

# Technischer Bericht

**Benötigt ein pulsweitenmoduliert betriebener  
Drehstromantrieb einen Stromzustandsregler?**

**Technischer Bericht**

**IAF – Report No. 8 / 2012**

**31.10.2012**

**Prof. Dr.-Ing. habil. Uwe Nuß  
Artur Root, M.Eng.**

**University of Applied Sciences  
Hochschule für Technik, Wirtschaft und Medien Offenburg**

**Badstr. 24  
77652 Offenburg  
Deutschland**

© IAF - Offenburg



**Institut für  
Angewandte Forschung**

# Benötigt ein pulsweitenmoduliert betriebener Drehstromantrieb einen Stromzustandsregler?

## Ein systematischer Vergleich verschiedener Reglerstrukturen

Prof. Dr.-Ing. habil. Uwe Nuß, Hochschule Offenburg, und  
Artur Root, M.Eng., Hochschule Offenburg

### Abstract

*In this paper several methods for designing a current controller for ac drives are presented and compared to. The main focus of the comparison is the decoupling level of the d- and q-components of the stator current space vector. It will be shown that the best approach is to create a time-discrete motor model and base the control algorithm on it. The article enters additionally into the question, if a current state controller is necessary or not.*

### 1 Einführung

Eine zentrale Bedeutung bei der Optimierung des dynamischen Verhaltens von Drehstromantrieben kommt dem Stromregler zu. Bei kaskadierten Lage-, Drehzahl- und Drehmomentregelungen bestimmt er als der am weitesten unterlagerte Regler maßgeblich die Dynamik der überlagerten Regelkreise mit. Aber auch bei nicht kaskadierten Drehmomentsteuerungen wird die Einschwingzeit des Drehmoments auf einen vorgegebenen Sollwert in dominierender Weise von der Stromregelkreisdynamik bestimmt.

Wegen der großen Bedeutung des Stromregelkreises wurden in den letzten Jahrzehnten zahlreiche Stromregelverfahren für Drehfeldmaschinen entwickelt und im industriellen Einsatz auf ihre Praxistauglichkeit untersucht. Bei pulsweitenmodulationsbasierten Verfahren wurden als Stromregler zunächst klassische, zeitkontinuierlich arbeitende Eingrößenregler in Analogtechnik eingesetzt, und zwar entweder strangbezogen bzw. in einem orthogonalen statorfesten Koordinatensystem oder aber in einem rotierenden fluss- bzw. rotorfesten Bezugssystem. Bei Stromreglern in rotierenden Koordinatensystemen wurden anfangs häufig ergänzende Entkopplungsnetzwerke verwendet, die die gegenseitige Beeinflussung der Längs- und Querpfade aufheben sollten [1 - 6]. Beim Einzug der Digitaltechnik in die elektrische Antriebstechnik Ende der achtziger Jahre wurden die zeitkontinuierlich entworfenen Regler im ersten Schritt diskretisiert und später auch direkt zeitdiskrete Regelalgorithmen entwickelt. Die gegenwärtig leistungsfähigsten PWM-basierten Stromregler sind zeitdiskret arbeitende Zustandsregler ohne nennenswerte Rechenzeit [7], die beispielsweise mit Hilfe von FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) realisiert werden können.

Neben diesen quasilinearen Stromregelverfahren existieren noch zahlreiche nichtlineare Regelstrategien wie Zweipunkt- oder Dreipunktregelverfahren bzw. Verallgemeinerungen davon. Hierzu gehören auch diejenigen Verfahren, die unter dem Begriff *Direkte Selbstregelung (DSR)* [8] oder *Direct Torque Control (DTC)* [9] zusammengefasst sind, sowie weitere trajektorienbezogene Verfahren. In [3, 10, 11] findet sich hierzu eine einführende Übersicht. Alle genannten nichtlinearen Verfahren haben die Eigenschaft, dass sie keine feste Schaltfrequenz besitzen. Das ruft zum einen eher unangenehme Geräusche hervor und bewirkt zum anderen, dass die Schaltverluste nicht auf einfache Weise auf einen vorgegebenen Wert begrenzt werden können. Neben diesen Nachteilen gegenüber PWM-basierten Stromregelverfahren existieren auch spezifische Vorteile für nichtlineare Stromregelverfahren. So besticht z. B. das DSR- bzw. DTC-Verfahren durch eine hohe Effektivität im Feldschwächbereich. Das Ziel dieses Beitrags besteht jedoch darin, ausschließlich die PWM-basierten Stromregelverfahren miteinander zu vergleichen. Durch die Konzentration auf diese Regelvariante kann der Vergleich dort umso detaillierter durchgeführt werden.

Im Folgenden wird für die am häufigsten industriell eingesetzten Drehstrommaschinen, die Asynchronkäfigläufermaschine und die permanentmagneterregte Synchronmaschine, zunächst die dem Reglerentwurf zugrundeliegende Stromregelstrecke in zeitkontinuierlicher Form beschrieben. Darauf basierend wird der klassische Entwurf eines PI-Stromreglers mit Entkopplung erläutert. Das schaltende Verhalten des die Maschine speisenden Stromrichters wird hierbei nur rudimentär berücksichtigt. Im darauf folgenden Schritt wird die Stromregelstrecke um Totzeitglieder an den Stellgrößeneingängen ergänzt, die das schaltende Stromrichterverhalten sowie eine ggf. vorhandene Rechenzeit bei zeitdiskreter Realisierung approximieren sollen. Die erforderlichen Entkopplungen und der sich daran anschließende Eingrößen-PI-Reglerentwurf werden erläutert. Für höhere Dynamikanforderungen wird ein zeitdiskretes Modell der Stromregelstrecke herangezogen. Für dieses Modell wird ein zeitdiskret arbeitender PI-Stromregler einschließlich Entkopplung sowohl für den Fall mit als auch für den Fall ohne wirk-same Rechenzeit entworfen. Diesen Verfahren wird zum Vergleich der in [7] vorgestellte zeitdiskrete Stromzustandsregler gegenübergestellt. Alle behandelten Ver-

fahren werden anhand von Führungssprungantworten bei unterschiedlichen Statorfrequenzen miteinander verglichen.

## 2 Zeitkontinuierliche Beschreibung des dynamischen Verhaltens von Drehstrommaschinen ohne Berücksichtigung von Totzeiten

Gemäß [7] lauten sowohl für die permanentmagneterregte Synchronmaschine als auch für die Asynchronkäfigläufermaschine die für die Stromregelstreckenmodellierung erforderlichen Statorspannungsgleichungen im rotor- bzw. rotorflussfesten d-q-Koordinatensystem

$$u_{S,d} = R i_{S,d} + L \dot{i}_{S,d} - \omega_s L i_{S,q} + u_{ind,d}, \quad (2.1a)$$

$$u_{S,q} = R i_{S,q} + L \dot{i}_{S,q} + \omega_s L i_{S,d} + u_{ind,q}. \quad (2.1b)$$

$u_{S,d}$  und  $u_{S,q}$  sind darin die rotor- bzw. rotorflussfesten Komponenten des Statorspannungsraumzeigers  $\underline{u}_S$ , während  $u_{ind,d}$  und  $u_{ind,q}$  die entsprechenden Komponenten eines vom Polrad- bzw. Rotorfluss hervorgerufenen Gegenspannungsraumzeigers  $\underline{u}_{ind}$  darstellen. Bei  $i_{S,d}$  und  $i_{S,q}$  handelt es sich dagegen um die rotor- bzw. rotorflussfesten Komponenten des Statorstromraumzeigers  $\underline{i}_S$ .  $\omega_s$  ist die Winkelgeschwindigkeit des rotierenden Koordinatensystems und zugleich die Statorkreisfrequenz. Als Maschinenparameter treten in den Gln. (2.1a) und (2.1b) der in dynamischer Hinsicht wirksame Wicklungswiderstand  $R$  sowie die wirksame Induktivität  $L$  auf. Bei der permanentmagneterregten Synchronmaschine handelt es sich bei  $R$  um den Statorwiderstand und bei  $L$  um die hier als richtungsunabhängig angenommene Statorinduktivität. Bei der Asynchronkäfigläufermaschine ist  $R$  dagegen die Summe aus dem Statorwiderstand und dem rotorstreuzyfferkorrigierten, auf die Statorseite umgerechneten Rotorwiderstand.  $L$  bezeichnet in diesem Fall die totale Streuinduktivität [7]. Zu erwähnen bleibt noch, dass die Gegenspannungskomponenten nachfolgend als Störgrößen aufgefasst werden. Denn sie hängen lediglich über die gegenüber der Stromregelkreiseinschwingzeit deutlich langsamer veränderbare Drehkreisfrequenz sowie bei der Asynchronkäfigläufermaschine zusätzlich noch vom ebenfalls erheblich langsamer veränderlichen Rotorflussraumzeigerbetrag ab.

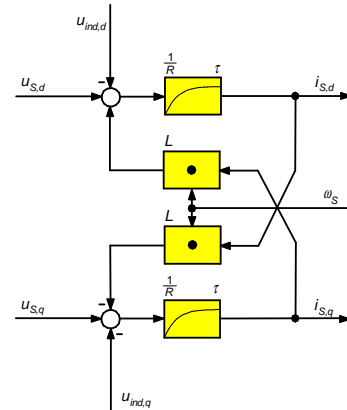
Zur Veranschaulichung des dynamischen Zusammenwirkens der einzelnen Gleichungen zeigt das Bild 2.1 das zugehörige reelle Strukturbild des für die Stromregelung relevanten Teils des elektrischen Teilsystems der betrachteten Drehstrommaschinen. Die gewählte Darstellung erhält man am einfachsten, wenn die Gln. (2.1a) und (2.1b) so umgeordnet werden, dass auf einer Gleichungsseite jeweils diejenigen Terme stehen, die ein PT1-Glied prägen, und alle übrigen Terme auf die andere Gleichungsseite gebracht und neben  $u_{S,d}$  und  $u_{S,q}$  als weitere Eingangsgrößen interpretiert werden. Auf diese Weise ergeben sich unter Verwendung der Abkürzung

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2.2)$$

für die Stator- bzw. Streuzeitkonstante die Beziehungen

$$i_{S,d} + \tau \dot{i}_{S,d} = \frac{1}{R} \cdot (u_{S,d} - u_{ind,d} + \omega_s L i_{S,q}), \quad (2.3a)$$

$$i_{S,q} + \tau \dot{i}_{S,q} = \frac{1}{R} \cdot (u_{S,q} - u_{ind,q} - \omega_s L i_{S,d}). \quad (2.3b)$$



**Bild 2.1:** Reelles Strukturbild des für die Stromregelung relevanten Teils des elektrischen Teilsystems einer rotor- bzw. rotorflussfest beschriebenen Drehstrommaschine

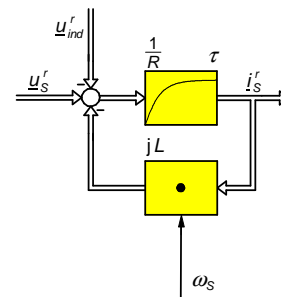
Um Schreibaufwand zu sparen, lassen sich die Gln. (2.3a) und (2.3b) in komplexer Form zusammenfassen. Mit Gl. (2.3a) als Realteil und Gl. (2.3b) als Imaginärteil sowie dem jeweiligen Raumzeiger als Ergebnis komplexer Zusammenfassungen von Raumzeigerkomponenten erhält man

$$\underline{i}'_S + \tau \dot{\underline{i}}'_S = \frac{1}{R} \cdot (\underline{u}'_S - \underline{u}'_{ind} - j \omega_s L \underline{i}'_S). \quad (2.4)$$

Laplace-transformiert ergibt sich daraus die Übertragungsgleichung

$$\underline{i}'_S(s) = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau s} (\underline{u}'_S(s) - \underline{u}'_{ind} - j \omega_s L \underline{i}'_S(s)). \quad (2.5)$$

Das darin auftretende PT1-Glied gilt gleichermaßen für den d- und für den q-Pfad. Darüber hinaus wurde in den Gln. (2.4) und (2.5) der hochgestellte Index „r“ verwendet, um kenntlich zu machen, dass es sich um eine Beschreibung in einem rotierenden Koordinatensystem handelt. Das aus der Übertragungsgleichung (2.5) hervorgehende komplexe Strukturbild ist im Bild 2.2 dargestellt.



**Bild 2.2:** Komplexes Strukturbild des für die Stromregelung relevanten Teils des elektrischen Teilsystems einer rotor- bzw. rotorflussfest beschriebenen Drehstrommaschine

### 3 PI-Stromregler mit Entkopplung für das totzeitfreie zeitkontinuierliche Stromregelstreckenmodell

Das Strukturbild 2.1 weist eine klassische V-kanonische Struktur auf [12 - 14]. Deren Entkopplung ist sehr einfach. Es müssen lediglich diejenigen Pfade, die von den Regelgrößen zu den Eingangssummiertenstellen führen, in der Entkopplungsstruktur nachgebildet und mit einem anderen Vorzeichen versehen werden. Dann heben sich die jeweiligen Pfade in der Strecke und in der Entkopplung auf, sofern keine instabilen Übertragungsglieder in den betreffenden Pfaden eingeschlossen sind. Zusätzlich zu diesen Entkopplungspfaden werden von den sogenannten Hauptreglern, die für die Regelung der entkoppelten Streckenteile zuständig sind, noch deren Reglerausgangsgrößen zu den Entkopplungssignalen hinzugefügt. Unter Verwendung der Bezeichnungen  $u_{H,d}$  und  $u_{H,q}$  für die Reglerausgangsgrößen der Hauptregler lauten dann die Entkopplungsgleichungen

$$u_{S,d} = u_{H,d} - \omega_s L i_{S,q}, \quad (3.1a)$$

$$u_{S,q} = u_{H,q} + \omega_s L i_{S,d} \quad (3.1b)$$

bzw. in komplexer Form

$$\underline{u}_S^r = \underline{u}_H^r + j\omega_s L \underline{i}_S^r. \quad (3.1c)$$

Werden die Gln. (3.1a) und (3.1b) in die Gln. (2.3a) und (2.3b) eingesetzt, dann erkennt man sofort, dass die dadurch erhaltenen Beziehungen jeweils nur noch von Größen mit dem Index d bzw. q abhängen, d. h. dass sie voneinander entkoppelt sind. Äquivalent dazu ergibt das Einsetzen von Gl. (3.1c) in Gl. (2.4) eine Raumzeigergleichung mit ausschließlich reellen Koeffizienten. Denn nur wenn komplexe Gleichungskoeffizienten in einer Raumzeigerdifferentialgleichung auftreten, können d-Komponenten auf q-Komponenten und umgekehrt einwirken. Die Entkopplung einer komplexen Raumzeigerdifferentialgleichung ist demnach gleichbedeutend mit der Elimination komplexer Gleichungskoeffizienten. Für die verbleibende entkoppelte Regelstrecke lautet somit die Raumzeigerdifferentialgleichung

$$\underline{i}_S^r + \tau \dot{\underline{i}}_S^r = \frac{1}{R} \cdot (\underline{u}_H^r - \underline{u}_{ind}^r) \quad (3.2a)$$

bzw. die zugehörige Übertragungsgleichung

$$\underline{i}_S^r(s) = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau s} \cdot (\underline{U}_H^r(s) - \underline{U}_{ind}^r(s)). \quad (3.2b)$$

Unter Vernachlässigung des als Störgröße auffassbaren Laplace-transformierten Raumzeigers  $\underline{U}_{ind}^r(s)$  der Gegenspannungen geht daraus die Übertragungsfunktion

$$\underline{G}_{S,ek}(s) = \frac{\underline{i}_S^r(s)}{\underline{U}_H^r(s)} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau s}. \quad (3.3)$$

der entkoppelten d- und q-Streckenpfade hervor. Diese entkoppelten Teilsysteme können nun in jedem Pfad mit Hilfe eines klassischen Eingrößenreglers geregelt werden. Da beide Streckenpfade jeweils aus einem PT1-Glied bestehen, bietet sich die Verwendung eines PI-Reglers an. Der I-Anteil ist hierbei zweckmäßig, um trotz häufig fehlender exakter Kenntnis der Regelstreckenparameter sowie wegen der ebenfalls meistens nur unge-

nauen Kenntnis der Gegenspannungskomponenten stationäre Genauigkeit sicherzustellen. Wegen der nur langsamen Veränderbarkeit der Störgrößen und zur Vermeidung von beträchtlichen Stromüberschwingern im Führungsverhalten wird als Entwurfsverfahren zur Festlegung der Reglerparameter das Betragsoptimum [12] verwendet. Es basiert in seiner einfachsten Form darauf, dass die Regelstrecke eine dominante Zeitkonstante und eine Summe kleiner Zeitkonstanten aufweist. Da in der obigen Modellierung der entkoppelten Regelstrecke in jedem Pfad nur die Zeitkonstante  $\tau$  enthalten ist, wird sie als große Zeitkonstante betrachtet. Als kleine Zeitkonstante kann dagegen die Schaltperiode  $T_{PWM}$  des die Maschine üblicherweise speisenden Wechselrichters bzw. die damit synchronisierte Abtastzeit  $T$  des real zeitdiskret arbeitenden Stromreglers herangezogen werden. Die Einstellregeln für die Verstärkung  $K_P$  und die Nachstellzeit  $T_N$  der beiden PI-Hauptregler lauten dann gemäß [12] sowie unter Beachtung von Gl. (2.2)

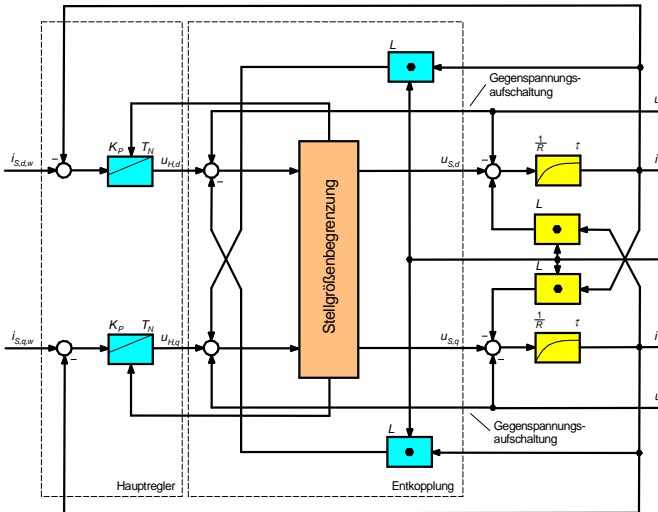
$$K_P = \frac{\tau}{2 \cdot \frac{1}{R} \cdot T} = \frac{L}{2T}, \quad (3.4a)$$

$$T_N = \tau. \quad (3.4b)$$

Das Bild 3.1 zeigt die so erhaltene reelle Struktur des Stromreglers einschließlich der Entkopplung und der Stromregelstrecke. Die Stromsollwerte werden darin mit  $i_{S,d,w}$  und  $i_{S,q,w}$  bezeichnet. Der daraus abgeleitete Stromsollwerttraumzeiger heißt  $\underline{i}_{S,w}^r$ . Auf die Darstellung des Stromrichterstellglieds wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet. Zusätzlich enthalten ist dagegen ein Block zur Begrenzung der Statorspannungen sowie die Rückwirkung auf die Reglerintegratoren bei entsprechender Begrenzung. Um sich auf die grundlegenden strukturellen Eigenschaften der behandelten Stromregelvarianten konzentrieren zu können, wird die Begrenzungsproblematik hier nicht weiter vertieft. Eine detailliertere Betrachtung der Mechanismen im Begrenzungsfall ist z. B. in [3, 7, 10, 11] nachzulesen. Für den vorliegenden Beitrag ist diesbezüglich lediglich von Bedeutung, dass im Begrenzungsfall die Stromsollwerte korrigiert werden. Die betreffenden modifizierten Stromsollwertkomponenten werden nachfolgend mit  $i_{S,d,w,korr}$  bzw.  $i_{S,q,w,korr}$  bezeichnet. Zur Sicherstellung der stationären Genauigkeit auch bei Beschleunigungs- und Abbremsvorgängen ist im Bild 3.1 außerdem eine Vorsteuerung der Reglerausgangsgrößen durch die Gegenspannungskomponenten (Störgrößenaufschaltung) eingezeichnet.

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit des beschriebenen Stromregelverfahrens zeigt das Bild 3.2a das Einschwingverhalten der Statorstromquerkomponente  $i_{S,q}$  einer wechselrichtergespeisten Asynchronkäfigläufermaschine (Nennstrom  $I_{S,Nenn} = 11,6$  A), wenn sich der zugehörige Sollwert ausgehend vom stationären Zustand von  $i_{S,q,w} = 0$  zunächst auf  $i_{S,q,w} = -5$  A und dann wieder auf  $i_{S,q,w} = 0$  ändert. Zu Beginn der Querstromsollwertänderung besitzt der Antrieb die Statorfrequenz  $f_s = 20$  Hz. Somit verzögert der Antrieb während der Vorgabe des negativen Querstromsollwerts. Der Antrieb wird mit einer Zwischenkreisspannung von 565 V und einer Schaltfrequenz von 5 kHz betrieben. Der relativ geringe Wert der Schaltfrequenz wurde bewusst so gewählt, um in den





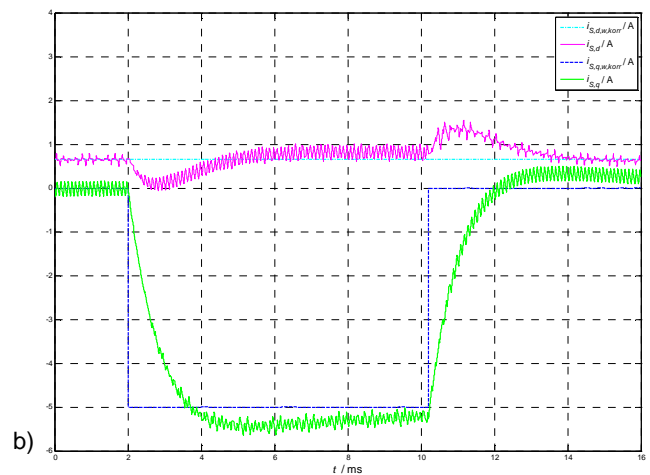
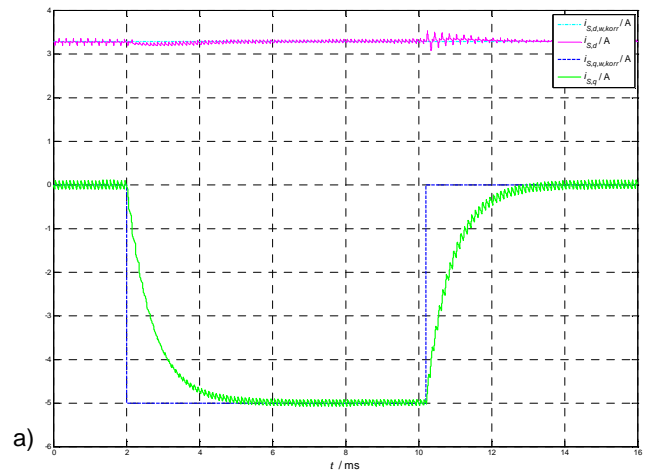
**Bild 3.1:** Strukturbild eines klassischen, zeitkontinuierlich entworfenen und rotor- bzw. rotorflussorientiert arbeitenden Statorstrom-PI-Reglers mit Entkopplung und Regelstrecke (ohne Stromrichterstellglied und ohne Berücksichtigung von Totzeiten)

Diagrammen mit höheren Statorfrequenzen bereits bei  $f_s = 200$  Hz die Grenzen des Stromregelverfahrens aufzeigen zu können. Der Längsstromsollwert ist auf die Hälfte seines Nennwerts reduziert, um das Erreichen der Spannungsbegrenzung zu erschweren und dadurch im aussagekräftigeren linearen Arbeitsbereich der Stromregelung zu bleiben. Aus dem gleichen Grund weist der Querstromsollwertverlauf nur moderate Sprunghöhen auf. Die Stromregelung erfolgt im Gegensatz zum Reglerentwurf zeitdiskret, wobei die Stromistwerte synchron zum Beginn einer Schaltperiode und nicht zusätzlich noch in der Schaltperiodenmitte eingelesen und weiterverarbeitet werden, beträgt die Abtastzeit  $T$  der Stromregelung  $200 \mu s$ . Darüber hinaus ist noch zu erwähnen, dass es sich bei Bild 3.2a ebenso wie bei Bild 3.2b um Simulationsergebnisse handelt. Zum einen kann dadurch wegen der leichten Ausschließbarkeit von Fehlerquellen der Blick leicht auf das Wesentliche gelenkt werden. Zum anderen tritt beim realen Versuchsantrieb eine Rechentotzeit auf, die ja im Abschnitt 3 noch nicht betrachtet wird. Messergebnisse stehen daher erst ab Abschnitt 4 zur Verfügung.

Die Istwertverläufe aus Bild 3.2a zeigen eine geringe Beeinflussbarkeit der Längsstromkomponente durch die Querstromkomponente. Der Einschwingvorgang erfolgt unabhängig davon aber praktisch oszillationsfrei.

Wird die Statorfrequenz erhöht, dann werden die gegenseitigen Beeinflussungen der Längs- und Querstromkomponenten größer. Das Bild 3.2b zeigt den Verlauf der betreffenden Stromsoll- und -istwertkomponenten für eine anfängliche Statorfrequenz von 200 Hz. Der Längsstromsollwert wurde in diesem Fall auf 10 % seines

Nennwerts reduziert. Ansonsten gelten für das Bild 3.2b die gleichen Bedingungen wie für das Bild 3.2a.



**Bild 3.2:** Verlauf der rotorflussfesten Statorstromsoll- und -istwertkomponenten für den Fall eines klassisch zeitkontinuierlich entworfenen Statorstrom-PI-Reglers mit Entkopplung und Störgrößenaufschaltung bei rechteckförmiger Anregung durch den Querstromsollwert und einer zu Beginn vorliegenden Statorfrequenz von a) 20 Hz bzw. b) 200 Hz (Simulation ohne Rechentotzeit)

Man erkennt im Fall  $f_s = 200$  Hz deutlich, dass zum einen die gegenseitige Beeinflussung der Stromkomponenten nicht mehr vernachlässigbar ist und dass zum anderen die stationäre Genauigkeit trotz Stellgrößenvorsteuerung durch die Gegenspannungen allenfalls sehr langsam erreicht wird. Beide Erscheinungen hängen damit zusammen, dass Stellgrößenänderungen aufgrund der Arbeitsweise der Pulsbreitenmodulatoren und wegen der zeitdiskreten Abarbeitung der Stromregelalgorithmen nur zu Beginn eines Abtastintervalls wirksam werden, was im Stromregelstreckenmodell, das dem Reglerentwurf zugrundegelegt wurde, jedoch nicht berücksichtigt ist. Die langsame Konvergenz der Stromistwerte gegen ihre stationären Endwerte hängt auch mit den geringen

Integrationsbeiträgen zusammen, die die Integratoren der beiden PI-Stromregler aufweisen.

Bei den Bildern 3.2a und 3.2b wurde wie bereits erwähnt der günstige Fall betrachtet, dass keine Rechentotzeit auftritt, d. h. dass aus den zu Beginn eines Schaltintervalls eingelesenen Stromistwerten nahezu verzögerungsfrei entsprechende Stellgrößen berechnet werden, die umgehend den Pulsweitenmodulatoren zugeführt werden. Liegt dieser Fall nicht vor, d. h. werden die ermittelten Stellgrößen erst zu Beginn des nächsten Abtastintervalls den Pulsweitenmodulatoren zugeführt, dann muss beim Reglerentwurf die so entstehende zusätzliche Totzeit zu der Summe der kleinen Zeitkonstanten bei den Einstellregeln nach dem Betragsoptimum hinzugerechnet werden. Anstelle von Gl. (3.4a) ist deshalb die modifizierte Einstellvorschrift

$$K_p = \frac{\tau}{2 \cdot \frac{1}{R} \cdot 2T} = \frac{L}{4T} \quad (3.5)$$

für die Stromreglerproportionalverstärkung zu verwenden. Das ermöglicht für  $f_s = 20$  Hz weiterhin ein überschwingungsfreies Einschwingverhalten. Die Einschwingzeit verdoppelt sich dann allerdings und die Beeinflussung von  $i_{s,d}$  durch  $i_{s,q}$  nimmt ebenfalls zu. Bei  $f_s = 200$  Hz treten dagegen deutliche Oszillationen auf. Der PI-Stromregler mit klassischer Entkopplung ist kaum noch in der Lage, ab einem bestimmten Betrag des Produkts  $\omega_s T$  bei vorhandener Rechentotzeit die an ihn gestellten Aufgaben zu erfüllen. Zwar tritt dieser Effekt bei nicht vorhandener Rechentotzeit ebenfalls ein. Allerdings ist das erst bei einem höheren Betrag des Produkts  $\omega_s T$  der Fall. Diese Aussagen lassen sich durch numerische Stabilitätsuntersuchungen verifizieren (siehe Abschnitt 8). Erklären lässt sich die genannte Abhängigkeit von  $\omega_s T$  dadurch, dass bei der zeitkontinuierlichen Maschinenmodellierung in einem rotierenden Koordinatensystem implizit davon ausgegangen wird, dass sich der Statorspannungsraumzeiger entsprechend der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_s$  weiterdreht. Wegen des PWM-Betriebs ist das jedoch nicht der Fall. Ebenso wenig dreht sich der Statorspannungsraumzeiger beim Durchlaufen der Rechentotzeit weiter, da sie in einem statorfesten Koordinatensystem wirkt (siehe Abschnitt 4).

#### 4 PI-Stromregler mit Entkopplung für das zeitkontinuierliche Stromregelstreckenmodell mit Rechentotzeit

Die Erläuterungen im Abschnitt 3 legen es nahe, die Totzeit in das Streckenmodell, das dem Reglerentwurf zugrunde liegt, möglichst genau einzubeziehen. Um ein hierfür geeignetes Totzeitmodell zu erhalten, muss zunächst untersucht werden, an welcher Stelle der Signalverarbeitung die Totzeit genau auftritt und somit in welchem Koordinatensystem das Totzeitverhalten als klassisches Totzeitglied zu modellieren ist. Diesbezüglich ist zu beachten, dass die Rechentotzeit dadurch auftritt, dass die innerhalb eines Abtastintervalls berechneten Stellgrößen (Steuerspannungen) erst zu Beginn des darauf folgenden Abtastintervalls in die entsprechenden PWM-Register übernommen und somit aktiv werden. Da in die PWM-Register die ins statorfeste Koordinatensystem

zurücktransformierten Stellgrößen geschrieben werden, bedeutet das, dass die Totzeit im statorfesten Koordinatensystem abläuft. Soll die Regelstrecke jedoch im rotor- bzw. rotorflussfesten Koordinatensystem modelliert werden, dann muss die Totzeit noch in dieses Koordinatensystem transformiert werden. Bezeichnet man zu diesem Zweck die statorfesten orthogonalen Stellgrößen (Steuerspannungskomponenten) mit  $u_{St,\alpha}$  und  $u_{St,\beta}$ , dann lässt sich das Totzeitverhalten zwischen den Steuerspannungen und den mit  $u_{s,\alpha}$  und  $u_{s,\beta}$  bezeichneten statorfesten Statorspannungskomponenten - bei Verzicht auf eine weitergehende Modellierung des Schaltverhaltens des speisenden Stromrichters - durch die Differenzgleichungen

$$u_{s,\alpha}(t) = u_{St,\alpha}(t-T), \quad (4.1a)$$

$$u_{s,\beta}(t) = u_{St,\beta}(t-T) \quad (4.1b)$$

darstellen. Bei komplexer Zusammenfassung in Form eines Raumzeigers sind die Gln. (4.1a) und (4.1b) in der kompakteren Schreibweise

$$\begin{aligned} \underline{u}_s^s(t) &= u_{s,\alpha}(t) + j u_{s,\beta}(t) \\ &= u_{St,\alpha}(t-T) + j u_{St,\beta}(t-T) = \underline{u}_{St}^s(t-T) \end{aligned} \quad (4.2)$$

angebar. Der hochgestellte Index „s“ kennzeichnet dabei, dass der betreffende Raumzeiger aus der Sicht des statorfesten Koordinatensystems beschrieben wird.

Soll nun die Systemmodellierung im rotor- bzw. rotorflussfesten Koordinatensystem erfolgen, dann muss die Transformationsbeziehung zwischen den stator- und rotor- bzw. rotorflussfesten Darstellungen der jeweiligen Raumzeiger in Gl. (4.2) berücksichtigt werden. Bezeichnet  $\gamma_s$  den Winkel zwischen der statorfesten  $\alpha$ -Achse und der rotor- bzw. rotorflussfesten  $d$ -Achse, dann lauten die Transformationsbeziehungen beim Steuerspannungs- und Statorspannungsraumzeiger

$$\underline{u}_s^s(t) = e^{j\gamma_s(t)} \cdot \underline{u}_s^r(t), \quad (4.3a)$$

$$\underline{u}_{St}^s(t) = e^{j\gamma_s(t)} \cdot \underline{u}_{St}^r(t) \quad (4.3b)$$

bzw.

$$\underline{u}_{St}^s(t-T) = e^{j\gamma_s(t-T)} \cdot \underline{u}_{St}^r(t-T). \quad (4.3c)$$

Wird weiterhin angenommen, dass sich der Winkel  $\gamma_s$  innerhalb eines Abtastintervalls linear ändert, d. h. dass die Beziehung

$$\gamma_s(t) = \gamma_s(t-T) + \omega_s T \quad (4.4)$$

gilt, dann ergibt sich durch Einsetzen von Gl. (4.4) in Gl. (4.3a) sowie von der so modifizierten Gl. (4.3a) und der Gl. (4.3c) in Gl. (4.2) das Resultat

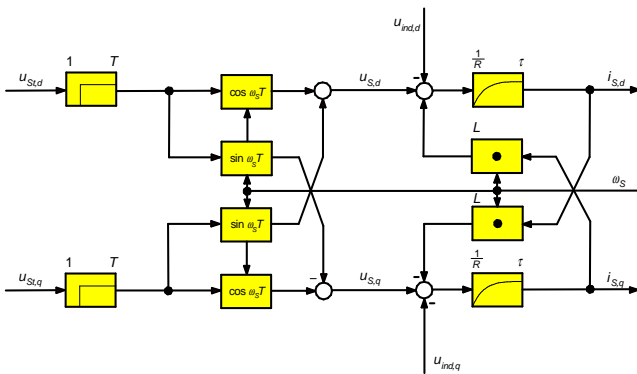
$$\underline{u}_s^r(t) = e^{-j\omega_s T} \cdot \underline{u}_{St}^r(t-T). \quad (4.5)$$

In reeller Schreibweise lässt es sich durch Real- und Imaginärteilbildung von Gl. (4.5) angeben. Man erhält dann die Darstellungsform

$$u_{s,d}(t) = \cos(\omega_s T) \cdot u_{St,d}(t-T) + \sin(\omega_s T) \cdot u_{St,q}(t-T), \quad (4.6a)$$

$$u_{s,q}(t) = -\sin(\omega_s T) \cdot u_{St,d}(t-T) + \cos(\omega_s T) \cdot u_{St,q}(t-T) \quad (4.6b)$$

Durch die Transformation der beiden im statorfesten Koordinatensystem angesiedelten Totzeitglieder in ein rotor- bzw. rotorflussfestes Koordinatensystem erfolgt demnach eine Verkopplung der beiden Totzeitpfade. Im Strukturbild 4.1 ist diese Verkopplung zusammen mit dem bereits im Bild 2.1 dargestellten Streckenteil wiedergegeben.



**Bild 4.1:** Um die Rechentotzeit erweitertes Strukturbild des für die Stromregelung relevanten Teils des elektrischen Teilsystems einer rotor- bzw. rotorflussfest beschriebenen Drehstrommaschine

Das im Bild 4.1 dargestellte System besitzt keine V-kanonische Struktur mehr. Eine ähnlich einfache Entkopplung wie die im Abschnitt 3 beschriebene ist daher

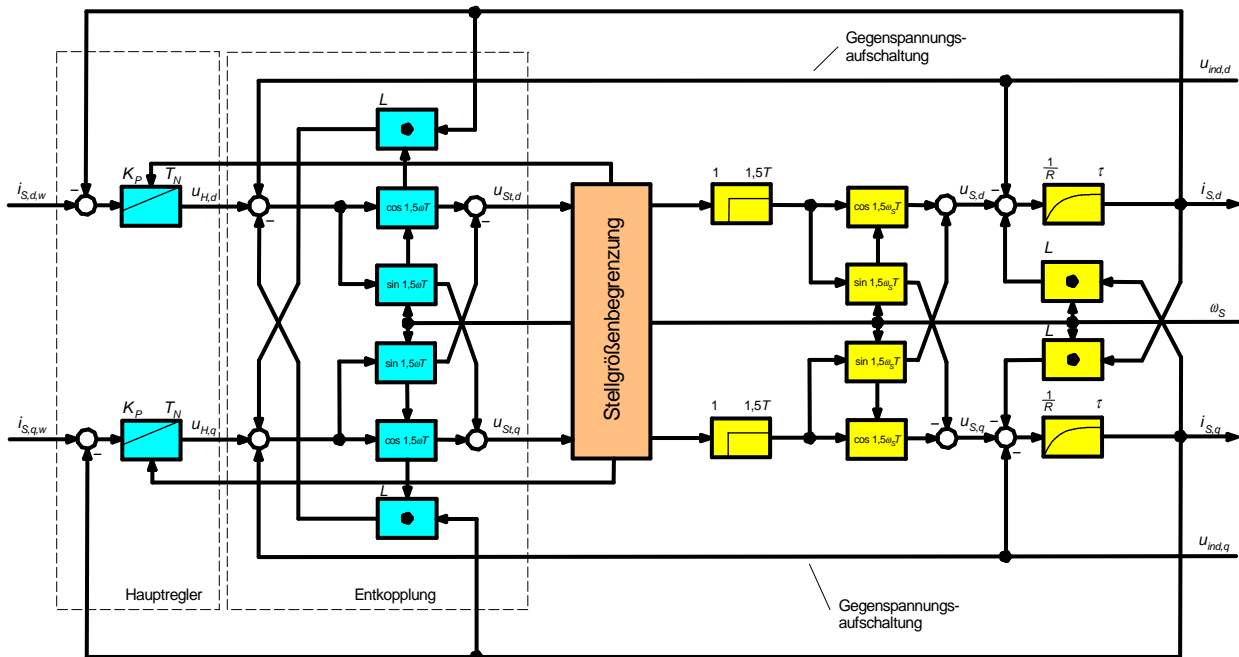
nicht möglich. Anstatt dessen könnte das im Bild 4.1 grafisch modellierte Systemverhalten in Form einer Übertragungsmatrix [12, 14] oder Übertragungsfunktionsmatrix [13] (als Mehrgrößenerweiterung der Übertragungsfunktion) dargestellt werden. Simuliert man jedoch das Systemverhalten, dann muss man feststellen, dass die Stromregelung bei höherer Statorfrequenz instabil ist.

Wird jedoch zunächst nur die transformierte Totzeitstruktur aus Bild 4.1 bzw. aus Gl. (4.5) oder (4.6) entkoppelt und anschließend die im Bild 3.1 dargestellte Entkopplungsmaßnahme über die Statorstromwertkomponenten durchgeführt, dann ergibt sich wiederum in weiten Drehzahlbereichen ein stabiles Antriebsverhalten.

Zum Erhalt der hierfür erforderlichen Entkopplungsterme ist es am einfachsten, den aus Gl. (4.5) hervorgehenden Verkopplungsterm zu invertieren, d. h. den Ansatz

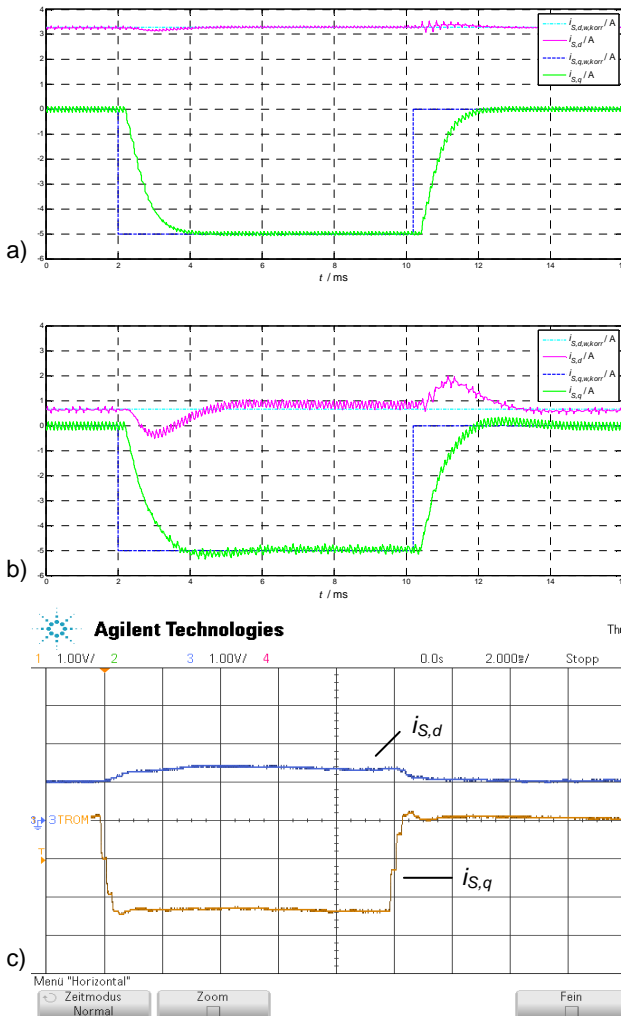
$$\underline{u}_{St}^r(t-T) = e^{j\omega_s T} \cdot \left( \underline{u}_{H}^r(t-T) + j\omega_s L \underline{i}_{S}^r(t-T) \right) \quad (4.7)$$

zu wählen. Die Multiplikation der reglerinternen Größen mit  $e^{j\omega_s T}$  am Reglerausgang wird im Folgenden als Totzeitentkopplung bezeichnet. Es zeigt sich darüber hinaus, dass eine um 50 % höhere Totzeit bei der gewählten Reglerstruktur ein besseres Regelverhalten nach sich zieht (siehe auch [5]). Erklären lässt sich dieser günstigere Wert dadurch, dass die Pulsbreitenmodulation näherungsweise als Totzeitglied mit der mittleren Totzeit  $T_{PWM}/2$  interpretiert werden kann. Sie addiert sich zur Rechentotzeit  $T$ , so dass im Fall  $T = T_{PWM}$  insgesamt die Totzeit  $1,5 T$  auftritt. Im Bild 4.2 ist diese Variante inklusive des zugehörigen Begrenzungsmechanismus dargestellt.



**Bild 4.2:** Strukturbild eines zeitkontinuierlich entworfenen und rotor- bzw. rotorflussorientiert arbeitenden Statorstrom-PI-Reglers mit Totzeitentkopplung und Regelstrecke (ohne Stromrichterstellglied, mit Rechentotzeit)

Das Bild 4.3 zeigt die zur Modellierung einer erhöhten Totzeit gehörenden Einschwingvorgänge für die Fälle  $f_S = 20$  Hz und  $f_S = 200$  Hz. Während die Diagramme 4.3a und 4.3b wieder Simulationsergebnisse enthalten, präsentiert das Bild 4.3c die Messergebnisse des entsprechenden realen Antriebs für  $f_S = 20$  Hz (Stromistwertkomponenten in den Abtastzeitpunkten).



**Bild 4.3:** Verlauf der rotorflussfesten Statorstromsoll- und -istwertkomponenten für den Fall eines zeitkontinuierlich entworfenen Statorstrom-PI-Reglers mit Totzeitentkopplung und Störgrößenaufschaltung bei rechteckförmiger Anregung durch den Querstromsollwert und einer zu Beginn vorliegenden Statorfrequenz von a) 20 Hz bzw. b) 200 Hz (jeweils Simulation mit Rechentotzeit) sowie c) 20 Hz (Messwerte; mit Rechentotzeit; nur Istwerte)

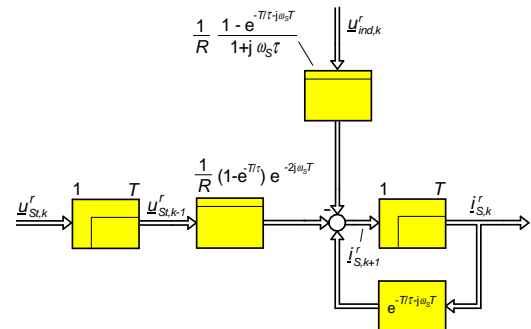
Die Zeitverläufe zeigen zum einen die gute Übereinstimmung zwischen den Mess- und Simulationsergebnissen. Zum anderen ist erkennbar, dass die betrachtete Reglerstruktur noch kein zufriedenstellendes Entkopplungsergebnis liefert.

## 5 Zeitdiskrete Beschreibung des dynamischen Verhaltens von Drehstrommaschinen

In [7] wurde gezeigt, dass spannungswechselrichter gespeiste Drehstrommaschinen im rotor- bzw. rotorflussfesten d-q-Koordinatensystem bei magnetischer Symmetrie und Vernachlässigung von Sättigungseffekten in sehr guter Näherung durch die komplexe Differenzgleichung

$$\begin{aligned} \underline{i}_{S,k+1}^r &= e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_S T} \cdot \underline{i}_{S,k}^r + \frac{1}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) \cdot e^{-(2)j\omega_S T} \cdot \underline{u}_{St,k(-1)}^r - \\ &- \frac{1}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_S T}}{1 + j\omega_S \tau} \cdot \underline{u}_{ind,k}^r \end{aligned} \quad (5.1)$$

beschreibbar sind. Hierbei ist zu beachten, dass der in Klammern gesetzte Index -1 und der in Klammern stehende Faktor 2 nur dann gelten, wenn eine Rechentotzeit von einem Abtastintervall auftritt. Für diesen Fall geht aus der Differenzgleichung (5.1) das im Bild 5.1 dargestellte komplexe Strukturbild der Stromregelstrecke hervor [7]. Bei vernachlässigter Rechentotzeit entfällt das unmittelbar an den Steuerspannungsraumzeiger angrenzende Totzeitglied sowie der Faktor 2 im Exponenten des nachfolgenden Proportionalglieds [7].



**Bild 5.1:** Zeitdiskretes komplexes Strukturbild des für die Stromregelung relevanten Teils des elektrischen Teilsystems einer rotor- bzw. rotorflussfest beschriebenen, wechselrichtergespeisten Drehstrommaschine (mit Rechentotzeit)

Alternativ lässt sich das in der Differenzgleichung (5.1) modellierte System auch im z-Bereich darstellen. Man erhält dann die z-Übertragungsgleichung

$$\begin{aligned} \underline{i}_{S,z}^r(z) &= \left(\frac{1}{z}\right) \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) \cdot e^{-(2)j\omega_S T}}{z - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_S T}} \cdot \underline{u}_{St,z}^r(z) - \\ &- \frac{1}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_S T}}{(1 + j\omega_S \tau) \cdot \left(z - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_S T}\right)} \cdot \underline{u}_{ind,z}^r(z) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Die darin in Klammern gesetzten Terme 1/z und 2 gelten wiederum nur, wenn eine Rechentotzeit von einem Abtastintervall modelliert ist.



## 6 PI-Stromregler mit Entkopplung für das zeitdiskrete Stromregelstreckenmodell ohne und mit Rechentzeit

Soll nun auf der Grundlage der Streckendifferenzengleichung (5.1) bzw. der Streckenübertragungsgleichung (5.2) ein Statorstromregler entworfen werden, dann bietet es sich ebenso wie bei der zeitkontinuierlichen Vorgehensweise an, zunächst eine Entkopplung durchzuführen. Im Fall einer verschwindenden Rechentzeit könnte hierzu durch Real- und Imaginärteilbildung von Gl. (5.1) und anschließender z-Transformation eine vektorielle

$$\underline{u}_{St,k}^r = e^{j\omega_s T} \cdot \left( R \cdot \frac{e^{-\frac{T}{\tau}} \cdot (1 - e^{-j\omega_s T})}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \underline{i}_{S,k}^r + \underline{u}_{H,k}^r + \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{(1 + j\omega_s \tau) \cdot (1 - e^{-\frac{T}{\tau}})} \cdot \underline{u}_{ind,k}^r \right) \quad (6.1)$$

vorgegeben werden. In Gl. (5.1) eingesetzt ergibt sich so die Differenzengleichung

$$\underline{i}_{S,k+1}^r = e^{-\frac{T}{\tau}} \cdot \underline{i}_{S,k}^r + \frac{1}{R} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) \cdot \underline{u}_{H,k}^r \quad (6.2)$$

der entkoppelten Strecke. In ihr sind nur noch reelle Gleichungskoeffizienten enthalten. Sie entsprechen den betreffenden Gleichungskoeffizienten der nicht entkoppelten Strecke bei verschwindender Statorfrequenz.

Für die entkoppelte Stromregelstrecke kann nun ein klassischer zeitdiskreter PI-Regler entworfen werden. Am einfachsten erfolgt das durch z-Transformation von Gl. (6.2) unter Vernachlässigung der Störgröße  $\underline{u}_{ind}^r$ . Bezeichnet man diesbezüglich die entstehende z-Übertragungsfunktion der entkoppelten Regelstrecke mit  $\underline{G}_{S,ek,z}(z)$ , dann ergibt sich

$$\underline{G}_{S,ek,z}(z) = \frac{\underline{i}_{S,z}^r(z)}{\underline{u}_{H,z}^r(z)} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}{z - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (6.3)$$

Es handelt sich demnach um ein klassisches, zeitdiskret beschriebenes PT1-Glied mit der Verstärkung  $1/R$  und der Zeitkonstante  $\tau$ . Wird es mit einem PI-Hauptregler mit der z-Übertragungsfunktion

$$\underline{G}_{R,H,z}(z) = K_P \cdot \frac{z - 1 + \frac{T}{T_N}}{z - 1} \quad (6.4)$$

mit der Proportionalverstärkung  $K_P$  und der Nachstellzeit  $T_N$  geregelt, dann liegt es nahe, den Pol im Nenner von  $\underline{G}_{S,ek,z}(z)$  mit der Nullstelle im Zähler von  $\underline{G}_{R,H,z}(z)$  gleichzusetzen. Diese Maßnahme führt auf die Bestimmungsgleichung

$$T_N = \frac{T}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (6.5a)$$

für die Nachstellzeit. Die Proportionalverstärkung lässt sich dagegen durch die Forderung festlegen, dass der verbleibende Pol der Führungsübertragungsfunktion positiv reell oder null und stabil sein soll sowie dass  $K_P$  un-

Übertragungsgleichung erzeugt werden, die wiederum eine V-kanonische Struktur aufweist und dann entsprechend der Vorgehensweise aus Abschnitt 3 entkoppelbar ist. Da nun aber die zugrunde liegende Differenzengleichung (5.1) bereits in komplexer Form vorliegt, kann dieser Schritt durch eine einfache Elimination der darin enthaltenen komplexen Gleichungskoeffizienten ersetzt werden. Im Fall einer verschwindenden Rechentzeit sowie unter Einbeziehung einer Störgrößenaufschaltung muss hierzu lediglich  $\underline{u}_{St,k}^r$  in Gl. (5.1) in der Form

ter dieser Nebenbedingung maximal ist. Als Ergebnis dieser Betrachtung folgt die Lösung

$$K_P = \frac{R}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (6.5b)$$

Mit ihr würde man das Einschwingen der Statorstromwertkomponenten auf einen Sollwertsprung unter idealen Voraussetzungen innerhalb eines Abtastintervalls erreichen (Regler mit endlicher Einstellzeit; Dead-Beat-Regler [13, 15]). Erfahrungsgemäß sind jedoch die Streckenparameter wie beispielsweise die wirksamen Induktivitäten und Widerstände nicht so genau bekannt, wie es für den Einsatz eines auf endliche Einstellzeit entworfenen Reglers erforderlich wäre, um Oszillationen zu vermeiden. Aus diesem Grund wird hier eine vierfach schwächere Einstellung des Stromreglerproportionalanteils gewählt, d. h. es soll

$$K_P = \frac{R}{4 \cdot \left( 1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right)} \quad (6.5c)$$

gelten. Das Produkt  $K_I T$  aus Integrationsbeiwert und Abtastzeit liefert dann schließlich den Wert

$$K_I T = \frac{K_P T}{T_N} = \frac{R}{4} \quad (6.5d)$$

Für hinreichend kleine Widerstände stimmt Gl. (6.5c) übrigens in recht guter Näherung mit dem Ergebnis von Gl. (3.5) überein.

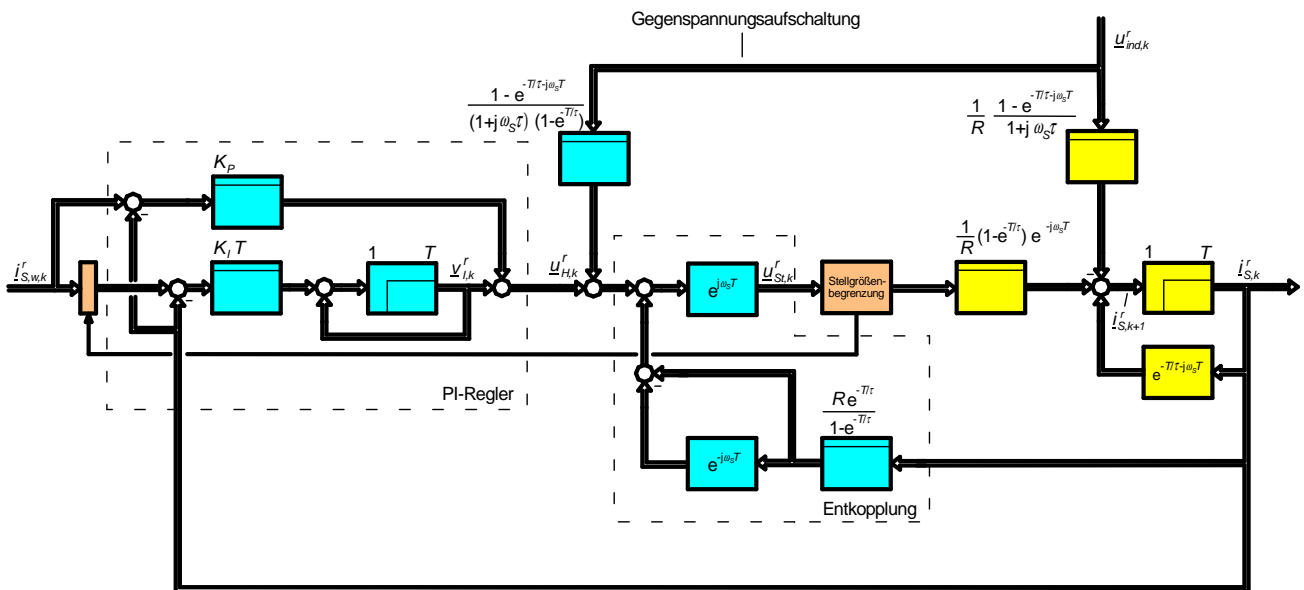
Das Regelgesetz, mit dem die Hauptreglerübertragungsfunktion (6.4) umgesetzt werden kann, lautet unter Verwendung der komplexen Integriererausgangsgröße  $\underline{v}_I^r$  sowie des Statorstromsollwertraumzeigers  $\underline{i}_{S,w}^r$  schließlich

$$\underline{u}_{H,k}^r = K_P \cdot \left( \underline{i}_{S,w,k}^r - \underline{i}_{S,k}^r \right) + \underline{v}_{I,k}^r, \quad (6.6a)$$

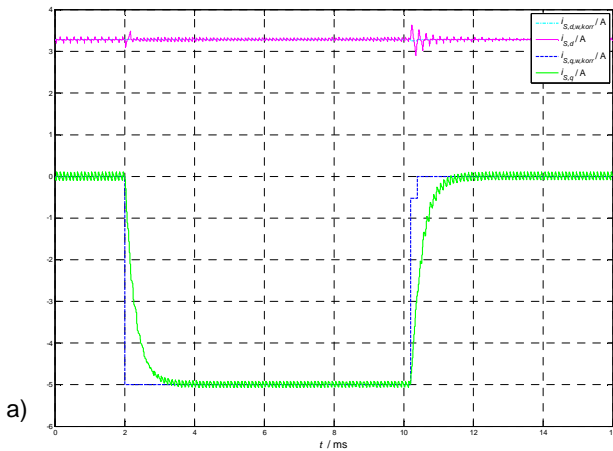
$$\underline{v}_{I,k+1}^r = \underline{v}_{I,k}^r + K_I T \cdot \left( \underline{i}_{S,w,k}^r - \underline{i}_{S,k}^r \right). \quad (6.6b)$$

Das Bild 6.1 zeigt das zu dieser Regelvariante gehörende komplexe Strukturbild des Haupt- und Entkopplungsreglers sowie des Begrenzungsmechanismus und der Stromregelstrecke. Die darin dargestellte Entkopplung

wird im Folgenden als vollständige V-Struktur basierte Entkopplung bezeichnet.



**Bild 6.1:** Komplexes Strukturbild eines zeitdiskret entworfenen und rotor- bzw. rotorflussorientiert arbeitenden Statorstrom-PI-Reglers mit vollständiger V-Struktur basierter Entkopplung und Regelstrecke (ohne Rechentotzeit)

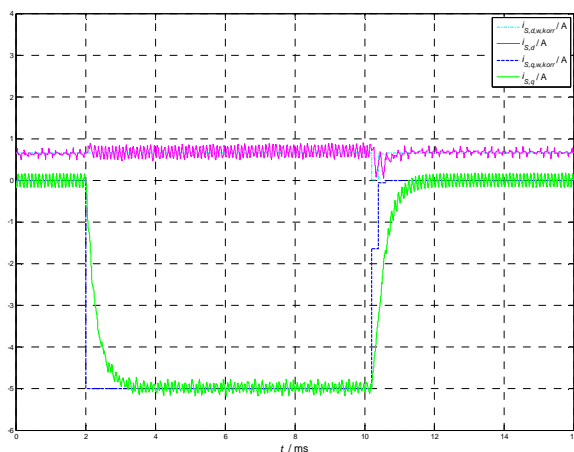


**Bild 6.2:** Verlauf der rotorflussfesten Statorstromsoll- und -istwertkomponenten für den Fall eines zeitdiskret entworfenen Statorstrom-PI-Reglers mit Entkopplung und Störgrößen-aufschaltung bei rechteckförmiger Anregung durch den Querstromsollwert und einer zu Beginn vorliegenden Statorfrequenz von a) 20 Hz bzw. b) 200 Hz (Simulation ohne Rechentotzeit)

Zur Beurteilung des damit erzielbaren Einschwingverhaltens werden wiederum Querstromsollwertsprünge bei einer Statorfrequenz von 20 Hz und von 200 Hz vorgegeben und die Systemreaktion auf diese Sprünge analysiert. Die Bilder 6.2a und 6.2b zeigen die betreffenden Soll- und Istverläufe unter Verwendung der Reglereinstellungen gemäß den Gln. (6.5c) und (6.5d).

Aus beiden Bildern geht deutlich hervor, dass die zeitdiskrete Entkopplung und der sich anschließende zeitdiskrete Reglerentwurf das bisher beste Einschwingverhalten der betrachteten Reglervarianten liefern. Entscheidend ist hierbei die auf dem zeitdiskreten Modell basierende Entkopplung. Man erkennt aber auch, dass die korrigierten Stromsollwerte beim Auftreten der Sollwertsprünge kurzzeitig vom eigentlichen Vorgabewert abweichen. Die Ursache hierfür ist das vorübergehende Erreichen der Ausgangsspannungsbegrenzung.

Tritt in der Antriebsregelung eine Rechentotzeit auf und wendet man die zuvor beschriebene Reglerstruktur und -parametrierung dennoch an, dann erhält man ein Einschwingverhalten, das sowohl bei  $f_s = 20$  Hz als auch bei  $f_s = 200$  Hz deutlich besser ist. Für eine akzeptable Entkopplung bei hoher Drehfrequenz muss demnach die Regelstrategie an die vorhandene Totzeit angepasst werden.



Eine relativ einfache Möglichkeit zur Entkopplung einer rechenzeitbehafteten Statorstromregelstrecke besteht darin, in der für diesen Fall gültigen Variante der Übertragungsgleichung (5.2)  $\underline{U}_{St,z}^r(z)$  so zu wählen, dass die in Gl. (5.2) enthaltenen komplexen Gleichungskoeffizienten eliminiert werden. Als Entkopplungs- und Vorsteuermaßnahme kann hierfür beispielsweise die Vorschrift

$$\underline{U}_{St,z}^r(z) = e^{2j\omega_s T} \cdot \frac{z - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{z - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \underline{U}_{H,z}^r(z) +$$

$$+ e^{2j\omega_s T} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{(1 + j\omega_s \tau) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)} \cdot \underline{U}_{ind,z}^r(z) \quad (6.7a)$$

gewählt werden. Bei der Realisierung dieser Beziehung muss in Bezug auf die erste Zeile allerdings genau darauf geachtet werden, in welcher Reihenfolge die Operationen durchgeführt werden. Denn wegen der Veränderbarkeit von  $\omega_s$  bei Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgängen handelt es sich streng betrachtet eben nicht um ein lineares System, bei dem die Reihenfolge der Übertragungsglieder unerheblich wäre. Unproblematisch ist dagegen die Realisierung der zweiten Zeile, zumal dort kein z-Operator und somit kein dynamischer Anteil enthalten ist. Bewährt hat es sich, Gl. (6.7a) in der Form

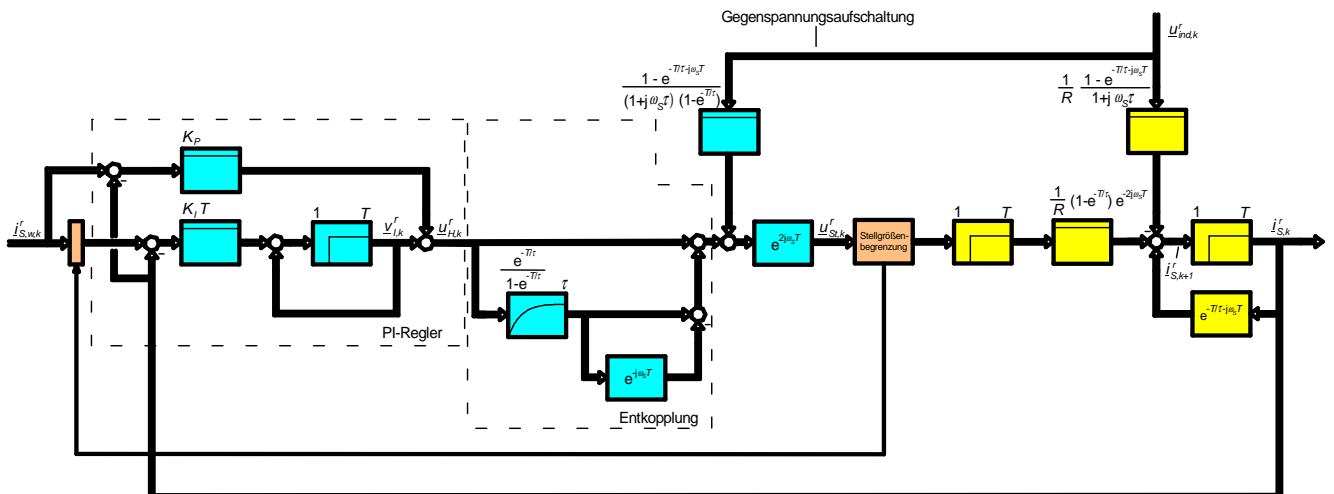
$$\underline{U}_{St,z}^r(z) = e^{2j\omega_s T} \cdot \left( \left( 1 + \frac{e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}{z - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot (1 - e^{-j\omega_s T}) \right) \cdot \underline{U}_{H,z}^r(z) + \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{(1 + j\omega_s \tau) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)} \cdot \underline{U}_{ind,z}^r(z) \right) \quad (6.7b)$$

zu implementieren. Hervorzuheben ist hierbei, dass der mittlere Faktor im Produkt innerhalb der zweiten Klammer ein zeitdiskretes PT1-Glied symbolisiert. Wird nun Gl. (6.7a) bzw. Gl. (6.7b) in Gl. (5.2) eingesetzt, dann erhält man die Übertragungsgleichung

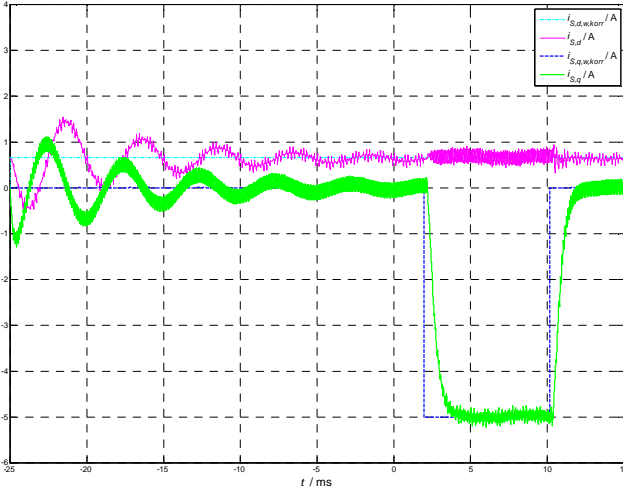
$$\underline{I}_{S,z}^r(z) = \frac{1}{z} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}{z - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \underline{U}_{H,z}^r(z) \quad (6.8)$$

der entkoppelten Strecke. Eine Regelung dieses Systems kann nun wieder mit Hilfe von zwei separaten PI-Hauptreglern erfolgen. Ohne Änderung können hierzu die Gln. (6.6a) und (6.6b) hinsichtlich der Reglerstruktur

sowie die Gln. (6.5c) und (6.5d) in Bezug auf die Parametrierung übernommen werden. Das Bild 6.3 zeigt die sich dadurch ergebende Regelungsstruktur – wiederum einschließlich des implementierten Begrenzungsmechanismus. Zur einfacheren Darstellung ist darin derjenige Ausdruck von Gl. (6.7b), der ein zeitdiskretes PT1-Glied beschreibt, mit dem Symbol eines zeitkontinuierlichen PT1-Glieds dargestellt. Da die geschilderte Vorgehensweise der einer Entkopplung eines P-kanonisch beschriebenen Systems ähnelt, wird diese Variante nachfolgend vollständige P-Struktur basierte Entkopplung genannt. Darüber hinaus zeigt das Bild 6.4 das zugehörige Einschwingverhalten für die Statorfrequenz 200 Hz, wenn die gleichen Hauptregler wie zuvor verwendet werden.



**Bild 6.3:** Komplexes Strukturbild eines zeitdiskret entworfenen und rotor- bzw. rotorflussorientiert arbeitenden Statorstrom-PI-Reglers mit vollständiger P-Struktur basierter Entkopplung und Regelstrecke (mit Rechenzeit)



**Bild 6.4:** Verlauf der rotorflussfesten Statorstromsoll- und -istwertkomponenten für den Fall eines zeitdiskret entworfenen Statorstrom-PI-Reglers mit vollständiger P-Struktur basierter Entkopplung mit Störgrößenaufschaltung bei rechteckförmiger Anregung durch den Querstromsollwert, ungünstig gewählten Anfangswerten und einer zu Beginn vorliegenden Statorfrequenz von 200 Hz (Simulation mit Rechenzeit)

Daraus geht hervor, dass das Regelungsziel, die Statorstromkomponenten schnell, überschwingungsfrei und unverkoppelt ihren Sollwerten nachzuführen, in der Nähe der Sprungstellen in guter Näherung erreicht wurde. Allerdings fällt auf, dass die Regelgrößen merklich oszillieren. Dieser Effekt tritt genau dann auf, wenn die in der Regelung angenommenen Streckenparameter mit den tatsächlichen nicht hinreichend gut übereinstimmen oder wenn Anfangswertauslenkungen vorhanden sind. Das Bild 6.4 zeigt deshalb zur Verdeutlichung dieses Sachverhalts auch die Vorgeschichte zu den Einschwingvorgängen. Hierbei wurde angenommen, dass die dynamischen Glieder im Regler mit Anfangswerten starten, die nicht den stationären Werten entsprechen.

Die Ursache für die obige Erscheinung besteht darin, dass zur Entkopplung der schwingungsfähige Pol der Streckenübertragungsfunktion durch die Kompensation mit einer gleich großen Zählernullstelle der Entkopplungsterme wirkungslos gemacht wurde. Das gelingt jedoch nur so lange, wie die Streckenparameter in den Entkopplungspfaden genau getroffen werden oder solange Anfangswerte keine Eigenmodi anregen, die sonst bei Führungsgrößenänderungen nicht angeregt würden. Der Kern des Problems ist somit der durch eine Pol-Nullstellen-Kürzung scheinbar wirkungslos gemachte schwingungsanregende Streckenpol. Eine derartige Konstellation ergibt sich auch, wenn die Entkopplung und Regelung mit Hilfe eines zeitdiskreten Kompensationsreglers [15] erfolgt. Stromregler gleichen oder ähnlichen Typs sind auch die in [2, 4, 10, 11] beschriebenen - und in [10, 11] *Stromvektorregler* bzw. *current vector controller* genannten und mit endlicher Einstellzeit konfigurierbaren - Varianten. Wegen der Ähnlichkeit der Probleme von Kompensationsreglern und deren Ursachen mit dem zuvor in diesem Beitrag beschriebenen Stromregelverfahren wird diese Reglervariante hier nicht weiter betrachtet.

Um die beschriebenen Probleme zu eliminieren, darf die Entkopplung bei vorhandener Rechenzeit nicht in Anlehnung an eine P-kanonische Streckenstruktur durchgeführt werden, sondern muss ähnlich wie bei Gl. (6.1) auf der Basis einer V-kanonischen Streckenstruktur erfolgen. Wegen der vorhandenen Rechenzeit ist das allerdings nicht so geradlinig umsetzbar wie im Fall einer verschwindenden Rechenzeit. Dennoch besteht der erste Schritt einer zu Gl. (6.1) ähnlichen Vorgehensweise darin, in Gl. (6.1) die komplexen Gleichungsterme durch geschickte Wahl des Steuerspannungsraumzeigers zu eliminieren. Damit jedoch diejenigen Größen, die im aktuell vorliegenden Abtastzeitpunkt gemessen oder erzeugt werden sollen, wie gewohnt den Zeitindex  $k$  erhalten, ist es zweckmäßig, in Gl. (6.1) die darin auftretenden Zeitindizes jeweils um eins zu erhöhen. Man erhält dann für den Fall einer Rechenzeit von einem Abtastintervall die Darstellungsform

$$\begin{aligned} \underline{i}_{S,k+2}^r &= e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T} \cdot \underline{i}_{S,k+1}^r + \frac{1}{R} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) \cdot e^{-2j\omega_s T} \cdot \underline{u}_{St,k}^r - \\ &\quad - \frac{1}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{1 + j\omega_s \tau} \cdot \underline{u}_{ind,k+1}^r. \end{aligned} \quad (6.9)$$

Nun kann formal ähnlich wie in Gl. (6.1) für den Steuerspannungsraumzeiger das Entkopplungsgesetz

$$\begin{aligned} \underline{u}_{St,k}^r &= e^{2j\omega_s T} \cdot \left( R \cdot \frac{e^{-\frac{T}{\tau}} \cdot (1 - e^{-j\omega_s T})}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \underline{i}_{S,k+1}^r + \underline{u}_{H,k}^r + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{(1 + j\omega_s \tau) \cdot (1 - e^{-\frac{T}{\tau}})} \cdot \underline{u}_{ind,k+1}^r \right) \end{aligned} \quad (6.10)$$

gewählt werden. In Gl. (6.9) eingesetzt führt es auf die Differenzgleichung

$$\underline{i}_{S,k+2}^r = e^{-\frac{T}{\tau}} \cdot \underline{i}_{S,k+1}^r + \frac{1}{R} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) \cdot \underline{u}_{H,k}^r. \quad (6.11)$$

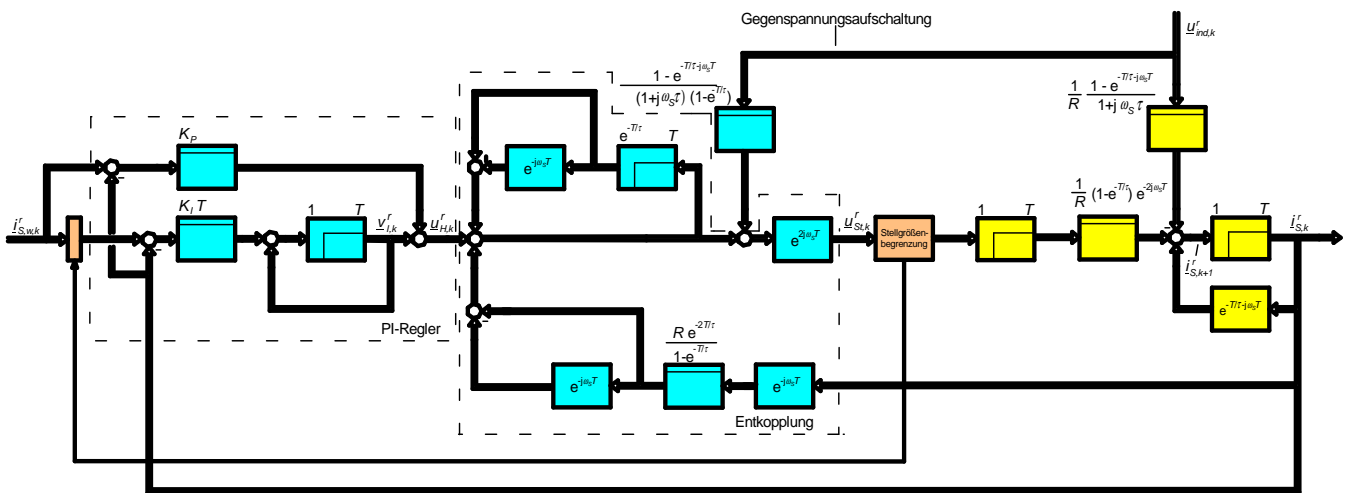
Das verbleibende Problem besteht nun darin, dass der aktuell zu bestimmende Steuerspannungsraumzeiger  $\underline{u}_{St,k}^r$  vom zukünftigen Statorstromraumzeiger  $\underline{i}_{S,k+1}^r$  und vom zukünftigen Gegenspannungsraumzeiger abhängt. Um diese nicht realisierbare Abhängigkeit zu beseitigen, müssen der zukünftige Statorstromraumzeiger und der zukünftige Gegenspannungsraumzeiger geschätzt werden. Während das beim Gegenspannungsraumzeiger wegen dessen langsamen Veränderbarkeit einfach durch Gleichsetzen des aktuellen Gegenspannungsraumzeigers mit dem zukünftigen erfolgen kann, ist der zukünftige Statorstromraumzeiger entweder explizit zu schätzen oder implizit durch Einsetzen von Gl. (5.1) in Gl. (6.10) in einen realisierbaren Ausdruck umzuformen. Der zuletzt genannte Weg wird im Folgenden besprochen. Als Ergebnis dieser Vorgehensweise erhält man das Resultat



$$\underline{u}_{St,k}^r = e^{2j\omega_s T} \cdot \left( R \cdot \frac{e^{-\frac{2T}{\tau}} \cdot (1 - e^{-j\omega_s T}) \cdot e^{-j\omega_s T}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \underline{i}_{S,k}^r + \underline{u}_{H,k}^r + \right. \\ \left. + e^{-\frac{T}{\tau}} \cdot (1 - e^{-j\omega_s T}) \cdot (e^{-2j\omega_s T} \cdot \underline{u}_{St,k-1}^r - \underline{u}_{ind,k}^r) + \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{(1 + j\omega_s \tau) \cdot (1 - e^{-\frac{T}{\tau}})} \cdot \underline{u}_{ind,k}^r \right) \quad (6.12)$$

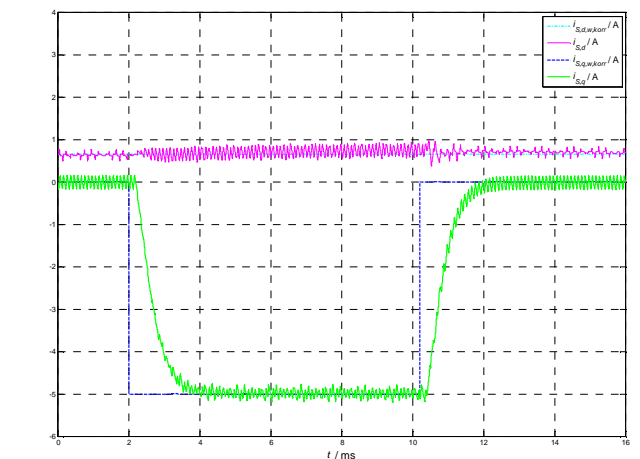
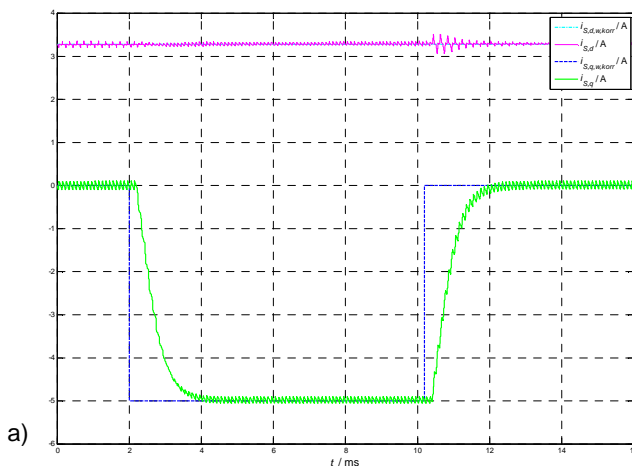
Das Bild 6.5 zeigt das dazu gehörende komplexe Strukturbild. Da die zugrundeliegende Vorgehensweise eher der Entkopplung einer V-kanonischen Systemstruktur

ähnelt als der einer P-kanonischen, wird die gewählte Entkopplung nachfolgend als vollständige V-Struktur basierte Entkopplung bezeichnet.



**Bild 6.5:** Komplexes Strukturbild eines zeitdiskret entworfenen und rotor- bzw. rotorflussorientiert arbeitenden Statorstrom-PI-Reglers mit vollständiger V-Struktur basierter Entkopplung und Regelstrecke (mit Rechenzeit)

Unter Verwendung der gleichen Hauptregler wie in den beiden vorausgehenden Regelungsvarianten zeigen die Bilder 6.6a und 6.6b die zugehörigen Einschwingvorgänge bei Statorfrequenzen von 20 Hz und 200 Hz.



**Bild 6.6:** Verlauf der rotorflussfesten Statorstromsoll- und -istwertkomponenten für den Fall eines zeitdiskret entworfenen Statorstrom-PI-Reglers mit vollständiger V-Struktur basierter Entkopplung und Störgrößenaufschaltung bei rechteckförmiger Anregung durch den Querstromsollwert und einer zu Beginn vorliegenden Sta-



die Zustandsreglerparameter im Fall einer verschwindenden Rechenzeit und gleicher Dynamik im d- und q-Pfad gemäß [7]

$$\underline{M}' = R \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot (1 - z_{R,1}), \quad (7.1a)$$

$$\underline{K}'_P = \frac{R}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \left( 1 - z_{R,1} - z_{R,2} + e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T} \right), \quad (7.1b)$$

$$\underline{K}'_I = R \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot (1 - z_{R,1}) \cdot (1 - z_{R,2}), \quad (7.1c)$$

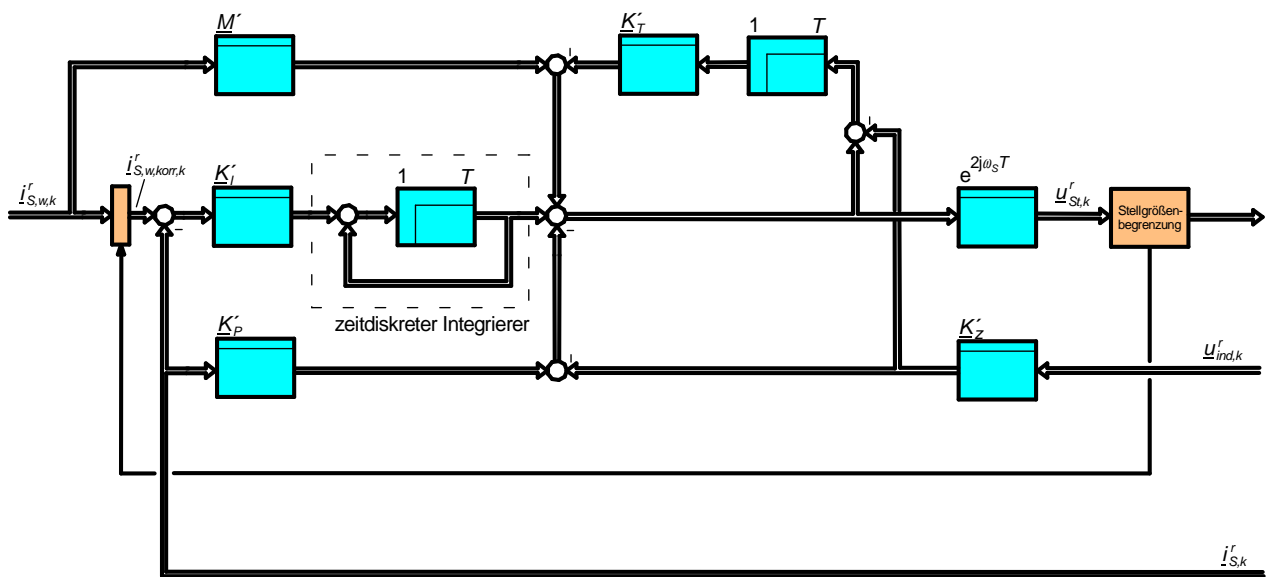
$$\underline{K}'_z = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{1 + j\omega_s \tau}, \quad (7.1d)$$

mit den zeitdiskreten Polen

$$z_{R,1} = e^{-\frac{T}{T_{w,1}}}, \quad (6.2a)$$

$$z_{R,2} = e^{-\frac{T}{T_{w,2}}}, \quad (6.2b)$$

des geregelten Systems. Hierbei wird der Pol  $z_{R,2}$  in der Führungsübertragungsfunktion durch eine entsprechende Zählernullstelle kompensiert.



**Bild 7.2:** Komplexes Strukturbild eines zeitdiskret entworfenen und rotor- bzw. rotorflussientiert arbeitenden Statorstromzustandsreglers (mit Rechenzeit)

Ist bei der Modellbildung und somit auch beim Reglerentwurf eine Rechenzeit von einem Abtastintervall zu berücksichtigen, dann erhält man nach [7] die Reglerparameter

$$\underline{M}' = R \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot (1 - z_{R,1}), \quad (7.3a)$$

$$\underline{K}'_P = R \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \left( (1 - z_{R,1}) \cdot (1 - z_{R,2}) + e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T} \cdot (1 - z_{R,1} - z_{R,2}) + e^{-\frac{2T}{\tau} - 2j\omega_s T} \right), \quad (7.3b)$$

$$\underline{K}'_T = e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T} + 1 - z_{R,1} - z_{R,2}, \quad (7.3c)$$

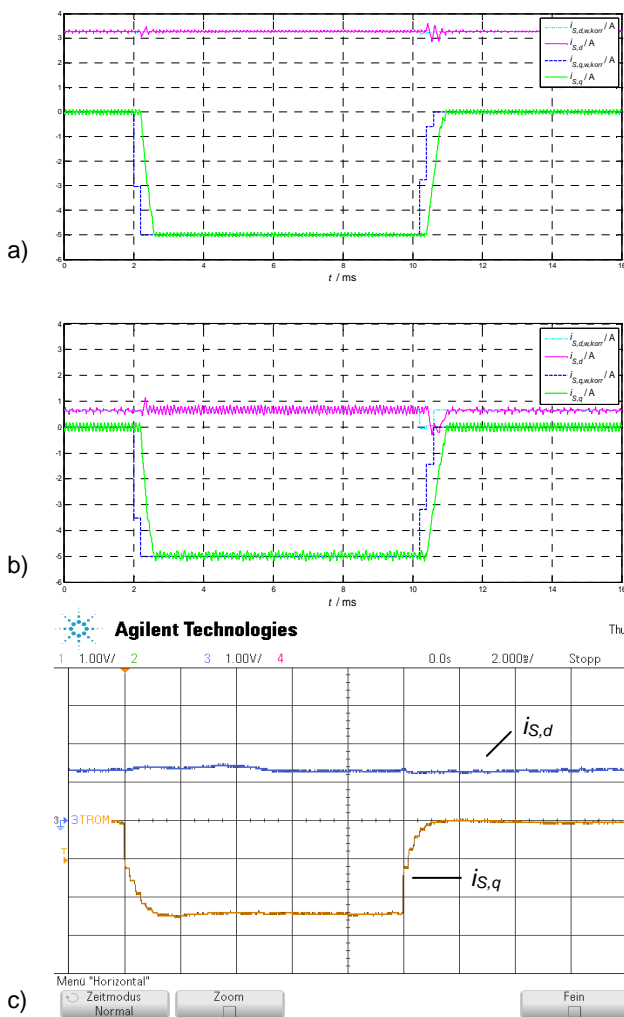
$$\underline{K}'_I = R \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot (1 - z_{R,1}) \cdot (1 - z_{R,2}), \quad (7.3d)$$

$$\underline{K}'_z = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} - j\omega_s T}}{1 + j\omega_s \tau}. \quad (7.3e)$$

Das Einschwingverhalten des Stromzustandsreglers ist für die Wahl der Zeitkonstanten  $T_{w,1} = T_{w,2} = 0,25$  ms nahezu identisch mit dem aus Bild 6.2 bzw. Bild 6.6. Auf eine explizite Wiedergabe wird daher verzichtet.

$T_{w,2}$  hätte hierbei aber auch deutlich größer gewählt werden können und es hätte sich dennoch praktisch das gleiche Einschwingverhalten ergeben, da der Pol  $z_{R,2}$  beim behandelten Zustandsreglerentwurf durch eine gleich große Zählernullstelle in der Führungsübertragungsfunktion kompensiert und somit in seiner Wirkung auf das Führungsverhalten neutralisiert wird. Um Modellierungsfehlern zu begegnen, die das schnelle Abklingen von Abweichungen vom Sollwert beeinträchtigen könnten, ist es dennoch ratsam,  $T_{w,2}$  nicht zu groß zu wählen. D. h. es soll ein hinreichend großer Einfluss der Reglerintegratoren sichergestellt werden. Der Pol  $z_{R,1}$  beeinflusst dagegen unmittelbar das Führungsverhalten. Oszillationen treten grundsätzlich nicht auf, sofern die Pole positiv reell und stabil sind und solange das Regelstreckenmodell die Realität hinreichend genau repräsentiert.

Das schnellst mögliche Einschwingen der Stromwertkomponenten auf ihre Sollwerte wird bei kompensiertem Pol  $z_{R,2}$  durch den Pol  $z_{R,1} = 0$  erzeugt, was einer gegen null gehenden Zeitkonstante  $T_{w,1}$  entspricht. Das Einschwingverhalten dieser als Dead-Beat-Regler bezeichneten Reglervariante ist in den Bildern 7.3a und 7.3b für den Fall einer Rechenzeit von einem Abtastintervall und einem Statorfrequenzanfangswert von 20 Hz bzw. 200 Hz dargestellt. Für die Zeitkonstante  $T_{w,2}$  wurde der Wert 0,25 ms beibehalten. Während es sich bei den Diagrammen 7.3a und 7.3b um Simulationsergebnisse handelt, zeigt das Bild 7.3c anhand von Messergebnissen, dass ein fast ebenso schnelles Einschwingen auch bei einem realen Antrieb erreicht werden kann. Wegen der sehr hohen Parameterempfindlichkeit eines Dead-Beat-Reglers wurde beim realen Antrieb allerdings die Zeitkonstante  $T_{w,1}$  auf 0,25 ms erhöht.



**Bild 7.3:** Verlauf der rotorflussfesten Statorstromsoll- und -istwertkomponenten für den Fall eines zeitdiskret entworfenen Statorstromzustandsreglers mit Dead-Beat-Verhalten (a, b) und Störgrößenaufschaltung bei rechteckförmiger Anregung durch den Querstromsollwert und einer zu Beginn vorliegenden Statorfrequenz von a) 20 Hz bzw. b) 200 Hz (jeweils Simulation mit Rechenzeit) sowie c) 20 Hz (Messwerte; mit Rechenzeit,  $T_{w,1} = 0,25$  ms; nur Istwerte)

Man erkennt bei genauer Betrachtung der Simulationsergebnisse, dass die Regelgröße  $i_{s,q}$  ihren Sollwert  $i_{s,q,korr,w}$  nach genau zwei Abtastschritten praktisch stationär genau erreicht und dabei keine Beeinflussung von  $i_{s,d}$  in den Abtastzeitpunkten auftritt. Im ersten Abtastintervall nach einer vorgenommenen Sollwertänderung erfolgt wegen der Rechenzeit noch keine Reaktion der Regelgröße. Im Verlauf des zweiten Abtastintervalls nach der Sollwertänderung wird dann der Übergang vom bisherigen zum neuen stationären Endwert vollzogen. Wegen des Erreichens der Spannungsbegrenzung beim Sollwertsprung wird der ursprüngliche Sollwertanstieg auf mehrere Abtastintervalle verteilt. Außerdem tritt im Begrenzungsfall verfahrensbedingt auch eine leichte Beeinflussung von  $i_{s,d,w,korr}$  und somit auch von  $i_{s,d}$  auf.

Abschließend bleibt noch zu erwähnen, dass bei vorhandener Rechenzeit alternativ zum vorgestellten Stromzustandsreglerentwurf auch ein Beobachter bzw. ein Stromprädiktor verwendet werden kann, der einen um ein Abtastintervall in der Zukunft liegenden Stromraumzeiger schätzt [6, 10, 11, 16]. Auf diesen Schätzwert kann bereits im aktuellen Abtastzeitpunkt zugegriffen und damit die erforderlichen Algorithmen durchgerechnet werden. Weil dann die erzeugten Stellgrößen genau in jenem Zeitpunkt den Pulsweitenmodulatoren übergeben werden können, in denen der zu ihrer Berechnung verwendete Stromraumzeiger gültig wird, ist in der Regelschleife keine Rechenzeit mehr wirksam. Somit können für  $K_P$  und  $K_I$  diejenigen Einstellvorschriften verwendet werden, die für den Fall ohne Rechenzeitmodellierung gelten. Der dadurch reduzierte Aufwand in der Reglerstruktur wird allerdings durch den benötigten Beobachter wieder aufgewogen oder gar übertroffen. Aus diesem Grund wird die Variante mit Beobachter, die grundsätzlich auch beim eher klassischen PI-Stromregler zur Elimination der Rechenzeit eingesetzt werden könnte, in diesem Beitrag nicht weiterverfolgt.

## 8 Vergleich des Stromzustandsreglers mit eher klassischen Stromreglern

Die Ausführungen in den vorangegangenen Abschnitten haben gezeigt, dass die Verwendung von klassischen PI-Reglern mit einer relativ einfachen, aus der zeitkontinuierlichen Systembeschreibung gewonnenen Entkopplungsstrategie tendenziell nur bei kleinen Beträgen des Produkts  $\omega_s T$  zu einem zufriedenstellenden Einschwingverhalten führt. Diesbezüglich detailliertere Stabilitätsuntersuchungen haben für den Sonderfall eines verschwindenden ohmschen Widerstands in der Stromregelstrecke die in der Tabelle 8.1 für verschiedene Stromregelvarianten angegebenen Grenzwerte für  $|\omega_s T|$  ergeben, ab denen der jeweilige Stromregelkreis instabil wird. Für nicht verschwindende ohmsche Widerstände, die aber gegenüber der Abtastzeit zu deutlich größeren Zeitkonstanten  $\tau$  führen, lassen sich ähnliche Ergebnisse gewinnen. Den Untersuchungen lag dabei eine nach Abschnitt 5 modellierte Regelstrecke zugrunde. Die Stromregelung erfolgte gemäß den Beschreibungen aus den Abschnitten 3, 4, 6 und 7. Wegen der höheren Anschaulichkeit ist  $|\omega_s T|$  in der Tabelle 8.1 zusätzlich noch in eine Gradzahl umgerechnet. Sie gibt den Winkelfortschritt der Raumzeiger während eines Abtastintervalls an. Aufgrund der Identität



$$\omega_s T = 2\pi \cdot \frac{f_s}{\mu \cdot f_{PWM}} = \frac{f_s}{f_T}, \quad (8.1)$$

die angibt, dass das Produkt  $\omega_s T$  proportional zum Quotienten aus Statorfrequenz  $f_s$  und Schaltfrequenz  $f_{PWM}$  bzw. Abtastfrequenz  $f_T$  ist und bei der  $\mu$  die Anzahl der

Abtastperioden pro Schaltperiode bezeichnet, ist in der Tabelle 8.1 zusätzlich noch der Quotient  $f_T/f_s$  angegeben, unterhalb dessen Instabilität auftritt.

Stromregelverfahren	Stabilitätsgrenze	
	$ \omega_s T $	$\frac{f_T}{f_s}$
Zeitkontinuierlich entworfener PI-Regler mit V-Struktur basierter Entkopplung gemäß Bild 3.1 bei nicht vorhandener Rechenzeit und mit $K_P$ nach Gl. (3.4a)	0,865 (49,6°)	7,25
Zeitkontinuierlich entworfener PI-Regler mit V-Struktur basierter Entkopplung gemäß Bild 3.1 bei vorhandener Rechenzeit und mit $K_P$ nach Gl. (3.5)	0,333 (19°)	18,87
Zeitkontinuierlich entworfener PI-Regler mit Totzeitentkopplung gemäß Bild 4.2 bei vorhandener Rechenzeit	0,796 (45,6°)	7,89
Zeitdiskret entworfener PI-Regler mit vollständiger V-Struktur basierter Entkopplung gemäß Bild 6.1 bei nicht vorhandener Rechenzeit	keine	
Zeitdiskret entworfener PI-Regler mit vollständiger P-Struktur basierter Entkopplung gemäß Bild 6.3 bei vorhandener Rechenzeit (Kompensationsregler)	keine	
Zeitdiskret entworfener PI-Regler mit vollständiger V-Struktur basierter Entkopplung gemäß Bild 6.5 bei vorhandener Rechenzeit	keine	
Zeitdiskret entworfener Zustandsregler gemäß Bild 7.1 bei nicht vorhandener Rechenzeit	keine	
Zeitdiskret entworfener Zustandsregler gemäß Bild 7.2 bei vorhandener Rechenzeit	keine	

**Tabelle 8.1:** Stabilitätsgrenzen verschiedener Stromregelverfahren für den Fall eines verschwindenden ohmschen Widerstands in der Stromregelstrecke

Zu beachten ist bei der Interpretation der Tabelle 8.1, dass die darin enthaltenen Zahlenangaben die Stabilitätsgrenze darstellen. Der betriebsmäßig zulässige Wertebereich für  $|\omega_s T|$  sollte mindestens um den Faktor zwei darunter liegen.

Deutliche Verbesserungen gegenüber den Ergebnissen der ersten drei Zeilen der Tabelle 8.1 ergeben sich erst, wenn die Stromregelstrecke als Grundlage für den Stromreglerentwurf einschließlich der Entkopplung zeitdiskret modelliert wird. Der Implementierungsaufwand für die betreffenden Entkopplungsmaßnahmen ist bei den eher klassischen Stromreglern jedoch ähnlich aufwändig wie beim Stromzustandsregler, und zwar sowohl für den Fall einer zu berücksichtigenden als auch für den Fall ohne zu berücksichtigende Rechenzeit. Der geringfügig kleinere Aufwand beim klassischen Stromregler für die beiden PI-Hauptregler im Vergleich zu den betreffenden Komponenten beim Stromzustandsregler rechtfertigt den geringeren Spielraum bei der Gestaltung der Regel-

dynamik nicht, zumal beim Stromzustandsregler noch die Möglichkeit besteht, den Einfluss der Integratoren deutlich zu erhöhen. Es empfiehlt sich daher, zumindest bei Anwendungen mit  $f_s > 0,025 f_T$  einen Stromzustandsregler einzusetzen.

Können beim ausgewählten Stromregelverfahren die berechneten Proportionalverstärkungen beispielsweise aufgrund ungenügender Streckenkenntnis und den daraus evtl. hervorgerufenen Stromüberschwingern oder aufgrund von Geräuschproblemen nicht realisiert werden, dann muss der Stromregler mit reduzierter Proportionalverstärkung und dadurch mit reduzierter Dynamik betrieben werden. Um dennoch das ursprünglich gewünschte Führungsverhalten erreichen zu können, besteht noch die Möglichkeit, ein geeignetes Sollwertfilter in den Pfad der Führungsgrößen zu integrieren. Details über diese Zusatzmaßnahme finden sich in [7]. Auch die Anpassung der Stromzustandsregelung an den Einsatz von Over-

sampling-Verfahren bei der Strommessung wird in [7] behandelt.

## 9 Zusammenfassung

Im Beitrag wurde erläutert, mit welchen Maßnahmen eine Entkopplung der Stromregelstrecke eines Drehstromantriebs durchgeführt werden kann und wie anschließend die Dynamik des entkoppelten Systems formbar ist. Es hat sich hierbei gezeigt, dass der Stromzustandsregler die besten Ergebnisse der miteinander verglichenen Regler liefert – gegenüber dem zeitdiskret entworfenen Stromregler mit vollständig V-Struktur basierter Entkopplung sind sie gleichwertig - und dass er mit den meisten Freiheitsgraden zur Gestaltung der Dynamik aufwartet. Diese Vorteile kommen insbesondere dann zum Tragen, wenn das Produkt  $\omega_s T$  einen bestimmten Betrag überschreitet. Ansonsten können je nach Erwartungshaltung an das Einschwingverhalten auch andere, eher klassisch strukturierte Stromregler eingesetzt werden. Soll ein bestimmtes Mindestmaß an Entkopplung gewährleistet werden, ist der algorithmische Aufwand beim Zustandsregler nicht größer als bei den übrigen Stromregelverfahren.

## Literatur

- [1] *Späth, H.*: Steuerverfahren für Drehstrommaschinen. Springer-Verlag, 1983.
- [2] *Briz, F.; Degner, M.; Lorenz, R.*: Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors. IEEE Transactions on Industry Applications 36 (2000), No. 3, S. 817 - 825.
- [3] *Schröder, D.*: Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen. 2. Auflage, Springer-Verlag, 2001.
- [4] *Bae, B.-H.; Sul, S.-K.*: A Compensation Method for Time Delay of Full-Digital Synchronous Frame Current Regulator of PWM AC Drives. IEEE Transactions on Industry Applications 39 (2003), No. 3, S. 802 - 810.
- [5] *Holtz, J.; Quan, J.; Pontt, J.; Rodríguez, J.; Newman, P.; Miranda, H.*: Design of Fast and Robust Current Regulators for High-Power Drives Based on Complex State Variables. IEEE Transactions on Industry Applications 40 (2004), No. 5, S. 1388 - 1397.
- [6] *Yim, J.-S.; Sul, S.-K.; Bae, B.-H.; Patel, N.; Hiti, S.*: Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio. IEEE Transactions on Industry Applications 45 (2009), No. 2, S. 763 - 771.
- [7] *Nuß, U.*: Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe. VDE-Verlag, 2010.
- [8] *Depenbrock, M.*: Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichter-speisung. etzArchiv 7/1985, S. 211 - 218.
- [9] *Pohjalainen, P.; Tiitinen, P.; Lalu, J.*: The next generation motor control method - Direct Torque Control, DTC, Proceedings of the EPE Chapter Symposium, S. 115 - 120, Lausanne, EPE, 1994.
- [10] *Quang, N.P.; Dittrich, J.-A.*: Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelungen. 2. Auflage. expert-Verlag, 1999.
- [11] *Quang, N.P.; Dittrich, J.-A.*: Vector Control of Three-Phase AC Machines. Springer-Verlag, 2008.
- [12] *Föllinger, O.*: Regelungstechnik, 10. Auflage. Hüthig Verlag, 2008.
- [13] *Lunze, J.*: Regelungstechnik 2, 5. Auflage, Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 2008.
- [14] *Isermann, R.*: Digitale Regelsysteme. Band 2. 2. Auflage. Springer-Verlag, 1987.
- [15] *Isermann, R.*: Digitale Regelsysteme. Band 1. 2. Auflage. Springer-Verlag, 1988.
- [16] *Lazhar, B.-B.; Kawamura, A.*: Digital Control of Induction Motor Current with Deadbeat Response Using Predictive State Observer. IEEE Transactions on Power Electronics 7 (1992), No. 3, S. 551 - 559.