



Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen

Technische Universität Graz

Masterarbeit

**Ständerflussorientierte Regelung  
einer Asynchronmaschine im  
Grundstell- und Feldschwächbereich**

Betreuer:

Ass. Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Seebacher Roland

Autor:

Schrausser Mario, 0430023

Graz, 2014

## Zusammenfassung

In dieser Masterarbeit soll die ständerflussorientierte Regelung einer Asynchronmaschine im **Grundstell-** und **Feldschwächbereich** erarbeitet und anschließend auf einem Prüfstand implementiert und mit Hilfe von Messungen verifiziert werden. Dabei erfolgt im Gegensatz zur rotorflussorientierten Regelung eine direkte Regelung der Stellgrößen wodurch die sonst üblichen Stromregler entfallen. Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt vor allem im Reglerentwurf, welcher nicht mit Hilfe von Frequenzkennlinienverfahren sondern mit Hilfe verschiedener Optimierungskriterien durchgeführt werden soll. Dieses Vorgehen hat den Vorteil, dass bei Änderungen der Maschinenparameter und damit auch der Regelstreckenparameter eine schnelle, effektive und stabile Anpassung der Reglerauslegung erfolgen kann. Des weitern kann diese Art des Entwurfs mit relativ geringen Aufwand auf andere Asynchronmaschinen übertragen werden. Im Weiteren wird noch kurz auf die nichtidealen Effekte der verwendeten Spannungszwischenkreisumrichter und der gegebenen Versuchsanordnung des Prüfstandes eingegangen.

## **Abstract**

In this thesis, a direct torque control of an asynchronous machine based on the stator flux reference frame is developed and implemented on an experimental setup. Furthermore this induction machine, supplied by an indirect voltage inverter, should operate in the basic setting and in the field-weakening range.

The advantage of the stator flux oriented control compared to the control based on the rotor flux reference frame is that no additional current regulators are needed. The main focus of this thesis is the controller design based on appropriate optimization criteria. Based on these methods, the controller designs can be customized fast and stable to parameter changes of the controlled system. Furthermore, in this work, a brief description of the nonlinear effects caused by the inverter and the experimental setup is given. The correct operation of the introduced control method is verified through simulations and experimental results.

## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>6</b>
<b>2</b>	<b>Das Prinzip der ständerflussorientierten Regelung</b>	<b>7</b>
<b>3</b>	<b>Raumzeigerdarstellung und Koordinatensysteme</b>	<b>9</b>
3.1	Raumzeigerdefinition (mittels Ständerspannungsraumzeiger)	9
3.2	Definition der Koordinatensysteme	12
3.3	Raumzeigerbetrachtung in den verschiedenen Koordinatensystemen	15
<b>4</b>	<b>Mathematische Beschreibung und Modellierung der Asynchronmaschine</b>	<b>18</b>
4.1	Beschreibung der Asynchronmaschine	18
4.2	Berücksichtigung der Stromabhängigkeit der Hauptinduktivität	20
4.3	Modellierung der Asynchronmaschine in Matlab Simulink	23
4.4	Simulationen mit dem erarbeiteten Simulink Modell	27
4.5	Berechnung mittels stationären Ersatzschaltbildes der ASM	36
<b>5</b>	<b>Reglerentwurf</b>	<b>39</b>
5.1	Vorbereitung für die Berechnung der Regelstreckenmodelle	40
5.2	Streckenübertragungsfunktion für den Momentreglerentwurf	42
5.3	Streckenübertragungsfunktion für den Flussreglerentwurf	44
5.4	Berücksichtigung des Leistungsstellglieds	48
5.5	Reglerentwurf nach dem Betragsoptimum	48
5.6	Reglerentwurf nach dem symmetrischen Optimum	53
5.7	Totzeitkompensation	61
5.8	Entwurf des Drehmomentreglers	63
5.8.1	Entwurf mittels Betragsoptimum bei Ständernennfluss	63
5.8.2	Entwurf mittels Betragsoptimum bei halben Ständernennfluss	69
5.8.3	Entwurf mittels symmetrischen Optimum bei Ständernennfluss	73
5.8.4	Entwurf mittels symmetrischen Optimum bei halben Ständernennfluss	77
5.9	Entwurf des Ständerflussreglers	78
5.9.1	Entwurf mittels Betragsoptimum bei Ständernennfluss	79
5.9.2	Entwurf mittels Betragsoptimum bei halben Ständernennfluss	82
5.10	Stellgrößenbeschränkung	83
5.11	Entwurf des Feldschwächreglers	85
5.11.1	Prinzip der Feldschwächung	85
5.11.2	Entwurf mittels Betragsoptimum	86
5.11.3	Stabilitätsverhalten der Regelkreise im Feldschwächbetrieb	89
5.11.4	Ständerstrombegrenzung im Feldschwächbetrieb	92
5.12	Übergang in den Zeitdiskreten Bereich	93
5.12.1	Zeitdiskrete Darstellung der PI-Regler	93
5.12.2	Zeitdiskrete Darstellung der Regelstrecken mit Totzeit	95
5.13	Anti-Windup Maßnahme bei PI-Reglern	96
5.13.1	Beschreibung des Windup-Effekts durch PI-Regler	96
5.13.2	Einführung der Anti-Windup Maßnahme	97
5.14	Zusammenfassung der berechneten Reglerparameter	98
5.14.1	Drehmomentregler nach dem Betragsoptimum bei Ständernennfluss	98
5.14.2	Drehmomentregler nach dem Betragsoptimum bei halben Ständernennfluss	98
5.14.3	Drehmomentregler nach dem symmetrischen Optimum bei Ständernennfluss	99
5.14.4	Drehmomentregler nach dem symmetrischen Optimum bei halben Ständernennfluss	99
5.14.5	Ständerflussregler nach dem Betragsoptimum bei Ständernennfluss	100
5.14.6	Ständerflussregler nach dem Betragsoptimum bei halben Ständernennfluss	100

5.14.7 Feldschwächeregler nach dem Betragsoptimum .....	100
<b>6 Ständerflussbeobachter .....</b>	<b>101</b>
6.1 Schätzung des Rotorflusses .....	101
6.2 Schätzung des Ständerflusses .....	106
<b>7 Darstellung des ständerflussorientierten Regelungssystems .....</b>	<b>109</b>
<b>8 Aufbau des Simulationsmodells .....</b>	<b>112</b>
8.1 Schematischer Versuchsaufbau .....	112
8.2 Modellierung der Wechselrichternichtlinearitäten .....	113
8.3 Modellierung der Elastischen Kopplung zwischen Prüfer und Prüfling .....	114
8.4 Resultierender Aufbau des Simulationsmodells .....	117
<b>9 Simulation der ständerflussorientierten Regelung .....</b>	<b>119</b>
9.1 Simulationsparameter .....	119
9.2 Betriebsverhalten bei Nennfluss .....	120
9.2.1 Sprung vom generatorischen in den motorischen Betrieb bei konstanter Drehzahl .....	125
9.2.2 Hochlauf in den Feldschwächbereich bei konstantem Drehmoment .....	127
9.2.3 Diskussion der Ergebnisse .....	129
<b>10 Messungen am Prüfstand und Vergleich mit den Simulationsergebnissen .....</b>	<b>130</b>
10.1 Betriebsverhalten bei Nennfluss .....	130
10.1.1 Sprung aus dem Leerlauf auf Nennmoment .....	130
10.1.2 Sprung aus dem Leerlauf auf halbes Nennmoment .....	133
10.1.3 Sprung vom generatorischen in den motorischen Betrieb .....	136
10.1.4 Hochlauf in den Feldschwächbereich bei halbem Nennmoment .....	139
10.2 Betriebsverhalten bei halbem Nennfluss .....	142
10.2.1 Sprung aus dem Leerlauf auf halbes Nennmoment .....	142
10.2.2 Hochlauf in den Feldschwächbereich bei halbem Nennmoment .....	144
10.3 Betriebsverhalten im Feldschwächbereich .....	148
10.3.1 Sprung vom halben Nennmoment auf 25Nm .....	148
10.3.2 Übergang vom Grundstell- in den Feldschwächbereich und zurück bei zwei konstanten motorischen und zwei generatorischen Momenten .....	150
10.4 Diskussion der Messergebnisse .....	161
10.5 Qualität der Ständerflussschätzung .....	161
10.5.1 Messung im Leerlauf .....	162
10.5.2 Messung im motorischen Betrieb (Grundstellbereich) .....	164
10.5.3 Messung im generatorischen Betrieb (Grundstellbereich) .....	165
10.5.4 Messung im motorischen Betrieb (Feldschwächbereich) .....	166
10.5.5 Messung im generatorischen Betrieb (Feldschwächbereich) .....	167
<b>11 Zusammenfassung und Ausblick .....</b>	<b>168</b>
<b>12 Literaturliste .....</b>	<b>169</b>
<b>Anhang A - Erweiterung des Feldschwächregelkreises .....</b>	<b>170</b>
A.1 Vergleich der Messungen am Prüfstand mit den Simulationen .....	172
A.1.1 Übergang vom Grundstell- in den Feldschwächbereich und zurück bei zwei konstanten motorischen und zwei generatorischen Momenten .....	172
<b>Anhang B - Nenndaten der Verwendeten Maschinen .....</b>	<b>182</b>
B.1 Prüfling (AM3) .....	182
B.2 Prüfer (AM2) .....	182
<b>Anhang C - Maschinenparameter für Reglerentwurf (Prüfling) .....</b>	<b>183</b>

## 1 Einleitung

Als Grundlage dieser Arbeit wurde das in [1] beschriebene Verfahren verwendet. Darin wird eine effiziente Methode zur Drehmomentregelung beschrieben, indem die Feldorientierte Regelung nicht wie oft üblich in einem am Rotorfluss sondern am Ständerfluss orientierten Koordinatensystem erfolgt. Damit wird jener Nachteil vermieden, welcher eine Ermittlung des Rotorwinkels notwendig macht um damit wiederum den Betrag des Rotorflusses und dessen Winkel im Rotorkoordinatensystem schätzen zu können. Dabei können schon kleine Abweichungen der Winkelschätzung (z.B. hervorgerufen durch die Nichtlinearitäten des Pulswechselrichters) zu einem schlechterem Regelverhalten oder sogar zur Instabilität führen.

Der Ständerfluss hingegen kann, wenn auch mit etwas höherem Messaufwand verbunden, durch geeignete Strom-, Spannungs- und wenn nötig durch zusätzliche Drehzahlmessung (bei niedrigen Ständerfrequenzen) im ständerfesten Koordinatensystem ermittelt werden. Des Weiteren erfolgt durch die am Ständerfluss orientierte Regelung eine effizientere Nutzung der Asynchronmaschine, so dass diese, im Gegensatz zur Regelung auf konstante Rotorflussamplitude, im Teillastbereich nicht mit mehr Schlupf als notwendig betrieben wird. Aufgrund der fehlenden Ständerspannungsmessung im Labor wird in dieser Arbeit der Ständerfluss über den Rotorfluss ermittelt d.h. es wird prinzipiell die Umsetzung der ständerflussorientierten Regelung erarbeitet, jedoch wirken sich bei der praktischen Realisierung die oben erwähnten Nachteile bei der Winkel- und Flusschätzung aus. Dass diese Umsetzung trotzdem gut funktioniert wird durch abschließende Messungen verifiziert.

Die **Aufgabenstellung** dieser Masterarbeit lautet somit:

- Modellierung einer Asynchronmaschine in Matlab Simulink
- Verifikation des Modells mittels dem stationären Ersatzschaltbild für diverse Betriebspunkte
- Entwurf der ständerflussorientierten Fluss- und Drehmomentregler
- Entwurf des Feldschwächereglers
- Entwurf des Ständerflussbeobachters unter Berücksichtigung der Stromabhängigkeit der Hauptinduktivität
- Simulationstechnischer Aufbau des Prüfstandes (zwei Asynchronmaschinen, Prüfer und Prüfling elastisch gekoppelt)
- Implementierung der Regelung auf dem realen Prüfstand
- Verifizierung der Simulationsergebnisse durch abschließende Messungen

Die **Parameterbestimmungen** der Maschinen (Prüfer und Prüfling) sowie die **Sensorkalibrierung** des realen Aufbaus sind bereits in [5] erfolgt und werden in dieser Arbeit als **gegeben** betrachtet.

## 2 Das Prinzip der ständerflussorientierten Regelung

Bei diesem, zu erarbeitenden Verfahren, wird mittels einem Fluss- und einem Drehmomentregler jene Stellgrößen berechnet, welche direkt die Komponenten eines am Ständerfluss orientierter Ständerspannungsraumzeiger  $\underline{u}_S$  darstellen. Dieser Spannungsraumzeiger, welcher dann im ständerfesten Koordinatensystem der Asynchronmaschine betrachtet wird ( $\underline{u}_S^S$ ), beeinflusst direkt den Ständerfluss  $\underline{\Psi}_S^S$  gemäß Abb. 1 mit

$$\underline{\Psi}_S^S = \int (\underline{u}_S^S - \underline{i}_S^S \cdot R_S) \quad (1)$$

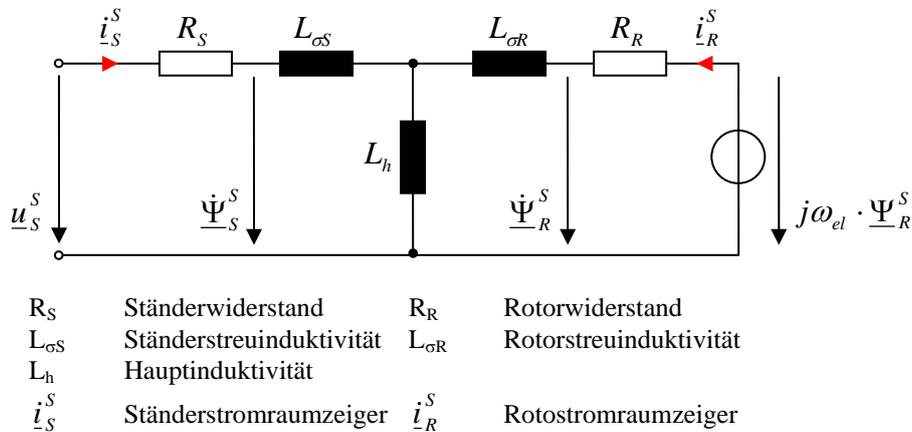


Abb. 1 Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine im ständerfesten Koordinatensystem

Dabei ist  $\omega_{el}$  die elektrische Winkelgeschwindigkeit welche sich aus dem Produkt der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_m$  und der Polpaarzahl  $p$  zusammensetzt.

Der Rotorflussraumzeiger  $\underline{\Psi}_R^S$  folgt  $\underline{\Psi}_S^S$  um die Rotorzeitkonstante  $\tau_{\sigma R}$  verzögert, so dass sich zwischen diesen Raumzeigern der Winkel  $\theta_\psi$  ausbildet.

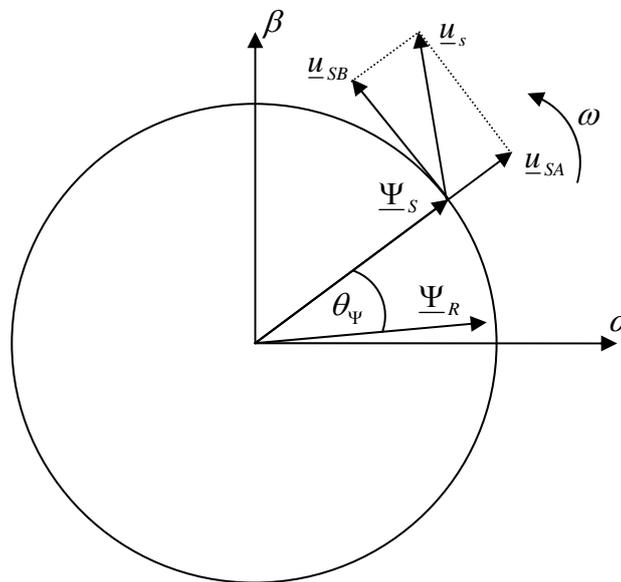
$$\tau_{\sigma R} = \frac{L_{\sigma R} + L_h}{R_R} = \sigma \frac{L_R}{R_R} \quad (2)$$

$L_R$  ... Rotorinduktivität,  $\sigma$  ... Blondelscher Streukoeffizient

Das dadurch entstehende Drehmoment der Asynchronmaschine verhält sich dabei proportional zu dem Produkt aus den Beträgen von  $\underline{\Psi}_S^S$ ,  $\underline{\Psi}_R^S$  und dem Sinus des eingeschlossenen Winkels  $\theta_\psi$ :

$$M \sim |\underline{\Psi}_S^S| \cdot |\underline{\Psi}_R^S| \cdot \sin(\theta_\Psi) \quad (3)$$

Damit die Maschine im stationären Betrieb mit dem bestmöglichen Wirkungsgrad genutzt wird, muss die Spitze des Ständerflussraumzeigers auf einem Kreis, wie in Abb. 2 ersichtlich, geführt werden dessen Radius im Grundstellbereich einem gewünschten Sollfluss (i.d.R. Nennfluss) entspricht. Diese Kreisbahnführung wird einerseits durch die normal auf den Ständerflussraumzeiger stehende Ständerspannungsraumzeigerkomponente  $\underline{u}_{SB}$ , welche die Stellgröße des Drehmomentreglers darstellt und andererseits durch einen in Richtung  $\underline{\Psi}_S^S$  wirkenden Spannungsraumzeigeranteil  $\underline{u}_{SA}$ , welcher der Stellgröße des Ständerflussreglers entspricht, sicher gestellt. Es ist ersichtlich, dass über  $\underline{u}_{SB}$  die Rotationsgeschwindigkeit  $\omega$  und über  $\underline{u}_{SA}$  die Amplitude von  $\underline{\Psi}_S^S$  beeinflusst wird. Wird nun ausgehend vom Leerlaufpunkt der Maschine mit  $M = 0 \text{ Nm}$  ein Drehmoment gefordert, so wird die Komponente  $\underline{u}_{SB}$  schnell vergrößert, wobei aufgrund der Trägheit von  $\underline{\Psi}_R^S$  auch der Winkel  $\theta_\Psi$  zunimmt. Gemäß (3) nimmt damit das Moment zu und zwar solange, bis das gewünschte Sollmoment erreicht wird. Danach muss  $\underline{u}_{SB}$  wieder verringert werden während  $\underline{u}_{SA}$  so eingestellt wird, dass eine Abnahme der Ständerflussamplitude aufgrund der Vergrößerung des Spannungsabfalls  $i_S^S \cdot R_S$  kompensiert wird.



$\alpha, \beta$  - Achsen des Ständerfesten Koordinatensystems

Abb. 2 Raumzeigerdarstellung für das Prinzip der ständerflussorientierten Regelung

### 3 Raumzeigerdarstellung und Koordinatensysteme

In den nachfolgenden Kapiteln wird mit Raumzeigern und Unterschiedlichen Koordinatensystemen gearbeitet. Zu deren besseren Verständnis erfolgt daher zuerst eine kurze Einführung basierend auf [2] und [3] soweit es für diese Arbeit notwendig ist.

Bei Berechnungen in einem dreiphasigen System wird für eine einfachere Handhabung zur Raumzeigerdarstellung übergegangen. Es wird dabei von einem symmetrischen Dreiphasen-System ausgegangen, in dem angenommen wird, dass im stationären Betrieb die Elektrischen Größen die gleiche Amplitude aufweisen, zueinander um  $120^\circ$  phasenverschoben sind und nur dessen Grundschwingungsfrequenz betrachtet wird.

Des weiteren gilt, dass dieses System einer Sternschaltung entspricht, bei der kein Nullleiter angeschlossen ist und dass die arithmetische Summe der elektrischen Phasen-Größen im Ständer wie z.B. **Strom**, Spannung, Fluss etc. Null ist. Damit ist man in der Lage, durch nur zwei Größen, die dritte aus der Nullbedingung berechnen zu können.

#### 3.1 Raumzeigerdefinition (mittels Ständerspannungsraumzeiger)

Bei Betrachtung der Phasenspannungen in den drei Ständerwicklungen der Asynchronmaschine, muss zur Raumzeigerdarstellung sowohl die räumliche bzw. örtliche Lage als auch die zeitliche Änderung berücksichtigt werden. Für die **zeitliche** Änderung der Spannungen in den Wicklungen a, b und c gilt

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \hat{U} \cdot \cos(\omega_s t) \\ u_b(t) &= \hat{U} \cdot \cos(\omega_s t - 120^\circ) \\ u_c(t) &= \hat{U} \cdot \cos(\omega_s t - 240^\circ) \end{aligned} \quad (4)$$

mit  $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$  ... Ständerkreisfrequenz

Weiters wird angenommen (wie schon zuvor erwähnt):

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \quad (5)$$

Als nächstes wird die **räumliche** Lage der Spannungen berücksichtigt:

$$\begin{aligned} \underline{u}_a &= u_a(t) \cdot e^{j\varphi_a} & \varphi_a &= 0^\circ \\ \underline{u}_b &= u_b(t) \cdot e^{j\varphi_b} & \text{mit } \varphi_b &= 120^\circ \\ \underline{u}_c &= u_c(t) \cdot e^{j\varphi_c} & \varphi_c &= 240^\circ \end{aligned} \quad (6)$$

Mit den Gleichungen in (6) werden also drei Zeiger definiert, welche sowohl in der Zeit als auch in ihrer Lage zueinander um  $120^\circ$  versetzt sind.

Diese Zusammenhänge werden durch den resultierenden komplexen Ständer-  
spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  folgendermaßen beschrieben:

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3} \cdot \left( u_a(t) \cdot e^{j\theta} + u_b(t) \cdot e^{j(\theta+120^\circ)} + u_c(t) \cdot e^{j(\theta+240^\circ)} \right) \quad (7)$$

Dabei ist  $\theta$  der Winkel zwischen der Wicklungsachse a und der reellen Achse  $\alpha$  des ständerfesten Koordinatensystems welches den Raumzeiger beschreibt (Abb. 3). D.h. mit  $|\theta| > 0$  kann  $\underline{u}_s$  auf ein anderes bzw. weiteres Koordinatensystem bezogen werden.

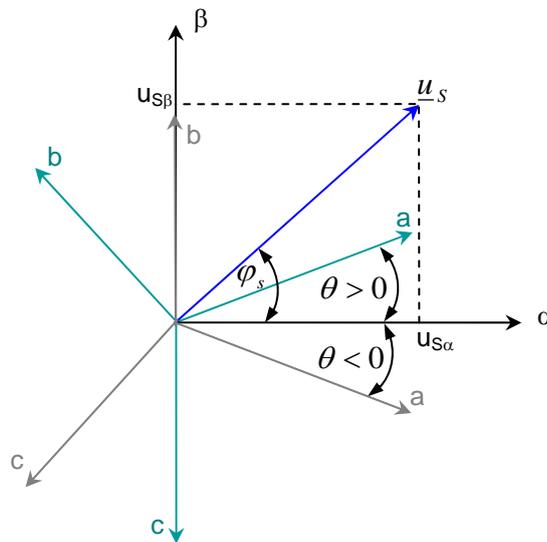


Abb. 3 Darstellung des Ständerspannungsraumzeigers im ständerfesten Koordinatensystem

Für die weiteren Berechnungen und Betrachtungen soll die Wicklungsachse a mit der  $\alpha$ -Achse zusammenfallen so dass  $\theta = 0$  gilt. Damit erfolgt die Berechnung des Spannungsraumzeigers  $\underline{u}_s$  mit

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3} \cdot \left( u_a(t) + u_b(t) \cdot \underline{a} + u_c(t) \cdot \underline{a}^2 \right) \quad (8)$$

Hier sind  $\underline{a}$  und  $\underline{a}^2$  komplexe Drehfaktoren mit der Definition

$$\underline{a} = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (9)$$

$$\underline{a}^2 = e^{j240^\circ} = e^{-j120^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (10)$$

Setzt man (4), (9) und (10) in (8) ein, so erhält man

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3} \cdot \hat{U} \cdot \left[ \cos(\omega_s t) + \cos(\omega_s t - 120^\circ) \cdot \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + \cos(\omega_s t - 240^\circ) \cdot \left( -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]. \quad (11)$$

Damit ergibt sich unter Berücksichtigung von

$$-\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_s t - 120^\circ) - \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_s t - 240^\circ) = \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_s t) \quad (12)$$

und

$$j \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega_s t - 120^\circ) - j \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega_s t - 240^\circ) = j \frac{3}{2} \cdot \sin(\omega_s t) \quad (13)$$

in (11) eingesetzt

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3} \cdot \hat{U} \cdot \left( \frac{3}{2} \cdot \cos(\omega_s t) + j \frac{3}{2} \sin(\omega_s t) \right) = \hat{U} \cdot e^{j\omega_s t} \quad (14)$$

Somit erhält man einen Spannungszeiger, dessen Amplitude  $\hat{U}$  gleich jener der Phasenspannungen ist und welcher mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_s$  rotiert.

Für  $\theta \neq 0$  ergibt sich

$$\underline{u}_s = \hat{U} \cdot e^{j\omega_s t} \cdot e^{j\theta} \quad (15)$$

Mit Hilfe von (15) kann die resultierende Spannung (entspricht der Summe der Gleichungen in (6)) an jedem beliebigen Ort berechnet werden:

$$u_s(\theta, t) = u_a(\theta, t) + u_b(\theta, t) + u_c(\theta, t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\underline{u}_s\} \quad (16)$$

Damit wurden die drei Phasengrößen in ein zweiphasiges System der Form

$$\underline{u}_s = \operatorname{Re}\{\underline{u}_s\} + j \cdot \operatorname{Im}\{\underline{u}_s\} \quad (17)$$

überführt, dessen Achsen senkrecht aufeinander stehen. In gleicher Weise können auch die weiteren Phasengrößen in geeignete Raumzeiger transformiert werden.

### 3.2 Definition der Koordinatensysteme

Wie in (8) ersichtlich ist, erfolgt die Transformation dreier Phasengrößen bzw. wie im zuvor erwähnten Fall die Transformation der drei Phasenspannungen so, dass die reelle Achse des kartesischen Koordinatensystems welches den Spannungsraumzeiger aufspannt, mit der a-Wicklungsachse des Dreiphasensystems zusammenfällt. Dieses Koordinatensystem wird als **Ständerkoordinatensystem (SKS)** bezeichnet, dessen Achsen mit  $\alpha$  (Realteil) und  $\beta$  (Imaginärteil) bezeichnet werden. Da die Wicklungsachsen a, b und c raumfest sind, ist auch das  $\alpha$  -  $\beta$ -System raumfest. In dieser Arbeit werden im Weiteren alle Buchstaben welche Raumzeiger darstellen unterstrichen wobei die Indizes z.B. "S" und "R" in der Basis für Stator oder Rotor stehen und die Indizes in der Potenz die Orientierung des Koordinatensystems angeben.

Somit wird mit  $\underline{u}_S^S$  der Ständerspannungszeiger im Ständerkoordinatensystem angegeben. Wird (8) etwas umgeformt so erhält man

$$\underline{u}_S^S = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = u_{S\alpha} + ju_{S\beta} \quad (18)$$

Führt man (18) in die Matrix-Vektor Schreibweise um so erhält man für die **Komponenten des Spannungszeigers im SKS**:

$$\begin{bmatrix} u_{S\alpha} \\ u_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos(120^\circ) & \cos(240^\circ) \\ 0 & \sin(120^\circ) & \sin(240^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

bzw.

$$\begin{bmatrix} u_{S\alpha} \\ u_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{T_1} \cdot \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} \quad (20)$$

oder kurz

$$\vec{u}_s^S = T_1 \cdot \vec{u}_{s,abc} \quad (21)$$

$T_1$  ... Transformationsmatrix, **3-phasige Ständergrößen in SKS**

Der Vollständig halber wird hier noch die allgemeine Form der Transformationsmatrix angegeben und zwar für jenen Fall, bei dem die Wicklungsachse  $a$  nicht mit der  $\alpha$ -Achse zusammenfällt.

$$T_1 = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos(\theta + 240^\circ) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (22)$$

Durch (18), (19) und (20) wird der Unterschied zwischen Raumzeiger und Vektor deutlich gemacht.

Natürlich kann die Berechnung in (20) auch umgekehrt werden indem der Vektor  $\vec{u}_s^S$  bzw. Gleichung (21) mit der Pseudoinversen von  $T_1$ ,  $T_1^+$  multipliziert wird.

Mit

$$T_2 = T_1^+ = \begin{bmatrix} +1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$T_2$  ... Transformationsmatrix vom **SKS zum 3-Phasen-System**

ergibt sich

$$T_1^+ \cdot T_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

und schlussendlich

$$T_1^+ \cdot \vec{u}_s^S = \vec{u}_{s,abc} \quad (25)$$

Unter Ausnutzung von (5) können die Transformationsmatrizen reduziert werden. Setzt man für

$$u_c(t) = -u_a(t) - u_b(t) \quad (26)$$

ein, so erhält man für  $T_1$

$$T_{1,r} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{2\sqrt{3}}{3} \\ 3 & 3 \end{bmatrix} \quad (27)$$

und für  $T_2$

$$T_{2,r} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 2 & 2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

Auf gleiche Weise kann man ein weiteres kartesisches Koordinatensystem fest an der a Achse des dreiphasigen **Rotor**-Wicklungssystem orientieren (**Rotorkoordinatensystem RKS oder rotorfestes Koordinatensystem**) welches nun aber nicht raumfest ist sondern mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{el}$  rotiert. Es gilt

$$\omega_{el} = \omega_m \cdot p \quad (29)$$

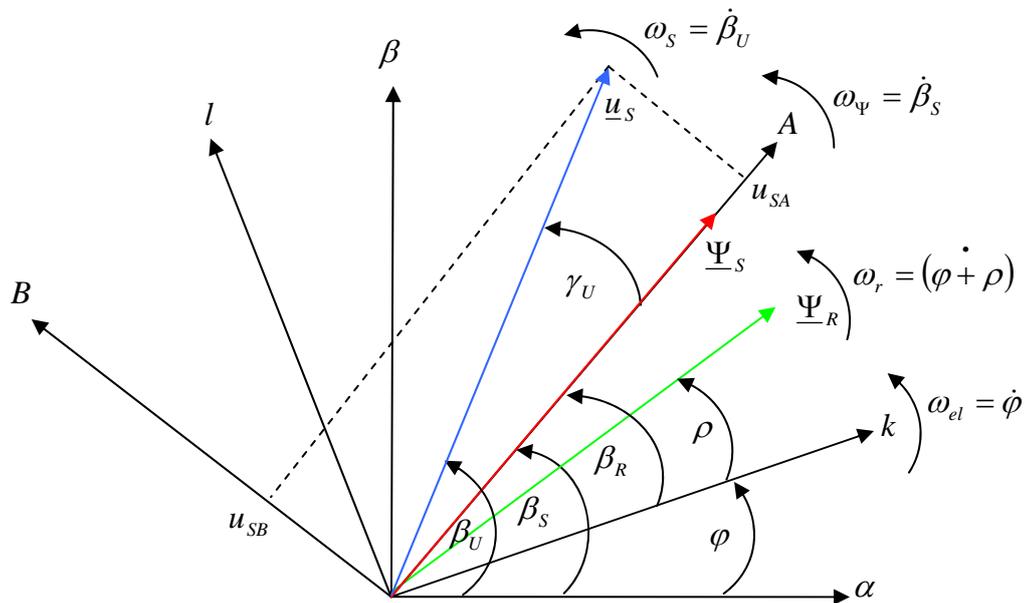
$\omega_m$  ... mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors

$p$  ... Polpaarzahl

Im Weiteren werden auch noch das **Ständerfluss-** und das **Rotorflusskoordinatensystem** verwendet welche wie der Name bereits beschreibt am Ständer- oder Rotorflusszeiger orientiert sind. Deren Bedeutung und Vorteile werden in den nachfolgenden Kapiteln dargestellt.

### 3.3 Raumzeigerbetrachtung in den verschiedenen Koordinatensystemen

In dieser Masterarbeit werden für die nachfolgenden Berechnungen, Modellbildungen, Reglerentwürfe etc. immer vom SKS ausgegangen. Von dieser Basis aus, wird der entsprechende Raumzeiger für weitere Berechnungen auf das gewünschte Koordinatensystem bezogen. Zum besseren Verständnis wird auf die Darstellung in Abb. 4 verwiesen. In dieser sind alle relevanten Raumzeiger und (mit Ausnahme des Rotorflusskoordinatensystems) Achsen der kartesischen Koordinatensysteme eingezeichnet. Des Weiteren werden die Winkelgeschwindigkeiten der Zeiger und Koordinatensysteme dargestellt, welche die zeitvariante Änderung bzw. Orientierung zum SKS darstellen.



- $\alpha, \beta$  Ständerfestes Koordinatensystem (SKS)
- $k, l$  Rotor - Koordinatensystem (RKS)
- $A, B$  Am Ständerfluss orientiertes Koordinatensystem (SFKS)
- $d, q$  Am Rotorfluss orientiertes Koordinatensystem (RFKS - nicht eingezeichnet)

Abb. 4 Darstellung der Koordinatensysteme mit Spannungs- und Flussraumzeiger

Für das nachfolgende Berechnungsbeispiel wird von  $\underline{u}_S^S$  ausgegangen wobei sich dieser Raumzeiger (wie schon in (14) beschrieben) gemäß Abb. 4 folgendermaßen zusammensetzt:

$$\underline{u}_S^S = |\underline{u}_S| \cdot e^{j\beta_u} = \hat{U} \cdot e^{j\beta_u} \quad (30)$$

Soll dieser Spannungsraumzeiger nun im Rotor - Koordinatensystem betrachtet werden, so wird (30) wie folgt, durch Multiplikation eines entsprechenden Drehfaktors umgeformt:

$$\text{SKS} \rightarrow \text{RKS: } \underline{u}_S^R = \hat{U} \cdot e^{j\beta_u} \cdot e^{-j\varphi} = \underline{u}_S^S \cdot e^{-j\varphi} \quad (31)$$

Ein ähnlicher Sachverhalt ergibt sich, wenn dieser Raumzeiger von dem am Ständerfluss orientierten Koordinatensystem aufgespannt werden soll:

$$\text{SKS} \rightarrow \text{SFKS: } \underline{u}_S^{\Psi_s} = \hat{U} \cdot e^{j\beta_u} \cdot e^{-j\beta_s} = \underline{u}_S^S \cdot e^{-j\beta_s} = \hat{U} \cdot e^{j\gamma_u} \quad (32)$$

Möchte man nun den in (32) berechneten Spannungsraumzeiger auf Rotor - Koordinatensystem beziehen so gilt:

$$\text{SFKS} \rightarrow \text{RKS: } \underline{u}_S^R = \hat{U} \cdot e^{j\gamma_u} \cdot e^{j\beta_R} = \underline{u}_S^{\Psi_s} \cdot e^{j\beta_R} \quad (33)$$

Es wäre aber auch möglich  $\underline{u}_S^S$  in einem am Rotorfluss orientierten Koordinatensystem (RFKS) zu betrachten:

$$\text{SKS} \rightarrow \text{RFKS: } \underline{u}_S^{\Psi_R} = \underline{u}_S^S \cdot e^{-j(\rho+\varphi)} \quad (34)$$

Da diese Raumzeigerbetrachtungen beispielhaft vorgeführt wurden, ist man nun in der Lage die folgende Rotorspannungsgleichung der Asynchronmaschine auf das SKS zu beziehen:

$$\text{RKS: } \underline{u}_R^R = \underline{i}_R^R \cdot R_R + \underline{\dot{\Psi}}_R^R \quad (35)$$

$$\text{SKS: } \underline{u}_R^R \cdot e^{j\varphi} = \underline{i}_R^R \cdot e^{j\varphi} \cdot R_R + \frac{d(\underline{\Psi}_R^R \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\varphi})}{dt} \cdot e^{j\varphi} \quad (36)$$

Mit

$$\frac{d(\underline{\Psi}_R^R \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\varphi})}{dt} = \underline{\dot{\Psi}}_R^S \cdot e^{-j\varphi} - j \cdot \dot{\varphi} \cdot \underline{\Psi}_R^S \cdot e^{-j\varphi} \quad (37)$$

aus (36) folgt

$$\underline{u}_R^S = \underline{i}_R^S \cdot R_R + \underline{\dot{\Psi}}_R^S - j \cdot \dot{\varphi} \cdot \underline{\Psi}_R^S \quad (38)$$

Im Falle eines Kurzschlussläufers ist  $\underline{u}_R^S = 0$  und mit  $\dot{\varphi} = \omega_{el}$  resultiert

$$0 = \underline{i}_R^S \cdot R_R + \underline{\dot{\Psi}}_R^S - j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\Psi}_R^S \quad (39)$$

Die Gleichung in (39) wurde bereits im 2. Kapitel in Abb. 1 für die Darstellung des Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine im ständerfesten Koordinatensystem verwendet.

Für die weiterführenden Kapitel ist auch die folgende Form der Orientierungsänderung eines Raumzeigers relevant. Für die Darstellung wird Gleichung (32) verwendet:

$$\begin{aligned}\underline{u}_S^{\Psi_S} &= u_{SA} + j \cdot u_{SB} = \underline{u}_S^S \cdot e^{-j \cdot \beta_S} \\ \underline{u}_S^{\Psi_S} &= (u_{S\alpha} + j \cdot u_{S\beta}) \cdot (\cos(\beta_S) - j \cdot \sin(\beta_S))\end{aligned}\quad (40)$$

Durch die Aufspaltung in Real- und Imaginärteil des resultierenden Ständerstromsraumzeigers erhält man

$$u_{SA} = u_{S\alpha} \cdot \cos(\beta_S) + u_{S\beta} \cdot \sin(\beta_S) \quad (41)$$

$$u_{SB} = -u_{S\alpha} \cdot \sin(\beta_S) + u_{S\beta} \cdot \cos(\beta_S) \quad (42)$$

Gleichung (41) und (42) können nun in die Vektor - Matrix Schreibweise übergeführt werden, was für die spätere Umsetzung in MATLAB Simulink nützlich ist.

$$\begin{bmatrix} u_{SA} \\ u_{SB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_S) & \sin(\beta_S) \\ -\sin(\beta_S) & \cos(\beta_S) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{S\alpha} \\ u_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (43)$$

Umgekehrt gilt durch ähnliche Vorgehensweise wie in (40), (41) und (42)

$$\begin{bmatrix} u_{S\alpha} \\ u_{S\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_S) & -\sin(\beta_S) \\ \sin(\beta_S) & \cos(\beta_S) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{SA} \\ u_{SB} \end{bmatrix} \quad (44)$$

Die in (43) und (44) dargestellten Matrizen bezeichnet man auch als Drehmatrizen.

## 4 Mathematische Beschreibung und Modellierung der ASM

In diesem Punkt wird die Asynchronmaschine bzw. deren physikalisches Verhalten mittels Differentialgleichungen beschrieben, wobei [2] und [3] wieder als Grundlage dienen. Dabei wird zwischen dem elektrischen und mechanischen System unterschieden. Aus diesem Satz von Differentialgleichungen wird anschließend ein Modell der Asynchronmaschine im ständerfesten Koordinatensystem in Matlab Simulink erstellt, welches für zukünftige Simulationen als Regelstrecke genutzt wird. Am Ende dieses Kapitels wird die korrekte Funktion des Modells mittels des stationären Ersatzschaltbildes für einige Betriebspunkte verifiziert.

### 4.1 Beschreibung der Asynchronmaschine

Ständerspannungsgleichung im ständerfesten Koordinatensystem

$$\underline{u}_S^S = R_S \cdot \underline{i}_S^S + \underline{\dot{\Psi}}_S^S \quad (45)$$

Rotorspannungsgleichung im rotorfesten Koordinatensystem

$$\underline{u}_R^R = R_R \cdot \underline{i}_R^R + \underline{\dot{\Psi}}_R^R \quad (46)$$

Verkettungsgleichungen für Ständer- und Rotorfluss

$$\underline{\Psi}_S^S = \underline{i}_S^S \cdot L_S + \underline{i}_R^S \cdot L_H \quad (47)$$

$$\underline{\Psi}_R^R = \underline{i}_R^R \cdot L_R + \underline{i}_S^R \cdot L_H \quad (48)$$

$$L_S = L_H + L_{\sigma S} \quad \dots \text{ Ständerinduktivität} \quad (49)$$

$$L_R = L_H + L_{\sigma R} \quad \dots \text{ Rotorinduktivität} \quad (50)$$

Bildung des Drehmoments

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im}\{\underline{\Psi}_S^{S*} \cdot \underline{i}_S^S\} = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im}\{\underline{\Psi}_R^{R*} \cdot \underline{i}_R^R\} \quad (51)$$

$p$  ... Polpaarzahl

wobei die Kennzeichnung \* in der Potenz einen konjugiert komplexen Raumzeiger darstellt.

Beschleunigung des Rotors

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{\Theta} \cdot (M - M_L) \quad (52)$$

$\omega_m$  ... mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors  
 $M$  ... inneres Moment der Asynchronmaschine  
 $M_L$  ... Lastmoment  
 $\Theta$  ... Trägheitsmoment

Dabei wurden bereits die elektrischen Größen und Parameter des Rotorkreises auf den Ständerkreis bezogen. Dies geschieht mit Hilfe des **Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}$** , welches folgendermaßen definiert ist:

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} \quad (53)$$

$w_1$  ... Windungszahl je Strang der Ständerwicklung  
 $w_2$  ... Windungszahl je Strang der Rotorwicklung

Damit sind folgende Transformationen durchgeführt worden (der Index p steht für Parameter bzw. Größe des Rotorkreises):

$$\begin{aligned} R_R &= \ddot{u}^2 \cdot R_{Rp} & L_R &= \ddot{u}^2 \cdot L_{Rp} \\ \underline{u}_R^R &= \ddot{u} \cdot \underline{u}_{Rp}^R & \underline{i}_R^R &= \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \underline{i}_{Rp}^R \end{aligned} \quad (54)$$

Im nächsten Schritt werden die Gleichungen (45) bis (49) im ständerfesten Koordinatensystem betrachtet. Daher folgt:

$$\begin{aligned} \underline{u}_S^S &= \underline{i}_S^S \cdot R_S + \underline{\dot{\Psi}}_S^S \\ \underline{u}_R^S &= \underline{i}_R^S \cdot R_R + \underline{\dot{\Psi}}_R^S - j \cdot \dot{\varphi} \cdot \underline{\Psi}_R^S \quad \text{mit } \dot{\varphi} = \omega_{el} \\ \underline{\Psi}_S^S &= \underline{i}_S^S \cdot L_S + \underline{i}_R^S \cdot L_H \\ \underline{\Psi}_R^S &= \underline{i}_R^S \cdot L_R + \underline{i}_S^S \cdot L_H \\ M &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_S^{S*} \cdot \underline{i}_S^S \} = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_R^{S*} \cdot \underline{i}_R^S \} \end{aligned} \quad (55)$$

Für die später folgende Modellierung werden die Gleichungen aus (55) in Real- und Imaginärteil aufgespalten:

$$\begin{aligned}
u_{S\alpha} &= i_{S\alpha} \cdot R_S + \dot{\Psi}_{S\alpha} \\
u_{S\beta} &= i_{S\beta} \cdot R_S + \dot{\Psi}_{S\beta} \\
u_{R\alpha} &= i_{R\alpha} \cdot R_R + \dot{\Psi}_{R\alpha} + \omega_{el} \cdot \Psi_{R\beta} \\
u_{R\beta} &= i_{R\beta} \cdot R_R + \dot{\Psi}_{R\beta} - \omega_{el} \cdot \Psi_{R\alpha} \\
\Psi_{S\alpha} &= i_{S\alpha} \cdot L_S + i_{R\alpha} \cdot L_H \\
\Psi_{S\beta} &= i_{S\beta} \cdot L_S + i_{R\beta} \cdot L_H \\
\Psi_{R\alpha} &= i_{R\alpha} \cdot L_R + i_{S\alpha} \cdot L_H \\
\Psi_{R\beta} &= i_{R\beta} \cdot L_R + i_{S\beta} \cdot L_H \\
M &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{S\alpha} \cdot i_{S\beta} - \Psi_{S\beta} \cdot i_{S\alpha})
\end{aligned} \tag{56}$$

In (56) wurde die Hauptinduktivität  $L_H$  als konstant angenommen. Für bessere bzw. realitätsnähere Simulationsergebnisse des Asynchronmaschinenmodells wird im nächsten Punkt die Hauptinduktivität  $L_H$  in Abhängigkeit der Magnetisierung berücksichtigt.

#### 4.2 Berücksichtigung der Stromabhängigkeit der Hauptinduktivität

Um die Stromabhängigkeit der Hauptinduktivität zu berücksichtigen, muss für die nachfolgende Modellierung der Zusammenhang

$$|\underline{\Psi}_H| = f(|\underline{i}_\mu|) \tag{57}$$

hergestellt werden. Dabei ist  $\underline{\Psi}_H$  der Hauptfluss- und  $\underline{i}_\mu$  der Magnetisierungsstromraumzeiger. Die Magnetisierungskennlinie gemäß (57) wurde bereits in [5] ermittelt und ist in Abb. 5 dargestellt.

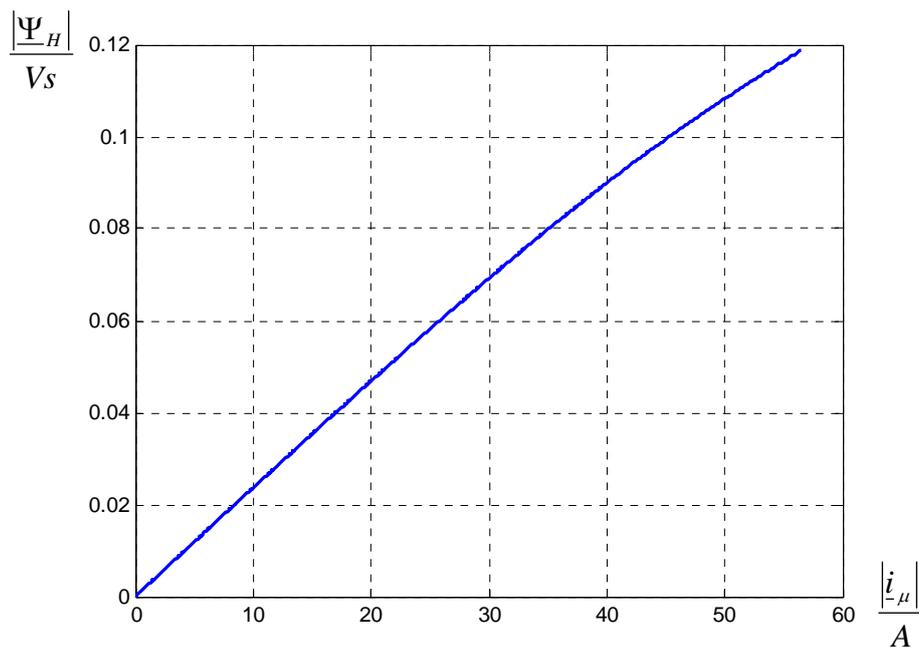


Abb. 5 Magnetisierungskennlinie der verwendeten Asynchronmaschine

Des Weiteren ist der Verlauf der Hauptinduktivität in Abhängigkeit des Magnetisierungsstroms entsprechend

$$L_H = f(|i_\mu|) \quad (58)$$

in Abb. 6 ersichtlich.

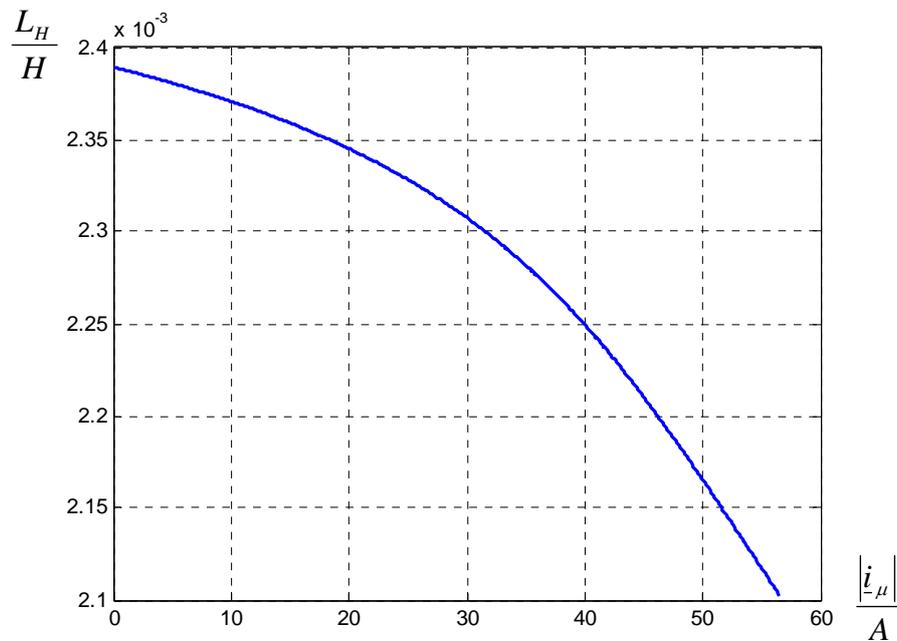


Abb. 6 Hauptinduktivitäten Verlauf aufgrund der Sättigung

Die nachfolgenden Berechnungen werden nach Abb. 7 durchgeführt.

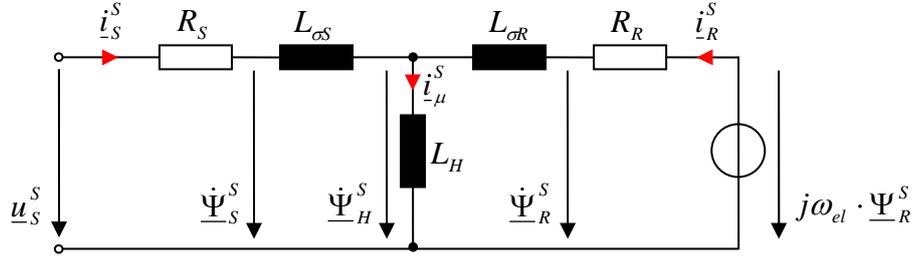


Abb. 7 Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine im ständerfesten Koordinatensystem

Ausgehend von den Gleichungen in (55)

$$\underline{\Psi}_S^S = \underline{i}_S^S \cdot L_S + \underline{i}_R^S \cdot L_H, \quad \underline{\Psi}_R^S = \underline{i}_R^S \cdot L_R + \underline{i}_S^S \cdot L_H$$

ergibt sich mit (49) und (50)

$$\underline{\Psi}_S^S = \underline{i}_S^S \cdot L_{\sigma S} + (\underline{i}_S^S + \underline{i}_R^S) \cdot L_H = \underline{i}_S^S \cdot L_{\sigma S} + \underline{\Psi}_H^S \quad (59)$$

$$\underline{\Psi}_R^S = \underline{i}_R^S \cdot L_{\sigma R} + (\underline{i}_S^S + \underline{i}_R^S) \cdot L_H = \underline{i}_R^S \cdot L_{\sigma R} + \underline{\Psi}_H^S \quad (60)$$

Wird (59) durch  $L_{\sigma S}$ , (60) durch  $L_{\sigma R}$  dividiert und werden diese Gleichungen anschließend miteinander addiert, so erhält man

$$\underbrace{\frac{\underline{\Psi}_S^S}{L_{\sigma S}} + \frac{\underline{\Psi}_R^S}{L_{\sigma R}}}_{\underline{i}_{\mu, \text{mod}}^S} = \underline{i}_S^S + \underline{i}_R^S + \underline{\Psi}_H^S \cdot \left( \frac{1}{L_{\sigma S}} + \frac{1}{L_{\sigma R}} \right) = \underline{i}_{\mu}^S + \underline{\Psi}_H^S \cdot \left( \frac{1}{L_{\sigma S}} + \frac{1}{L_{\sigma R}} \right) \quad (61)$$

Das Ergebnis in (61) wird gemäß [6] als modifizierter Magnetisierungsstromraumzeiger  $\underline{i}_{\mu, \text{mod}}^S$  bezeichnet. In Abb. 8 ist die modifizierte Magnetisierungskennlinie dargestellt, welche nun näherungsweise einer Geraden entspricht. Damit ist man nun in der Lage bei bekannten  $\underline{i}_{\mu, \text{mod}}^S$  den Betrag des Hauptflusses und zusammen mit den Streuflüssen, Rotor- und Ständerflussbetrag abhängig vom Magnetisierungszustand der Asynchronmaschine zu ermitteln. Dazu wird, wie im nächsten Punkt ersichtlich, eine "Lookup Table" verwendet, welche die entsprechende Kennlinie enthält und mit der die Berechnung der Amplitude des Hauptflussraumzeigers gemäß (62) erfolgt.

$$|\underline{\Psi}_H| = f(|\underline{i}_{\mu, \text{mod}}^S|) \quad (62)$$

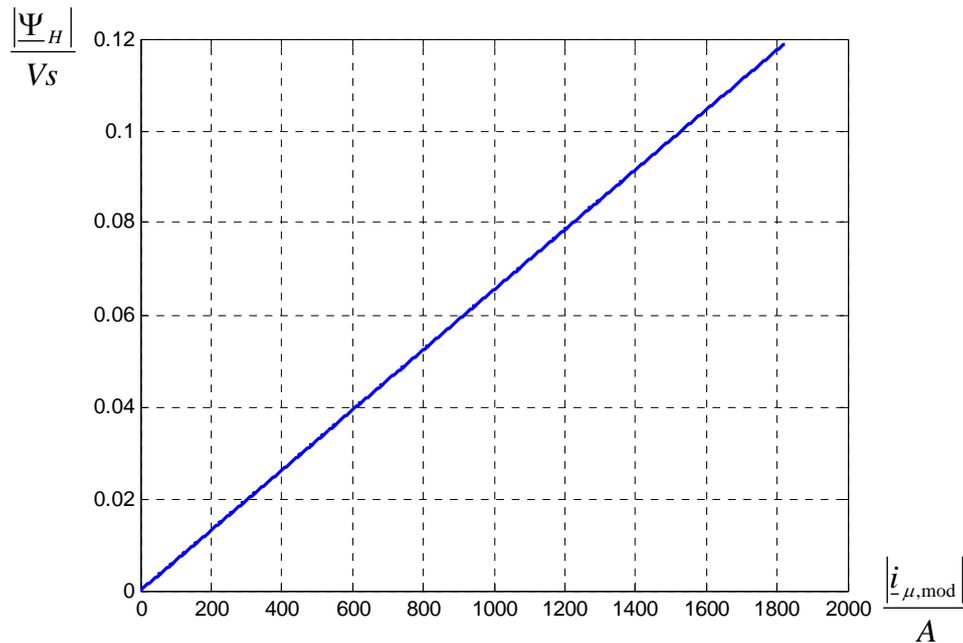


Abb. 8 Modifizierte Magnetisierungskennlinie

### 4.3 Modellierung der Asynchronmaschine in Matlab Simulink

Für die nachfolgende Modellbildung, werden die Gleichungen in (56) unter Berücksichtigung von (61) bzw. (62) etwas umgeschrieben. Das zeitkontinuierliche Modell der Asynchronmaschine wird dabei in ein elektrisches und ein mechanisches System unterteilt. Das elektrische System erhält am Eingang als Stellgröße den Ständerspannungsraumzeiger mit den Komponenten  $u_{s\alpha}$ ,  $u_{s\beta}$  und die aktuelle Rotorwinkelgeschwindigkeit. Darin erfolgt die Berechnung des Ständerfluss- und Ständerstromraumzeigers, welche dann anschließend dem mechanischen System übergeben werden. Mit diesen Zeigern wird das innere Drehmoment und die mechanische Winkelgeschwindigkeit, in Abhängigkeit eines eventuell wirkenden Lastmoments, der Maschine berechnet - eine schematische Darstellung ist in Abb. 9 zu sehen.

Beginnend beim **elektrischen System**, werden die Komponenten des Ständerflusszeigers gemäß (63) ermittelt:

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= \int (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} \cdot R_s) \cdot dt \\ \Psi_{s\beta} &= \int (u_{s\beta} - i_{s\beta} \cdot R_s) \cdot dt \end{aligned} \quad (63)$$

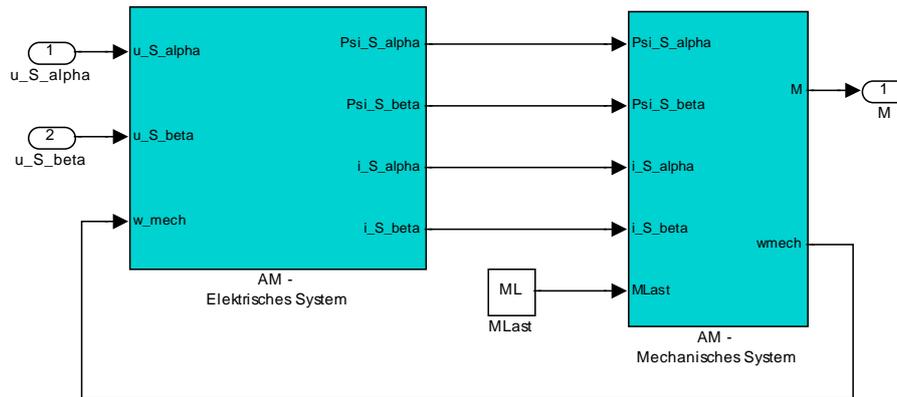


Abb. 9 Schematische Darstellung des Asynchronmaschinenmodells

Die Komponenten des Ständerstromraumzeigers erhält man durch:

$$i_{S\alpha} = \frac{\Psi_{S\alpha} - \Psi_{H\alpha}}{L_{\sigma S}}, \quad i_{S\beta} = \frac{\Psi_{S\beta} - \Psi_{H\beta}}{L_{\sigma S}} \quad (64)$$

Mit diesen Gleichungen kann der in Abb. 10 dargestellte Simulink-Koppelplan entworfen werden. Darin werden die Zusammenhänge von (63) und (64) legendlich für die  $\alpha$ -Komponenten dargestellt. Für die  $\beta$ -Komponenten gilt derselbe Aufbau bzw. dieselbe Verschaltung.

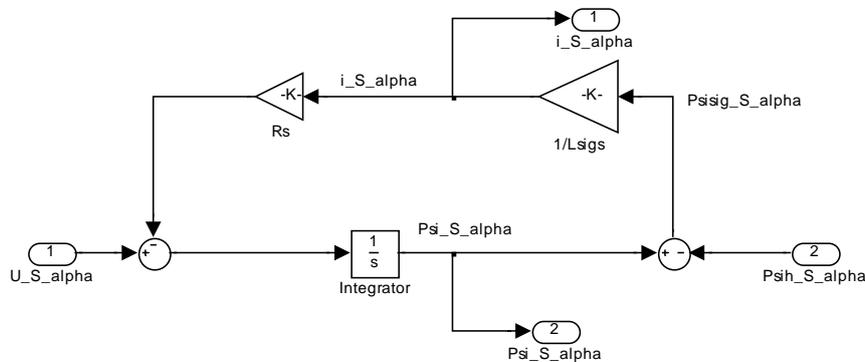


Abb. 10 Umsetzung der Gleichungen (63) und (64) für die  $\alpha$ -Komponenten, Matlab Simulink Subsystem "Ständerspannungsgleichung\_alpha"

Den Hauptflussraumzeiger bzw.  $\Psi_{H\alpha}$  und  $\Psi_{H\beta}$  erhält man mit Hilfe der in Punkt 4.2 beschriebenen Methode, mit der neben (62) gilt (siehe Abb. 11):

$$\arg(i_{\mu, \text{mod}}^s) = \arg(\underline{\Psi}_H^s) \quad (65)$$

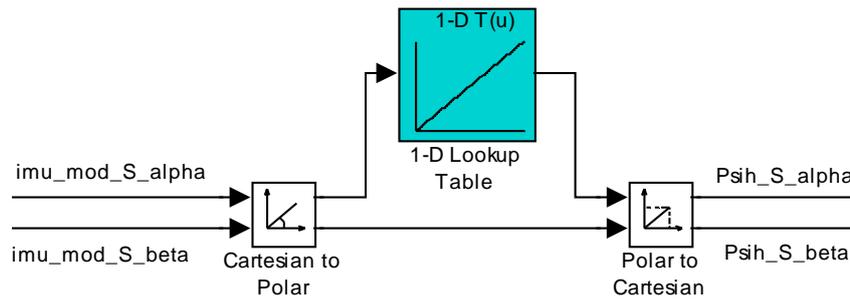


Abb. 11 Berücksichtigung der Hauptinduktivitätssättigung mittels Magnetisierungskennlinie

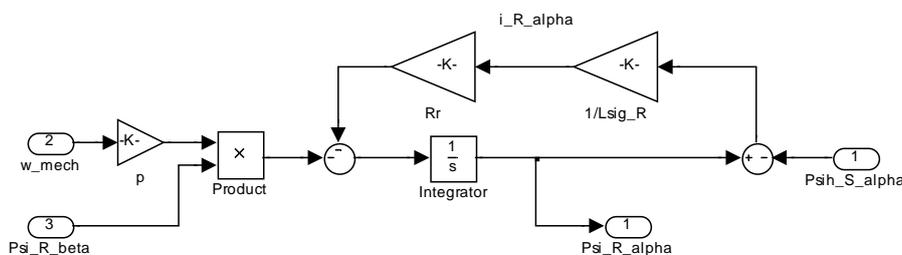
Um den modifizierten Magnetisierungsstromraumzeiger  $i_{\mu, \text{mod}}^S$  gemäß (61) berechnen zu können, müssen neben den Ständerfluss- auch die Rotorflussraumzeigerkomponenten ermittelt werden.

Dazu folgt aus der Rotorspannungsgleichung wobei von einem Kurzschlussläufer ausgegangen wird ( $u_{R\alpha} = u_{R\beta} = 0$ ):

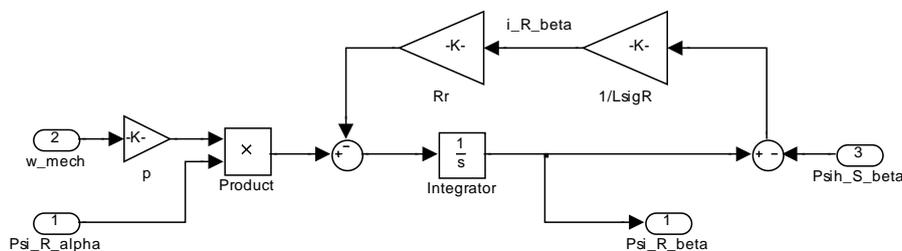
$$\Psi_{R\alpha} = \int (-i_{R\alpha} \cdot R_R - \omega_{el} \cdot \Psi_{R\beta}) \cdot dt \quad (66)$$

$$\Psi_{R\beta} = \int (-i_{R\beta} \cdot R_R + \omega_{el} \cdot \Psi_{R\alpha}) \cdot dt \quad (67)$$

Die Umsetzung von (66) und (67) ist in Abb. 12 zu sehen, wobei nun auch der Grund ersichtlich ist, warum dem elektrischen System die mechanische Rotorwinkelgeschwindigkeit am Eingang zugeführt wird.



Subsystem "Rotorspannungsgleichung\_alpha"



Subsystem "Rotorspannungsgleichung\_beta"

Abb. 12 Umsetzung der Gleichungen (66) und (67)

Aus diesen einzelnen Subsystemen kann nun das elektrische System mit der Bezeichnung "AM - Elektrisches System" nach Abb. 13 folgendermaßen aufgebaut werden:

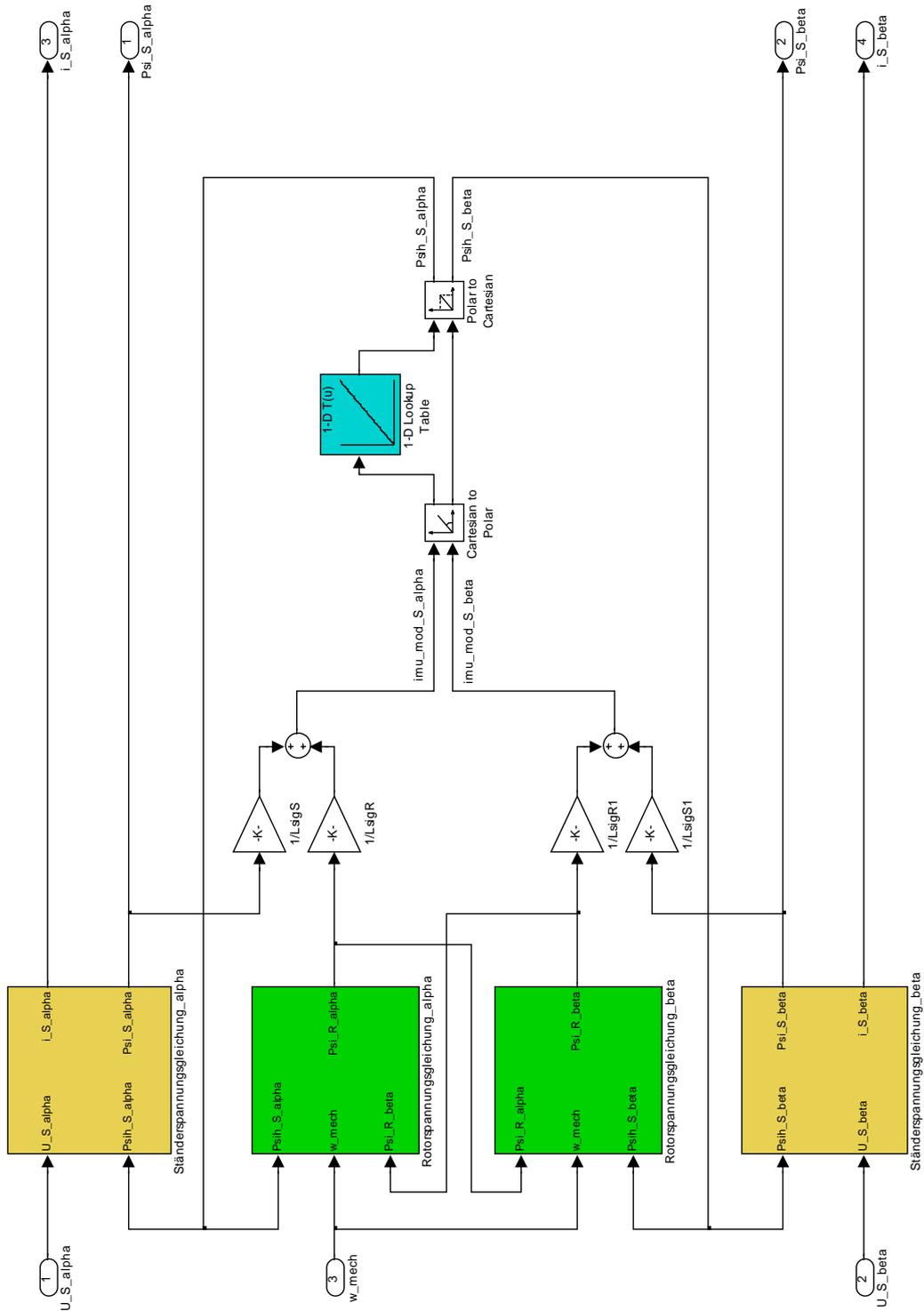


Abb. 13 Übersicht des elektrischen Modells der Asynchronmaschine

Im mechanischen System (Abb. 14) wird das resultierende innere Moment und die Rotorwinkelgeschwindigkeit gemäß Gleichung (52) berechnet.

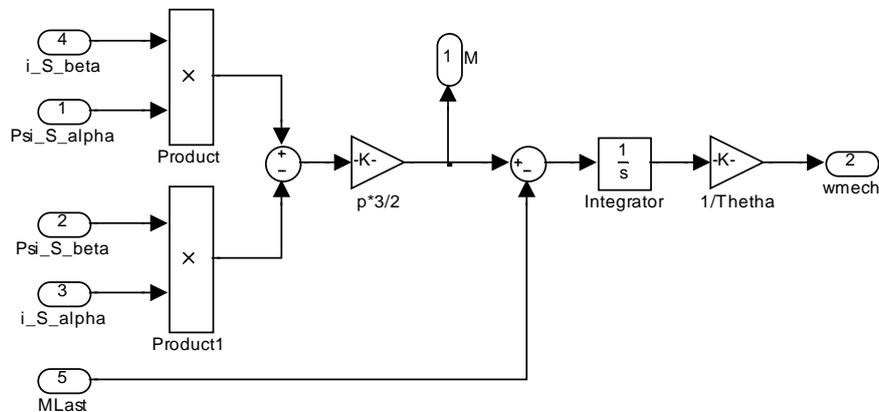


Abb. 14 Darstellung des mechanischen Modells der Asynchronmaschine

#### 4.4 Simulationen mit dem erarbeiteten Simulink Modell

In diesem Punkt soll nun das in Matlab Simulink aufgebaute Modell der Asynchronmaschine simuliert werden. Dazu werden die, wie bereits in der Einführung erwähnt wurde, ermittelten Maschinenparameter aus [5] verwendet. Anhand der Simulationsergebnisse können erste Aussagen über die korrekte Funktionsweise des Maschinenmodells getroffen werden. Diese Ergebnisse werden im nächsten Punkt durch Berechnungen mittels des stationären Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine überprüft. Nachfolgend werden alle wichtigen Parameter und Nenndaten der verwendeten Asynchronmaschine in einer Übersicht angeführt (bei den **elektrischen Größen** handelt es sich um **Scheitelwerte**):

##### Asynchronmaschine - Nenndaten:

Schaltung: Stern  
 Polpaarzahl = 4  
 Verkettete Spannung = 367.695 V  
 Strangspannung = 212.289 V  
 Phasenstrom = 74.798 A  
 $\cos(\varphi_N) = 0.706$   
 Frequenz = 280 Hz

$M = 34.42 \text{ Nm}$   
 $\omega_m = 435.759 \text{ rad/s}$   
 $\omega_s = 439.823 \text{ rad/s} \hat{=} 1759.3 \text{ s}^{-1}$

### Asynchronmaschine - Gemessene Parameter:

$$R_s = 0.0876 \, \Omega$$

(Dieser Wert beinhaltet bereits den Widerstand des verwendeten Wechselrichters, mit dem die Asynchronmaschine gespeist wird.)

$$R_r = 0.0466 \, \Omega$$

$$L_{\sigma S} = 1.346e-4 \, \text{H}$$

$$L_{\sigma R} = L_{\sigma S}$$

### Simulationsparameter:

Solver: ode45

Type: Variable-step

Max step size: 1e-3

Min step size: auto

Initial step size: auto

Relative tolerance: 1e-6

Absolute tolerance: 1e-8

$T_{\text{sim}} = 0.7 \, \text{s}$

Start time: 0.0

Stop time:  $T_{\text{sim}}$

Das Modell der Asynchronmaschine wird in der Simulation von einem Spannungsraumzeiger (Abb. 15) gespeist, dessen Amplitude konstant ist und welcher mit der Ständerkreisfrequenz gegenüber dem ständerfesten Koordinatensystem rotiert gemäß (68). Dies entspricht einem **Betrieb am starren** Netz bei dem das **Lastmoment  $M_L$  variiert** wird.

$$\underline{u}_S^S = \hat{U} \cdot e^{j\omega_s t} = 212.289 \cdot e^{j2\pi \cdot 280 t} \quad (68)$$

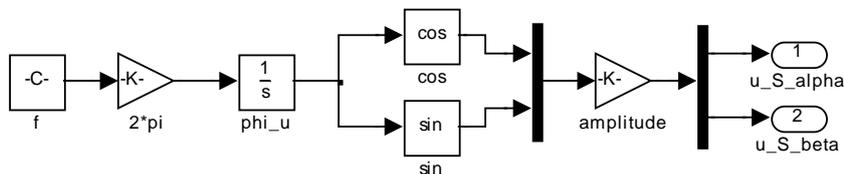


Abb. 15 Erzeugung des Spannungsraumzeigers

Die Simulation des **ersten stationären Betriebspunkt** erfolgt im Leerlauf mit einem Lastmoment  $M_L = 0 \, \text{Nm}$ . Damit ergeben sich folgende Ergebnisse:

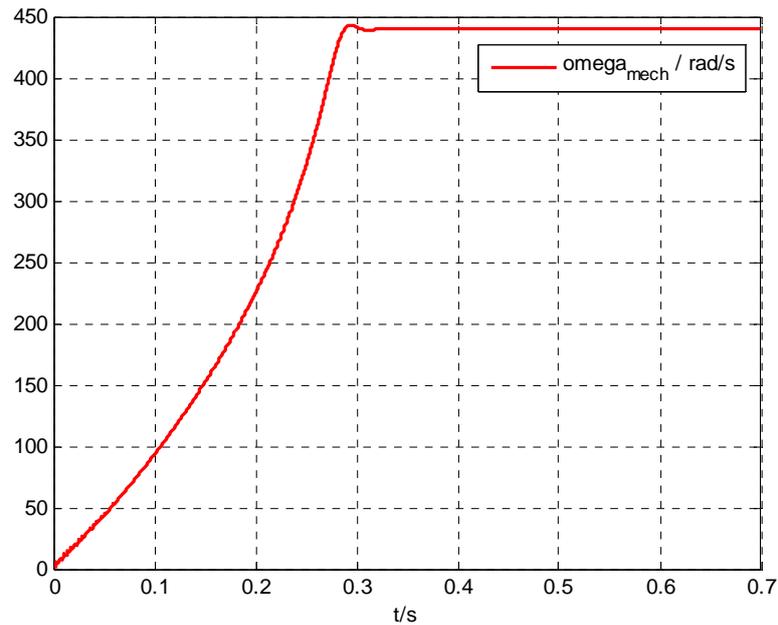


Abb. 16 Mechanische Winkelgeschwindigkeit bei  $M_L = 0$  Nm

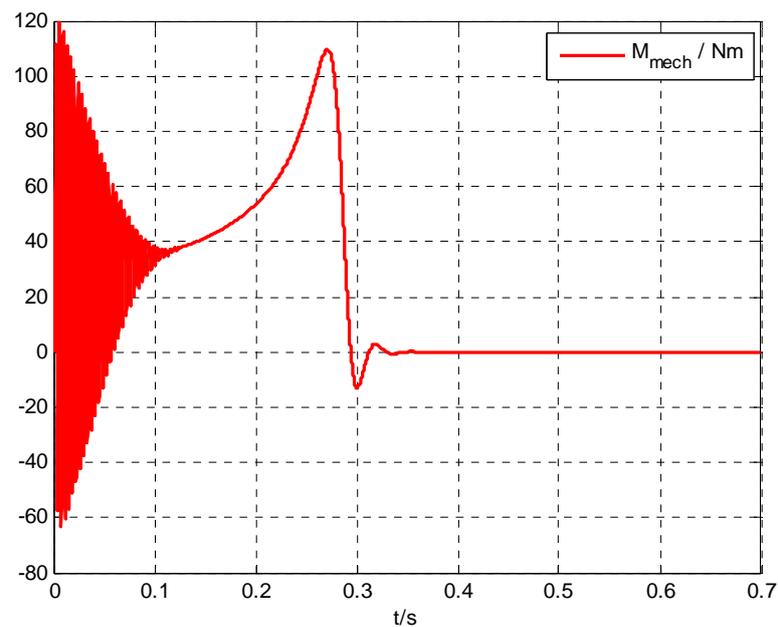


Abb. 17 Mechanisches Drehmoment

In Abb. 16 und Abb. 17 kann der Hochlauf der Asynchronmaschine beobachtet werden. Dabei ist das Anlaufmoment deutlich größer als das Nennmoment welches nach Erreichen der stationären, mechanischen Winkelgeschwindigkeit, wieder gegen Null geht. Dabei erreicht  $\omega_m$  beinahe die synchrone Kreisfrequenz  $\omega_s$ .

In Abb. 18 ist der Betrag des Ständerstromraumzeigers und in Abb. 19 der Verlauf des Ständerflusses dargestellt.

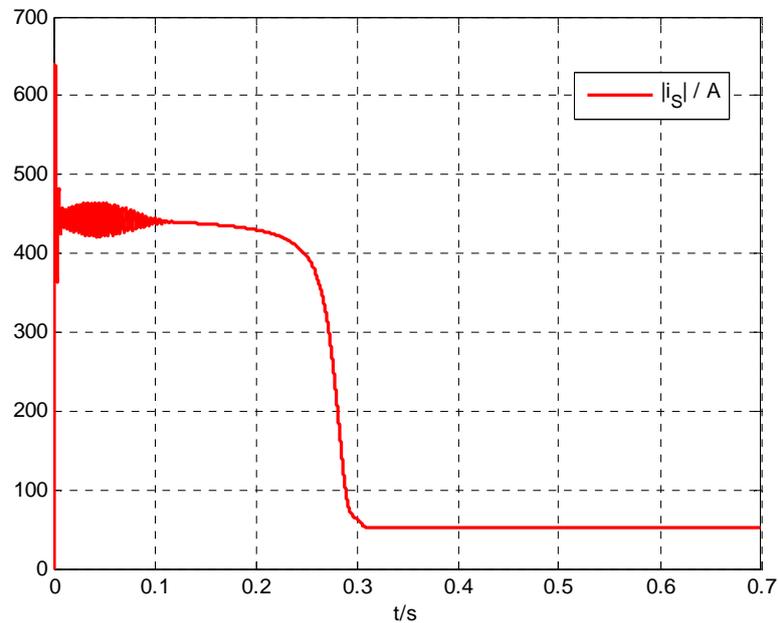


Abb. 18 Verlauf des Ständerstrombetrages

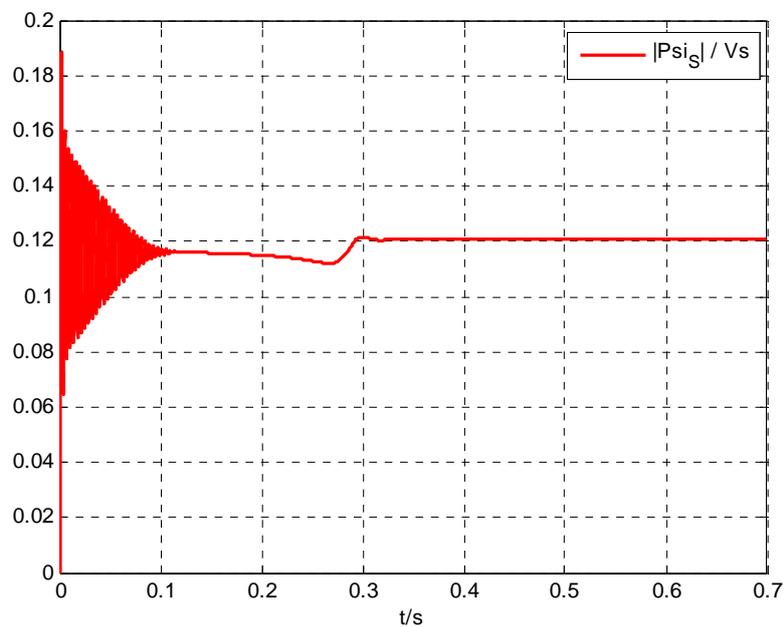


Abb. 19 Ständerflussbetrag

Wenn man den Betrag des Nennflusses der Asynchronmaschine gemäß (69) berechnet, so kann man in Abb. 19 erkennen, dass der stationäre Ständerflussbetrag leicht über dem Nennwert liegt.

$$\hat{\Psi}_s = \left| \underline{\Psi}_s^s \right| = \frac{\left| \underline{u}_s^s - R_s \cdot \underline{i}_s^s \right|}{\omega_s}$$

$$\hat{\Psi}_s = \frac{\left| \hat{U}_s - R_s \cdot \hat{I}_s \cdot e^{-j\varphi_N} \right|}{\omega_s} \quad (69)$$

$$\hat{\Psi}_s = \frac{\left| 212.298 - 0.0876 \cdot 74.798 \cdot e^{-j \cdot 45.0896^\circ} \right|}{2\pi \cdot 280} = 0.1181Vs = \hat{\Psi}_{s,Nenn}$$

Der nächste simulierte, stationäre Betriebspunkt erfolgt bei einem **Lastmoment  $M_L = 17.21 \text{ Nm}$** , was dem halben Nennmoment entspricht.

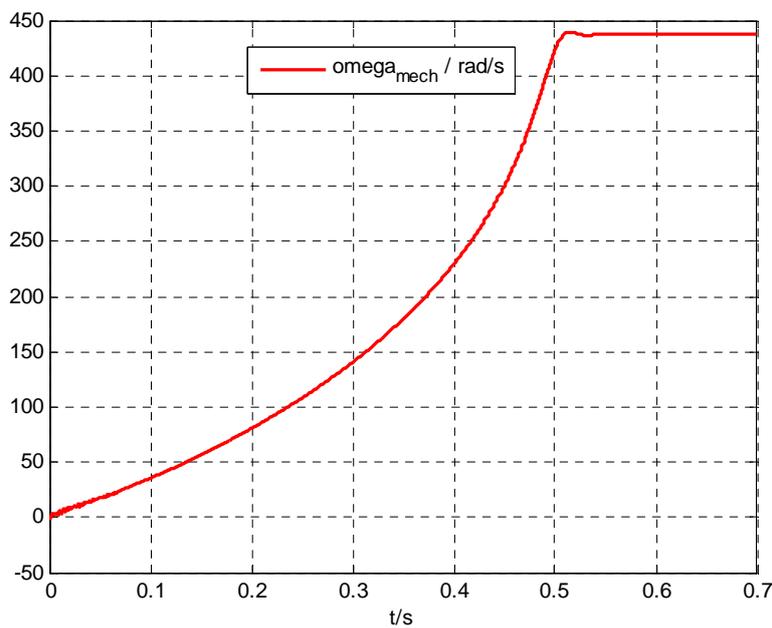


Abb. 20 Mechanische Winkelgeschwindigkeit bei  $M_L = 17.21 \text{ Nm}$

In Abb. 20 und Abb. 21 ist zu erkennen, dass der Hochlauf nun etwas länger dauert, da das Lastmoment von Beginn an dem gebildeten Drehmoment entgegen wirkt.

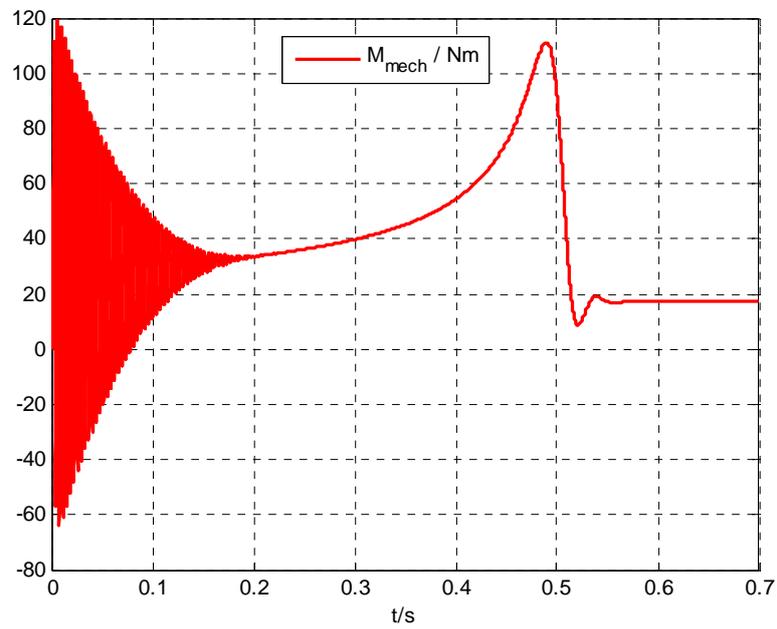


Abb. 21 Mechanisches Moment bei  $M_L = 17 \text{ Nm}$

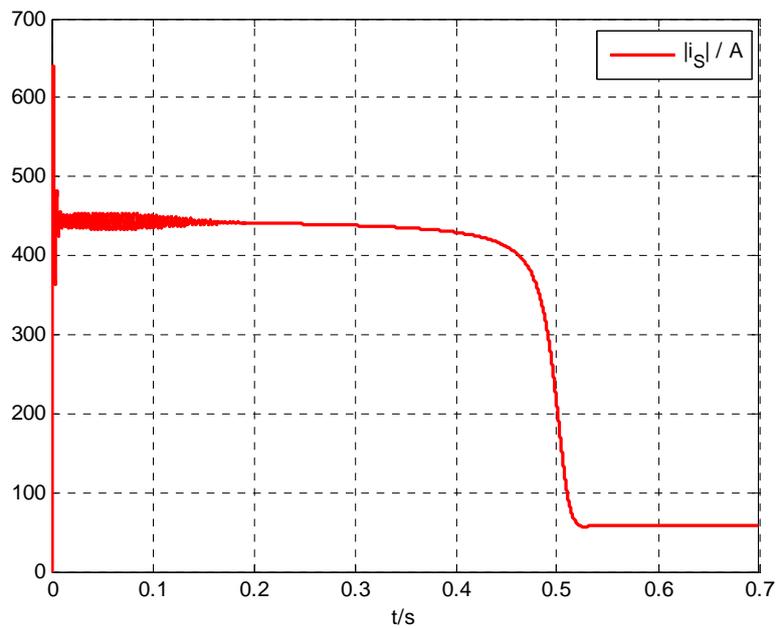


Abb. 22 Zeitlicher Verlauf des Ständerstrombetrages

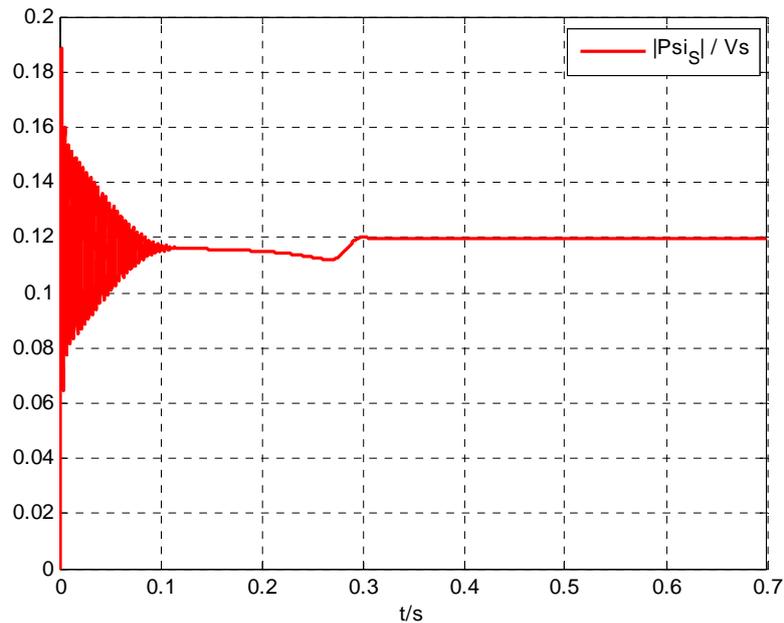


Abb. 23 Verlauf des Ständerflussbetrages bei  $M_L = 17.21 \text{ Nm}$

Zuletzt erfolgt noch eine Simulation bei einem **Lastmoment  $M_L = 34.42 \text{ Nm}$**  was dem **Nennmoment der Asynchronmaschine** entspricht. Die Last wird erst nach 0.2 Sekunden aufgeschaltet, um einen korrekten Hochlauf der Maschine zu gewährleisten (Ansonsten ergibt sich zu Beginn ein instabiler Arbeitspunkt - Anstieg des Antriebmoments größer als das Lastmoment).

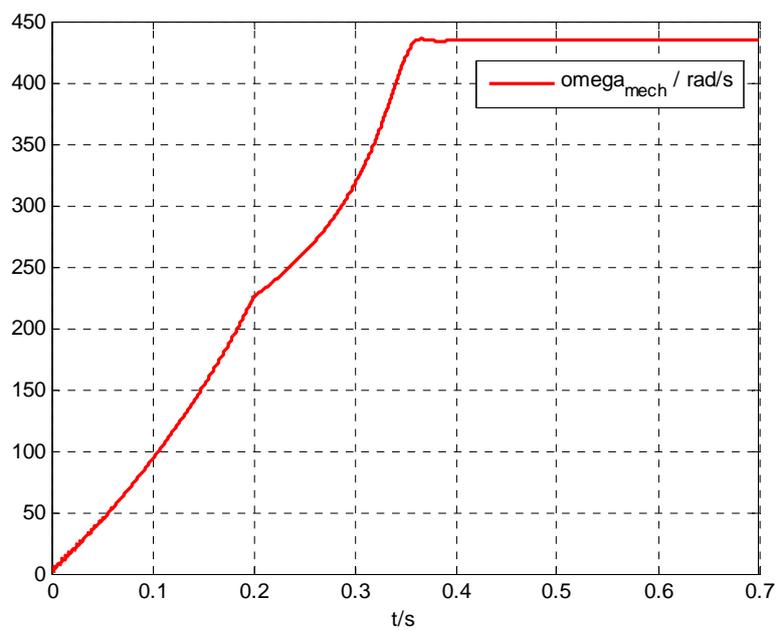


Abb. 24 Mechanische Winkelgeschwindigkeit bei  $M_L = 34.42 \text{ Nm}$

In Abb. 24 beträgt im stationären Zustand die mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_m = 434.3 \text{ rad/s}$ , welche den Nennwert leicht unterschreitet. Dies liegt daran, dass für die Simulation nicht die im Nenndatenblatt angeführten, sondern die in [5] gemessenen Maschinenparameter verwendet wurden.

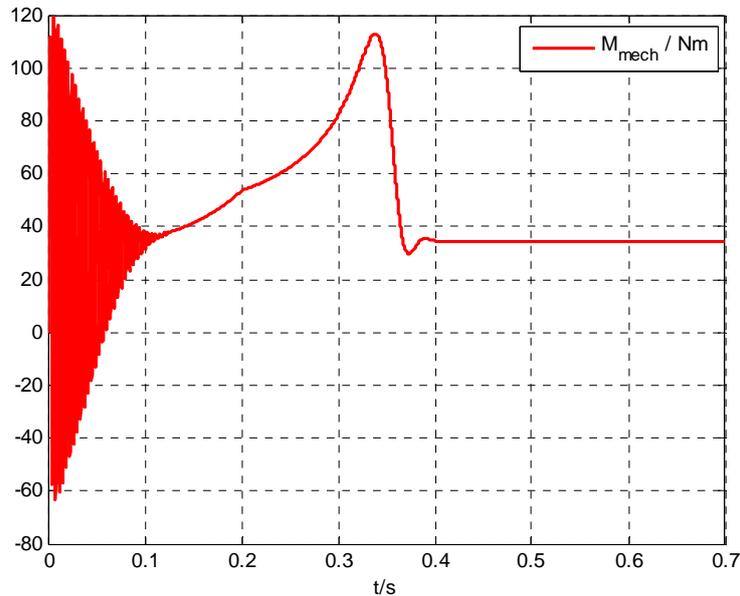


Abb. 25 Drehmomentverlauf bei  $M_L = 34.42 \text{ Nm}$

Der Betrag des Ständerstromes in Abb. 26 beträgt  $74.78 \text{ A}$  was dem angegebenen Nennphasenstrom entspricht.

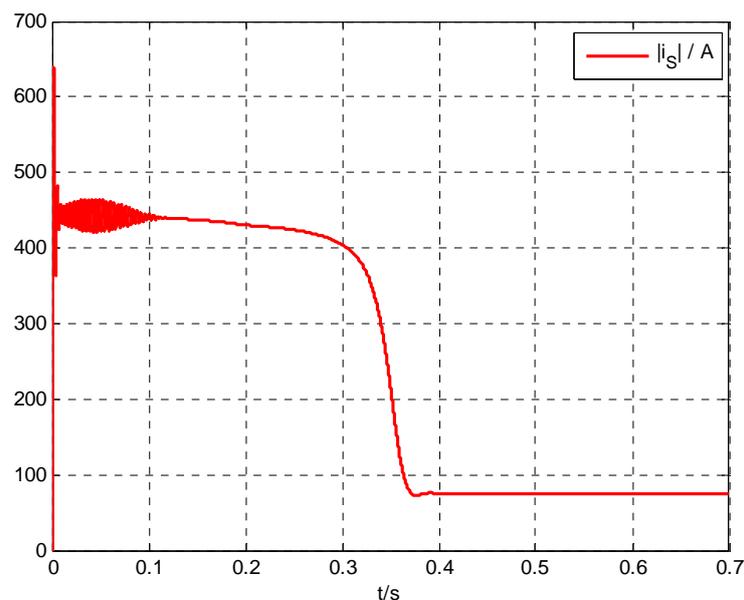


Abb. 26 Ständerstrombetrag bei  $M_L = 34.42 \text{ Nm}$

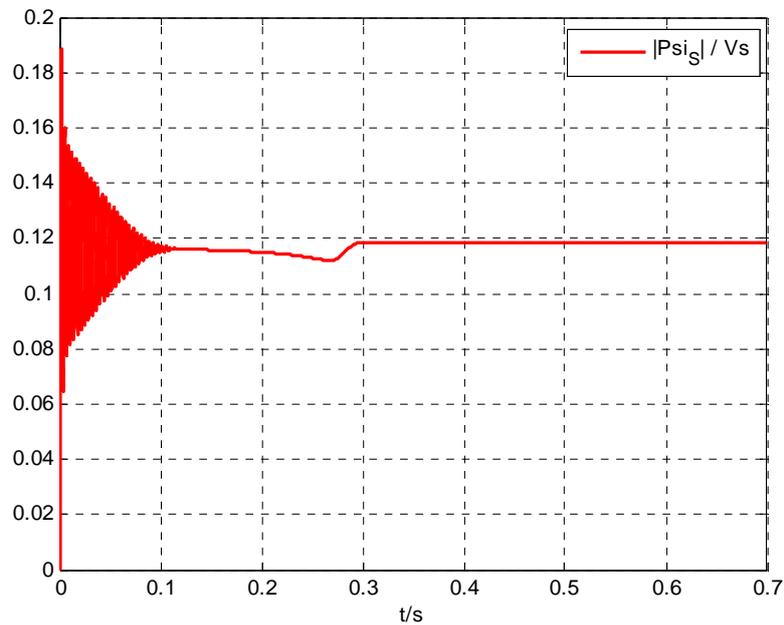


Abb. 27 Ständerflussbetrages bei  $M_L = 34.42 \text{ Nm}$

Der stationäre Ständerflussbetrag weist dabei den in (69) berechneten Wert von  $\hat{\Psi}_s = 0.118 \text{ Vs}$  auf. In der nachfolgenden Tabelle werden nochmals alle stationären Simulationsergebnisse zusammengefasst:

Nr.	1	2	3
$M_L / \text{Nm}$	0	17.21	34.42
$M_{\text{mech}} / \text{Nm}$	0	17.21	34.42
$\omega_m / \text{rad/s}$	439.8	437.2	434.4
$\hat{I}_s / \text{A}$	51.98	58.09	74.78
$\hat{\Psi}_s / \text{Vs}$	0.1206	0.1194	0.1182

#### 4.5 Berechnung mittels stationären Ersatzschaltbild der ASM

Im stationären Betrieb wird die Asynchronmaschine mit einer symmetrischen, dreiphasigen Spannung konstanter Amplitude gespeist. Sowohl die Ständerkreisfrequenz  $\omega_s$  als auch die mechanische Winkelgeschwindigkeit ist dabei konstant, so dass gilt

$$\frac{d\omega_m}{dt} = 0 \quad (70)$$

In diesem Zustand werden die Raumzeiger für die anschließenden Berechnungen folgendermaßen dargestellt:

$$\begin{aligned} \underline{u}_S^S &= \underline{\hat{U}}_S \cdot e^{j\omega_s t} & \underline{\hat{U}}_S & \dots \text{konstanter komplexer Zeiger} \\ \underline{u}_R^S &= \underline{\hat{U}}_R \cdot e^{j\omega_s t} \\ \underline{i}_S^S &= \underline{\hat{I}}_S \cdot e^{j\omega_s t} \\ \underline{i}_R^S &= \underline{\hat{I}}_R \cdot e^{j\omega_s t} \\ \underline{\Psi}_S^S &= \underline{\hat{\Psi}}_S \cdot e^{j\omega_s t} \\ \underline{\dot{\Psi}}_S^S &= j \cdot \omega_s \cdot \underline{\hat{\Psi}}_S \cdot e^{j\omega_s t} \\ \underline{\Psi}_R^S &= \underline{\hat{\Psi}}_R \cdot e^{j\omega_s t} \\ \underline{\dot{\Psi}}_R^S &= j \cdot \omega_s \cdot \underline{\hat{\Psi}}_R \cdot e^{j\omega_s t} \end{aligned} \quad (71)$$

Das dazugehörige Ersatzschaltbild ist in Abb. 28 dargestellt.

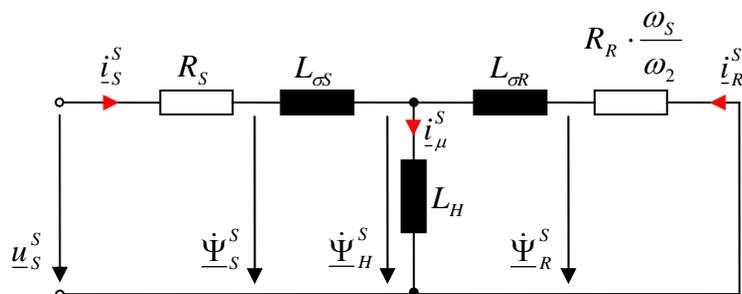


Abb. 28 Stationäres Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine

Mit

$$\frac{\omega_s}{\omega_2} = \frac{1}{s} \quad (72)$$

$\omega_2$  ... elektrische Winkelgeschwindigkeit des Rotorfeldes  
 $s$  ... Schlupf

Der Schlupf der Asynchronmaschine ist folgendermaßen definiert:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m \cdot p}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_{el}}{\omega_s} = \frac{\omega_2}{\omega_s} \quad (73)$$

Damit nehmen die Spannungsgleichungen in (55) die folgende Form an:

$$\begin{aligned} \underline{\hat{U}}_S \cdot e^{j\omega_s t} &= R_S \cdot \underline{\hat{I}}_S \cdot e^{j\omega_s t} + j \cdot \omega_s \cdot \underline{\hat{\Psi}}_S \cdot e^{j\omega_s t} \\ \underline{\hat{U}}_S &= R_S \cdot \underline{\hat{I}}_S + j \cdot \omega_s \cdot \underline{\hat{\Psi}}_S \\ 0 &= R_R \cdot \underline{\hat{I}}_R + j \cdot \omega_s \cdot \underline{\hat{\Psi}}_R - j \cdot \omega_{el} \cdot \underline{\hat{\Psi}}_R \\ 0 &= R_R \cdot \underline{\hat{I}}_R + j \cdot \omega_2 \cdot \underline{\hat{\Psi}}_R \end{aligned} \quad (74)$$

Die Flussverkettungsgleichungen lauten dazu:

$$\begin{aligned} \underline{\hat{\Psi}}_S &= L_S \cdot \underline{\hat{I}}_S + L_H \cdot \underline{\hat{I}}_R \\ \underline{\hat{\Psi}}_R &= L_H \cdot \underline{\hat{I}}_S + L_R \cdot \underline{\hat{I}}_R \end{aligned} \quad (75)$$

Werden die Gleichungen aus (75) in (74) eingesetzt so erhält man:

$$\begin{aligned} \underline{\hat{U}}_S &= R_S \cdot \underline{\hat{I}}_S + j \cdot \omega_s \cdot L_S \cdot \underline{\hat{I}}_S + j \cdot \omega_s \cdot L_H \cdot \underline{\hat{I}}_R \\ 0 &= R_R \cdot \underline{\hat{I}}_R + j \cdot \omega_2 \cdot L_H \cdot \underline{\hat{I}}_S + j \cdot \omega_2 \cdot L_R \cdot \underline{\hat{I}}_R \end{aligned} \quad (76)$$

Mit den Gleichungen in (76) ist man nun in der Lage bei gegebener Ständerspannung, Maschinenparameter und mechanischer Winkelgeschwindigkeit (aus der Simulation entnommen) den stationären Ständer- und Rotorstrom zu berechnen. Dazu wird die zweite Gleichung nach  $\underline{\hat{I}}_R$  umgeformt wodurch in wenigen Rechenschritten

$$\hat{\underline{I}}_R = -\hat{\underline{I}}_S \cdot \frac{j \cdot \omega_2 \cdot L_H}{R_R + j \cdot \omega_2 \cdot L_R} \quad (77)$$

resultiert. Setzt man (77) in die erste Gleichung von (76) ein, so kann  $\hat{\underline{I}}_S$  folgendermaßen berechnet werden:

$$\hat{\underline{I}}_S = \hat{\underline{U}}_S \cdot \frac{R_R + j \cdot \omega_2 \cdot L_R}{(R_R + j \cdot \omega_2 \cdot L_R) \cdot (R_S + j \cdot \omega_S \cdot L_S) + \omega_S \cdot \omega_2 \cdot L_H^2} \quad (78)$$

mit

$$\omega_2 = \omega_S - \omega_m \cdot p \quad (79)$$

Damit ergibt sich beispielsweise für den stationären Betrieb der Asynchronmaschine bei einem Lastmoment  $M_L = 0 \text{ Nm}$ :

$$\hat{\underline{I}}_S = 1.3260 - j \cdot 51.9601 = 51.977 \cdot e^{j271.462^\circ} \quad (\text{mit Gleichung (78)})$$

$$\hat{\underline{I}}_R = 0.2238 + j \cdot 0.0047 = 0.2239 \cdot e^{j1.2031^\circ} \quad (\text{durch einsetzen in (77)})$$

$$\hat{\underline{\Psi}}_S = 0.0036 - j \cdot 0.1206i = 0.1206 \cdot e^{j271.71^\circ} \quad (\text{durch einsetzen in (75)})$$

In der folgenden Tabelle werden die Simulationsergebnisse mit den Berechnungen gegenübergestellt:

Nr.	1		2		3	
$M_L / \text{Nm}$	0		17.21		34.42	
$\omega_m / \text{rad/s}$	439.8		437.2		434.4	
-----	simuliert	berechnet	simuliert	berechnet	simuliert	berechnet
$\hat{I}_S / \text{A}$	51.98	51.977	58.09	57.9626	74.78	74.4153
$\hat{\Psi}_S / \text{Vs}$	0.1206	0.1206	0.1194	0.1195	0.1182	0.1182

Zusammenfassend kommt man zum Schluss, dass das Simulink Modell der Asynchronmaschine korrekt arbeitet. Vor allem bei Betrachtung des stationären Betriebs bei Nennlastmoment, kann man erkennen dass die Beträge des Ständernennstroms und des Ständernennflusses (**Scheitelwerte**) erreicht bzw. eingehalten werden. Minimale Abweichungen von der Simulation resultieren aufgrund der Tatsache, dass bei den Berechnungen mit konstanter Hauptinduktivität gearbeitet wurde.

## 5 Reglerentwurf

In diesem Kapitel werden nun die in Punkt 2 beschriebenen Ständerfluss- und Drehmomentregler entworfen. Das besondere dabei ist, dass der Reglerentwurf nicht mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens, sondern durch Anwendung von speziellen Optimierungskriterien im Frequenzbereich erfolgt. Damit können bei Änderungen der Maschinen- bzw. Streckenparameter die gesuchten Reglerparameter einfach durch Anwendung der Optimierungsbedingungen, gemäß dem verwendeten Verfahren, in einem Schritt numerisch neu entworfen werden können. Konkret handelt es sich dabei um das **Betragsoptimum (BO)** und das **symmetrische Optimum (SO)**, welche **Sonderfälle** des so genannten **Dämpfungsoptimums (DO)** darstellen.

Beim Dämpfungsoptimum werden die Regelparameter durch Vorgabe eines gewünschten Übertragungsverhaltens an die Führungsübertragungsfunktion  $G_w(s)$  bei bekannter Streckenfunktion gewonnen. Dabei resultiert die Struktur des Reglers abhängig von der Streckenordnung. Die Berechnungsvorschrift der Reglerkoeffizienten basiert dabei auf der Einstellung so genannter Doppelverhältnisse, so dass das Nennerpolynom von  $G_w(s)$  eine optimale Dämpfung aufweist. Für eine detaillierte Beschreibung des Dämpfungsoptimums wird wieder auf [3] verwiesen.

Bei all diesen Verfahren werden die grundlegenden Forderungen an den Regelkreis gestellt:

- Stabilität
- stationäre Genauigkeit
- gutes dynamisches Führungsverhalten

Bei diesen drei Punkten handelt es sich grundsätzlich um gegensätzliche Reglereinstellungen, so dass mit Hilfe der folgenden Reglerentwurfverfahren (BO, SO) versucht wird, einen optimalen Kompromiss zwischen diesen Anforderungen zu erzielen. Ziel dieser Optimierungskriterien ist es, dass sich die Regelgröße auf einen neuen Sollwert so schnell und so genau wie möglich einstellt.

Bevor nun genauer auf den Entwurf mittels Betrags- und symmetrischen Optimum eingegangen wird, werden zuerst die benötigten Regelstrecken mathematisch hergeleitet.

## 5.1 Vorbereitung für die Berechnung der Regelstreckenmodelle

Im Sinne der Ständerflussorientierten Regelung, müssen die gesuchten Streckenmodelle der Asynchronmaschine im Ständerflusskoordinatensystem betrachtet werden. Dazu werden die Gleichungen (45) bis (48) und (51) folgendermaßen, gemäß Abb. 4 an  $\underline{\Psi}_S$  orientiert.

Dazu wird die Ständerspannungsgleichung folgendermaßen umgeformt

$$\underline{u}_S^S \cdot e^{-j\beta_S} = \underline{i}_S^S \cdot e^{-j\beta_S} \cdot R_S + \frac{d(\underline{\Psi}_S^S \cdot e^{-j\beta_S} \cdot e^{j\beta_S})}{dt} \cdot e^{-j\beta_S} \quad (80)$$

$$\underline{u}_S^{\Psi_S} = \underline{i}_S^{\Psi_S} \cdot R_S + \dot{\underline{\Psi}}_S^{\Psi_S} + j \cdot \dot{\beta}_S \cdot \underline{\Psi}_S^{\Psi_S}$$

Für die Rotorspannungsgleichung folgt

$$\underline{u}_R^{\Psi_S} = R_R \cdot \underline{i}_R^{\Psi_S} + \dot{\underline{\Psi}}_R^{\Psi_S} + j \cdot \dot{\beta}_R \cdot \underline{\Psi}_R^{\Psi_S} \quad (81)$$

Die Flussverkettungsgleichungen nehmen die folgende Form an

$$\underline{\Psi}_S^{\Psi_S} = \underline{i}_S^{\Psi_S} \cdot L_S + \underline{i}_R^{\Psi_S} \cdot L_H \quad (82)$$

$$\underline{\Psi}_R^{\Psi_S} = \underline{i}_R^{\Psi_S} \cdot L_S + \underline{i}_S^{\Psi_S} \cdot L_H$$

Für das Drehmoment gilt

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im}\{\underline{\Psi}_S^{\Psi_S*} \cdot \underline{i}_S^{\Psi_S}\} = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im}\{\underline{\Psi}_R^{\Psi_S*} \cdot \underline{i}_R^{\Psi_S}\} \quad (83)$$

Für weitere Berechnungen wird der Blondelsche Streukoeffizient eingeführt:

$$\sigma = 1 - \frac{L_H^2}{L_S \cdot L_R} \quad (84)$$

Bei Orientierung des Koordinatensystems am Ständerfluss gilt (siehe Abb. 4)

$$|\underline{\Psi}_S| = \Psi_{SA} \quad \Psi_{SB} = 0 \quad \dot{\Psi}_{SB} = 0$$

Damit ergibt sich durch einige Umformungen folgendes reelles Differentialgleichungssystem der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer welches in allgemeiner Form auch in [3] zu finden ist:

Mit

$$u_{RA} = 0 \quad u_{RB} = 0$$

folgt

$$\dot{\Psi}_{SA} = -\frac{R_S}{\sigma \cdot L_S} \cdot \left( \Psi_{SA} - \frac{L_H}{L_R} \Psi_{RA} \right) + u_{SA}$$

$$0 = -\frac{R_S}{\sigma \cdot L_S} \cdot \left( -\frac{L_H}{L_R} \Psi_{RB} \right) - \omega_S \cdot \Psi_{SA} + u_{SB}$$

$$\dot{\Psi}_{RA} = -\frac{R_R}{\sigma \cdot L_R} \cdot \left( \Psi_{RA} - \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA} \right) + \omega_2 \cdot \Psi_{RB}$$

$$\dot{\Psi}_{RB} = -\frac{R_R}{\sigma \cdot L_R} \cdot \Psi_{RB} - \omega_2 \cdot \Psi_{RA}$$

$$i_{SA} = \Psi_{SA} \cdot \frac{1}{\sigma L_S} - \Psi_{RA} \cdot \frac{L_H}{\sigma L_S L_R} \quad (85)$$

$$i_{SB} = -\Psi_{RB} \cdot \frac{L_H}{\sigma L_S L_R}$$

$$i_{RA} = \Psi_{RA} \cdot \frac{1}{\sigma L_R} - \Psi_{SA} \cdot \frac{L_H}{\sigma L_S L_R}$$

$$i_{RB} = \Psi_{RB} \cdot \frac{1}{\sigma L_R}$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_H}{L_S} \cdot (-\Psi_{SA} \cdot i_{RB})$$

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{\Theta} \cdot (M - M_L)$$

Mit Hilfe der zweiten Gleichung aus (85) kann die Steuerbedingung anschrieben werden, welche die Umlaufgeschwindigkeit des Ständerflussko-

ordinatensystems und damit die Ständerspannungsraumzeigerkomponente  $u_{SB}$  so festlegt, so dass  $\Psi_{SB} = 0$  eingehalten wird:

Steuerbedingung für Ständerflussorientierung:

$$u_{SB} = \underbrace{\omega_S \cdot \Psi_{SA}}_{\text{Leerlaufeinfluss}} - \underbrace{\frac{R_S L_H}{\sigma L_S L_R} \cdot \Psi_{RB}}_{\text{Drehmomenteinfluss}} \quad (86)$$

$$\omega_S = \frac{1}{\Psi_{SA}} \cdot \left( U_{SB} + \frac{R_S L_H}{\sigma L_S L_R} \cdot \Psi_{RB} \right)$$

Wie man in (85) erkennen kann, wird der Ständerfluss  $\Psi_{SA}$  über  $u_{SA}$  beeinflusst bzw. gesteuert, während die Spannung  $u_{SB}$  aus (86) resultiert. Der Rotorfluss baut sich nach der Zeitkonstanten  $\frac{\sigma \cdot L_R}{R_R}$  auf wobei über  $\omega_2$  die Komponente  $\Psi_{RB}$  beeinflusst und damit das innere Drehmoment  $M$  eingestellt werden kann. Daher wird für den Entwurf des Ständerflussreglers eine Übertragungsfunktion gesucht, die den Zusammenhang zwischen  $u_{SA}$  und  $\Psi_{SA}$  beschreibt und für den Drehmomentregler wird eine Funktion für den Zusammenhang zwischen  $\omega_2$  und  $M$  verwendet.

## 5.2 Streckenübertragungsfunktion für den Momentreglerentwurf

Für den Entwurf des Drehmomentreglers wird nun die folgende Streckenübertragungsfunktion im Laplace-Bereich gesucht:

$$G_M(s) = \frac{M(s)}{\omega_2(s) * \Psi_{RA}(s)} \quad (87)$$

\* ... steht für die Faltungsoperation

Dazu wird zunächst die Übertragungsfunktion

$$G_{\Psi_{RB}}(s) = \frac{\Psi_{RB}(s)}{\omega_2(s) * \Psi_{RA}(s)} \quad (88)$$

berechnet.

Aus

$$\dot{\Psi}_{RB} = -\frac{R_R}{\sigma \cdot L_R} \cdot (\Psi_{RB}) - \omega_2 \cdot \Psi_{RA}$$

erhält man nach der Transformation in den Laplace-Bereich

$$\Psi_{RB}(s) \cdot s = -\frac{R_R}{\sigma \cdot L_R} \cdot \Psi_{RB}(s) - \omega_2(s) * \Psi_{RA}(s)$$

und durch eine weitere Umformung

$$\Psi_{RB}(s) = -\frac{1}{\left(s + \frac{R_R}{\sigma \cdot L_R}\right)} \cdot \omega_2(s) * \Psi_{RA}(s). \quad (89)$$

Damit kann die gesuchte Übertragungsfunktion folgendermaßen angeschrieben werden:

$$G_{\Psi_{RB}}(s) = \frac{\Psi_{RB}(s)}{\omega_2(s) * \Psi_{RA}(s)} = -\frac{\sigma L_R}{R_R} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{\sigma L_R}{R_R}} \quad (90)$$

Aus der Drehmomentgleichung in (85)

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_H}{L_S} \cdot (-\Psi_{SA} \cdot i_{RB})$$

erhält man mit

$$i_{RB} = \Psi_{RB} \cdot \frac{1}{\sigma L_R}$$

die Beziehung

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_H}{L_S} \cdot \frac{1}{\sigma L_R} (-\Psi_{SA} \cdot \Psi_{RB}) \quad (91)$$

Damit gilt für  $\Psi_{SA} = konst.$ :

$$M(s) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_H}{L_S} \cdot \frac{1}{\sigma L_R} \cdot \Psi_{SA} \cdot \frac{\sigma L_R}{R_R} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{\sigma L_R}{R_R}} \cdot \omega_2(s) * \Psi_{RA}(s) \quad (92)$$

Schlussendlich kann die gesuchte Übertragungsfunktion folgendermaßen angegeben werden:

$$G_M(s) = \frac{M(s)}{\omega_2(s) * \Psi_{RA}(s)} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_H}{L_S R_R} \cdot \Psi_{SA} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{\sigma L_R}{R_R}} \quad (93)$$

Die Streckenübertragungsfunktion in (93) entspricht somit einer Strecke mit PT<sub>1</sub> Verhalten.

### 5.3 Streckenübertragungsfunktion für den Flussreglerentwurf

Für den Flussreglerentwurf wird nun jene Streckenübertragungsfunktion gesucht, die den Zusammenhang zwischen  $u_{SA}$  und  $\Psi_{SA}$  beschreibt, also

$$G_\Psi(s) = \frac{\Psi_{SA}(s)}{u_{SA}(s)}. \quad (94)$$

Aufgrund der Ständerflussorientierung besteht eine Flusskopplung über  $L_H / L_S$  zwischen Ständer und Rotor. Aus diesem Grund wird der folgende Zusammenhang aus (85) verwendet

$$\dot{\Psi}_{SA} = -\frac{R_S}{\sigma \cdot L_S} \cdot \left( \Psi_{SA} - \frac{L_H}{L_R} \Psi_{RA} \right) + u_{SA}$$

um einen linearen Zusammenhang zwischen  $\Psi_{RA}$  und  $\Psi_{SA}$  zu ermitteln.

Unter der **Annahme stationären Betriebs**, können alle dynamischen Vorgänge auf der Rotorseite vernachlässigt werden, so dass der **Rotorfluss**  $\underline{\Psi}_R^{\Psi_S}$  **zeitlich konstant** ist d.h.  $\dot{\Psi}_{RA} = \dot{\Psi}_{RB} = 0$ .

Damit kann mit Hilfe der folgenden Differentialgleichung aus (85) ein Zusammenhang zwischen den Rotorflusskomponenten hergestellt werden:

$$\dot{\Psi}_{RB} = 0 = -\frac{R_R}{\sigma \cdot L_R} \cdot (\Psi_{RB}) - \omega_2 \cdot \Psi_{RA} \quad (95)$$

$$\Psi_{RB} = -\omega_2 \cdot \Psi_{RA} \cdot \frac{\sigma \cdot L_R}{R_R} \quad (96)$$

$$\text{mit } \omega_{2K} = \frac{R_R}{\sigma \cdot L_R} \text{ folgt} \quad (97)$$

$$\underline{\Psi_{RB} = -\frac{\omega_2}{\omega_{2K}} \cdot \Psi_{RA}} \quad (98)$$

Mit der zweiten Rotorfluss-Differentialgleichung aus (85) ist man nun in der Lage die Ständerflusskomponente  $\Psi_{SA}$  in Abhängigkeit von  $\Psi_{RA}$  darzustellen:

$$\dot{\Psi}_{RA} = 0 = -\frac{R_R}{\sigma \cdot L_R} \cdot \left( \Psi_{RA} - \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA} \right) + \omega_2 \cdot \Psi_{RB}$$

Werden darin die Gleichungen (97) und (98) angewandt, so erhält man folgende Beziehungen:

$$\omega_2 \cdot \Psi_{RB} = \omega_{2K} \cdot \Psi_{RA} - \omega_{2K} \cdot \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA} \quad (99)$$

$$-\omega_2 \cdot \frac{\omega_2}{\omega_{2K}} \cdot \Psi_{RA} = \omega_{2K} \cdot \Psi_{RA} - \omega_{2K} \cdot \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA} \quad (100)$$

Durch weitere Umformungen gelangt man zu

$$\Psi_{RA} \left( -\omega_2 \cdot \frac{\omega_2}{\omega_{2K}} - \omega_{2K} \right) = -\omega_{2K} \cdot \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA} \quad (101)$$

$$\Psi_{RA} = \frac{\omega_{2K}}{\left( \omega_2 \cdot \frac{\omega_2}{\omega_{2K}} + \omega_{2K} \right)} \cdot \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA} = \frac{\omega_{2K}}{\omega_2} \cdot \frac{1}{\frac{\omega_2}{\omega_{2K}} + \frac{\omega_{2K}}{\omega_2}} \cdot \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA}$$

Daraus resultiert durch Vereinfachung

$$\Psi_{RA} = \frac{1}{1 + \left( \frac{\omega_2}{\omega_{2K}} \right)^2} \cdot \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA} \quad (102)$$

Im stationären Betriebszustand rotieren der Spannungs- und Ständerflussraumzeiger mit konstanter Winkelgeschwindigkeit, so dass sich der Winkel  $\gamma_U$  zwischen den Zeigern zeitlich nicht ändert (Abb. 4). Aus dieser Tatsache folgt

$$\omega_S = \omega_\Psi + \dot{\gamma}_U \quad \text{mit} \quad \gamma_U = \text{kosnt.} \quad (103)$$

$$\omega_S = \omega_\Psi$$

Des Weiteren wird davon ausgegangen, dass sich die Asynchronmaschine in diesem Zustand nahe um den synchronen Betriebspunkt befindet. Dies ist der übliche Betriebsbereich der ASM in dem  $\omega_2$  und auch der Schlupf relativ klein ist. Daher darf im weiteren davon ausgegangen werden, dass in diesem Bereich

$$\omega_2 \ll \omega_{2K} \quad (104)$$

gilt.

Damit kann nun der gesuchte, lineare Zusammenhang wie folgt ermittelt werden:

$$\Psi_{RA} = \frac{1}{1 + \underbrace{\left( \frac{\omega_2}{\omega_{2K}} \right)^2}_{\approx 0}} \cdot \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA}$$

$$\underline{\Psi_{RA} = \frac{L_H}{L_S} \Psi_{SA}} \quad (105)$$

Wird Gleichung (105) in die Ständerflussdifferentialgleichung aus (85)

$$\dot{\Psi}_{SA} = -\frac{R_S}{\sigma \cdot L_S} \cdot \left( \Psi_{SA} - \frac{L_H}{L_R} \Psi_{RA} \right) + u_{SA}$$

eingesetzt, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\dot{\Psi}_{SA} = -\frac{R_S}{\sigma \cdot L_S} \cdot \left( \Psi_{SA} - \frac{L_H^2}{L_S L_R} \Psi_{SA} \right) + u_{SA} \quad (106)$$

Im Laplace-Bereich folgt daraus

$$s \cdot \Psi_{SA}(s) = -\frac{R_S}{\sigma \cdot L_S} \Psi_{SA}(s) + \frac{R_S L_H^2}{\sigma L_S^2 L_R} \Psi_{SA}(s) + u_{SA}(s) \quad (106.1)$$

$$\Psi_{SA}(s) = \frac{1}{\left( s + \frac{R_S}{\sigma \cdot L_S} - \frac{R_S L_H^2}{\sigma L_S^2 L_R} \right)} u_{SA}(s) \quad (106.2)$$

Mit (84) kann folgende Vereinfachung durchgeführt werden

$$\Psi_{SA}(s) = \frac{1}{\left( s + \frac{R_S}{L_S} \right)} u_{SA}(s) \quad (106.3)$$

$$\Psi_{SA}(s) = \frac{L_S}{R_S} \cdot \frac{1}{\left( 1 + s \cdot \frac{L_S}{R_S} \right)} u_{SA}(s) \quad (106.4)$$

und damit ergibt sich schlussendlich

$$G_{\Psi}(s) = \frac{\Psi_{SA}(s)}{u_{SA}(s)} = \frac{L_S}{R_S} \cdot \frac{1}{\left( 1 + s \cdot \frac{L_S}{R_S} \right)} \quad (107)$$

Damit wurde die in (94) gesuchte Strecke hergeleitet, welche ebenfalls ein PT<sub>1</sub> Verhalten aufweist. Im nächsten Punkt erfolgt nun der für diese Strecken geeignete Reglerentwurf nach dem Betrags- und symmetrischen Optimum.

## 5.4 Berücksichtigung des Leistungsstellglieds

In dieser Arbeit wird ein Spannungszwischenkreisumrichter als Stellglied zur Speisung der Asynchronmaschine verwendet. Dabei ergeben die Stellgrößen des Ständerfluss- und Drehmomentreglers die Komponenten des Ständerspannungsraumzeigers aus dem die Steuersignale für den Pulsweitenmodulator generiert werden. Dieser steuert damit den Wechselrichter so, so dass die Asynchronmaschine mit einer sinusförmigen Spannung gewünschter Amplitude und Frequenz gespeist wird. Daher muss an dieser Stelle auch die Transportverzögerung berücksichtigt werden, welche durch die Messung und Schätzung der Regelgrößen, der Berechnung der Referenzstellgrößen bis zur Ausgabe der Phasenspannungen durch den Wechselrichter entstehen. Diese Transportverzögerung wird als die Totzeit  $T_t$  bezeichnet die beim Reglerentwurf geeignet berücksichtigt werden muss. Konkret kann das verwendete Signalprozessorsystem eine bestimmte Anzahl von Rechenoperationen pro Abtastperiode  $T_a$  ausführen. Es wird angenommen, dass die Erfassung der Regelgrößen während einer Abtastperiode erfolgt und ab diesem Zeitpunkt alle notwendigen Berechnungsalgorithmen abgearbeitet und so die Stellgrößen bei der nächsten Abtastperiode durch den Wechselrichter ausgegeben werden. Daher wird später für den Reglerentwurf die Totzeit gleich der Abtastzeit gewählt.

Des Weiteren entstehen durch die nichtidealen Eigenschaften der Halbleiter im Wechselrichter Abweichungen zwischen der Eingangs- und Ausgangsspannung welche durch Fehlerspannungen modelliert werden können. Dieser Effekt und dessen Auswirkung werden in [4] ausführlich beschrieben.

Für den Reglerentwurf wird das Wechselrichter-Stellglied als Teil der Regelstrecke gemäß [3] durch die Totzeit und eine Verstärkung  $V_{STR}$  approximiert. Dieser Streckenteil wird durch die folgende Übertragungsfunktion beschrieben:

$$G_{STR}(s) = V_{STR} \cdot e^{-sT_t} \quad (108)$$

## 5.5 Reglerentwurf nach dem Betragsoptimum

Die Berechnungsvorschrift der Reglerparameter mittels Betragsoptimum resultiert aus der Forderung, dass der Betrag des Frequenzganges des geschlossenen Regelkreises (Abb. 29) bis zu hohen Frequenzen hin Eins betragen soll, während die Phase auf dem Wert Null gehalten wird. Dadurch kommt es bei sprunghaften Änderungen der Führungsgröße nur zu einem geringen Überschwingen der Regelgröße. Dieses Optimierungsverfahren wird bei Regelstrecken angewendet, welche **keinen Integral-Anteil** aufweisen. Des Weiteren wird in dieser Arbeit gefordert, dass die gewünschten Regler eine **PI-**

**Struktur** aufweisen. Dem entsprechend werden die folgenden Optimierungsverfahren erarbeitet.

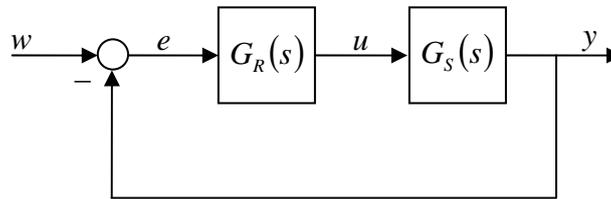


Abb. 29 Geschlossener Standardregelkreis

Für den Entwurf eines **PI-Reglers** mittels dem **BO**

$$G_R(s) = V_R \cdot \frac{1 + sT_n}{sT_n} \quad (109)$$

$V_R$  ... Reglerverstärkung

$T_n$  ... Nachstellzeit

benötigt man gemäß [3] eine **PT<sub>2</sub> Strecke** der Form

$$G_S(s) = \frac{V_S}{1 + sT_1} \cdot \frac{1}{1 + sT_\sigma} \quad (110)$$

$V_S$  ... Streckenverstärkung

$T_1$  ... große Zeitkonstante (z.B. Ankerzeitkonstante)

$T_\sigma$  ... kleine Zeitkonstante (z.B. Verzögerung durch Stellglied)

d.h.  $T_1 > T_\sigma$

Ist diese Voraussetzung erfüllt, so können die folgenden Entwurfskriterien für die Ermittlung der Regelparameter angewandt werden:

Zur Kompensation der größten Zeitkonstanten  $T_1$  wähle die Nachstellzeit

$$\underline{T_n = T_1} \quad (111)$$

Damit der Betrag der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises über einen möglichst großen Frequenzbereich näherungsweise Eins beträgt, resultiert für die Berechnung der Reglerverstärkung

$$\underline{V_R = \frac{T_1}{2V_S T_\sigma}} \quad (112)$$

Diese Festlegung soll nun genauer in Bezug auf die Phasenreserve untersucht werden. Berechnet man dazu die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises so erhält man

$$G_w(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{1}{1 + s \frac{T_1}{V_R V_S} + s^2 \frac{T_1 T_\sigma}{V_R V_S}} \quad (112.1)$$

Führt man eine Kreisintegrierzeit  $T_0 = T_1 / V_R V_S$  ein so ergibt sich für (112.1) eine Führungsübertragungsfunktion zweiter Ordnung, welche ein konjugiert komplexes Polpaar aufweist -  $T_0$  ist durch die Regelverstärkung frei wählbar:

$$G_w(s) = \frac{1}{1 + sT_0 + s^2 T_0 T_\sigma} \quad (112.2)$$

Die Dämpfung  $D$  und die Kennkreisfrequenz  $\omega_0$  von  $G_w(s)$  ergeben sich gemäß [3] allgemein zu

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_0}{T_\sigma}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_0 T_\sigma}} \quad (112.3)$$

Dabei ergibt sich für den optimierten Regelkreis nach (112.1) der Dämpfungsfaktor durch (112) mit  $T_0 = 2T_\sigma$ :

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{2} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad (112.4)$$

Weiters hängt die Überschwingweite  $\ddot{u}$  der Sprungantwort von (112.1) alleine von der Dämpfung ab und kann gemäß [7] über die folgende Gleichung berechnet werden:

$$\ddot{u} = e^{-\frac{\pi D}{\sqrt{1-D^2}}} = 0.0433 \hat{=} 4.33\% \quad (112.5)$$

Über den Zusammenhang in (112.6) kann die Phasenreserve bzw. Phasenrand  $\varphi_{Rd}$  bestimmt werden:

$$\varphi_{Rd} [^\circ] + \ddot{u} [\%] \approx 70^\circ \rightarrow \underline{\varphi_{Rd} = 70^\circ - 4.33\% = 65.67^\circ} \quad (112.6)$$

Für den Reglerentwurf wird bei bekannter Streckenübertragungsfunktion und einem vorgegebenen Führungsverhalten die Übertragungsfunktion des offenen

Regelkreises gesucht. Mit der Festlegung in (112.3) kann diese Funktion folgendermaßen angegeben werden:

$$G_0(s) = \frac{\omega_0}{s2D} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{1}{2\omega_0 D}} \quad (112.7)$$

Damit ergibt sich für den Phasengang von (112.7) bei der Durchtrittsfrequenz  $\omega_d$  ( $|F_0(j\omega_d)| = 1$ ) eine Phase von  $\varphi_0 = -180^\circ + \varphi_{Rd} = -114.33^\circ$ . Da in [3] beim Reglerentwurf mittels dem BO mit der approximierten bzw. asymptotischen Darstellung des Amplitudenganges gearbeitet wird ergibt sich gemäß [3] der Phasenwinkel des offenen Regelkreises zu

$$\varphi_0 = \arg(F_0(j\omega_d)) = -116.5^\circ$$

- 90° ... I-Anteil von  $G_0$

- 26.5° ... PT<sub>1</sub>-Anteil von  $G_0$

Daraus resultiert wiederum für die Phasenreserve  $\varphi_{Rd} = 63.5^\circ$ .

Wird nun der **Einfluss des Wechselrichters** berücksichtigt so müssen die Berechnungsvorschriften der Regelparameter geeignet angepasst werden.

In diesem Fall gilt nach wie vor für die Wahl der Nachstellzeit (111):

$$T_n = T_1$$

Für die weitere Herleitung betrachtet man die modifizierte Regelstrecke, welche nun aus einem PT<sub>1</sub> und einem Totzeitglied besteht,

$$G_s(s) = \frac{V_s}{1 + sT_1} \cdot V_{STR} \cdot e^{-sT_t} \quad (113)$$

und berechnet damit die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises

$$G_0(s) = G_R(s) \cdot G_s(s) = \frac{V_R(1 + sT_n)}{sT_n} \cdot \frac{V_s}{1 + sT_1} \cdot V_{STR} \cdot e^{-sT_t} \quad (114)$$

wobei die Voraussetzung  $T_1 \gg T_t$  (Totzeit) erfüllt sein muss.

Mit (111) vereinfacht sich  $G_0(s)$  zu

$$G_0(s) = \frac{V_R V_S V_{STR}}{sT_1} \cdot e^{-sT_t} \quad (115)$$

Für die Bestimmung der Reglerverstärkung  $V_R$  fordert man bei der Amplitudendurchtrittsfrequenz  $\omega_d$  (an dieser Stelle ist der Betrag des Frequenzganges des offenen Regelkreises  $|F_0(j\omega_d)| = 1$ ) eine Phasenreserve von

$$\varphi_{Rd} = 63.5^\circ = 180^\circ - 116.5^\circ \quad (116)$$

bzw. einen Durchtrittswinkel von

$$\varphi_0 = -90^\circ - 26.5^\circ = -116.5^\circ \quad (117)$$

-90° ... I-Anteil von  $G_0$   
-26.5° ... Totzeitanteil von  $G_0$

Mit

$$e^{-sT_t} \rightarrow e^{-j\omega_d T_t}$$

gilt bei Betrachtung der Phase

$$\omega_d T_t = 26.5^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ} \rightarrow \omega_d = 26.5^\circ \cdot \frac{\pi}{T_t \cdot 180^\circ} \approx \frac{1}{2T_t} \quad (118)$$

Für beliebige Frequenzen von  $\omega$  gilt

$$\left| e^{-j\omega T_t} \right| = 1 \quad (119)$$

Damit ergibt sich für den Betrag des Frequenzganges des offenen Regelkreises, bei der Amplitudendurchtrittsfrequenz  $\omega_d$ ,

$$\left| F_0(j\omega_d) \right| = 1 = \frac{V_R V_S V_{STR}}{\omega_d T_1} \quad (120)$$

woraus die Berechnungsvorschrift für die Regelverstärkung ermittelt werden kann:

$$V_R = \frac{\omega_d T_1}{V_S V_{STR}} \approx \frac{T_1}{2T_t V_S V_{STR}} \quad (121)$$

Vergleicht man (112) mit (121) so kann festgestellt werden, dass neben der Berücksichtigung von  $V_{STR}$ , die Totzeit der kleineren Zeitkonstanten  $T_\sigma$  entspricht.

Ist nicht nur das Führungsverhalten sondern auch das **Störverhalten** des Regelkreises von Bedeutung so sollte die Randbedingung gemäß [3]

$$T_t < T_1 \leq 4T_t \quad (122)$$

berücksichtigt bzw. eingehalten werden. Wird diese Bedingung verletzt, so dass

$$T_1 > 4T_t$$

ist, so sollte das im nächsten Punkt beschriebene, symmetrische Optimum für den Reglerentwurf herangezogen werden. Der Grund dafür lautet, dass bei einem Verhältnis

$$\frac{T_1}{T_t} > 4$$

die Ausregelzeit zunimmt und daher ein schlechteres Störverhalten zu erwarten ist.

## 5.6 Reglerentwurf nach dem symmetrischen Optimum

Der Reglerentwurf mittels dem Symmetrischen Optimum wird hauptsächlich bei Strecken eingesetzt, welche neben dem PI-Regler ebenfalls ein **integrierendes Verhalten** aufweisen. In dieser Arbeit wird es jedoch in der **abgewandelten Form** für Strecken ohne I-Anteil eingesetzt, um das Störverhalten gegenüber dem Betragsoptimum aufgrund des ungünstigen Verhältnisses der Zeitkonstanten (bei Verletzung der Bedingung (122)) zu verbessern. Beim Symmetrischen Optimum werden die Regelparameter so eingestellt, dass bei der Amplitudendurchtrittsfrequenz  $\omega_d$ , des Frequenzganges des offenen Regelkreises, die größte Phasenreserve  $\varphi_{Rd}$  herrscht. Des weiteren wird auch wie beim Betragsoptimum versucht, den Betrag des Frequenzganges des geschlossenen Regelkreises bis zu hohe Frequenzen hin, auf den Wert eins

zu halten. Das Resultat dieser Optimierung bewirkt einen symmetrischen Verlauf des Phasengangs des offenen, optimierten Regelkreises um  $\omega_d$ .

Für den allgemeinen Reglerentwurf mittels dem SO, wird gemäß [3] von einer IT<sub>1</sub> Strecke der Form

$$G_S(s) = \frac{V_S}{sT_1} \cdot \frac{1}{1 + sT_\sigma} \quad (123)$$

ausgegangen, für die der PI-Regler

$$G_R(s) = V_R \cdot \frac{1 + sT_n}{sT_n}$$

entworfen werden soll um das gewünschte Führungsverhalten zu erzielen. Dazu werden die **allgemeinen Einstellregeln** folgendermaßen angewandt:

$$T_n = a^2 \cdot T_\sigma \quad (124)$$

$$V_R = \frac{1}{a} \cdot \frac{T_1}{V_S T_\sigma} \quad (125)$$

mit  $T_n > T_\sigma$

Mit dem **Parameter a** kann ein gewünschter Kompromiss zwischen Dynamik und Stabilität, wie später noch beschrieben, eingestellt werden.

Weiters ist zu beachten, dass gegenüber dem Betragsoptimum, der Regelkreis durch diese Entwurfsmethode, ein relativ großes Überschwingen aufweist.

Dies ist bei Betrachtung der Führungsübertragungsfunktion gemäß Abb. 30

$$G'_w(s) = \frac{y(s)}{w'(s)} = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{(1 + sa^2 T_\sigma)}{1 + sa^2 T_\sigma + s^2 a^3 T_\sigma^2 + s^3 a^3 T_\sigma^3} \quad (126)$$

hauptsächlich auf den Vorhalt  $(1 + sa^2 T_\sigma)$  zurückzuführen. Dieses relativ starke Überschwingen kann jedoch durch ein geeignetes Sollwertfilter bzw. durch eine Führungsglättung vermindert werden:

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + sT_G} = \frac{1}{1 + sa^2 T_\sigma} \quad (127)$$

mit  $T_G = a^2 T_\sigma$

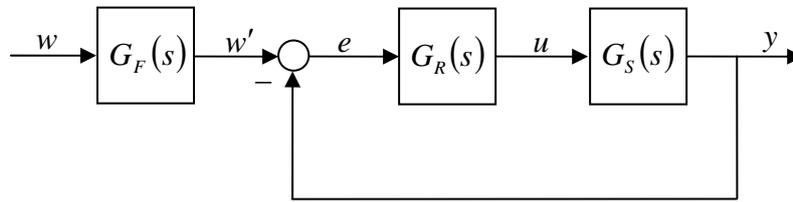


Abb. 30 Geschlossener Regelkreis mit Führungsglättung

Damit ergibt sich die folgende modifizierte Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises:

$$G_w(s) = \frac{y(s)}{w(s)} = G_F(s) \cdot G'_w(s) = \frac{1}{1 + sa^2T_\sigma + s^2a^3T_\sigma^2 + s^3a^3T_\sigma^3} \quad (128)$$

Aus der Forderung den Betrag des Frequenzganges der Führungsübertragungsfunktion bis zu hohen Frequenzen auf Eins zu halten, kann nun aus  $F_w(j\omega)$  bzw.  $|F_w(j\omega)|^2$  ein theoretisch geeigneter Wert für den **Parameter a** ermittelt werden.

$$F'_w(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega a^2 T_\sigma - \omega^2 a^3 T_\sigma^2 - j\omega^3 a^3 T_\sigma^3}$$

$$|F'_w(j\omega)|^2 = \frac{1}{(1 - \omega^2 a^3 T_\sigma^2)^2 + (\omega a^2 T_\sigma - \omega^3 a^3 T_\sigma^3)^2}$$

$$|F'_w(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 - 2\omega^2 a^3 T_\sigma^2 + \omega^4 a^6 T_\sigma^4 + \omega^2 a^4 T_\sigma^2 - 2\omega^4 a^5 T_\sigma^4 + \omega^6 a^6 T_\sigma^6}$$

$$|F'_w(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^2 a^3 T_\sigma^2 (a - 2) + \omega^4 a^5 T_\sigma^4 (a - 2) + \omega^6 a^6 T_\sigma^6} \quad (129)$$

Die gewünschte Forderung ist dann bestmöglich erfüllt, wenn möglichst viele Koeffizienten des Zähler- und Nennerpolynoms von  $|F'_w(j\omega)|^2$  übereinstimmen. Dies gilt für

$$\underline{\mathbf{a = 2}}$$

Im **nächsten Schritt** werden die Einstellregeln des symmetrischen Optimums für den Fall, dass der Wechselrichter als Totzeitglied berücksichtigt wird, erarbeitet. Wie schon bei der Herleitung des Betragoptimums festgestellt wurde, kann das Stellglied aus (108) an eine  $PT_1$ -Übertragungsfunktion angenähert werden

$$G_{STR}(s) = V_{STR} \cdot e^{-sT_t} \approx \frac{V_{STR}}{1 + sT_t}, \quad (130)$$

so dass die Regelstrecke folgende Form annimmt:

$$G_S(s) = \frac{V_S}{sT_1} \cdot \frac{V_{STR}}{1 + sT_t} \quad (131)$$

Damit ergibt sich die folgende Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises:

$$G_0(s) = G_R(s) \cdot G_S(s) = \frac{V_R \cdot (1 + sT_n)}{sT_n} \cdot \frac{V_S}{sT_1} \cdot \frac{V_{STR}}{1 + sT_t} \quad (132)$$

Im Frequenzbereich gilt

$$\begin{aligned} F_0(j\omega) &= \frac{V_R \cdot (1 + j\omega T_n)}{j\omega T_n} \cdot \frac{V_S}{j\omega T_1} \cdot \frac{V_{STR}}{1 + j\omega T_t} \\ &= \frac{V_R V_S V_{STR} \cdot (1 + j\omega T_n)}{-\omega^2 T_n T_1 + j\omega^3 T_n T_1 T_t} = \frac{V_R V_S V_{STR} \cdot (1 + j\omega T_n)}{-\omega^2 T_n T_1 (1 + j\omega T_t)} \end{aligned} \quad (133)$$

Die zu (133) gehörende Phase  $\varphi_0$  ergibt sich mit

$$\varphi_0 = \arctan\left(\frac{\omega T_n}{1}\right) - \arctan\left(\frac{\omega T_t}{1}\right) + \pi \quad (134)$$

Mit der Ableitung

$$\frac{d\varphi_0}{d\omega} = 0 = \frac{T_n^2}{\omega^2 T_n^2 + 1} - \frac{T_t^2}{\omega^2 T_t^2 + 1} \quad (135)$$

lässt sich jene Kreisfrequenz ermitteln, bei der  $\varphi_0$  maximal ist. Dieses Maximum soll bei der Amplitudendurchtrittsfrequenz entstehen:

$$\omega_{\max}^2 = \omega_d^2 = \frac{T_n - T_t}{T_n^2 T_t - T_t^2 T_n} = \frac{1}{T_n T_t} \quad (136)$$

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{T_n T_t}}. \quad (137)$$

Eingesetzt in  $F_0(j\omega)$  gilt für dessen Betrag an der Stelle  $\omega_d$ :

$$|F_0(j\omega_d)| = \frac{V_R V_S V_{STR} \cdot \sqrt{(1 + \omega_d^2 T_n^2)}}{\omega_d^2 T_n T_t \sqrt{(1 + \omega_d^2 T_t^2)}} = 1 \quad (138)$$

Daraus kann durch Umformung der Regelparameter  $V_R$  folgendermaßen bestimmt werden:

$$V_R = \frac{\omega_d^2 T_n T_t \sqrt{(1 + \omega_d^2 T_t^2)}}{V_S V_{STR} \cdot \sqrt{(1 + \omega_d^2 T_n^2)}} = \frac{\frac{T_t}{T_t} \cdot \sqrt{1 + \frac{T_t}{T_n}}}{V_S V_{STR} \cdot \sqrt{1 + \frac{T_n}{T_t}}} \quad (139)$$

mit  $T_n = a^2 T_t$  resultiert

$$V_R = \frac{\frac{T_t}{T_t} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{a^2}}}{V_S V_{STR} \cdot \sqrt{1 + a^2}} = \frac{\frac{T_t}{T_t} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{a^2}}}{V_S V_{STR} \cdot a \sqrt{\frac{1}{a^2} + 1}} \quad (140)$$

$$V_R = \frac{T_t}{a \cdot V_S \cdot V_{STR} \cdot T_t} \quad (141)$$

Als nächstes soll nun der **relevante Fall** betrachtet werden, in dem das symmetrische Optimum in einer modifizierten Form auf eine PT'<sub>2</sub>-Strecke für den Reglerentwurf angewandt werden soll. Dabei wird das Totzeitglied wie in (130) wieder an eine PT<sub>1</sub>-Übertragungsfunktion angenähert, so dass von der folgenden Regelstrecke ausgegangen werden kann:

$$G_S(s) = \frac{V_S}{1 + sT_1} \cdot \frac{V_{STR}}{1 + sT_t} \quad (142)$$

mit  $T_1 \gg T_t$

Es gilt nun die Überlegung, dass die Eckfrequenz  $1/T_1$  der einen Strecke bei sehr viel tieferen Kreisfrequenzen liegt als die Eckfrequenz  $1/T_t$  der anderen.

Im Bereich der Eckfrequenz der Strecke mit der kleinen Zeitkonstante verhält sich die Strecke mit der großen Zeitkonstante näherungsweise wie ein Integrator mit einem Amplitudengang von -20dB pro Dekade und einer Phase von  $-90^\circ$ .

Mit dieser Überlegung werden nun die Optimierungsbedingungen des modifizierten Symmetrischen Optimums für den Entwurf eines PI-Reglers der Form (109) abgeleitet.

Bei Berechnung der Führungsübertragungsfunktion  $G'_w(s)$  (siehe Gleichung (126)) resultiert das charakteristische Nennerpolynom

$$1 + sa^2T_\sigma + s^2a^3T_\sigma^2 + s^3a^3T_\sigma^3,$$

welches nun auch in diesem Fall erzeugt werden soll. Dies gelingt durch die Anwendung zweier Korrekturfaktoren  $k_1$  und  $k_2$  die folgendermaßen eingesetzt bzw. berechnet werden:

$$T_n = k_1 \cdot a^2T_t \quad (143)$$

$$V_R = k_2 \cdot \frac{T_1}{a \cdot V_S \cdot V_{STR} \cdot T_t} \quad (144)$$

Damit ergibt sich für die Übertragungsfunktion  $G'_w(s)$  des geschlossenen Regelkreises

$$G'_w(s) = \frac{V_R \cdot \frac{1 + sT_n}{sT_n} \cdot \frac{V_S}{1 + sT_1} \cdot \frac{V_{STR}}{1 + sT_t}}{1 + V_R \cdot \frac{1 + sT_n}{sT_n} \cdot \frac{V_S}{1 + sT_1} \cdot \frac{V_{STR}}{1 + sT_t}} = \frac{1 + sT_n}{\frac{sT_n \cdot (1 + sT_1) \cdot (1 + sT_t)}{V_R V_S V_{STR}} + 1 + sT_n}$$

Durch einsetzen von (143) und (144) erhält man

$$G'_w(s) = \frac{1 + sk_1 a^2 T_t}{\frac{sk_1 a^2 T_t \cdot (1 + sT_1) \cdot (1 + sT_t) \cdot a \cdot V_S \cdot V_{STR} \cdot T_t}{k_2 T_1 V_S V_{STR}} + 1 + sk_1 a^2 T_t}$$

$$G'_w(s) = \frac{1 + sk_1 a^2 T_t}{\frac{sk_1 a^3 T_t^2 \cdot (1 + sT_1) \cdot (1 + sT_t)}{k_2 T_1} + 1 + sk_1 a^2 T_t}$$

$$G'_w(s) = \frac{1 + sk_1 a^2 T_t}{1 + s(a^2 k_1 T_t + \frac{a^3 k_1 T_t^2}{k_2 T_1}) + s^2 \frac{a^3 k_1 T_t^2 (T_t + T_1)}{k_2 T_1} + s^3 \frac{a^3 k_1 T_t^3}{k_2}} \quad (145)$$

Daraus können nun durch Koeffizientenvergleich des Nennerpolynoms von  $G'_w(s)$  aus (145) mit dem charakteristischen Nennerpolynom der Führungsübertragungsfunktion aus (126) die gesuchten Faktoren berechnet werden:

$$a^2 T = a^2 k_1 T_t + \frac{a^3 k_1 T_t^2}{k_2 T_1}$$

$$a^3 T^2 = \frac{a^3 k_1 T_t^2 (T_t + T_1)}{k_2 T_1}$$

$$a^3 T^3 = \frac{a^3 k_1 T_t^3}{k_2}$$

Daraus resultieren folgende Bestimmungsgleichungen für die gesuchten Größen:

$$T = \frac{T_1 T_t}{(T_1 + T_t)} \quad (146)$$

$$k_1 = \frac{1 + (2 - a) \cdot \frac{T_t}{T_1} + \left(\frac{T_t}{T_1}\right)^2}{\left(1 + \frac{T_t}{T_1}\right)^3} \quad (147)$$

$$k_2 = 1 + (2 - a) \cdot \frac{T_t}{T_1} + \left( \frac{T_t}{T_1} \right)^2 \quad (148)$$

Bei Betrachtung von Gleichung (145) muss nun für eine Reduktion des Überschwingens des Regelkreises der Vorhalt  $1 + sk_1 a^2 T_t$  kompensiert werden. Dazu wählt man für das Sollwertfilter

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + sT_G} = \frac{1}{1 + sk_1 a^2 T_t} \quad (149)$$

mit  $T_G = k_1 a^2 T_t$

Damit ergeben sich mit den Korrekturfaktoren die gesuchten Regelparameter, womit nun das symmetrische Optimum für die gewünschte Strecke ohne integrierenden Anteil angewandt werden kann.

$$T_n = \left[ \frac{1 + (2 - a) \cdot \frac{T_t}{T_1} + \left( \frac{T_t}{T_1} \right)^2}{\left( 1 + \frac{T_t}{T_1} \right)^3} \right] \cdot a^2 T_t \quad (150)$$

$$V_R = \left[ 1 + (2 - a) \cdot \frac{T_t}{T_1} + \left( \frac{T_t}{T_1} \right)^2 \right] \cdot \frac{T_1}{a \cdot V_S \cdot V_{STR} \cdot T_t} \quad (151)$$

Besteht der Wunsch, dass der Betrag des Frequenzganges der Führungsübertragungsfunktion  $G_w(s)$  bis zu möglichst hohen Frequenzen hin Eins sein soll, wird für  $a = 2$  eingesetzt.

Damit ergibt sich:

$$T_n = \left[ \frac{1 + \left(\frac{T_t}{T_1}\right)^2}{\left(1 + \frac{T_t}{T_1}\right)^3} \right] \cdot 4T_t \quad (152)$$

$$V_R = \left[ 1 + \left(\frac{T_t}{T_1}\right)^2 \right] \cdot \frac{T_1}{2 \cdot V_S \cdot V_{STR} \cdot T_t} \quad (153)$$

### 5.7 Totzeitkompensation

Wie in Punkt 5.4 beschrieben, wird der Wechselrichter in Form eines Totzeitgliedes berücksichtigt. Daraus folgt bei Betrachtung der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises gemäß Abb. 31, wobei die Regelstrecke in ein  $PT_1$ - und in ein Totzeitglied aufgespalten wird, dass der Totzeiterm  $e^{-sT_t}$  im Nenner von (154) auftritt. Als Folge daraus, entsteht ein relativ langer Einschwingvorgang der Regelgröße  $y$  bei sprunghaften Änderungen der Führungsgröße  $w$  oder bei einwirken der Störgröße  $d$ .

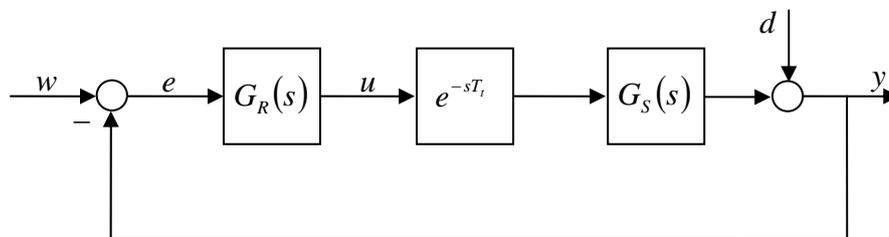


Abb. 31 Darstellung des geschlossenen Regelkreises mit Totzeitglied und Störgröße

$$G_w(s) = \frac{y(s)}{w(s)} = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}} \quad (154)$$

Im nächsten Schritt wird nun der Einfluss der Totzeit durch Einführung eines Kompensationsgliedes  $G_K(s)$  zum Teil kompensiert. Damit soll nun folgendes gelten:

$$G_S(s) \cdot e^{-sT_t} + G_K(s) = G_S(s) \quad (155)$$

Daraus folgt für  $G_K(s)$

$$G_K(s) = G_S(s) \cdot (1 - e^{-sT_t}) \quad (156)$$

Wird nun die Führungsübertragungsfunktion gemäß Abb. 32 berechnet, so ergibt sich:

$$G_w(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}}{1 + G_R(s) \cdot (G_S(s) \cdot e^{-sT_t} + G_K(s))}$$

$$G_w(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}}{1 + G_R(s) \cdot (G_S(s) \cdot e^{-sT_t} + G_S(s) \cdot (1 - e^{-sT_t}))}$$

$$G_w(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} \quad (157)$$

Damit verbleibt der Totzeitterm lediglich im Zähler was nur zu einer Verzögerung der Regelgröße um  $T_t$  führt. Des Weiteren wird die Dynamik des gesamten Regelkreises verbessert, wodurch auch der Einfluss einwirkender Störgrößen schneller reduziert werden kann.

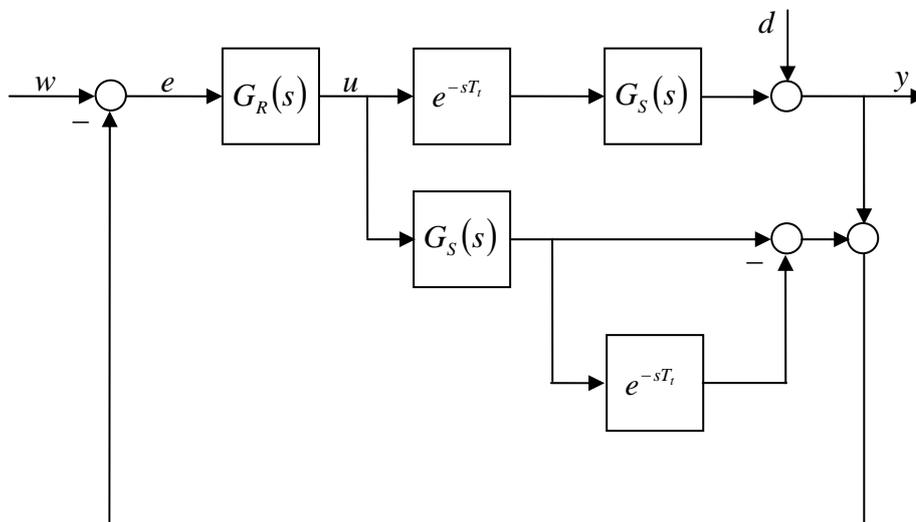


Abb. 32 Geschlossener Regelkreis mit Totzeitkompensation

## 5.8 Entwurf des Drehmomentreglers

In diesem Punkt soll der PI-Drehmomentregler mittels der in Punkt 5.2 berechneten Regelstrecke (siehe (93)) unter Berücksichtigung des Stellgliedes entworfen werden. Daraus können wie folgt die Streckenparameter abgelesen werden, welche für die Ermittlung der Regelparameter nach dem Betrags-optimum oder symmetrischen Optimum benötigt werden. Um das Verhalten des Regelkreises für unterschiedliche Magnetisierungszustände der Asynchronmaschine beurteilen zu können wird beim Entwurf zwischen **Ständer-nennfluss** und **halben Ständernennfluss** unterschieden. Da sich in der Praxis aber lediglich die Streckenparameter (bei gleich bleibenden Regelparameter) ändern werden, wird später beim Feldschwächreglerentwurf auch dieser Fall untersucht.

$$G_M(s) \cdot G_{STR}(s) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \underbrace{\frac{L_H}{L_S R_R} \cdot \Psi_{SA} \cdot V_{STR}}_{V_s} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \underbrace{\frac{\sigma L_R}{R_R}}_{T_i}} \cdot e^{-sT_i} \quad (158)$$

### 5.8.1 Entwurf mittels Betragoptimum bei Ständernennfluss

Für den **Reglerentwurf bei Ständernennfluss** werden die in (159) gelisteten Parameter verwendet.

$$\begin{aligned} R_S &= 0.087632\Omega \\ R_R &= 0.046643\Omega \\ L_S &= 0.00232094H \\ L_R &= 0.00232094H \\ L_H &= 0.0021862H \\ \Psi_N &= 0.118V_s \\ \sigma &= 0.11267 \\ T_i = T_a &= 1 \cdot 10^{-4} s \\ V_{STR} &= 1 \end{aligned} \quad (159)$$

Dabei ist  $T_a$  die Abtastzeit, mit der später die zeitkontinuierlichen Signale durch ein digitales Signalprozessorsystem erfasst bzw. abgetastet werden. Des Weiteren werden mit dieser Zeit die entworfenen zeitkontinuierlichen Regler in die zeitdiskrete Darstellungsform umgesetzt.

Des Weiteren wird die Verstärkung  $V_{STR}$  des Totzeitglieds zu Eins gewählt und  $T_t$  der Dauer einer Abtastperiode gleichgesetzt.

Daraus resultieren die gesuchten **Streckenparameter**

$$\begin{aligned} V_S &= 14.30219 \\ T_1 &= 0.00560658 \\ T_t &= 0.0001 \end{aligned} \quad (160)$$

Mit (111) und (121) erhält man die gesuchten **Regelparameter** gemäß der Anwendung des **Betragsoptimums**:

$$\begin{aligned} V_R &= 1.9600426 \\ T_n &= 0.00560658 \end{aligned} \quad (161)$$

Damit folgt die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises **ohne Totzeitkompensation** gemäß Abb. 31 und (154):

$$G_w(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}} = \frac{V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t}}{sT_1 + V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t}} \quad (162)$$

und **mit Totzeitkompensation** gemäß Abb. 32 und (157):

$$G_w(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t}}{sT_1 + V_R \cdot V_S} \quad (163)$$

Als nächstes soll die Stabilität des geschlossenen Regelkreises mit Hilfe des allgemeinen **Nyquist-Kriteriums** untersucht werden. Dazu wird die in Abb. 33 ermittelte Frequenzortskurve des offenen Kreises (165) betrachtet:

$$G_0(s) = G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t} = \frac{V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t}}{sT_1} \rightarrow F_0(j\omega) \quad (164)$$

$$F_0(j\omega) = \frac{V_R \cdot V_S \cdot e^{-j\omega T_t}}{j\omega T_1} \quad (165)$$

Trotz des Vorhandenseins der Totzeit  $T_t$  behält das allgemeine Nyquistkriterium seine Gültigkeit, jedoch muss beachtet werden, dass die Frequenzortskurve bei Betrachtung jener ohne  $T_t$ , in jedem Frequenzpunkt  $\omega$  eine Winkeldrehung von  $-\omega T_t$  erfährt (siehe [8]).

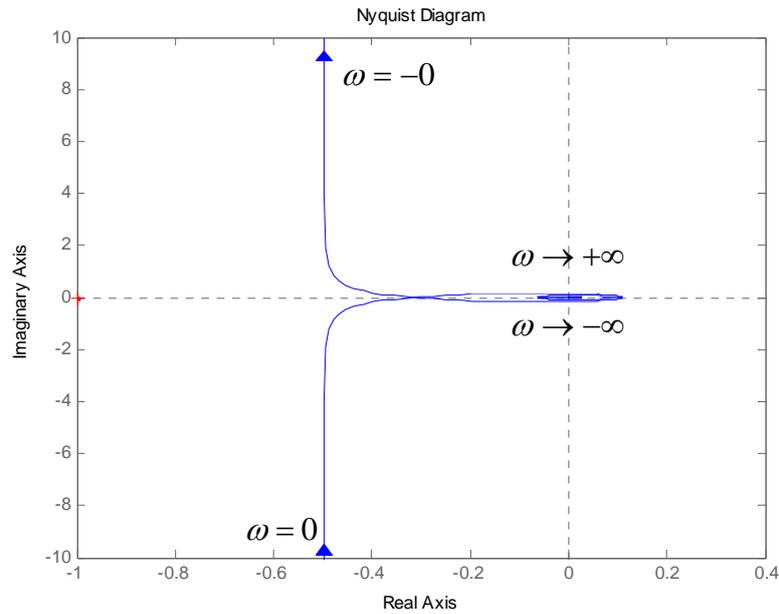


Abb. 33 Frequenzortskurve des offenen Regelkreises

Wie man in Abb. 33 erkennen kann, ist der **geschlossene Regelkreis stabil**, da der vom kritischen Punkt weisende Fahrstrahl  $1 + F_0(j\omega)$  für  $\omega \rightarrow \infty$  die erforderliche Winkeländerung durchläuft. Des Weiteren ist die Voraussetzung

$$|F_0(j\omega)| \rightarrow 0 \quad \text{wenn} \quad \omega \rightarrow \infty \quad (166)$$

erfüllt. Im nächsten Schritt wird das Führungs- und Störverhalten des geschlossenen Regelkreises untersucht.

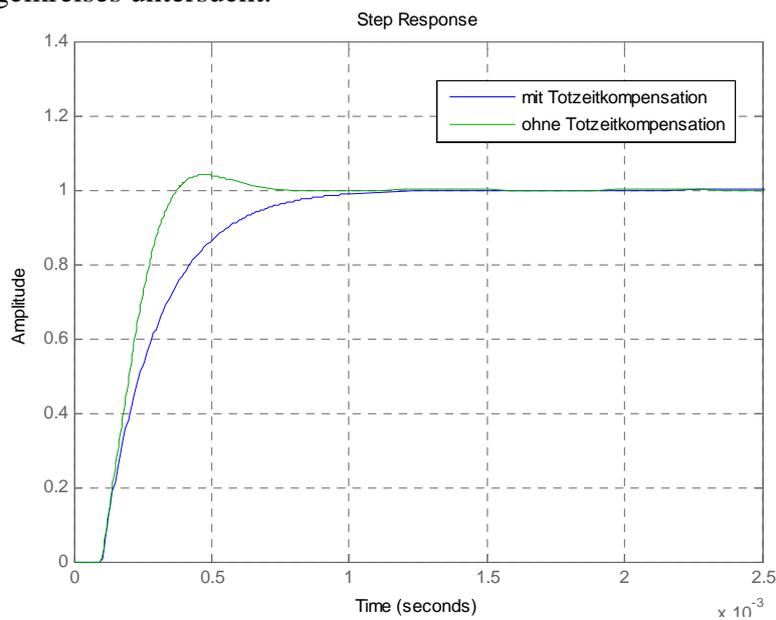


Abb. 34 Führungsverhalten des geschlossenen Regelkreises

Wie man in Abb. 34 erkennen kann, wird die Dynamik des Regelkreises durch die Totzeitkompensation ein wenig reduziert. Bei Betrachtung des Störverhaltens werden die Fälle unterschieden ob die Störung gemäß Abb. 35 am Eingang oder am Ausgang der  $PT_1$ -Strecke also direkt auf die Regelgröße einwirkt.

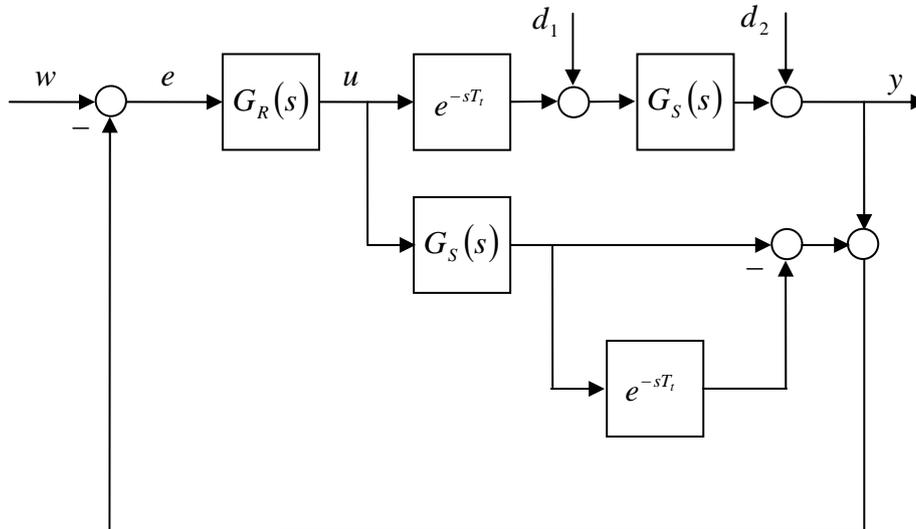


Abb. 35 Geschlossener Regelkreis mit Totzeitkompensation und zweier möglicher Störgrößen

Gemäß [3] kann das Blockschaltbild aus Abb. 35 umgezeichnet werden, um so eine übersichtlichere Darstellung für die Berechnung der folgenden Übertragungsfunktion zu erhalten - Abb. 35a.

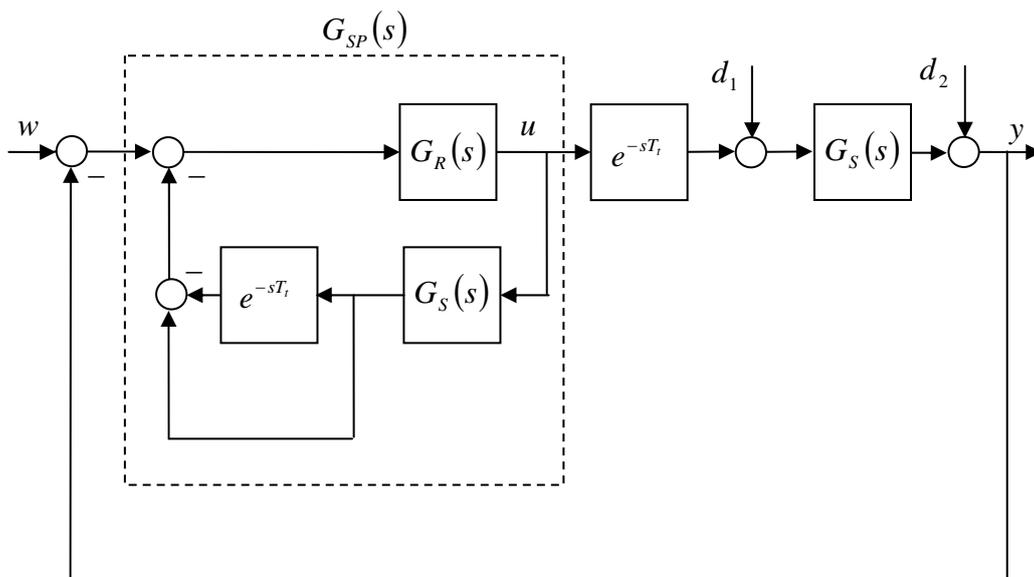


Abb. 35a Modifiziertes Blockschaltbild mit Totzeitkompensation

Damit resultiert für  $G_{SP}(s)$  die folgende Übertragungsfunktion:

$$G_{SP}(s) = \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G(s)(1 - e^{-sT_t})} \quad (166.1)$$

Im nächsten Schritt wird zunächst die Auswirkung der Störgröße  $d_1$  **mit** (167) und **ohne Totzeitkompensation** (168) betrachtet (Abb. 36).

$$\begin{aligned} G_{11}(s) &= \frac{y(s)}{d_1(s)} = \frac{G_S(s)}{1 + G_{SP}(s) \cdot e^{-sT_t} \cdot G_S(s)} = \\ &= \frac{G_S(1 + G_R G_S(1 - e^{-sT_t}))}{1 + G_R(s)G_S(s)} \end{aligned} \quad (167)$$

$$\begin{aligned} G_{12}(s) &= \frac{y(s)}{d_1(s)} = \frac{G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}} = \\ &= \frac{s \cdot V_S \cdot T_1}{V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t} + s \cdot T_1(1 + V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t}) + s^2 T_1^2} \end{aligned} \quad (168)$$

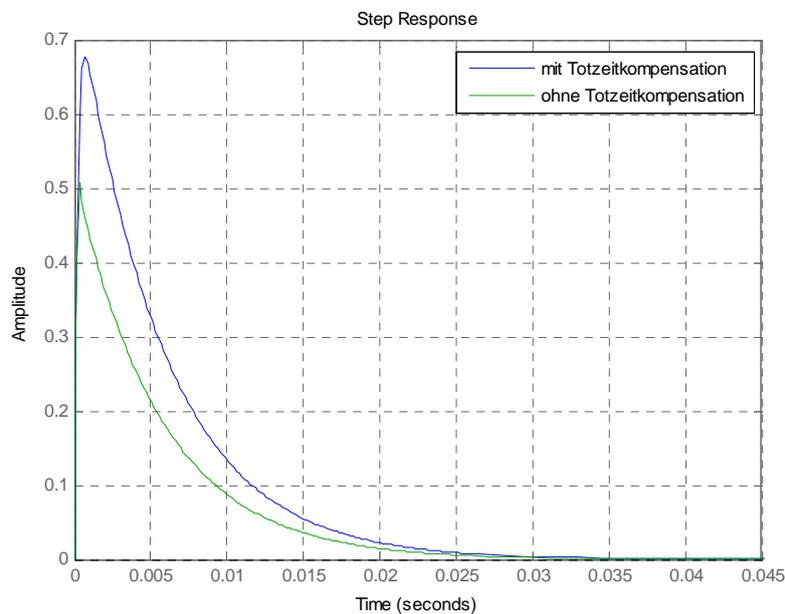


Abb. 36 Störverhalten des Regelkreises bei einwirken von  $d_1$

Wie man erkennen kann, resultiert durch die Kompensation eine minimale Verschlechterung des Störverhaltens. Im Folgenden wird das Verhalten bei einwirken der Störgröße  $d_2$  untersucht (Abb. 37). Dazu wird wie zuvor vorgegangen.

$$\begin{aligned} G_{11}(s) &= \frac{y(s)}{d_2(s)} = \frac{1}{1 + G_{SP}(s) \cdot e^{-sT_t} \cdot G_S(s)} = \\ &= \frac{1 + G_R G_S (1 - e^{-sT_t})}{1 + G_R(s) G_S(s)} \end{aligned} \quad (169)$$

$$\begin{aligned} G_{22}(s) &= \frac{y(s)}{d_2(s)} = \frac{1}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}} = \\ &= \frac{s \cdot T_1}{s \cdot T_1 + V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t}} \end{aligned} \quad (170)$$

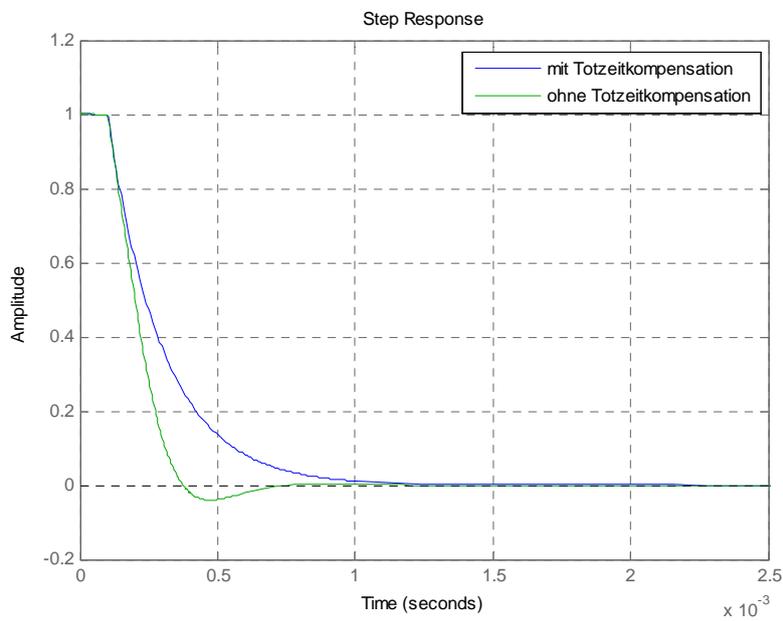


Abb. 37 Störverhalten des Regelkreises bei einwirken von  $d_2$

Zusammen mit Abb. 37 kann nun die Aussage getroffen werden, dass der durch das Betragsoptimum resultierende Drehmomentregler zu einem stabilen Regelkreis führt. Die Totzeitkompensation selbst bewirkt dabei nur eine minimale Verschlechterung des Störverhaltens bei einer geringfügigen Reduktion der Dynamik.

### 5.8.2 Entwurf mittels Betragsoptimum bei halben Ständernennfluss

Beim folgenden Entwurf des Drehmomentreglers muss passend zum halben Ständernennfluss gemäß der Magnetisierungskennlinie in Abb. 5 der Wert der Hauptinduktivität angepasst werden. Daher werden die in (171) gelisteten Parameter für den weiteren Entwurf verwendet.

$$\begin{aligned}
 R_S &= 0.087632\Omega \\
 R_R &= 0.046643\Omega \\
 L_S &= 0.0024606H \\
 L_R &= 0.0024606H \\
 L_H &= 0.002326H & (171) \\
 \Psi_N &= 0.059Vs \\
 \sigma &= 0.106456 \\
 T_t = T_a &= 1 \cdot 10^{-4} s \\
 V_{STR} &= 1
 \end{aligned}$$

Daraus resultieren die gesuchten **Streckenparameter**

$$\begin{aligned}
 V_S &= 7.176107 \\
 T_1 &= 0.0056161 & (172) \\
 T_t &= 0.0001
 \end{aligned}$$

Damit resultieren die gesuchten **Regelparameter:**

$$\begin{aligned}
 V_R &= 3.913049 & (173) \\
 T_n &= 0.0056161
 \end{aligned}$$

Wie in Punkt 5.8.1 werden nun das Führungs- und Störverhalten des geschlossenen Regelkreises mit und ohne Totzeitkompensation und die Frequenzortskurve des offenen Regelkreises betrachtet.

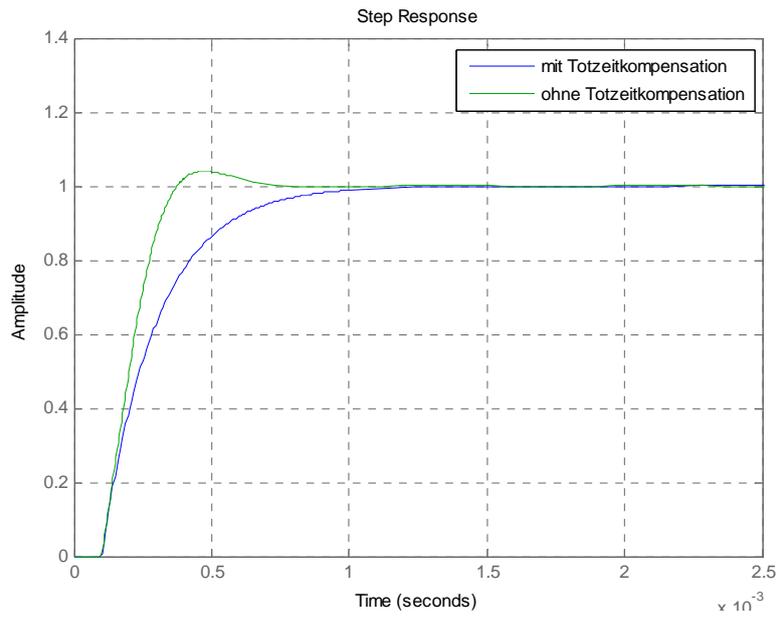


Abb. 38 Sprungantwort des geschlossenen Regelkreis mit und ohne Totzeitkompensation

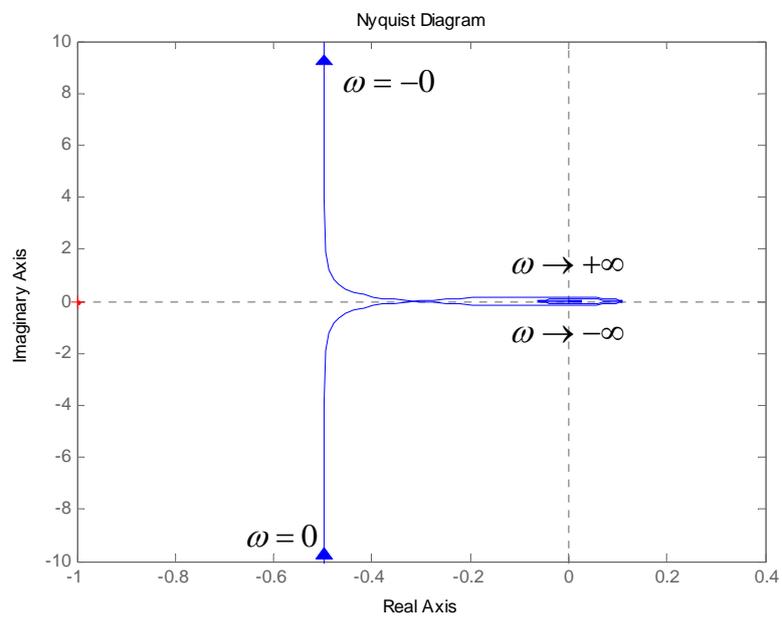


Abb. 39 Frequenzortkurve des offenen Regelkreis

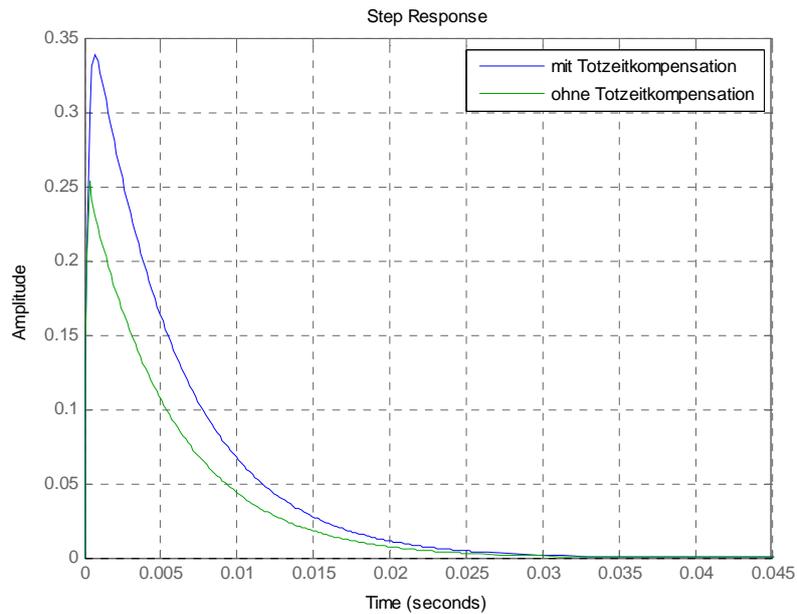


Abb. 40 Störverhalten bei Auftreten der Störung  $d_1$

Wie in den Abb. 38 bis 41 zu erkennen ist, resultiert auch beim Entwurf mit halben Ständerennfluss ein stabiler Regelkreis, bei dem sich lediglich dessen Störverhalten bei einwirken der Störgröße  $d_1$  verglichen mit dem des vorherigen Punktes unterscheidet. Dies liegt daran, dass die Verstärkung  $V_S$  und damit auch die Verstärkung der Störübertragungsfunktion (siehe (167) bzw. (168)) auf die Hälfte abgenommen hat.

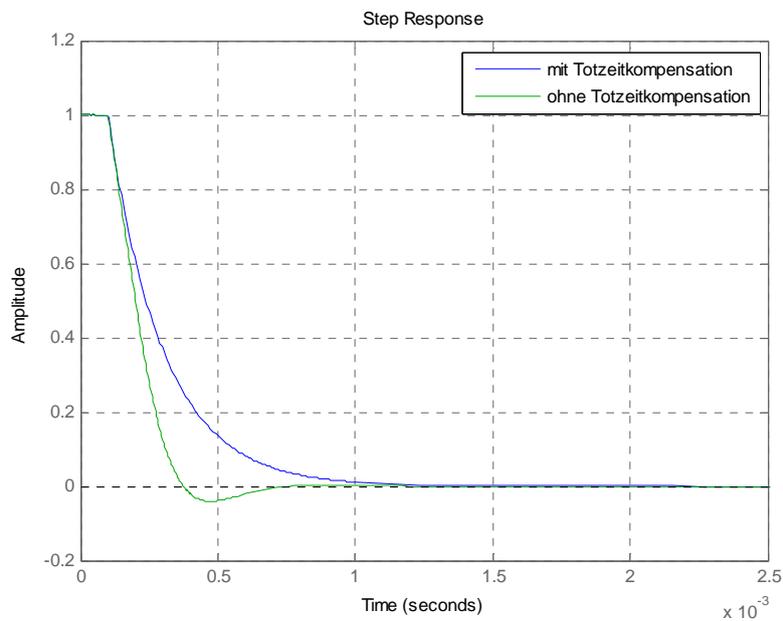


Abb. 41 Störverhalten des Regelkreises bei einwirken der Störung  $d_2$

**An dieser Stelle** wird kurz erklärt, warum die Kompensation der  $T_t$  nicht zu erwarteten Verbesserung geführt hat. Im Allgemeinen wird beim Reglerentwurf der Einfluss des Totzeitgliedes vernachlässigt und anschließend das Führungsverhalten des Regelkreises durch die in Punkt 5.7 beschriebene Methode verbessert. Damit aber durch Anwendung des BO eine PI-Reglerstruktur ermittelt werden kann, ist diese Vernachlässigung nicht möglich. Da die Totzeitkompensation für den Drehmomentregelkreis nicht zwingend notwendig ist, könnte diese deshalb auch wegfallen.

Abschließend soll noch erwähnt werden, dass bei Betrachtung der Zeitkonstanten in (160) und (172) die Bedingung in (122) verletzt wird. Tatsächlich beträgt bei Betrachtung der Regelstrecke mit Ständernennfluss das Verhältnis

$$\frac{T_1}{T_t} = 56,0658 \quad (174)$$

Für die Strecke bei halbem Nennfluss folgt

$$\frac{T_1}{T_t} = 56,161. \quad (175)$$

Damit wird sich später bei den Simulationen und Messungen ein **wenig zufrieden stellendes** Störverhalten des optimierten Regelkreises ergeben. Daher wird im nächsten Punkt der Reglerentwurf mit Hilfe des modifizierten symmetrischen Optimums durchgeführt.

### 5.8.3 Entwurf mittels symmetrischen Optimum bei Ständerennfluss

Für den Reglerentwurf werden wieder die in (159) genannten Streckenparameter verwendet. Die gesuchten Regelparameter ergeben sich durch die Anwendung der Beziehungen in (150) und (151), wobei der Parameter  $\mathbf{a}$  mit dem Wert **Zwei** eingesetzt wird. Damit resultiert:

$$\begin{aligned} V_R &= 1.960666 & (176) \\ T_n &= 3.7945e-4 \end{aligned}$$

Weiters wird ein Sollwertfilter angewendet um das Überschwingen der Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises zu vermindern. Für die Zeitkonstante des Filters (siehe (149)) ergibt sich:

$$T_G = 3.7945e-4 = T_n \quad (177)$$

Damit wird in Abb. 35 der Sollwertzweig um eine Führungsglättung erweitert, so dass man folgendes Blockschaltbild in Abb. 42 erhält:

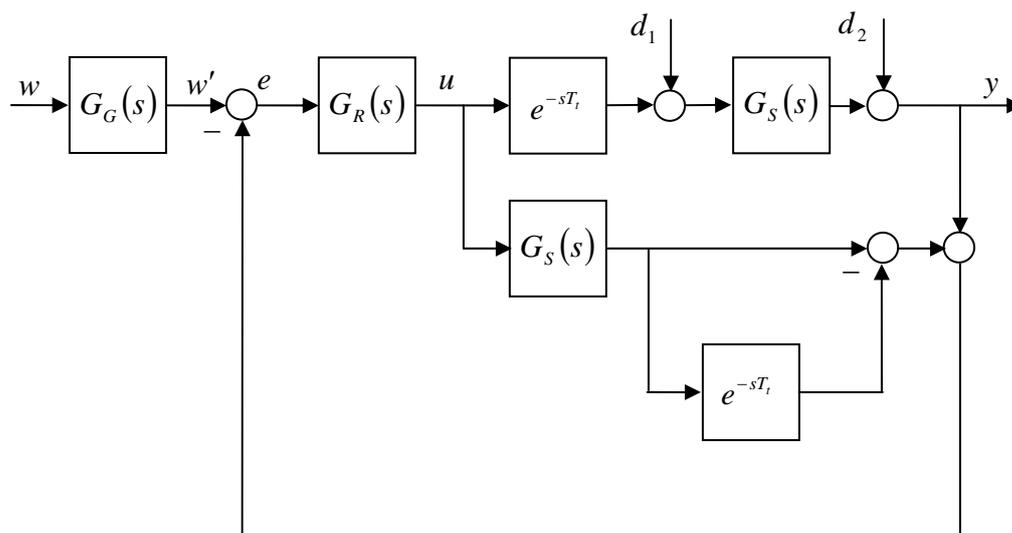


Abb. 42 Erweiteter Regelkreis mit Totzeitkompensation und möglichen Störgrößen

Für die Führungsübertragungsfunktion ergibt sich **ohne Totzeitkompensation**

$$\begin{aligned} G_w(s) &= \frac{G_G(s) \cdot G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_i}}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_i}} = \\ &= \frac{V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_i}}{V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_i} + s(T_n + V_R \cdot V_S \cdot T_n \cdot e^{-sT_i}) + s^2(T_n \cdot T_1)} \end{aligned} \quad (178)$$

und mit **Totzeitkompensation**

$$G_w(s) = \frac{G_G(s) \cdot G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t}}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \quad (179)$$

$$= \frac{V_R \cdot V_S \cdot e^{-sT_t}}{V_R \cdot V_S + s(T_n + V_R \cdot V_S \cdot T_n) + s^2(T_n \cdot T_1)}$$

Damit resultieren die in Abb. 43 gezeigten Sprungantworten, wobei auch jene ohne Führungsglättung (und ohne  $T_t$  Kompensation) dargestellt ist. Wie man weiters erkennen kann ergibt sich durch die Sollwertfilterung eine etwas schlechtere Dynamik des Führungsverhaltens bei Vergleich mit dem mittels Betragsoptimum optimierten Regelkreis.

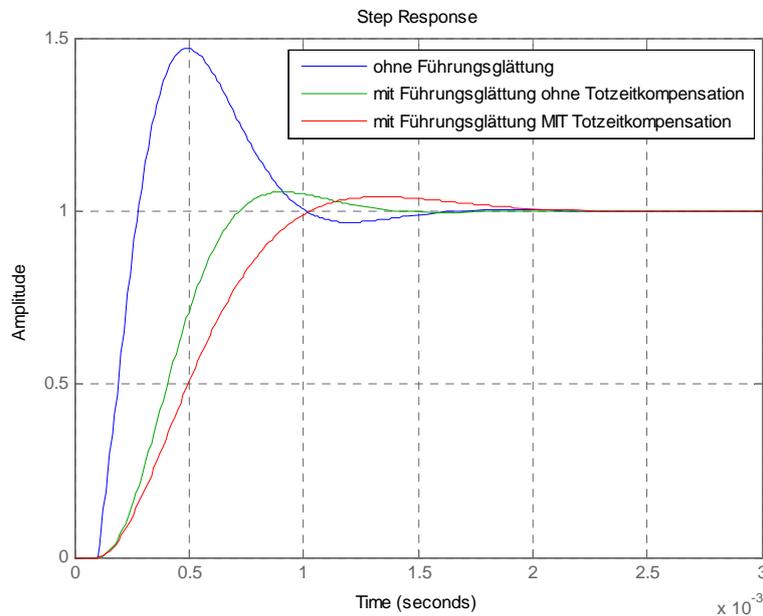


Abb. 43 Führungsverhalten des geschlossenen Regelkreises bei verschiedenen Bedingungen

Im nächsten Schritt soll noch die Stabilität des geschlossenen Regelkreises untersucht werden. Dazu wird wieder die Frequenzortskurve von  $G_0(s)$  betrachtet wobei folgendes gilt:

$$G_0(s) = G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t} = \frac{V_R \cdot V_S \cdot (1 + sT_n) \cdot e^{-sT_t}}{sT_n(1 + sT_1)} \quad (180)$$

$$F_0(j\omega) = \frac{V_R \cdot V_S \cdot (1 + j\omega \cdot T_n) \cdot e^{-j\omega T_t}}{-\omega^2 \cdot T_1 \cdot T_n + j\omega \cdot T_n} \quad (181)$$

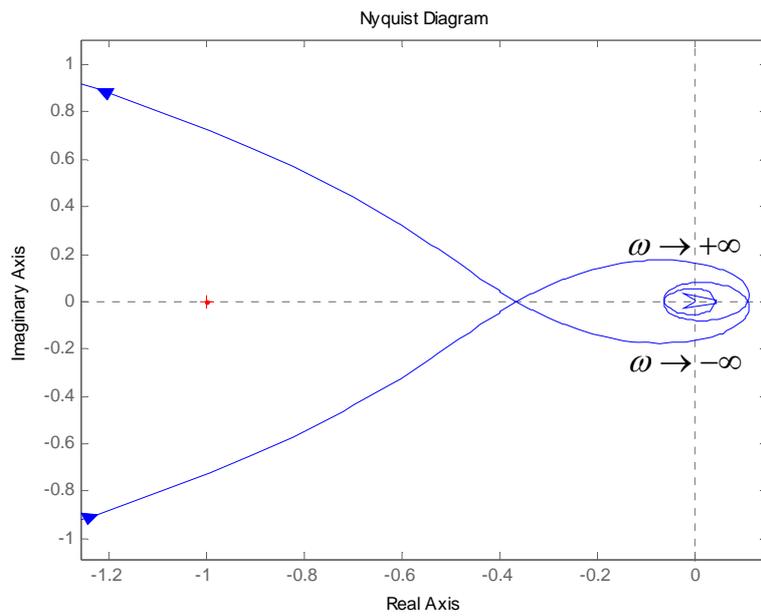
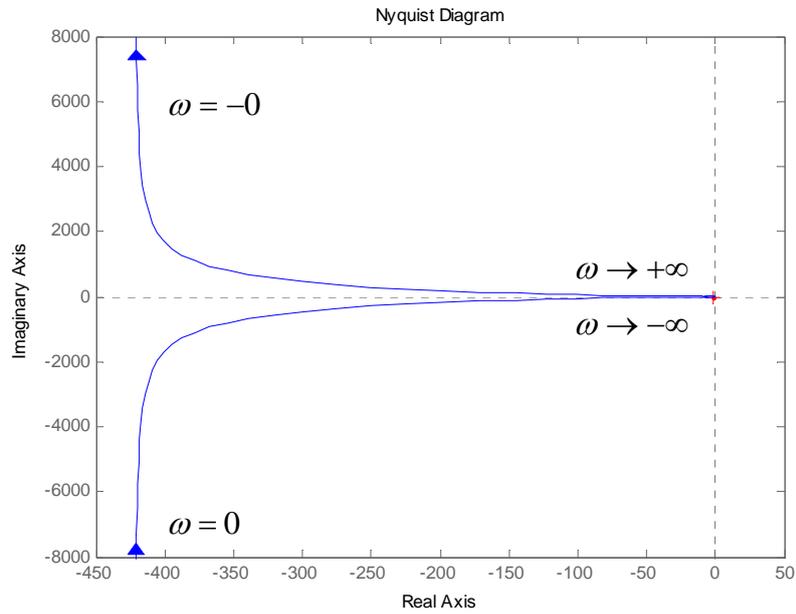


Abb. 44 bis 47 Frequenzortskurve des offenen Regelkreises mit  $a = 2$

Wie man in Abb. 44 erkennen kann, ist der **geschlossene Regelkreis stabil**, da der vom kritischen Punkt weisende Fahrstrahl für  $\omega \rightarrow \infty$  eine Winkeländerung  $\Delta\phi = \pi/2$  durchläuft.

Das Störverhalten des Regelkreises ist durch Anwendung des symmetrischen Optimums gegenüber dem BO besser geworden, vor allem bei Betrachtung von Störgrößen  $d_1$  die vor der Regelstrecke wirken (Abb. 48), jedoch wäre das Verhalten ohne Totzeitkompensation noch besser.

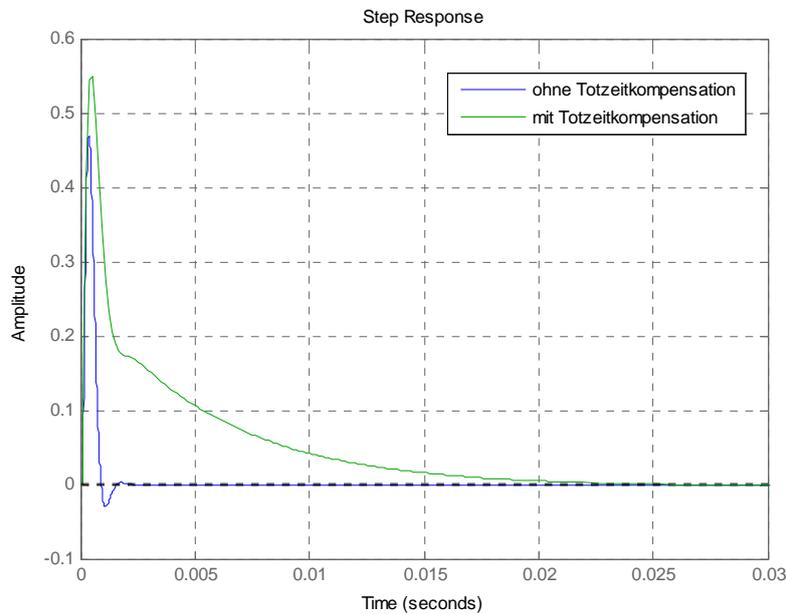


Abb. 48 Störverhalten des Regelkreises beim Einwirken der Störgröße  $d_1$

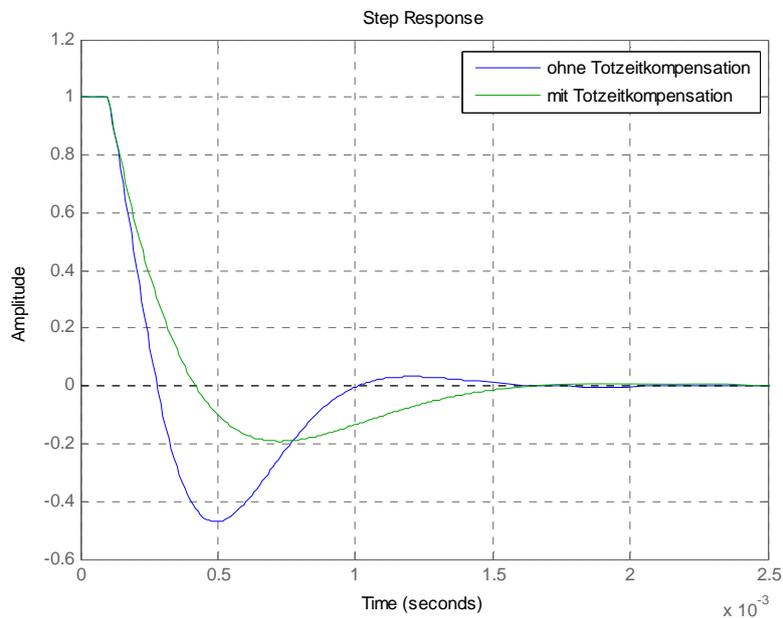


Abb. 49 Störverhalten des Regelkreises beim Einwirken der Störgröße  $d_2$

In Abb. 49 ist das Störverhalten bei Einwirken von Störungen auf die Regelgröße ersichtlich. Dieses weist ein geringfügig schlechteres Verhalten gegenüber dem Reglerentwurf mittels BO auf - vgl. Abb. 41.

#### 5.8.4 Entwurf mittels symmetrischen Optimum bei halbem Ständerennfluss

In diesem Punkt erfolgt der Drehmomentreglerentwurf wieder mit den in (172) angeführten Streckenparametern. Damit resultieren die folgenden Regelparameter wobei wieder  $\mathbf{a} = 2$  und  $T_G = 3.7946e - 4$  gewählt wird:

$$\begin{aligned} V_R &= 3.92133 \\ T_n &= 3.7946e - 4 \end{aligned} \quad (182.2)$$

Nachfolgend ändert sich nur das Störverhalten  $d_1 \rightarrow y$  bzw. konkret hat sich die Amplitude der Sprungantwort der Störgrößenübertragungsfunktion in Abb. 50 im Vergleich zum vorherigen Punkt auf die Hälfte reduziert, da auch die Streckenverstärkung um den selben Faktor abgenommen hat. Der geschlossene Regelkreis bleibt trotz veränderter Parameter der Strecke und des Reglers stabil.

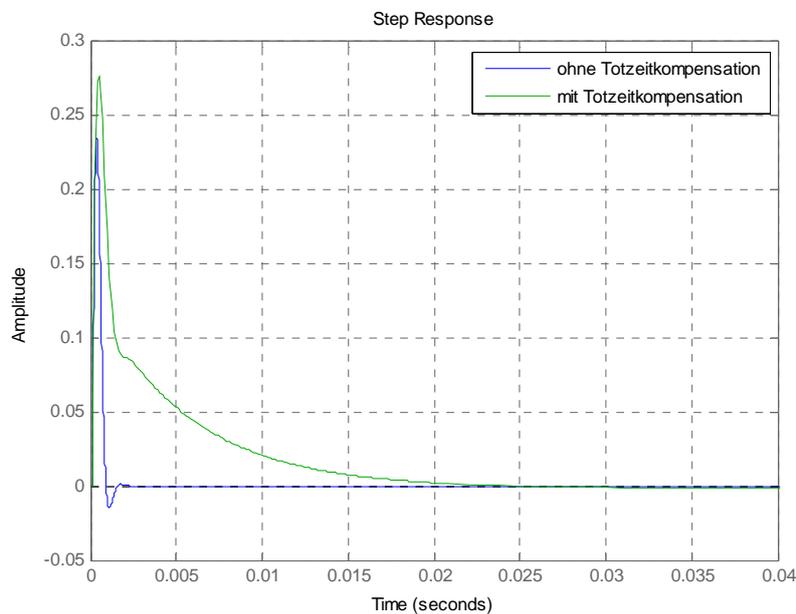


Abb. 50 Störverhalten des Regelkreises beim Einwirken der Störgröße  $d_1$

## 5.9 Entwurf des Ständerflussreglers

In diesem Punkt wird nun der Ständerflussregler mit Hilfe des **Betrags-optimums** entworfen. Die dafür notwendige Regelstrecke wurde im Punkt 5.3, Gleichung (107) hergeleitet, aus der die benötigten Parameter abgelesen werden können.

$$\begin{aligned} \frac{\Psi_{SA}(s)}{u_{SA}(s)} &= G_{\Psi}(s) \cdot G_{STR}(s) = G_S(s) \cdot e^{-sT} = \\ &= \frac{L_S}{\underbrace{R_S}_{V_S}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_S}{\underbrace{R_S}_{T_1}}} \cdot e^{-sT_i} \end{aligned}$$

Damit ergibt sich unter Verwendung von (159):

$$\begin{aligned} V_S &= 0.026485 \\ T_1 &= 0.026485 \\ T_i &= 0.0001 \end{aligned} \tag{183}$$

Weiters ist bei dem resultierenden Ständerflussregelkreis darauf zu achten, dass sich der der Fluss Sollwert nicht zu schnell ändert bzw. genauer formuliert, darf sich der Betrag des Ständerflusses nur mit der Rotorzeitkonstanten  $\tau_R = L_R / R_R$  ändern. Damit wird sichergestellt, dass sich auch der Rotorfluss der Asynchronmaschine entsprechend aufbauen bzw. einer Änderung des Ständerflusses noch folgen kann. Aus diesem Grund wird ein Sollwertfilter  $G_{soll}(s)$  gemäß Abb. 51 zum bestehenden Regelkreis hinzugefügt.

$$G_{soll}(s) = \frac{1}{1 + s\tau_R} \tag{184}$$

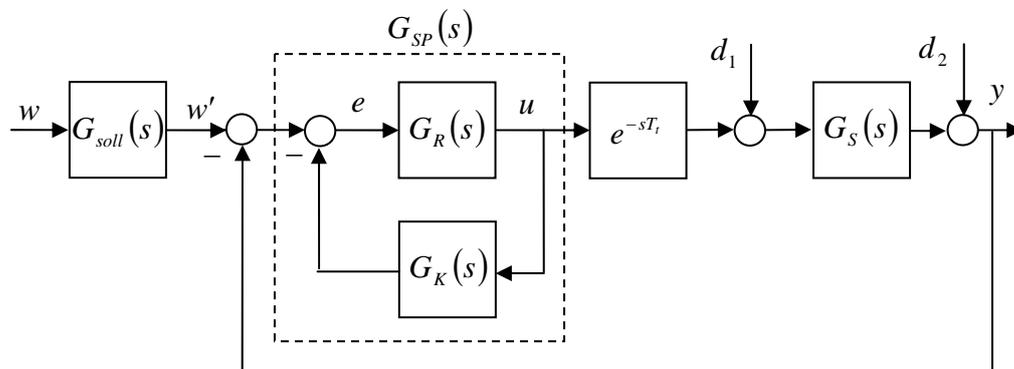


Abb. 51 Ständerflussregelkreis mit Sollwertfilter, Totzeitkompensation und mögliche Störgrößeneinwirkung

Auf den Ständerflussreglerentwurf mittels **symmetrischen Optimums** wird an dieser Stelle verzichtet. Durch Anwendung des Betragoptimums folgt einerseits nur ein minimal schlechteres Störverhalten gegenüber dem symmetrischen und andererseits ergibt sich bei Berechnung des optimierten, geschlossenen Regelkreises eine  $PT_1$ -Struktur mit einem Totzeitglied. Diese resultierende Übertragungsfunktion kann damit für den **Feldschwächereglerentwurf** durch erneute Anwendung des Betragoptimums genutzt werden.

### 5.9.1 Entwurf mittels Betragoptimum bei Ständerennfluss

Im diesen Punkt wird nun ein passender Flussregler mit Hilfe des Betragoptimums entworfen. Durch Anwendung der Reglerparameter-Berechnungsvorschriften in (111), (121) ergibt sich zusammen mit (183) und (2):

$$\begin{aligned} V_R &= 5000 \\ T_n = T_1 &= 0.026485 \\ \tau_R &= 0.04975 \end{aligned} \quad (185)$$

Im nächsten Schritt wird die Stabilität des geschlossenen Regelkreises untersucht. Ähnlich wie beim Entwurf des Drehmomentreglers, betrachtet man die Frequenzortskurve des offenen Regelkreises (Abb. 51) welche durch die folgenden Beziehungen beschrieben werden kann.

$$G_0(s) = G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_t} \quad (186)$$

$$F_0(j\omega) = \frac{V_R \cdot V_S \cdot e^{-j\omega T_t}}{j\omega T_1} \quad (187)$$

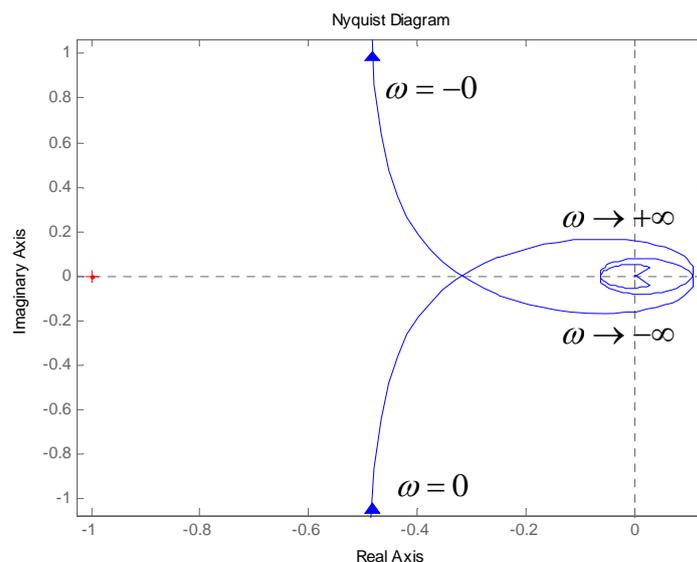


Abb. 51 Frequenzortskurve des offenen Regelkreises

Wie man in Abb. 51 erkennen kann, verhält sich der optimierte, geschlossene Ständerflussregelkreis **stabil**. Im nächsten Schritt wird das Führungsverhalten (Abb. 52)  $w \rightarrow y$  gemäß

$$\begin{aligned} G_w(s) &= \frac{G_{soll}(s)G_R(s) \cdot G_S(s) \cdot e^{-sT_i}}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \\ &= \frac{V_R V_S \cdot e^{-sT_i}}{V_R V_S + s(T_1 + \tau_R V_R V_S) + s^2 \tau_R T_1} \end{aligned} \quad (188)$$

ermittelt, wobei sowohl in diesem als auch für alle weiteren Fälle **immer** von einer vorhandenen **Totzeitkompensation** ausgegangen wird.

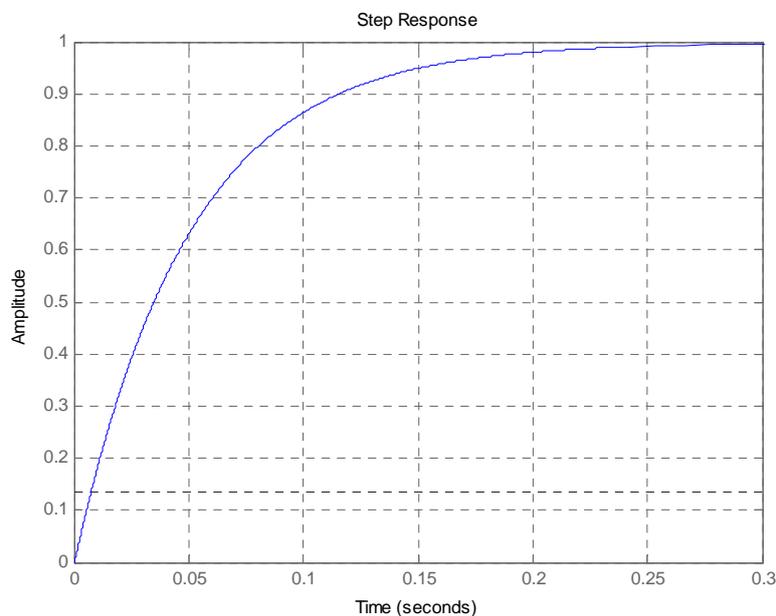


Abb. 52 Führungsverhalten des geschlossenen Regelkreis

Es ist ersichtlich, dass die Führungsgröße aufgrund der verhältnismäßig großen Zeitkonstante des Sollwertfilters eine geringe Dynamik aufweist, wodurch auch kein Überschwingen auftritt. In Abb. 53 ist das Störverhalten  $d_1 \rightarrow y$  dargestellt welches der Sprungantwort der folgenden Übertragungsfunktion entspricht (gemäß Abb. 51):

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{y(s)}{d_1(s)} = \frac{G_S(s)}{1 + G_{SP}(s) \cdot e^{-sT_i} \cdot G_S(s)} = \\ &= \frac{G_S(s)(1 + G_R(s)G_K(s))}{1 + G_S(s) \cdot G_S(s)} \end{aligned} \quad (189)$$

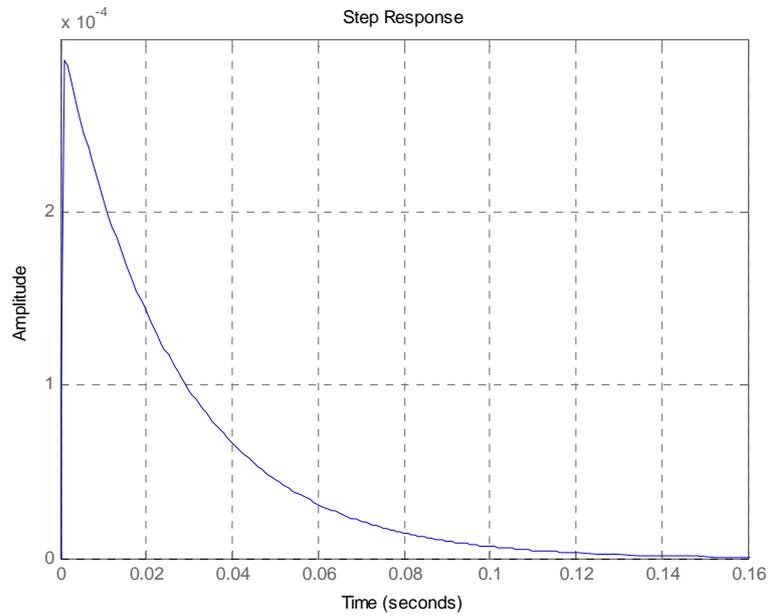


Abb. 53 Sprungantwort von  $G_1(s)$

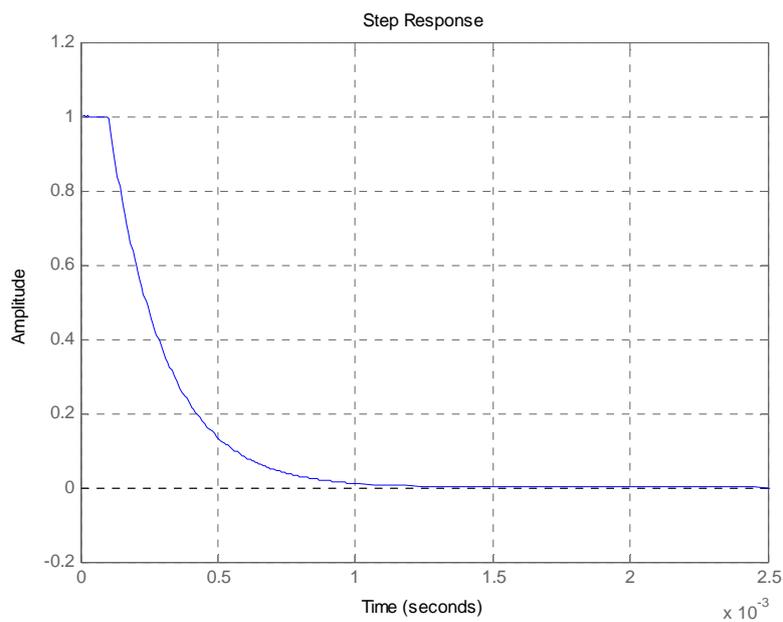


Abb. 54 Störverhalten des Regelkreises bei einwirken von  $d_2$

Aufgrund der geringen Streckenverstärkung erfährt die Störgröße  $d_1$  beim Durchlaufen von  $G_s(s)$  eine starke Dämpfung, so dass die Amplitude in Abb. 53 sehr klein ist.

In Abb. 54 ist das Störverhalten bei einwirken der Störgröße  $d_2$  ersichtlich, welche sehr gut abgeschwächt wird.

---

### 5.9.2 Entwurf mittels Betragoptimum bei halben Ständerennfluss

Sollen die Reglerparameter bei halbem Ständerennfluss ermittelt werden so kann mit (171) eingesetzt in (107) folgendes entnommen werden:

$$\begin{aligned}V_S &= 0.0280794 \\T_1 &= 0.0280794 \\T_t &= 0.0001\end{aligned}\tag{190}$$

Daraus kann mit (111) und (121)

$$\begin{aligned}V_R &= 5000 \\T_n &= 0.0280794 \\ \tau_R &= 0.04975\end{aligned}\tag{191}$$

berechnet werden.

Da sich die Strecken- und Regelparmeter nur minimal verändert haben, resultieren keine nennenswerten Veränderungen bzgl. des Stabilitäts-, Führungs- und Störverhaltens. Aus diesem Grund werden in diesem Punkt keine weiteren Regelkreisanalysen dargestellt.

### 5.10 Stellgrößenbeschränkung

In den letzten Punkten wurde der Entwurf der Gewünschten Drehmoment- und Ständerflussregler durchgeführt, wobei deren Stellgrößen keiner Beschränkung unterliegen. Wie zuvor beschrieben, handelt es sich bei diesen Größen um die Ständerspannungszeigerkomponenten im Ständerflusskoordinatensystem. Der Betrag des Zeigers darf dabei nicht die maximal zulässige Amplitude der Ständerphasenspannung überschreiten. Wie in Punkt 5.4 beschrieben, wird die Asynchronmaschine durch den Wechselrichter eines Spannungszwischenkreisumrichters gespeist. Daher wird in dieser Arbeit der Betrag des Ständerspannungszeigers  $\underline{u}_s$  folgendermaßen begrenzt:

$$u_{\max} \geq |\underline{u}_s| = \sqrt{u_{SA}^2 + u_{SB}^2}$$

$$\text{mit } u_{\max} \leq \frac{u_{zk}}{\sqrt{3}} \quad (192)$$

Um sicher zu stellen, dass sich der gewünschte Ständerfluss und der träge folgende Rotorfluss möglichst schnell in der Asynchronmaschine aufbauen können, wird der Stellgröße  $u_{SA}$  ein Stellgrößenbereich von mindestens  $0.5 \cdot u_{zk}$  zugesichert.

Daher gilt

$$\bar{u}_{SA} = \begin{cases} u_{SA} & \text{wenn } |u_{SA}| \leq \alpha \cdot u_{\max} \\ \text{sign}(u_{SA}) \cdot \alpha \cdot u_{\max} & \text{sonst.} \end{cases} \quad (193)$$

mit  $0.5 < \alpha \leq 1$  (beliebig gewählt)

Für die Stellgröße  $u_{SB}$  des Drehmomentreglers verbleibt damit

$$\bar{u}_{SB} = \begin{cases} u_{SB} & \text{wenn } |u_{SB}| \leq \sqrt{u_{\max}^2 - \bar{u}_{SA}^2} \\ \text{sign}(u_{SB}) \cdot \sqrt{u_{\max}^2 - \bar{u}_{SA}^2} & \text{sonst.} \end{cases} \quad (194)$$

Die Differenzen zwischen unbegrenzter und begrenzter Stellgröße werden für die später noch beschriebene **Anti-Windup Maßnahme** verwendet. Diese ergeben sich mit

$$\Delta u_{SA} = u_{SA} - \bar{u}_{SA}$$

$$\Delta u_{SB} = u_{SB} - \bar{u}_{SB} \quad (195)$$

Die Umsetzung der Stellgrößenbeschränkung in Matlab Simulink ist für  $\alpha = 1$  in Abb. 55 dargestellt (System - "varsat").

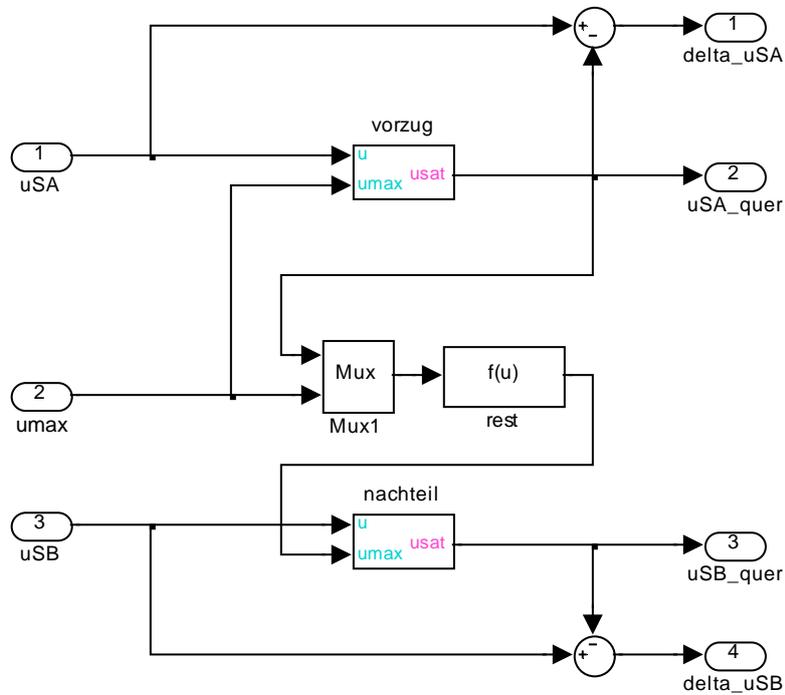


Abb. 55 Stellgrößenbeschränkung "varsat"

Mit den Subsystemen "vorzug", "nachteil" werden jeweils die Beziehungen (193) und (194) gemäß Abb. 56 umgesetzt. In der Funktion "rest" wird der Wert

$$\sqrt{u_{\max}^2 - \bar{u}_{SA}^2} \quad (196)$$

berechnet.

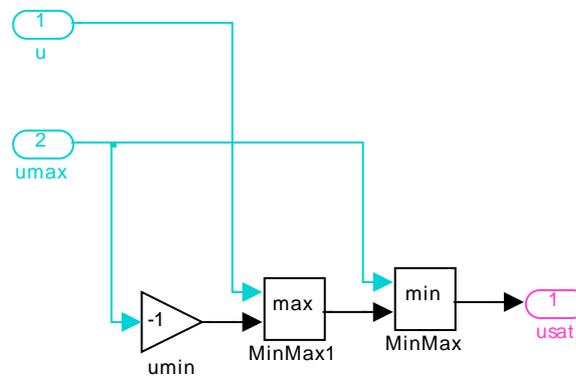


Abb. 56 Subsystem "vorzug" bzw. "nachteil"

## 5.11 Entwurf des Feldschwächreglers

### 5.11.1 Prinzip der Feldschwächung

Durch die Speisung der Asynchronmaschine mittels Spannungswischenkreisumrichter wird diese mit einer frequenzproportionalen Spannung versorgt, was auch als Konstantflussbetrieb bezeichnet wird. Dabei bildet die maximal zulässige Ständerspannung die obere Grenze der Ständerfrequenz im Grundstellbereich. Diese Beschränkung ist aufgrund der Spannungsbeanspruchung des Wechselrichters oder der Maschinenisolation festgelegt. Wenn bei Erreichen dieser Spannungsgrenze die Ständerfrequenz und die Rotordrehzahl noch weiter erhöht werden dürfen, so kann dies bei konstant bleibender Ständerspannung durch entsprechende Flussschwächung erfolgen. Konkret muss dazu der Ständerfluss indirekt proportional zur steigenden Ständerfrequenz abnehmen, wobei sich die Maschine ab diesem Zeitpunkt im **Feldschwächbereich** befindet.

Für die Beschreibung der prinzipiellen Funktion des Feldschwächreglers wird die folgende Regelkreisstruktur in Abb. 57 zugrunde gelegt. Dabei wird mit

$R_M(s)$  der Drehmomentregler und mit

$R_\Psi(s)$  der Ständerflussregler

AW Anti-Windup

bezeichnet.

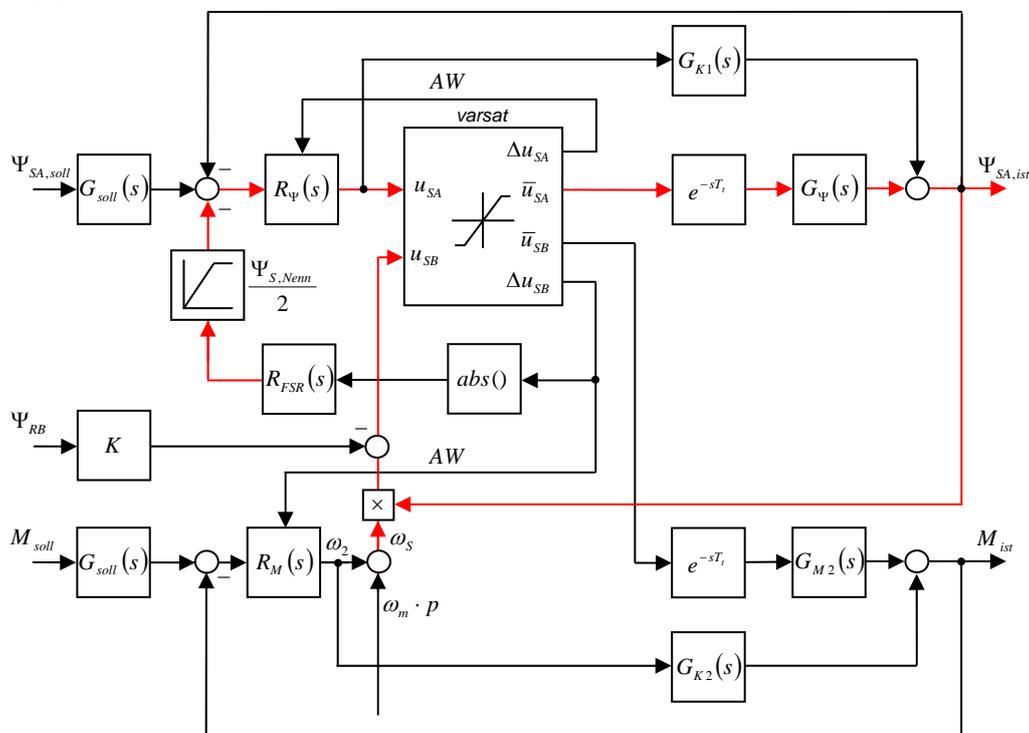


Abb. 57 Schematisches Konzept der ständerflussorientierten Regelung

Erfolgt aufgrund einer Drehmomenterhöhung durch den Drehmomentregler  $R_M(s)$  eine Erhöhung von  $\omega_S$  und damit von  $\omega_\Psi$  (im stationären Betriebspunkt ist  $\omega_S = \omega_\Psi$ ), so nimmt die Amplitude von  $u_{SB}$  zu. Dies kann solange erfolgen, bis die obere Spannungsgrenze gemäß (192) erreicht wird. Soll die Winkelgeschwindigkeit  $\omega_\Psi$  des Ständerflussraumzeigers weiter erhöht werden, so muss dessen Bahndurchmesser bzw. der Flusssollwert  $\Psi_{SA,soll}$  verringert werden. Bei Erreichen der Spannungsgrenze wird  $u_{SB}$  weiter ansteigen, so dass  $\Delta u_{SB}$  wie in (195) beschrieben, größer als null ist. Dabei stellt der Betrag von  $\Delta u_{SB}$  das Eingangssignal des Feldschwächreglers  $R_{FSR}(s)$  dar, welcher den Sollwert des Ständerflusses solange schwächt, bis sich das gewünschte Sollmoment einstellt bzw. der Momentregler nicht weiter versucht  $u_{SB}$  zu erhöhen und im stationären Zustand  $u_{SB} = \bar{u}_{SB}$  gilt. Um sicher zu stellen, dass die Sollflussschwächung nicht stärker als zulässig ausfällt, wird die Stellgröße des Feldschwächereglers auf den Halben Nennfluss begrenzt ( $\omega_{S,max} = 2 \cdot \omega_{S,Nenn} \rightarrow \Psi_{S,Nenn} / 2$ ). Am Rande soll noch erwähnt werden, dass die Strecke  $G_{M2}(s)$  nur für die prinzipielle Darstellung verwendet wurde, jedoch nicht gleich  $G_M(s)$  ist.

### 5.11.2 Entwurf mittels Betragoptimum

Für den Entwurf des Feldschwächereglers  $R_{FSR}(s)$  wird vorausgesetzt, dass der Ständerflussregler  $R_\Psi(s)$  ebenfalls durch Anwendung des Betragoptimums ermittelt wurde und dass die in Abb. 57 gezeigten Totzeit-kompensation  $G_{K1}(s)$  im Ständerflussregelkreis vorhanden ist. Damit ergibt sich für den Feldschwächregler die gewünschte PT<sub>1</sub>-Regelstrecke mit Totzeitglied, wobei für dessen Berechnung der Führungszweig **rot** eingezeichnet wurde:

$$G_{FSR}(s) = \frac{R_\Psi(s) \cdot e^{-sT_t} \cdot G_\Psi(s) \cdot \omega_{S,max}}{1 + R_\Psi(s) \cdot G_\Psi(s)} = \underbrace{\omega_{S,max}}_{V_{S,FSR}} \cdot \frac{e^{-sT_t}}{1 + s \frac{T_n}{\underbrace{V_R V_S}_{T_{1,FSR}}}} \quad (197)$$

Wie man ebenfalls in Abb. 57 erkennen kann, resultiert durch die Multiplikation von  $\Psi_{SA,ist}(s) \cdot \omega_S(s)$  eine Nichtlinearität, die in (197) dadurch umgangen wurde, in dem anstelle von  $\omega_S(s)$ , die maximal zulässige Ständerkreisfrequenz  $\omega_{S,max} = 2\pi \cdot f_{S,max}$  für den Feldschwächebereich, laut Nenndatenblatt der verwendeten Asynchronmaschine, eingesetzt wird. Damit ergibt sich mit (183), (185) und  $\omega_{S,max} = 2\pi \cdot 560 = 3518.58 \text{ rad/s}$

$$V_{S,FSR} = 3518.58, \quad T_{1,FSR} = 2e-4, \quad T_t = 1e-4 \quad (198)$$

Durch Anwendung des Betragoptimums erhält man mit (198) die folgenden Parameter des Feldschwächreglers:

$$V_{R,FSR} = 2.842052e-4 \quad (199)$$

$$T_{n,FSR} = 2e-4$$

Mit diesen Parametern kann nun wieder das Verhalten des optimierten Regelkreises untersucht werden.

Zu Beginn wird die Stabilität mit Hilfe der Frequenzortskurve des offenen Regelkreises untersucht. Dazu wird

$$G_0(s) = R_{FSR}(s) \cdot G_{FSR}(s) \cdot e^{-sT_t} = \frac{V_{R,FSR} \cdot V_{S,FSR} \cdot e^{-sT_t}}{sT_{1,FSR}} \quad (200)$$

$$F_0(j\omega) = \frac{V_{R,FSR} \cdot V_{S,FSR} \cdot e^{-j\omega T_t}}{j\omega T_{1,FSR}} \quad (201)$$

für die Darstellung in Abb. 58 verwendet.

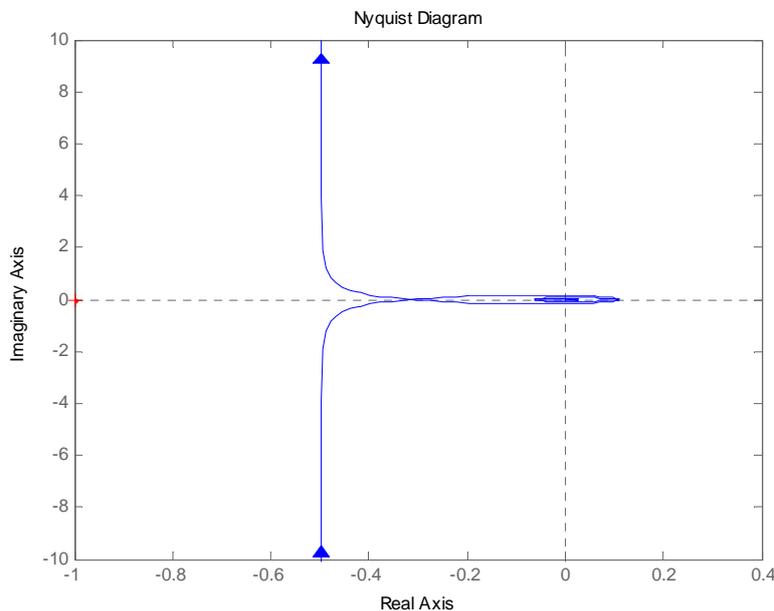


Abb. 58 Darstellung der Frequenzortskurve des offenen Feldschwächregelkreises

Wie man erkennen kann besitzt der geschlossene Feldschwächregelkreis, gemäß dem Nyquist-Kriterium, ein **stabiles Verhalten**. Als nächstes wird das Führungsverhalten in Abb. 59 mit (202) betrachtet, welches eine zufriedenstellende Dynamik bei einem Überschwingen von ca. **vier Prozent** aufweist.

$$G_{w,FSR}(s) = \frac{R_{FSR}(s) \cdot G_{FSR}(s) \cdot e^{-sT_i}}{1 + R_{FSR}(s) \cdot G_{FSR}(s) \cdot e^{-sT_i}} = \frac{V_{R,FSR} \cdot V_{S,FSR} \cdot e^{-sT_i}}{sT_{1,FSR} + V_{R,FSR} \cdot V_{S,FSR} \cdot e^{-sT_i}} \quad (202)$$

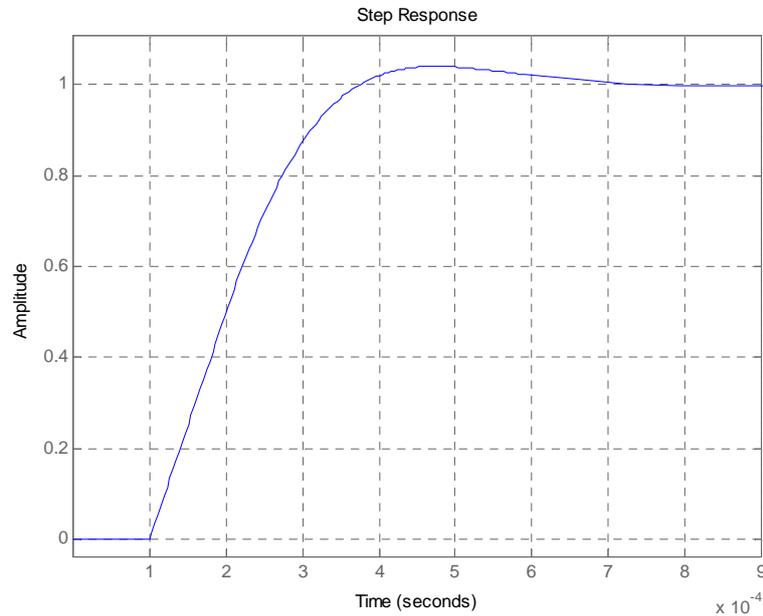


Abb. 59 Führungsverhalten des geschlossenen Feldschwächerregelkreis

Bei Betrachtung des Störverhaltens in Abb. 60 kann man erkennen, dass Störungen welche vor der Regelstrecke auftreten aufgrund der hohen Streckenverstärkung entsprechend verstärkt jedoch durch die gute Dynamik des Regelkreises schnell ausgegelt werden.

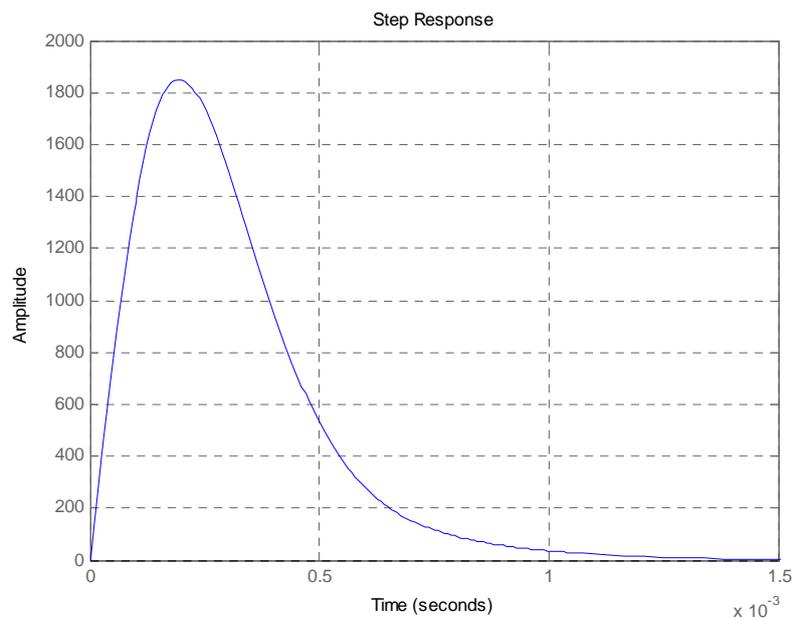


Abb. 60 Störverhalten bei einwirken der Störung vor der Regelstrecke

Beim Einwirken der Störung auf die Regelgröße resultiert das Verhalten in Abb. 61.

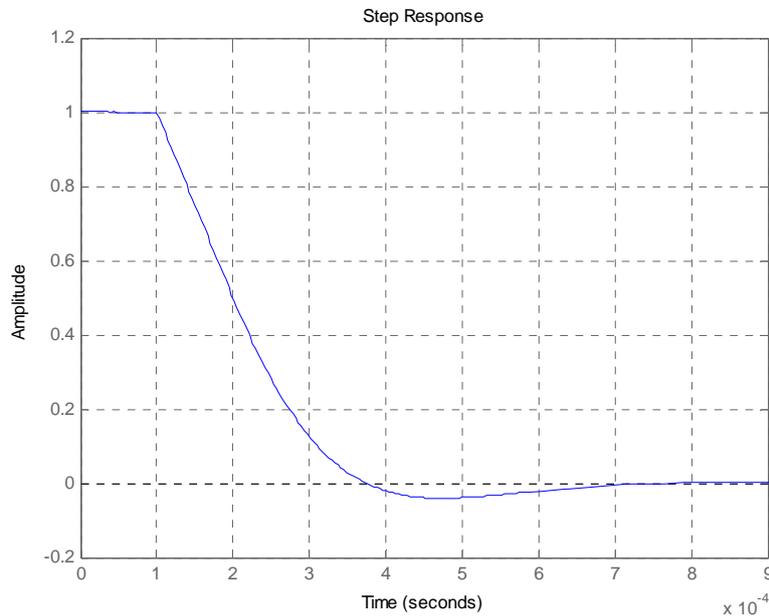


Abb. 61 Störverhalten bei einwirken der Störung auf die Regelgröße

Zum Abschluss soll noch erwähnt werden, dass beim Feldschwächerregelkreis auf eine Totzeitkompensation verzichtet wurde und deshalb in (202)  $e^{-sT_t}$  im Nenner auftritt.

Des Weiteren wird auch kein Reglerentwurf mittels des symmetrischen Optimums durchgeführt, da bei Betrachtung von (198) die Bedingung in (122) eingehalten wird und damit keine bedeutende Verbesserung des Störverhaltens zu erwarten ist.

### 5.11.3 Stabilitätsverhalten der Regelkreise im Feldschwächbetrieb

In diesem Punkt wird noch jener für die Praxis relevante Fall untersucht, ob die zuvor analysierten Regelkreise auch im Feldschwächbereich ein stabiles Verhalten aufweisen. Dafür werden zunächst die Reglerparameter wie zuvor bei Ständerennfluss berechnet und anschließend werden die angepassten Streckenparameter für den halben Nennfluss herangezogen womit der Ausgangszustand für die nachfolgenden Regelkreisanalysen zugrunde liegt. Der Ständerflussregler wird dabei mittels BO und der Drehmomentregler mittels SO für den Fall  $a = 2$  ausgelegt. Damit wird näherungsweise der selbe Zustand nachgestellt, welcher auch in der praktischen Anwendung vorliegt, bei dem die Reglerparameter gleich bleiben, sich aber die Streckeneigenschaften durch die Feldschwächung verändern.

- **Stabilitätsverhalten des Ständerflussregelkreises**

Für die Untersuchung der Stabilität wird (185) und (190) in (187) eingesetzt und damit die Frequenzortskurve des offenen Regelkreises in Abb. 62 dargestellt (vgl. Abb. 51) - **stabiles Verhalten** bei Schwächung auf  $\Psi_{S,Nenn} / 2$ .

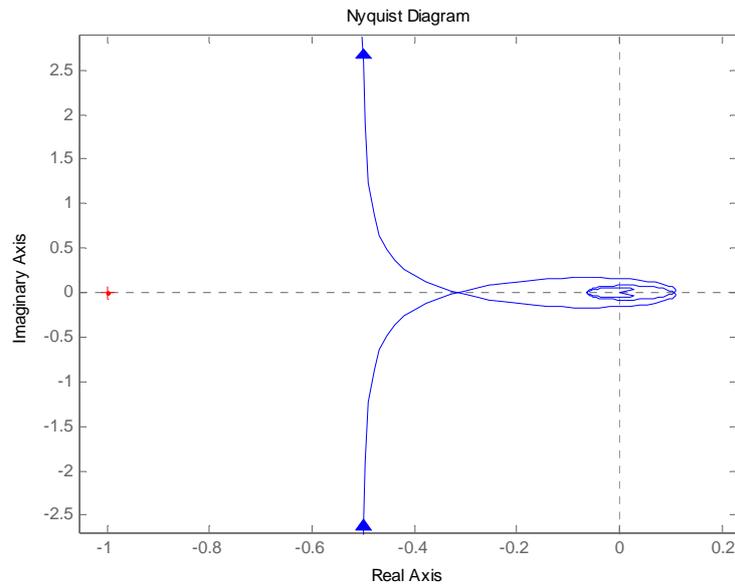


Abb. 62 Frequenzortskurve des offenen Ständerflussregelkreises im Feldschwächebereich

- **Stabilitätsverhalten des Drehmomentregelkreises**

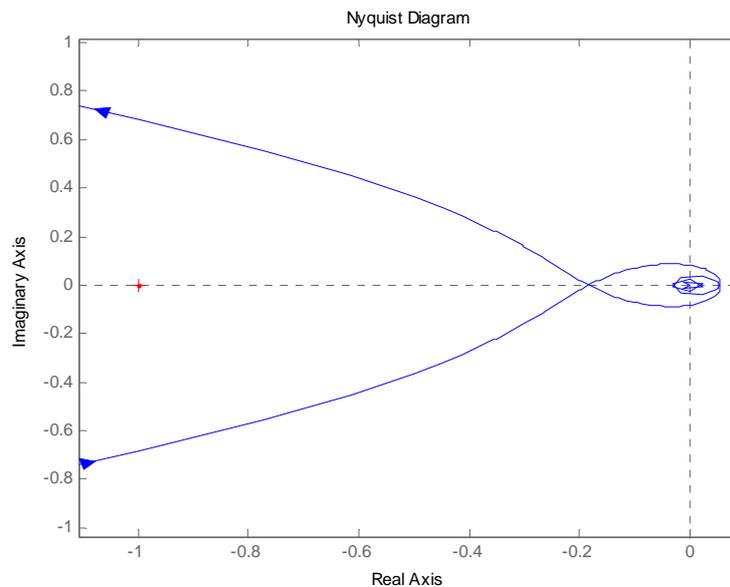


Abb. 63 Frequenzortskurve des offenen Drehmomentregelkreises im Feldschwächebereich

Zur Stabilitätsanalyse des Drehmomentregelkreises wird (172) und (182) mit (182.1) in (181) eingesetzt womit die Frequenzortskurve in Abb. 63 gezeichnet werden kann. Damit ist ebenfalls ein stabiles Verhalten des Regelkreises ersichtlich, wobei aber bei Betrachtung des Führungsverhaltens in Abb. 64, das Überschwingen ein wenig zugenommen hat (vgl. Punkt 5.8.3, Abb. 43).

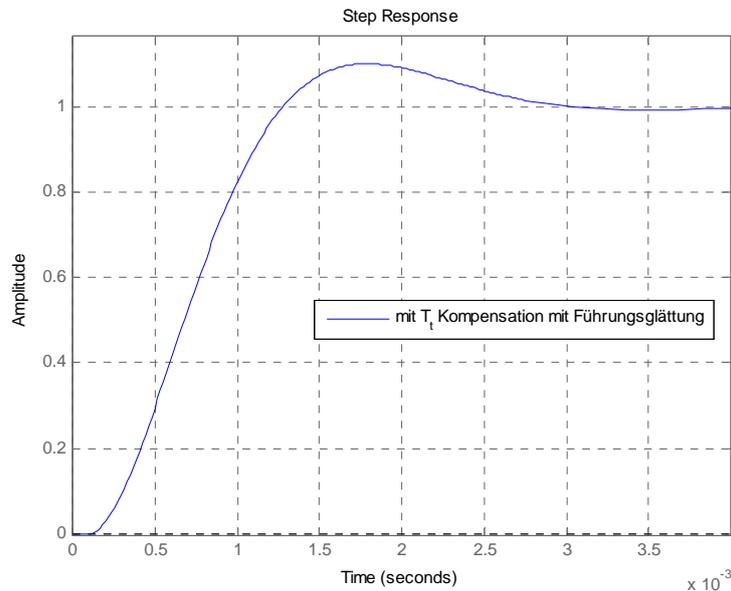


Abb. 64 Führungsverhalten des Drehmomentregelkreises im Feldschwächebereich bei halben Ständerennfluss

- **Stabilitätsverhalten des Feldschwächeregelkreis**

Wie in Punkt 5.11.2 beschrieben, setzt sich die Regelstrecke des Feldschwächereglers u.a. aus dem Ständerflussregler und dessen Strecke zusammen. Es wird nun angenommen, dass im Falle der Feldschwächung auf den halben Nennfluss die Ständerflussreglerparameter (siehe (185)) gleich bleiben und dessen Regelstrecke die Werte aus (190) aufweist. Damit resultieren die Parameter der Feldschwächeregelstrecke mit

$$\begin{aligned}
 V_{S,FSR} &= 3518.58 \\
 T_{1,FSR} &= 1.886435e - 4 \\
 T_i &= 1e - 4
 \end{aligned}
 \tag{203}$$

Damit kann durch einsetzen von (199) und (203) in (201) die Frequenzortskurve in Abb. 65 dargestellt werden, mit der ein **stabiles Verhalten** des daraus folgenden Regelkreises zu erkennen ist.

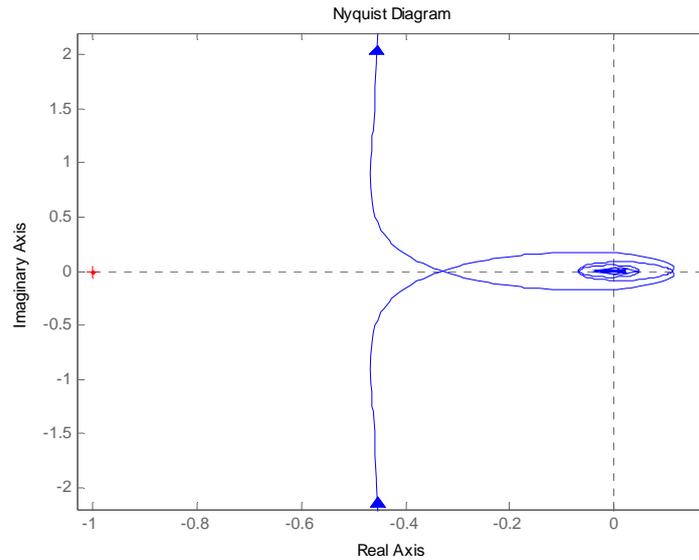


Abb. 65 Frequenzortskurve des offenen Feldschwächerregelkreises im Feldschwächebereich

#### 5.11.4 Ständerstrombegrenzung im Feldschwächebetrieb

Für die Erarbeitung einer Maßnahme der Ständerstrombegrenzung wird ausgehend vom stationären Nennpunkt  $(\Psi_{S,Nenn}, \omega_{S,Nenn}, M_{Nenn})$  Gleichung (83) betrachtet.

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{\Psi}_S^{\Psi_s^*} \cdot \underline{i}_S^{\Psi_s} \right\} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{SA} \cdot i_{SB}$$

Dabei stellt die Komponente  $\Psi_{SA}$  den Betrag des Ständerflussraumzeigers dar (SFKS). Da im Feldschwächebereich die Ständerkreisfrequenz auf bis zu dem doppelten Nennwert erhöht werden kann, folgt daraus eine Abnahme des Ständerflussbetrages auf  $\Psi_{S,Nenn} / 2$ . Würde vom Drehmomentregler im Feldschwächebereich das Nennmoment gefordert, so steigt dessen Stellgröße zur Aufrechterhaltung des gewünschten Sollwertes so weit an, dass die daraus folgende Erhöhung der Ständerstromkomponente  $i_{SB}$  zu einer Überschreitung des zulässigen Ständerstrombetrages führt. Um dies zu verhindern, wird das geforderte Sollmoment um den Grad der Feldschwächung gemäß (203.1) verringert bzw. begrenzt:

$$\frac{\Psi_{SA}}{\Psi_{S,Nenn}} M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{SA} \cdot i_{SB} \quad (203.1)$$

In Matlab, wird dazu der Sollwert des Moments auf das Verhältnis von Ist-Ständerfluss- zu Nennständerflussbetrag beschränkt (über "Saturation"). Damit

wird sichergestellt, dass die Ständerstromkomponente  $i_{SB}$  kleiner gleich als jener maximaler Wert ist, welcher sich bei Nennfluss, Nennmoment und Nennkreisfrequenz stationär einstellen würde. Aufgrund der Begrenzung von  $i_{SB}$  und der Abnahme der Stellgröße des Ständerflussreglers während der Feldschwächung wird der zulässige Ständerstrombetrag (Ständernennstrom) nicht überschritten.

## 5.12 Übergang in den Zeitdiskreten Bereich

Die in den letzten Punkten entworfenen PI-Regler werden, für die praktische Umsetzung, auf einem digitalen Signalprozessorsystem mit der konstanten Abtastperiode  $T_a$  implementiert. Dazu müssen diese von der zeitkontinuierlichen in eine zeitdiskrete Form übergeführt werden. Da  $T_a$  deutlich kleiner ist als die Zeitkonstanten der Übertragungsfunktionen im s-Bereich, darf ein **quasikontinuierlicher Reglerentwurf** durchgeführt werden. Das bedeutet, dass jene Differentialgleichungen welche die in Punkt 5 entworfenen, zeitkontinuierlichen PI-Regler beschreiben, durch Diskretisierung, in eine geeignete zeitdiskrete Beschreibungsform umgesetzt werden (für die genaue Vorgehensweise wird auf [3] verwiesen). In **Matlab** erfolgt die Umsetzung durch die Anwendung der Funktion **c2d()** mit der Abtastzeit  $T_a$ .

Aufgrund der Tatsache, dass durch diese geringe Abtastzeit die Frequenzkennlinien mit den Abtastfrequenzkennlinien näherungsweise übereinstimmen, dürfen die Aussagen über das Stabilitäts-, Führungs- und Störverhalten der kontinuierlichen, optimierten Regelkreise für die zeitdiskrete Beschreibung übernommen werden.

### 5.12.1 Zeitdiskrete Darstellung der PI-Regler

In diesem Punkt wird nun anhand eines Beispiels gezeigt, wie man von der zeitkontinuierlichen Beschreibung des PI-Reglers im s-Bereich zu der gewünschten zeitdiskreten Darstellung im z-Bereich gelangt. In Matlab wird durch Anwendung der Funktion **c2d()** der PI-Regler

$$R(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$$

mit der Abtastzeit  $T_a$  in die zeitdiskrete Form

$$R(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1} \quad (204)$$

übergeführt.

Im Allgemeinen wird ein zeitkontinuierliches System mit Übertragungsfunktion  $G(s)$  so in den  $z$ -Bereich übergeführt (Abb. 66), indem eine zeitdiskrete Zahlenfolge  $u(kT_a)$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ) oder kurz  $(u_k)$  in eine zeitdiskrete Amplitudenfolge gewandelt und mit einem Halteglied  $H$  um die Dauer der Abtastzeit  $T_a$  gehalten wird. Damit resultiert das analoge Signal  $u(t)$  welches  $G(s)$  zugeführt und dessen Ausgangssignal  $y(t)$  mit der Abtastperiode  $T_a$  abgetastet und in eine diskrete Zahlenfolge  $(y_k)$  gewandelt wird. Nach diesem Prinzip erfolgt auch die praktische, digitale Messwerterfassung bei analogen Regelstrecken.

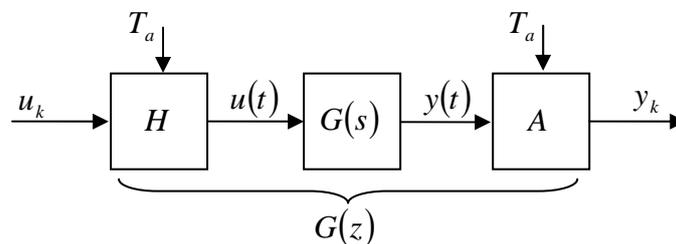


Abb. 66 Diskretisierung einer zeitkontinuierlichen Übertragungsfunktion

Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion erhält man dann mit

$$G(z) = \frac{\zeta\{(y_k)\}}{\zeta\{(u_k)\}} = \frac{y(z)}{u(z)} \quad (205)$$

$\zeta\{(y_k)\}$  steht für die  $z$ -Transformierte  $y(z)$  der Zahlenfolge  $(y_k)$

Für den Sonderfall mit dem Halte- und Abtastglied wird geschrieben

$$G(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\} \quad (206)$$

wobei  $\frac{z-1}{z}$  das Halteglied nullter Ordnung beschreibt und  $Z\{\}$  steht als

Abkürzung für  $L^{-1}\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}$  (Rücktransformation vom Laplace- in den Zeitbereich), abtasten und Transformation in den  $z$ -Bereich.

Damit kann die zeitdiskrete Übertragungsfunktion des PI-Reglers folgendermaßen bestimmt werden:

$$R(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ \frac{R(s)}{s} \right\} \quad (207)$$

Der Ausdruck  $Z \left\{ \frac{R(s)}{s} \right\}$  kann durch die Transformation von  $\frac{R(s)}{s}$  mittels Korrespondenztabelle in den z-Bereich ermittelt werden. Mit

$$\frac{R(s)}{s} = V_R \frac{(1 + sT_n)}{s^2 T_n} \xrightarrow{\text{folgt}} \frac{V_R T_a z}{T_n (z-1)^2} + V_R \frac{z}{z-1} \quad (208)$$

Daraus resultiert schlussendlich für  $R(z)$

$$R(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \left( \frac{V_R T_a z}{T_n (z-1)^2} + V_R \frac{z}{z-1} \right) = \frac{\frac{V_R T_a}{T_n} - V_R + V_R z}{z-1} \quad (209)$$

Vergleich man (204) mit (209) so können die Koeffizienten des zeitdiskreten PI-Reglers mit den kontinuierlichen Reglerparametern folgendermaßen berechnet werden:

$$b_1 = \frac{V_R T_a}{T_n} - V_R, \quad b_0 = V_R \quad (210)$$

### 5.12.2 Zeitdiskrete Darstellung der Regelstrecken mit Totzeit

In diesem Punkt wird die Übertragungsfunktion einer Regelstrecke mit Totzeit in den z-Bereich transformiert. Gegeben ist

$$G(s) \cdot e^{-sT_t} = \frac{1}{(1 + sT_1)} \cdot e^{-sdT_a} \quad (211)$$

mit  $T_t = dT_a$ , wobei in dieser Arbeit die Totzeit  $T_t$  gleich der Abtastzeit  $T_a$  ist und damit  $d = 1$  gilt. Für die Berechnung von  $G(z)$  wird ähnlich wie in (206) vorgegangen:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \cdot e^{-sdT_a} \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot z^{-1} \cdot Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (212)$$

Für  $Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}$  ergibt sich durch die Transformation von  $\frac{G(s)}{s}$  in den z-Bereich

$$\frac{G(s)}{s} = \frac{1}{s(1+sT_1)} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{1}{T_1}} \xrightarrow{\text{folgt}} \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z - e^{-T_a/T_1}} \quad (213)$$

Mit (212) und (213) folgt

$$\begin{aligned} G(z) &= \frac{z-1}{z} \cdot z^{-1} \cdot \left( \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z - e^{-T_a/T_1}} \right) = z^{-1} \cdot \left( 1 - \frac{z-1}{z - e^{-T_a/T_1}} \right) = \\ &= z^{-1} \cdot \frac{1 - e^{-T_a/T_1}}{z - e^{-T_a/T_1}} \end{aligned} \quad (214)$$

### 5.13 Anti-Windup Maßnahme bei PI-Reglern

#### 5.13.1 Beschreibung des Windup-Effekts durch PI-Regler

Bei Betrachtung der in den letzten Punkten resultierenden Regelkreise tritt nur durch die verwendeten PI-Regler ein integrierender Anteil auf (keine Strecken mit integrierendem Verhalten). Daher kann das Auftreten des Windup-Effekts alleine auf die verwendeten Regler zurückgeführt werden.

Wie in Punkt 5.10 beschrieben und in Abb. 57 ersichtlich, müssen die Stellgrößen  $u_{SA}$ ,  $u_{SB}$  in ihrer Amplitude Beschränkt werden, so dass deren geometrische Summe nicht die zulässige Phasenspannung (Scheitelwert) der verwendeten Asynchronmaschine überschreitet. Die Stellgrößenbeschränkung selbst, wirkt als Nichtlinearität im Regelkreis.

Wird für die folgende Erklärung der Drehmomentregelkreis betrachtet, so kommt es durch große Sollwertsprünge (z.B. von Null Nm auf Nennmoment bei Nenndrehzahl) zu einer Stellgröße, welche die zulässige Amplitude überschreitet und gemäß (194) beschränkt wird. Auf die Regelstrecke wirkt dann der reduzierte Stelleingriff, wodurch sich ein größerer Regelfehler als im unbegrenzten Fall einstellt und so der Sollwert langsamer erreicht wird. Diese größere Regelabweichung bewirkt wiederum eine größere Stellgröße, was zu einem erhöhten Überschwingen der Regelgröße, im Vergleich bei fehlender Beschränkung, führt.

Für die weitere Beschreibung wird Abb. 67 verwendet in der, der zeitdiskrete PI-Drehmomentregler in einen proportionalen und in einen integrierenden Anteil aufgespaltet wurde.

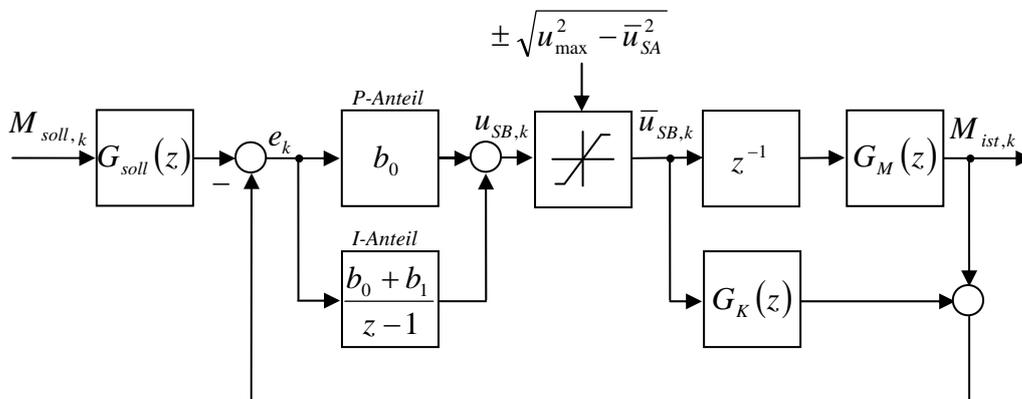


Abb. 67 Zeitdiskreter Drehmomentregelkreis mit Stellgrößenbeschränkung

Die Aufspaltung der Übertragungsfunktion erfolgt einfach durch eine Polynomdivision:

$$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1} = b_0 + \frac{b_0 + b_1}{z - 1} \quad (215)$$

Durch die begrenzte Stellgröße  $\bar{u}_{SB,k}$  nähert sich  $M_{ist,k}$  langsamer als im Unbeschränkten Fall dem Sollwert. Daraus folgt, umso größer die Beschränkung ausfällt, desto größer resultiert das Überschwingen der Regelgröße. Die Ursache dafür ist der I-Anteil des Reglers, welcher aufgrund der länger andauernden und erhöhten Regelabweichung  $e_k$  eine unnötig hohe Stellgrößenamplitude liefert. Dieser Effekt wird auch als "Vollaufen" des Integrierers bezeichnet. Erst wenn sich das Vorzeichen von  $e_k$  ändert (durch Überschwingen), kann dieser hohe Anteil und damit die gesamte Stellgröße  $u_{SB,k}$  abgebaut werden. Das Vollaufen des Integrierers und das damit verbundene, erhöhte Überschwingen der Regelgröße werden als der **Windup-Effekt** bezeichnet.

### 5.13.2 Einführung der Anti-Windup Maßnahme

Um nun das Vollaufen des I-Anteils des Drehmomentreglers zu vermeiden um damit wiederum das Überschwingen der Regelgröße zu reduzieren, wird bei ansprechen der Stellgrößenbeschränkung das Eingangssignal des Integrierers und damit dessen Stellgrößenanteil abgeschwächt (Abb. 68).

Konkret wird die Differenz  $\Delta u_{SB,k} = u_{SB,k} - \bar{u}_{SB,k}$ , gewichtet mit dem Faktor  $K$  vom Regelfehler abgezogen und das resultierende Signal dem Integrierer zugeführt. Durch die Verstellung von  $K$ , kann eine Feinabstimmung der Regelkreisdynamik vorgenommen werden (standardmäßig wird  $K=1$  gewählt).

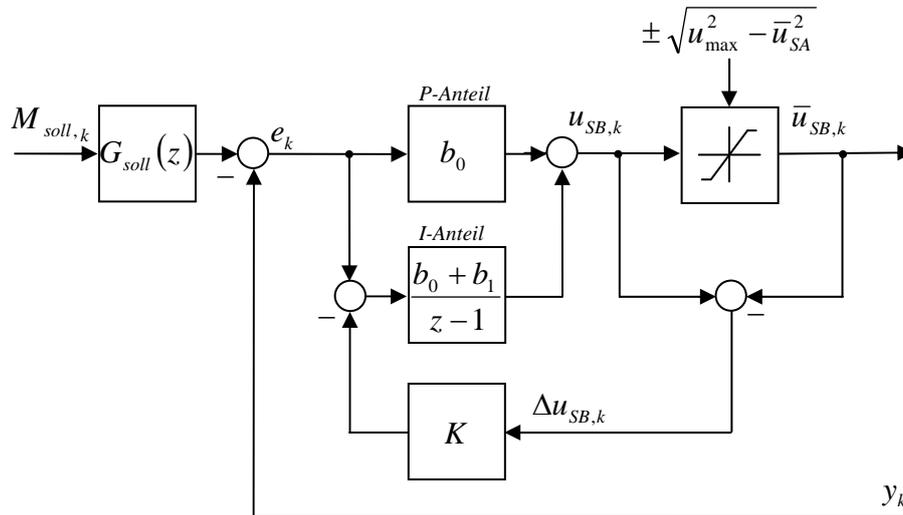


Abb. 68 Umsetzung der Anti-Windup Maßnahme

## 5.14 Zusammenfassung der berechneten Reglerparameter

### 5.14.1 Drehmomentregler nach dem Betragsoptimum bei Ständernennfluss

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
$V_R = 1.9600426$ $T_n = 0.00560658$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 1.9600426$ $b_1 = -1.92508$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$

### 5.14.2 Drehmomentregler nach dem Betragsoptimum bei halben Ständernennfluss

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
$V_R = 3.913049$ $T_n = 0.0056161$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 3.913049$ $b_1 = -3.84337$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$

5.14.3 Drehmomentregler nach dem symmetrischen Optimum bei Ständerennfluss

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
<b>bei a = 2</b>			
$V_R = 1.96066$ $T_n = 3.7946e - 4$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 1.96066$ $b_1 = -1.44396$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$
$T_G = 3.7946e - 4$	$G_F(s) = \frac{1}{1 + sT_G}$	$d_0 = 0.23167$ $c_1 = -0.76833$	$G_F(z) = \frac{d_0}{z + c_1}$
<b>bei a = 4</b>			
$V_R = 0.94537$ $T_n = 1.4637e - 3$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 0.94537$ $b_1 = -0.880786$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$
$T_G = 1.4637e - 3$	$G_F(s) = \frac{1}{1 + sT_G}$	$d_0 = 0.066038$ $c_1 = -0.93396$	$G_F(z) = \frac{d_0}{z + c_1}$

5.14.4 Drehmomentregler nach dem symmetrischen Optimum bei halben Ständerennfluss

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
<b>bei a = 2</b>			
$V_R = 3.92133$ $T_n = 3.7946e - 4$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 3.92133$ $b_1 = -2.88793$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$
$T_G = 3.7946e - 4$	$G_F(s) = \frac{1}{1 + sT_G}$	$d_0 = 0.23166$ $c_1 = -0.76833$	$G_F(z) = \frac{d_0}{z + c_1}$

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
<b>bei a = 4</b>			
$V_R = 1.89075$ $T_n = 1.4637e-3$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 1.89075$ $b_1 = -1.7616$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$
$T_G = 2.24517e-3$	$G_F(s) = \frac{1}{1 + sT_G}$	$d_0 = 0.066038$ $c_1 = -0.934$	$G_F(z) = \frac{d_0}{z + c_1}$

#### 5.14.5 Ständerflussregler nach dem Betragsoptimum bei Ständernennfluss

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
$V_R = 5000$ $T_n = 0.026485$	$R_\Psi(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 5000$ $b_1 = -4981.12$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$

#### 5.14.6 Ständerflussregler nach dem Betragsoptimum bei halben Ständernennfluss

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
$V_R = 5000$ $T_n = 0.0280795$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 5000$ $b_1 = -4982.19$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$

#### 5.14.7 Feldschwächerregler nach dem Betragsoptimum

zeitkontinuierlich		zeitdiskret	
$V_R = 2.8421e-4$ $T_n = 2e-4$	$R_M(s) = V_R \frac{(1 + sT_n)}{sT_n}$	$b_0 = 2.8421e-4$ $b_1 = -1.421e-4$ $T_a = 0.0001$	$R_M(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z - 1}$

## 6 Ständerflussbeobachter

Bisher wurde der Ständerflussraumzeiger  $\underline{\Psi}_S^S$  gemäß (63) direkt durch Integration der Differenz zwischen der Ständerspannung  $\underline{u}_S^S$  und dem Spannungsabfall am ohmschen Ständerwiderstand  $\underline{i}_S^S \cdot R_S$  berechnet. Da bei der praktischen Umsetzung der Ständerflussorientierten Regelung **keine Phasenspannungsmessung** zur Verfügung steht, muss ein alternativer Weg für die Bestimmung des Ständerflusses zur Laufzeit gesucht werden.

Durch die vorhandene Phasenstrom- und Drehzahlmessung bietet sich jedoch die Möglichkeit, zunächst den Rotorflussraumzeiger im rotorflussorientierten Koordinatensystem zu ermitteln. Um die Rotorflussschätzung zu verbessern, wird auch die Stromabhängigkeit der Hauptinduktivität berücksichtigt. Durch die später folgende Berechnung des Hauptflusses, ist man dann in der Lage mit Hilfe der Kennlinie  $L_H = f(\Psi_H(|\underline{i}_\mu|))$ , die Hauptinduktivität in Abhängigkeit der Magnetisierung zu berechnen. Durch die Verbesserte Ermittlung des Rotorflussraumzeigers und der Berechnung des Hauptflusses, kann in Verbindung mit den Ständerstreulüssen schlussendlich der gesuchte Ständerflussraumzeiger geschätzt werden.

### 6.1 Schätzung des Rotorflusses

Mit der Rotorspannungsgleichung in (46) folgt im Rotorfluss orientierten Koordinatensystem (siehe Abb. 4):

$$\underline{u}_R^R \cdot e^{-j\rho} = R_R \cdot \underline{i}_R^R \cdot e^{-j\rho} + \frac{d(\underline{\Psi}_R^R \cdot e^{-j\rho} \cdot e^{j\rho})}{dt} \cdot e^{-j\rho} \quad (216)$$

$$\underline{u}_R^{\Psi_R} = 0 = R_R \cdot \underline{i}_R^{\Psi_R} + \underline{\dot{\Psi}}_R^{\Psi_R} + j \cdot \dot{\rho} \cdot \underline{\Psi}_R^{\Psi_R} \quad (217)$$

Für die Verkettungsgleichungen des Rotorflusses in (47) ergibt sich

$$\underline{\Psi}_R^{\Psi_R} = \underline{i}_R^{\Psi_R} \cdot L_R + \underline{i}_S^{\Psi_R} \cdot L_H \quad (218)$$

Formt man Gleichung (218) nach  $\underline{i}_R^{\Psi_R}$  um und setzt diese in (217) ein so erhält man:

$$0 = \frac{R_R}{L_R} \cdot \underline{\Psi}_R^{\Psi_R} - \frac{R_R L_H}{L_R} \cdot \underline{i}_S^{\Psi_R} + \underline{\dot{\Psi}}_R^{\Psi_R} + j \cdot \dot{\rho} \cdot \underline{\Psi}_R^{\Psi_R} \quad (219)$$

Durch Aufspaltung von (219) in Real- und Imaginärteil resultiert folgende Darstellung:

Mit

$$\underline{\Psi}_R^{\Psi_R} = \Psi_{Rd} + j\Psi_{Rq} \quad (220)$$

wobei bei Rotorflussorientierung

$$\Psi_{Rq} = 0 \quad \left| \underline{\Psi}_R \right| = \Psi_{Rd} \quad (221)$$

gilt, folgt

$$0 = \frac{R_R}{L_R} \cdot \Psi_{Rd} - \frac{R_R L_H}{L_R} \cdot i_{sd} + \dot{\Psi}_{Rd} \quad (222)$$

$$\underline{\dot{\Psi}_{Rd}} = -\frac{R_R}{L_R} \cdot \Psi_{Rd} + \frac{R_R L_H}{L_R} \cdot i_{sd}$$

$$0 = -\frac{R_R L_H}{L_R} \cdot i_{sq} + \dot{\rho} \cdot \Psi_{Rd} \quad (223)$$

$$\underline{\dot{\rho}} = \frac{R_R L_H}{\Psi_{Rd} \cdot L_R} \cdot i_{sq}$$

Da die Rotorflussschätzung auf dem Signalprozessorsystem zeitdiskret während jeder Abtastperiode erfolgen soll, müssen die Differentialgleichungen in (222) und (223) in eine geeignete Darstellung übergeführt werden. Wie im Punkt 5.12 erwähnt, kann aufgrund der geringen Abtastzeit  $T_a$  folgende Näherung durchgeführt werden:

$$\dot{\Psi}_{Rd} \approx \frac{1}{T_a} (\Psi_{Rd,k+1} - \Psi_{Rd,k}) = -\frac{R_R}{L_R} \cdot \Psi_{Rd,k} + \frac{R_R L_H}{L_R} \cdot i_{sd,k} \quad (224)$$

$$\underline{\Psi_{Rd,k+1}} = \left( 1 - \frac{T_a R_R}{L_R} \right) \cdot \Psi_{Rd,k} + \frac{T_a R_R L_H}{L_R} \cdot i_{sd,k}$$

Wie in (224) ersichtlich werden die Differentialgleichungen durch Differenzgleichungen angenähert. Weiters gilt:

$$\underline{\rho}_{k+1} = \underline{\rho}_k + \frac{T_a R_R L_H}{\Psi_{Rd,k} \cdot L_R} \cdot \underline{i}_{sq,k} \quad (225)$$

Die Anfangswerte für  $\Psi_{Rd,k}$  und  $\rho_k$  betragen bei  $k = 0$ :

$$\begin{aligned} \Psi_{Rd,0} &= L_H \\ \rho_0 &= 0 \end{aligned} \quad (226)$$

Durch Betrachtung der Differenzgleichungen in (224) und (225) wird nun das Prinzip der Rotorflussschätzung deutlich. Die Phasenströme werden mittels dem digitalen Signalprozessorsystem zu den Zeitpunkten  $kT_a$  ( $k=0,1,2,\dots$ ) abgetastet, mittels der Transformationsmatrix  $T_1$  bzw.  $T_{1,r}$  als Ständerstromraumzeiger im SKS dargestellt und mit dem **Faktor**  $e^{-j(\rho_k + \varphi_{el,k})}$  auf das Rotorflusskoordinatensystem bezogen. Es erfolgt die Schätzung des Rotorflusses  $\Psi_{Rd,k+1}$  und des Winkels  $\rho_{k+1}$  dessen Werte für die Berechnung im nächsten Abtastschritt verwendet werden. Den Winkel  $\varphi_{el,k}$  erhält man über eine Inkrementalgeber-Auswertung (siehe [5]). Die Summe von  $\rho_{k+1}$  und  $\varphi_{el,k}$  stellt den Winkel des Rotorflusses bezogen auf das SKS dar.

Die **Qualität der Schätzung** hängt maßgeblich von der Strommesswerterfassung und der Genauigkeit der verwendeten Maschinenparameter ab. Die **unerwünschten Effekte**, welche zu Verfälschungen führen sind:

- Auswirkungen der Stromüberschwingungen (Drehzahlschwankungen)
- Anstieg des Rotorwicklungswiderstandes  $R_R$  bei Erwärmung
- Stromabhängigkeit der Hauptinduktivität  $L_H = f(|\underline{i}_\mu|)$

Stromüberschwingungen können durch die **Kompensation der Wechselrichternichtlinearitäten** reduziert werden (siehe dazu [4]) und eine Methode zur Nachführung von  $R_R$  wird später noch vorgestellt.

Um die Hauptinduktivität  $L_H(|\underline{i}_\mu|)$  abhängig vom Magnetisierungszustand ermitteln zu können, muss nun ein Zusammenhang zwischen den gemessenen Phasenströmen und dem Hauptfluss  $\Psi_H(|\underline{i}_\mu|)$  hergestellt werden. Dazu wird die Gleichung in (218) betrachtet und folgendermaßen angeschrieben:

$$\underline{\Psi}_R^{\Psi_R} = \underline{i}_R^{\Psi_R} \cdot L_H(|\underline{i}_\mu|) + \underline{i}_R^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} + \underline{i}_S^{\Psi_R} \cdot L_H(|\underline{i}_\mu|) \quad (227)$$

Mit

$$\underline{i}_\mu^{\Psi_R} = \underline{i}_R^{\Psi_R} + \underline{i}_S^{\Psi_R} \quad (228)$$

folgt

$$\underline{\Psi}_R^{\Psi_R} = \underline{i}_R^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} + \underline{i}_\mu^{\Psi_R} \cdot L_H \left( \left| \underline{i}_\mu \right| \right) \quad (229)$$

Wird die Gleichung (229) mit dem Term  $\underline{i}_S^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R}$  erweitert, so erhält man

$$\underline{\Psi}_R^{\Psi_R} + \underline{i}_S^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} = \underline{i}_R^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} + \underline{i}_\mu^{\Psi_R} \cdot L_H \left( \left| \underline{i}_\mu \right| \right) + \underline{i}_S^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} \quad (230)$$

$$\underline{\Psi}_R^{\Psi_R} + \underline{i}_S^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} = \underline{i}_\mu^{\Psi_R} \cdot \left( L_H \left( \left| \underline{i}_\mu \right| \right) + L_{\sigma R} \right) = \underline{\Psi}_H^{\Psi_R} \left( \left| \underline{i}_\mu \right| \right) + \underline{i}_\mu^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R}$$

Um nun die Hauptinduktivität gemäß  $L_H = f \left( \Psi_H \left( \left| \underline{i}_\mu \right| \right) \right)$  bestimmen zu können, muss der Betrag des in (230) geschätzten Hauptflusses ermittelt werden. Dies wird mit

$$\Psi_{Rd} + i_{Sd} \cdot L_{\sigma R} + j \cdot i_{Sd} \cdot L_{\sigma R} = \underline{\Psi}_H^{\Psi_R} \left( \left| \underline{i}_\mu \right| \right) + \underline{i}_\mu^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} \quad (231)$$

durch

$$\left( \Psi_{Rd} + i_{Sd} \cdot L_{\sigma R} \right)^2 + \left( i_{Sd} \cdot L_{\sigma R} \right)^2 = \left| \underline{\Psi}_H^{\Psi_R} \left( \left| \underline{i}_\mu \right| \right) + \underline{i}_\mu^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma R} \right|^2 \quad (232)$$

erreicht.

Dabei wird in Matlab Simulink die linke Seite von (232) einer "Look-Up Table" zugeführt, in der mit Hilfe der Magnetisierungskennlinie aus Punkt 4.2 der aktuelle Wert von  $L_H$  ermittelt und anschließend in (224) und (225) verwendet wird. Damit wurden der Rotorfluss und dessen Winkel (bezogen auf das RKS) ermittelt.

Die Umsetzung dieser Schätzung ist in Abb. 69 dargestellt. Darin sind auch die Subsysteme "**Psi\_Nicht\_Negativ1**" (Abb. 70) und "**Psi\_Untergrenze**" (Abb. 71) ersichtlich. Im ersten genannten System wird überprüft, ob der geschätzte Rotorfluss  $\Psi_{Rd,k}$  positiv ist. Ist das nicht der Fall, wird der Wert zum Zeitpunkt  $k$  mit minus eins multipliziert und der Rotorflusswinkel  $\rho_{k+1}$  um den Faktor  $\pi$  korrigiert.

In "**Psi\_Untergrenze**" wird sichergestellt, dass der Betrag des Rotorflusses einen Wert größer Null besitzt damit eine unzulässige Division in (225) zu verhindert wird.

Mit Hilfe der Funktion "**Beschränkung1**" wird der Rotorflusswinkel auf einen Wertebereich von Null bis  $2\pi$  beschränkt.

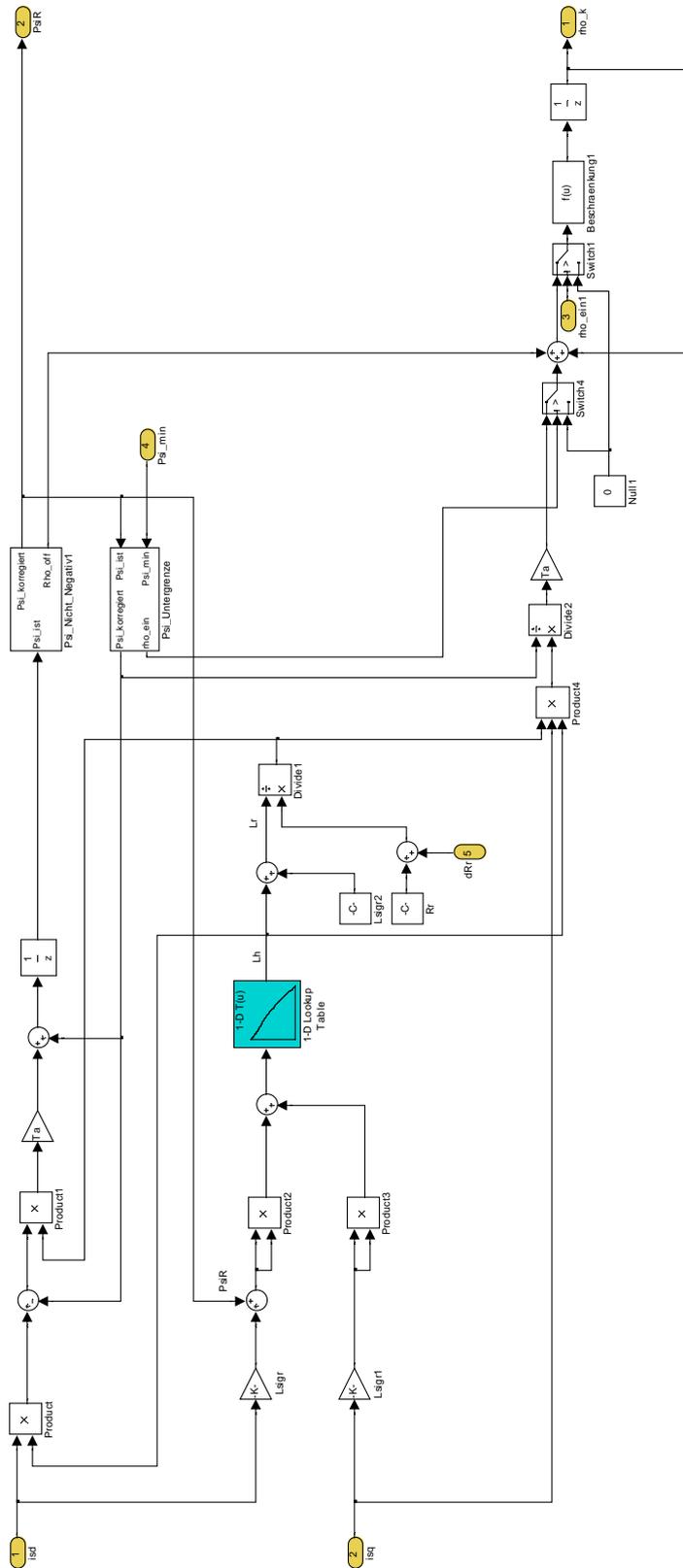


Abb. 69 Simulink Koppelplan zur Rotorfluss- und Rotorflusswinkelschätzung

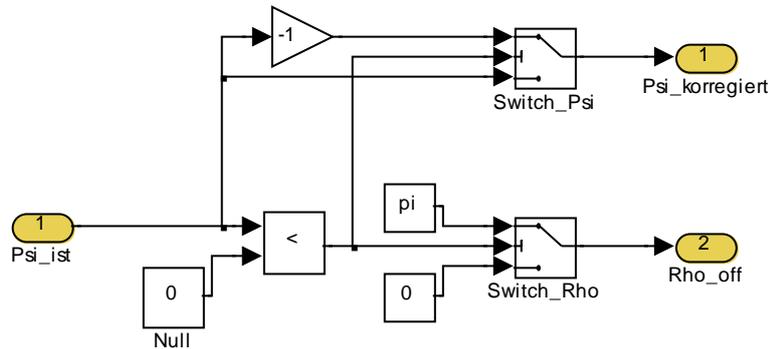


Abb. 70 Subsystem "Psi\_Nicht\_Negativ1"

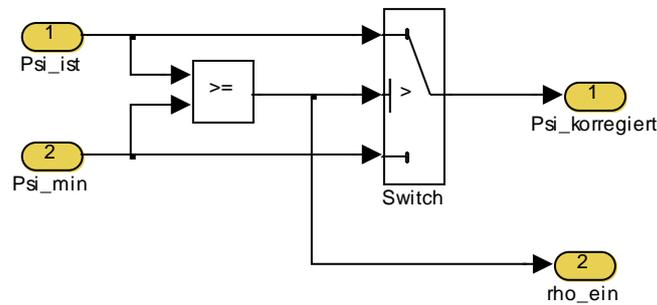


Abb. 71 Subsystem "Psi\_Untergrenze"

Des Weiteren ist in Abb. 69 der Eingang "dRr" ersichtlich, welche den Ausgang einer Nachlaufregelung darstellt, mit der die durch Erwärmung der Rotor-wicklung entstehende Rotorwiderstandserhöhung  $R_r$  angepasst wird.

## 6.2 Schätzung des Ständerflusses

Für die Schätzung des Ständerflussraumzeigers, wird von dem in Punkt 6.1 geschätzten Rotorflussraumzeiger bzw. Rotorflussbetrag  $\Psi_{Rd}$  im RFKS ausgegangen. Weiters wird auch hier Gleichung (230) für die Schätzung des Hauptflussraumzeigers  $\underline{\Psi}_H^{\Psi_R}(|i_{\mu}|)$  verwendet, deren Komponenten getrennt in Real- und Imaginärteil angeschrieben werden.

$$\begin{aligned}\Psi_{Rd} + i_{Sd} \cdot L_{\sigma R} &= \Psi_{Hd} + i_{\mu d} \cdot L_{\sigma R} \\ 0 + i_{Sq} \cdot L_{\sigma R} &= \Psi_{Hq} + i_{\mu q} \cdot L_{\sigma R}\end{aligned}\tag{233}$$

Mit Hilfe der linken Seiten der Gleichungen in (233) wird jener Betrag berechnet, welcher anschließend einer Look-Up Table zugeführt und in der mit

Hilfe der in Punkt 4.2 dargestellten Magnetisierungskennlinie der aktuelle Betrag des Hauptflusses ermittelt wird. Die Phase des Hauptflussraumzeigers wird durch den Real- und Imaginärteil in (233) festgelegt.

Da nun  $\underline{\Psi}_H^{\Psi_R}(|i_\mu|)$  vollständig berechnet wurde und der Ständerstromzeiger  $i_S^{\Psi_R}$  im RFKS bereits durch die Rotorflussschätzung bekannt ist, können die Komponenten des **Ständerflussraumzeigers** und damit

$$\underline{\Psi}_S^{\Psi_R} = i_S^{\Psi_R} \cdot L_{\sigma S} + \underline{\Psi}_H^{\Psi_R}(|i_\mu|) \quad (234)$$

ermittelt werden. Die Umsetzung der Ständerflussschätzung in Matlab Simulink ist in Abb. 72 dargestellt.

Mit Hilfe der Winkel  $\rho$  und  $\varphi_{el}$ , kann  $\underline{\Psi}_S$  auf das Ständerkoordinatensystem bezogen werden:

$$\underline{\Psi}_S^S = \underline{\Psi}_S^{\Psi_R} \cdot e^{j(\rho + \varphi_{el})} = \Psi_{S\alpha} + j \cdot \Psi_{S\beta} \quad (235)$$

Der für den **Ständerflussregler** benötigte **Istwert**  $\Psi_{SA}$  im SFKS errechnet sich mit

$$\Psi_{SA} = \sqrt{\Psi_{S\alpha}^2 + \Psi_{S\beta}^2} \quad (236)$$

Die in (235) ermittelten Ständerflusskomponenten, können für die Berechnung des **Ständerflusswinkels**  $\beta_S$  im SKS herangezogen werden. Dieser wird dann dazu verwendet, um den durch die Ständerflussorientierte Regelung ermittelten Ständerspannungsraumzeiger  $\underline{u}_S^{\Psi_S}$  vom SFKS auf das SKS zu beziehen. Daraus werden die Sollphasenspannungen für die Pulsweitenmodulation berechnet.

Des Weiteren wird der Betrag der Rotorflusskomponente  $\Psi_{RB}$  für die Steuerbedingung der Ständerflussorientierung in (86) benötigt. Diese kann mit  $\beta_S$  durch die folgende Beziehung berechnet werden:

$$\Psi_{RB} = -\Psi_{Rd} \cdot \sin(\beta_S - \rho - \varphi_{el}) \quad (237)$$

Zusätzlich erfolgt noch die Berechnung des aktuellen **Ist-Drehmoments** gemäß (56), womit die endgültige Subsystemstruktur des Ständerflussbeobachters entsprechend Abb. 73 resultiert.

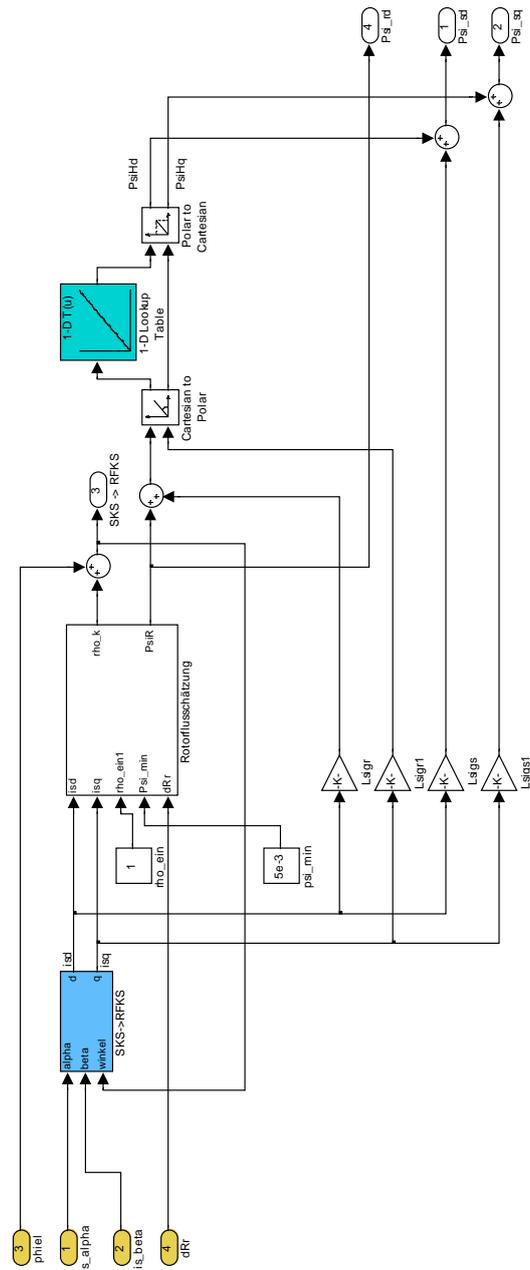


Abb. 72 Umsetzung der Ständerflussschätzung



Abb. 73 Ständerflussbeobachter als Subsystem

## 7 Darstellung des ständerflussorientierten Regelungssystems

Da in den letzten Punkten der am Ständerfluss orientierte Reglerentwurf durchgeführt und der Aufbau bzw. die Umsetzung des notwendigen Ständerflussbeobachters ausführlich beschrieben wurde, wird in diesem Kapitel, für ein besseres Verständnis, das resultierende Regelungssystem schematisch (Abb. 74) bzw. dessen Umsetzung in Matlab Simulink (Abb. 75) dargestellt.

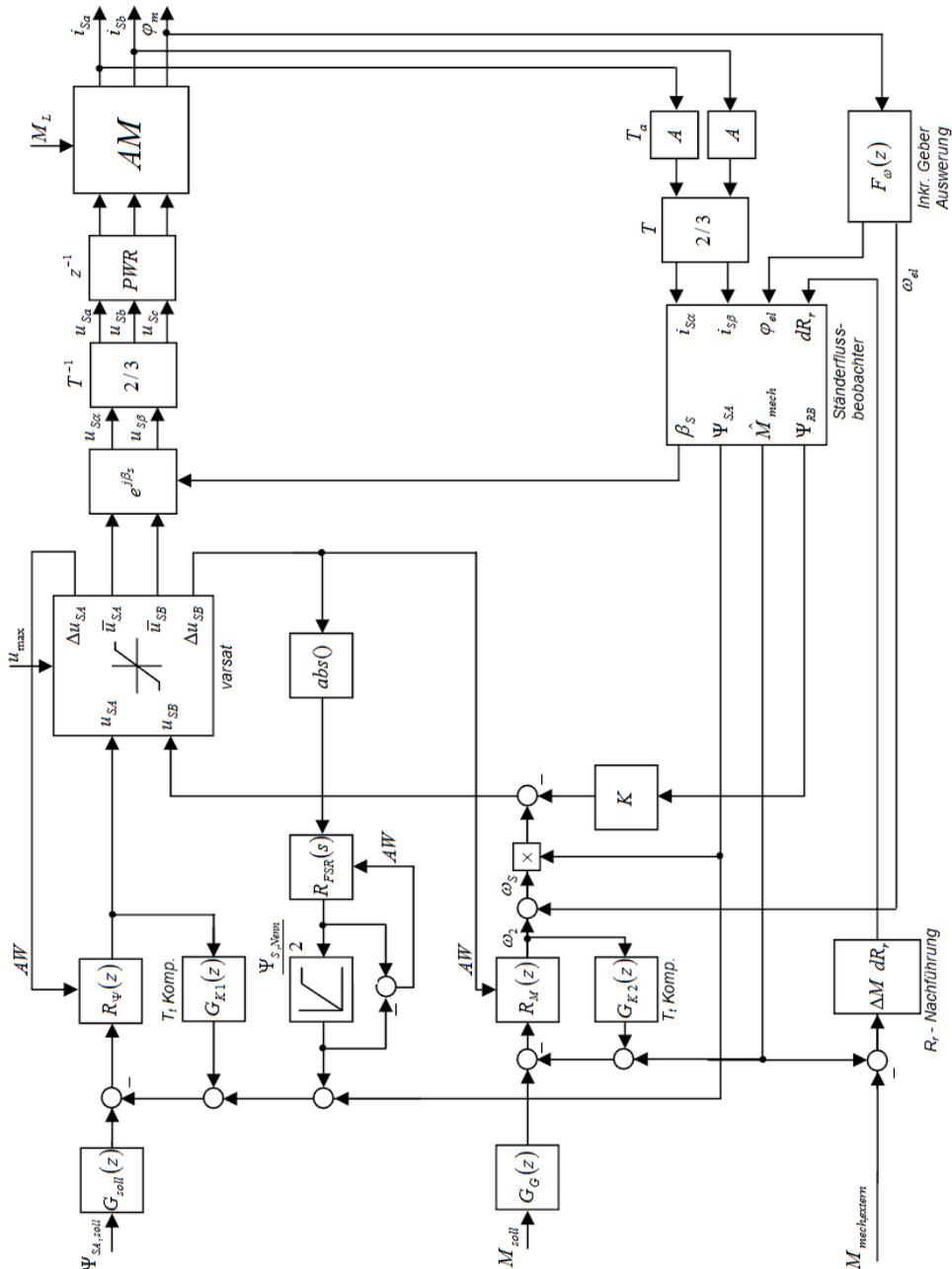


Abb. 74 Schematische Darstellung der ständerflussorientierten Regelung mit Feldschwächung

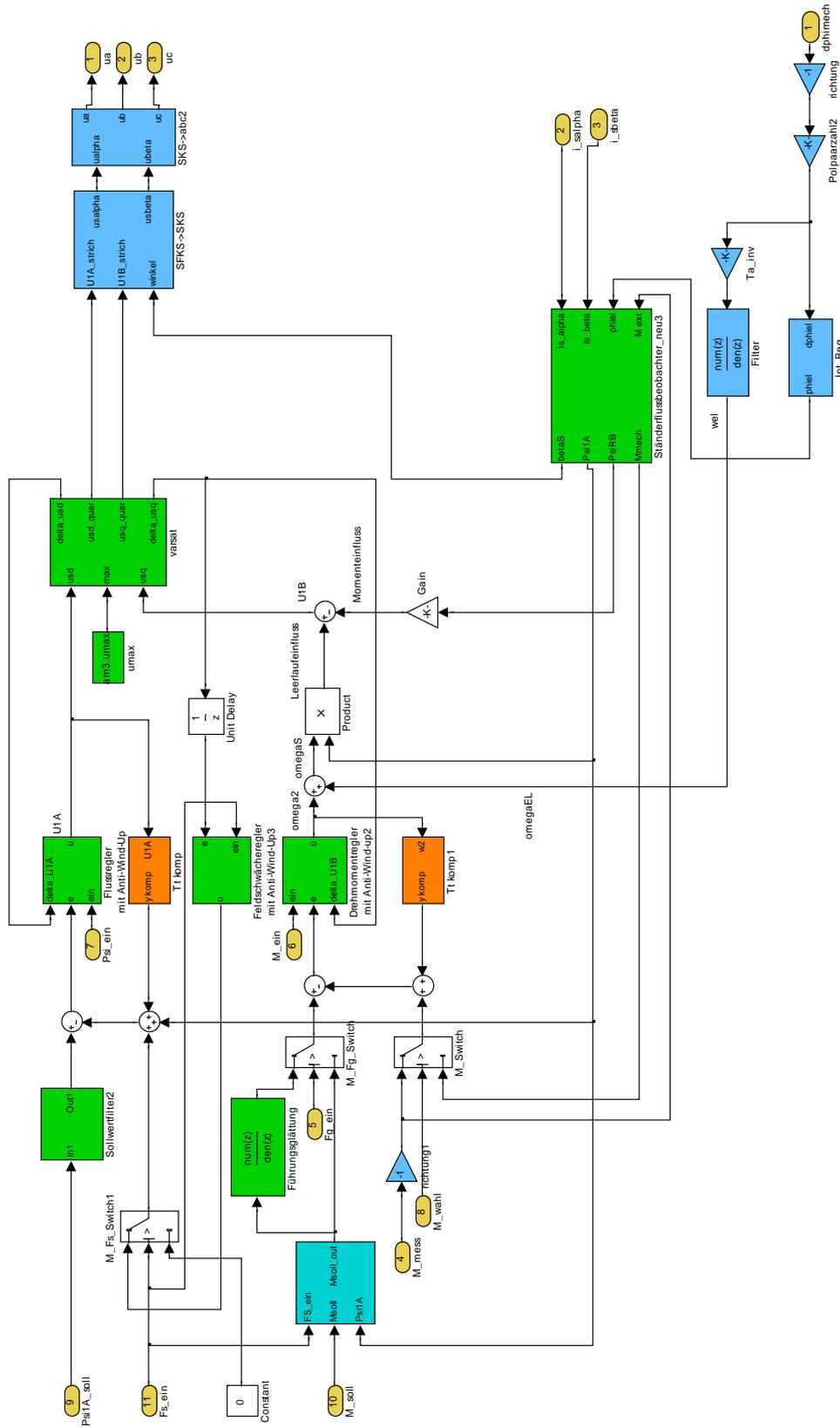


Abb. 75 Umsetzung der ständerflussorientierten Regelung mit Feldschwächung in Matlab Simulink

In Abb. 75 ist im Gegensatz zur schematischen Darstellung die Strombegrenzung im Feldschwächebereich gemäß 5.11.4 umgesetzt worden. Diese tritt aber erst dann in Kraft, wenn der Feldschwächeregler durch "Fs\_ein=1" aktiv wird. Genau so können auch der Ständerflussregler mit "Psi\_ein" und der Drehmomentregler mit "M\_ein" aktiviert werden. Im ausgeschalteten Zustand liefern deren Stellgrößen den Wert Null.

Beim Soll-Drehmoment gibt es noch die Möglichkeit, dieses über eine geeignete Führungsglättung dem Regler aufzuschalten, falls dieser mittels des symmetrischen Optimums entworfen wurde.

Weiters gibt es die Möglichkeit das auf die Maschinenwelle wirkende Ist-Moment mittels einer externen Messeinrichtung zu erfassen. Daher kann über "M\_Switch" zwischen dem geschätzten (inneren)  $M_{mech}$  und dem externen  $M_{mess}$  Drehmoment gewählt werden. Die Differenz dieser Größen, wird für die **Nachlaufregelung des Rotorwicklungswiderstandes**  $R_r$  genutzt, welche als einfacher Integrator der Form

$$\frac{R_r \cdot T_a}{2 \cdot (z - 1)} \quad (238)$$

ausgeführt ist. Dieser zeitdiskrete I-Regler wurde dabei empirisch ermittelt wobei  $R_r$  jener Wert ist der in [5] ermittelt wurde.

Des weiteren ist es **wichtig** zu erwähnen, dass die Asynchronmaschine, auf der die ständerflussorientierte Regelung implementiert wurde, über die Drehwelle mechanisch mit einer weiteren Asynchronmaschine gegenläufig gekoppelt ist. Da die Erfassung des Drehwinkels und des externen Drehmoments vorzeichenrichtig für diese zweite Maschine ausgelegt wurde müssen diese Messgrößen wie in Abb. 75 gezeigt mit dem Faktor "-1" multipliziert werden. Auf alle, in der Simulink-Umsetzung verwendeten PI-Regler, wurde die in Punkt 5.13.2 beschriebene Anti-Windup Maßnahme angewandt. Als Beispiel dazu, wird die Struktur des Ständerflussreglers in Abb. 76 dargestellt.

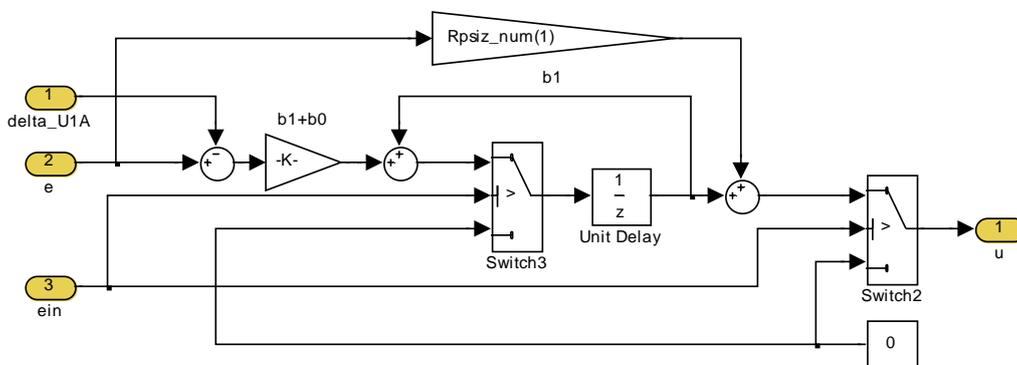


Abb. 76 Anti-Windup Struktur des Ständerflussreglers

## 8 Aufbau des Simulationsmodells

### 8.1 Schematischer Versuchsaufbau

Bevor nun die Funktion der ständerflussorientierten Regelung simuliert wird, soll zuerst ein schematischer Überblick über den Versuchsaufbau im Maschinen-Labor des Instituts für elektrische Antriebstechnik und Maschinen an der Technischen Universität Graz in Abb. 74 gegeben werden. Derselbe Aufbau wurde bereits in der Arbeit [4] verwendet.

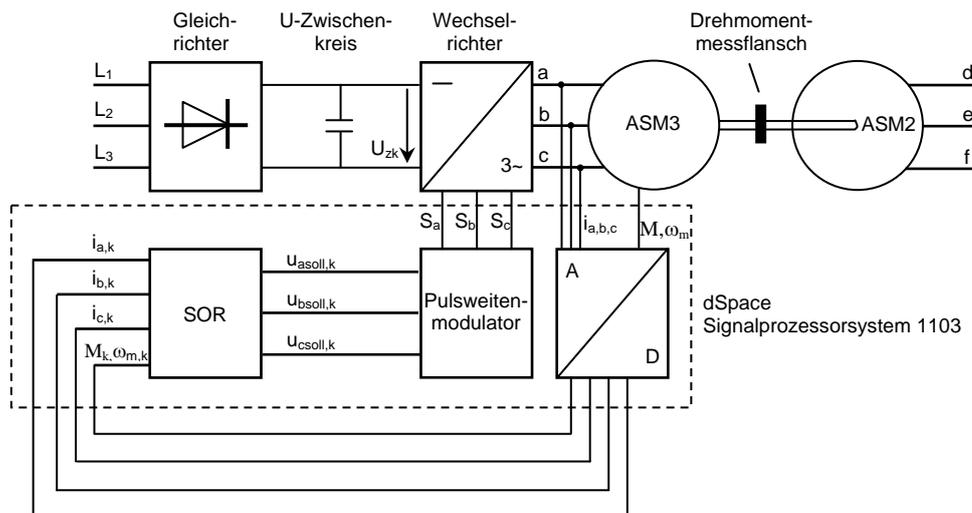


Abb. 74 Schematischer Versuchsaufbau

Ausgegangen wird von der Asynchronmaschine ASM3 (Prüfling) vom Typ DKF 132MKB 2008 FL der Firma Thien, welche in Stern geschaltet ist und die über den Wechselrichter eines Spannungszwischenkreisumrichters durch das Ständerflussorientierte Verfahren (SOR) geregelt wird. Die Zwischenkreisspannung wird durch ein "Differential Probe" Messgerät vom Typ AP031 der Fa. LeCroy erfasst. Die im Wechselrichter verwendeten IGB-Transistoren stammen vom Hersteller Semikron.

Die Welle dieser Maschine ist über ein Drehmomentmessflansch vom Typ T10F der Fa. HBM mit einer weiteren Asynchronmaschine ASM2 vom Typ DKF 132 MKC 2704 FL der Fa. Thien verbunden welche als Prüfer fungiert und eine gewünschte Drehzahl vorgibt. Diese Maschine wird ebenfalls über einen Wechselrichter mittels des in [5] beschriebenen Rotorflussorientierten Verfahren geregelt.

Umsetzung der Regelalgorithmen, der Messwerterfassung, der Pulsweitenmodulation und Ansteuerung des Wechselrichters übernimmt das DSpace Signalprozessorsystem 1103. Für die **praktische, computergestützte Umsetzung der ständerflussorientierten Regelung** wird das in Kapitel 7, Abb. 75 entworfene **Simulinkmodell** entsprechend **kompiliert** und in das Prozessorsystem geladen.

Um die nachfolgende Simulation möglichst Realitätsnahe durchführen zu können, werden auch die **Wechselrichternichtlinearitäten** und die **elastische Verbindung** zwischen Prüfling und Prüfer modelliert.

## 8.2 Modellierung der Wechselrichternichtlinearitäten

Für die Modellierung der Wechselrichternichtlinearitäten müssen zunächst jene Fehlerspannungen  $u_F$  ermittelt werden, die die Differenz zwischen der Sollphasenspannungen am Eingang des Pulsweitenmodulators und der tatsächlich durch den Wechselrichter erzeugten Phasenspannung beschreiben. Da deren Ermittlung und Auswirkung bereits in [4] ausführlich beschrieben wurde, wird in diesem Punkt nicht weiter darauf eingegangen. Weiters wird angenommen, dass in jeder Phase dieselbe Fehlerspannung (Abb. 75) bei Speisung der ASM3 auftritt.

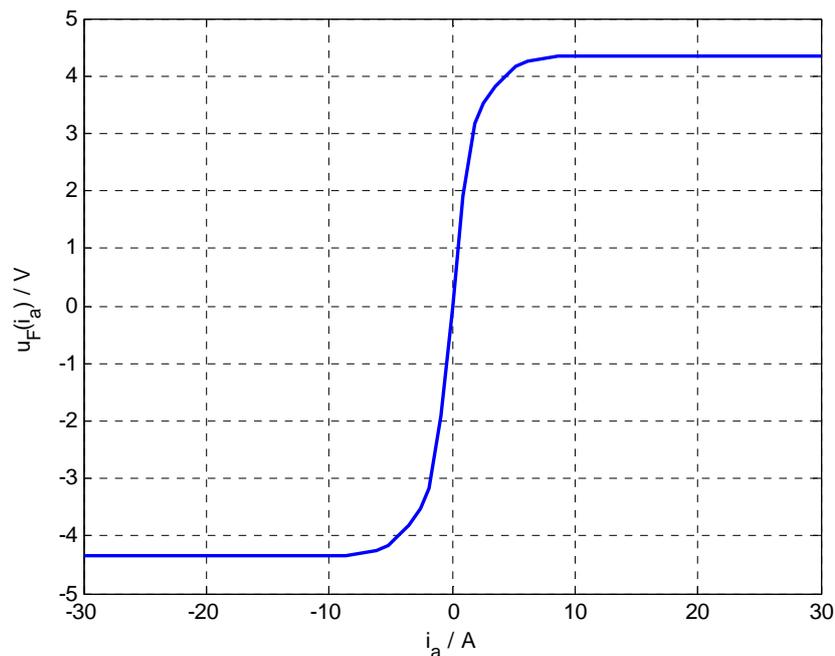


Abb. 75 Fehlerspannung  $u_F(i_a)$  der Phase a

Für die Modellierung der Nichtlinearitäten des Wechselrichters wird der Spannungsverlauf in Abb. 75 für jede Maschinenphase in eine Loop-Up Table integriert, dessen Amplitude anhängig von den Phasenströmen von den jeweiligen Referenzphasenspannung subtrahiert wird (siehe dazu Abb. 76). Um die in Punkt 5.2 erwähnte Totzeit  $T_t$  zu berücksichtigen, werden die Referenzsignale um einen Abtastschritt mittels einem "Unit Delay -  $z^{-1}$ " verzögert.

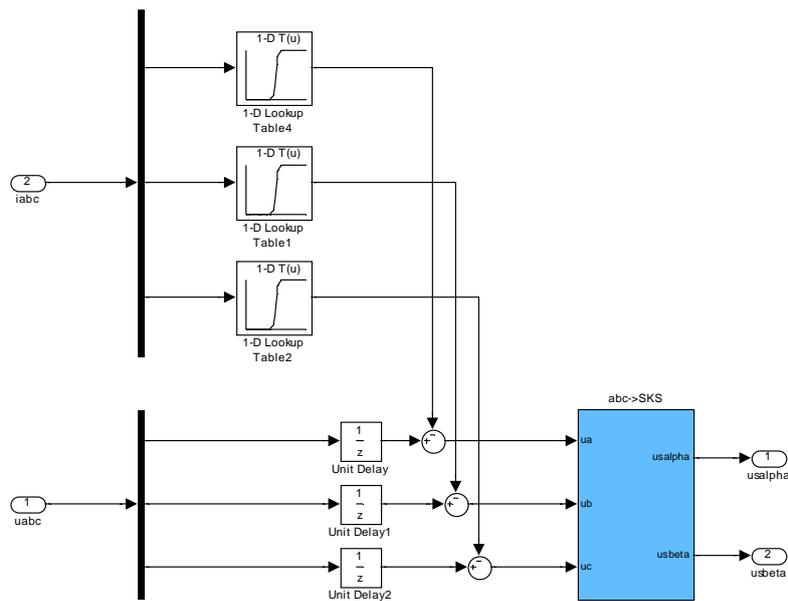


Abb. 76 Modellierung der Umrichternichtlinearitäten

### 8.3 Modellierung der Elastischen Kopplung zwischen Prüfer und Prüfling

Wie in Abb. 74 ersichtlich, werden die Maschinenwellen des Prüfers (AM2) und der Prüflings (AM3) miteinander verbunden. Für möglichst praxisnahe Simulationsbedingungen wird dabei nicht von einer idealen starren Verbindung sondern von einer elastischen Kopplung ausgegangen. Bei der Modellierung wird gemäß [3] von einem Zwei-Massen-Schwinger ausgegangen, bei dem der Prüfer (Antriebsmaschine) durch das Massenträgheitsmoment  $\Theta_M$  und der Prüfling (Arbeitsmaschine) durch  $\Theta_A$  approximiert wird. Des Weiteren wird davon ausgegangen, dass die Maschinen über eine masselose Welle, repräsentiert durch eine Drehfeder mit der Steifigkeit  $c$  und der Dämpfung  $d$ , verbunden sind. Das damit beschriebene Modell ist in Abb. 77 dargestellt.

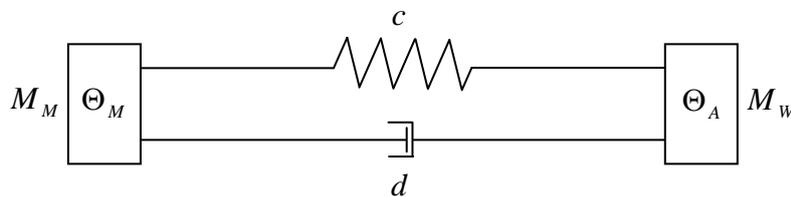


Abb. 77 Modell des Zwei-Massen-Schwingers

$M_M$  stellt jenes Moment dar, welches vom Prüfer auf die Welle abgegeben wird um eine gewünschte mechanische Winkelgeschwindigkeit zu erhalten und das Moment  $M_W$  des Prüflings wirkt dabei als Last.

Für die mathematische Beschreibung des Modells werden die folgenden mechanischen Gleichungen nach Abb. 77 aufgestellt:

Beschleunigungsmoment  $M_{BM}$  der Antriebsmaschinenmasse:

$$M_{BM} = M_M - (M_C + M_D) = \Theta_M \cdot \ddot{\varphi}_M \quad (238)$$

Beschleunigungsmoment  $M_{BA}$  der Arbeitsmaschinenmasse:

$$M_{BA} = (M_C + M_D) - M_W = \Theta_A \cdot \ddot{\varphi}_A \quad (239)$$

Dabei ist:

$$M_C = c \cdot \Delta\varphi \quad \text{Übertragungsmoment der Feder} \quad (240)$$

$$M_D = d \cdot \Delta\dot{\varphi} \quad \text{Übertragungsmoment durch Dämpfung} \quad (241)$$

mit

$$\Delta\varphi = \varphi_M - \varphi_A, \quad \Delta\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_M - \dot{\varphi}_A \quad (242)$$

- $\varphi$  Drehwinkel
- $\dot{\varphi}$  Winkelgeschwindigkeit
- $\ddot{\varphi}$  Winkelbeschleunigung

Indizes

- M Antriebsmaschine (Prüfer)
- A Arbeitsmaschine (Prüfling)

Für die weitere Modellierung bedeutet dies, dass **vom Prüfer** aus gesehen das von ihm abgegebene Moment  $M_M$  auf die Welle wirkt, wobei die Rückwirkung der Last  $M_C + M_D$  überwunden werden muss, bis sich die gewünschte Winkelgeschwindigkeit einstellt.

**Vom Prüfling** aus betrachtet, gibt dieser das von ihm geforderte Moment  $M_M$  an die Welle ab, welches gegen das vom Prüfer übertragene Moment  $M_C + M_D$  arbeitet. Im Stationären Betriebszustand gilt  $|M_M| = |(M_C + M_D)| = |M_W|$ .

Die Umsetzung der elastischen Kopplung zwischen Antriebs- und Arbeitsmaschine ist in Abb. 78 ersichtlich. **Die Parameter c und d** wurden bereits in [5] ermittelt und lauten:

$$c = 36413 \text{ Nm/rad}, \quad d = 0.1055 \text{ Nms}$$

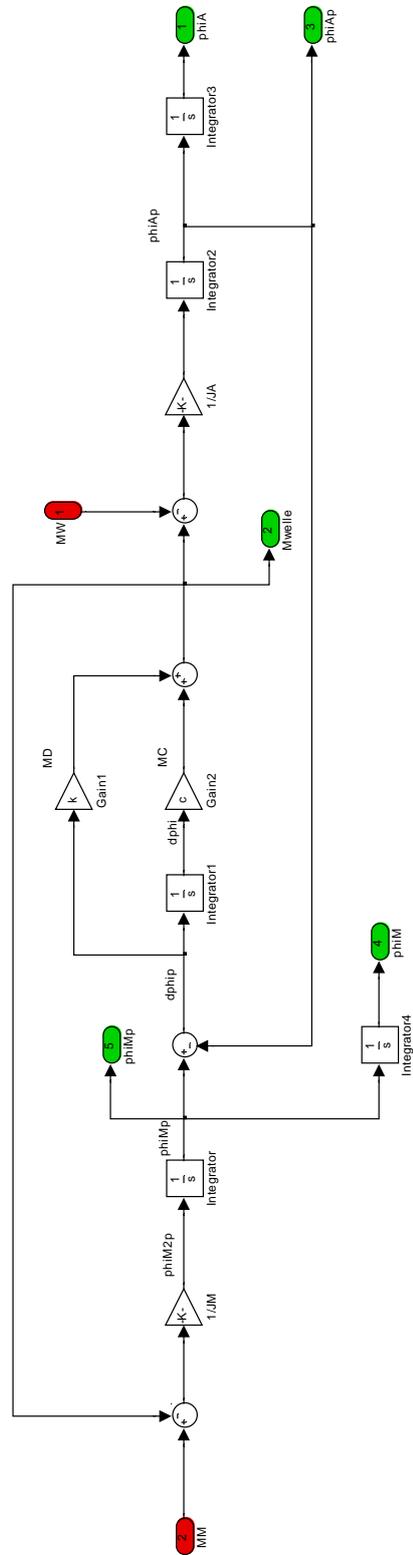


Abb. 78 Modellierung der elastischen Kopplung zwischen Prüfer und Prüfling

## 8.4 Resultierender Aufbau des Simulationsmodells

Der in Punkt 8.1 dargestellte Versuchsaufbau wurde durch das in Abb. 80 dargestellte Simulationsmodell in Matlab Simulink nachgebildet.

Darin sind jeweils die Regelalgorithmen der Asynchronmaschine zwei (Prüfer) und drei (Prüfling) als die Subsysteme "**AM2-Rotflussorientierte Regelung**", "**AM3-Ständerflussorientierte Regelung**" enthalten. Diese erhalten die gewünschten Führungsgrößen (Sollfluss, Sollmoment, Sollwinkelgeschwindigkeit) über "**Sollwertgenerator\_AM2**" bzw. "**Sollwertgenerator\_AM3**" wie z.B. in Abb. 79 dargestellt. Über die darin enthaltenen Systeme "Mrampe" und "nrampe", kann die Änderungsgeschwindigkeit der Sollwerte pro Sekunde vorgegeben werden.

In den Systemen "**Umrichter + Nichtlinearitäten**" werden die durch die Wechselrichter verursachten Fehlerspannungen wie in Punkt 8.2 und [4] beschrieben, berücksichtigt. Im Weiteren speisen diese Wechselrichter die Asynchronmaschinenmodelle "AM2", und "AM3" die gemäß Punkt 4.3 aufgebaut und über den Block "**Massenschwinger**" miteinander verbunden sind.

Die zeitkontinuierlichen Regel- und Messgrößen werden mittels den "Zero-Order Hold" Funktionsblöcken mit der Abtastzeit  $T_a$  für die Weiterverarbeitung in den zeitdiskreten Regelalgorithmen erfasst.

Die Quell-Blöcke "**Aon 0/1**", "**Aon1 0/1**" stellen jeweils jene Signale dar, welche beim realen Versuchsaufbau vom DSpace-System erzeugt werden, um zu signalisieren, dass die Spannungszwischenkreisumrichter korrekt arbeiten und im bzw. durch das Regelungssystem keine weiteren Fehler aufgetreten sind. D.h. erst wenn die "Aon-Quellen" den Wert Eins ausgeben, können die Regler in Betrieb genommen werden.

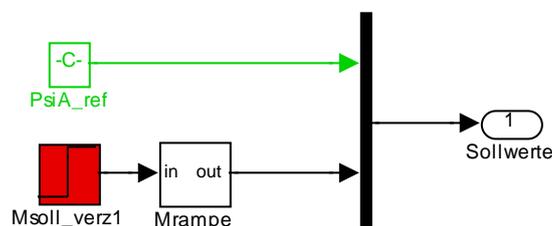


Abb. 79 Sollwertgenerator\_AM3

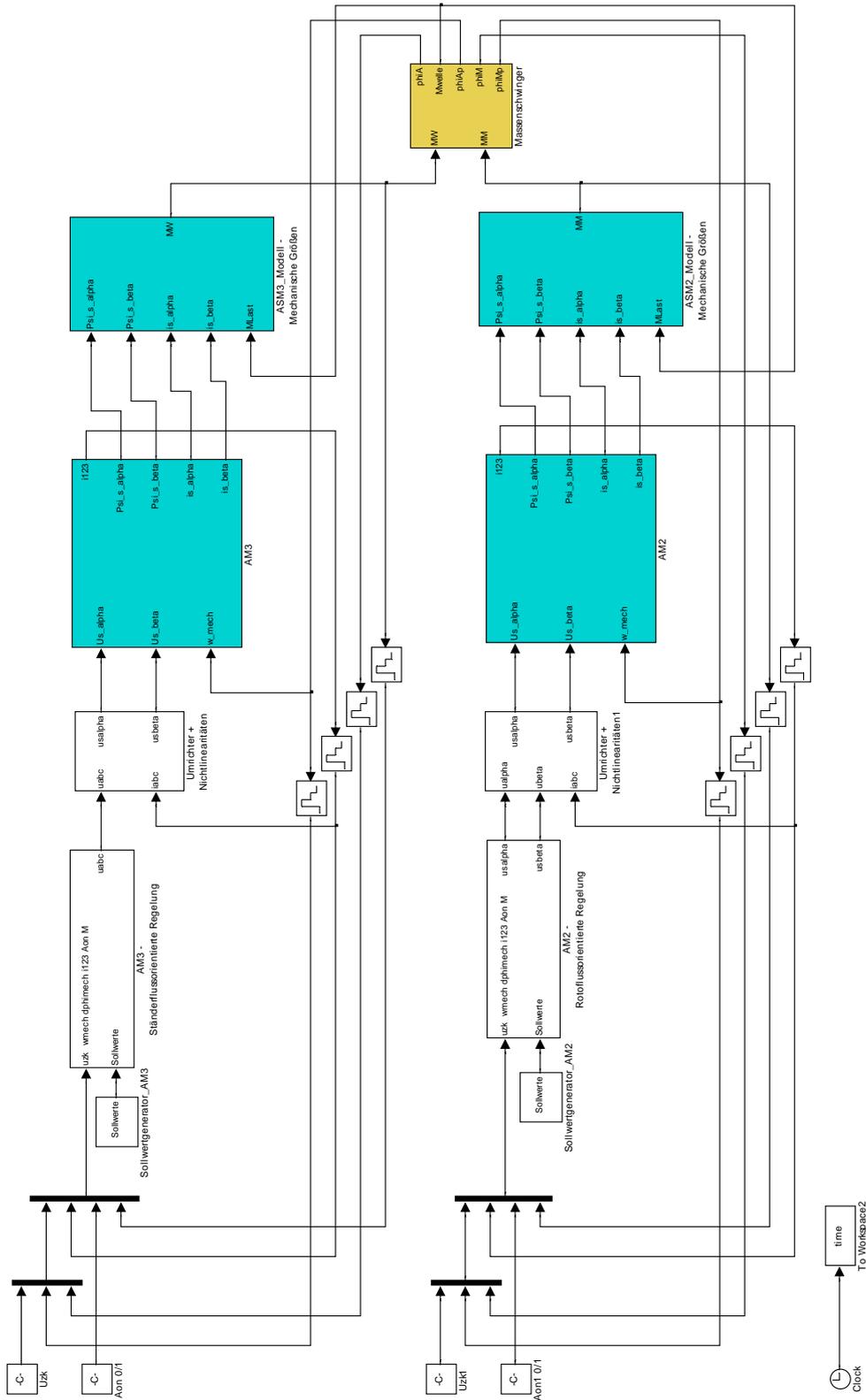


Abb. 80 Übersicht über das gesamte Simulationsmodell

## 9 Simulation der ständerflussorientierten Regelung

In diesem Kapitel wird das in Punkt 8.4 beschriebene Modell simuliert, wobei das Augenmerk auf den Resultaten der ständerflussorientierten Regelung des Prüflings liegt. Die gewünschten Betriebspunkte werden so erreicht, indem der Prüfer eine entsprechende Drehzahl vorgibt und der Prüfling das geforderte Moment an die Maschinenwelle abgibt. Dabei werden die Dynamik und die stationäre Genauigkeit des Drehmomentreglers untersucht. Zu beachten ist, dass Antriebsmaschine und Arbeitsmaschine gegensinnig auf die Drehwelle arbeiten.

Für die Simulation wird der **Ständerflussregler** (gemäß Punkt 5.9) und der **Feldschwächregler** (gemäß Punkt 5.11) mit Hilfe des Betragoptimums entworfen.

Der **Drehmomentregler** wird, um einen bestmöglichen Kompromiss zwischen Dynamik, Stabilität und Störverhalten zu erzielen, durch Anwendung des symmetrischen Optimums wie in Punkt 5.8.3 beschrieben ausgelegt.

Es werden die folgenden **Regler-Parameter** für den **zeitdiskreten** Bereich gewählt:

Drehmomentregler - Punkt 5.14.3, für den Fall  $a=2$   
 Ständerflussregler - Punkt 5.14.5  
 Feldschwächregler- Punkt 5.14.7

Für die nachfolgenden Betrachtungen werden alle Größen in ihrer Wirkungsrichtung, **bezogen auf den Prüfling** (Arbeitsmaschine) betrachtet.

### 9.1 Simulationsparameter

Für die folgenden durchgeführten Simulationen werden die unten angeführten Parameter verwendet.

Abtastperiode  $T_a = 1e-4$  s  
 Solver: ode45  
 Type: Variable-step  
 Max step size:  $1e-4$   
 Min step size: auto  
 Initial step size: auto  
 Relative tolerance:  $1e-6$   
 Absolute tolerance:  $1e-8$   
 Start time: 0.0  
 Stop time:  $T_{sim}$   
 $T_{sim} = 8$  s

## 9.2 Betriebsverhalten bei Nennfluss

Im diesem Punkt sollen kurz die unerwünschten Einflüsse des Wechselrichters und jener aufgrund der elastischen Kupplung zwischen Prüfer und Prüfling diskutiert werden. Dazu werden zunächst die Wechselrichternichtlinearitäten bzw. die Wirkung der **Fehlerspannungen deaktiviert**. Als nächstes wird der folgende motorische **Arbeitspunkt** betrachtet:

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = M_{Nenn} = 34.42 \text{ Nm}$ , Änderungsrate 40 Nm pro Sekunde

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 150 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate 200 rad/s

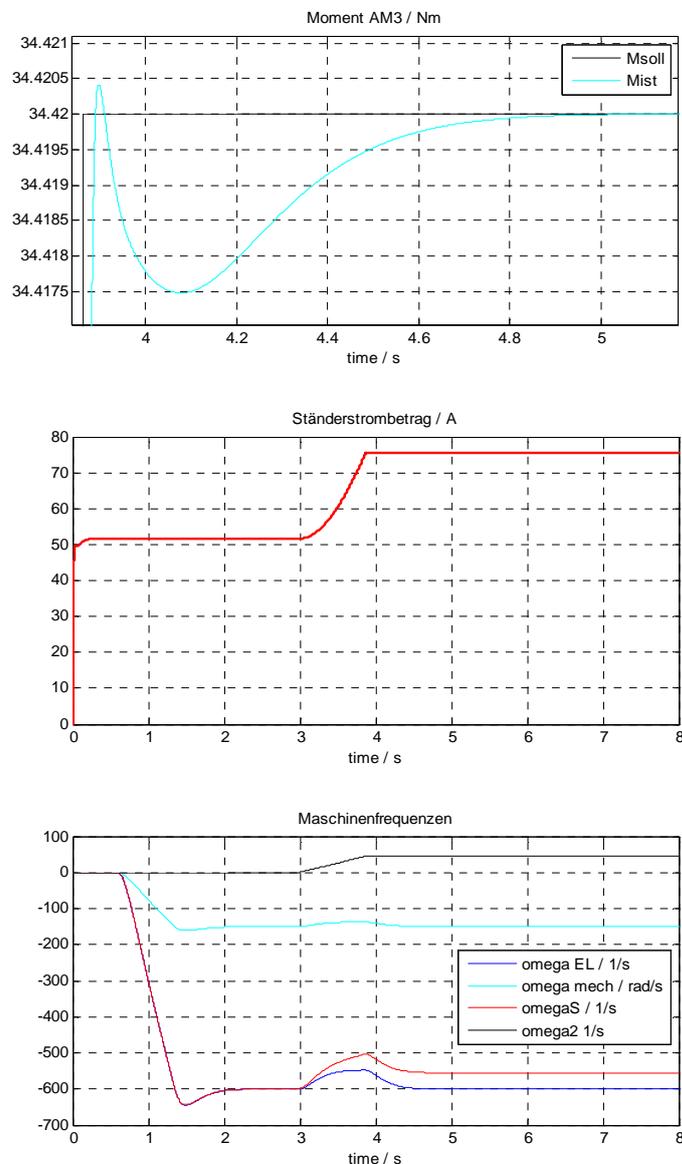


Abb. 81 Simulationsergebnisse ohne Wechselrichternichtlinearitäten

In Abb. 81 sind das Ist- und Soll-Moment, der Ständerstrombetrag und die Winkelgeschwindigkeiten der Arbeitsmaschine AM3 dargestellt. Wie man erkennen kann, gibt der Prüfling ab der dritten Sekunde das geforderte Moment an die Welle gegen die Drehrichtung ab (generatorischer Betrieb). Dadurch nimmt zu Beginn dieses Zeitpunktes die mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_m$  ab, während die Stellgröße  $\omega_2$  des Momentreglers zunimmt um den gewünschten Sollwert zu erreichen - die Ständerkreisfrequenz entspricht dabei  $\omega_s = \omega_2 + p \cdot \omega_m$ .

Nach ca. 3.9 Sekunden wird das Nennmoment erreicht, wodurch keine weitere Vergrößerung von  $\omega_2$  erfolgt. Mit dem Anstieg des Drehmoments hat auch der Betrag des Rotorstroms bzw. des Rotorflusses zugenommen. Damit das abgegebene Moment auf dem Sollwert gehalten werden kann bzw. sich stationär einstellt, muss entsprechend der Steuerbedingung in (86) der Abnahme von  $u_{SB}$  entgegengewirkt werden. Dies geschieht genau dann, wenn der Drehzahlregler des Prüfers,  $\omega_m$  auf den Sollwert nachgeführt und sich damit  $\omega_s$  entsprechend eingestellt bzw. in diesem Fall zugenommen hat.

Das tatsächlich auf der Drehwelle wirkende Moment, gegeben gemäß Punkt 8.3 durch  $M_C + M_D$ , ist in Abb. 82 dargestellt. Darin ist ab 0.6 Sekunden der Anlaufvorgang und ab drei Sekunden die Wirkung des aufgeschalteten Lastmoment (Prüfling) ersichtlich.

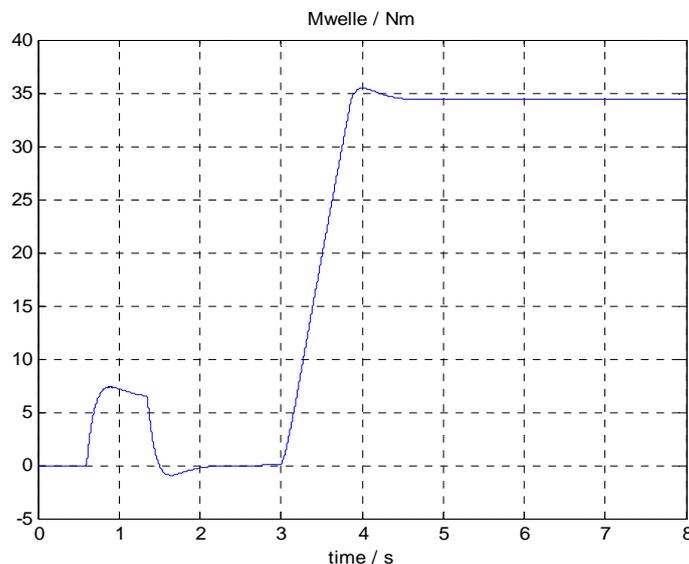


Abb. 82 Resultierendes Moment auf der Drehwelle

Im nächsten Schritt werden nun die **Nichtlinearitäten des Wechselrichters** berücksichtigt. Durch den Einfluss der Fehlerspannungen entstehen in den Phasenspannungen der Asynchronmaschinen Oberschwingungen. Diese erzeugen wiederum Oberschwingungen in den Phasenströmen welche zu Drehmomentrippel und Drehzahlfluktuationen führen.

Wie man indirekt in Abb. 83 und in Abb. 85 (Momentverläufe gefiltert) erkennen kann, schaltet der Prüfer jenes Moment auf die Drehwelle, welches erforderlich ist um den Sollwert der mechanischen Winkelgeschwindigkeit schnellstmöglich zu erreichen. Da dieses zu Beginn des Anlaufs einem kurzen Impuls entspricht, resultieren durch die Stromüberschwingungen und aufgrund der schlecht gedämpften mechanischen Schwingungen (zwischen Prüfer und Prüfling), stärkere Schwankungen des auf die Welle übertragenen Moments (Abb. 84). Diesen versucht der Drehmomentregler des Prüflings entgegenzuwirken, wodurch dessen Stellgröße zu diesem Zeitpunkt ebenfalls stärker schwingt.

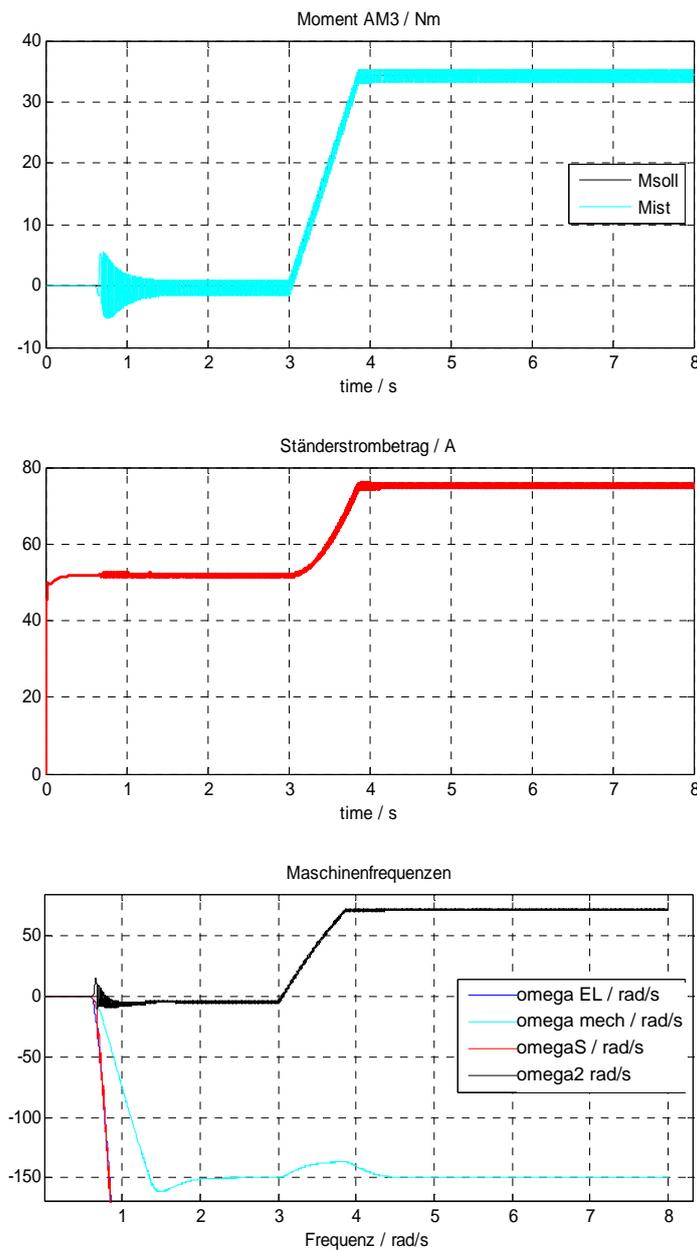


Abb. 83 Simulationsergebnisse mit Berücksichtigung der Wechselrichternichtlinearitäten

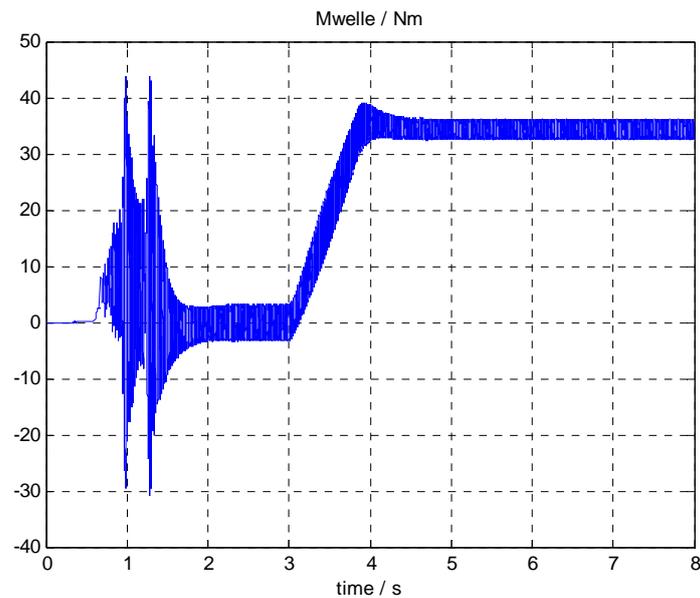


Abb. 84 Auf der Welle wirkendes Drehmoment (ungefiltert) unter Berücksichtigung der Wechselrichternichtlinearitäten

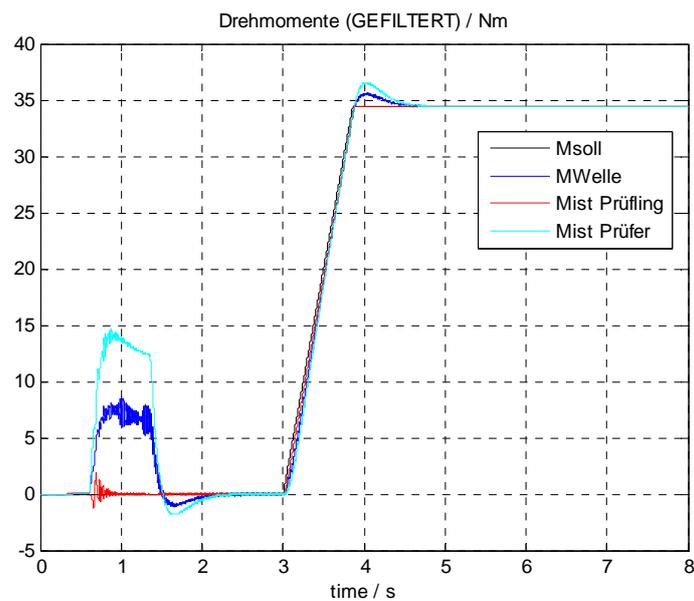


Abb. 85 Drehmomentverläufe (gefiltert) von Prüfer, Prüfling, Drehwelle

Das in Abb. 85 dargestellte Ist-Moment der Antriebsmaschine und das auf die Welle übertragene Moment wirken eigentlich gegen das Ist-Moment der Arbeitsmaschine. Diese wurden jedoch zur besseren Veranschaulichung in dieselben Richtung wirkend dargestellt.

In Abb. 86 wird das stationäre Verhalten der Regelung dargestellt, worin die Rippel und Schwankungen des Ständerstrombetrages, des geschätzten Ist-Moments des Prüflings und des in Abb. 87 resultierenden Drehmoments auf der Welle ersichtlich sind. Damit der Prüfer seine Drehzahl konstant halten kann,

muss er das Moment des Prüflings aufbringen und diesem so exakt wie möglich entgegenhalten. Aufgrund der Rippel im Verlauf des Ist-Moments versucht einerseits die Momentregelung der Arbeitsmaschine diesen entgegenzuwirken bzw. diese auszuregeln. Dadurch werden zusätzliche Drehmomentschwingungen um den Sollwert auf die Drehwelle übertragen wodurch auch Schwankungen in der Drehzahl entstehen. Andererseits versucht die Drehzahlregelung der Antriebsmaschine ein entsprechendes Moment aufzubringen, welches ebenfalls Rippel aufweist, um diese Schwingung auszugleichen wobei dies nicht vollständig gelingt und so die dargestellten Verläufe resultieren.

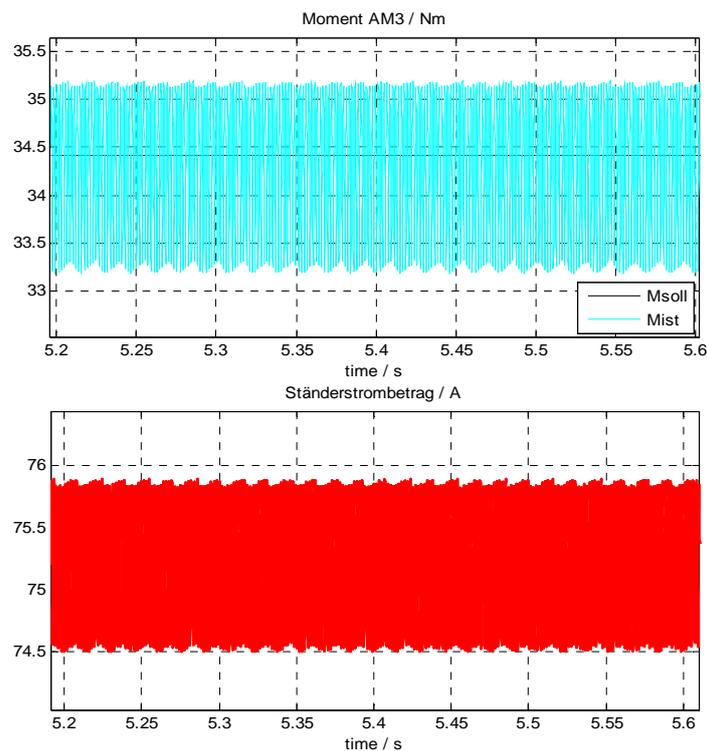


Abb. 86 Verhalten im stationären Betriebspunkt - Schwingungen im stationären Betriebspunkt mit 555.5Hz

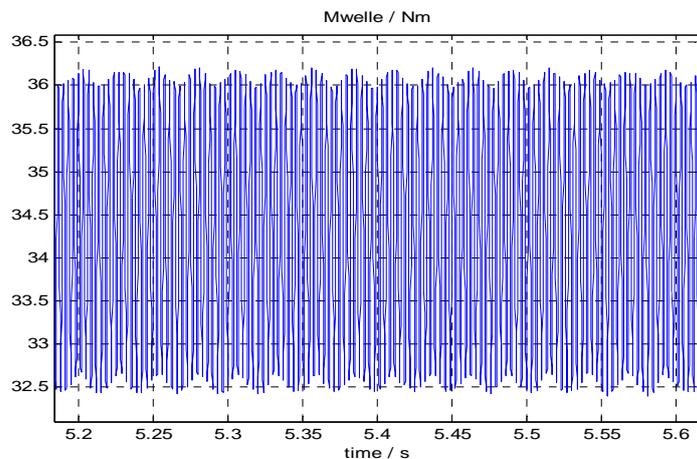


Abb. 87 Wirkendes Moment auf der Drehwelle - Schwingungen im stationären Betriebspunkt mit 294Hz

In Abb. 88 ist das Oszillogramm des Ständerflussraumzeigers ersichtlich, worin ersichtlich ist, dass dieser wie gewünscht auf einer Kreisbahn geführt wird, deren Radius dem Sollfluss bzw. in diesem Fall dem Ständernennfluss entspricht.

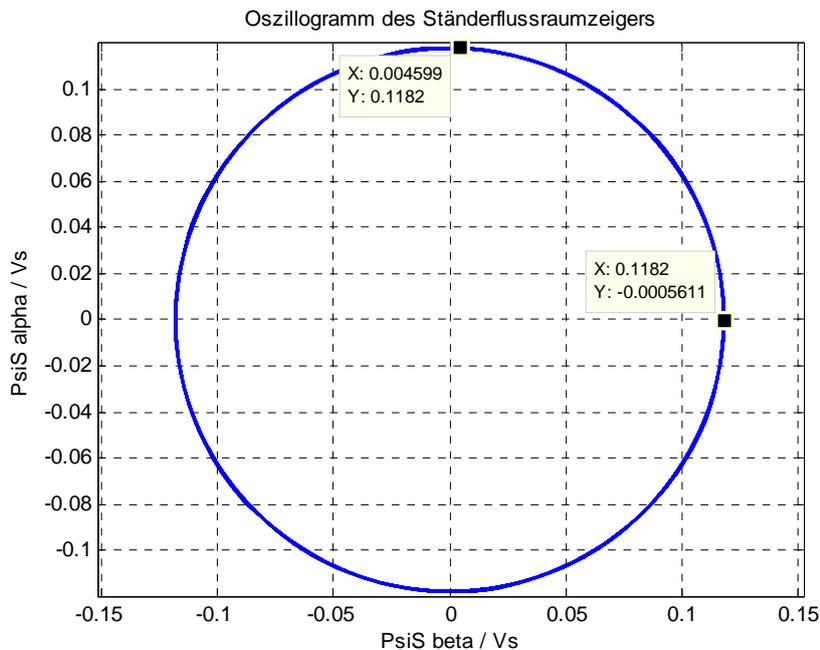


Abb. 88 Oszillogramm der Bahnkurve des Ständerflussraumzeigers

### 9.2.1 Sprung vom generatorischen in den motorischen Betrieb bei konstanter Drehzahl

In diesem Punkt springt der Prüfling gemäß Abb. 89 vom generatorischen in den motorischen Betrieb. Der Prüfer gibt dabei eine konstante Drehzahl vor, so dass folgende Arbeitspunkte angegeben werden können:

- Prüfling AM3: bei konstanter Drehzahl,

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs,}$$

$$\text{Ab 3. Sek. } M_{soll} = M_{Nenn} = 34.42 \text{ Nm,}$$

$$\text{Ab 5 Sek. } M_{soll} = -M_{Nenn} = -34.42 \text{ Nm,}$$

Änderungsrate 40 Nm pro Sekunde,

$$\omega_{m,ist} = -150 \text{ rad/s.}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 150 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate 200 rad/s pro Sekunde

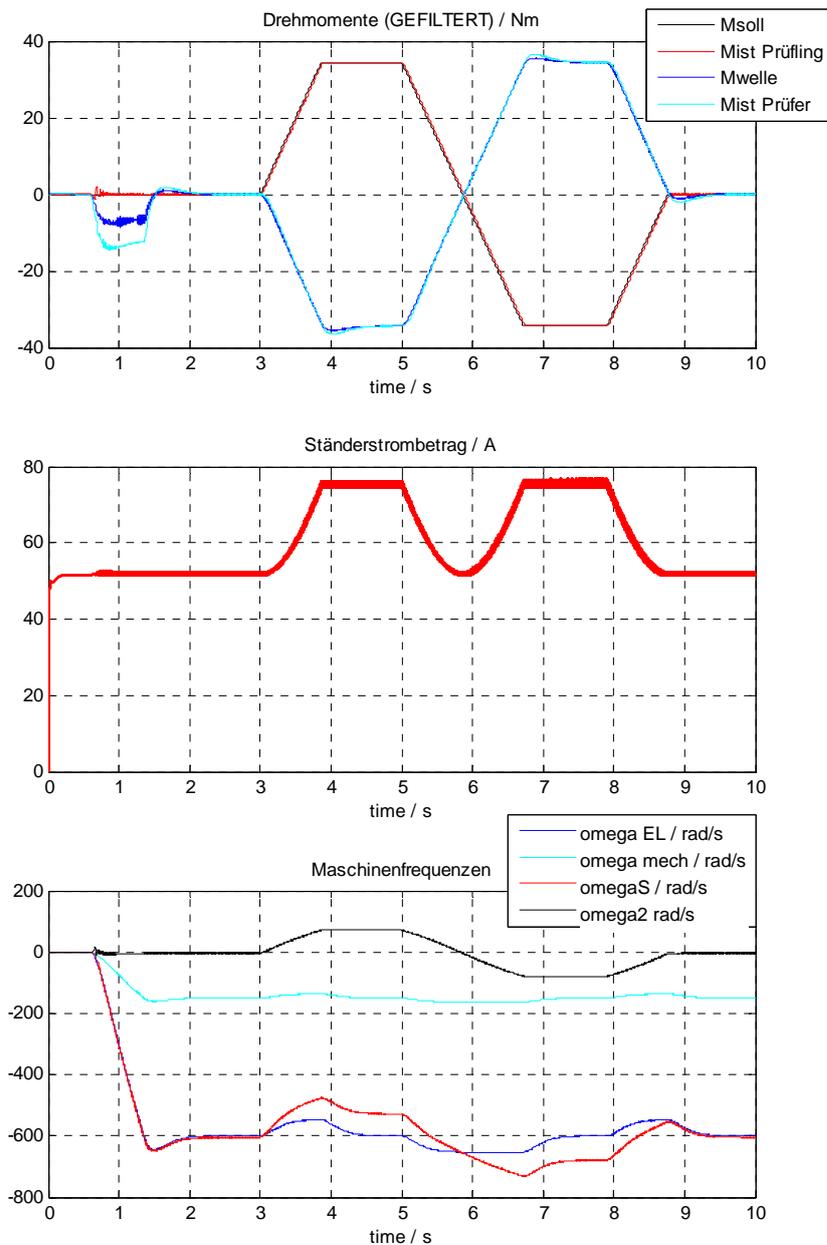


Abb. 89 Sprung vom generatorischen in den motorischen Betrieb

Wie man in Abb. 89 erkennen kann, folgt das Drehmoment der Ständerflussorientierten Regelung exakt dem Sollwert. Bei Betrachtung des Ständerstrombetrages im Motorbetrieb, ist eine geringe Zunahme der Amplitude ersichtlich, da das Moment der Arbeitsmaschine in die Drehrichtung wirkt und damit  $\omega_s$  bzw. der Ständerspannungsbetrag größer ist.

### 9.2.2 Hochlauf in den Feldschwächbereich bei konstantem Drehmoment

Ausgehend vom Leerlauf des Prüflings, schaltet dieser nach Aufbau des Ständerflusses das halbe Nennmoment auf die Drehwelle. Anschließend wird vom Prüfer die Drehzahl bis in den Feldschwächebereich der ständerflussorientierten Regelung erhöht - Abb. 90.

Damit dieselben Verhältnisse wie bei den später noch folgenden praktischen Messungen erzeugt werden, wird der zulässige Betrag der Ständerspannung herabgesetzt, so dass der Feldschwächbereich schon bei einer niedrigeren Ständerfrequenz erreicht wird. So kann zusammenfassend angegeben werden:

- Prüfling AM3:  $U_{S,max} = 45 \text{ V}$  (Scheitelwert)

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{Nenn} = 0.118 \text{ Vs,}$$

$$\text{Ab } 0.6 \text{ Sek. } M_{soll} = M_{Nenn} / 2 = 17.21 \text{ Nm,}$$

Änderungsrate 40 Nm pro Sekunde,

$$\omega_{m,ist} = 0 \text{ bis } -200 \text{ rad/s.}$$

- Prüfer AM2: Ab. 2. Sek.  $\omega_{m,soll} = 200 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate 50 rad/s pro Sek.

Ab dem Zeitpunkt an dem der Prüfling das gewünschte Moment an die Welle abgibt, kommt es im Stillstand aufgrund der auftretenden Drehmomentrippel zu größeren Schwankungen um den Sollwert. Diesen wirken der Drehmomentregler der Arbeitsmaschine und der Drehzahlregler der Antriebsmaschine entsprechend entgegen.

Die ständerflussorientierte Regelung liefert dabei ein zufrieden stellendes Ergebnis ab und hält den Ständerflussbetrag fast exakt auf dem Sollwert - Abb. 91. In Abb. 92 ist dazu das resultierende Oszillogramm von 1.4 bis 2 Sekunden aufgezeichnet worden.

Ab ca. 4.1 Sekunden bei einer mechanischen Winkelgeschwindigkeit von 75 rad/s, erfolgt beim Prüfling der Übergang in den Feldschwächbereich. Durch den Feldschwächregler erfolgt eine gleichmäßige Abnahme des Ständerfluss-Sollwertes proportional zur Ständerkreisfrequenz (Abb. 92) während das Drehmoment genau auf dem Sollwert gehalten wird.

Betrachtet man in Abb. 90 den Betrag des Stromes, so nimmt dieser durch die Abnahme von  $i_{SA}$  aufgrund der Schwächung von  $\Psi_{SA}$  (gemäß den Gleichungen in (85)) ab. Da ein konstantes Moment gefordert wird nimmt dagegen  $i_{SB}$  zu, sodass ab der 5. Sekunde die Abnahme der einen Ständerstromraumzeigerkomponente durch die Zunahme der Anderen dominiert wird. Dadurch nimmt der Strombetrag bis zum Ende des Feldschwächvorgangs wieder zu. Nach 6 Sekunden stellt sich schlussendlich der stationäre Betriebspunkt ein.

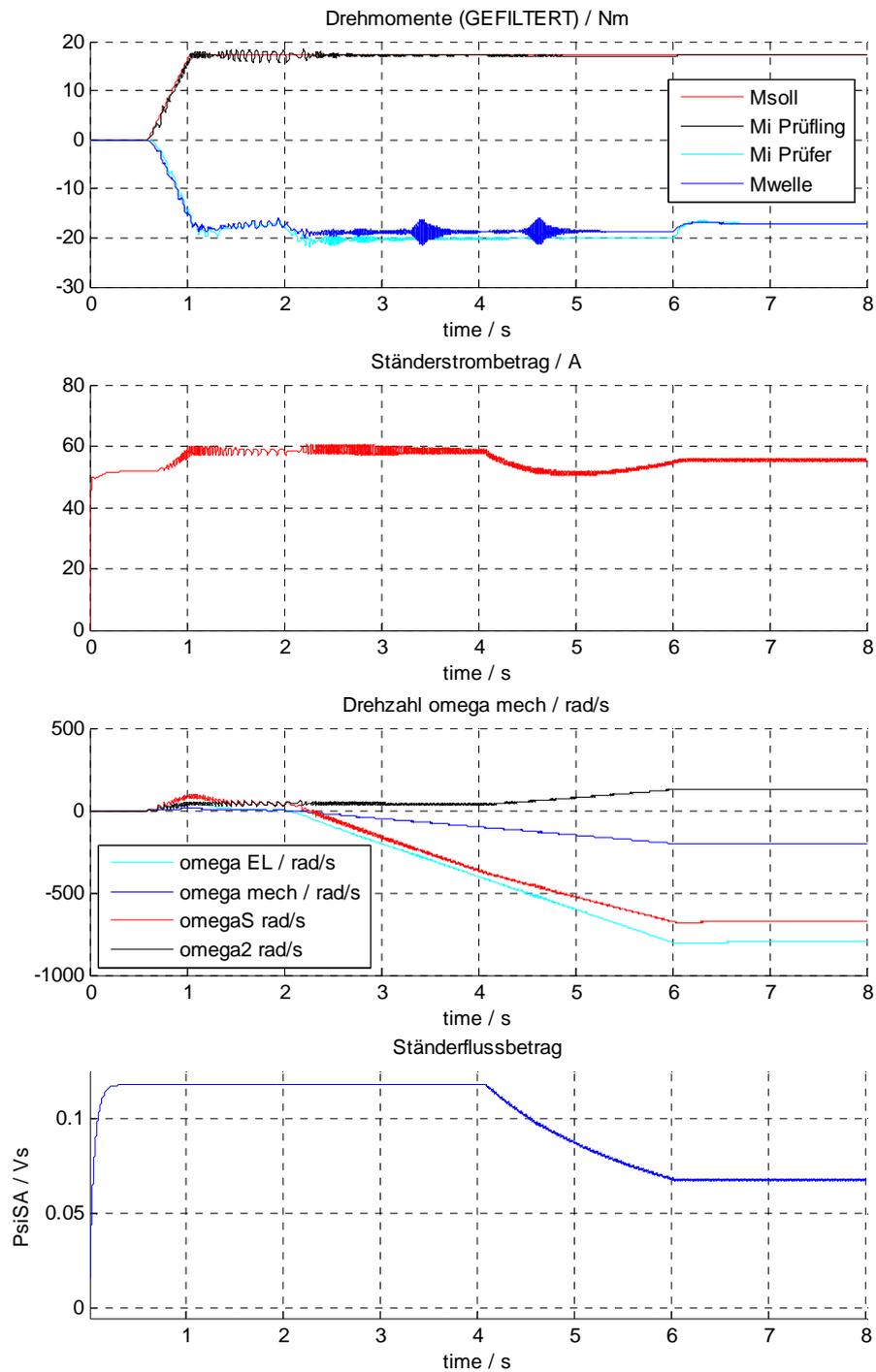


Abb. 90 Verhalten bei Hochlauf in den Feldschwächbereich

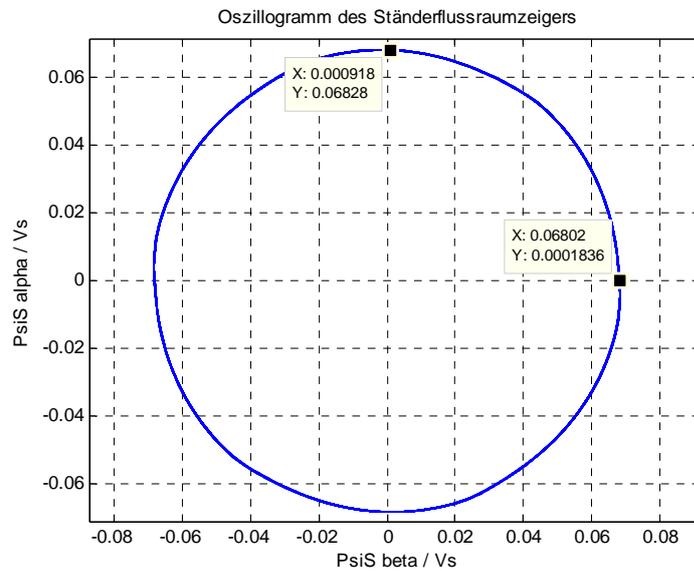


Abb. 92 Oszillogramm des Ständerflussraumzeigers von 7 bis 8 Sekunden

### 9.2.3 Diskussion der Ergebnisse

Wie in den letzten Punkten gezeigt wurde, ist die Funktion der am Ständerfluss orientierten Regelung im motorischen, generatorischen und Feldschwächbetrieb simulationstechnisch gewährleistet. Der Ständerfluss- und Drehmomentregler weisen eine befriedigende Dynamik und stationäre Genauigkeit auf, welche aber durch Minderung bzw. Kompensation der durch die Wechselrichternicht-linearitäten auftretenden Effekte noch deutlich verbessert werden könnten. In Abb. 90 erkennt man im zeitlichen Drehmomentverlauf an der Welle **Resonanzerhöhungen** (Sekunde 3.5 und 4.6), die durch Anregungen von Eigenfrequenzen des mechanischen Systems entstehen.

## 10 Messungen am Prüfstand und Vergleich mit den Simulationsergebnissen

Um die praktische Funktionsweise der ständerflussorientierten Regelung bewerten zu können, werden die Messergebnisse über das Verhalten der stationären Arbeitspunkte bzw. der instationären Übergänge zwischen diesen, vom Prüfstand, den Resultaten der Simulation gegenübergestellt.

Bei den Messungen wird wie bei der Simulation die Drehzahl von der Antriebsmaschine AM2 vorgegeben während die Arbeitsmaschine AM3 das gewünschte Moment an die Drehwelle abgibt. Alle mechanischen Messgrößen (Drehmoment, Drehzahl, Drehwinkel etc.) werden in ihrer Wirkungsrichtung vom Prüfling aus betrachtet. Zum Beispiel wird eine Drehrichtung von der AM3 aus betrachtet als positiv bewertet, so gilt diese von der AM2 aus gesehen, als negativ. Für die folgenden Vergleiche zwischen den Messungen am Prüfstand und den Simulationsergebnissen werden die folgenden Größen betrachtet:

- Soll- und Ist-Moment des Prüflings
- Ständerstrombetrag  $I_S$  (Scheitelwert)
- Mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{mech}$
- Betrag des Ständerflussraumzeigers  $\Psi_{SA}$  (Scheitelwert) und/oder dessen Oszillogramm (wenn relevant)

Des Weiteren soll noch erwähnt werden, dass das auf die Drehwelle übertragene Moment durch das Drehmoment-Messflansch-System erfasst und für die Momentregelung genutzt wird. Dies hat den Vorteil, dass sich die Einflüsse der Wechselrichternichtlinearitäten in einem geringeren Ausmaß auf die Messgröße auswirken. Es wird weiters dazu **empfohlen**, den **Drehmomentenregler** nach dem **SO** für **a=4** (Punkt 5.14.3) zu verwenden, da bei **a=2** die auf der Drehwelle auftretenden Schwingungen den Drehmomentregelreis destabilisieren können.

### 10.1 Betriebsverhalten bei Nennfluss

Die Zwischenkreisspannung des Umrichters wurde für alle Messungen auf  $U_{zk} = 212$  V eingestellt. Der maximal zulässige Ständerspannungsraumzeigerbetrag wird mit  $U_{S,max}$  (Scheitelwert) angegeben.

#### 10.1.1 Sprung aus dem Leerlauf auf Nennmoment

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = M_{Nenn} = 34.42$  Nm, Änderungsrate 40 Nm pro Sekunde

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$$

$$\omega_{m,ist} = -150 \text{ rad/s}, U_{S,max} = 212 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 150 \text{ rad/s}$

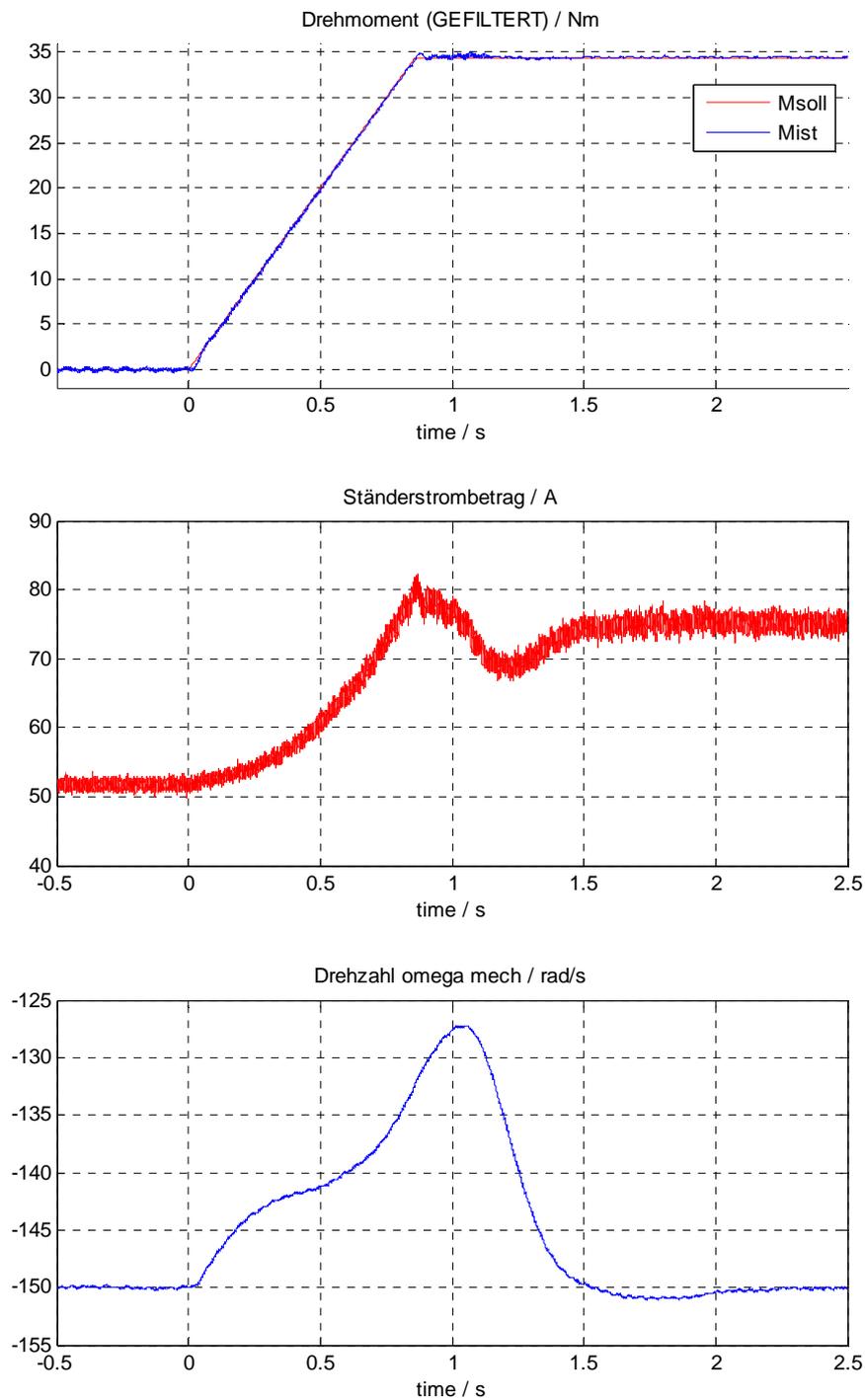


Abb. 93 Messergebnisse vom Prüfstand bei Sprung auf Nennmoment

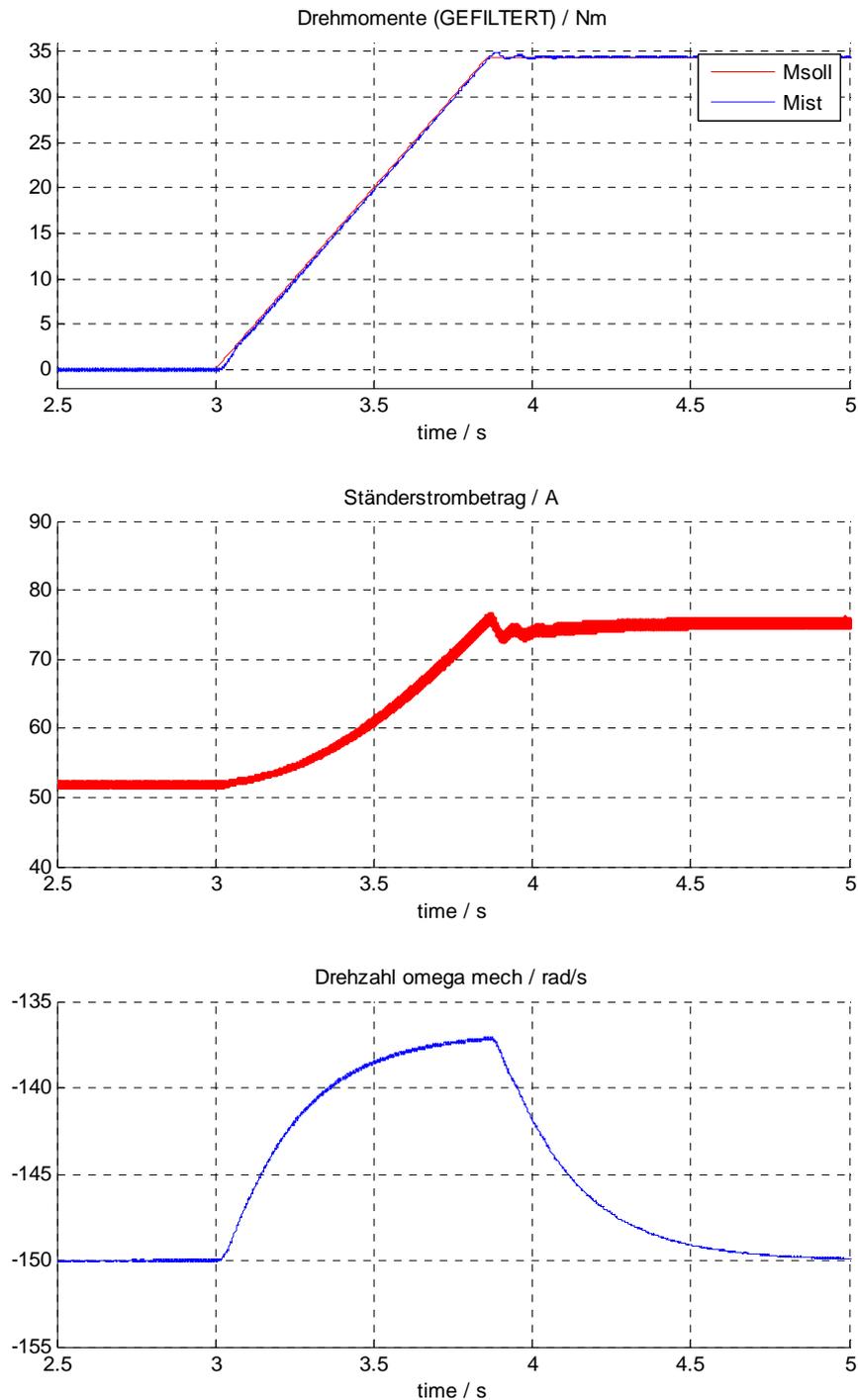


Abb. 94 Ergebnisse der Simulation bei Sprung auf Nennmoment

In Abb. 93 bzw. Abb. 94 ist im Betrag des Ständerstromes ein Über- und Unterschwingen vor Erreichen des stationären Endwertes zu erkennen. Das kann damit erklärt werden, dass das innere Moment des Prüflings auf die Welle, aufgrund der elastischen Kopplung, ein wenig verzögert zum Drehmoment-Messflansch-

System übertragen wird. Dadurch schwingt dieses so weit über und unter, bis das gemessene Ist-Moment auf der Welle (wird hier für die Drehmomentregelung genutzt) den Sollwert erreicht und der Drehmomentregler den stationären Betriebszustand einstellt (Abb. 95). Dieser Effekt tritt umso stärker auf, je größer und schneller der Momentsprung erfolgt bzw. umso stärker die dadurch auf der Drehwelle entstandenen Schwingungen ausfallen.

Des Weiteren ist auch ein unterschiedliches Verhalten des zeitlichen Verlaufs der mechanischen Winkelgeschwindigkeit zwischen Messung und Simulation ersichtlich. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass bei der Modellierung der elastischen Kopplung zwischen Prüfer und Prüfling eine Reihe von Vereinfachungen durchgeführt wurden. Zum Beispiel erfolgte die Vernachlässigung der Drehwellenmasse sowie der Reibung und der Lage- bzw. Inkrementalgeber. Trotz später erfolgter Berücksichtigung (im Simulationsmodell) der Geber und der Tatsache, dass Prüfer und Prüfling die selbe Rotorlage und Winkelgeschwindigkeit (mit jeweils umgekehrten Vorzeichen) am Prüfstand für die Regelungen nutzen, konnte der gemessene Verlauf in der Simulation nicht rekonstruiert werden.

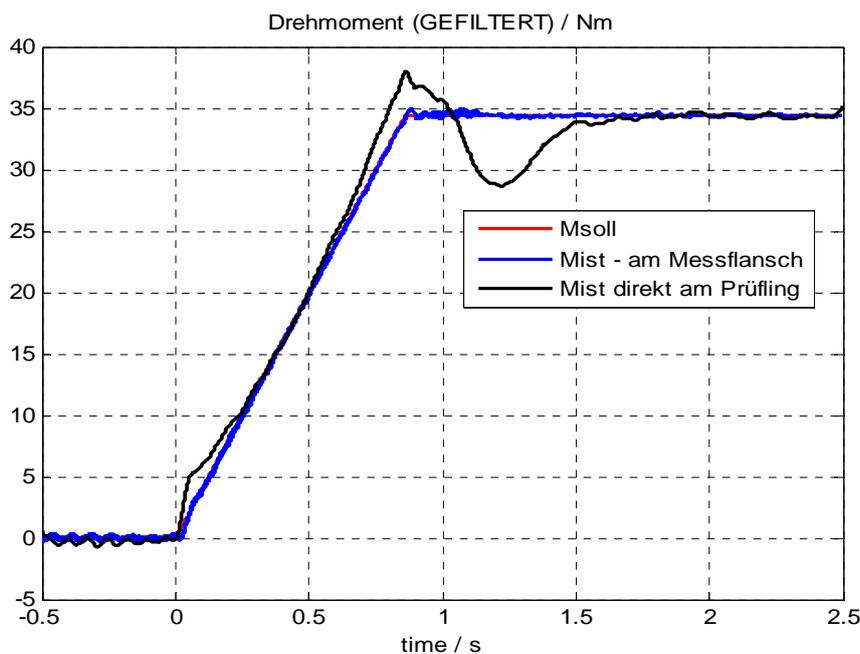


Abb. 95 Vergleich zwischen der Schätzung des inneren Moments des Prüflings und dem gemessenen Moment am Drehmoment-Messflansch-System am Prüfstand

### 10.1.2 Sprung aus dem Leerlauf auf halbes Nennmoment

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = M_{Nenn} = 17.21 \text{ Nm}$ , Änderungsrate 40 Nm pro Sekunde

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$$

$$\omega_{m,ist} = -150 \text{ rad/s}$$

$$U_{S,max} = 212 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 150 \text{ rad/s}$

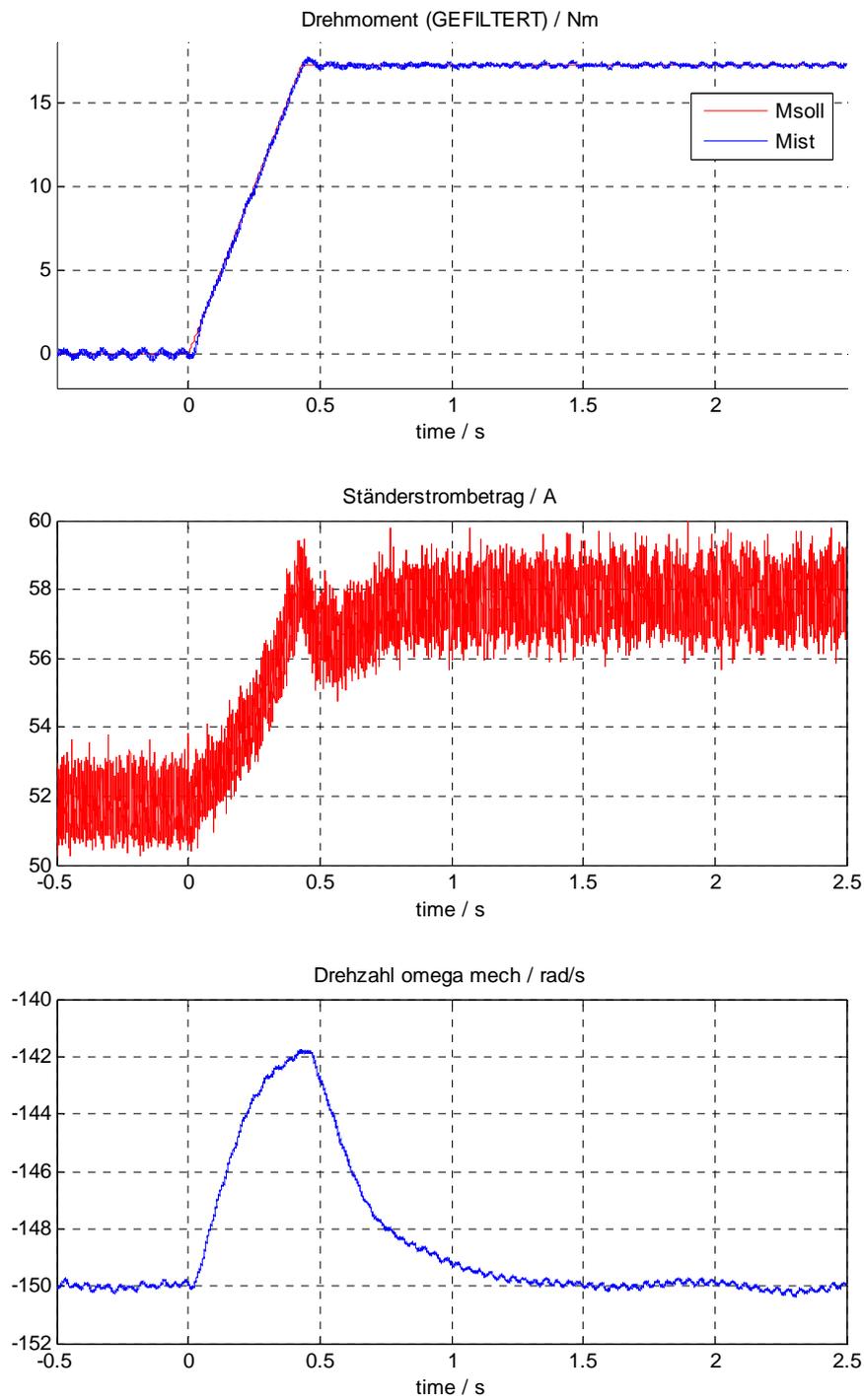


Abb. 96 Messergebnisse vom Prüfstand bei Sprung auf halbes Nennmoment

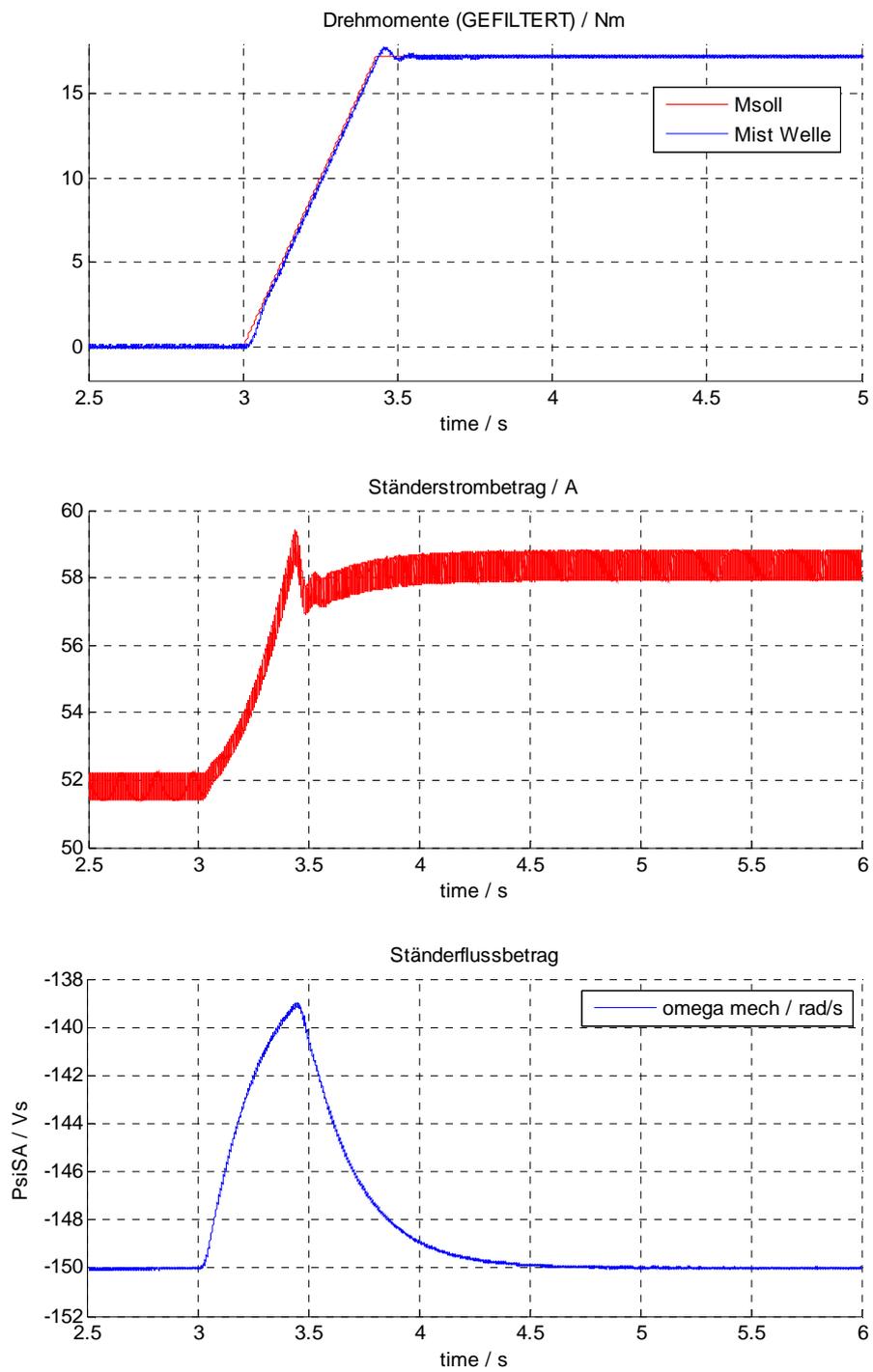


Abb. 97 Ergebnisse der Simulation bei Sprung auf halbes Nennmoment

### 10.1.3 Sprung vom generatorischen in den motorischen Betrieb

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = 1 \cdot M_{Nenn} = 17.21 \text{ Nm}$ ,  
 2.  $-M_{Nenn} = -17.21 \text{ Nm}$ , Änderungsrate  $40 \text{ Nm / Sek.}$   
 $\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$   
 $\omega_{m,ist} = -150 \text{ rad/s}$ ;  $U_{S,max} = 212 \text{ V}$
- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 150 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate  $50 \text{ rad/s}$

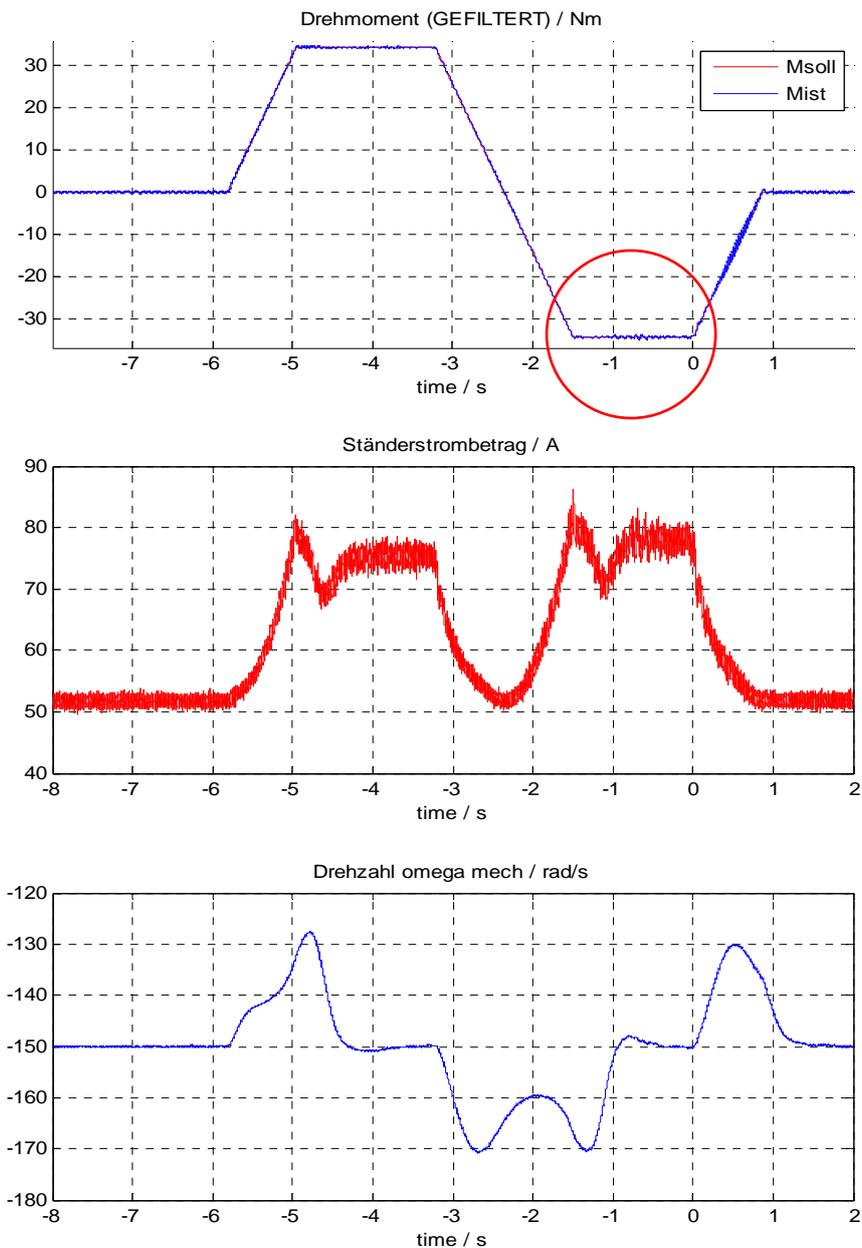


Abb. 98 Messung Sprung vom generatorischen in den motorischen Betrieb OHNE  $R_r$  Abgleich

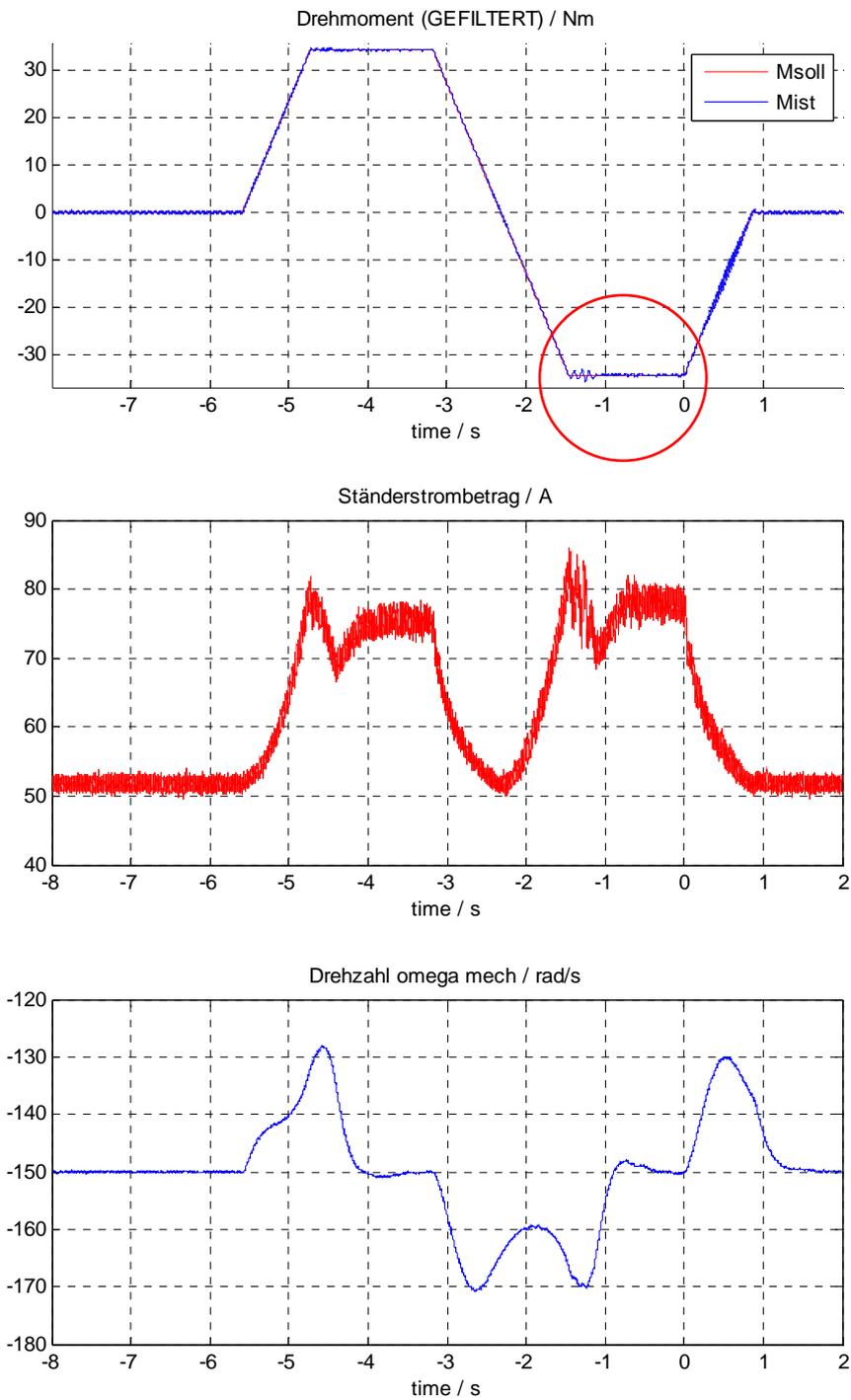


Abb. 99 Messung Sprung vom generatorischen in den motorischen Betrieb MIT R, Abgleich

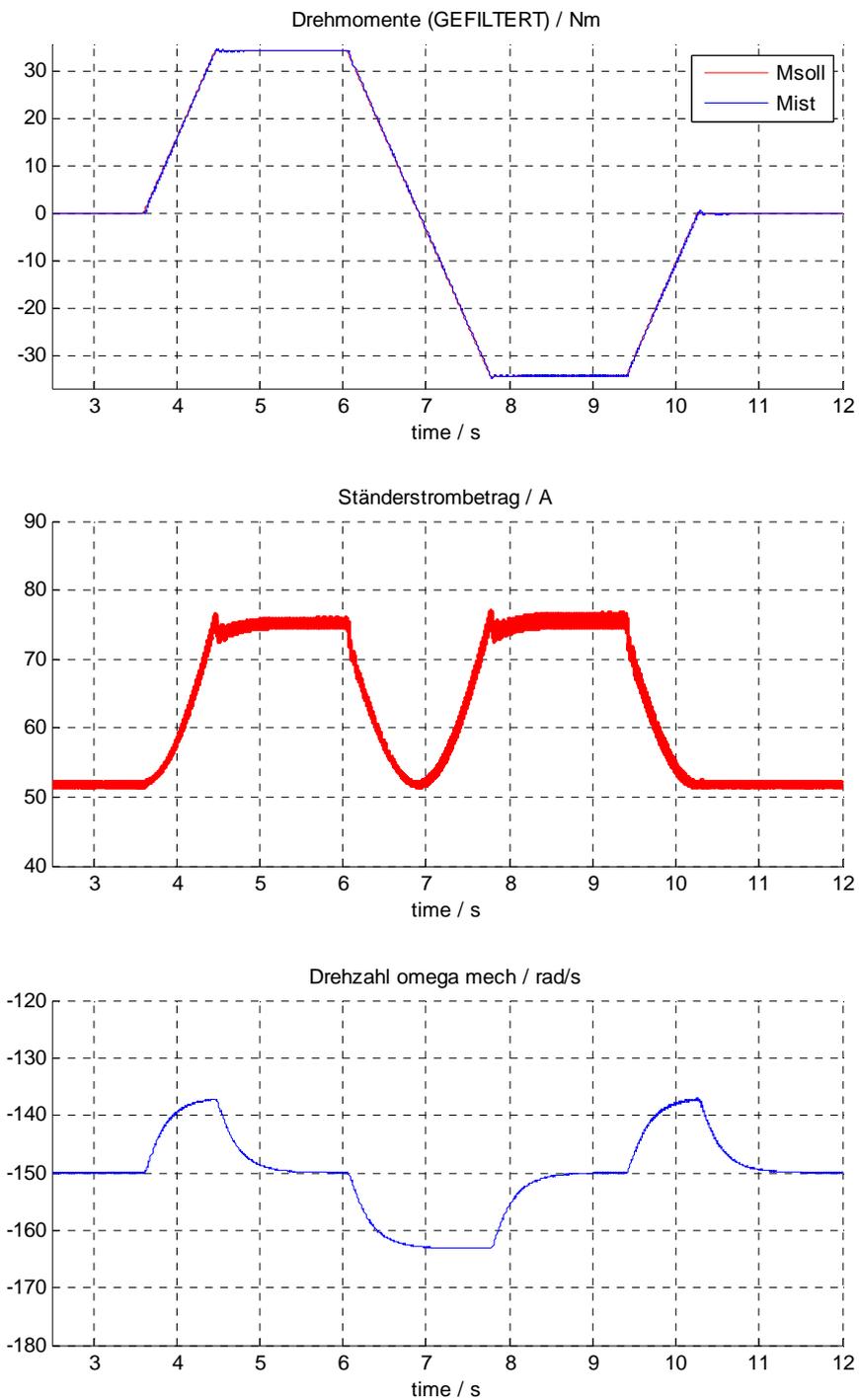


Abb. 100 Simulation Sprung generatorischen in den motorischen Betrieb

Für den Vergleich von Abb. 98 mit Abb. 99 muss erwähnt werden, dass im stationären Generatorbetrieb kurz vor dem Sprung in den motorischen Betrieb (bei Sekunde -3.5, Abb. 99) der Rotorwiderstand wie in Kapitel 7 dargestellt, abgeglichen wurde. Es ist ersichtlich, dass nach dem Abgleich die Dynamik des Drehmomentregelkreises zu (Über- und Unterschwingen um den Sollwert) und die Welligkeit des stationären Ist-Moments ( $-M_{Nenn}$ ) geringfügig abgenommen hat.

Des Weiteren fällt in den Mess- und Simulationsergebnissen eine geringe Erhöhung des Ständerstrombetrages im stationären motorischen Arbeitspunkt, gegenüber dem generatorischen, auf. Dies kann zum Großteil darauf zurückgeführt werden, dass der Prüfling im stationären motorischen Betrieb zusätzlich das Reibmoment  $M_R(\dot{\varphi}_A)$  überwinden muss. Diese Einsicht erhält man bei Betrachtung von Gleichung (239), welche um das Reibmoment erweitert und nach dem inneren Moment des Prüflings  $M_W$  umgeformt wird.

$$M_W = (M_C + M_D) + M_R(\dot{\varphi}_A) \dots \text{generatorischer Betrieb}$$

$$M_W = -(M_C + M_D) + M_R(\dot{\varphi}_A) \dots \text{motorischer Betrieb}$$

$$M_R(\dot{\varphi}_A) < 0, \text{ da in Abb. 98 bis 100 } \dot{\varphi}_A < 0 \text{ ist}$$

#### 10.1.4 Hochlauf in den Feldschwächbereich bei halbem Nennmoment

In dieser Messung wird im Stillstand durch den Prüfling das halbe Nennmoment auf die Drehwelle geschaltet. Anschließend erhöhte der Prüfer von Null beginnend die mechanische Winkelgeschwindigkeit bis schlussendlich auch der Feldschwächbereich erreicht wird. Damit die Feldschwächung schon bei einer etwas niedrigeren Ständerkreisfrequenz einsetzt, wurde der maximal zulässige Ständerspannungsbetrag reduziert.

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = M_{Nenn} = 17.21 \text{ Nm}$

Änderungsrate 40 Nm / Sek.

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$$

$$\omega_{m,ist} = 0 \text{ bis } -200 \text{ rad/s;}$$

$$U_{S,max} = 45 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 0 \text{ bis } 200 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate 50 rad/s

In den Abb. 101 und 102 sind im zeitlichen Drehmomentverlauf zwei Schwingungserhöhungen um den Sollwert ersichtlich, welche genauer betrachtet bei den mechanischen Winkelgeschwindigkeiten  $\omega_m = -71 \text{ rad/s}$  und  $\omega_m = -130 \text{ rad/s}$  auftreten. Diese Resonanzüberhöhungen treten aufgrund der Anregung der Eigenfrequenzen des mechanischen Systems Prüfer-Drehwelle-Prüfling auf.

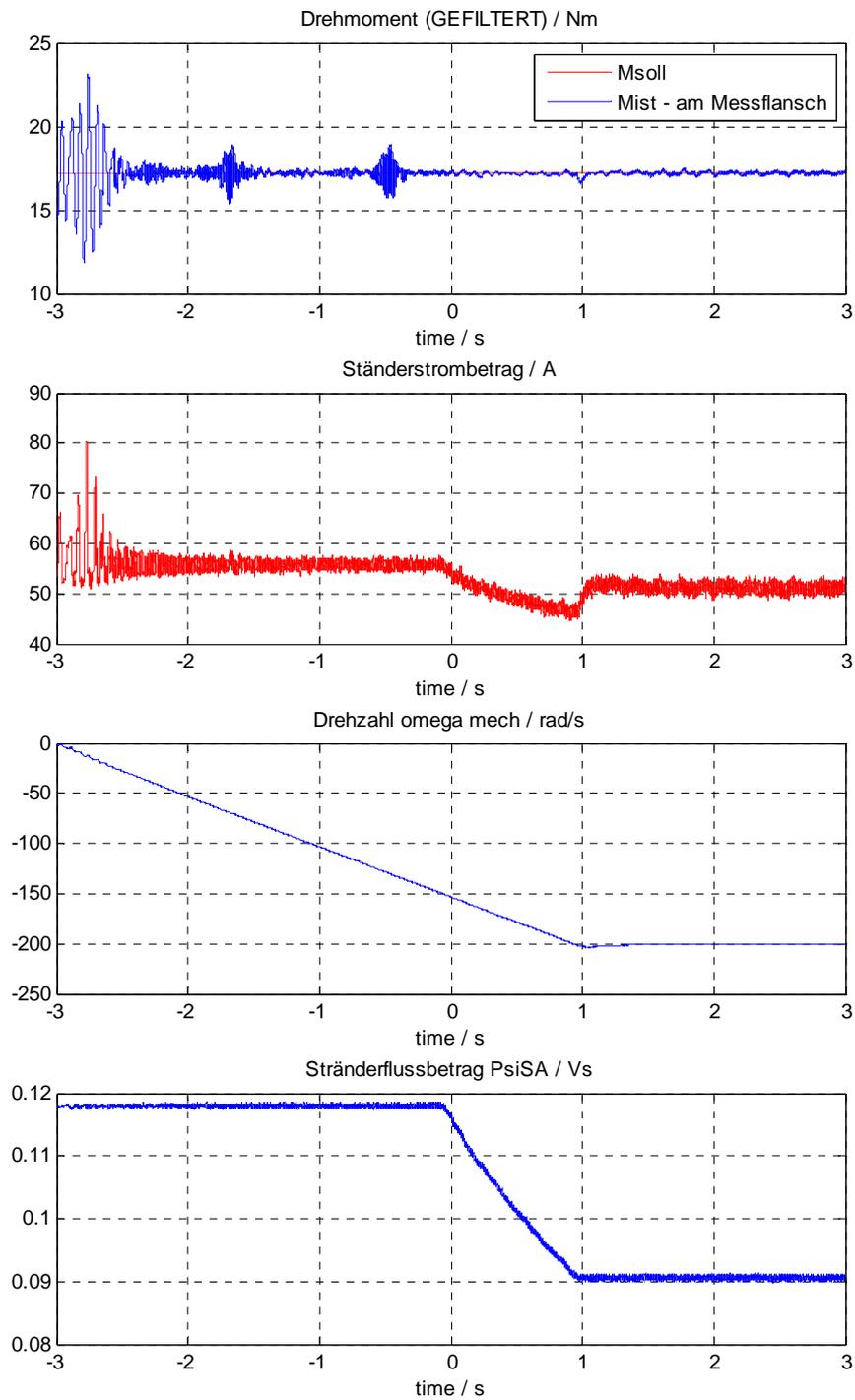


Abb. 101 Messergebnisse bei Hochlauf mit halben Nennmoment

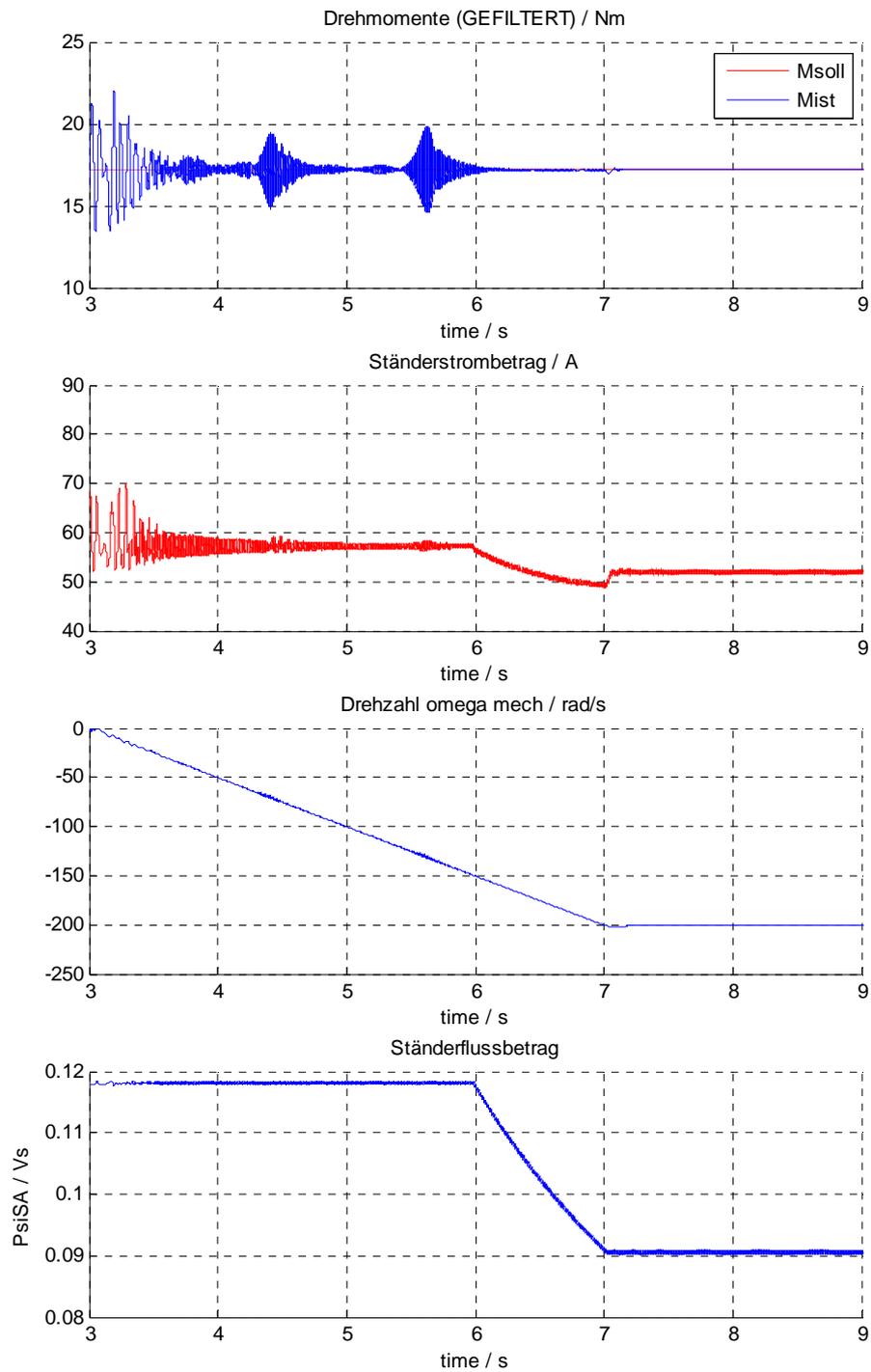


Abb. 102 Simulationsergebnisse bei Hochlauf mit halben Nennmoment

## 10.2 Betriebsverhalten bei halbem Nennfluss

### 10.2.1 Sprung aus dem Leerlauf auf halbes Nennmoment

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = M_{Nenn} / 2 = 17.21 \text{ Nm}$ , Änderungsrate  $40 \text{ Nm / Sek.}$

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} / 2 = 0.06 \text{ Vs}$$

$$\omega_{m,ist} = -150 \text{ rad/s, } U_{S,max} = 212 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 150 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate  $50 \text{ rad/s}$

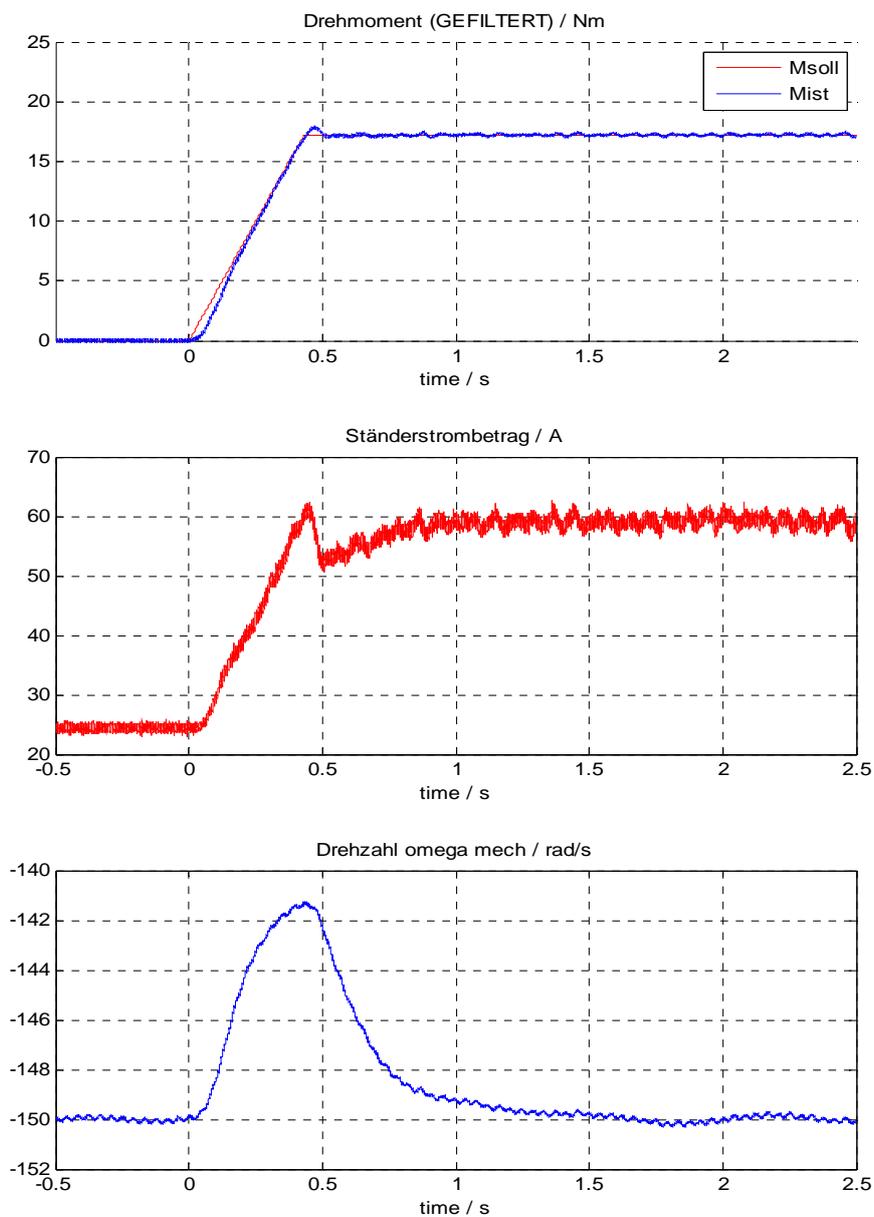


Abb. 103 Messergebnisse bei Sprung auf halbes Nennmoment

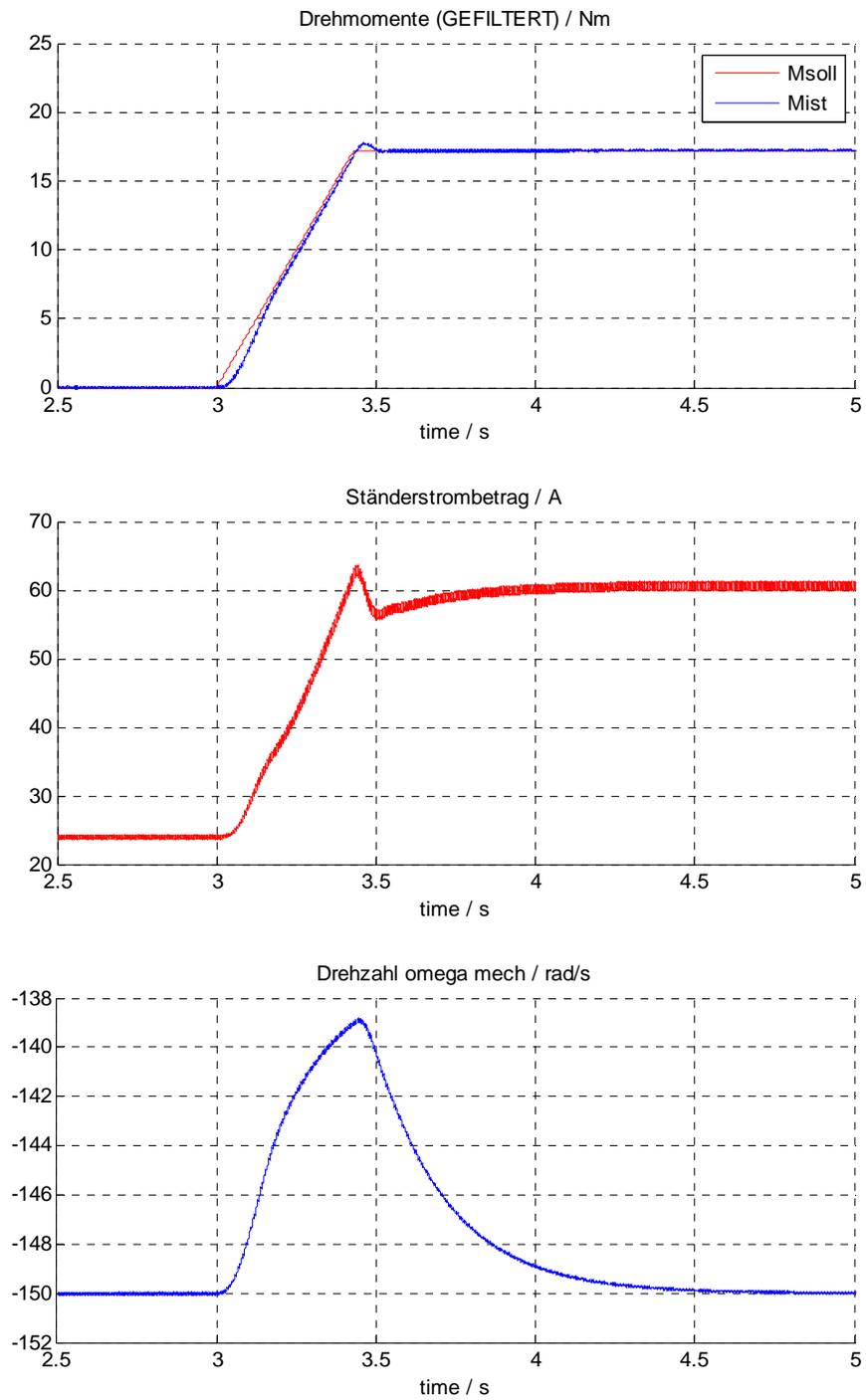


Abb. 104 Simulationsergebnisse bei Sprung auf halbes Nennmoment

### 10.2.2 Hochlauf in den Feldschwächbereich bei halbem Nennmoment

Wird diese Messung mit jener aus Punkt 10.1.4 verglichen, so ist ersichtlich, dass bei einem kleineren Betrag des Ständerflussraumzeigers, die Stellgröße des Drehmomentreglers und damit auch der Betrag des Ständerstromes größer sind. Da der Prüfling bei halbem Nennfluss betrieben wird, ist  $u_{SB}$  im Grundstellbereich kleiner als in Punkt 10.1.4. Daraus folgt, dass die Spannungsgrenze  $U_{S,max}$  erst bei einer höheren mechanischen Winkelgeschwindigkeit erreicht wird.

Damit der Übergang in den Feldschwächbetrieb trotzdem bei der gleichen mechanischen Winkelgeschwindigkeit (150 rad/s) wie in 10.1.4 stattfindet, muss der Betrag von  $U_{S,max}$  herabgesetzt werden.

Des Weiteren wird in diesem Betrieb die Stellgrößenbeschränkung des Feldschwächreglers entsprechend angepasst. Da die Ständerkreisfrequenz auf das Doppelte ihres Nennwertes ansteigen kann, sollte dadurch eine Flussabsenkung auf die Hälfte des Sollwerts erfolgen. Daher wird die Begrenzung auf  $\Psi_{S,Nenn} / 4$  festgelegt.

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = M_{Nenn} = 17.21 \text{ Nm}$ ,  
 Änderungsrate 40 Nm / Sek.,  
 $\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$ ,  
 $\omega_{m,ist} = 0 \text{ bis } -200 \text{ rad/s}$ ;  
 $U_{S,max} = 32 \text{ V}$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 0 \text{ bis } 200 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate 50 rad/s

In Abb. 105 ist nach der Feldschwächung im stationären Betrieb ein Sprung im Ständerstrombetrag von ca. 56A auf 70A ersichtlich. Dies kann wieder anhand einer Abänderung von Gleichung (239) erklärt werden, in der nun das auf die Drehwelle übertragene Moment als Lastmoment aufgefasst wird und das Drehmoment des Prüflings  $M_W$  das Wirkmoment darstellt.

$$M_W = (M_C + M_D) + M_R(\dot{\varphi}_A) + \theta_A \cdot \ddot{\varphi}_A$$

Während des Hochlaufs in den Feldschwächbereich ist sowohl  $M_R(\dot{\varphi}_A)$  als auch  $\theta_A \cdot \ddot{\varphi}$  negativ. Erst im darauf folgenden stationären Betrieb ist  $\ddot{\varphi}=0$  und daher muss vom Prüfling ein größeres Moment abgegeben werden.

Zusätzlich werden in den Abb. 106 bzw. 107 die Oszillogramme des Ständerflussraumzeigers nach dem Feldschwächvorgang dargestellt, um zu zeigen, dass dessen Spitze weiterhin auf der gewünschten Bahnkurve geführt wird.

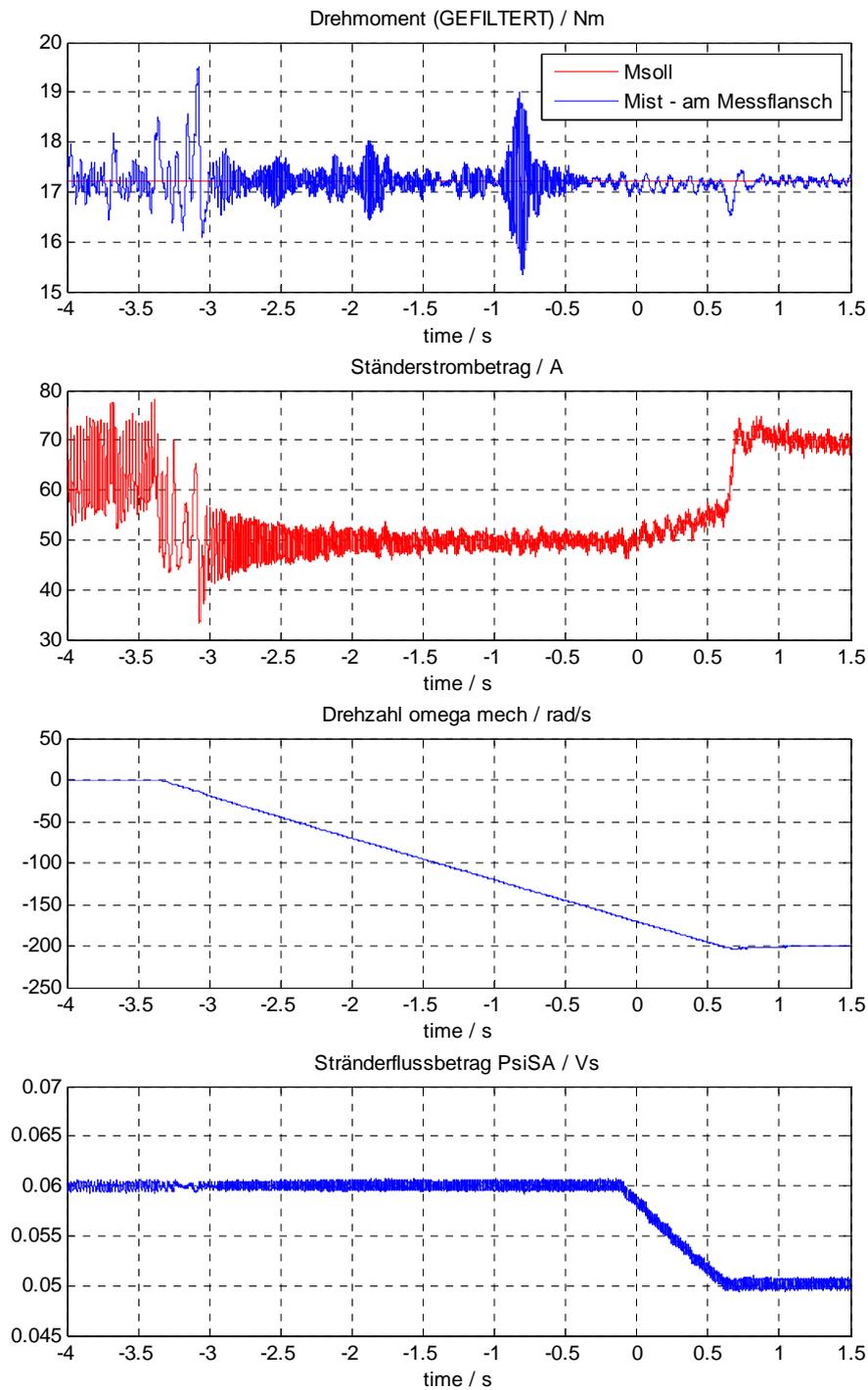


Abb. 105 Messergebnisse bei Hochlauf in den Feldschwächbereich

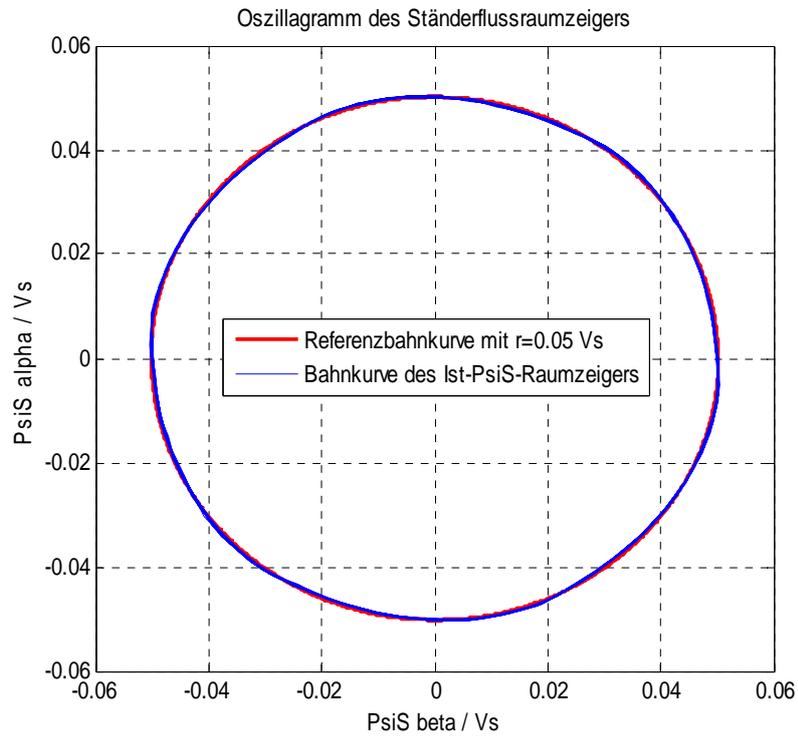


Abb. 106 Messung des Oszillogramms nach der Feldschwächung

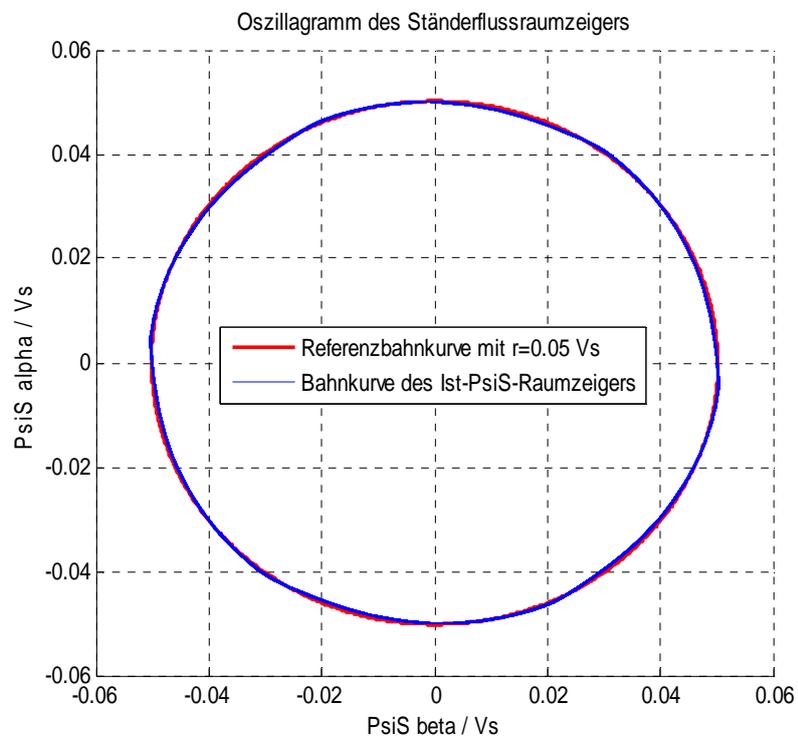


Abb. 107 Darstellung des Oszillogramms nach der simulierten Feldschwächung

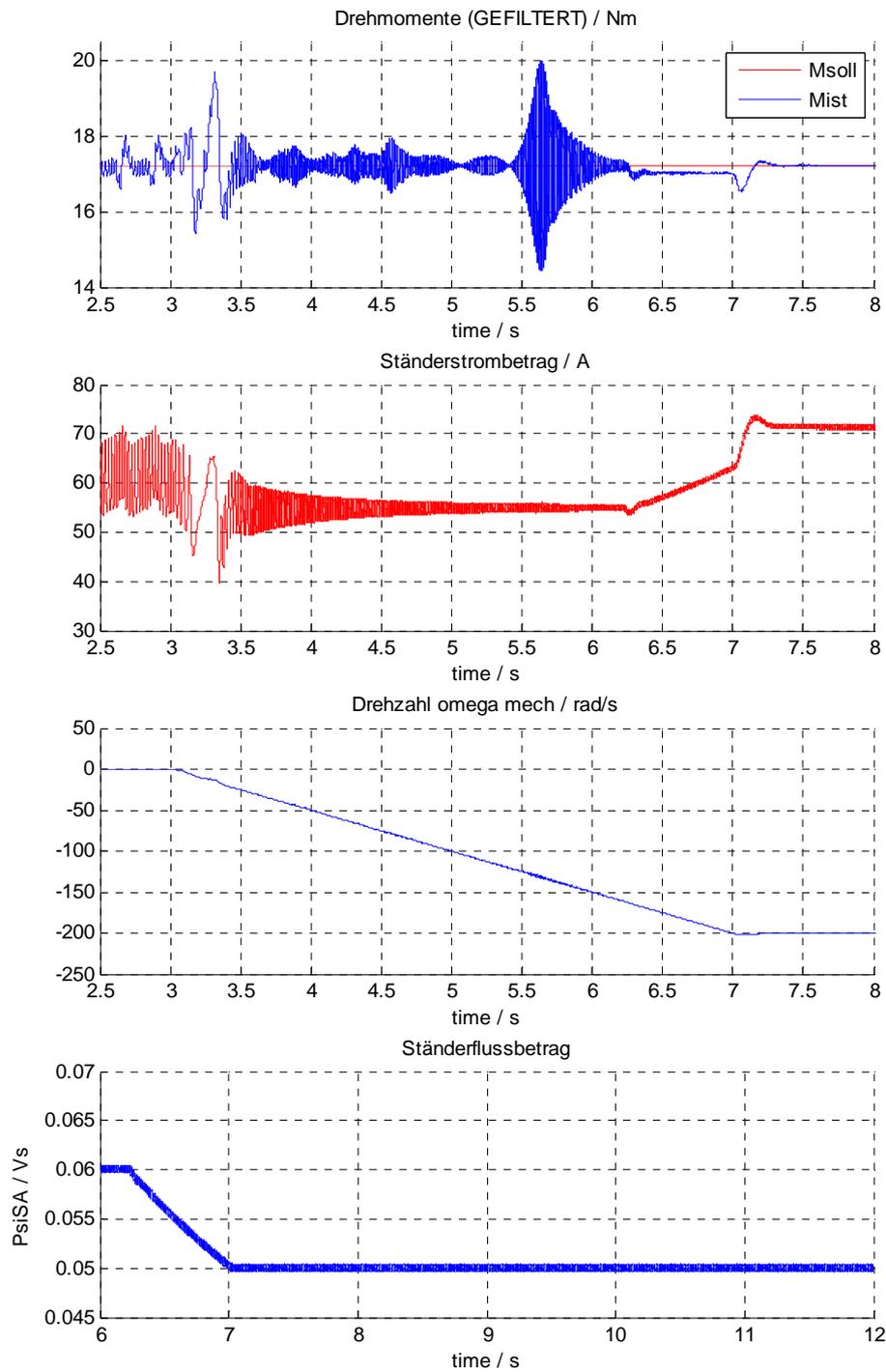


Abb. 108 Simulationsergebnisse bei Hochlauf in den Feldschwächbereich

### 10.3 Betriebsverhalten im Feldschwächbereich

#### 10.3.1 Sprung vom halben Nennmoment auf 25Nm

In diesem Punkt soll das Verhalten des Drehmomentreglers im Feldschwächbereich untersucht werden. Dazu erfolgt wie in Punkt 10.1.3 ein Hochlaufvorgang während der Prüfling das halbe Nennmoment an die Drehwelle abgibt. Anschließend soll von diesem Arbeitspunkt ausgehend eine sprunghafte Änderung auf ein höheres Moment erfolgen.

- Prüfling AM3: 1.  $M_{soll} = M_{Nenn} / 2 = 17.21 \text{ Nm}$ ,
  - 2.  $M_{soll} = 25 \text{ Nm}$ , Änderungsrate  $40 \text{ Nm / Sek.}$
  - $\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$  (Grundstellbereich)
  - $\omega_{m,ist} = -200 \text{ rad/s}$ ,  $U_{S,max} = 68 \text{ V}$
- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 200 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate  $50 \text{ rad/s}$

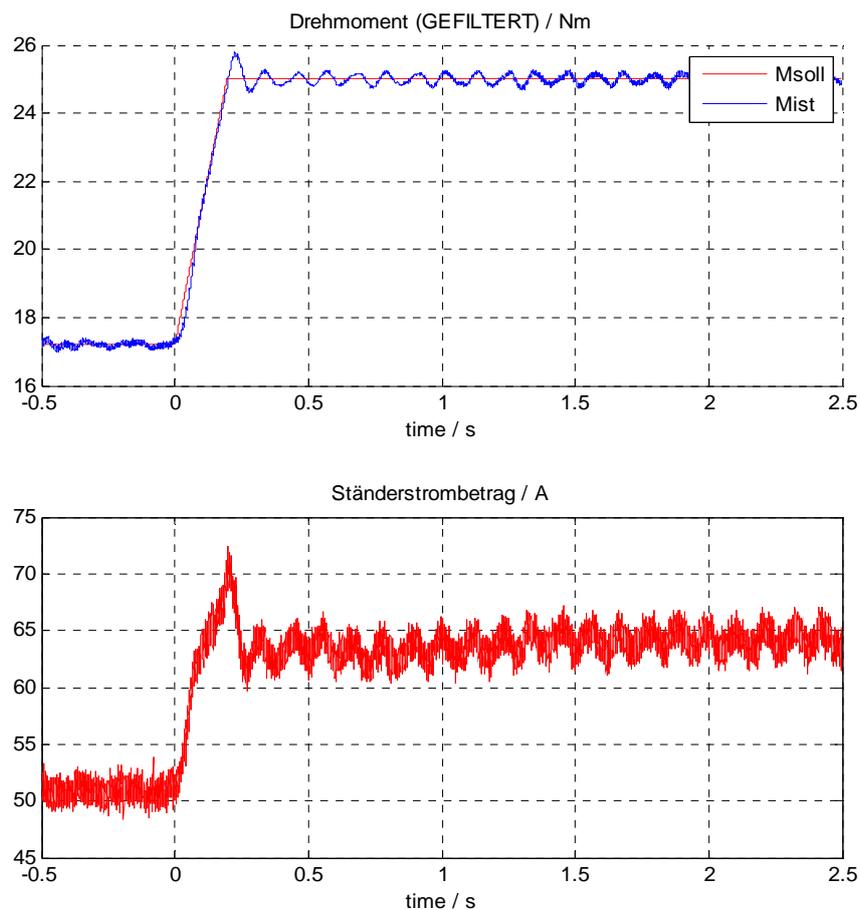


Abb. 109a Messergebnis bei Momentsprung im Feldschwächbereich

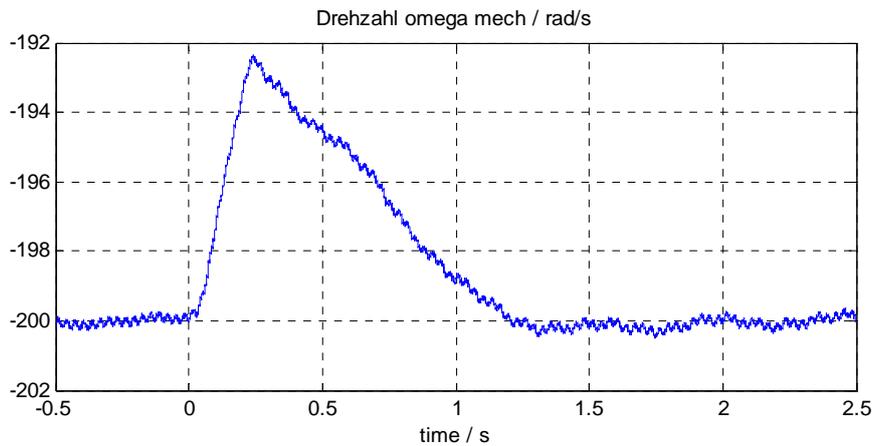


Abb. 109b Messergebnis bei Momentsprung im Feldschwächbereich

Bei der Messung in Abb. 109a ist nach Erhöhung des Sollwerts ein erhöhtes Schwingen des Ist-Momentverlaufes erkennbar. Es wird Vermutet, dass dies bei der höheren Drehzahl durch die Zunahme der mechanischen Schwingungen welche u.A. auch durch den Stärkeren Einfluss der Wechselrichternicht-linearitäten verursacht werden, resultiert.

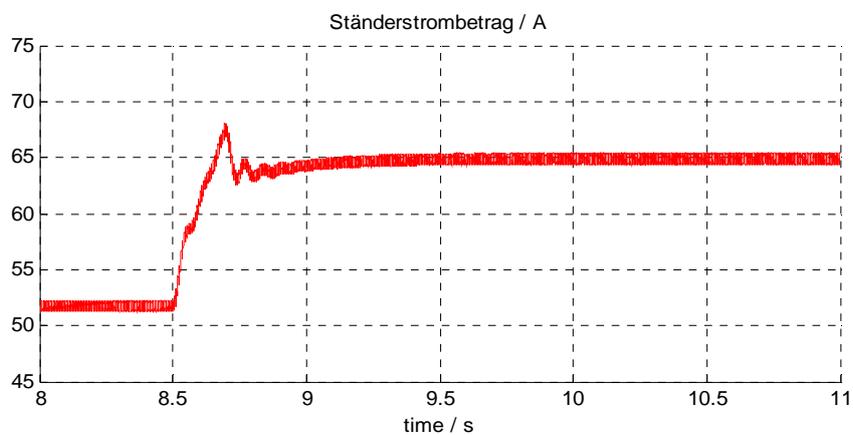
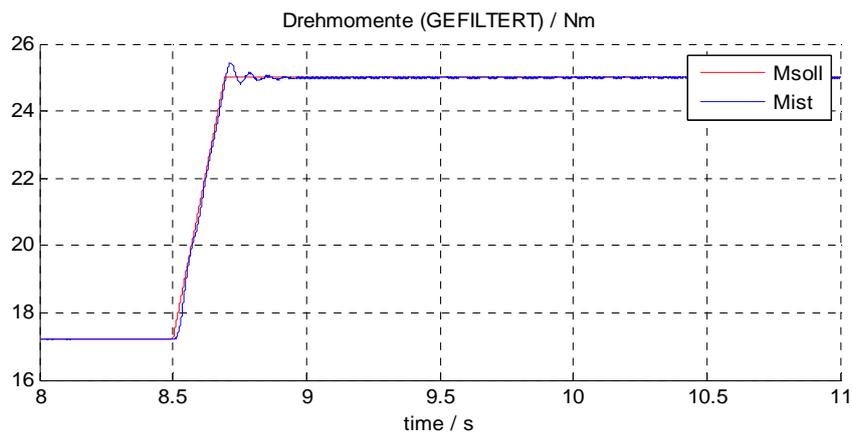


Abb. 110a Simulationsergebnis bei Momentsprung im Feldschwächbereich

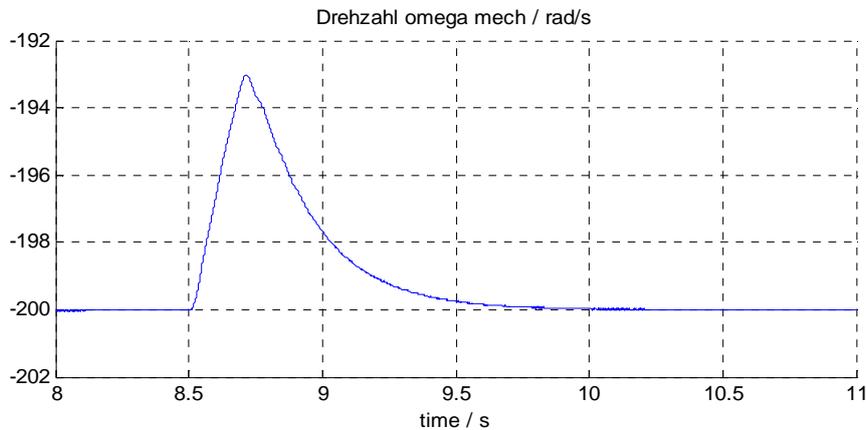


Abb. 110b Simulationsergebnis bei Momentsprung im Feldschwächbereich

### 10.3.2 Übergang vom Grundstell- in den Feldschwächbereich und zurück bei zwei konstanten motorischen und zwei generatorischen Momenten

In den folgenden Messungen soll die Dynamik des Drehmomentreglers für zwei motorische und zwei generatorische Betriebspunkte untersucht werden. Dazu wird bei jedem Messvorgang vom Prüfer derselbe Drehzahlverlauf vorgegeben, so dass ausgehend vom Grundstell- ein Übergang in den Feldschwächbereich erfolgt.

Weiters ist in den folgenden Abbildungen zu erkennen, dass der Feldschwächvorgang in der einen Betriebsart früher eintritt als in der anderen. Dies ist damit begründet, dass im Grundstellbereich bei motorischem Betrieb der Betrag der Ständerkreisfrequenz und damit der Ständerspannungsbetrag größer sind als im generatorischen. Dadurch wird auch schon früher die zulässige Spannungsgrenze erreicht wodurch der Feldschwächvorgang stärker ausfällt. Da die Ständerstrombegrenzung gemäß Punkt 5.11.4 deaktiviert wurde (Regelung auf konstantes Moment) kann es im motorischen Betrieb zu Überschreitungen des Nennstroms kommen (Abb. 113, 114).

- Prüfling AM3: Motorische Momente  $M_{soll} = 17.21 \text{ Nm}$  und  $25 \text{ Nm}$

Generatorische Momente  $M_{soll} = -17.21 \text{ Nm}$  und  $-25 \text{ Nm}$

$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$  (Grundstellbereich)

$\omega_{m,ist} = 100 \dots 200 \dots 100 \text{ rad/s}$ ,

$U_{S,max} = 68 \text{ V}$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = -100 \dots -200 \dots -100 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate  $50 \text{ rad/s}$

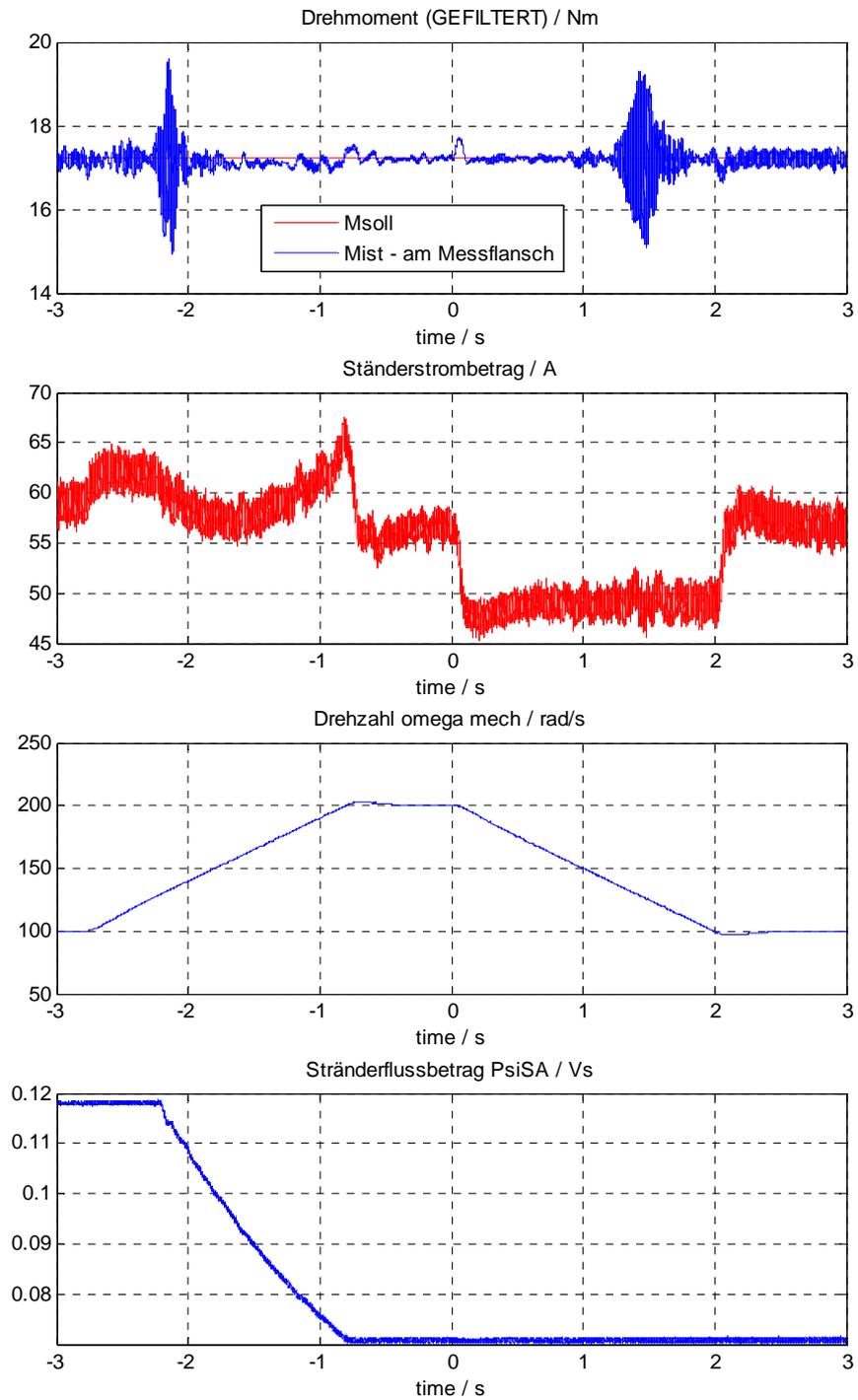


Abb. 111 Messergebnisse des motorischen Betriebs bei 17.21 Nm

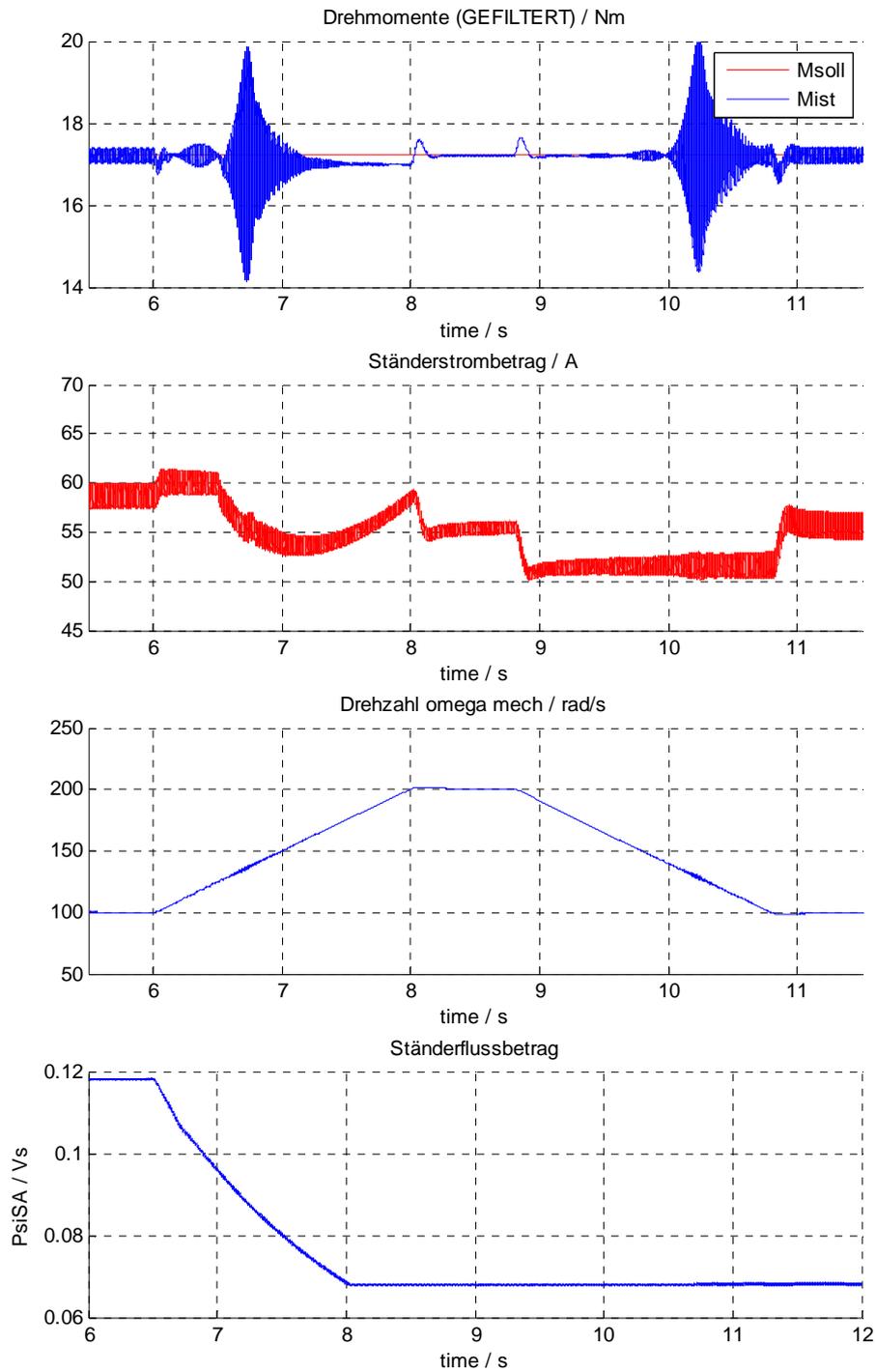


Abb. 112 Simulationsergebnisse des motorischen Betriebs bei 17.21 Nm

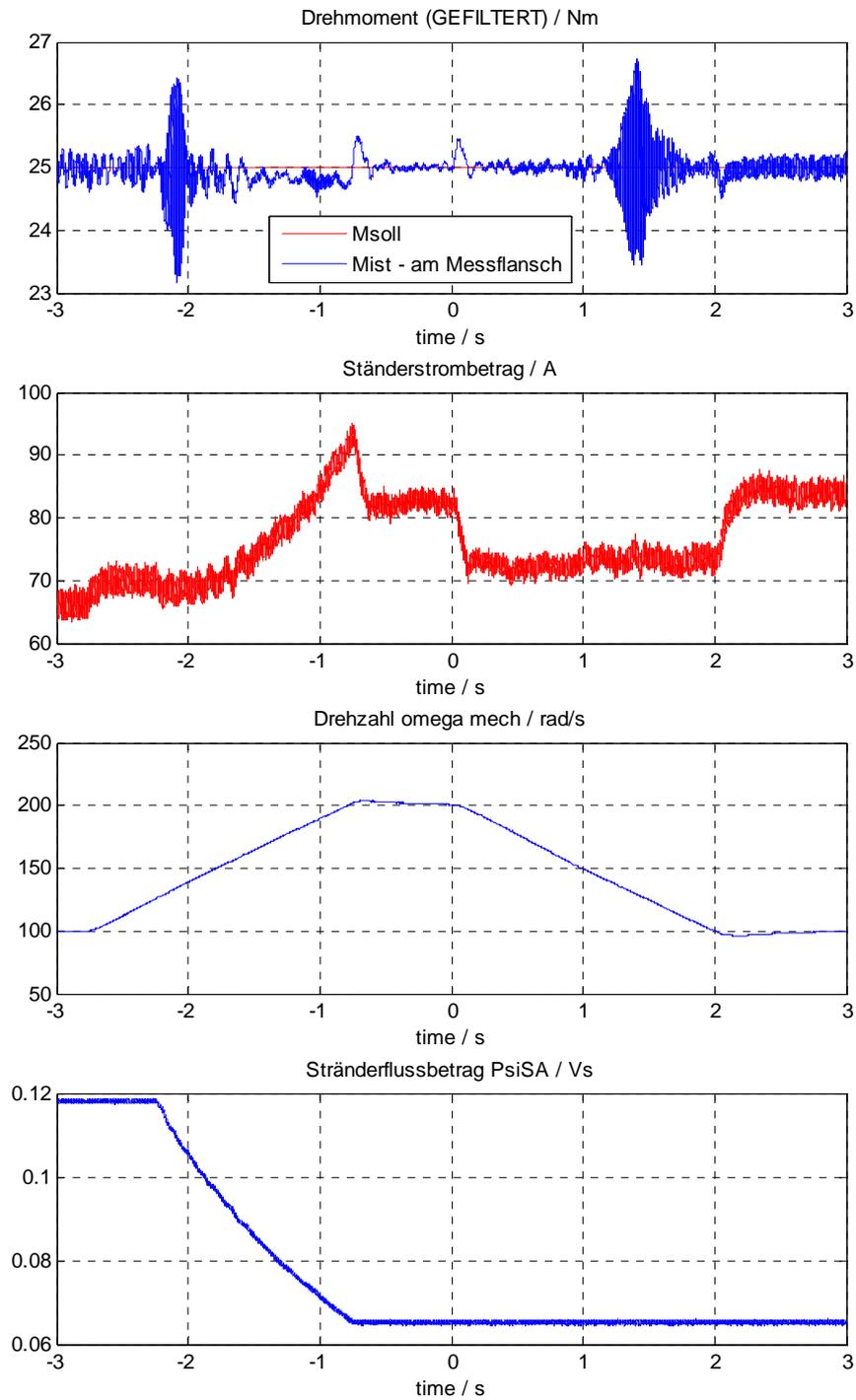


Abb. 113 Messergebnisse des motorischen Betriebs bei 25 Nm

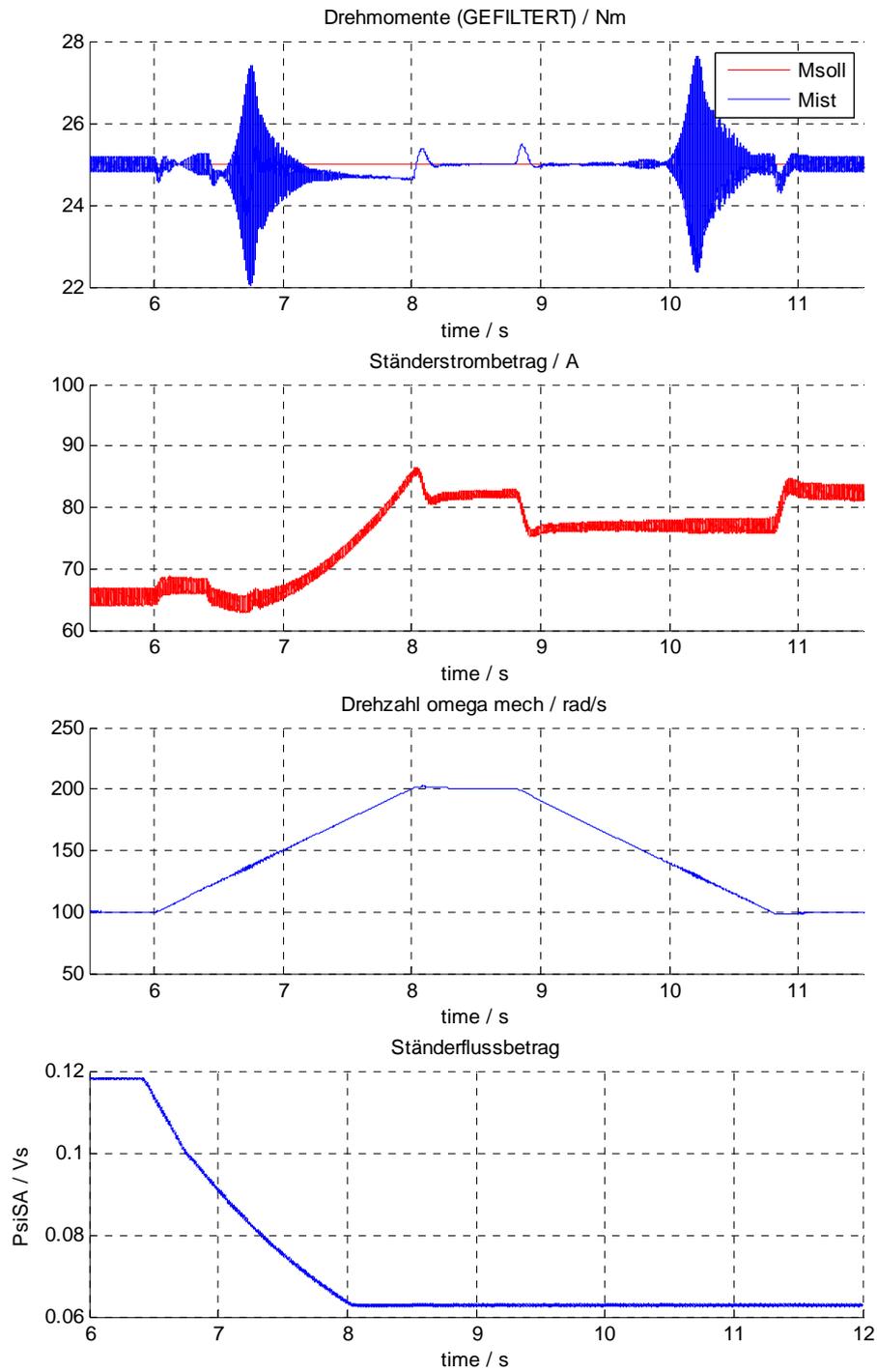


Abb. 114 Simulationsergebnisse des motorischen Betriebs bei 25 Nm

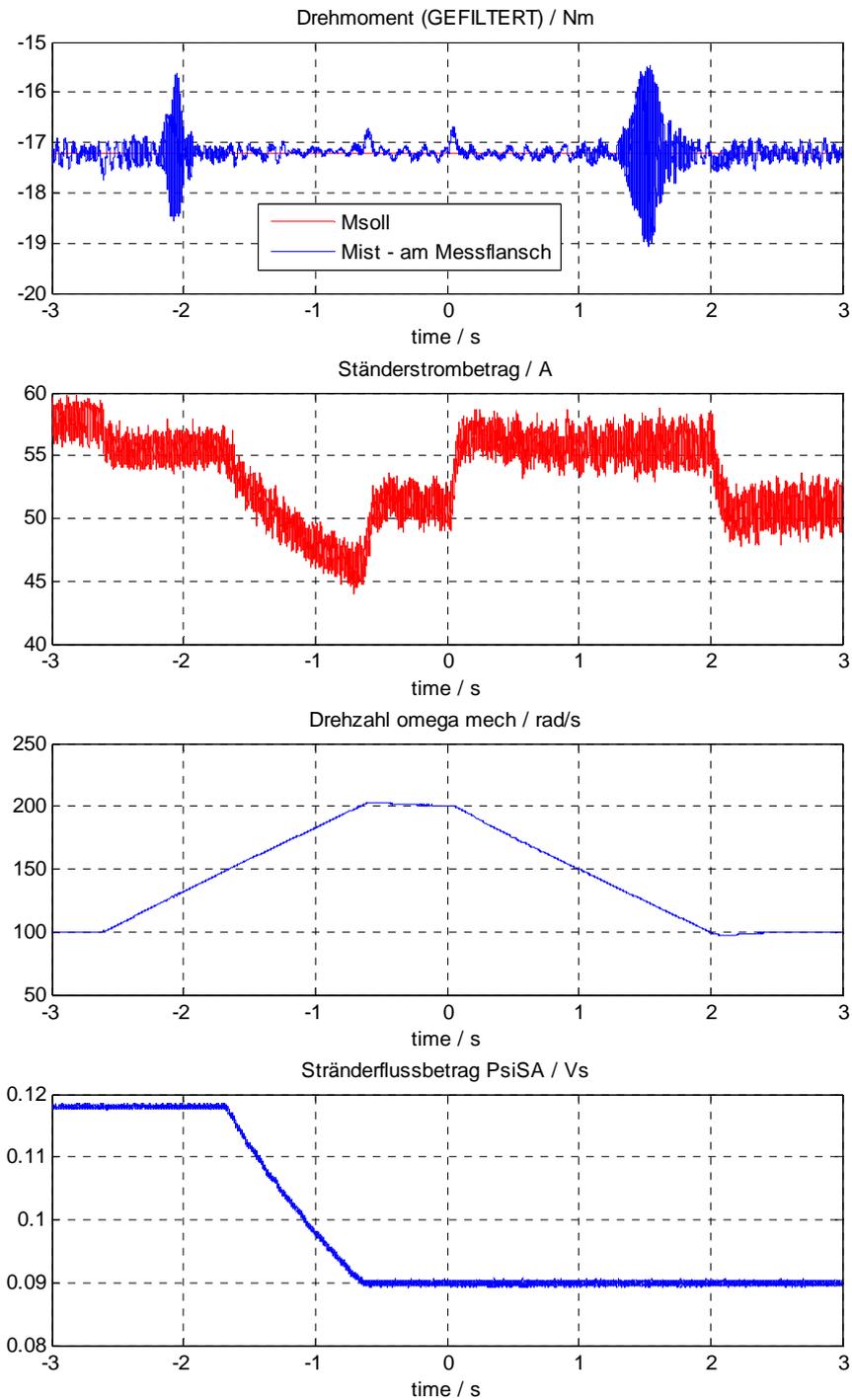


Abb. 115 Messergebnisse des generatorischen Betriebs bei -17.21 Nm

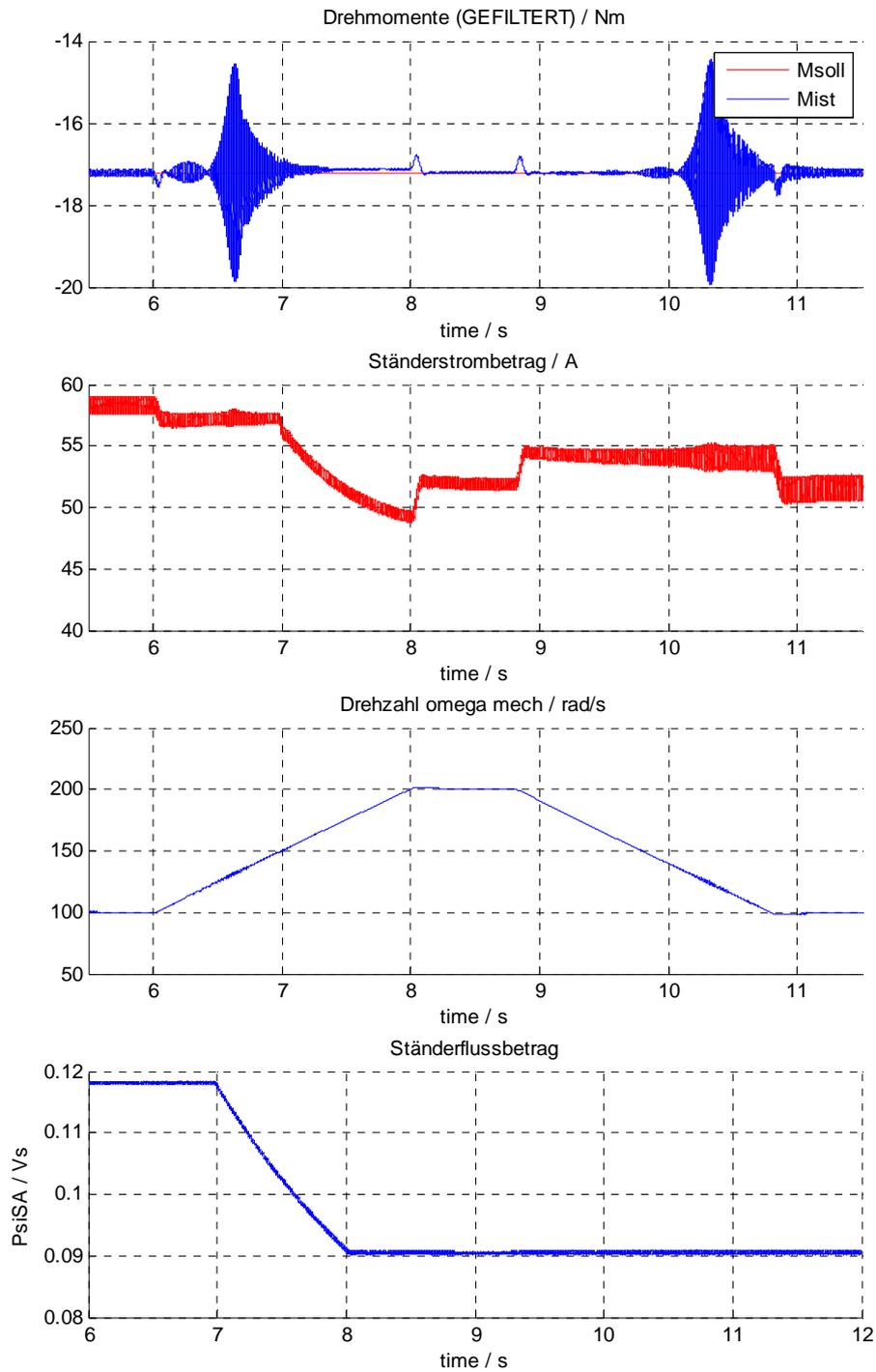


Abb. 116 Simulationsergebnisse des generatorischen Betriebs bei -17.21 Nm

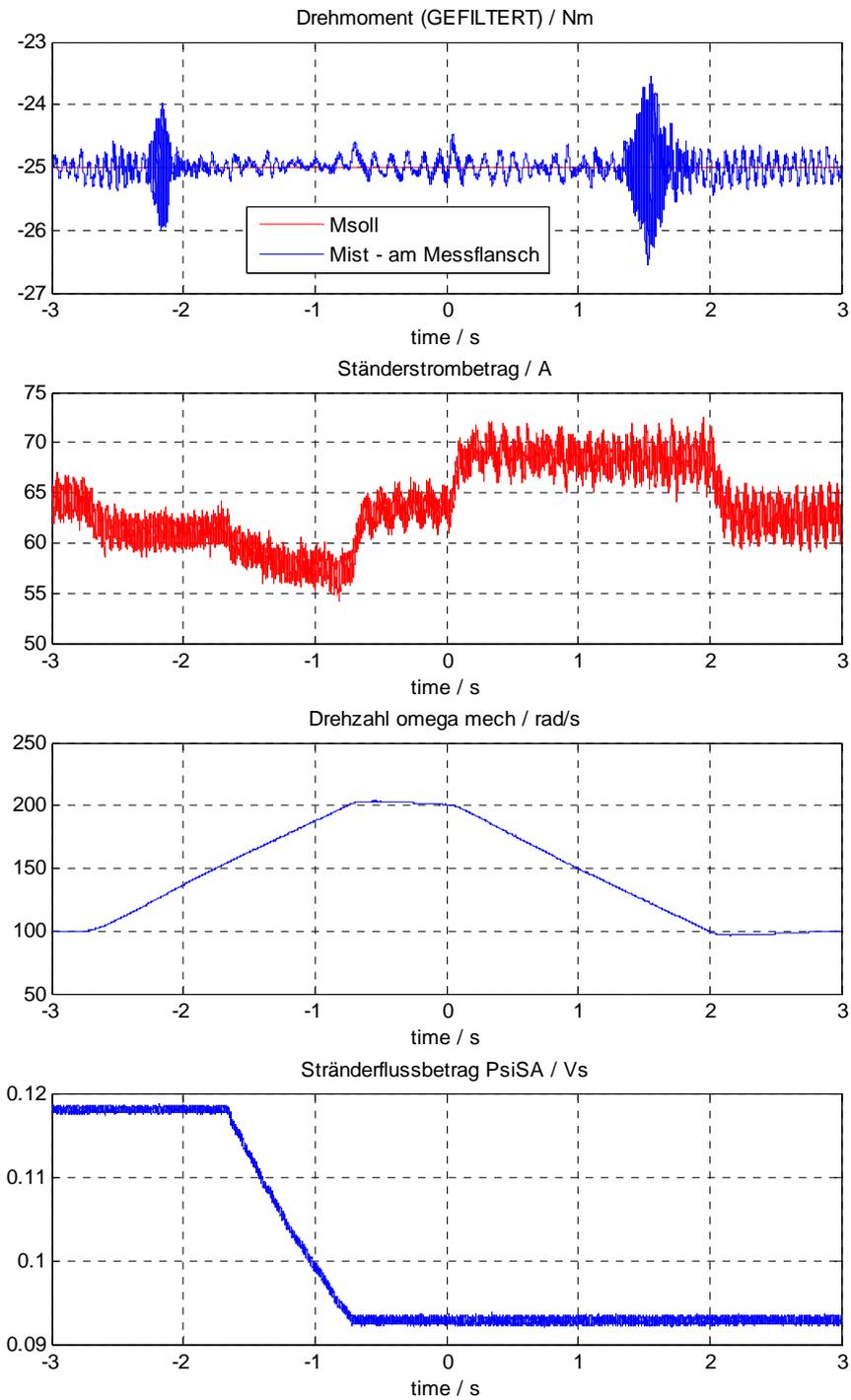


Abb. 117 Messergebnisse des generatorischen Betriebs bei -25 Nm

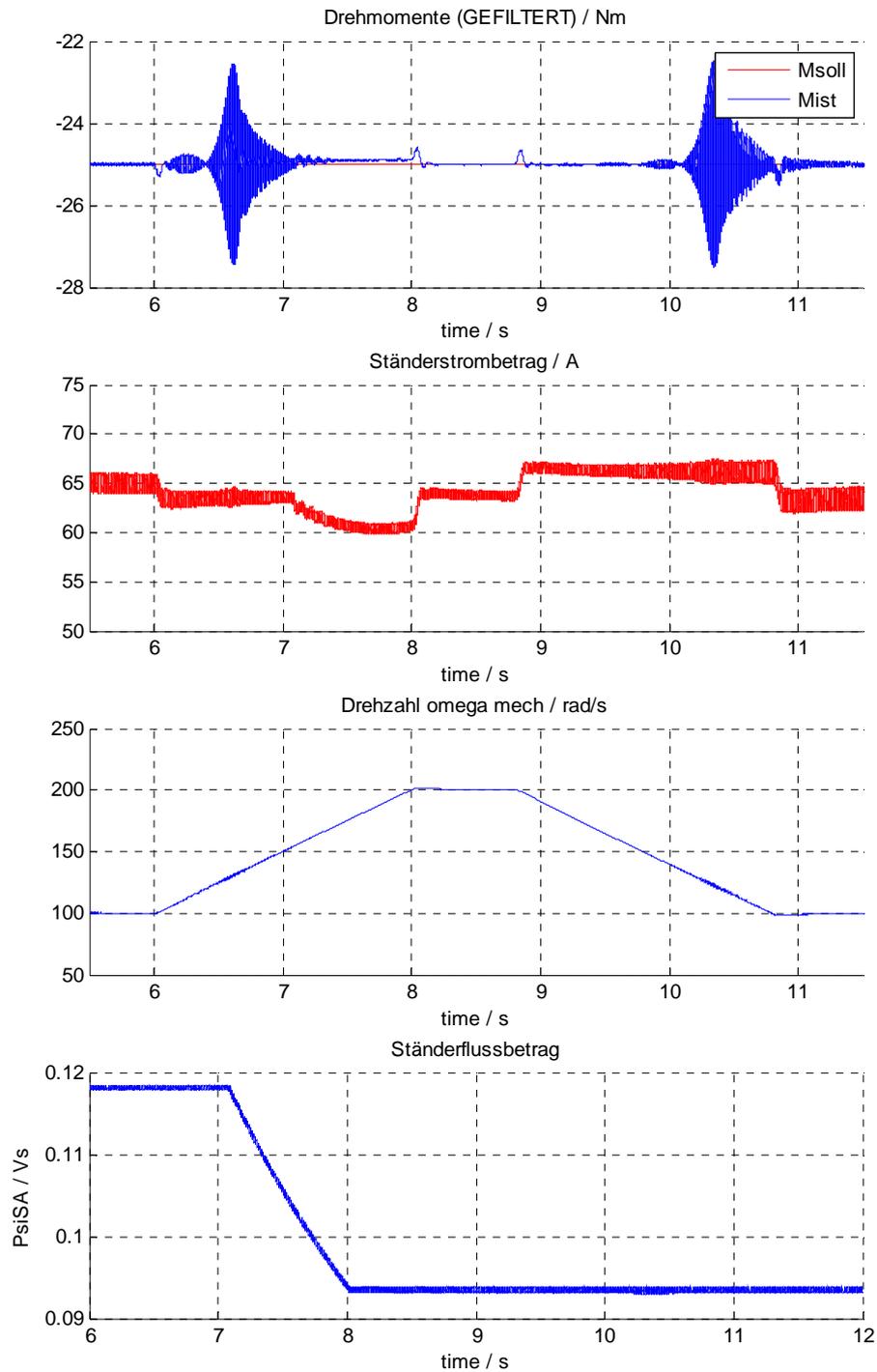


Abb. 118 Simulationsergebnisse des generatorischen Betriebs bei -25 Nm

Wie man in den Abb. 111 bis 117 erkennen kann, erfolgt der Übergang in den Feldschwächbetrieb wie erwartet. Wird die mechanische Winkelgeschwindigkeit und damit die Ständerkreisfrequenz wieder gesenkt, so erfolgt jedoch **keine Rückkehr in den Grundstellbereich**. Betrachtet man sowohl Abb. 55 in Punkt 5.10 als auch Abb. 75 in Punkt 7, so ist es ersichtlich, dass der Feldschwächregler als Eingangssignal die Differenz  $u_{SB} - \bar{u}_{SB}$  nutzt. Im Regler selbst wird der Betrag dieser Differenz verwendet, damit bei einem positiven oder einem negativen Drehmoment dieselben Verhältnisse gelten. Für die Feldschwächung muss der Betrag von  $u_{SB} - \bar{u}_{SB}$  größer null werden, wobei dann durch die Schwächung des Sollflusses die Stellgröße  $u_{SA}$  soweit reduziert wird, bis der maximale Feldschwächgrad erreicht wurde oder bis das Eingangssignal des Feldschwächreglers null ist. Gemäß dem Aufbau der Begrenzung des Ständerspannungsbetrages in Abb. 55 wird für den zweiten genannten Fall der zulässige Bereich von  $u_{SB}$  soweit vergrößert, so dass  $u_{SB} = \bar{u}_{SB}$  gilt.

Wird die Ständerkreisfrequenz zurückgenommen, dann bleibt das Eingangssignal des Feldschwächreglers auf dem Wert null, so dass dessen Stellgröße nicht mehr reduziert werden kann.

Alle bisherigen Betrachtungen bzgl. der Feldschwächung, dienten lediglich der Bestätigung der prinzipiellen Funktion durch den dafür entworfenen PI-Regler.

In **Anhang A** wird daher der **Feldschwächregelkreis erweitert**, so dass auch eine **Rückkehr in den Grundstellbereich möglich** ist.

## 10.4 Diskussion der Messergebnisse

Wie man in der Gegenüberstellung der diversen Mess- und Simulationsergebnissen erkennen konnte, zeigten diese im Großen ein sehr ähnliches Verhalten. Im Kleinen jedoch konnte man bei der Messung größere Schwingungen in den mechanischen und elektrischen Größen erkennen. Dies liegt u.a. daran, dass die elastische Verbindung zwischen Prüfer und Prüfling nur relativ einfach für die Simulation modelliert wurde. Am realen Prüfstand wirken sich noch weitere Einflüsse auf die Messung aus wie z.B.:

- Masse der Drehwelle,
- Lager- und Getriebe-Reibung,

Ein weiteres großes Problem stellen auch die Auswirkungen der Wechselrichternichtlinearitäten der Spannungszwischenkreisumrichter dar.

Diese bewirken Oberschwingungen in den Phasenströmen der Asynchronmaschinen und verursachen damit neben zusätzlichen ohmschen Verlusten Drehmomentrippel und Schwankungen in der Drehzahl (ebenfalls für die Drehzahlregelung des Prüfers problematisch). Die Spannungszeigerkomponente  $u_{SB}$  welche das Drehmoment beeinflusst wird gemäß der Steuerbedingung für die ständerflussorientierte Regelung zum Großteil durch die Ständerkreisfrequenz, den Ständerflussbetrag und die Querkomponente des Rotorflusses beeinflusst.

Die Ständerkreisfrequenz setzt sich aus der Stellgröße des Drehmomentreglers und der elektrischen Winkelgeschwindigkeit zusammen. Schwankt nun die mechanische Winkelgeschwindigkeit wirkt sich dies direkt auf  $u_{SB}$  aus. Dadurch beginnt die Kreisfrequenz mit der der Ständerflussraumzeiger rotiert zu oszillieren.

Des Weiteren wird der Ständerfluss über den Rotorfluss geschätzt, dessen Betrag und Lage wiederum aus der Ständerstrommessung und Drehzahlmessungen ermittelt wird. Schwankungen der Drehzahl wirken sich daher auch auf die Qualität der Ständerflussschätzung und damit auf Ständerfluss- und Drehmomentregelung aus. Ebenfalls empfindlich reagiert die Berechnung des Rotorflusses zur Laufzeit auf die Erhöhung des ohmschen Rotorwiderstandes welche aufgrund der Erwärmung der Rotorwicklung auftritt.

Schlussendlich ist noch abzuklären wie stark sich diese Effekte tatsächlich auf die Schätzung des Ständerflusses auswirken und ob bzw. wie stark dieser von dem in der Asynchronmaschine aufgebauten Fluss abweicht. Mit dieser Thematik befasst sich der nächste Punkt.

### 10.5 Qualität der Ständerflussschätzung

In diesem Abschnitt soll die Qualität der Schätzung des Ständerflussbetrages, wie in Kapitel 6 beschrieben, bewertet werden. Dazu werden die Phasenwechselspannungen und Phasenwechselströme des Prüflings für unterschiedliche stationäre Arbeitspunkte direkt mittels dem "N5000 High Precision Power Analyzer" der Firma FLUKE aufgezeichnet. Anschließend wird nach jeder Aufzeichnung die Asynchronmaschine vom Wechselrichter getrennt und deren Ständerwicklungen an eine Gleichspannungsquelle geschaltet. Durch die Messung der Gleichspannung und den sich jeweils einstellenden Gleichströmen können die aktuellen Ständerwiderstände  $R_{Sa}, R_{Sb}, R_{Sc}$  der erwärmten Wicklungen bestimmt werden. Damit ist man nun in der Lage den tatsächlichen Ständerflussbetrag gemäß Kapitel 4 durch Umformung der Gleichung (45) folgendermaßen zu ermitteln:

$$\underline{\Psi}_S^s = \int (\underline{u}_S^s - R_S \cdot \underline{i}_S^s) \cdot dt \quad (243)$$

mit

$$R_S = \frac{R_{Sa} + R_{Sb} + R_{Sc}}{3} \quad (244)$$

Im Weiteren sollen mittels den aufgezeichneten Messdaten des Power Analyzer's zusammen mit dem berechneten Ständerflussraumzeiger der Winkel  $\varphi_{\Psi_i}$  nach (245) zwischen diesem und dem Ständerstromraumzeiger sowie das Drehmoment gemäß (56) dargestellt und mit den Aufzeichnungen des DSpace-Systems verglichen werden.

$$\varphi_{\Psi_i} = a \tan\left(\frac{i_{S\beta}}{i_{S\alpha}}\right) - a \tan\left(\frac{\Psi_{S\beta}}{\Psi_{S\alpha}}\right) \quad (245)$$

Mit dieser Gegenüberstellung kann anschließend die Genauigkeit des Ständerflussbeobachters sowie die Momentschätzung beurteilt werden.

**Zusammengefasst** sind also folgende Schritte für einen Leerlauf, zwei motorische und zwei generatorische Betriebspunkte durchzuführen:

- Aufzeichnung der Phasengrößen  $u_{Sa}, u_{Sb}, u_{Sc}$  und  $i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}$ ,
- Ermittlung des ohmschen Ständerwicklungswiderstandes gemäß (244),
- Berechnung des Ständerflusszeigers  $\underline{\Psi}_S^s$  und damit Bestimmung des Winkels  $\varphi_{\Psi_i}$  sowie des Drehmoments,
- Gegenüberstellung dieser Ergebnisse mit denen aus der DSpace Messung.

### 10.5.1 Messung im Leerlauf

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = 0 \text{ Nm}$

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs (Grundstellbereich)}$$

$$\omega_{m,ist} = 150 \text{ rad/s,}$$

$$U_{S,max} = 212 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = -150 \text{ rad/s}$

Bei allen zeitlichen Verläufen der Messgrößen wird jeweils der Mittelwert angegeben. Wie man erkennen kann, stimmen die Mittelwerte des Ständerflussbetrages der Messung und des DSpace-Systems gut überein. Da auf das Ist-Moment des Messflansch-Systems geregelt wird, ergibt sich bei dem geschätzten inneren Moment  $M_i$  des Prüflings eine geringe Abweichung vom Sollwert.

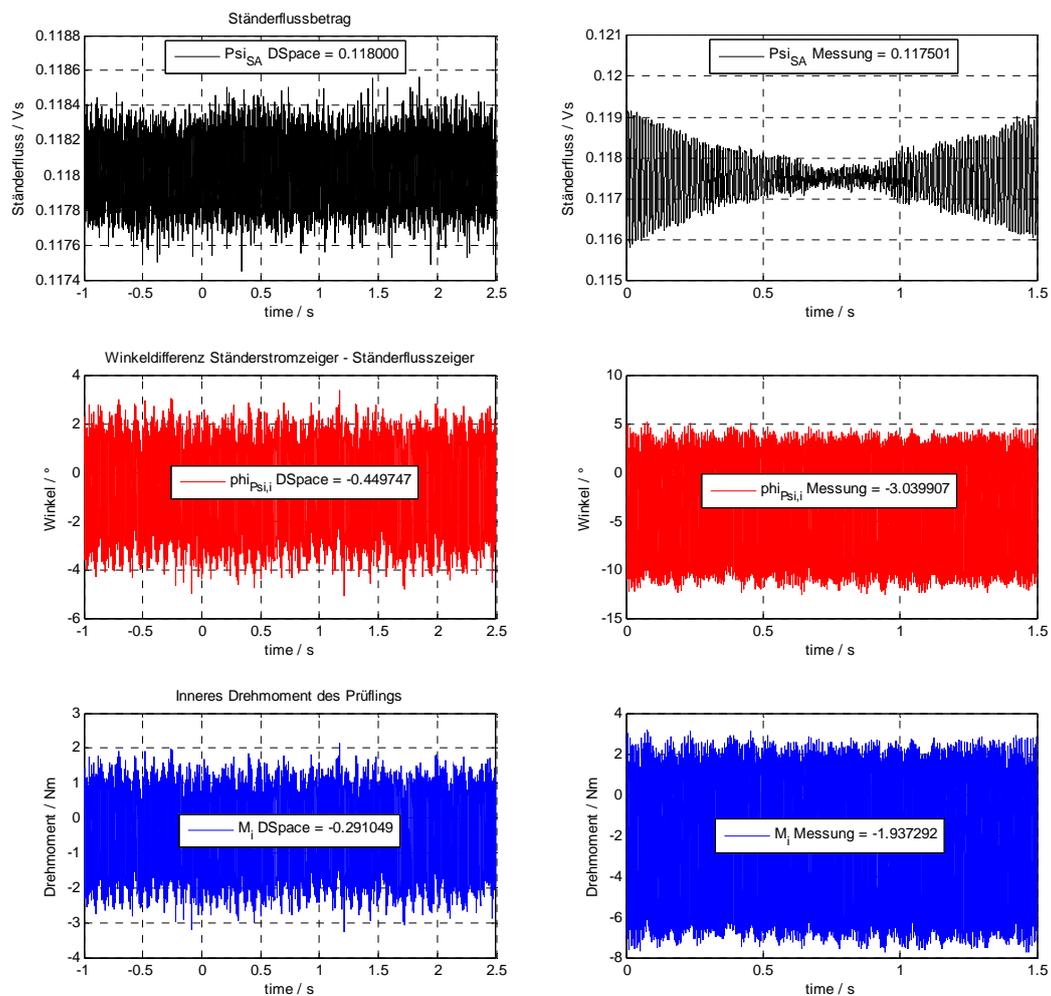


Abb. 119 Resultate der Messungen im Leerlauf

Das anhand der Messung ermittelte Moment  $M_{i,mess}$  weist dabei eine Abweichung von fast zwei Nm auf - dementsprechend unterscheiden sich die Winkel  $\varphi_{\psi_i}$ . Diese ist aufgrund der genaueren Strom- und zusätzlichen Spannungsmessung des Power Analyzer's gegenüber dem Dspace-System zurückzuführen welche sich auch bei der Bestimmung des Ständerflusses bemerkbar macht. Dadurch werden auch eventuelle Schwankungen des Ständerwiderstandes berücksichtigt. Des Weiteren fällt auch die Form des berechneten zeitlichen Ständerflussbetrages auf. Diese lässt sich mit der Betrachtung des zugehörigen Oszillogramms der Bahnkurve in Abb. 120 erklären auf der die Spitze des Raumzeigers geführt wird.

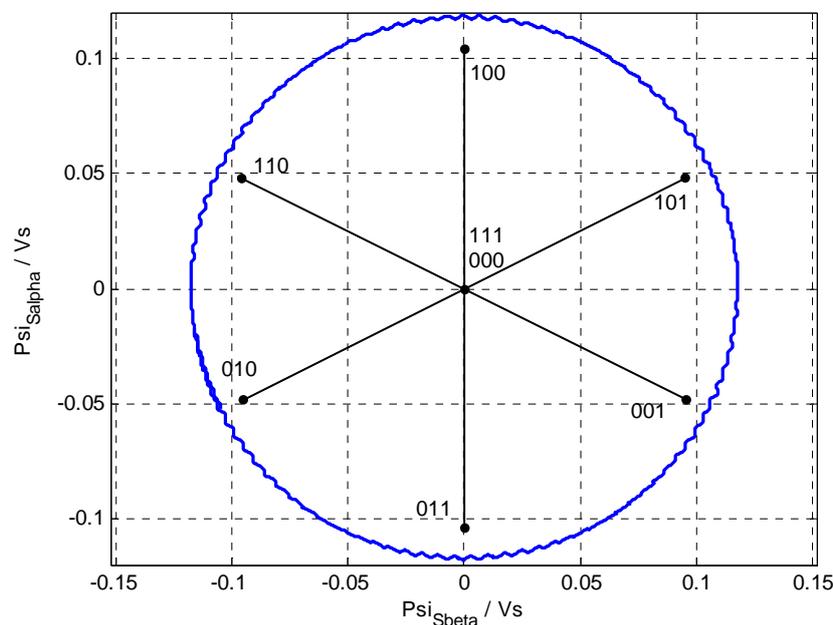


Abb. 120 Oszillogramm des Ständerflussraumzeigers und mögliche Zustände der Schaltrichtungen des Ständerspannungsraumzeigers

Darin sind die durch den Wechselrichter möglichen 8 Schaltzustände des Ständerspannungsraumzeigers eingezeichnet wobei die Zahnungen der Bahnkurve in den Schaltrichtungen auffallen. Um einen Spannungszeiger zwischen diesen erzeugen zu können, muss entsprechend zwischen zwei Zuständen hin- und her geschaltet werden. Dieser Vorgang fällt vor allem für jene Zeiger stärker aus, die normal auf die Wicklungsachsen stehen. D.h. dort wo das Pulsen am größten ist, um im Mittel den gewünschten Spannungsraumzeiger erzeugen zu können, treten im zeitlichen Verlauf des Ständerflussbetrages die höchsten Schwankungen um den Mittelwert auf. Umso größer das geforderte Drehmoment bzw. umso größer der Betrag des Ständerspannungszeigers ist, desto ausgeprägter ist dieser Effekt.

### 10.5.2 Messung im motorischen Betrieb (Grundstellbereich)

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = 30 \text{ Nm}$

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$$

$$\omega_{m,ist} = 150 \text{ rad/s}, U_{S,max} = 212 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = -150 \text{ rad/s}$

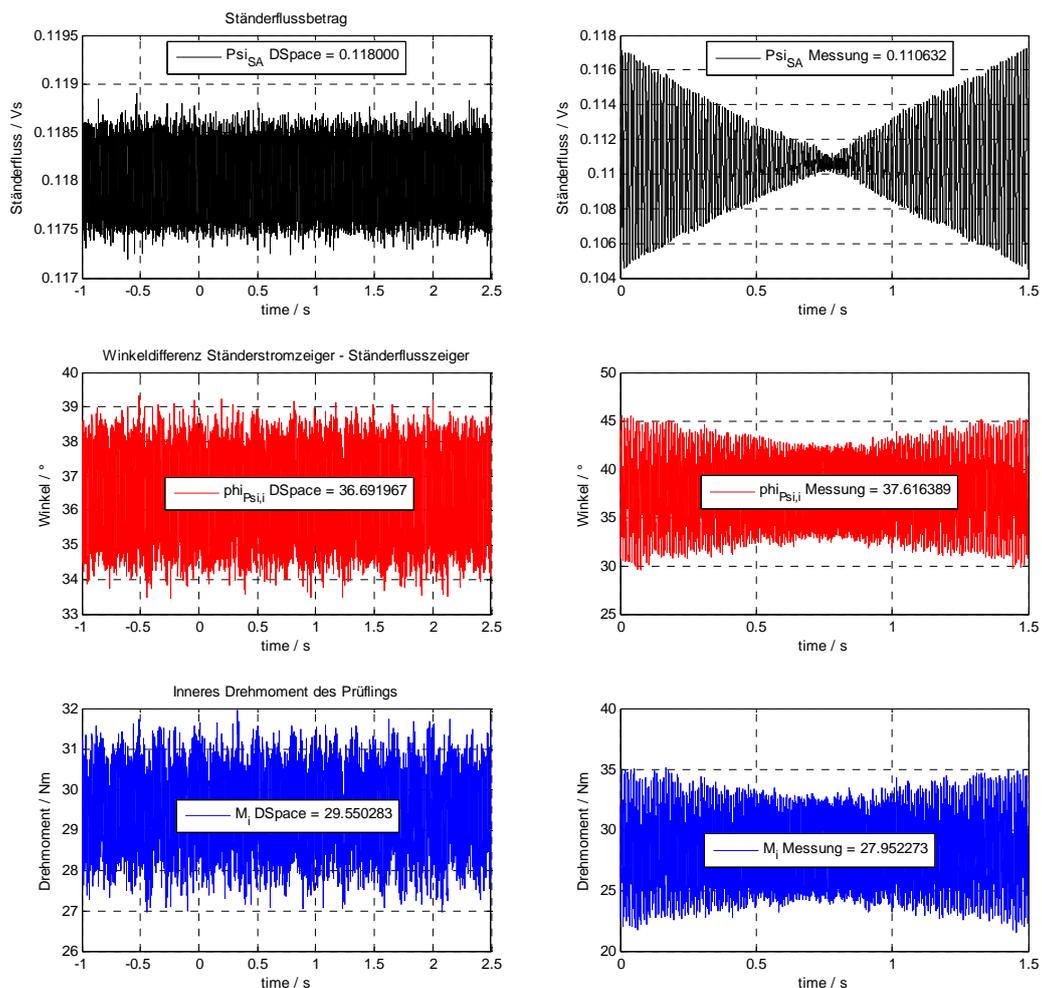


Abb. 121 Resultate der Messungen im motorischen Betrieb (Grundstellbereich)

In Abb. 121 fällt nun die Abweichung des durch das DSpace-System und des N5000 Messgeräts ermittelten Ständerflussbetrags stärker aus. Dies liegt zum einen daran, dass wie im Punkt zu vor erwähnt die Flussberechnung durch die genauere Strom- und zusätzliche Spannungsmessung erfolgt und zum anderen fließt durch das größere Moment ein höherer Ständerstrom. Als Folge daraus wirken sich Parameterabweichungen zwischen jenen die im Ständerflussbeobachter verwendet werden und denen der realen Asynchronmaschine stärker

aus. Da bei der Flusschätzung die Stromabhängigkeit der Hauptinduktivität berücksichtigt wurde, könnte ein ungenauer bzw. abweichender Wert des Rotorwiderstands (z.B. durch Erwärmung der Rotorwicklung) im Beobachter die Abweichung der Ständerflussmittelwerte erklären. In diesem konkreten Fall, kann aufgrund der Messergebnisse darauf geschlossen werden, dass der Rotorwiderstand  $R_r$  im Beobachter größer als der tatsächliche ist. Abhilfe wäre teilweise durch die beschriebene Rotorwiderstandsnachführung möglich.

### 10.5.3 Messung im generatorischen Betrieb (Grundstellbereich)

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = -30 \text{ Nm}$

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$$

$$\omega_{m,ist} = 150 \text{ rad/s}, U_{S,max} = 212 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = -150 \text{ rad/s}$

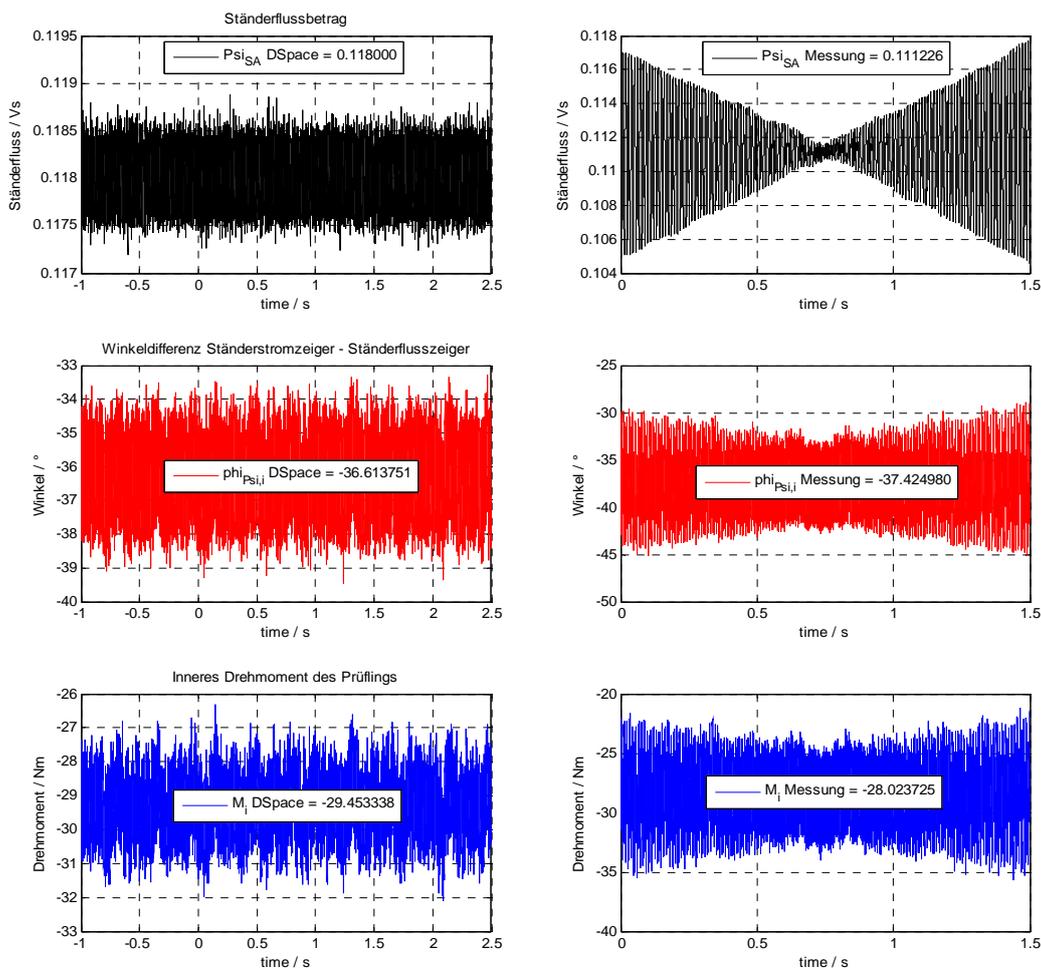


Abb. 122 Resultate der Messungen im motorischen Betrieb (Grundstellbereich)

### 10.5.4 Messung im motorischen Betrieb (Feldschwächbereich)

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = 13 \text{ Nm}$

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs (Grundstellbereich)}$$

$$\omega_{m,ist} = 200 \text{ rad/s,}$$

$$U_{S,max} = 68 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = -200 \text{ rad/s}$

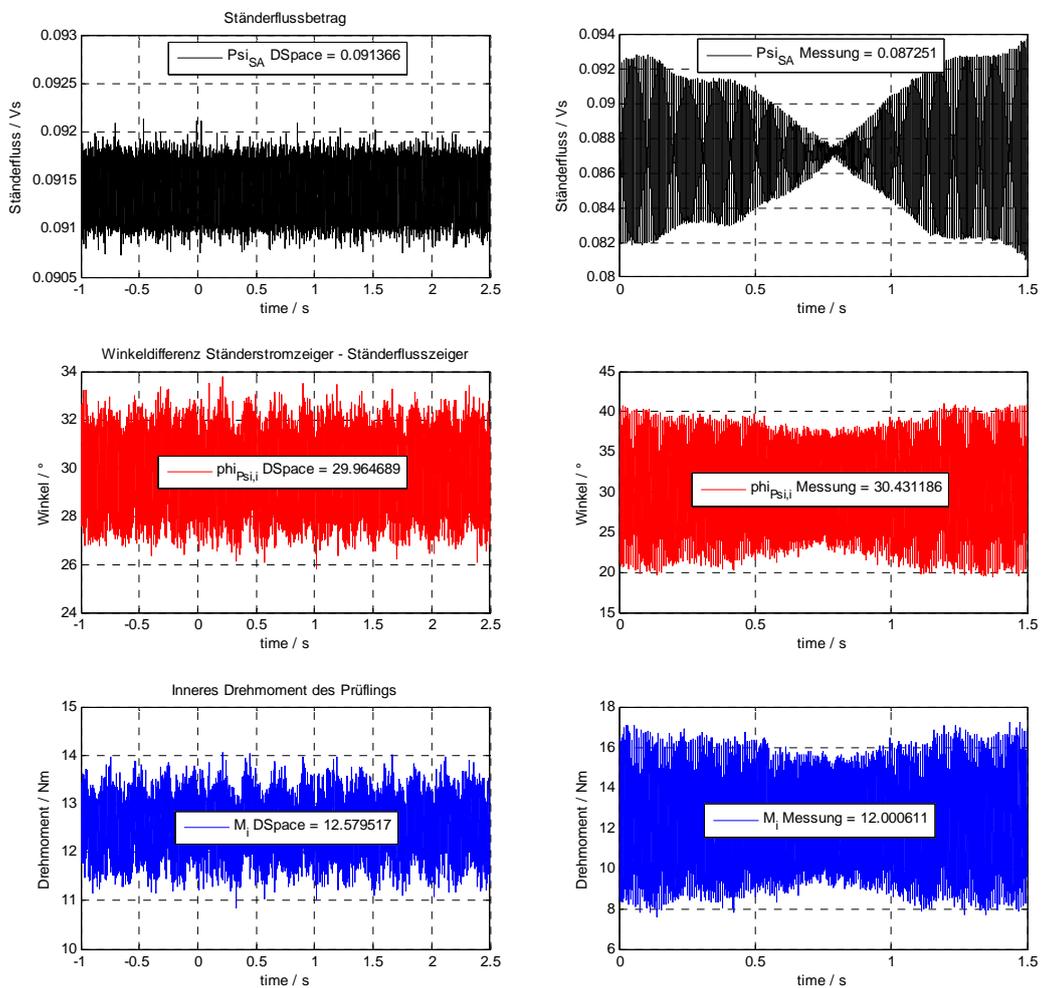


Abb. 123 Resultate der Messungen im motorischen Betrieb (Feldschwächbereich)

### 10.5.5 Messung im generatorischen Betrieb (Feldschwächbereich)

- Prüfling AM3:  $M_{soll} = -13 \text{ Nm}$

$$\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs (Grundstellbereich)}$$

$$\omega_{m,ist} = 200 \text{ rad/s,}$$

$$U_{S,max} = 68 \text{ V}$$

- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = -200 \text{ rad/s}$

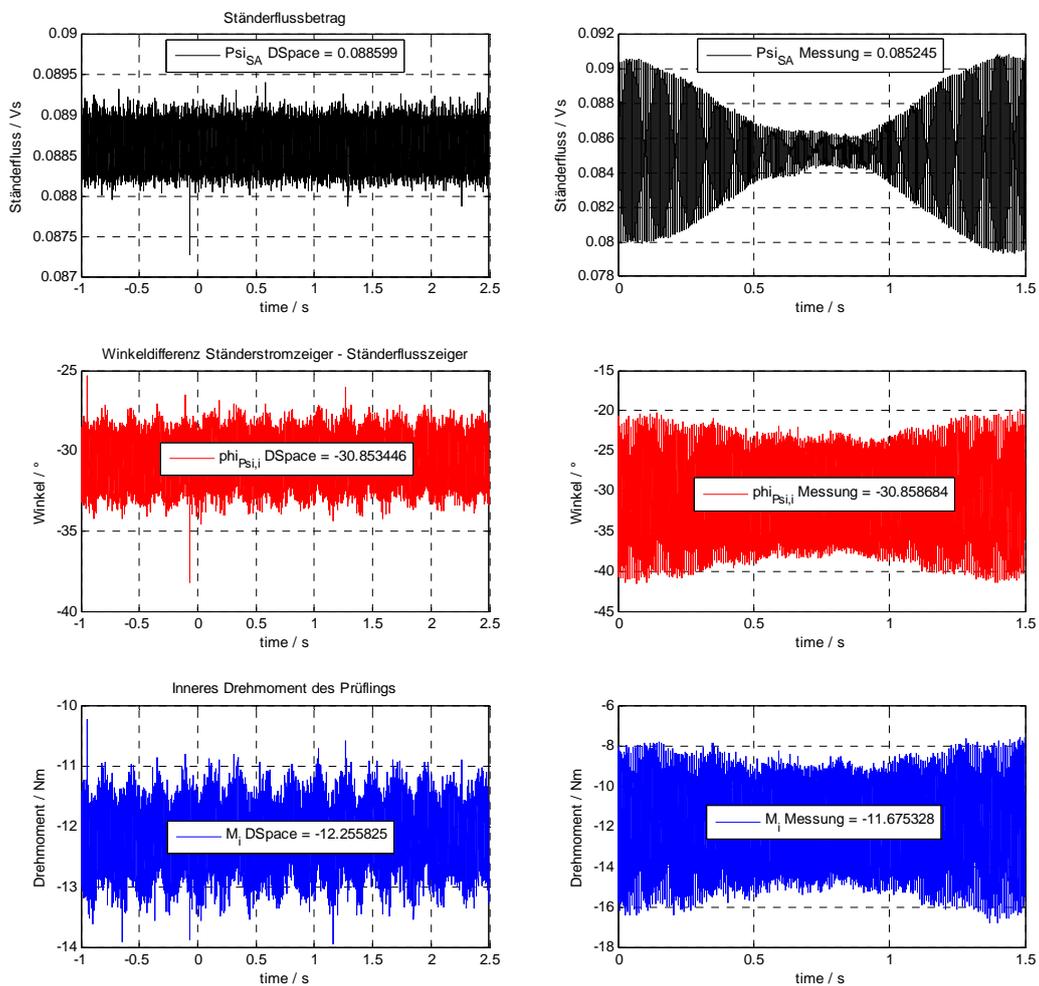


Abb. 123 Resultate der Messungen im generatorischen Betrieb (Feldschwächbereich)

## 11 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde die am Ständerfluss orientierte Drehmomentregelung einer Asynchronmaschine beschrieben, deren Funktion anhand von Simulationen und Messungen am Prüfstand verifiziert wurde.

Des Weiteren wurden auch der Betrieb und das Verhalten im Feldschwächbereich dokumentiert. Für den Entwurf des Feldschwächreglers mittels des Betragsoptimums, wurde bei der Aufstellung der Streckenübertragungsfunktion, im Führungszweig, eine Linearisierung durchgeführt. Dabei wurde die maximale, für den Feldschwächbereich zulässige, Ständerkreisfrequenz mit dem aktuellen Ständerflussbetrag multipliziert (Punkt 5.11.2 bzw. Abb. 57). Gemäß den Entwurfsvorschriften des BO weist der Regler dadurch eine geringere Verstärkung auf, als zu Beginn des Feldschwächbereichs zulässig wäre. Dadurch ergibt sich eine etwas schlechtere Dynamik der Drehmomentregelung. Könnte im Feldschwächbereich die Regelverstärkung abhängig von der aktuellen Ständerkreisfrequenz gemacht werden, so würde der Ständerfluss zu Beginn stärker geschwächt und dadurch das Sollmoment schneller erreicht. Am Ende dieses Vorgangs würde die Verstärkung mit steigender  $\omega_s$  abnehmen, wodurch ein weicher Übergang in den stationären Betrieb erfolgen würde.

Wie in Punkt 10.5 gezeigt, weist der tatsächlich in der Asynchronmaschine aufgebaute Ständerfluss einen geringeren Betrag im Gegensatz zu dem durch den Flussbeobachter geschätzten auf. Dadurch wird die Maschine in den diversen Arbeitspunkten mit mehr Schlupf als notwendig gefahren. Um die Regelungsmethode effizienter nutzen zu können, wird eine Erweiterung mit Ständerspannungsmessung empfohlen um so den Ständerfluss direkt (ohne dem Umweg über die Rotorflussschätzung) bestimmen zu können.

In diesem Zusammenhang stellen auch die Einflüsse der Wechselrichternichtlinearitäten ein Problem dar. Durch die Drehmomentrippel und Drehzahlschwankungen leidet die Genauigkeit der Lage des Rotorflussraumzeigers was sich auf die Schätzung des Ständerflussraumzeigers auswirkt. Dies wiederum wirkt sich auf die stationäre Genauigkeit der Drehmomentregelung aus. Daher wird für eine weitere Verbesserung eine zusätzliche Kompensation dieser Nichtlinearitäten empfohlen - siehe dazu [4].

---

## 12 Literaturliste

- [1] Baader, Uwe  
Hochdynamische Drehmomentregelung einer Asynchronmaschine im  
ständerflussbezogenen Koordinatensystem  
etzArchiv Bd. 11 (1989) H. 1
  
- [2] Schröder, Dierk  
Elektrische Antriebe - Grundlagen  
4., erweiterte Auflage 2009  
Springer Verlag
  
- [3] Schröder, Dierk  
Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen  
3. bearbeitete Auflage 2008  
Springer Verlag
  
- [4] Schrausser, Mario  
Kompensation von Wechselrichter - Nichtlinearitäten  
mit Hilfe von Trapezspannungen  
Bachelorarbeit, 2013
  
- [5] Zeeman, Christopher  
Laufzeitbasierte, verlustminimale Regelung von Asynchronmaschinen  
im motorischen Betrieb  
Masterarbeit, 2012
  
- [6] Alber, Egon  
Die ständerflussorientierte Regelung der Asynchronmaschine  
bei niederen Drehzahlen  
Diplomarbeit, 2004
  
- [7] Lunze, Jan  
Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung, Band 2  
7. Auflage  
Springer Verlag
  
- [8] Schulz, Gerd  
Regelungstechnik, Band 1  
Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH 2004

## Anhang A - Erweiterung des Feldschwächregelkreises

Wie am Ende von Punkt 10.3.2 erklärt wurde, kann bisher vom Feldschwächbereich ausgehend, nicht mehr in den Grundstellbereich zurückgekehrt werden. Daher wird das Feldschwächkonzept entsprechend erweitert und dessen Funktion anhand von Simulationen und Messungen verifiziert.

Dazu wird das Subsystem in Punkt 5.10, Abb. 55 zur Stellgrößenbeschränkung, wie in Abb. a1 dargestellt, modifiziert.

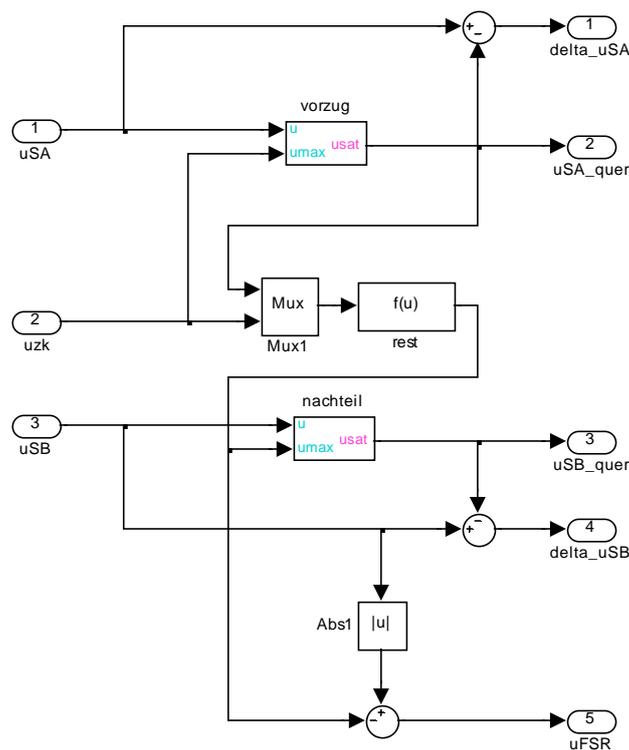


Abb. a1 Erweiterung des Stellgrößenbeschränkungs-System

Als Eingangssignal für den Feldschwächregler wird nun nicht mehr  $\Delta u_{SB}$  sondern  $u_{FSR} = |u_{SB}| - u_{max}$  verwendet.  $u_{max}$  stellt dabei gemäß (194) den zulässigen Bereich für die Stellgröße des Drehmomentreglers dar. Für die Differenzbildung wird deshalb der Betrag von  $u_{SB}$  genutzt, damit sich bei einem sowohl negativen als auch positiven Drehmoment dieselben Verhältnisse einstellen.

Im Grundstellbereich ist  $u_{FSR}$  negativ und würde daher bei Betrachtung von Abb. 75, bei aktiviertem Feldschwächregler durch dessen daraus resultierende negative Stellgröße, eine sofortige Erhöhung des Ständersollflusses bewirken. Um dies zu verhindern, wird die Stellgröße des Reglers auf ausschließlich

positive Werte bzw. Konkret von Null bis auf den halben Ständerennfluss (im Betrieb bei Ständerennfluss) begrenzt (Saturation) - siehe Abb. a2.

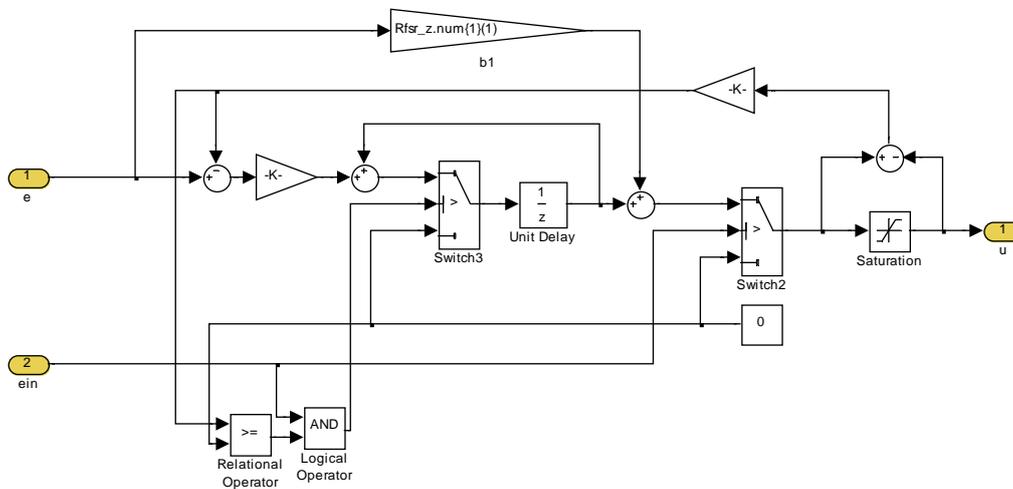


Abb. a2 PI-Feldschwächregler mit Anti-Windup Maßnahme und Anti-Reset-Windup

Des Weiteren wurde wie in Punkt 5.13.2 auf den PI-Feldschwächregler eine Anti-Windup Maßnahme angewandt.

Ein weiteres Problem ergibt sich dadurch, dass im Grundstellbereich die Eingangsgröße des Reglers  $u_{FSR}$  und als Folge daraus das Eingangssignal des Integrators negativ ist, was wiederum zu einem "Volllaufen" des Integrierers in die negative Richtung bewirkt. Erst im Feldschwächbereich kehrt sich das Vorzeichen von  $u_{FSR}$  um was dann zu einer nicht zufrieden stellenden Stellgröße des Feldschwächreglers und des Feldschwächvorganges führt.

Um dieses Volllaufen des Integrierers zu vermeiden könnte die Rückführung der Stellgrößendifferenz für die Anti-Windup Maßnahme entsprechend gewichtet werden, oder es wird wie in dieser Arbeit durchgeführt, eine Anti-Reset-Windup Maßnahme folgendermaßen eingeführt.

Ist die Stellgrößendifferenz negativ, so wird der Eingang des Integrators auf Null gesetzt wodurch ein "Volllaufen" durch Werte kleiner Null verhindert wird. Der negative Regelfehler über den P-Anteil wird ebenfalls durch die Stellgrößenbeschränkung abgefangen, so dass die Stellgröße nach der Begrenzung auf dem Wert Null bleibt. Erst im Feldschwächbereich wird  $u_{FSR}$  positiv wodurch eine Stellgrößendifferenz gleich oder größer Null entsteht und der I-Anteil wieder der Regelung zur Verfügung steht.

Durch die Feldschwächung wird die Stellgröße des Flussreglers  $u_{SA}$  wieder so weit reduziert, bis entweder der zulässige Bereich der Stellgröße des

Drehmomentreglers soweit vergrößert wurde, so dass  $u_{FSR} = |u_{SB}| - u_{\max} = 0$  gilt oder die maximal zulässige Feldschwächung (hier bis auf den halben Nennfluss) erreicht wurde.

Wird nun ausgehend vom Feldschwächbereich die Stellgröße des Drehmomentreglers wieder gesenkt, so wird ab dem Zeitpunkt in dem  $u_{FSR}$  negativ ist, die Stellgröße des Feldschwächreglers reduziert und damit der Sollwert des Ständerflussreglers erhöht, so dass schlussendlich eine Rückkehr in den Grundstellbereich möglich ist.

Die Umsetzung dieses neuen bzw. erweiterten Konzepts wird im nächsten Punkt durchgeführt.

## A.1 Vergleich der Messungen am Prüfstand mit den Simulationen

### A.1.1 Übergang vom Grundstell- in den Feldschwächbereich und zurück bei zwei konstanten motorischen und zwei generatorischen Momenten

- Prüfling AM3: Motorische Momente  $M_{soll} = -17.21 \text{ Nm}$  und  $-20 \text{ Nm}$   
 Generatorische Momente  $M_{soll} = 17.21 \text{ Nm}$  und  $25 \text{ Nm}$   
 $\Psi_{SA,soll} = \Psi_{S,Nenn} = 0.118 \text{ Vs}$  (Grundstellbereich)  
 $\omega_{m,ist} = -100 \dots -200 \dots -100 \text{ rad/s}$ ,  
 $U_{S,max} = 68 \text{ V}$
- Prüfer AM2:  $\omega_{m,soll} = 100 \dots 200 \dots 100 \text{ rad/s}$ , Änderungsrate  $50 \text{ rad/s}$

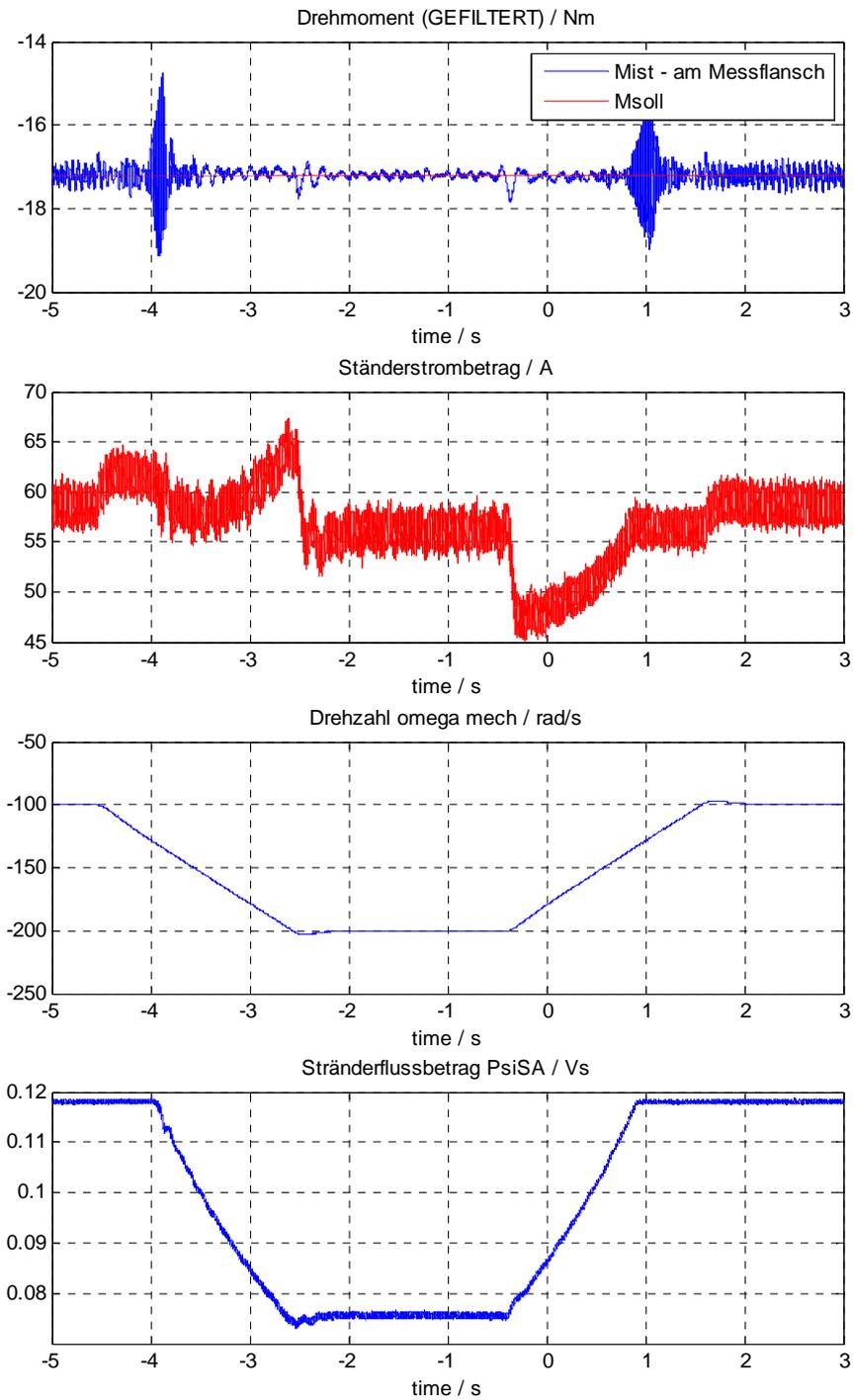


Abb. a3 Messergebnisse des motorischen Betriebs bei -17.21 Nm

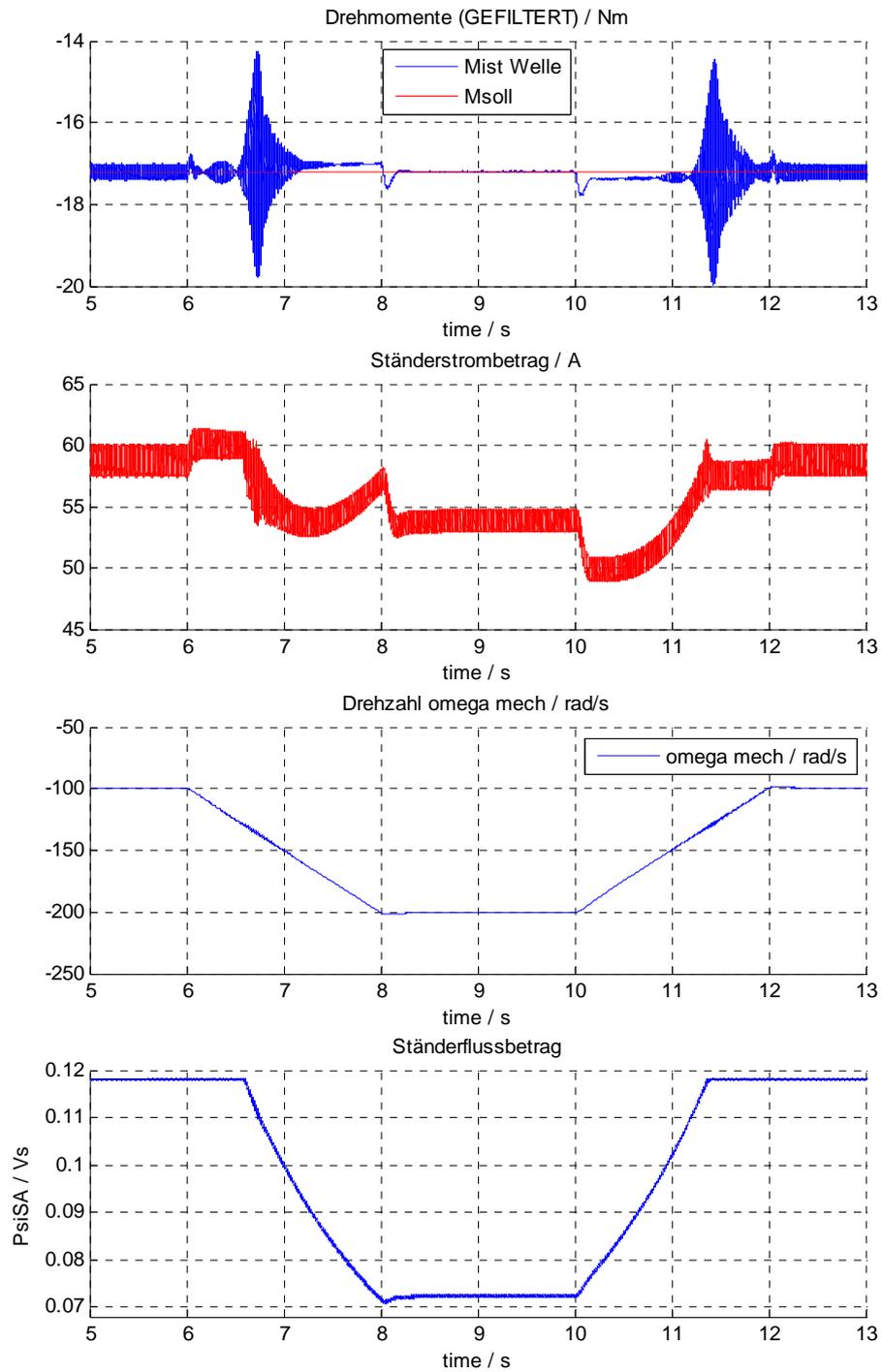


Abb. a4 Simulationsergebnisse des motorischen Betriebs bei -17.21 Nm

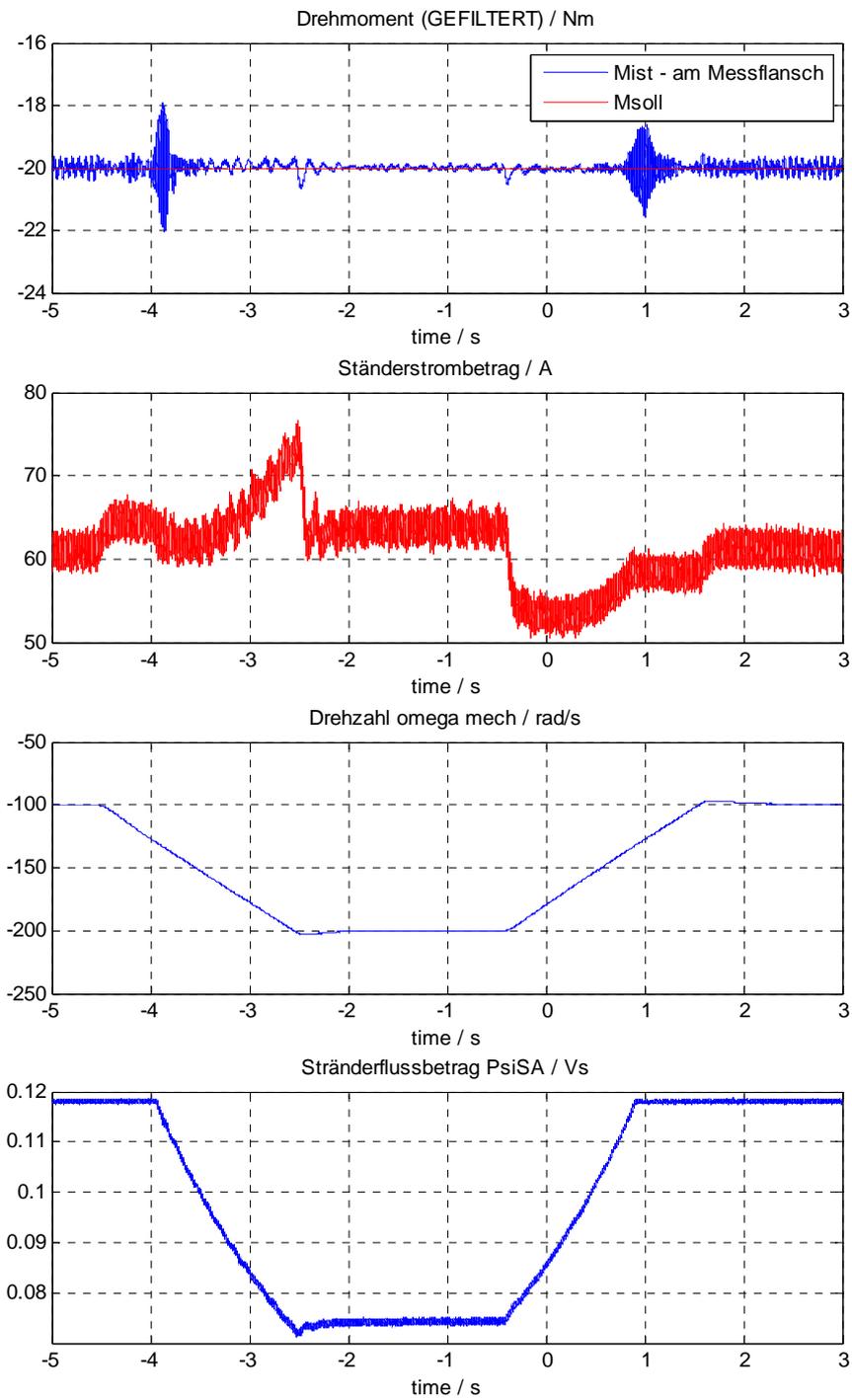


Abb. a5 Messergebnisse des motorischen Betriebs bei -20 Nm

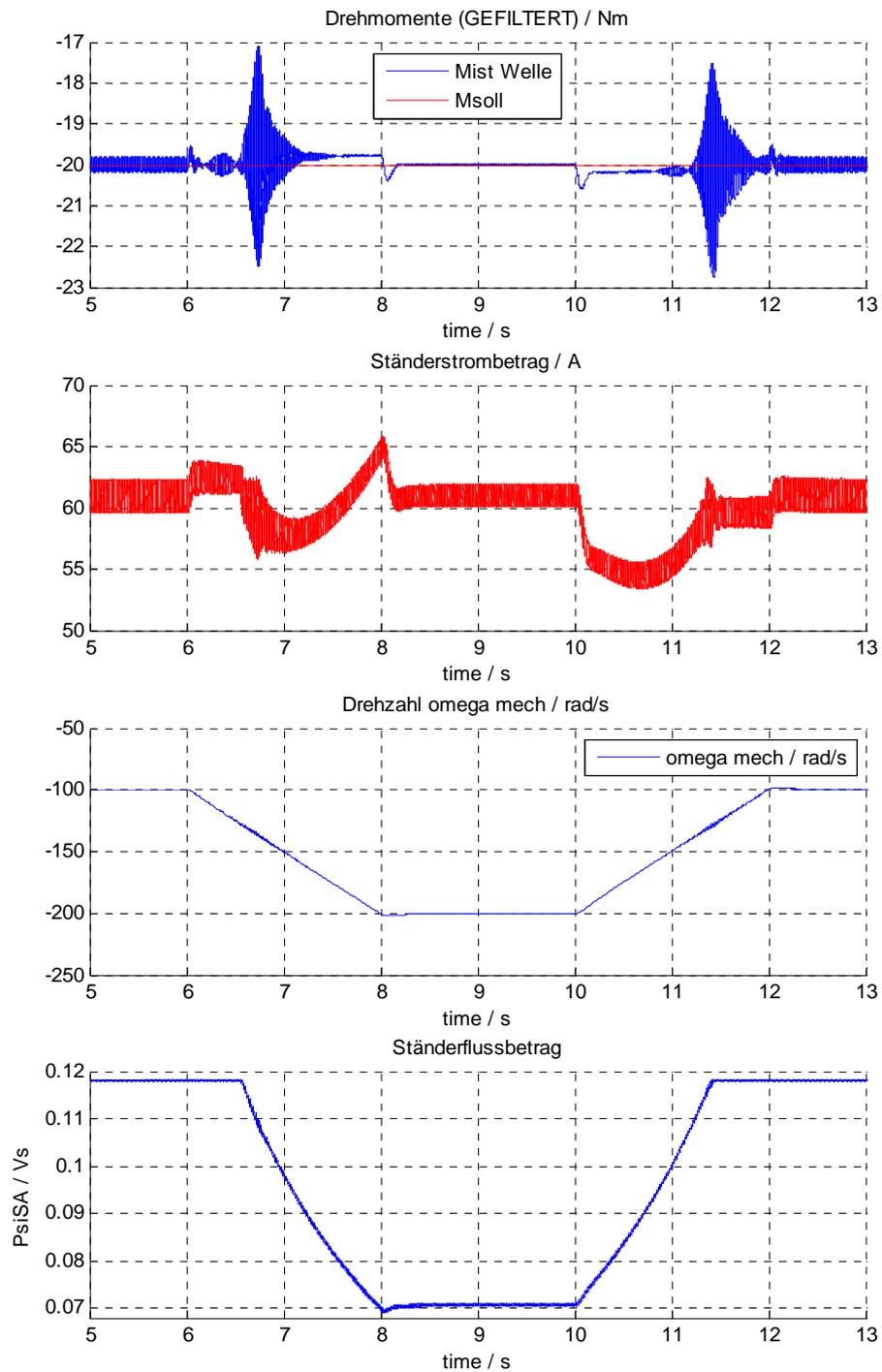


Abb. a6 Simulationsergebnisse des motorischen Betriebs bei -20 Nm

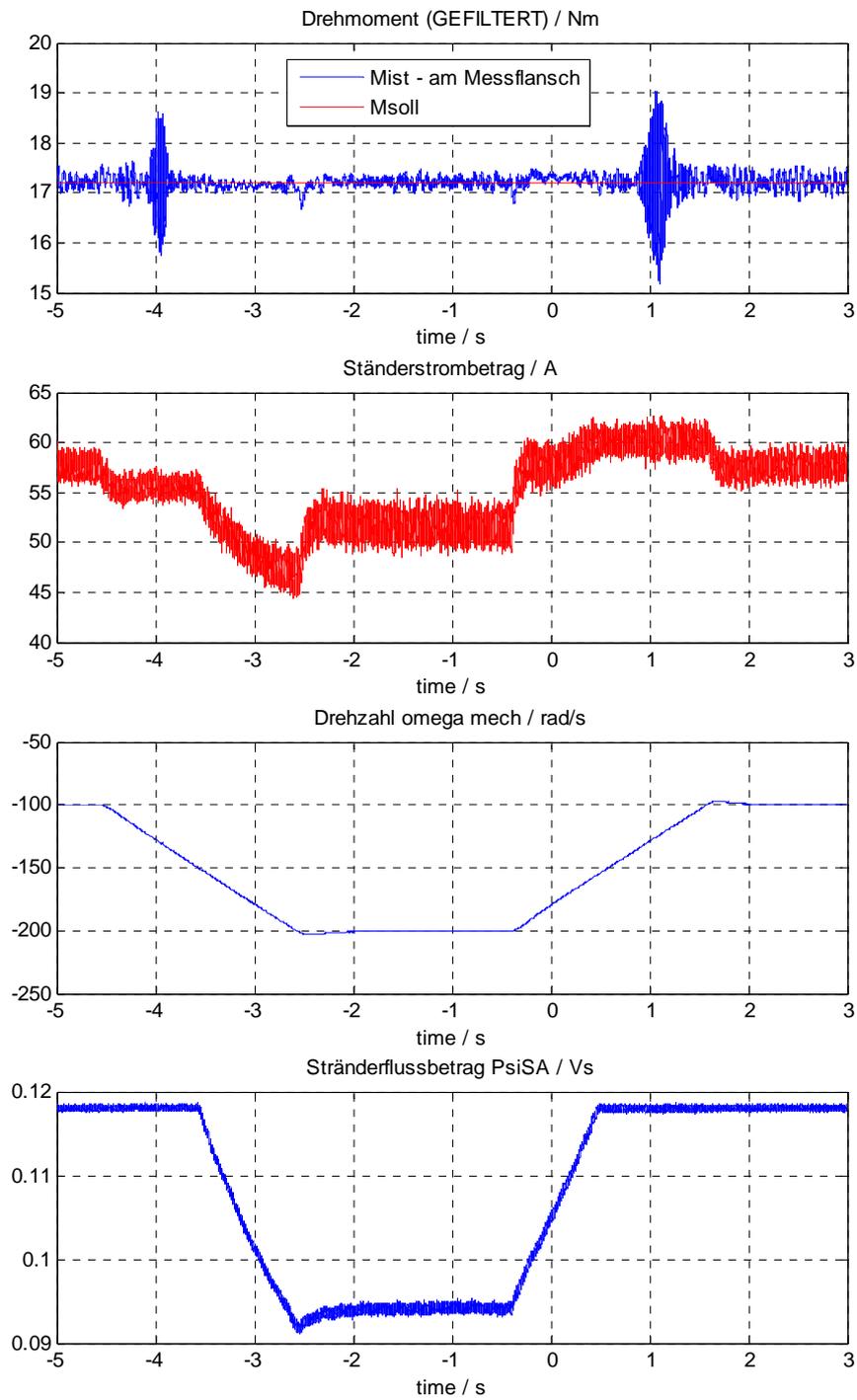


Abb. a7 Messergebnisse des generatorischen Betriebs bei 17.21 Nm

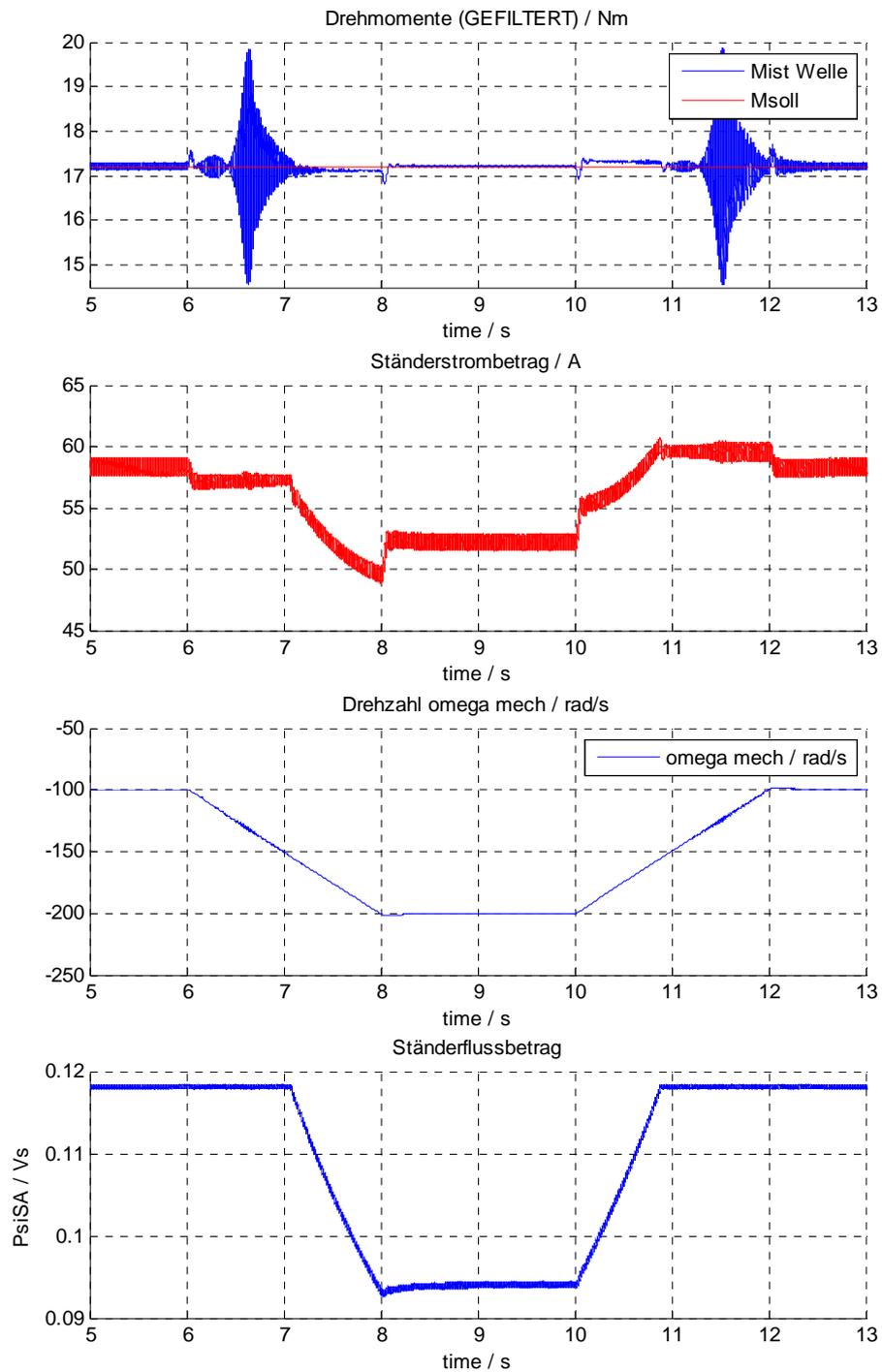


Abb. a8 Simulationsergebnisse des generatorischen Betriebs bei 17.21 Nm

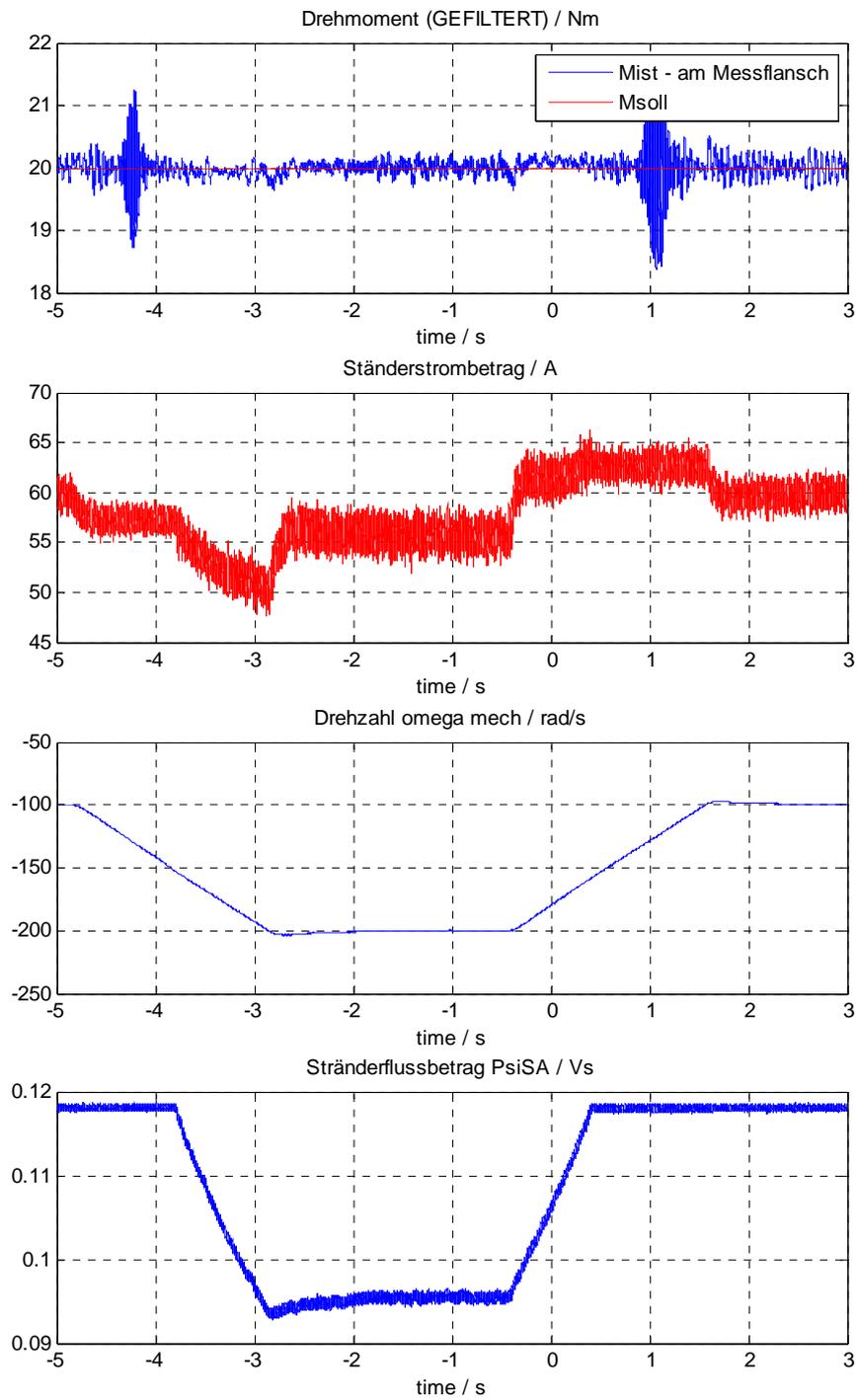


Abb. a9 Messergebnisse des generatorischen Betriebs bei 20 Nm

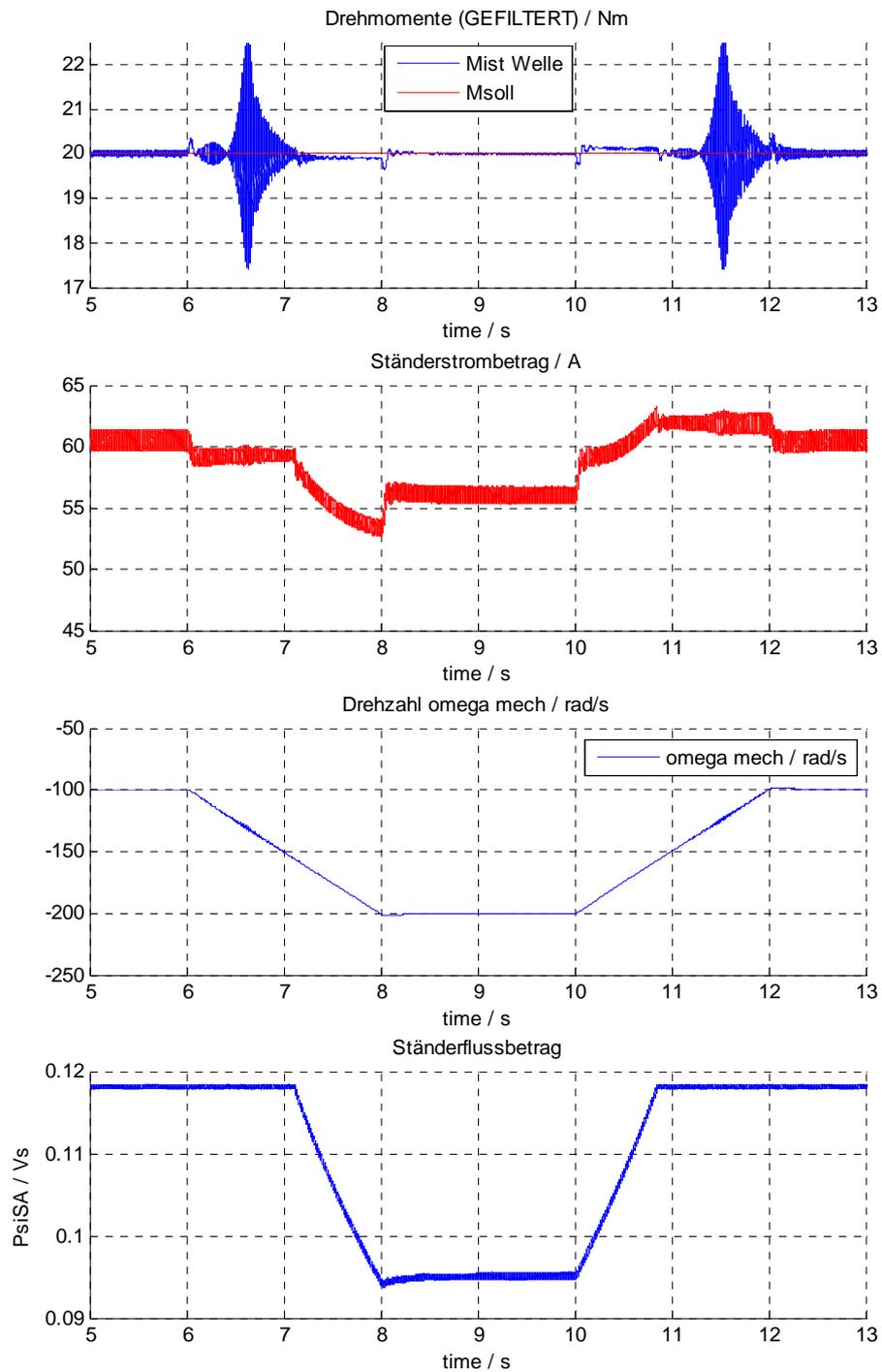


Abb. a10 Simulationsergebnisse des generatorischen Betriebs bei 20 Nm

---

In den Abb. a3 bis a10 wurde gezeigt, dass nun ein Übergang vom Grundstell- in den Feldschwächbereich und umgekehrt möglich ist.

Des Weiteren kann man erkennen, dass am Ende der Feldschwächung ein Unterschwingen des Ist-Ständerflussbetrages auftritt. Dies entsteht aufgrund des Überschwingens der Ist-Drehzahl über den Sollwert, wodurch  $u_{SB}$  zunächst größer ist und erst wenn der Drehzahlregelkreis die Regelgröße der Führungsgröße stationär nachgeführt hat ergibt sich eine geringe Absenkung der Drehmomentreglerstellgröße wodurch auch die Stellgröße des Feldschwächreglers wieder ab- und der Betrag des Sollständersollflusses zunimmt.

Ebenfalls soll erwähnt werden, dass im Feldschwächbetrieb die Anti-Windup Maßnahme des Drehmomentreglers aktiv ist. Aus diesem Grund muss die Stellgrößendifferenz  $\Delta u_{SB}$  geeignet gewichtet (mit dem **Faktor 0.05**) vom Regelfehler für den Integrator abgezogen werden. Ansonsten entsteht im Feldschwächbereich eine geringe aber doch merkbare Abweichung vom Sollmoment (verbleibende stationäre Regelabweichung).

## Anhang B - Nenndaten der Verwendeten Maschinen

### B.1 Prüfling (AM3)

Parameter der 8-poligen Thien Maschine: Type DKF 132MKB 2008 FL

P=15kW	Betriebsart S1	Polzahl: 8
Spannung: 260V	Schaltung: Stern	Frequenz: 280Hz
Feldschwächung:	280-560Hz	

#### Parameter:

PabN =	15000 W
I1N-AL =	52.89 A
Cos-fiN =	0.706
etaN =	0.885
nN =	4161.2 Upm
R1k =	0.03477 Ohm
R1=	0.04668 Ohm
R2 =	0.03451 Ohm
X1s =	0.156 Ohm
X2s =	0.130 Ohm
X1d =	0.07710 Ohm
X2d =	0.182 Ohm
X1h =	4.361 Ohm
Rfe =	63.26 Ohm
Lsig =	0.309 mH
J =	0.03200 kgm <sup>2</sup>

### B.2 Prüfer (AM2)

Parameter der 4-poligen Thien Maschine: Type DKF 132 MKC 2704 FL

P=20kW	Betriebsart S1	Polzahl: 4
Spannung: 150V / 260V 140Hz	Schaltung: Δ/Y	Frequenz:

#### Parameter:

PabN =	20000 W
I1N-AL =	109.2 A
Cos-fiN =	0.75
etaN =	0.921

---

nN =	4162.9 Upm
R1k =	0.0254 Ohm
R1 =	0.03355 Ohm
R2 =	0.0265 Ohm
X1s =	0.0864 Ohm
X2s =	0.128 Ohm
X1d =	0.0357 Ohm
X2d =	0.108 Ohm
X1h =	4.087 Ohm
J =	0.02850 kgm <sup>2</sup>

### Anhang C - Maschinenparameter für ständerflussorientierten Reglerentwurf (Prüfling)

$$\omega_{S,Nenn} = 1759,2919 \text{ s}^{-1}$$

$$\omega_{S,max} = 3518,5838 \text{ s}^{-1} \text{ (Feldschwächbereich)}$$

$$\Psi_{S,Nenn} = 0.118Vs$$

$$R_S = 0.02985\Omega$$

$$R_{SU} = 0.08763\Omega \text{ (Ständerwicklungs- und Umrichterwiderstände gemittelt)}$$

$$R_R = 0.04664\Omega$$

$$L_H = 2.1863 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$L_{\sigma S} = L_{\sigma R} = 1.3466 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

$$\sigma = 0.11267$$

$$U_{S,Nenn,Phase} = 212.289V \text{ (Phasenspannung)}$$

$$U_{S,Nenn} = 367.695V \text{ (Verkettete Spannung)}$$

$$I_{S,Nenn} = 74.7977A$$

Bei den elektrischen Größen handelt es sich um Scheitelwerte!