Smith-Prädiktor:			
M_{max}	21.1	81.0	V

Tabelle 9.1 – Maximaler diskontinuierlicher Anteil

In Tabelle 9.1 wird eine Übersicht über die Abtastzeit des Reglers und die ermittelten Totzeiten bei unterschiedlichen PWM Frequenzen gegeben.

Aus der Gesamtzeit ($T_d + T_t$) lässt sich wie in Kapitel 7 beschrieben der maximale schaltende Anteil des Sliding-Mode-Reglers bestimmen. Der Vorteil des Smith-Prädiktors liegt nun an der Implementierung des totzeitfreien Modells. Nun kann ein Sliding-Mode-Regler für dieses System entworfen werden. Dabei besteht jetzt die Gesamtzeit nur aus der Diskretisierungszeit, wodurch der maximale schaltende Anteil bei gleichem Rattern wesentlich größer gewählt werden kann. Diese Vergrößerung des diskontinuierlichen Anteils führt gleichzeitig zu einer höheren Robustheit des Reglers. Im unteren Teil der Tabelle 9.1 ist die Größenordnung des maximalen schaltenden Anteils für den bisherigen SLMO-Regler und den Smith-Prädiktor angeführt. Dieser kann beim Smith-Prädiktor um mehr als den Faktor 2 erhöht werden.

9.1.3 Testergebnisse des Reglers

Da die Implementierung eines Sliding-Mode-Reglers mit Smith-Prädiktor bereits eine beachtliche Anzahl an Rechenoperationen gegenüber dem PI-Regler benötigt, wird dieser Entwurf nur auf den momentenbildenden q-Zweig angewendet. Da bei der permanentenregten Synchronmaschine die Führungsgröße des d-Zweiges immer Null ist, liefert in diesem Fall auch der PI-Regler gute Ergebnisse, bei einer deutlich geringen Anzahl an Rechenoperationen.

Für den Test des Sliding-Mode-Reglers mit Smith-Prädiktor kann der diskontinuierliche Anteil wesentlich größer als bisher gewählt werden. Um einen Vergleich zwischen bisherigen und Prädiktor-Entwurf darstellen zu können wurde auch der Standardentwurf mit dem gleichen diskontinuierlichen Anteil getestet.

Die Auswertung ist in Abbildung 9.5 dargestellt, wobei in der oberen Darstellung der Standard SLMO-Regler getestet wurde. In der unteren Abbildung ist die Auswertung des SLMO-Reglers mit Smith-Prädiktor zu finden. Es kann dabei eine deutliche Reduzierung des Ratterns bei gleichem diskontinuierlichen Anteil festgestellt werden. Die beiden Tests aus Abbildung 9.5 wurden ohne dem Integrierer aus Kapitel 8 durchgeführt.

Die Auswirkung des Integrierers auf den Smith-Prädiktor-Entwurf werden in Abbildung 9.6 dargestellt. Dazu ist zum Vergleich oben der Entwurf ohne, und unten mit Integrierer dargestellt. Die Wahl der Integrationskonstante erfolgt wieder nach den Entwurfsvorgaben aus Kapitel 8.

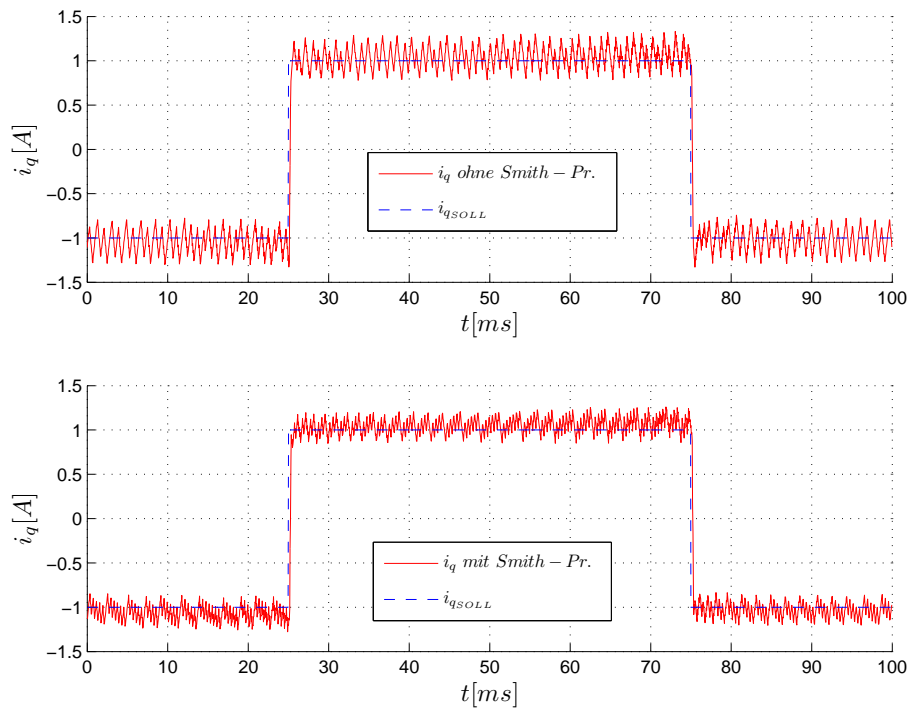


Abbildung 9.5 – Standard-Entwurf vs. Smith-Prädiktor

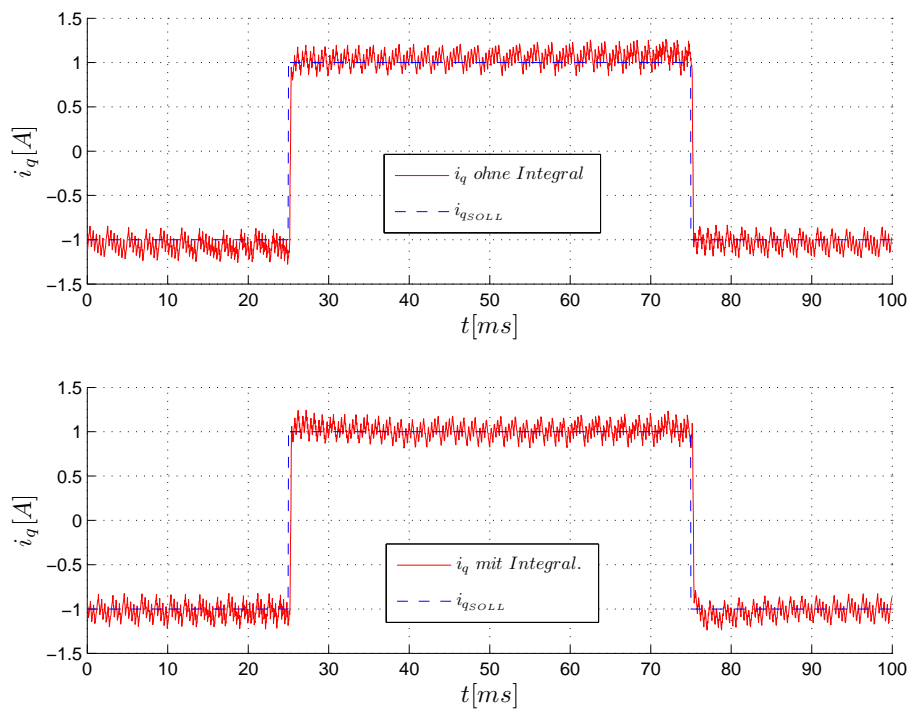


Abbildung 9.6 – Smith-Prädiktor vs. integrierender Smith-Prädiktor

Beim Vergleich lässt sich beim integrierenden Entwurf ein geringfügig kleineres Rattern feststellen, welches symmetrisch zur Sollgröße ist.

9.2 Sliding-Mode-Regler mit Anti-Chattering-Smith-Prädiktor

Durch die Einführung eines Smith-Prädiktors in den Sliding-Mode-Regelkreis kann das auftretende Rattern aufgrund der „inneren“ Regelschleife ohne Totzeit deutlich reduziert werden. Diese Tatsache wird genutzt, um den diskontinuierlichen Anteil noch weiter erhöhen zu können (siehe Tabelle 9.1). Dadurch kann die Robustheit des Reglers gesteigert werden. Der Sliding-Mode-Regler mit dem nun implementierten schaltenden Anteil besitzt die nötige Robustheit für einen stabilen Betrieb. Auf Grundlage dieses modellbasierten Reglerentwurfs (Abb. 9.3) können Überlegungen zur weiteren Reduktion des Ratterns angestellt werden. Bisher wurde zur Reduktion immer die Methode des Boundary-Layer-Entwurfs herangezogen. Diese hat die Eigenschaft die Verstärkung des Reglers im Bereich kleiner Regelabweichungen zu reduzieren, und somit eine Reduktion des auftretenden Ratterns zu bewirken.

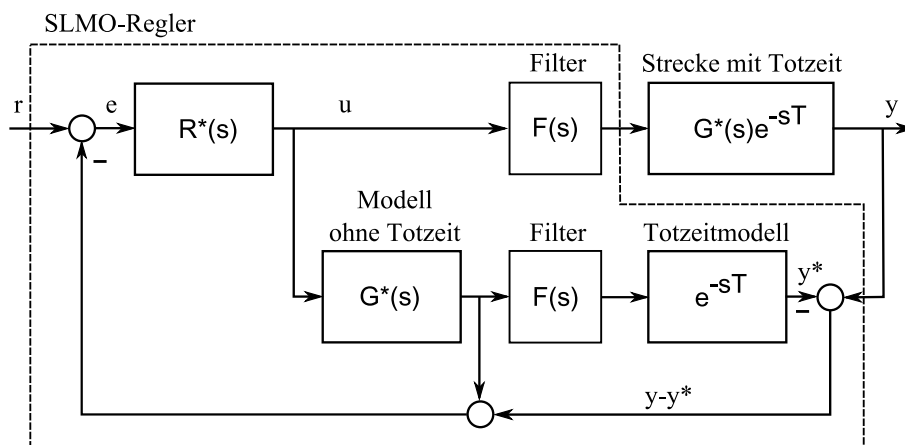


Abbildung 9.7 – Smith-Prädiktor mit Anti-Chattering-Maßnahme

Ein neuer Ansatz zur Verringerung des Ratterns ist das in Abbildung 9.7 dargestellte erweiterte Schema eines Smith-Prädiktors. Im Gegensatz zum Boundary-Layer-Entwurf arbeitet hier der Regler immer mit seiner vollen Verstärkung. Durch die Filterung der Stellgröße wird bei diesem neuen Entwurf der rechteckförmige diskontinuierliche Anteil von der realen Strecke weitgehend ferngehalten. Es wird lediglich ein Mittelwert dieses Anteils an den Eingang der Strecke angelegt. Am parallelen Streckenmodell hingegen liegt wie bisher der volle diskontinuierliche Anteil an, wobei hier das auftretende Rattern kein Problem darstellt. Da jetzt das Ausgangssignal der realen Strecke weitgehend frei vom Rattern ist, muss dieses natürlich auch vom Ausgangssignal des Modells entfernt werden, um eine brauchbare Differenz ($y - y^*$) bilden zu können. Aus diesem Grund wurde das zweite Filter in den Regelkreis eingebracht. Die Verzögerung des prädizierten Systemzustandes um die Totzeit geschieht hier genauso wie beim klassischen Smith-Prädiktor-Entwurf.

Das beachtliche an diesem Entwurf ist, dass durch die beiden parallelen Filter im realen System und im Modellzweig die gleiche Verzögerung erfolgt, und es somit bei der Differenzbildung ($y - y^*$) zu keinen zusätzlichen Laufzeitunterschieden kommt. Ein negativer Aspekt dieses Entwurfsverfahrens mit Filterung ist die zusätzliche Verzögerung der Stellgröße. Aufgrund dieser Phasenverschiebung sind natürlich Einbußen der Anstiegsgeschwindigkeit zu

erwarten.

9.2.1 Realisierung des Filters

Um wie in Abbildung 9.7 dargestellt den diskontinuierlichen Anteil aus dem Signal filtern zu können, ist der Einsatz eines Tiefpassfilters sinnvoll. Aufgrund der begrenzten Rechenleistung sollen die beiden Filter relativ einfach gestaltet werden. Eine Möglichkeit eines zeitdiskreten Tiefpassfilters wäre die sogenannte gleitende Mittelwertbildung (moving average). Dabei wird aus den letzten „n“ Werten der arithmetische Mittelwert gebildet, wie durch Gleichung 9.16 beschrieben wird.

$$\bar{x}_k = \frac{x_k + x_{k-1} + \dots + x_{k-n}}{n - 1} \quad (9.16)$$

Zur Wahl der Filterordnung muss der Frequenzbereich des Ratterns ermittelt werden. Dazu wird die Periodendauer des chatterings gemessen, was folgende Ergebnisse bei einer PWM Frequenz von 5kHz liefert:

$$\begin{aligned} T_d &= 200\mu\text{s} \\ T_{Rattern} &= 400\mu\text{s} \div 800\mu\text{s} \\ f_{Rattern} &= 2.5\text{kHz} \div 1.25\text{kHz} \end{aligned} \quad (9.17)$$

Die Dimensionierung des Filters erfolgt für die kleinste auftretende Frequenz des Ratterns, welche mit 1.25kHz gemessen wurde. Daraus ergeben sich die beiden zeitdiskreten Filter mit je 5 Koeffizienten für die Ausgangsspannung des Stromreglers sowie dem prädizierten Strom aus dem Streckenmodell:

$$\begin{aligned} \bar{u}_q[k] &= \frac{u_q[k] + u_q[k-1] + u_q[k-2] + u_q[k-3] + u_q[k-4]}{5} \\ \bar{i}_{qM}[k] &= \frac{i_{qM}[k] + i_{qM}[k-1] + i_{qM}[k-2] + i_{qM}[k-3] + i_{qM}[k-4]}{5} \end{aligned} \quad (9.18)$$

9.2.2 Betrachtung des offenen Regelkreises

Ein kritischer Punkt dieses Reglers ist die Differenzenbildung zwischen der Ausgangsgröße des realen Systems y und dem Ausgang des Vergleichsmodells y^* aus Abbildung 9.7. Die auftretenden Laufzeitunterschiede in den beiden Zweigen sollen dabei so gering wie möglich sein. Zur Untersuchung des Systemverhaltens dieser beiden Zweige dient ein Test mit offenem Regelkreis. Dazu wird die Schaltfunktion des Sliding-Mode Reglers immer auf den Wert $s = 0$ gesetzt. Somit erfolgt nur eine Aufschaltung des Äquivalentanteils. Die Auswertung dieses Versuches ist in Abbildung 9.8(oben) dargestellt.

Dieser Versuch liefert ein nicht zufriedenstellendes Ergebnis, da die Anstiegszeit des Modells wesentlich geringer als die der realen Strecke ist. Die Ursache dafür liegt an der kleineren Zeitkonstante der realen Strecke aufgrund von Spannungsabfällen am Stellglied (Inverterfehler aus Kapitel 6). In Kapitel 7 wurde als Lösungsansatz für dieses Problem eine Reduzierung des differentiellen Anteils durchgeführt. Das Vergleichsmodell besitzt aber im Gegensatz zur realen Strecke den exakten Wert der Zeitkonstante, was eine wesentlich geringere Anstiegsgeschwindigkeit gegenüber der realen Strecke zur Folge hat. Der Ausgangswert des

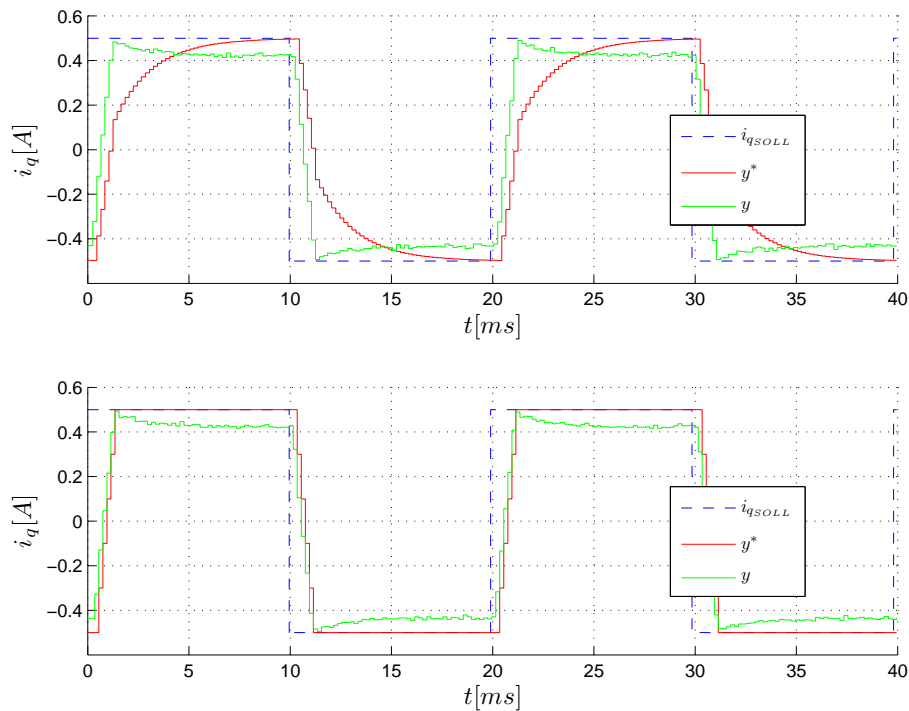


Abbildung 9.8 – Betrachtung des offenen Regelkreises

Vergleichsmodells wird über den „schnellen inneren“ Regelkreis aus Abbildung 9.7 rückgekoppelt. Aufgrund des langsameren Anstiegs des Streckenmodells wird die Stellgröße immer weiter erhöht, obwohl das reale System bereits deutlich über dem Sollwert liegt. Erst mit Zeitverzögerung gelangt die Differenz zwischen Strecke und Modell ($y - y^*$) zum Reglereingang, um den Unterschied zwischen Modell und Strecke auszugleichen. Am geschlossenen Regelkreis führt dieser langsame Anstieg des Modells zu einem starken Überschwingen. Um dieses Problem zu lösen, ist es sinnvoll, dem Modell im Gegensatz zur Strecke den ganzen differentiellen Anteil aufzuschalten. Somit ist der Stromanstieg des Modells eventuell schneller als am realen System, was kein Überschwingen sondern einen verzögerten Anstieg bewirkt. Einbußen bezüglich der Anstiegsgeschwindigkeit werden hier lieber in Kauf genommen als ein Überschwingen des Reglers. Die Implementierung dieser Maßnahme liefert das Ergebnis aus Abbildung 9.8(unten). Dabei zeigen beide Zweige ein fast identisches Verhalten im Anstieg. Nun stellt sich die Frage, weshalb sich dieses Problem beim vorherigen Entwurf des Smith-Prädiktors ohne Filter nicht aufgetan hat? Die Ursache dafür liegt an der zusätzlichen Zeitverzögerung der äußeren Regelschleife durch die Filterung des Signals. Abweichungen der Anstiegsgeschwindigkeit zwischen Modell und Strecke konnten beim klassischen Entwurf schnell genug durch die Differenzenbildung ($y - y^*$) ausgeregelt werden. Beim neuen Entwurf hingegen ist der Regler bei schnellen Anstiegen wesentlich mehr auf das Streckenmodell angewiesen.

9.2.3 Betrachtung des geschlossenen Regelkreises

Nun wird mit den Änderungen bezüglich des differentiellen Anteils der Regelkreis geschlossen und ein Reglertest mit einer PWM-Frequenz von 5kHz durchgeführt. In Abbildung 9.9 ist eine Gegenüberstellung des Smith-Prädiktor-Entwurfes mit und ohne Filterung zu sehen. Dabei kann beim filtergestützten Entwurf das Rattern nahezu eliminiert werden. Deutliche Einbußen sind jedoch bezüglich der Anstiegsgeschwindigkeit vorhanden.

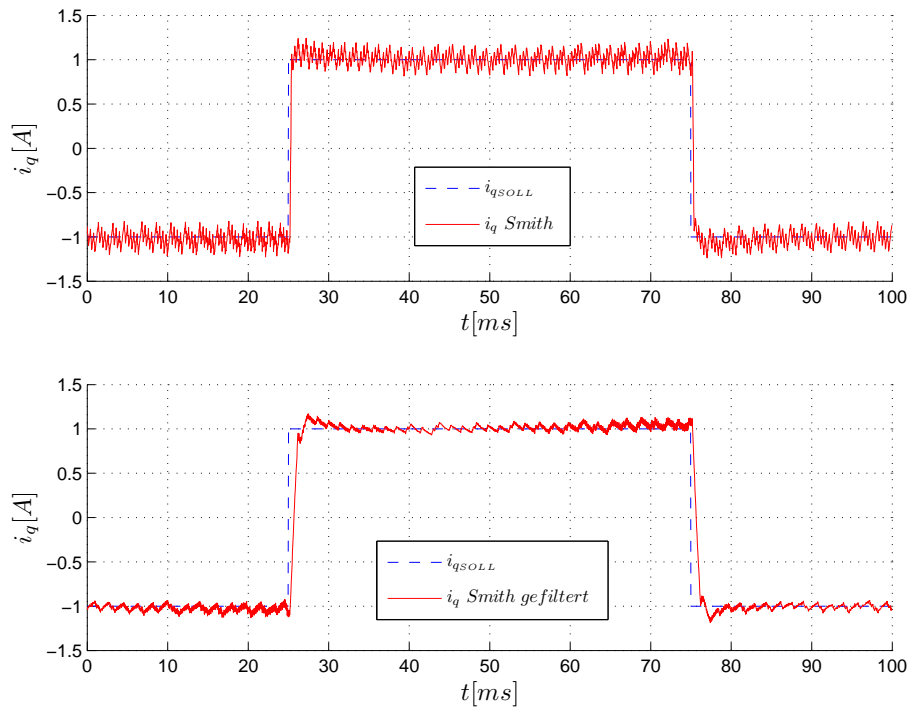


Abbildung 9.9 – Smith-Prädiktor klassisch vs. Smith-Prädiktor gefiltert

Die Abbildung 9.10 zeigt eine Gegenüberstellung des gefilterten Smith-Prädiktor-Entwurfes mit und ohne integrierenden Anteil und dem PI-Regler. Bei diesen Testergebnissen sind nur geringfügige Unterschiede festzustellen. Der SLMO-Regler mit integrierender Schaltfunktion besitzt ähnlich wie der PI-Regler ein leichtes Überschwingen. Im Gegensatz zum Entwurf ohne Integrierer werden aber auftretende Regelabweichungen ausgeglichen. Aufgrund des deutlich reduzierten Ratterns wird die zu erwartende bleibende Regelabweichung wesentlich geringer sein als beim klassischen Smith-Prädiktor. Somit kann unter Umständen auf das integrierende Verfahren verzichtet werden.

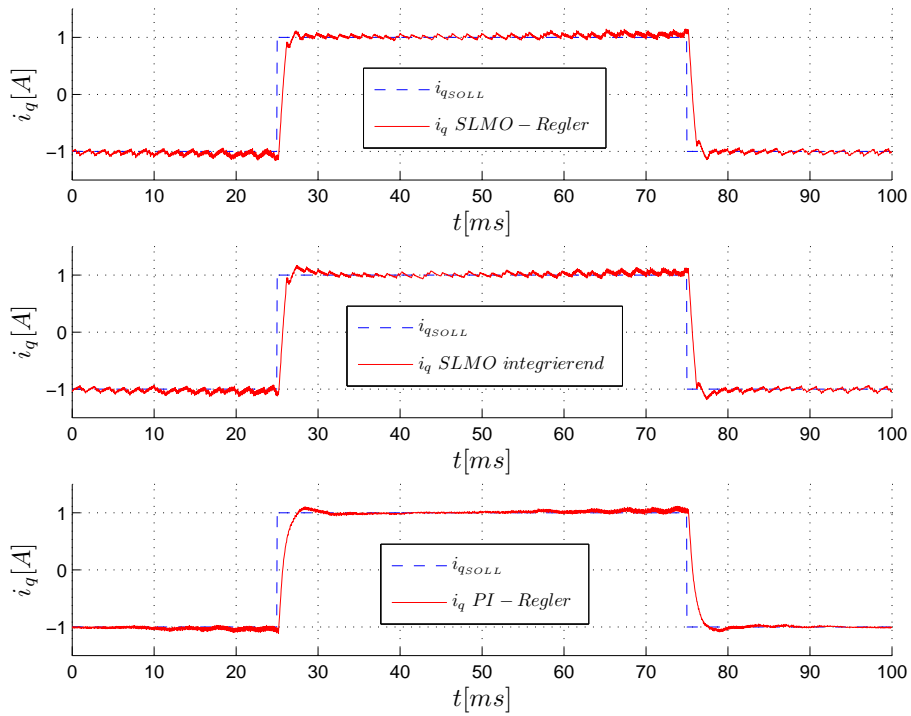


Abbildung 9.10 – SLMO prädiktiv vs. PI-Regler bei 5kHz

Versuche mit einer PWM-Frequenz von 20kHz bringen das in Abbildung 9.11 dargestellte Ergebnis. Auch hier sind die Unterschiede zwischen den 3 Varianten relativ gering.

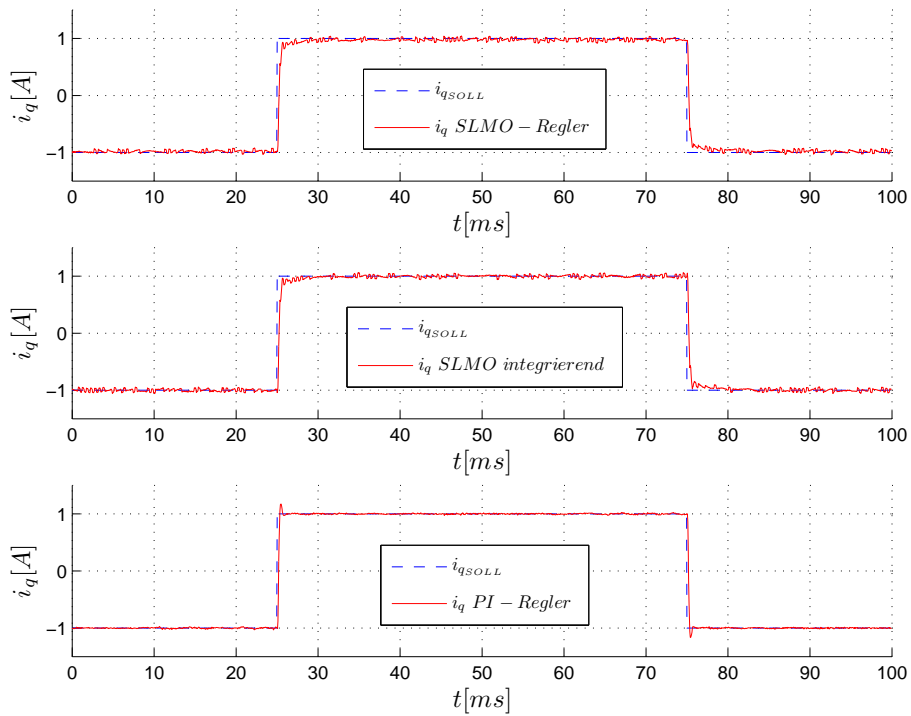


Abbildung 9.11 – SLMO prädiktiv vs. PI-Regler bei 20kHz

Bei Betrieb des Stromreglers über dem Nennstrom liegt der Sliding-Mode-Regler gegenüber

dem PI-Regler im Vorteil. Auftretende Sättigungseffekte im flussführenden Eisen führen zu einer Variation der Induktivität L und bewirken ein stärkeres Überschwingen des PI-Reglers.

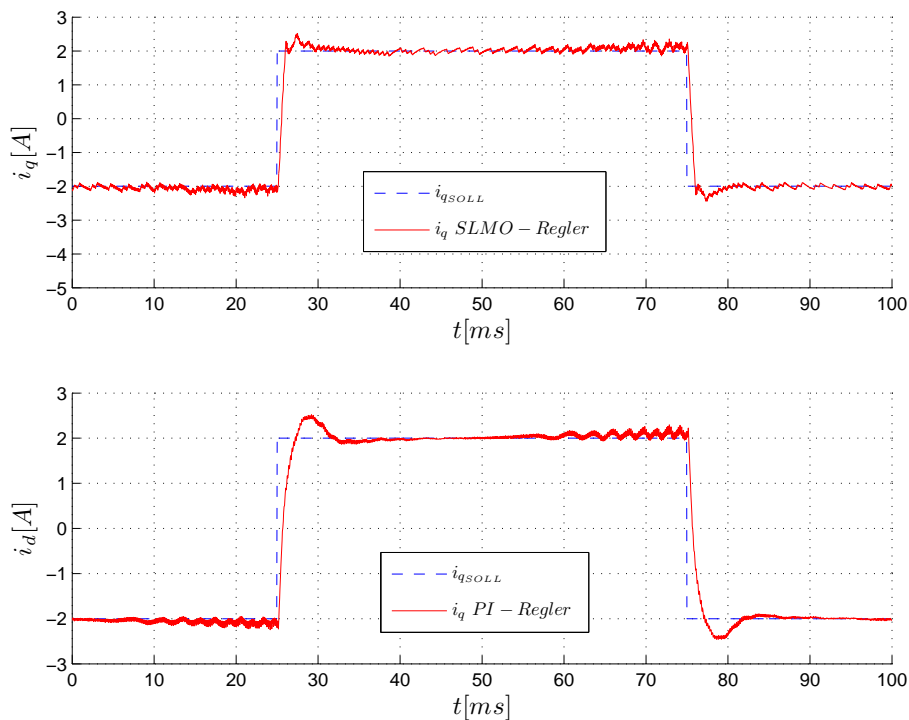


Abbildung 9.12 – SLMO vs. PI im Übernennstrombereich

9.2.4 Betrachtung des differentiellen Anteils

Die Implementierung des differentiellen Anteils der „equivalent control“ ist einer der heikelsten Punkte bei den hier durchgeführten Sliding-Mode Entwürfen. Problematisch ist dabei die starke Abhängigkeit gegenüber Parametervariationen. In Kapitel 7.3.3 wurde unter anderem auch der Verzicht auf den differentiellen Anteil betrachtet. Aufgrund der daraus resultierenden Einbußen bezüglich der Anstiegsgeschwindigkeit konnte dieser nicht vollständig vernachlässigt werden. Es folgte daraus die durchaus wenig elegante Maßnahme des „reduzierten“ differentiellen Anteils, welche durch eine Reduktion um 50% realisiert wurde. Bei dem hier durchgeführten modellprädiktiven Entwurfsverfahren ergibt sich bezüglich der Anstiegsgeschwindigkeit jedoch eine etwas andere Ausgangssituation gegenüber den Sliding-Mode-Entwürfen des Kapitels 7. Bei dem prädiktiven Entwurfsverfahren kann die Größenordnung des Sliding-Mode typischen schaltenden Anteils gegenüber dem Standard-Entwurf erheblich vergrößert werden. Diese Tatsache führt, wie aus den Betrachtungen zur Erreichbarkeitsbedingung hervorgeht zu einer deutlich geringeren Anstiegszeit. Aus diesem Anlass wird an dieser Stelle noch einmal die Auswirkung eines Verzichtes des differentiellen Anteiles betrachtet. Das implementierte Sliding-Mode-Regelgesetz für den momentenbildenden q-Zweig sei noch einmal in Abbildung (9.19) dargestellt. Der flussbildende d-Zweig wird wieder mit dem Standard PI-

Regler zu Null geregelt.

$$u_q = L \frac{di_{qSOLL}}{dt} + Ri_{qSOLL} + \omega \Psi_p + M_q \cdot \text{sign}(s_q) \quad (9.19)$$

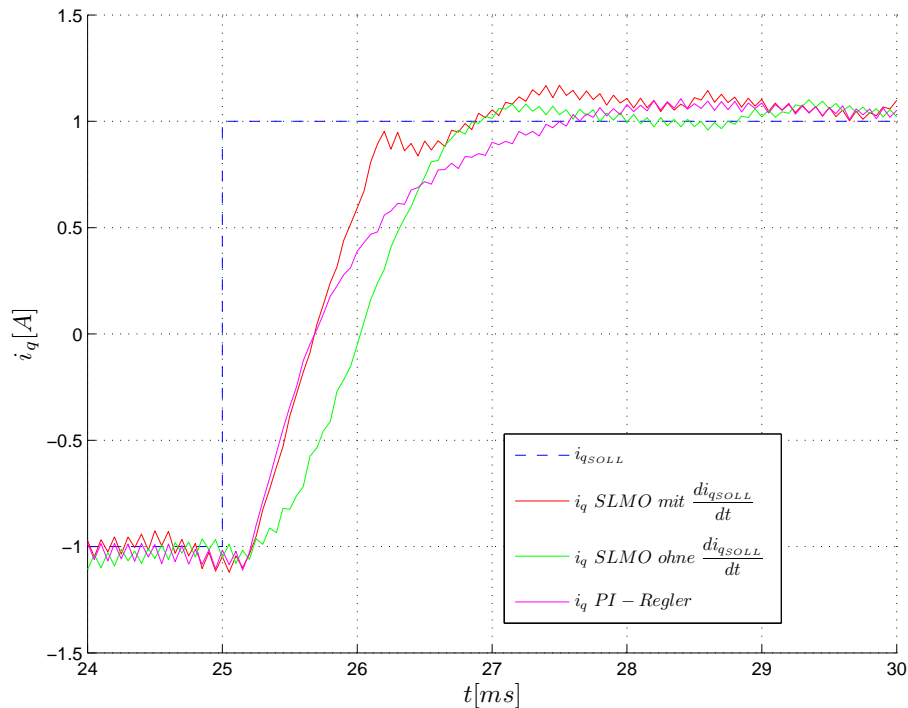


Abbildung 9.13 – Vergleich der Sprungantworten

Für die Gegenüberstellung der Sprungantworten wird ein Versuch mit und ohne differentiellen Anteil durchgeführt. Die Testergebnisse sind in Abbildung 9.13 dargestellt, wobei zum Vergleich auch die Sprungantwort des PI-Regler zu sehen ist. Der Verzicht auf den differentiellen Anteil führt, wie in der Gegenüberstellung der Sprungantworten zu sehen ist zu deutlichen Einbußen bezüglich der Anstiegszeit. Da der Sliding-Mode-Entwurf gegenüber dem PI-Regler eine annähernd lineare Anstiegsgeschwindigkeit besitzt, kann der Arbeitspunkt mit dem SLMO-Regler trotz Verzicht auf den differentiellen Anteil früher als mit dem PI-Regler erreicht werden. Ob die größere Zeitverzögerung im Anstieg durch den Verzicht auf den differentiellen Anteil in der Praxis toleriert werden kann, ist von der Anwendung abhängig. Aus diesem Grund erfolgt an dieser Stelle keinen feste Beurteilung der erhaltenen Ergebnisse. Mit Sicherheit kann jedoch gesagt werden, dass der Sliding-Mode Regler ohne differentiellen Anteil weniger sensibel auf Parametervariationen reagieren wird.

10 Reglertest mit Drehzal- und Lageregelung

Bei allen bisherigen Untersuchungen wurde zur Validierung des Stromregler-Entwurfes immer die Methode einer rechteckförmigen Führungsgröße gewählt. Diese Testmethode hat den Vorteil einer guten Reproduzierbarkeit der erhaltenen Ergebnisse. Weiters wird durch die definierte Sollwertvorgabe der Vergleich mit den Ergebnissen der Simulation erleichtert. Bei praktischen Anwendungen wird aber üblicherweise der Stromregler mit überlagertem Drehzahl und Lageregler eingesetzt. In diesem Fall sind im Allgemeinen keine sprungartigen Änderungen der Führungsgröße zu erwarten. Mit den bisherigen Ergebnissen der Reglertests kann noch keine Aussage über die Auswirkung des entworfenen Sliding-Mode-Stromreglers auf die überlagerte Regelung getroffen werden. Aus diesem Grund erfolgt in diesem Kapitel die Validierung des Stromreglers mit einer überlagerten Regelung.

10.1 Der PI-Regler

Als Referenz wird der üblicherweise im Servoregler implementierte PI-Stromregler mit der werksseitigen Parametrierung herangezogen. Dabei wird der überlagerte Drehzahlregler mittels „autotuning“ auf den PI-Stromregler eingestellt. Um einen Vergleich zwischen PI- und SLMO-Regler herstellen zu können, werden alle weiteren Tests mit dieser Parametrierung von Drehzahl und Lageregler durchgeführt. Als Testprozedur muss der Motor eine Bewegung von 15 Umdrehungen mit hohen Beschleunigungswerten durchführen. Die maximale Drehzahl erreicht bei diesem Test den Wert der Nenn Drehzahl. Das Ergebnis für den PI-Stromregler ist in

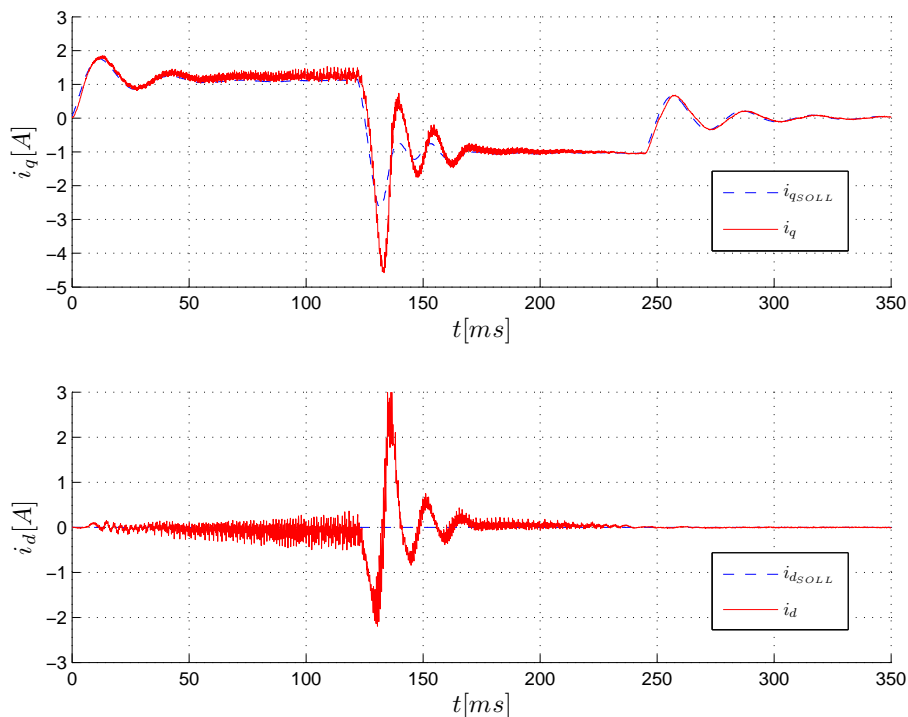


Abbildung 10.1 – Versuch mit PI-Stromregler

Abbildung 10.1 dargestellt. Durch das Überschwingen des Stromreglers neigt der überlager-

te Drehzahlregler vor allem beim Bremsvorgang sehr stark zum Schwingen. Der Regelkreis befindet sich bereits an der Stabilitätsgrenze. Beachtlich ist dabei das Überschwingen des PI-Stromreglers um nahezu 100%. In der unteren Darstellung ist die Auswirkung des Schwingens auf den flussbildenden d-Zweig zu sehen. Hier wird der Nennstrom um mehr als den Faktor 2 überschritten.

10.2 Integrierender SLMO-Regler

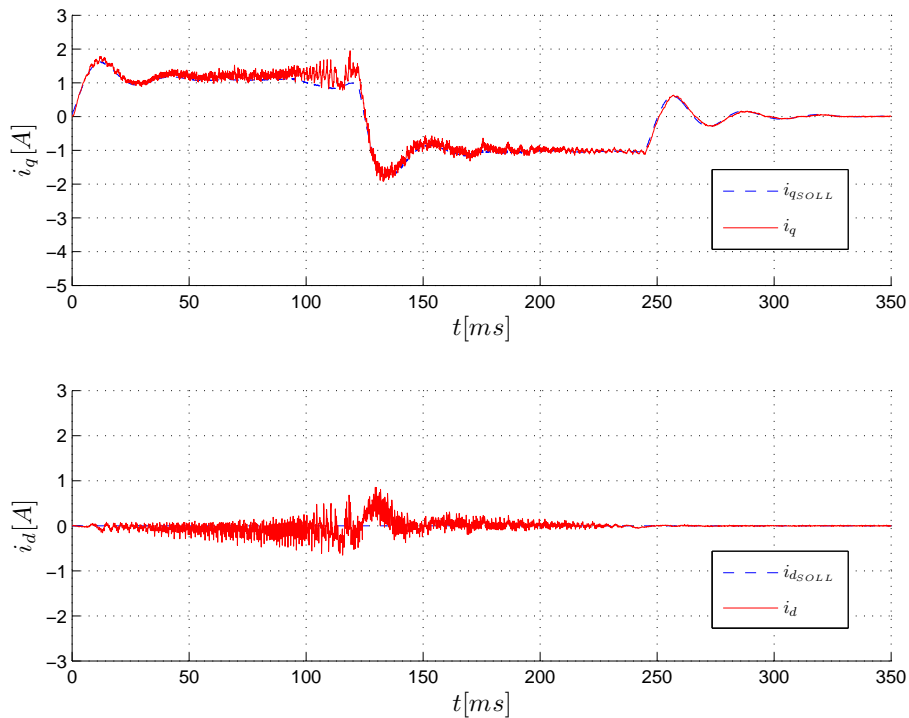


Abbildung 10.2 – Versuch mit SLMO-Stromregler (integrierend)

Wird der Reglertest für den entworfenen Sliding-Mode-Stromregler mit Anti-Chattering-Smith-Prädiktor (Kapitel 9.2) durchgeführt, erhält man das in Abbildung 10.2 dargestellte Verhalten. Der bei diesem Test implementierte SLMO-Regler besitzt einen integrierenden Anteil in der Schaltfunktion (Kapitel 8), zur Eliminierung bleibender Regelabweichungen. Bei gleichen Einstellungen des Drehzahlreglers ergibt sich in diesem Fall die eindeutig bessere Performance. Auch die negativen Auswirkungen auf den d-Zweig, welcher nach wie vor mit dem PI-Regler stabilisiert wird bleiben sehr gering.

10.3 SLMO-Regler ohne integrierenden Anteil

Zum Abschluss wird noch ein Reglertest mit dem SLMO-Stromregler ohne integrierenden Anteil durchgeführt. Das in Abbildung 10.3 dargestellte Ergebnis liefert eine ähnlich gute Performance wie beim integrierenden SLMO-Regler. Ein Unterschied kann in der etwas erhöhten Regelabweichung festgestellt werden, welche aber offensichtlich keine Auswirkung auf die Performance des Gesamtsystems hat.

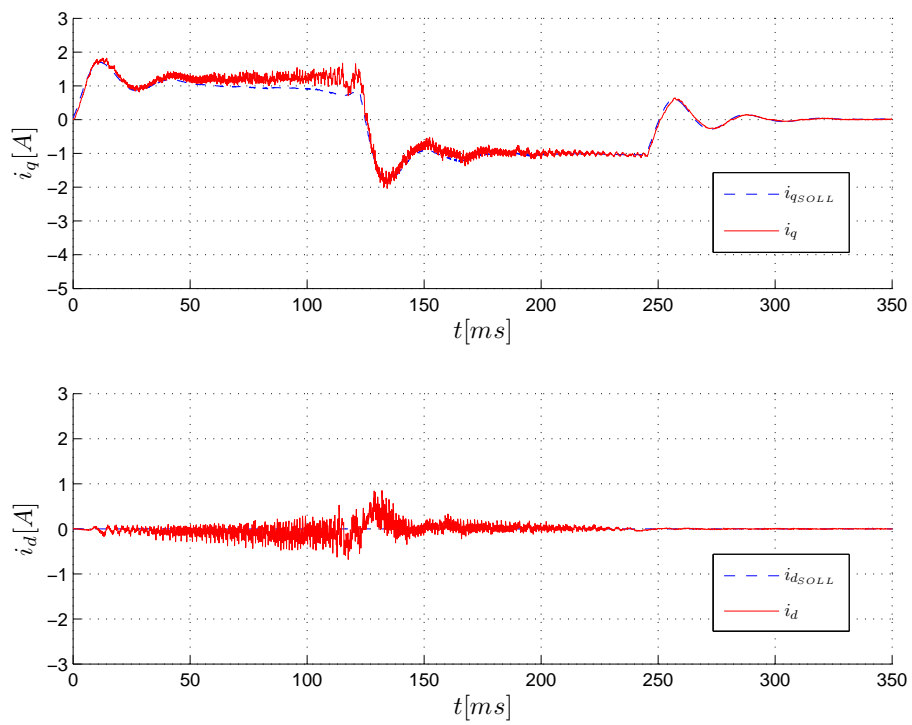


Abbildung 10.3 – Versuch mit SLMO-Stromregler (nicht integrierend)

11 Zusammenfassung und Ausblick

Die Regelung permanenterregter Synchronmotoren erfolgt üblicherweise mit Hilfe der feldorientierten Regelung. Dabei wird eine Kaskadenstruktur mit unterlagerter Stromregelung eingesetzt. Meist wird die Stromregelung durch einen PI-Regler realisiert, welcher jedoch bei hochdynamischen Anwendungen zu sensibel auf Parametervariationen der Strecke reagiert. In dieser Arbeit wird untersucht, ob mit dem nichtlinearen Entwurfsverfahren der Sliding-Mode-Regelung eine höhere Robustheit des Stromreglers gegenüber Parametervariationen erzielt werden kann. Nach der theoretischen Herleitung der üblichen Vorgangsweise beim Sliding-Mode-Reglerentwurf erfolgt die Beschreibung des zur Diplomarbeit benötigten Arbeitsumfeldes. Dazu gehört die Herleitung des mathematischen Modells der permanenterregten Synchronmaschine im Rotorflusskoordinatensystem und die Erstellung des daraus resultierenden Simulationsmodells. Der Aufbau des Prüfstandes und die dazu benötigte Applikation, sowie das Verhalten der realen Strecke wird ausführlich in Kapitel 6 beschrieben. Mit Hilfe des Prüfstandes kann das mathematische Simulationsmodell der permanenterregten Synchronmaschine validiert werden. Im Anschluss erfolgt die Umlegung des hergeleiteten theoretischen Sliding-Mode-Entwurfes auf die in dieser Arbeit betrachtete Synchronmaschine. Dabei geschieht der Entwurf im Wesentlichen in drei Schritten:

1. Definition der Schaltgeraden
2. Entwurf der „equivalent control“, zur Kompensation der Regelstrecke
3. Festlegung des diskontinuierlichen Anteils unter Einhaltung der Stabilitätsbedingungen

Einen besonderen Stellenwert in der Sliding-Mode-Regelung hat der schaltende (diskontinuierliche) Anteil, welcher ohne Information der Streckenparameter die Stabilität oder je nach festgelegter Größenordnung die robuste Stabilität gewährleistet. Der Stabilitätsnachweis eines mittels Sliding-Mode-Regler stabilisierten Systems erfolgt über die sogenannte Erreichbarkeitsbedingung. Dabei kann zusätzlich der Wunsch über die Größenordnung der robusten Stabilität eingebracht werden. Die Auswertung der Erreichbarkeitsbedingung liefert den Mindestwert des diskontinuierlichen Anteils. Eine wesentliche Einschränkung bei diesem Reglerentwurf ergibt sich durch die kontroversen Bedingungen bezüglich des schaltenden Anteils. Durch die zeitdiskrete Implementierung eines zeitkontinuierlichen Regelgesetzes kommt es zum unerwünschten Effekt des „Ratterns“. Durch die Vorgabe des Auftraggebers der Diplomarbeit, diesen Effekt auf maximal 10% des Nennstromes zu begrenzen, ergibt sich eine obere Schanke für den diskontinuierlichen Anteil. Zusätzlich zur Diskretisierungszeit wirkt sich auch die Totzeit der Strecke negativ auf den maximalen schaltenden Anteil aus. Somit wird die Möglichkeit den Regelkreis robust gegenüber Störungen und Parametervariationen der Strecke zu gestalten erheblich eingeschränkt.

In Kapitel 7 werden eine Reihe an Reglerentwürfen vorgestellt, und in der Simulation sowie am Testsystem ausgewertet. Bei all diesen Entwürfen kann die robuste Stabilität im geforderten Arbeitsbereich nicht gewährleistet werden. Durch das auftretende Rattern, welches zwar auf

den vorgegebenen Wert begrenzt wird, kommt es zu sehr unangenehmen akustischen Störungen. Als Lösungsansatz wurde der variable diskontinuierliche Anteil eingeführt, welcher seine Größe dem Arbeitspunkt der Synchronmaschine anpasst. Da die zu erwartenden Parametervariationen im Übernennstrombereich und bei hohen Drehzahlen besonders groß sind, ist es naheliegend, in diesen Bereichen den schaltenden Anteil zu erhöhen. Somit kann die Lautstärke des Motors in einem großen Arbeitsbereich erheblich reduziert werden. Ein weiteres Augenmerk dieser Arbeit gilt der bleibenden Regelabweichung. Der Sliding-Mode-Regler garantiert unter Einhaltung der Stabilitätsbedingung, dass der Bereich des auftretenden Ratterns die Führungsgröße einschließt. Im Mittel kann das Rattern jedoch eine Differenz zur Führungsgröße aufweisen. Eine mögliche Abhilfe stellt das in Kapitel 8 vorgestellte Verfahren mit integrierender Schaltfunktion dar. Mit dieser Methode kann die bleibende Regelabweichung eliminiert werden.

Um nun den diskontinuierlichen Anteil bei gleichem Rattern weiter erhöhen zu können, werden in Kapitel 9 prädiktorbasierte Entwurfsverfahren herangezogen. Der Smith-Prädiktor stellt dabei ein spezielles Verfahren für totzeitbehaftete Systeme dar. Erst mit diesem Verfahren kann ein Regler mit den nötigen Anforderungen an die robuste Stabilität entworfen werden. Ein erweitertes Verfahren stellt der Smith-Prädiktor mit implementiertem Stellgrößenfilter dar. Unter Einbußen bezüglich der Anstiegsgeschwindigkeit kann mit diesem Entwurf die Robustheit erhöht, und gleichzeitig das Rattern deutlich reduziert werden. Dieser Sliding-Mode-Regler besitzt nun eine deutlich bessere Performance als der PI-Regler. Vor allem im Übernennstrombereich werden die Vorteile des SLMO-Reglers deutlich.

Zum Schluss seien noch die Schwächen des Sliding-Mode-Reglers angeführt. Die bessere Performance gegenüber dem PI-Regler wird durch die erhöhte Komplexität des SLMO-Reglers erkaufte. So beträgt die Anzahl der nötigen Rechenoperationen ein vielfaches des PI-Reglers. Weiters wird die Kenntnis der Motorparameter vorausgesetzt. Eine intuitive Einstellen, wie beim PI-Regler in der Praxis häufig üblich, ist hier nicht zielführend. Als Fazit kann gesagt werden, dass der SLMO-Regler für Spezialanwendungen mit hohen Performance-Anforderungen sicher eine Alternative darstellt. Als Standard-Stromregler wird er den sehr einfachen und jedem Techniker vertrauten PI-Regler jedoch schwer ersetzen können.

Literatur

- [1] CHRISTOPHER EDWARDS AND SARAH K. SPURGEON: *Sliding Mode Control Theorie and Applications*. Taylor & Francis, 1998.
- [2] FELIX BLASCHKE: *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*. Dissertation, TU Braunschweig, 1973.
- [3] GOVERT MONSEES: *Discrete-Time Sliding Mode Control*. Dissertation, TU Delft, 2002.
- [4] H. STEINHART: *Dynamik elektrischer Antriebe*. Vorlesungsskriptum, Hochschule Aalen, 2008.
- [5] HECTOR D. PERASSI: *Feldorientierte Regelung der permanentenerregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2006.
- [6] JAN LUNZE: *Regelungstechnik 1*. Springer-Verlag, 2008.
- [7] JAN LUNZE: *Regelungstechnik 2*. Springer-Verlag, 2008.
- [8] JOHN Y. HUNG, WEIBING GAO, JAMES C. HUNG: *Variable Structure Control: A Survey*. IEEE Paper, 1988.
- [9] MARTIN HORN, NICOLAOS DOURDOUMAS: *Regelungstechnik*. Pearson, 2004.
- [10] M. RENTMEISTER: *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Vorlesungsskriptum, Technische Universität Graz, 2006.
- [11] RAYMOND A. DECARLO, STANISLAW H. ZAK, GREGORY P. MATTHEWS: *Variable Structure Control of nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial*. IEEE Paper, 1988.
- [12] SALLOKER, MICHAEL G.: *Reglerentwurf für Totzeitsysteme*. Diplomarbeit, Institut für Regelungstechnik, TU Graz, 1993.
- [13] VADIM I. UTKIN: *Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives*. IEEE Paper, 1993.
- [14] VADIM UTKIN, JÜRGEN GULDNER, JINGXIN SHI: *Sliding mode control in electromechanical systems*. Taylor & Francis, London, 1999.