Fachbereich Elektrotechnik
und Informatik

Institut für Systemtechnik

Hochschule Bochum
Bochum University
of Applied Sciences

Projektarbeit

über das Thema

Auslegung eines parametriesierten Modells einer vektorgeregelten anisotropen Synchronmaschine

Autoren: Benjamin Ternes
benjamin.ternes@fernuni-hagen.de
Matrikelnummer: 014102076

Jan Feldkamp
jan.feldkamp@hs-bochum.de
Matrikelnummer: 012215207

Prüfer: Prof. Dr.-Ing. A. Bergmann

Abgabedatum: 19. August 2014

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis

Tabellenverzeichnis

Symbolverzeichnis

Allgemeine Symbole

Symbol	Bedeutung	Einheit
I	elektrische Stromstärke	A
Θ	elektrische Durchflutung	A
A	elektrischer Strombelag	A/m
J	elektrische Stromdichte	A/m^2
H	magnetische Feldstärke	A/m
μ_0	magnetische Feldkonstante	Vs/Am
μ_r	relative Permeabilität	
B	magnetische Flussdichte	$T = Vs/m^2$
Φ	magnetischer Fluss	Vs
Ψ	verketteter Fluss	Vs
L, M	Induktivitäten	$H = Vs/A$
U	elektrische Spannung	V
V	magnetisches Vektorpotenzial	Vs/m
V_m	magnetische Spannung	A

1 Theoretische Grundlagen und begriffliche Erklärungen

Um auf die Regelung einer anisotropen Synchronmaschine einzugehen, werden im folgenden einige Grundlagen erörtert.

1.1 Dreiphasensystem

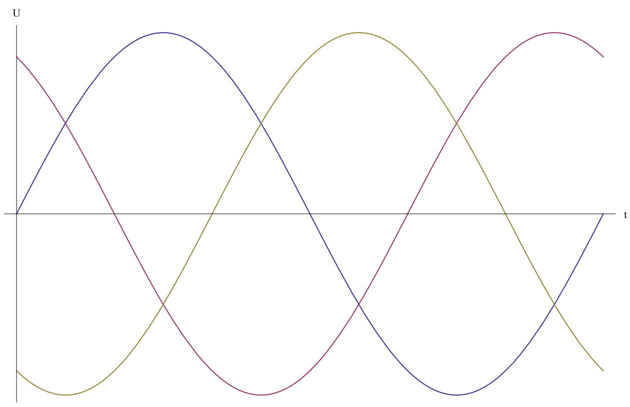

Abbildung 1.1: Darstellung des Dreiphasensystem mit MATHEMATICA.

1.2 Einführung Magnetfelder

1.2.1 Strombelag

Die zeitliche und örtliche Änderung von Magnetfeldern in elektrischen Maschinen wird bestimmt durch die Anordnung stromdurchflossener Leiter und die Art der Speisung (Hofmann 2013, S. 199). Die räumliche Verteilung des Stromes wird durch den Strombelag wiedergegeben. Wenn die Oberfläche eines ferromagnetischen Körpers einen Strombelag A führt, d. h. wenn eine flächenhafte Strömung vorliegt, liefert das Durchflutungsgesetz

$$\oint_s \vec{H} d\vec{s} = w \cdot I = \Theta \tag{1.1}$$

$Hds = Ads$, d. h. $H = A$ bzw. $B = \mu A$. Folgernd existieren neben den Normalkomponenten, B_n und H_n die Tangentialkomponenten H_t und B_t der Feldgrößen. Die Feldlinien treten nicht mehr senkrecht aus der Randkurve aus, sondern unter einem Winkel α.

$$\alpha = \arctan(\frac{B_n}{\mu A}) \tag{1.2}$$

Der Strombelag wird über dem Umlauf einer Spule bzw. Spulengruppe angegeben.

$$\Theta(x) = -\int_{x_0}^{x} A(x) dx \tag{1.3}$$

damit erhält man durch Differentation den Strombelag A

$$A(x) = -\partial_x \Theta(x) \tag{1.4}$$

mit

$$\Theta(x) = \hat{\Theta}(x) \cdot \cos(\frac{\pi}{\tau_p}(x - x_\mu)) \tag{1.5}$$

Nach 1.3 ist offensichtlich, dass eine sinusförmige Durchflutungsverteilung nur dann entstehen kann, wenn der Ankerstrombelag ebenfalls sinusförmig, aber um eine Polteilung versetzt ist (Müller 2005, S. 247).

1.3 Allgemeine Grundlagen der Drehstrommaschinen

Die Synchron- und Asynchronmaschine besitzen im Ständer denselben Aufbau und erfordern zur Darstellung ihres Verhaltens eine Reihe gleicher physikalischer Begriffe. Es ist zweckmäßig die Grundlagen der Synchronmaschine in einem eigenen Kapitel zu behandeln. Dies gilt insbes. für den Aufbau der Drehstromwicklungen sowie die Grundlagen zu Beschreibung von umlaufenden Durchflutungen und deren Felder.

1.3.1 Drehstromwicklungen

Der prinzipielle Aufbau einer Drehstromwicklung lässt sich anhand aus den Anforderungen zur Erzeugung einer dreiphasigen Wechselspannung erläutern. Eine solche Drehspannung erhält man mit einer Anordnung nach Abbildung 1.2. Ein aus Dynamoblechen geschichtetes Ständerblechpacket enthält in Nuten am Bohrungsumfang gleichmäßig verteilte Leiter, die zu drei räumlich verteilten Wicklungssträngen zusammengeschaltet werden (Fischer 2009, S. 141). Der Läufer erzeugt ein Gleichfeld, das eine sinusförmige Feldverteilung längst des Luftspaltes aufbaut. Hat der Läufer eine konstante Drehzahl, so induziert das Feld in den einzelnen Spulen zeitlich sinusförmige Spannungen, die sich innerhalb eines Wicklungsstranges zu einem Wert addieren. Die Berechnung der Induktion kann über die Allgemeine Beziehung

$$u_q = B \cdot l \cdot v \tag{1.6}$$

erfolgen. Sei d_1 der Bohrungdurchmesser des Ständerblechpaketes einer $2p$-poligen Maschine, so bezeichnet man den Umfangsanteil

$$\tau_p = \frac{d_1 \cdot \pi}{2p} \tag{1.7}$$

wieder als Polteilung. Die Polteilung entspricht der Länder einer Halbwelle der sinusförmigen Flussdichteverteilung im Luftspalt (enspricht einem elektrischen Winkel von $\omega t = 180°$. Bei einer zweipoligen Maschine mit $p = 1$ stimmen somit der räumlich mechanische und der elektrische Winkel überein, allgemein gilt die Beziehung (Fischer 2009, S.141f.)

$$\gamma_{el} = p \cdot \gamma_{mech} \tag{1.8}$$

1.4 Induktivitäten

1.5 Einführung Synchronmaschine

1.6 Permanenterregte Synchronmaschine

1.7 Evalurierung der Ersatzschaltbilder für die Regelung

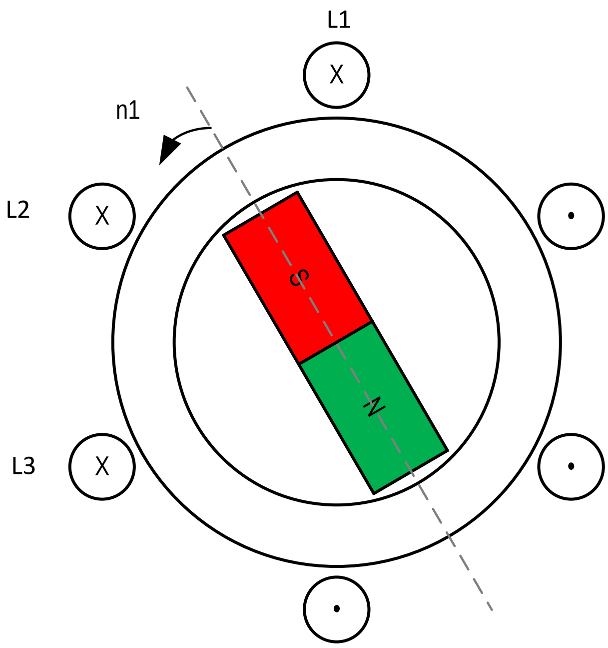

Abbildung 1.2: Erzeugung einer mehrphasigen Spannung durch ein räumlich sinusförmiges Läuferdrehfeld in Anlehnung an (Fischer 2009, S. 141)

2 Grundlagen der Vektorregelung

In modernen Antriebssystemen ist es häufig unerlässlich, entscheidende Maschinengrößen wie Drehzahl oder Drehmoment auf einen gewünschten Wert einzustellen. Dabei kamen der Vergangenheit häufig Gleichstrommaschinen zum Einsatz, welche sich durch gute Regel- und Einstelleigenschaften bei den geforderten Parametern auszeichnen. Große Fortschritte in den Bereichen der Leistungselektronik und Reglerkomponenten führen dazu, dass heute Antriebe wesentlich einfacher mit Synchronmaschinen realisiert werden können. Dabei haben Drehfeldmaschinen, aufgrund fehlender mechanischer Kommutation den, den Vorteil,dass kein nennenswerter Verschleiß Auftritt.

Entscheidend für den Aufbau einer geregelten PMSM ist die Vektor- bzw. feldorientierte Regelung. Die Maschine wird mit näherungsweise sinusförmig veränderlichen Strömen gespeist. Ebenso besitzen alle weiteren auftretenden elektrischen Größen wie Spannungen, Flüsse oder Felder aufgrund ihres Zeitverhaltens annähernd Sinusform (Nuss 2010, S. 1). Die Idee der Vektorregelung ist es nun, nicht die zeitlichen Momentanwerte der Ströme zu verändern, sondern die erfassten Wechselgrößen in ein Zwei-komponentiges rotierendes Koordinatensystem zu übertragen. Diese Komponenten werden regelungstechnisch verwertet und zurück transformiert.

2.1 Raumzeigerdarstellung

Die stationären Zusammenhänge der elektrischen Größen in der Maschine, welche ursächlich aus dem Zusammenhang von Ψ und B herrühren, können zunächst mithilfe komplexer Zeitzeiger beschrieben werden. Dabei lassen sich die Statorströme, $i_{s,1}$, $i_{s,2}$, und $i_{s,3}$ einer Drehfeldmaschine mit idendischer Amplitunde $\hat{i}_s$ und Statorkreisfrequenz ω_s und einer jeweiligen 120° Phasenverschiebung als

$$\begin{aligned} i_{s,i} &= Re\{\underline{i}_{s,i}\} = Re\{\underline{\hat{i}}_{s,i} \cdot e^{j\omega_s t}\} = Re\left\{\hat{i_s} \cdot e^{j(\omega_s t + 0 - (i-1)\cdot\frac{2\pi}{3})}\right\} \\ &= \hat{i}_s \cdot cos\left(\omega_s t + \varphi_0 - (i-1)\cdot\frac{2\pi}{3}\right) \; ; \; mit \; i = 1,2,3 \end{aligned} \tag{2.1}$$

mit den komplexen Zeitzeigern

$$\underline{i}_{s,i} = \hat{\underline{i}}_{s,i} \cdot e^{j\omega_s t} \;;\; mit\; i = 1, 2, 3 \tag{2.2}$$

und den komplexen Amplituden

$$\hat{\underline{i}}_{s,i} = \hat{i_s} \cdot e^{j(\omega_s t + 0 - (i-1) \cdot \frac{2\pi}{3})} \;;\; mit\; i = 1, 2, 3 \tag{2.3}$$

darstellen. Die folgende Abbildung 2.1 veranschaulicht die vorangegangenen Gleichungen 2.1, 2.2 sowie 2.3 und stellt beispielhaft den Zeitzeiger $i_{s,1}$ dar.

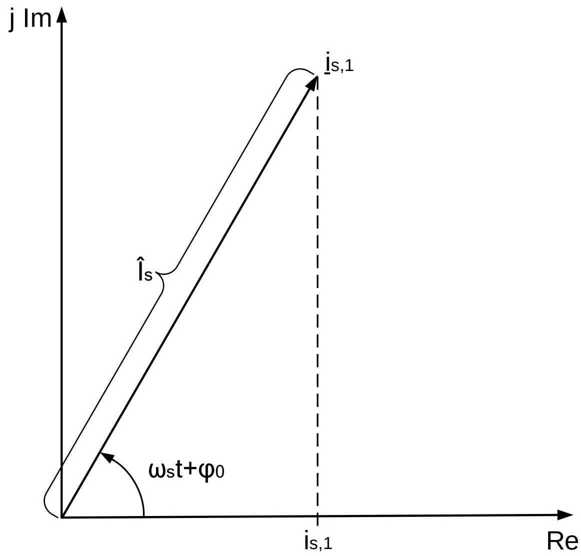

Abbildung 2.1: Beispielhafte Lage eines Zeitzeigers.

Da das Ziel darin besteht, den dynamischen Rotationsvorgang einer PMSM zu modellieren, ist die Verwendung eines Zeitzeigers, mit dem nur stationöre Vorgänge beschrieben werden können, nicht angebracht. Hier ist es Zweckmäßig, einen Operator so zu entwickeln, dass dieser in der Lage ist, dynamische Vorgänge zu beschrieben, ohne dazu Nebenbedingungen wie beispielsweise die Periodizität heranzuziehen. Bei der Entwicklung bieten sich die Statorphasenströme $i_{s,1}$, $i_{s,2}$, und $i_{s,3}$ des Dreiphasensystems an. Diese stehen zu jedem Zeitpunkt zur Verfügung. Es sei angemerkt, dass dabei die Nullbedingung erfüllt ist. Die Summe der Statorphasenströme muss immer null sein, was beim Einsatz von Drehfeldmaschinen idr. gegeben ist. Dadrurch ist es auch immer möglich mit Kenntnis zweier Größen auf die dritte zu schließen, da gilt:

$$i_{s,1} + i_{s,2} + i_{s,3} = 0 \tag{2.4}$$

Nun ist zweikomponentige Zeitzeiger immer um mindestens zwei Momentanwerte erweiterbar. Ein hierfür geeigneter Ansatz zur Erzeugung eines Raumzeigers wurde erstmals in kovacs1959 veröffentlicht:

$$\underline{i}_s(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ \underline{i}_{s,1}(t) + \underline{i}_{s,2}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \underline{i}_{s,3}(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\} \tag{2.5}$$

Um jetz aufzeigen zu können, dass der Ansatz aus 2.5 im stationären Zustand mit dem entsprechenden Statorstromzeitzeiger übereinstimmt und schlussendlich den Raumzeiger zu erzeugen, werden zunächst in 2.5 die Statortrommomentanwerte aus 2.1 eingesetzt. Dadurch erhält man

$$\underline{i}_s(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ \hat{i}_s \cdot cos(\omega_s t + \varphi_0) + \hat{i}_s \cdot cos\left(\omega_s t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \hat{i}_s \cdot cos\left(\omega_s t + \varphi_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\} \tag{2.6}$$

Wird nun die trigonometrische Cosinus-Funktion durch die entsprechende exponentielle Darstellung ersetzt, folgt hieraus

$$\begin{aligned}\underline{i}_s(t) = \frac{2}{3} \cdot \hat{i}_s \cdot \Bigg\{ &\frac{1}{2} \cdot \left(e^{j(\omega_s t + \varphi_0)} + e^{-j(\omega_s t + \varphi_0)}\right) + \frac{1}{2} \cdot \left(e^{j(\omega_s t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega_s t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3})}\right) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \\ &\frac{1}{2} \cdot \left(e^{j(\omega_s t + \varphi_0 - \frac{4\pi}{3})} + e^{-j(\omega_s t + \varphi_0 - \frac{4\pi}{3})}\right) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \Bigg\}\end{aligned} \tag{2.7}$$

Nach ausmultiplizieren der Therme folgt mit $1 + e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{j\frac{8\pi}{3}} = 0$ das Ergebnis und somit der Raumzeiger

$$\underline{i}_s = \frac{2}{3} \cdot \hat{i}_s \cdot \left\{ \frac{3}{2} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_0)} + \frac{1}{2} \cdot e^{-j(\omega_s t + \varphi_0)} \cdot \left(1 + e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{j\frac{8\pi}{3}}\right) \right\} = \hat{i}_s \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_0)} \tag{2.8}$$

Das Ergebnis von 2.8 entspricht strukturell dem in 2.1 angegebenen Statorstromzeitzeiger. Dadurch ist sichergestellt, dass der Ansatz aus 2.5 in der Lage ist als Gesamtzeiger, bestehend aus den Momentanwerten der Statorströme, zu fungieren. Die folgende Abbildung 2.2 zeigt zur Veranschaulichung eine zweipolige Drehfeldmaschine mit zugehörigem Zeigerdiagramm, welches den Statorstromraumzeiger beinhaltet.

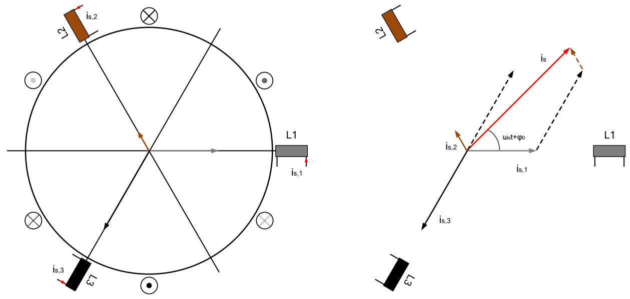

Abbildung 2.2: zweipolige Drehfeldmachine mit beispielhafter Statorstromraumzeigerlage

Mit der Einführung des Raumzeigers ist die theoretische Grundlage dafür geschaffen, die PMSM mit einer feldorientierten Regelung zu versehen. Da sich, wie Eingangs beschrieben, alle Größen in der Drehfeldmaschine näherungsweise sinusförmig verhalten, ist die Stromraumzeigerdarstellung aus 2.5 für alle andren dreiphasigen Größen als allgemeine Raumzeigerdarstellung definierbar.

$$\underline{a}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ \underline{a}_1(t) + \underline{a}_2(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \underline{a}_3(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\} \tag{2.9}$$

Im Folgenden werden die in der Praxis benötigten Transformationsvorschriften erläutert, welche das Wechseln zwischen Phasen- und Raumzeigergrößen erlauben.

2.2 Beschreibung in α-β-Koordinatensystem

Als Grundlage für das Wechseln zwischen Phasen- und Raumzeigergrößen dient zunächst die Definition aus 2.9. Die Definitionsgleichung lässt sich in Real- und Imaginärteil aufspalten. Es kommt so zu folgender Aufteilung

$$Re\underline{a}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ a_1(t) + a_2(t) \cdot \cos\frac{2\pi}{3} + a_3(t) \cdot \cos\frac{4\pi}{3} \right\} \tag{2.10}$$

$$Im\underline{a}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ \qquad a_2(t) \cdot \sin\frac{2\pi}{3} + a_3(t) \cdot \sin\frac{4\pi}{3} \right\} \tag{2.11}$$

In Zusammenhang mit der Clarke Transformationsvorschrift ist es üblich, den Realteil in α- und den Imaginärteil als β-Koordinaten auszudrücken. Daher ist die Clarke Transformation im deutschsprachigen Bereich auch α -β-Transformation bekannt. Um im Weiteren die in der Praxis notwendige Transformationsmatrix zu erhalten, werden die Trigonometrischen Ausdrücke numerisch dargestellt. Aus 2.10 und 2.11 folgt somit

$$a_\alpha(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ a_1(t) - \frac{1}{2} \cdot a_2(t) - \frac{1}{2} \cdot a_3 \right\} \tag{2.12}$$

$$a_\beta(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ \qquad \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot a_2(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot a_3 \right\} \tag{2.13}$$

Der entstandene Raumzeiger in α-β-Koordinaten ist in allgemeiner Forma als

$$\underline{a}(t) = a_\alpha(t) + j a_\beta(t) \tag{2.14}$$

darstellbar. Um die α- und β-Komponente des entstandenen Raumzeigers besser nachvollziehen zu können, zeigt die Abbildung **??** eine beispielhafte Lage des Zeigers in α-β-Koordinaten.

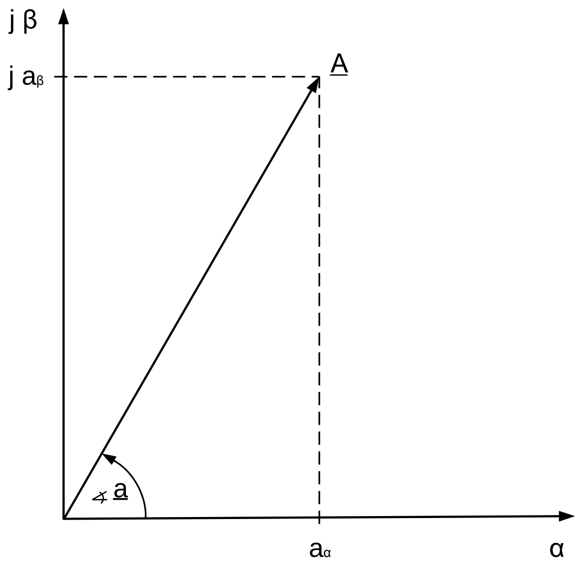

Abbildung 2.3: Beispielhafte Lage des Raumzeigers im α-β-Koordinatensystem.

Nachdem sich der Raumzeiger im neuern Koordinatensystem darstellen lässt, ist es nun entscheidend, eine mathematische Transformationsvorschrift aufzustellen, die sich an 2.12 und 2.13 orientiert. Übertragen auf eine Vektorschreibweise lautet die Transformation

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} = \underline{T}' \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

mit der Transformationsmatrix

$$\underline{T}' = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Mit dieser Matrix ist es möglich, die dynamische Drehfeldgößen eines dreiphasigen Systems auf zwei Größen zu reduzieren sowie Momentanwerte und Amplitude in einem Raumzeiger darzustellen. Der Faktor $\frac{2}{3}$ normiert dabei a_α und a_α auf den Betrag der entsprechenden Eingangsgrößen. Die Transvormation mit diesem Vorfaktor ist daher längeninvariant.

Für eine Regelung fehlt eine Rücktransvormationsvorschrift, mit deren Hilfe die α- und β-Komponente wieder in ein Dreiphasensystem gebracht werden kann. Die Inverse Matrix bildet sich aus der Transformationsmatrix 2.16. Da es sich hier aber um eine nichtquadratische Matrix handelt, ist diese zunächst nicht invertierbar. Folglich muss die Matrix um eine Eingangsgröße erweitert werden. Dabei bietet sich die Nullbedingung des Systems an. Bindet man die Kontengleichung aus 2.4 in 2.16 ein, folgt für die vektorielle Transformationsbeziehung

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \\ a_0 \end{bmatrix} = \underline{T} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

mit der Transformationsmatrix

$$\underline{T} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

Die auf diese Art entstandene quadratische Matrix ist eindeutig invertierbar. Daher folgt für

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \underline{T}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \\ a_0 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

die inverse Transformationsmatrix

$$\underline{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

Für die Praxisanwendung reicht die vereinfachte inverse Clarke-Transformation mit der Beziehung

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \underline{T}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

und der Transformationsmatrix

$$\underline{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

aus. Da die Nullkomponente der Phasengröße null ist, kann auch a_0 null gesetzt werden, was dem Wegfall der letzten Spalte von T' entspricht.

2.3 Beschreibung in rotorfesten d-q-Koordinatensystem

Für die Regelung von Drehfeldmaschinen hat es sich als praktikabel herausgestellt, die Systembeschreibung von der im Verfeld beschriebenen ortsfesten Koordinatensystem in ein, mit der Winkelgeschwindigkeit des Rotors, rotierendes Koordinatensystem zu überführen. Daher wird die Darstellung auch rotorfest genannt. Die Vorteile dieser Koordinatenbeschreibung liegen zum einen in einer einfacheren Darstellbarkeit elektrophysikalischer Zusammenhänge und zum anderen dass die Raumzeigergrößen näherungsweise Gleichgrößen sind. Dadurch lassen sich klassische Regelvefahren auf die Maschine anwenden. Das Regelverhalten ähnelt dem der Gleichstrommaschine, welche sich durch eine gute Regelbarkeit auszeichnet. Für die folgende Park Transformation dient die zuvor durchgeführte Clarke Transformation als Grundlage. Zur Verdeutlichung der Transvormationsvorschriften dient die nachfolgende Abbildung am Beispiel eines Statorstromraumzeigers

Hier ist neben dem ortsfesten α-β-Koordinatensystem auch das rotierende Koordinatensystem erkennbar. Das rotierende System wird als d-q-Koordinatensystem bezeichnet, wobei

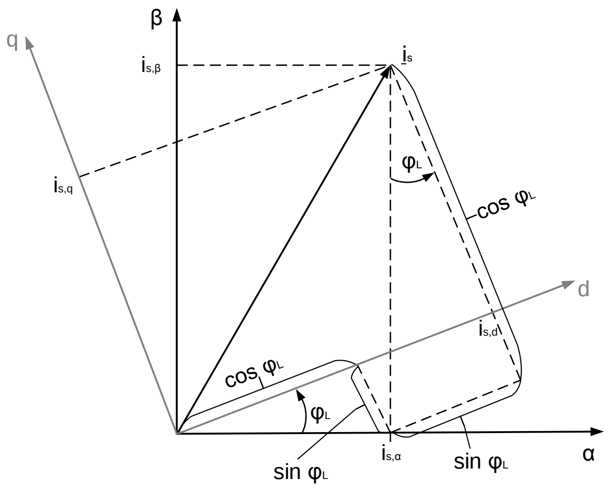

Abbildung 2.4: Zusammenhang der α-β-Koordinaten und der d-q-Raumzeigerkomponenten

d für direct axis und q für quadrature axis steht. Der für die Transformation entscheidende Winkel ist hier mit φ_L gekennzeichnet. Mit Hilfe der Abbildung lässt sich nun die Transformationsbeziehung zwischen α-β-Koordinaten und d-q-Koordinaten aufstellen.

$$\begin{bmatrix} a_d \\ a_q \end{bmatrix} = \underline{T'} \cdot \begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

Die Transformationsmatrix lautet dann

$$\underline{T'} = \begin{bmatrix} \cos\varphi_L & \sin\varphi_L \\ -\sin\varphi_L & \cos\varphi_L \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

Da die Matrix um eine quadratische ist, kann diese ohne weiteres invertiert werden. Die Rücktransformation von d-q-Koordinaten in α-β-Koordinaten ist für die Regelung ebenfalls von entscheidender Bedeutung, um aus dem rotierenden Raumzeiger im letzten Schritt wieder die drei Phasengrößen zu erhalten. Es gilt für die Rücktransformation also die Beziehung

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} = \underline{T}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} a_d \\ a_q \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

mit der Transformationsmatrix

$$\underline{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\varphi_L & -\sin\varphi_L \\ \sin\varphi_L & \cos\varphi_L \end{bmatrix} \tag{2.26}$$

2.4 Signalflussplan der Vektorregelung

In diesem Abschnitt mit Hilfe der Transformationsvorschriften aus den vorherigen Abschnitten 2.2 und 2.3 vorbereitend ein Signalflussplan entwickelt werden. Dieser Plan soll im praktischen Teil ins Gesamtsystem integriert werden können. Zur einfacheren Darstellung der Clarke- und Parktransformation werden zunächst entsprechende Signalflussbilder eingeführt.

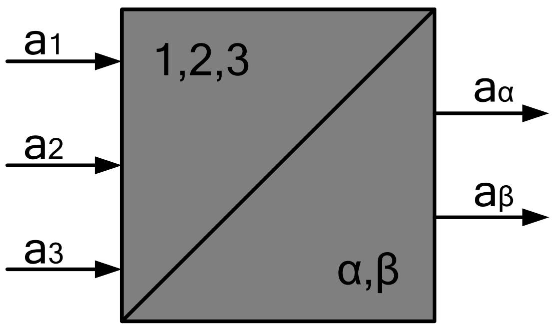

Abbildung 2.5: Clarke Blockbild

Bei der Parktransformation muss der Winkel φ_L, um den das α-β-Koordinatensystem zum d-q-System verschoben ist, zugeführt werden.

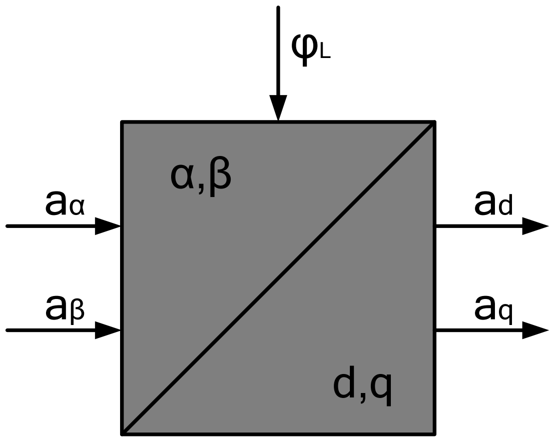

Abbildung 2.6: Park Blockbild

Die entsprechenden Rücktransformationen werden in den folgenden zwei Abbildungen dargestellt.

Mit Hilfe der Blockbilder kann jetzt die sowohl die vollständige Hintransformation eines

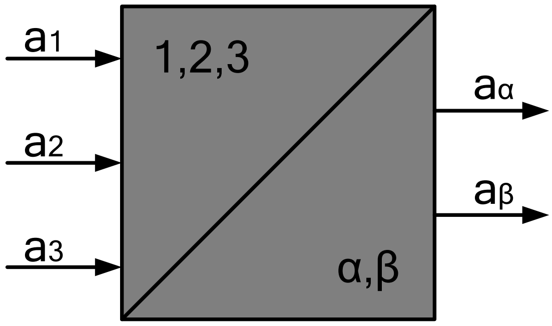

Abbildung 2.7: Inverse Clarketransformation Blockbild

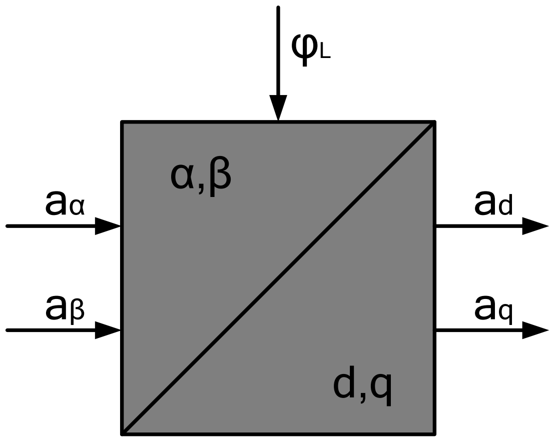

Abbildung 2.8: Inverse Park-Transformation Blockbild

Dreiphasensystems in ein rototorisches, zweikomponentiges Bezugsystem, als auch die entsprechende Rücktransformation, als Signalflussbild skizziert werden.

Abbildung 2.9 zeigt die Transformation der Statorphasenströme $i_{s,1}$, $i_{s,2}$ und $i_{s,3}$ in d-q-Komponenten, während die nachfolgende Grafik 2.10 die zusammenhängende Rücktransformation verbildlicht.

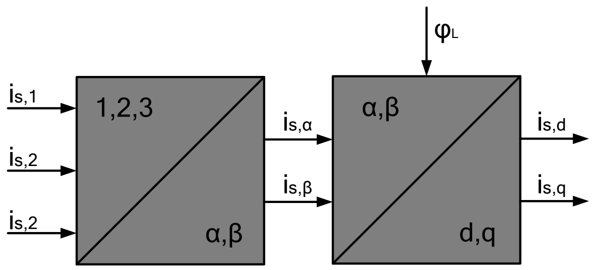

Abbildung 2.9: Flussbild Clarke-Park-Transformation

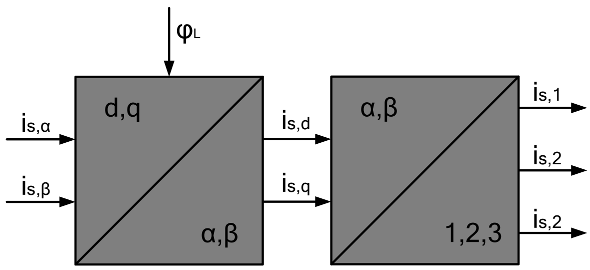

Abbildung 2.10: Flussbild der inversen Clarke-Park-Transformation

3 Anforderungsprofil für die Regelung der PMSM mit Simulink

3.1 Eingabe und Ausgabedaten

3.2 Darstellung der Simulationsergebnisse

4 Regelung der PMSM mit Simulink

4.1 Einführung in Simulink

4.2 Einführung in die TI-Bibliotheken

4.3 Übersicht der Regelstruktur

4.3.1 Subsysteme

5 Auswertung der Simulationsergebnisse

5.1 Vergleich der Ergebnisse der TI-Bibliotheken

6 Zusammenfassung

Literatur

Binder, Andreas (2012). *Elektrische Maschinen und Antriebe: Übungsbuch - Aufgaben mit Lösungsweg*. Berlin: Springer.

Bolte, Ekkehard (2012). *Elektrische Maschinen*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg. (Besucht am 14. 07. 2014).

Bronstein, I. N. u. a. (2012). *Taschenbuch der Mathematik*. 8. Aufl. Frankfurt am Main: Verlag Harri Deutsch.

Felderhoff, Rainer und Udo Busch (2006). *Leistungselektronik*. 4. Aufl. München: Hanser.

Fischer, Rolf (2009). *Elektrische Maschinen*. 14. Aufl. München: Hanser.

Fuest, Klaus und Peter Döring (2004). *Elektrische Maschinen und Antriebe: Lehr- und Arbeitsbuch ; mit zahlreichen durchgerechneten Beispielen und Übungen sowie Fragen und Aufgaben zur Vertiefung des Lehrstoffes*. Wiesbaden: Vieweg.

Gerke, Wolfgang (2012). *Elektrische Maschinen und Aktoren: Eine anwendungsorientierte Einführung*. (Besucht am 13. 07. 2014).

Grune, Rayk (2012). »Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen«. Dissertation. TU Berlin.

Hagmann, Gert (2008). *Grundlagen der Elektrotechnik*. 13. Aufl. Ulm: AULA.

Hahn, Ulrich (2007). *Physik für Ingenieure*. München: Oldenbourg.

Henke, Heino (2011). *Elektromagnetische Felder: Theorie und Anwendung*. 4. Aufl. Berlin: Springer.

Hofmann, Wilfried (2013). *Elektrische Maschinen: [Lehr- und Übungsbuch]*. München [u.a.]: Pearson.

Kellner, Sven (2012). »Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen«. Dissertation. TU Erlangen-Nürnberg.

Knorrenschild, Michael (2014). *Mathematik für Ingenieure 2: Angewandte Analysis im Bachelorstudium*. München: Hanser.

Kofler, Michael und Hans-Gert Gräbe (2002). *Mathematica: Einführung, Anwendung, Referenz*. München [u.a.]: Addison-Wesley.

Kovács, K. und I. Rácz (1959). *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Budapest: Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaften.

Kremser, Andreas (2004). *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Motoren und Anwendungen ; mit 10 Tabellen*. Stuttgart [u.a.]: Teubner.

Lingnau, Anselm (2007). *LaTeX hacks*. Köln: O'Reilly.

Lutz, Holger und Wolfgang Wendt (2012). *Taschenbuch der Regelungstechnik*. 9. Aufl. Frankfurt am Main: Verlag Harri Deutsch.

Müller, Germar (2005). *Elektrische Maschinen*. Weinheim: Wiley-VCH.

Müller, Germar u. a. (2008). *Berechnung elektrischer Maschinen*. Weinheim: Wiley-VCH-Verl.

Nuss, Uwe (2010). *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin; Offenbach: VDE-Verl.

Papula, Lothar (2003). *Mathematische Formelsammlung*. 8. Aufl. Wiesbaden: Vieweg.

Papula, Lothar (2009a). *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler: Band 1, Ein Lehr- und Arbeitsbuch für das Grundstudium*. 12. Aufl. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag.

Papula, Lothar (2009b). *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler: Band 2, Ein Lehr- und Arbeitsbuch für das Grundstudium*. 12. Aufl. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag.

Perassi, Hector (2006). »Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand«. Dissertation. TU Ilmenau.

Riefenstahl, Ulrich (2010). *Elektrische Antriebssysteme: Grundlagen, Komponenten, Regelverfahren, Bewegungssteuerung*. 3. Aufl. Vieweg+Teubner Verlag.

Scherf, Helmut (2010). *Modellbildung und Simulation dynamischer Systeme eine Sammlung von Simulink-Beispielen*. München: Oldenbourg.

Schlosser, Joachim (2014). *Wissenschaftliche Arbeiten schreiben mit LaTeX : Leitfaden für Einsteiger*. 5. Aufl. Heidelberg u. a.: mitp.

Schröder, Dierk (2000). *Elektrische Antriebe: Grundlagen*. Berlin [u.a.]: Springer.

Schröder, Dierk (2001). *Regelung von Antriebssystemen*. Berlin [u.a.]: Springer.

Stöcker, Horst (2010). *Taschenbuch der Physik*. 6. Aufl. Frankfurt am Main: Verlag Harri Deutsch.

Unbehauen, Heinz (2008). *Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*. 15. Aufl. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag.

Unbehauen, Heinz (2009). *Regelungstechnik II: Zustandsregelungen, digitale und nichtlineare Regelsysteme*. Auflage: 9., durchges. u. korr. Aufl. 2007. 2., korr. Nachdruck 2009. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag. 447 S.

Unbehauen, Heinz (2011). *Regelungstechnik III: Identifikation, Adaption, Optimierung*. Auflage: 7., korr. Aufl. 2011. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag. 616 S.

Wökl-Bruhn, Henning (2009). »Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten und neuartiger variabler Erregung für Hybridantriebe«. Dissertation. TU Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig.