- 1			h	n	п	Ͷ
- 1	ᆫ	v.			ш	$\Gamma$

# Rüdiger Kusch

Entwurf und Aufbau einer digitalen Stromund Drehzahlregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine

**Diplomarbeit** 



#### **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek:**

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek: Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über http://dnb.d-nb.de/ abrufbar.

Dieses Werk sowie alle darin enthaltenen einzelnen Beiträge und Abbildungen sind urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die nicht ausdrücklich vom Urheberrechtsschutz zugelassen ist, bedarf der vorherigen Zustimmung des Verlages. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Bearbeitungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen, Auswertungen durch Datenbanken und für die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronische Systeme. Alle Rechte, auch die des auszugsweisen Nachdrucks, der fotomechanischen Wiedergabe (einschließlich Mikrokopie) sowie der Auswertung durch Datenbanken oder ähnliche Einrichtungen, vorbehalten.

Copyright © 1998 Diplomica Verlag GmbH ISBN: 9783832426200



Entwurf und Aufbau einer digitalen Strom- und Drehzahlregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine

# Rüdiger Kusch

# Entwurf und Aufbau einer digitalen Strom- und Drehzahlregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine

Diplomarbeit Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig Fachbereich Elektrotechnik Abgabe September 1998



agentur@diplom.de ————www.diplom.de

#### ID 2620

Kusch, Rüdiger: Entwurf und Aufbau einer digitalen Strom- und Drehzahlregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine

Hamburg: Diplomica GmbH, 2000

Zugl.: Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, Diplomarbeit, 1998

Dieses Werk ist urheberrechtlich geschützt. Die dadurch begründeten Rechte, insbesondere die der Übersetzung, des Nachdrucks, des Vortrags, der Entnahme von Abbildungen und Tabellen, der Funksendung, der Mikroverfilmung oder der Vervielfältigung auf anderen Wegen und der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, bleiben, auch bei nur auszugsweiser Verwertung, vorbehalten. Eine Vervielfältigung dieses Werkes oder von Teilen dieses Werkes ist auch im Einzelfall nur in den Grenzen der gesetzlichen Bestimmungen des Urheberrechtsgesetzes der Bundesrepublik Deutschland in der jeweils geltenden Fassung zulässig. Sie ist grundsätzlich vergütungspflichtig. Zuwiderhandlungen unterliegen den Strafbestimmungen des Urheberrechtes.

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

Die Informationen in diesem Werk wurden mit Sorgfalt erarbeitet. Dennoch können Fehler nicht vollständig ausgeschlossen werden, und die Diplomarbeiten Agentur, die Autoren oder Übersetzer übernehmen keine juristische Verantwortung oder irgendeine Haftung für evtl. verbliebene fehlerhafte Angaben und deren Folgen.

Diplomica GmbH http://www.diplom.de, Hamburg 2000 Printed in Germany

# Inhaltsverzeichnis

1	Einl	leitung	1
2	Gru	ndlagen	3
	2.1	Maschinenmodell in Pollagekoordinaten	3
	2.2	Transformation der Phasenströme $(3 \rightarrow 2)$	11
	2.3	Transformation in Rotorkoordinaten $(a,b) \rightarrow (d,q) \dots \dots \dots \dots$	11
	2.4	Transformation in Statorkoordinaten $(d,q) \rightarrow (a,b) \dots \dots \dots \dots$	12
	2.5	Das Prinzip der feldorientierten Regelung	12
	2.6	Maschinenparameter	13
	2.7	Mikrorechner für die digitale Regelung	13
	2.8	Realisierung der mathematischen Funktionen	14
		2.8.1 Die Quadratwurzeliteration	14
		2.8.2 Reihenentwicklung der Funktion $\arctan(x)$	15
		2.8.3 Interpolation der Funktion $arctan(x)$	16
	2.9	Das Shannonsche Abtasttheorem	20
	2.10	Ansätze bei der Reglerauswahl	20
		2.10.1 Beschreibung der zeitdiskreten Regelstruktur	20
		2.10.2 Auslegung der Regler	22
		2.10.3 Zeitverhalten der Regelung	23
	2.11	Verluste im Wechselrichter	24
3	Die	Hardware	25
	3.1	Die Architektur des C167	25
		3.1.1 Übersicht	25
		3.1.2 Speicherorganisation	26
		3.1.3 Das externe Bus-Interface	27

		3.1.4	Konfiguration des Externen Bus Controllers (EBC)	30
		3.1.5	Registerbänke	33
		3.1.6	Speichermodelle	34
		3.1.7	Anbindung externer Speicherbausteine	34
	3.2	Das Ei	ntwicklungsboard	36
		3.2.1	Der RAM-Monitor	36
		3.2.2	Programmdownload ins Flash	37
		3.2.3	Verwendete Hardware	38
		3.2.4	Jumperkonfigurationen	38
		3.2.5	Firmware / Technische Daten	42
		3.2.6	Speicherverwendung	42
		3.2.7	Das serielle Interface	43
		3.2.8	Pinbelegung	44
		3.2.9	Anbindung externer Hardware	45
		3.2.10	Verwendung der Timer/Counter für die Positionserfassung und Ge-	
			schwindigkeitsmessung	49
		3.2.11	Die Resolver-Gebersignale	51
		3.2.12	Das Resolverkabel	52
		3.2.13	Das LCD-Display	52
		3.2.14	Die Schnittstelle zum Umrichter	55
4	Stei	ıerverf	ahren	60
	4.1	Einleit	ung	60
	4.2	Prinzip	p der Raumzeigermodulation	61
5	Soft	warebe	eschreibung	68
	5.1	Einleit	ung	68
	5.2	Der Ke	eil Compiler V3.11	69
		5.2.1	Compiler- und Linkeroptionen	69
		5.2.2	Die Datentypen	70
	5.3	Präpro	ozessoranweisungen für das bedingte Übersetzen	72
	5.4	Modul	are Programmierweise	74
	5.5	PEC T	Transfers	76

5.6	Die A/D-Wandlung
5.7	Die A/D-Wandlung mit PEC-Kanal 2
5.8	Die Pulsweitenmodulation (PWM)
5.9	Die Verwendung der Timer und Counter
5.10	Die Geschwindigkeitsmessung
	5.10.1 Vorabbetrachtungen
	5.10.2 Die CAPREL-Einheit
	5.10.3 Fehlerbestimmung
5.11	Probleme beim bedingten Initialisieren der PEC Transfers
5.12	Messen der Zwischenkreisspannung
5.13	Serielles Lesen des Polradwinkels
5.14	Die Stringausgabe auf die serielle Schnittstelle
5.15	Zeichenausgabe auf das LCD-Display
5.16	Die Strommessung
	5.16.1 Synchronisation der Strommessung
5.17	Die Run-Time-Library
5.18	Verwendete Funktionen
5.19	Die serielle Kommunikation (RS232)
	5.19.1 Einstellen der Baudrate
	5.19.2 Ändern der Schaltfrequenz $f_{PWM}$
	5.19.3 Einstellen des Betriebsmodus'
	5.19.4 Schnelle Datenanforderung
5.20	Beschreibung der Betriebsmodi
	5.20.1 Der Monitormodus
	5.20.2 Abgleich der Nullposition Rotorfeld / Statorfeld
	5.20.3 Der Steuermodus
	5.20.4 Der Betrieb mit/ohne Wicklungsdrossel
	5.20.5 Der Stromregelmodus
	5.20.6 Der Drehzahlregelmodus
	5.20.7 Der Fehlermodus
5.21	
5.22	Realisierung der Regler

		5.22.1	Der I-Regler	130
		5.22.2	Der PI-Regler	131
		5.22.3	Der P-Regler	131
	5.23	Wahl o	der Skalierungsfaktoren	132
		5.23.1	Skalierungsfaktoren bei der Multiplikation von Zahlen im long-Format	137
	5.24	Überst	rom-Schutzmaßnahmen	137
		5.24.1	Diskrete Realisierung der Überstromabschaltung	139
	5.25	Proble	me während der Erprobung	139
6	Meß	Bergebi	nisse	142
7	Zusa	ammer	nfassung	<b>152</b>
$\mathbf{A}$	Sou	rcecod	e und Platinenlayout	155
	A.1	Liste e	erstellter Dateien	155
	A.2	Input-	Platine	158
		A.2.1	Bestückungsplan	158
		A.2.2	Layout Bestückungsseite	159
		A.2.3	Layout Lötseite	160
		A.2.4	Teileliste	161
	A.3	Das Lo	CD-Display	162
		A.3.1	Bestückungsplan	162
		A.3.2	Teilelisten	163
	A.4	Phyteo	e kitCON-167 - Platine	163
		A.4.1	Verwendete Signale	163
	A.5	GAL-C	Gleichungen	165
	A.6	Source	code	167
		A.6.1	Datei: C167SPAR.C	167
		A.6.2	Datei: C167SPAR.H	189
		A.6.3	Datei: C167UT.C	192
		A.6.4	Datei: C167UT.H	225
		A.6.5	Datei: C167SER.C	233
		A.6.6	Datei: C167SER.H	257

INHALTSVEI	RZEICHNIS	v
A.6.7	Datei: C167DIS.MSG	 259
Literaturver	zeichnis	262

# Kapitel 1

# Einleitung

Für Anwendungen in der Antriebstechnik werden in fast allen Fällen Drehfeldmaschinen im Vergleich zu Gleichstrommaschinen betrachtet. In Zusammenhang mit Drehfeldmaschinen, verwendet als drehzalverstellbare Antriebe, müssen stets mögliche Umrichterkonzepte betrachtet werden. Drehzalverstellbare Antriebe werden meist mit einem spannungs- oder stromeinprägenden Zwischekreisumrichter ausgerüstet. Bei einem spannungseinprägenden Umrichter steht eine mit Kondensatoren stabilisierte konstante Zwischenkreisspannung zur Verfügung. Durch blockweises Schalten der Zwischenkreisspannung auf die Motorwicklungen kommt es zu einem momentbildenden Strom. Die Ansteuerung der Ventile erfolgt über die Pulsweitenmodulation (PWM).

Durch die rasante Entwicklung auf dem Gebiet der Mikroprozessor- und SignalprozessorTechnologie, sind diese auch in der Antriebstechnik nicht mehr wegzudenken. Die Bereiche Maschinenentwicklung, Leistungselektronik und Signalverarbeitung in der Antriebstechnik sind untrennbar miteinander verbunden. Immer schnellere Mikroprozessoren lassen eine
weitreichende Verlagerung der Prozesse auf die digitale Seite zu. Neben einfachen Steuerungsaufgaben können ganze Regelkaskaden und Modellsysteme in dem diskreten Mirkrorechner
oder Signalprozessor realisiert werden. Neueste Entwicklungen gehen dahin, eine Maschine
vollkommen geberlos zu regeln. Hierzu sind leistungsfähige Signalprozessoren im Einsatz, die
das Modell Maschine genauestens nachbilden.

Im Rahmen dieser Arbeit ist die feldorientierte Regelung einer Synchronmaschine basierend auf dem C167 realisiert. Das Prinzip ist in der Literatur ausführlich beschrieben[1], [5]. Durch die aufwendige Regelstruktur und einer zur Verbesserung der dynamischen Eigenschaften berücksichtigten netzwerkartigen Entkopplung, ist die Wahl dieses schnellen 16 Bit Mikroprozessors gefallen. Während der Ausführung des Regelalgorithmus' soll ferner zu jeder

Zeit die serielle Kommunikation mit den Mikrocontroller möglich sein.

Die Idee der feldorientierten Regelung, speziell für die Asynchronmaschine, ist nicht neu. Auf dem Gebiet der Steuerung und Regelung von Antrieben mit spannungseinprägenden Umrichtern wird seit vielen Jahren geforscht. Durch die Vielzahl der veränderbaren Parameter in dem System bestehend aus Ansteuerung, Umrichter und Maschine, ergeben sich viele Ansätze einer Optimierung. Bezüglich Oberwellengehalt, Pendelmomente, Schaltverluste, Regeldynamik und Verhalten bei nichtstationärem Betrieb gibt es noch keine allumfassenden Erkenntnisse.

In dieser Arbeit soll die Grundlage geschaffen werden, an den oben genannten Punkten Untersuchungen anzustellen. Eine Synchonmaschine mit permanenterregtem Axialfeld und Ringkernwicklung (SPARK) soll mit einem spannungseingeprägten Umrichter in Moment und Drehzahl geregelt werden. Die Schaltfrequenz soll in möglichst weiten Grenzen einstellbar sein und für eine Asynchronmaschine soll eine U/f-Kennliniensteuerung möglich sein.

# Kapitel 2

# Grundlagen

Synchronmaschinen werden für Aufgaben eingesetzt, bei denen hohe Kraft- und Leistungsdichten benötigt werden. Die Rotordrehzahl ist fest mit der Ständerfrequenz verbunden. Die Steuerung einer Synchronmaschine erfordert daher einen in weiten Grenzen verstellbaren frequenzvariablen Umrichter. Läßt der Umrichter den Energiefluß in beide Richtungen zu und ist ferner eine Feldsteuerung vorgesehen, so kann die Synchronmaschine in allen vier Quadranten gefahren werden. Mögliche Steuerverfahren sind der Direktumrichter, der Stromrichtermotor und der Pulswechselrichter. Charakterisierend für den Direktumrichter ist, daß die Energie direkt vom Netz ohne Pufferung in einem Zwischenkreis an die Maschine übertragen wird. Kennzeichnend für den Stromrichtermotor ist der entkoppelnde Zwischenkreis und der maschinengeführte Stromrichter.

#### 2.1 Maschinenmodell in Pollagekoordinaten

Die Regelung einer Drehfeldmaschine kann grundsätzlich sowohl in Stator- als auch in Rotorkoordinaten geschehen. Die Regelung der permanenterregten Synchronmaschine geschieht vorzüglich in den Rotorkoordinaten der Maschine. Bei der permanenterrregten Synchronmaschine ist das Erregerfeld fest mit dem Rotor verbunden. Die Rotorflußachse ist gleichzeitig die Rotor-Nullachse. Die Messung der absoluten Rotorposition liefert damit direkt die Lage des Erregerfeldes. Die ferner für die Regelung nötigen Meßgrößen, die Strangströme, werden im statorfesten Koordinatensystem gemessen und im Mikroprozessor in rotorfeste Größen transformiert. Der Winkelbezug zwischen Stator-Nullage und Rotor-Nullage muß bekannt sein und dem Regelalgorithmus mitgeteilt werden. In Abb. 2.1 ist das einphasige Ersatzschaltbild der Synchronmaschine gezeigt, das durch Gleichung (2.3) beschrieben ist. Die Stromregler sind

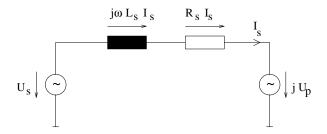


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild der Synchronmaschine

somit in rotorfesten (d,q)-Koordinaten realisiert.

Die Transformationsvorschrift lautet [7]

$$\underline{u}_s = (u_{sd} + ju_{sa}) \cdot e^{j\epsilon p}, \tag{2.1}$$

$$\underline{i}_s = (i_{sd} + ji_{sq}) \cdot e^{j\epsilon p}. \tag{2.2}$$

Hierbei ist d die reelle Komponente, in Richtung des Erregerfeldes zeigend, und q die Querkomponente, senkrecht zum Erregerfeld. Die mathematische Beschreibung einer Synchronmaschine basiert auf folgendem Satz nichtlinearer Differentialgleichungen:

$$\underline{u}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + L_s \cdot \frac{d\underline{i}_s}{dt} + \underbrace{\frac{d}{dt} \left( \Psi_r \cdot e^{jp\epsilon} \right)}_{\underline{u}_p}, \tag{2.3}$$

$$\Theta \cdot \frac{d\omega}{dt} = \underbrace{\frac{2}{3} \cdot p \cdot \Psi_r \cdot Im(i_s \cdot e^{-jp\epsilon})}_{m_a} - m_w. \tag{2.4}$$

Der Ausdruck  $Im(i_s \cdot e^{-jp\epsilon})$  bezeichnet den Imaginärteil des in das Rotorbezugssytem transformierten Ständerstromes, also

$$Im(i_s \cdot e^{-jp\epsilon}) = i_{sq}. (2.5)$$

Damit ist das Antriebsmoment gegeben durch

$$m_a = \frac{2}{3} \cdot p \cdot \Psi_r \cdot i_{sq}. \tag{2.6}$$

Die synchrone Winkelgeschwindigkeit läßt sich durch einfache Differentiation des Lagewinkels  $\epsilon$  gewinnen:

$$\frac{d\epsilon}{dt} = \omega. (2.7)$$

Wie zuvor angedeutet, ergibt sich die induzierte Polradspannung zu

$$\underline{u}_{p} = \frac{d}{dt} (\Psi_{r} \cdot e^{jp\epsilon})$$

$$= j\Psi_{r} p \cdot \frac{d\epsilon}{dt} \cdot e^{jp\epsilon}$$

$$= j\Psi_{r} p\omega \cdot e^{jp\epsilon}.$$
(2.8)

Die in diesem Zusammenhang häufig verwendete Größe magnetischer Fluß  $\Phi_f$  steht in folgendem Zusammenhang mit der Flußverkettung  $\Psi_f$ :

$$\Phi_f = \frac{2}{3}\Psi_r. \tag{2.9}$$

Setzt man (2.1) und (2.2) in die Differentialgleichungen für die Synchronmaschine (2.3), (2.4) ein und teilt in Real- und Imaginärteil, so ergeben sich die folgenden Gleichungen:

$$\Re: T_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = \frac{u_{sd}}{R_s} + p \cdot \omega T_s \cdot i_{sq}, \tag{2.10}$$

$$\Im: T_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{u_{sq}}{R_s} - p\omega T_s \cdot i_{sd} - p \cdot \omega \cdot \frac{\Psi_r}{R_s}, \tag{2.11}$$

$$\Theta \cdot \frac{d\omega}{dt} = \underbrace{\frac{2}{3} \cdot \Psi_r \cdot i_{sq}}_{m_a} - m_w, \tag{2.12}$$

$$\frac{d\epsilon}{dt} = \omega. \tag{2.13}$$

 $\Theta$  ist das gesamte Trägheitsmoment der Maschine,  $\Psi_r$  der verkettete magnetische Fluß im Rotor,  $\omega$  die Winkelgeschwindigkeit und  $\epsilon$  der mechanische Drehwinkel des Rotors. Die auftretenden Bezeichnungen  $m_L$  und  $m_a$  sind das Last- und Antriebsmoment.

Die Gleichungen (2.10) und (2.11) beschreiben die Verhältnisse bei einer Vollpolmaschine, es gilt also

$$L_{sd} = L_{sq} = L_s (2.14)$$

und

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}. (2.15)$$

Diese Annahme ist für permanenterregte Synchronmaschinen zulässig, da die Ankerinduktivität von der Rotorstellung unabhängig ist [8]. Mit Gleichung (2.3) läßt sich das vollständige Zeigerdiagramm der Ströme und Spannungen zeichnen. Abbildung 2.3 zeigt das Zeigerdiagramm für einen bestimmten Belastungsfall.

Mit Gleichung (2.3) für die Spannungen im statorfesten Koordinatensystem lassen sich die Verhältnisse leicht in das für die Regelung interessante, rotorfeste Bezugsystem transformieren. Die Indizes an den Größen Strom und Spannung geben das zugeordnete Bezugsystem an. So sind  $i_{s(a,b)}$  und  $u_{s(a,b)}$  die Strom- und Spannungsgrößen im statorfesten (a,b)-Koordinatensystem und  $i_{s(d,q)}$ ,  $u_{s(d,q)}$  die Größen im rotorfesten (d,q)-Koordinatensystem.

Ausgangsgleichung ist Gl. (2.3) mit

$$\underline{u}_{s(a,b)} = R_s \cdot \underline{i}_{s(a,b)} + L_s \frac{d\underline{i}_{s(a,b)}}{dt} + \underline{u}_p. \tag{2.16}$$

Die Transformation der Maschengleichung in rotorfeste Koordinaten geschieht durch Multiplikation mir  $e^{-jp\epsilon(t)}$ , was einer Rechtsdrehung um den Winkel  $p\epsilon$  entspricht.

$$\underline{u}_{s(a,b)} \cdot e^{-jp\epsilon} = R_s \cdot \underline{i}_{s(a,b)} \cdot e^{-jp\epsilon} + L_s \frac{d\underline{i}_{s(a,b)}}{dt} \cdot e^{-jp\epsilon} + \underline{u}_p \cdot e^{-jp\epsilon}. \tag{2.17}$$

Aus

$$\underline{u}_{s(d,q)} = u_d + ju_q \tag{2.18}$$

folgt

$$\underline{u}_{s(d,q)} = R_s \cdot \underline{i}_{s(d,q)} + L_s \frac{d\underline{i}_{s(a,b)}}{dt} \cdot e^{-jp\epsilon} + \underline{u}_p \cdot e^{-jp\epsilon}. \tag{2.19}$$

Der Ausdruck  $L_s \frac{di_{s(a,b)}}{dt} \cdot e^{-jp\epsilon}$  kann in Rotorkoordinaten durch Umformen der Stromgleichung in Statorkoordinaten unter Anwendung der Kettenregel und unter Berücksichtigung der Beziehung  $\frac{d\epsilon}{dt} = \omega$  aufgeschrieben werden:

$$\underline{i}_{s(d,q)} = \underline{i}_{s(a,b)} \cdot e^{-jp\epsilon}, \tag{2.20}$$

$$\frac{d\underline{i}_{s(d,q)}}{dt} = \frac{d\underline{i}_{s(a,b)}}{dt} \cdot e^{-jp\epsilon} - jp\omega \cdot \underline{i}_{s(a,b)} \cdot e^{-jp\epsilon}.$$
(2.21)

Daraus folgt entsprechend umgeformt

$$\frac{d\underline{i}_{s(a,b)}}{dt} \cdot e^{-jp\epsilon} = \frac{d\underline{i}_{s(d,q)}}{dt} + jp\omega \cdot \underline{i}_{s(d,q)}.$$
(2.22)

Damit ergibt sich die Maschengleichung in Rotorkoordinaten zu

$$\underline{u}_{s(d,q)} = R_s \cdot \underline{i}_{s(d,q)} + \underbrace{L_s \cdot \frac{d\underline{i}_{s(d,q)}}{dt}}_{\approx 0} + jp\omega \cdot \underline{i}_{s(d,q)}\underline{u}_p \cdot e^{-jp\epsilon}. \tag{2.23}$$

Die Polradspannung kann ausgedrückt werden in

$$\underline{u}_{p} = \frac{d}{dt} (\Psi_{r} \cdot e^{jp\epsilon})$$

$$= \frac{d\Psi_{r}}{dt} \cdot e^{jp\epsilon} + \Psi_{r} \frac{d}{dt} \left( e^{jp\epsilon(t)} \right)$$

$$= j \ p \ \omega \cdot \Psi_{r} \cdot e^{jp\epsilon}, \qquad (2.24)$$

in Rotorkoordinaten:

$$\underline{u}_{p} \cdot e^{-jp\epsilon} = j \ p \ \omega \cdot \Psi_{r} 
= j \ \frac{2}{3} \omega \Phi_{f}.$$
(2.25)

Der Vektor der Polradspannung steht senkrecht zum Rotorfluß, liegt somit auf der q-Achse. Der von der PWM-Einheit zu modulierende Spannungszeiger ist in zwei Komponenten  $u_{sd}$  und  $u_{sq}$ , Real- und Imaginärteil, trennbar.

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - L_s \cdot p\omega \cdot i_{sq}, \tag{2.26}$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot p\omega \cdot i_{sd} + p\omega \Psi_r. \tag{2.27}$$

Aus den Gleichungen (2.26) und (2.27) ist die zuvor angesprochene Kreuzverkopplung zwischen den Achsen zu erkennen. Mit Hilfe von Gleichung (2.3) und dem Zeigerdiagramm in Abb. 2.3 lassen sich für den Motorbetrieb noch die Fälle Leerlauf und Belastung veranschaulichen. Der lastabhängige Ständerstrom errechnet sich aus Gl. (2.3) zu

$$I_s = -j \cdot \frac{\underline{U}_s - \underline{U}_p}{\omega \cdot L_s} \Big|_{R_s \to 0}. \tag{2.28}$$

Im Leerlauf der Maschine ist die Polradspannung vom Betrag und der Phasenlage gleich der Ständerspannung, die Ständerstromaufnahme ist somit gleich null.

Aus Gleichung (2.28) ist ferner der Anlaufstrom einer stehenden Maschine ableitbar. Die induzierte Polradspannung ist wegen  $\omega = 0$  nach Gl. (2.8) gleich null. Der Anlaufstrom ist daher maßgeblich durch die Spulenreaktanzen bestimmt.

$$I_a = -j \cdot \frac{\underline{U}_s}{X_d}.\tag{2.29}$$

Infolge einer abweichenden Lage der Polradspannung zur Statorspannung entsteht eine Spannungsdifferenz an den Wicklungsreaktanzen  $X_d$ . Diese Spannungsdifferenz hat gemäß Gl. (2.28) einen momentbildenden Stromfluß zur Folge.

In Gleichung (2.10) und (2.11) ist die drehzahlabhängige Kreuzkopplung zu erkennen. Beim Entwurf der Regelstruktur ist diese als sogenanntes "Entkoppelnetzwerk" berücksichtigt. Diese Verkopplung von Quer- und Längskomponente kann auch als Störgröße aufgefaßt werden. In der Querkomponente des transformierten Statorstromes ist noch zusätzlich die induzierte Polradspannung  $\underline{u}_p = \frac{d}{dt}(\Psi_r \ e^{jp\epsilon})$  wirksam. Durch negatives Aufschalten dieser Störgrößen sind die beiden Komponenten (Achsen) vollständig entkoppelt.

$$u_{sd,st} = -p\omega L_s \cdot i_{sq},\tag{2.30}$$

$$u_{sq,st} = p\omega \cdot (\Psi_r + L_s i_{sd}). \tag{2.31}$$

Die vom Mikrorechner ausgegebene Stellgröße in Statorkoordinaten  $(u_{a,stell}, u_{b,stell})$  wird dem Stellglied PWM-Einheit zugeführt. Diese Einheit ist als ein Teil der Regelstrecke anzusehen und kann durch die endliche Rechenzeit eine Phasendrehung verursachen. Dieser Einfluß kann vernachlässigt werden, wenn die Bedingungen  $T_w \ll T_s$  und  $\omega_p T_w \ll 1$  erfüllt sind. In Abb. 2.2 ist das Blockschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine gezeigt. Abbildung 2.4 zeigt das dreiphasige Ersatzschaltbild des Rotorkreises.

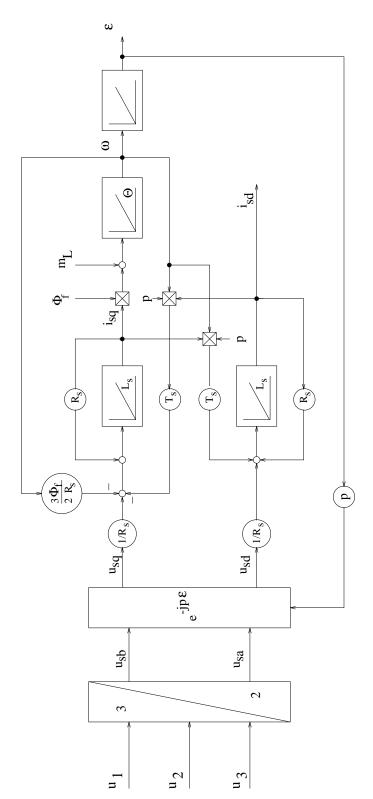


Abbildung 2.2: Blockschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine.

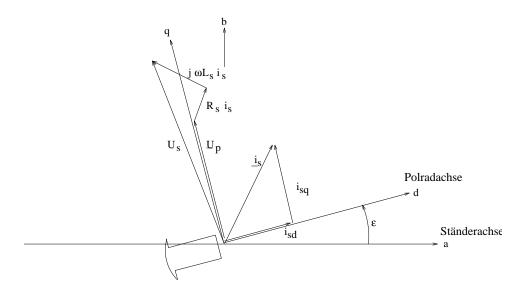


Abbildung 2.3: Zeigerdiagramm der Ströme und Spannungen einer Synchronmaschine

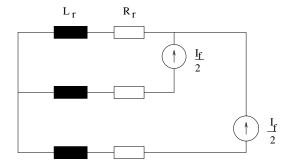


Abbildung 2.4: Rotor-ESB der permanenterregten Synchronmaschine

## 2.2 Transformation der Phasenströme $(3 \rightarrow 2)$

Die Strangströme  $i_{s1}(t)$ ,  $i_{s2}(t)$ ,  $i_{s3}(t)$  werden vom Mikroprozessor von analogen Größen in digitale Größen umgewandelt. Der Statorstrom  $\underline{i}_s$  kann gemäß Gl. (2.32) als Komponentensumme der drei Phasenströme ausgedrückt werden. Für die Raumzeigermodulation bietet sich an,  $\underline{i}_s$  auf die Längs- und die Querachse abzubilden. Die Transformation in statorbezogene (a,b)-Koordinaten geschieht, wie im folgenden Abschnitt beschrieben, nach den in Gl. (2.43) und Gl. (2.44) angegebene Vorschriften.

$$\underline{i}_{s}(t) = \underline{i}_{s1}(t) + \underline{i}_{s2}(t) + \underline{i}_{s3}(t) 
= i_{s1}(t) + i_{s2}(t) \cdot e^{j\gamma} + i_{s3}(t) \cdot e^{j2\gamma}, \qquad (\gamma = 120^{\circ}) 
= i_{s1}(t) + i_{s2}(t) \cdot (\cos 120^{\circ} + j \sin 120^{\circ}) + i_{s3}(t) \cdot (\cos 240^{\circ} + j \sin 240^{\circ}).$$
(2.32)

Mit  $\sin 120^{\circ} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ,  $\cos 120^{\circ} = -\frac{1}{2}$ ,  $\sin 240^{\circ} = -\frac{\sqrt{3}}{2}$  und  $\cos 240^{\circ} = -\frac{1}{2}$  ergibt sich aus (2.32)

$$\underline{i}_{s} = \underbrace{i_{s1} - \frac{1}{2}i_{s2} - \frac{1}{2}i_{s3}}_{Re} + \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{2}i_{s2} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s3}}_{Im}.$$
(2.33)

Der Vektor  $\underline{i}_s$  kann in einen reellen Anteil  $i_{sa}$  und einen imaginären Anteil  $i_{sb}$  aufgegliedert werden. Es kann also der komplexe Raumzeiger

$$\underline{i}_s = i_{sa} + ji_{sb} \tag{2.34}$$

aufgeteilt werden in

$$i_{sa} = i_{s1} - \frac{1}{2}(i_{s2} + i_{s3}), \tag{2.35}$$

$$i_{sb} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (i_{s2} - i_{s3}). \tag{2.36}$$

# **2.3** Transformation in Rotorkoordinaten $(a,b) \rightarrow (d,q)$

Zur Vereinfachung des Gleichungssystems werden Längs- und Querkomponente des Statorstromes häufig rotorbezogen angegeben. Das rotorfeste Bezugsystem ist durch (d,q)-Koordinaten gekennzeichnet, wobei d die reelle und q die imaginäre Achse ist. Die Bezugs-ebene läuft synchron mit dem Rotor um. Mit Hilfe der Eulerschen Formel

$$e^{j\varphi} = \cos\varphi + j\sin\varphi \tag{2.37}$$

lassen sich die Phasenströme von statorfesten Koordinaten in rotorfeste Koordinaten umwandeln. Die Transformationvorschrift ist in Gleichung (2.40) und (2.41) angeben.

$$i_{s(a,b)} \cdot e^{-jp \cdot \epsilon} = i_{sd} + ji_{sq}, \tag{2.38}$$

$$i_{s(d,q)} = (i_{sa} + ji_{sb}) \cdot e^{-jp \cdot \epsilon}. \tag{2.39}$$

Getrennt in Real- und Imaginärteil ergibt sich daraus

$$i_{sd} = i_{sa} \cdot \cos(p\epsilon) + i_{sb} \cdot \sin(p\epsilon), \tag{2.40}$$

$$i_{sq} = -i_{sa} \cdot \sin(p\epsilon) + i_{sb} \cdot \cos(p\epsilon). \tag{2.41}$$

Mit der Transformation der Statorströme in ein rotorfestes Bezugsystem erhält man für den stationären Betrieb annähernd konstante Werte der Komponenten  $i_{sd}$  und  $i_{sq}$ . Im stationären Betriebsfall ergibt sich ein Vektor konstanter Länge, der mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  umläuft.

## 2.4 Transformation in Statorkoordinaten $(d,q) \rightarrow (a,b)$

Die Stellgrößen von den Stromreglern  $(u_{sq\_stell}, u_{sd\_stell})$  werden ebenfalls mit der Eulerschen Formel in statorbezogene Größen umgerechnet. Nach der Trennung in reelen und imaginären Anteil ergeben sich die in Gl. (2.43) und (2.44) gezeigten Beziehungen.

$$u_{s(a,b)} = e^{jp \cdot \epsilon} \cdot (u_{sd\_stell} + ju_{sq\_stell}), \tag{2.42}$$

$$u_{sa} = u_{sd\_stell} \cdot \cos(p\epsilon) - u_{sq\_stell} \cdot \sin(p\epsilon), \tag{2.43}$$

$$u_{sb} = u_{sd\_stell} \cdot \sin(p\epsilon) + u_{sq\_stell} \cdot \cos(p\epsilon). \tag{2.44}$$

#### 2.5 Das Prinzip der feldorientierten Regelung

Eine Maschine feldorientiert zu regeln bedeutet im allgemeinen, die Phasenlage des Ständerstromvektors in einem festen Bezug zum Rotorfluß zu stellen. Bei der permanenterregten Synchronmaschine, bei der die Richtung der Rotordurchflutung identisch ist mit der Richtung der Rotorachse, bedeutet dies, daß die Phasenlage des Ständerstromvektors senkrecht auf dem Vektor der Polradachse stehen muß. Der gemessene Polradwinkel ist damit der Verdrehungswinkel zwischen Polrad und Ständerachse. Bei einem in der Realität verwendeten

absolut dekodierten Winkelgeber ist ggf. noch ein Winkel-Offset zwischen Rotor-Nullachse und Stator-Nullachse zu berücksichtigen. Bei Verwendung einer PWM-Einheit zur Erzeugung der Phasenströme ist der Spannungsraumzeiger so zu modulieren, daß ein Stromvektor  $\underline{i}_s$  entsteht, der senkrecht zur Rotordurchflutung  $\underline{\Phi}_f$  steht.

#### 2.6 Maschinenparameter

Die Maschinenparameter sind elektrische und mechanische Kenngrößen, die für eine vollständige Modellierung der Maschine nötig sind. Die Wirkung dieser Größen kann verschiedenartig sein. Beispielsweise ist der magnetische Erregerfluß  $\Phi_f$  zum einen momentbildend, bestimmt zum anderen aber auch die Höhe der induzierten Polradspannung  $\underline{u}_p$ . Für eine Entkopplung der Stromkomponenten ist daher die Kenntnis des magnetischen Flußes nötig. Gleichermaßen verhält es sich mit den Größen Wicklungswiderstand  $R_s$  und Wicklungsinduktivität  $L_s$ , die für die Entkopplung von  $i_{sq}$  und  $i_{sd}$  benötigt werden. Tabelle 2.1 zeigt die Kenngrößen der SPARK.

Kenngröße	Formelzeichen	Wert	Einheit
Nennleistung	$P_N$	160	kW
Nenndrehzahl	$n_N$	3360	$\frac{1}{min}$
max. Drehzahl	$n_{max}$	4800	$\frac{1}{min}$
Nennmoment	$m_n$	455	Nm
Wicklungswiderstand	$R_s$	10	$\mathrm{m}\Omega$
Wicklungsinduktivität	$L_s$	20	$\mu H$
Strecken-Zeitkonstante	$T_s$	0,499	ms
magnetische Verkettung	Ψ	0.59	Vs
Rotorfluß	$\Phi_f$	0.4	Vs
Polzahl		2p = 8	

Tabelle 2.1: Maschinenparameter der SPARK

#### 2.7 Mikrorechner für die digitale Regelung

Die Leistungsfähigkeit heutiger Mirkrocontroller und Leistungs-Halbleiter macht deren Einsatz für die vollständige digitale Regelung in der Antriebstechnik sehr interessant. Abbildung

2.5 zeigt das Prinzip der mikrorechnergestützten feldorientierten Regelung für diese Anwendung. Herzstück ist ein 16 Bit Mikrocontroller mit integrieten A/D-Wandlern, mehreren frei

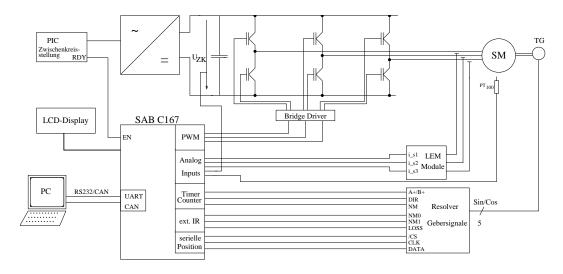


Abbildung 2.5: Mikrorechner für die Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine

verfügbaren digitalen Ports, einem Timer/Counter-Block bestehend aus 5 Timern und einem seriellen Interface (5 MBaud).

#### 2.8 Realisierung der mathematischen Funktionen

Die Verwendung der mathematischen Funktionen aus der Run-Time-Library des Compilers ist in den meisten Fällen mit einer hohen Ausführzeit verbunden. Nur bei Verzicht der mathematischen Funktionen ist es möglich, den Regelzyklus in einer akzeptablen Zeit zu realisieren. Die benötigten Funktionen wurden daher entweder in Tabellen abgelegt, wie dies bei den Sin- und Cos-Funktionen geschah, mit Hilfe von Reihenentwicklungen oder Iterationsalgorithmen bestimmt.

#### 2.8.1 Die Quadratwurzeliteration

Der Iterationsschritt lautet

$$X^{(m+1)} = \frac{1}{2} \cdot \left( X^{(m)} + \frac{a}{X^{(m)}} \right). \tag{2.45}$$

Die Anzahl der benötigten Iterationsschritte ist im wesentlichen von der Wahl des ersten Iterationswertes  $X^{(0)}$  abhängig. Die Bedingung für die Wahl des ersten Wertes ist [3]:

$$(X^{(0)})^2 > \frac{a}{3}. (2.46)$$

Um bei einem Wertebereich [0...65535] für a mit maximal sechs Iterationsschritten auszukommen, wurden Anfangswerte für zwei Breiche ermittelt.

$$X^{(0)}=\frac{a}{30},\quad \text{für den Wertebereich [300..65635]},$$
 
$$X^{(0)}=\frac{a}{3},\quad \text{für den Wertebereich [1..300]}.$$

Die in der Bibliothek MATH.H enthaltene Wurzelfunktion kann bei Übergabe eines Integerwertes im long-Format ebenfalls beachtlich schnell geschehen. Die einfache Zuweisung

$$val sqrt = sqrt(xval),$$

wobei  $val\_sqrt$  im long-Format im idata-Bereich definiert und xval ebenfalls ein Integerwert ist, wird in  $24.4\mu$ s abgearbeitet. Eine eigene Iterationsfunktion bringt keine Geschwindigkeitsvorteile.

#### 2.8.2 Reihenentwicklung der Funktion arctan(x)

Die für die Bestimmung des Raumwinkels  $\gamma$  benötigte mathematische Funktion  $\arctan(x)$  kann durch eine Reihenentwicklung realisiert werden. Die Run-Time-Library MATH.H stellt die Funktion zwar zur Verfügung, jedoch wird stets ein Wert in Floatingpoint-Arithmetik berechnet und zurückgegeben, was sie für diese Anwendung unbrauchbar macht. Eine Verwendung der  $\arctan(x)$ -Funktion mit Zahlen im Integer-Format, wie es mit der  $\operatorname{sqrt}(x)$ -Funktion realisiert wurde, bringt nur unbefriedigende Ergebnisse. Der einfache Aufruf,

$$val_atan = atan(xval),$$

wobei  $val\_atan$  ebenfalls im long-Format im idata-Bereich definiert ist und xval das Argument der Funktion, wird in  $148\mu$ s ausgeführt. Aus diesem Grund ist es unumgänglich, die Funktion durch eine Reihenentwicklung oder Interpolation zu realisieren.

Die allgemeine Reihenentwicklung lautet

$$|x| < 1 : \arctan(x) = (-1)^n \cdot \frac{x^{2n+1}}{2n+1},$$
  
 $|x| > 1 : \arctan(x) = (-1)^{n+1} \cdot \frac{1}{(2n+1)x^{2n+1}}.$  (2.47)

Bei einer Entwicklung bis zur fünften Ordnung folgt

$$|x| < 1 : \arctan(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5},$$
  
 $|x| > 1 : \arctan(x) = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{x} + \frac{1}{3x^3}.$  (2.48)

Eine Abschätzung des möglichen Fehlers im schlechtesten Fall hat ergeben, daß eine Ordnung von mindestens n=11 nötig ist. Dadurch gelangt man zu einem Ergebnis durch die Reihenentwicklung nach relativ langer Zeit. Zu einem Ergebnis in kürzerer Zeit führt die Interpolation der  $\arctan(x)$ -Funktion mit k Stützstellen.

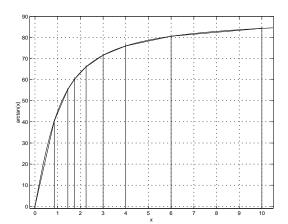
#### 2.8.3 Interpolation der Funktion arctan(x)

Die Funktion wird durch mehrere diskrete Stützstellen approximiert. Die maximal zulässige Abweichung in einem Segment ist dabei maßgebend für die Anzahl der benötigten Stützstellen. Je größer die Anzahl der Segmente ist, umso länger dauert die Bestimmung des entsprechenden Segmentes. Innerhalb eines Segmentes kann die Segmentsteigung gemäß Gl. (2.49) bestimmt werden. Mit Gleichung (2.50) läßt sich dann der Funktionswert bestimmen.

$$\delta x_i = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\arctan(\mathbf{x}_i) - \arctan(\mathbf{x}_{i-1})}{x_i - x_{i-1}},\tag{2.49}$$

$$\arctan(\mathbf{x})_{\text{int}} = \mathbf{y}_{i} + \underbrace{(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{i})}_{\Delta \mathbf{v}} \cdot \delta \mathbf{x}_{i}.$$
 (2.50)

In einer ersten Abschätzung wurden acht Stützstellen zur Nachbildung der Funktion gewählt. Es ist gefordert, eine Genauigkeit von  $1_{mech}^{\circ}$  zu erzielen. Abbildung 2.7 zeigt die Fehlerfunktion für die in Abb. 2.6 gezeigte Verteilung der acht Stützstellen. Die maximale Abweichung ist bei nur acht Stützstellen zu hoch.



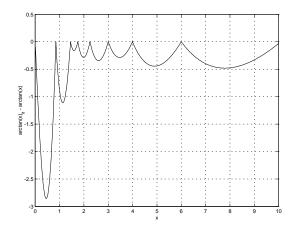


Abbildung 2.6: Interpolation der acrtan(x)- Abbildung 2.7: Fehlerfunktion für die Interpo-Funktion mit acht Stützstellen lation mit acht Stützstellen

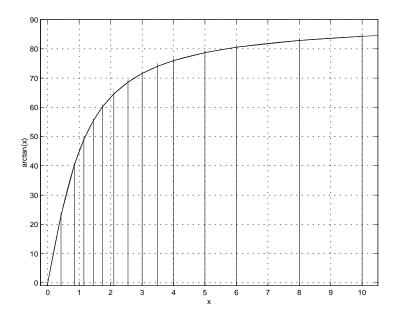


Abbildung 2.8: Interpolation der acrtan(x)-Funktion mit 16 Stützstellen