

EINSATZ DES VIENNA- STROMRICHTERS ALS GLEICHRICHTER IN WINDKRAFTANLAGEN

vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Thomas Sadowski
aus Berlin

von der Technischen Universität Berlin
Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik
Institut für Energie- und Automatisierungstechnik
Fachgebiet: Elektrische Maschinen / Regenerative Energietechnik
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
- Dr. Ing. -

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: **Prof. Dr. Ing. Reinhold Orglmeister**

Berichter: **Prof. Dr. habil. Ing. Rolf Hanitsch**

Berichter: **Prof. Dr. Ing. Steffen Bernet**

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 07. März 2007

Berlin 2007

D 83

Vorwort

Wie so oft begann es mit einem Zufall: ein Student erkundete sich bei mir nach der Möglichkeit zu einer Diplomarbeit. Ein Thema wusste er schon, den Vienna- Rectifier. An einem solchen Einquadranten- Netzgleichrichter hatte ich jedoch eigentlich kein Interesse. Etwas später verfielen wir auf die Idee, diesen als Gleichrichter in einer Windkraftanlage einzusetzen. Also ging es mit Fleiß ans Werk und bald waren Theorie und Praxis auf die Beine gestellt. Nur der Vienna- Gleichrichter sträubte sich hartnäckig, das zu tun, was von ihm erwartet wurde ...

Dieser ehemalige Student heißt Jörg Lehmpfuhl und ich möchte mich bei ihm für dieses (wie sich herausstellte recht interessante) Thema ebenso bedanken wie für seine ausdauernden Bemühungen um den Aufbau des Laborversuchsstandes. Neben einigen anderen engagierten Studenten, die sich ebenfalls an dessen Aufbau beteiligten, möchte ich Martin Geyler herausheben. Er studierte Maschinenbau und entwarf während seiner Diplomarbeit ein anspruchsvolles Modell einer Windkraftanlage.

Ohne Arno Hellemann hätte wohl kaum die Hälfte meiner zahlreichen Elektronikschaltungen so zuverlässig funktioniert (und mein Kaffeekonsum wäre unerfreulich niedriger gewesen). Mein herzlicher Dank auch an Herrn Prof. Hanitsch für seine bereitwillige und geduldige Unterstützung wie auch an meine ehemaligen Kollegen als wissenschaftliche Mitarbeiter: Matthias Centner, Yuriy Plotkin und Detlef Schulz. Eine besondere Stellung unter den Ex- Kollegen nimmt Christoph Saniter ein. Über die vielen gemeinsamen Arbeiten an Lehre und Forschung oder das undankbare Korrekturlesen hinaus verbinden uns einige Abenteuer die mir noch wesentlich mehr bedeuten. Danke Christoph, und weiter so.

Da ich diese Arbeit nicht mehr während meiner Zeit als Assistent fertigstellen konnte, verbrachte ich viel zu viele Wochenenden, Abend- und Morgenstunden mit meinem Computer, statt mit Frau und Kindern. Danke Jeanette für die ausdauernde Unterstützung und Entschuldigung Nora und Oskar für meine zu häufige Abwesenheit.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein Antriebssystem untersucht. Bei diesem Antriebssystem handelt es sich um eine Windkraftanlage. Die wesentlichen Komponenten dieser Windkraftanlage sind eine Windturbine, ein permanenterregter Synchrongenerator und zwei verschiedene Umrichtertopologien, um den Generator mit dem Netz zu verbinden. Die verwendete Vorgehensweise besteht in der mathematischen Beschreibung der wesentlichen physikalischen Eigenschaften der untersuchten Objekte. An Hand von Messungen werden die so entstandenen physikalischen Modelle mit Hilfe der numerischen Simulation nachgebildet. Eine Verifizierung der Ergebnisse dieser Simulation erfolgt an einem hierzu entworfenen Versuchsstand, wodurch iterativ auf die physikalische Modellbildung Einfluss genommen wird.

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Untersuchung auf die Eignung des Einsatzes eines Vienna-Gleichrichters als maschinenseitiger Umrichter. Dieser Umrichter wurde zur Verwendung als aktiver Netzgleichrichter entwickelt. Seine Topologie ermöglicht den Einsatz von MOSFET-Schaltern und damit die vergleichsweise verlustarme Anwendung hoher Schaltfrequenzen. Daher ist eine geringe Stromverzerrung sowie ein insbesondere im Teillastbereich hoher Wirkungsgrad erreichbar. Der Vergleich der bei Einsatz des Vienna- Gleichrichters erzielten Ergebnisse mit denen bei Einsatz eines üblicherweise verwendeten B6CI- Umrichters bestätigt diese Annahmen. Die vorgenommenen Untersuchungen zeigen aber auch, dass sein Einsatz als Maschinengleichrichter nur bedingt möglich ist. Insbesondere bei der Verwendung permanenterregter Maschinen und einer sehr hohen Schaltfrequenz ist jedoch eine gute Eignung gegeben.

Der zweite Untersuchungsschwerpunkt besteht in der Nachbildung des Verhaltens einer Windturbine mit Hilfe einer entsprechend geregelten, elektrischen Maschine. Hierzu wird ein aeroelastisches, strukturdynamisches Modell vorgestellt, welches neben der Rückwirkung des Rotors auf den Luftstrom auch Effekte wie die Blattverformung und die Turmschwankung berücksichtigt. Auf dem Versuchsstand wird ein stationäres Modell für die Nachbildung des Drehmoments eines Windrotors durch eine Gleichstrommaschine verwendet.

Ein letzter Abschnitt dieser Arbeit besteht in dem Entwurf und dem Aufbau des für die Untersuchung verwendeten Versuchsstands. Hierbei wurde vor allem auf Vielseitigkeit und Modularität Wert gelegt, was diesen Versuchsstand sowohl für die Untersuchung von verschiedenartigen Antriebssystemen als auch für den Einsatz im Rahmen der studentischen Ausbildung geeignet macht.

Abstract

In this thesis a drive system is discussed. The investigated drive system is a small scale model of a wind power plant. Its main power components include a wind turbine, a permanent magnet synchronous generator and two different converter topologies for connecting the synchronous generator to the grid. The electrical and mechanical characteristics of these main components are analysed. A detailed model of the drive system using simulation techniques is presented and verified against measurements on a test bench. The measurements are then used for improving the mathematical models in an iterative approach.

One focus of this thesis is the analysis of a novel approach to the machine rectifier, using the Vienna rectifier topology. Its performance is compared against that of a standard two-level rectifier. The Vienna rectifier is known from power factor correction devices and its topology allows the use of MOSFETs instead of IGBTs. Consequently, high switching frequencies can be achieved that result in low current distortions and relatively low losses in particular at partial loads. Measurements conducted at the test bench verify this, and show that permanent magnet generators are well suited for applications using Vienna rectifiers. However, they also reveal that there are restrictions to the widespread use of the Vienna rectifier due to its reduced output voltage area and its nonlinearities.

The second focus of this thesis is the development of a detailed model of the wind turbines aerodynamical and mechanical behaviour and its emulation at the test bench using an appropriately controlled dc machine. An aero-elastic, structure dynamical model is presented, which includes the retroaction of the rotor to the airflow as well as effects like torsion of the rotor blades and the tower.

Finally, throughout the design procedure, special attention was paid to develop a comprehensible and flexible test bench for ongoing research. Its modular and clear design allows the investigation of various types of drive systems what also makes it well suited for educational purposes.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen der Windenergie wandlung	5
2.1	Stationäres Verhalten	6
2.1.1	Grundlagen	6
2.1.2	Simulationsmodell	8
2.2	Dynamisches Verhalten	8
2.2.1	Grundlagen	9
2.2.1.1	Aerodynamik	9
2.2.1.2	Struktur dynamik des Rotorblattes	13
2.2.2	Simulationsmodell	17
3	Grundlagen der Antriebstechnik	21
3.1	Gleichstrommaschine	21
3.1.1	Grundlagen	21
3.1.2	Simulationsmodell	24
3.2	Synchronmaschine	25
3.2.1	Grundlagen	26
3.2.1.1	Transformation in $[\alpha, \beta, 0]$ - Koordinaten	28
3.2.1.2	Transformation in $[d, q]$ - Koordinaten	32
3.2.1.3	Ständergleichungen	34
3.2.1.4	Läufergleichungen	36
3.2.1.5	Flusskopplung	37
3.2.1.6	Drehmomentenbildung	41
3.2.1.7	Modellreduktion	43
3.2.2	Simulationsmodell	44

3.2.2.1	Dreiphasige Beschreibung	45
3.2.2.2	Einphasige Beschreibung	47
3.3	Stromrichter	49
3.3.1	Halbleiterventile	49
3.3.1.1	Diode	49
3.3.1.2	IGBT	52
3.3.1.3	MOSFET	54
3.3.2	B6CI- Stromrichter	56
3.3.2.1	Grundlagen	56
3.3.2.2	Simulationsmodell	61
3.3.3	Vienna- Gleichrichter	64
3.3.3.1	Vienna- Gleichrichter mit verbundenem Kurzschlusspunkt	65
3.3.3.2	Vienna- Gleichrichter mit freiem Kurzschlusspunkt	70
3.3.3.3	Simulationsmodell	72
3.3.4	Zwischenkreis	75
3.3.5	Verluste	76
3.3.5.1	Verluste am B6CI- Stromrichter	76
3.3.5.2	Verluste am Vienna- Stromrichter	78
3.4	Netz	81
3.5	Regelungstechnik	83
3.5.1	Beschreibung im Laplace- Bereich	84
3.5.2	Zeitdiskrete Beschreibung	87
3.5.3	Hystereseregler	88
4	Systembetrachtung	91
4.1	Möglicher Einsatzbereich des Vienna- Gleichrichters	92
4.1.1	Wirkungsgrade in verschiedenen Leistungsklassen	92

4.1.2	Auswirkung des eingeschränkten Spannungsstellbereichs des Vienna-Gleichrichters	98
4.2	Rotor und Getriebe	101
4.2.1	Momentenregelung der Gleichstrommaschine	103
4.2.1.1	Streckenanalyse	103
4.2.1.2	Reglersynthese	105
4.2.1.3	Verifizierung	105
4.2.2	Einsatz des aeroelastischen Rotormodells	108
4.2.3	Einsatz des stationären Rotormodells	110
4.3	Synchrongenerator	112
4.4	Gleichrichter	114
4.4.1	Regelung in läuferortsfesten Koordinaten	116
4.4.1.1	Streckenanalyse	116
4.4.1.2	Reglersynthese	118
4.4.1.2.1	PI- Regler	118
4.4.1.2.2	PI- Regler mit Entkopplung	119
4.4.1.2.3	I- Zustandsregler	120
4.4.1.3	Verifizierung	126
4.4.2	Regelung in ständerortsfesten Koordinaten	128
4.4.2.1	Streckenanalyse	128
4.4.2.2	Reglersynthese	130
4.4.2.2.1	Hsystemesregler	130
4.4.2.2.2	PI- Regler	130
4.4.2.3	Verifizierung	130
4.4.3	Einsatz des B6CI- Gleichrichters	131
4.4.3.1	PI- Regler	131
4.4.3.2	Hystereseregler	135

4.4.4	Einsatz des Vienna- Gleichrichters	136
4.4.4.1	PI- Regler	136
4.4.4.2	Hystereseregler	138
4.4.5	Vergleich von B6CI- und Vienna- Gleichrichter	140
4.5	Netzwechselrichter	143
5	Realisierung	147
5.1	Versuchsstand	147
5.2	Messaufbau	149
5.3	Programmierung	151
5.3.1	Zeitdiskreter PI- Regler	152
	Literatur	155
A	Anhang	163
A.1	Abkürzungen	163
A.2	Formelzeichen	163
A.3	Bauelemente-Parameter zur Verlustberechnung	166
A.3.1	Dioden	166
A.3.2	IGBT	166
A.3.3	MOSFET	166
A.4	S- Funktionen	167
A.4.1	Synchronmaschine	167
A.4.2	Vienna- Stromrichter	168
A.4.3	Netz	170
A.5	C-Programm des Microcontrollers	171
A.6	Hystereseregler	181

1 Einleitung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Anwendung des Vienna- oder auch Kolar- Rectifiers als Gleichrichter in Windkraftanlagen. Dieser spezielle Gleichrichter verdankt seinen Namen entweder seinem Erfinder, Herrn Prof. Dr. Kolar, oder dessen ehemaliger Wirkungsstätte, der TU Wien. Er findet seinen Einsatz für gewöhnlich als verlustarmes, aber nicht rückspeisefähiges PFC- (Power Factor Correction) Gerät. Ein Ziel dieser Arbeit besteht darin, die Einsatzmöglichkeit dieses Gleichrichtertyps als maschinenseitigen Umrichter in Windkraftanlagen mit Synchrongenerator zu untersuchen. Für das in Windkraftanlagen ebenfalls häufig verwendete Anlagenkonzept mit einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine kommt der Einsatz des Vienna- Rectifiers nicht in Frage, da er nicht als Wechselrichter einsetzbar ist.

Windkraftanlagen sind Energiewandler, deren prinzipielle Wirkungsweise an Hand des Leistungsflussdiagramms in Abbildung 1.1 dargestellt ist. Auf das Eintragen der bei jeder Wandlung auftretenden Verluste wurde hier verzichtet.

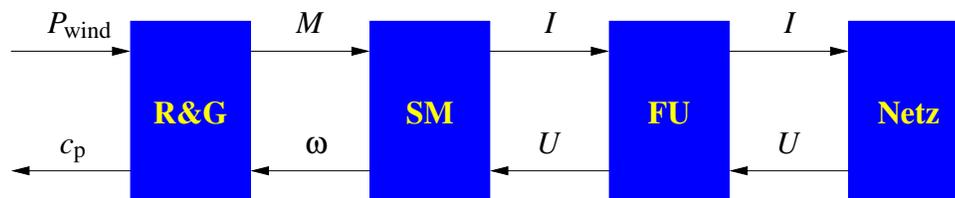


Abbildung 1.1: Hauptkomponenten einer Windkraftanlage

Die dem Wind entnommene kinetische Leistung P_{wind} wird mit Hilfe des Rotors in rotatorische Leistung umgewandelt und oft über ein Getriebe an eine Synchronmaschine weitergeleitet (Block *R&G*). Diese nimmt eine Umwandlung in elektrische Leistung in Form von drehzahl-synchronem Wechselstrom vor (Block *SM*). Ein Frequenzumrichter mit Gleichspannungszwischenkreis (Block *FU*) sorgt für eine Entkopplung der Drehzahl des Synchrongenerators vom frequenzstarreren Netz (Block *Netz*) und ermöglicht dadurch den drehzahlvariablen Betrieb der Windkraftanlage. Die variable Drehzahl wird für das Erreichen eines optimalen Wirkungsgrades des Rotors bei verschiedenen Windstärken benötigt. Mit einer solchen Windkraftanlage liegt ein komplexes antriebstechnisches System vor, dessen Untersuchung zum zweiten Ziel der vorliegenden Arbeit führt. Es wird ein aeroelastisches Modell einer Windkraftanlage vorgestellt, mit dessen Hilfe die simulative Untersuchung der dynamischen Eigenschaften sowohl der mechanischen wie auch der elektrischen Größen inklusive deren Wechselwirkungen möglich ist.

Zur Verifizierung der rechnerisch oder simulativ gewonnenen Ergebnisse wurde ein variabel

einsetzbarer Versuchsstand konzipiert und aufgebaut, der die messtechnische Untersuchung antriebstechnischer Problemstellungen ermöglicht. Mit seiner Hilfe erfolgt eine Überprüfung der bei der mathematischen Modellierung (sowohl bewusst als auch unbewusst) gemachten Vereinfachungen auf ihre Zulässigkeit. Der Aufbau eines hierzu geeigneten Versuchsstandes stellt das dritte Ziel dieser Arbeit dar. Er besteht im Wesentlichen aus einem über eine Momentenmesswelle gekoppelten Maschinensatz sowie drei, an einem gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreis gekoppelten Umrichtern. Hierbei übernimmt eine geregelte Gleichstrommaschine die Nachbildung des von Rotor und Getriebe erzeugten Drehmoments (Block R&G), wobei die zugehörige Regelung als HIL- (Hardware In the Loop) Konzept ausgeführt ist. Für die als Generator eingesetzte Synchronmaschine (Block SM) stehen ein Vienna- sowie zum Vergleich ein (klassischer) B6CI- Stromrichter als Gleichrichter zur Verfügung. Die Regelung des jeweils eingesetzten Gleichrichters wurde auf Basis eines Microcontrollers implementiert.

Zur simulativen Nachbildung der Windkraftanlage wird das Programm Matlab/ Simulink verwendet. Die Modellbildung basiert auf den in den einzelnen Abschnitten dargelegten Grundlagen. In Abbildung 1.2 werden die einzelnen Komponenten als Subsysteme der zu beschreibenden Windkraftanlage dargestellt.

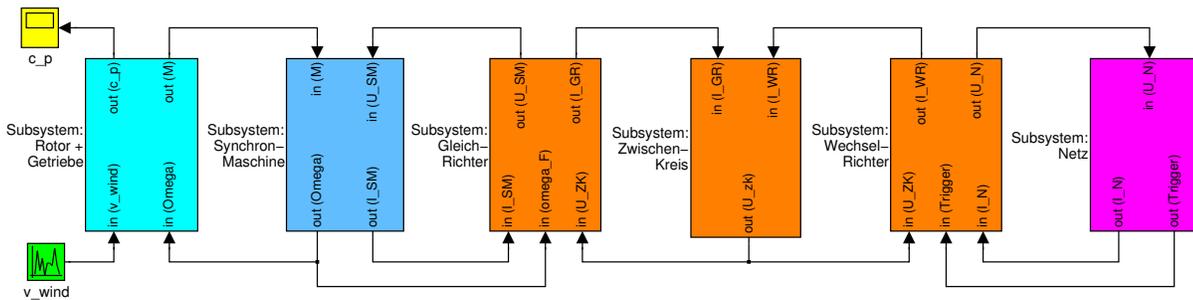


Abbildung 1.2: Simulationsmodell der Hauptkomponenten einer Windkraftanlage

Die Darstellung erfolgt an Hand der für die Simulation tatsächlich verwendeten Simulink-Blöcke. Gegenüber dem oben vorgestellten Leistungsflussdiagramm der Windkraftanlage (Abbildung 1.1) wurde hier der Frequenzrichter durch die Komponenten Gleichrichter, Gleichspannungszwischenkreis und Wechselrichter ersetzt, die auch die jeweils notwendigen Regleinrichtungen (Maschinenstrom, Zwischenkreisspannung und Netzstrom) enthalten. Für die Stromregler von Gleich- und Wechselrichter sind daher die notwendigen Lagegeber als zusätzliche Eingänge vorgesehen. Ferner wurde an Stelle der dem Wind entnommenen Leistung P_{Wind} als Eingangsgröße die Windgeschwindigkeit v_{Wind} verwendet (siehe Gleichung 2.2).

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in eine Beschreibung der bei der Windenergieumwandlung

(Abschnitt 2) auftretenden Phänomene, eine Darstellung der für die Beschreibung der elektrischen (und elektromechanischen) Energiewandler verwendeten Grundlagen der Antriebstechnik (Abschnitt 3). Die einzelnen Reglerentwürfe und der Vergleich von Simulations- und Messergebnissen erfolgt in Abschnitt 4. Der Reglerentwurf beinhaltet dabei i.d.R. folgende Arbeitsschritte:

- Analyse der offenen Regelstrecke (mit Stell- und Messeinrichtung) sowie deren Vereinfachung
- Festlegen eines geeigneten Reglertyps, Bestimmen der Reglerparameter
- Verifizierung des Reglers an der nicht vereinfachten Strecke

Die Verifizierung des an der stark vereinfachten Strecke (Linearisierung und Ordnungsreduktion) entworfenen Reglers vollzieht sich in drei Stufen. Erster Schritt ist die Untersuchung des Einflusses des entworfenen Reglers auf die nachfolgend als “reell” bezeichnete Strecke (Linearisierung, keine Ordnungsreduktion) an Hand von Frequenzgang und Sprungantwort. Der nächste Schritt besteht in der Untersuchung der Sprungantwort am realitätsnahen Modell unter Berücksichtigung von Nichtlinearitäten. Diese Modelle sind schrittweise aus dem Vergleich von Simulations- und Messergebnissen entstanden und bilden die (hier verwendeten) Eigenschaften der realen Objekte gut nach. Sie werden im Abschnitt 3 vorgestellt. Der letzte Schritt besteht im Vergleich der simulierten Sprungantwort mit realen Messergebnissen.

Verschiedene Aspekte der bei der Realisierung der Windkraftanlage als Versuchsstand aufgetretenen Probleme werden in Abschnitt 5 vorgestellt. Hierzu sei die Bemerkung erlaubt, dass der geringe Umfang dieses Abschnitts keinesfalls den tatsächlichen Arbeitsanteil an der hier behandelten Problemstellung widerspiegelt. Zwar erscheinen Probleme wie eine geeignete Gate-treiberdimensionierung oder eine wirkungsvolle Schutzzeitkompensation nicht unbedingt wissenschaftlich interessant, ihre Bearbeitung ist jedoch mitunter entschieden aufwändiger als die simulierte Behandlung eines recht komplex erscheinenden Modells. In diesem Sinne wurde im Rahmen dieser Arbeit großer Wert auf die messtechnische Überprüfbarkeit der zur Modellbildung gemachten Annahmen gelegt.

2 Grundlagen der Windenergiewandlung

Zur Beschreibung des mechanischen Verhaltens einer Windkraftanlage wird oft ein stationäres Modell (Abschnitt 2.1) verwendet, das eine Bestimmung eines vom Rotor entwickelten Drehmoments bei der Vorgabe von Windgeschwindigkeit und Rotordrehzahl erlaubt. Hierbei werden jedoch mechanische Eigenschaften, wie beispielsweise die Turmschwingung oder Rotorblattschwingungen vernachlässigt, die ihrerseits einen Einfluss auf die Luftströmungsverhältnisse am Rotorblatt haben. Diese Rückwirkung wird in einem aeroelastischen Modell (Abschnitt 2.2) beschrieben. Es erlaubt die Berücksichtigung der dynamischen Eigenschaften einer Windkraftanlage und eignet sich somit beispielsweise für den Entwurf von Leistungsreglern oder auch Monitor-Systemen. Die Untersuchung eines solchen aeroelastischen Modells erfolgte im Rahmen einer gemeinsam durch die Firma DeWind und den Autor betreuten Diplomarbeit. Leider konnte eine Zielsetzung, die messtechnische Verifizierung des entworfenen Modells an einer realen Windkraftanlage, auf Grund der im gegebenen Zeitrahmen nicht mehr installierbaren Messtechnik nicht umgesetzt werden.

Für die Beschreibung des aerodynamischen Verhaltens der auf einen Turm montierten Turbine (auch als Rotor bezeichnet) ist das in Abhängigkeit von Windgeschwindigkeit und Drehzahl entwickelte Drehmoment M_{aero} sowie die auf den Turm wirkende Schubkraft F_S zu bestimmen. Die Schubkraft verursacht ihrerseits eine Auslenkung des Turms, was durch das strukturelle Verhalten beschrieben wird. Die Relativbewegung der Turbine hat ihrerseits einen Einfluss auf das aerodynamische Verhalten, wodurch die beiden Systeme miteinander verknüpft sind. Durch die Strukturmechanik wird aber nicht nur der elastische Turm sondern auch der Triebstrang und die Verformung der Rotorblätter beschrieben. Ferner beeinflussen, beispielsweise durch Turmvorstau und Höhengradienten hervorgerufene, inhomogene Luftströmungsfelder das aerodynamische Verhalten, was jedoch hier vernachlässigt wird.

Eine deutlich einfachere Beschreibung erhält man, wenn nur das stationäre Verhalten der Turbine betrachtet wird. Hier kann auf die Strukturmechanik vollständig verzichtet werden und das entwickelte Drehmoment ist, ohne zusätzlich verknüpfte Systeme, ausschließlich von Windgeschwindigkeit und Drehzahl abhängig.

Weiterhin werden in diesem Abschnitt die auf Basis der vorgestellten Grundlagen entworfenen Simulationsmodelle vorgestellt.

2.1 Stationäres Verhalten

In diesem Abschnitt sollen die wesentlichen, zur Modellierung des mechanischen Verhaltens einer Windkraftanlage notwendigen Grundlagen vorgestellt werden [GT02]. Eine solche Windturbine ist ein Energiewandler, der die kinetische Energie der sich bewegenden Luft $E_{\text{kin}} = \frac{m_{\text{Luft}}}{2} v_{\text{wind},0}^2$ in rotatorische Energie $E_{\text{rot}} = \frac{J}{2} \omega^2$ umwandelt. Da sich die Masse der Luft nicht ändert, hängt die Menge der dem Wind entnommenen Energie von der Differenz der Windgeschwindigkeiten vor und hinter dem Rotor ab. Sofern hauptsächlich elektrische Größen betrachtet werden, deren Zeitkonstante wesentlich kleiner als die aus dem strukturdynamischen Verhalten resultierenden Zeitkonstanten sind, erscheint die Beschreibung des stationären Verhaltens oft als ausreichend. Falls aber eine Regelung (und nicht, wie fast ausschließlich verwendet, eine Steuerung) der dem Wind entnommenen Leistung angestrebt wird, kann nur eine Betrachtung des dynamischen Verhaltens Sicherheit über die Funktion des implementierten Reglers geben.

2.1.1 Grundlagen

Die in ungestört, mit konstanter Windgeschwindigkeit $v_{\text{wind},0}$ anströmender Luft enthaltene Leistung beträgt :

$$P_{\text{wind}} = \frac{d}{dt} (E_{\text{kin}}) = \frac{d}{dt} \left(\frac{m}{2} v_{\text{wind},0}^2 \right) = v_{\text{wind},0}^2 \frac{d}{dt} \left(\frac{m}{2} \right), \quad (2.1)$$

woraus sich mit der Dichte ρ_{Luft} aus dem senkrecht durch die Rotorfläche $A = \pi R^2$ tretenden Massenfluss

$$\frac{dm}{dt} = \rho_{\text{Luft}} A v_{\text{wind},0}$$

eine kubische Abhängigkeit von der Windgeschwindigkeit ergibt:

$$P_{\text{wind}} = \frac{1}{2} \rho_{\text{Luft}} A v_{\text{wind},0}^3. \quad (2.2)$$

Die dem Wind entnommene Leistung P_{aero} kann mit dem Leistungskoeffizienten c_p als

$$P_{\text{aero}} = c_p P_{\text{wind}} = c_p \frac{1}{2} \rho_{\text{Luft}} \pi R^2 v_{\text{wind},0}^3 \quad (2.3)$$

beschrieben werden. Der Leistungskoeffizient ist von der Windgeschwindigkeit und der Drehzahl abhängig, kann aber durch Einführung der dimensionslosen Schnelllaufzahl

$$\lambda = \frac{v_{\text{tip}}}{v_{\text{wind},0}} = \frac{\omega R}{v_{\text{wind},0}} \quad (2.4)$$

durch einen zu messenden oder mit Hilfe der Tragflügeltheorie zu berechnenden Verlauf $c_p(\lambda)$ beschrieben werden. Nach Betz [Bet26] liegt der erreichbare Maximalwert $c_{p,\max}(\lambda_{\text{opt}})$ bei etwa 0,59. Der Verlauf $c_p(\lambda)$ ist jedoch vom Pitch- Winkel (der Verdrehung des Rotorblattes auf der Nabe) abhängig. Hierdurch ist beispielsweise eine gezielte Reduzierung der Leistung bei hohen Windgeschwindigkeiten möglich.

Das vom Rotor entwickelte Drehmoment M_{aero} kann mit Hilfe der Winkelgeschwindigkeit der Turbine Ω_T aus der Leistung P_{aero} gemäß

$$M_{\text{aero}} = \frac{P_{\text{aero}}}{\Omega_T} = \frac{1}{\Omega_T} c_p(\lambda) \frac{1}{2} \rho_{\text{Luft}} \pi R^2 v_{\text{wind},0}^3 \quad (2.5)$$

bestimmt werden. Durch Einführen des Momentenkoeffizienten $c_m(\lambda) = c_p/\lambda$ ergibt sich:

$$M_{\text{aero}} = c_m M_{\text{wind}} = c_m(\lambda) \frac{1}{2} \rho_{\text{Luft}} \pi R^3 v_{\text{wind},0}^2 \quad (2.6)$$

Ferner kann mit Hilfe des Schubkraftkoeffizienten c_s auch die Schubkraft F_S (ohne Herleitung) angegeben werden:

$$F_S = c_s(\lambda) \frac{1}{2} \rho_{\text{Luft}} \pi R^2 v_{\text{wind},0}^2 \quad (2.7)$$

Für die Berechnung des an die Synchronmaschine abgegebenen Moments muss die Bewegungsgleichung aufgestellt werden. Die Reibungsverluste und das Trägheitsmoment des zur Drehzahlanpassung von Turbine und Generator notwendigen Getriebes können hier in die Turbine verlagert werden, da in diesem einfachen Modell von einer starren Kopplung ausgegangen wird. Das vom Rotor hervorgerufene Drehmoment M_{aero} teilt sich auf in das Beschleunigungsmoment M_b , das als konstant (jedoch mit dem Vorzeichen der Drehzahl) angenommene Reibungsverlustmoment M_r sowie das abgegebene Lastmoment M_L :

$$\begin{aligned} M_{\text{aero}} &= M_b + M_r + M_L \\ &= J_T \dot{\Omega}_T + M_r + M_L, \end{aligned} \quad (2.8)$$

wobei J_T das Trägheitsmoment von Turbine (und Getriebe) darstellt. Mit Hilfe der Getriebeübersetzung k_{ue} kann hieraus das an den Generator abgegebene Wellenmoment $M_w = M_L/k_{\text{ue}}$ bestimmt werden:

$$M_w = \frac{1}{k_{\text{ue}}} (M_{\text{aero}} - M_r - J_T \dot{\Omega}_T) \quad (2.9)$$

Die Drehzahl der Turbine ergibt sich aus der Drehzahl der Generatorwelle und dem Überset-

zungsverhältnis. Es gilt:

$$\Omega_T = \frac{1}{k_{ue}} \Omega_w. \quad (2.10)$$

2.1.2 Simulationsmodell

Das Verhalten von Rotor und Getriebe im stationären Betriebsfall wird durch die Gleichungen 2.6 und 2.9 beschrieben. In Abbildung 2.1 ist die Umsetzung dieser Gleichung in ein Simulink-Strukturbild dargestellt. Hierin wird der Verlauf des Momentenbeiwertes $c_m(\lambda)$ aus einer Ta-

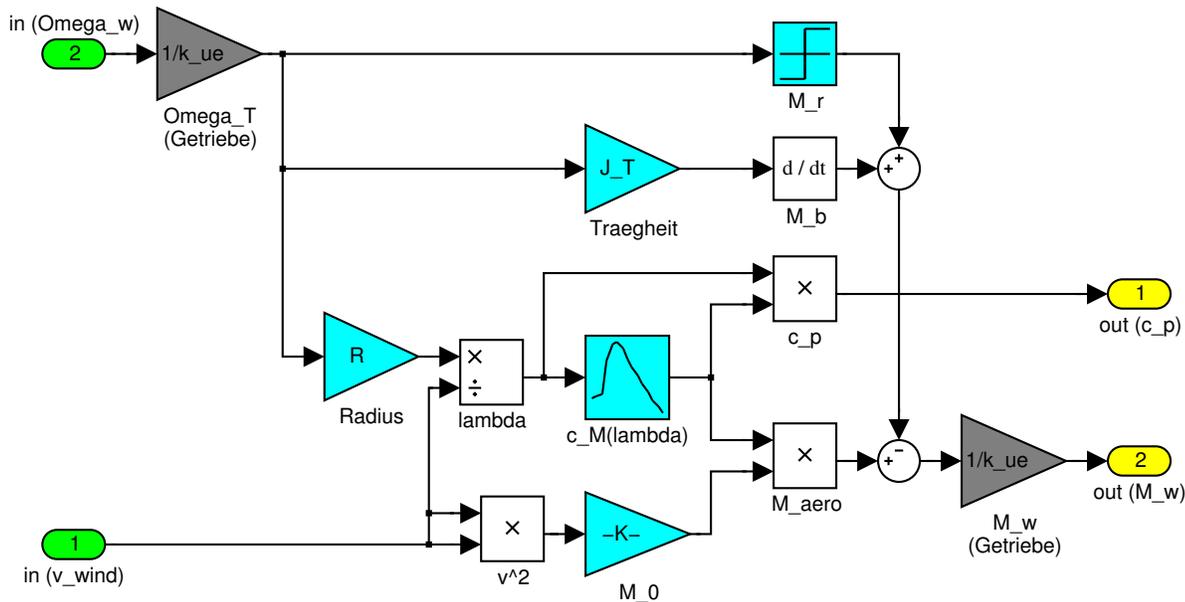


Abbildung 2.1: Stationäres Modell von Rotor und Getriebe

belle eingelesen. Hierdurch ist es möglich, die Eigenschaften verschiedener Rotoren (Langsamläufer, Schnellläufer) nachzubilden. Das Modell ließe sich noch um den Pitchwinkel θ erweitern, indem für verschiedene Winkel die jeweils zugehörigen Verläufe des Momentenbeiwertes $c_m(\lambda, \theta)$ abgebildet werden. Die entsprechenden Werte können aus Messungen an realen Anlagen oder an Hand des strukturdynamischen Modells gewonnen werden.

2.2 Dynamisches Verhalten

Die Modellierung des dynamischen Verhaltens einer Windkraftanlage erfolgte im Rahmen einer durch die Firma *DeWind* und den Autor betreuten Diplomarbeit von Martin Geyler [Gey02].

An dieser Stelle soll lediglich ein Überblick gegeben werden, wie die Eigenschaften des dynamischen Verhaltens beschrieben werden. Für eine detailliertere Darstellung möchte ich auf die Diplomarbeit verweisen.

2.2.1 Grundlagen

Die Beschreibung des aerodynamischen Verhaltens erfolgt mit Hilfe der Blattelementmethode, bei der das Rotorblatt in radiale Segmente aufgeteilt wird. Unter der Annahme voneinander unabhängiger Strömungsröhren für jedes Blattelement, kann aus der Impulsbilanz die Rückwirkung der aerodynamischen Kräfte auf die Anströmung bestimmt werden.

Im Rahmen der Strukturmechanik müssen die flexiblen Rotorblätter, der elastische Turm und der Triebstrang beschrieben werden. Grundlage für die Beschreibung eines Rotorblattes ist eine Finite-Elemente-Zerlegung [GK89]. Es erfolgt eine Unterteilung in radiale Elemente, die als Balken mit individuellen Werten für die Steifigkeit sowie die Masse modelliert werden. Aus der Lösung des Eigenwert-Problems der Differentialgleichung für die Schwingung des einseitig eingespannten Blattes ergeben sich die ungedämpften Eigenfrequenzen und die Eigenformen des Blattes. Eine Reduktion des Rechenaufwandes wird durch die Berücksichtigung nur weniger niederfrequenter Eigenschwingungen, die modale Kondensation, erreicht.

Die Beschreibung der Triebstrangdynamik erfolgt durch Zusammenschalten von Torsionsfedern und Drehmassen. Die Turmdynamik lässt sich als Einmassenschwinger darstellen, der von der Schubkraft der Turbine sowie dem Abstützmoment der Gondel angeregt wird.

2.2.1.1 Aerodynamik Die Herleitung des aerodynamischen Verhaltens der Windturbine erfolgt unter Vernachlässigung

- der Ausgleichsvorgänge im Strömungsfeld des Rotors, die beispielsweise durch Änderung der Windgeschwindigkeit, des Pitchwinkels oder der Drehzahl hervorgerufen werden sowie
- der Aeroelastizität, also der Veränderung des Strömungsfelds auf Grund der räumlichen Veränderung der aerodynamischen Kräfte durch die Strukturmechanik des Rotors.

Deren Berücksichtigung erfolgt später durch Einfügen eines dynamischen Terms, der die Übergangsvorgänge zwischen zwei stationären Zuständen mit Hilfe einer Zeitkonstanten annähert. Vollständig vernachlässigt werden dagegen:

- die Auswirkungen eines inhomogenen Strömungsfelds, z.B. durch Turmvorstau oder Höhengradienten der Windgeschwindigkeit sowie
- chaotische Vorgänge bei Strömungsabriss (Wirbel).

Für die Modellierung des aerodynamischen Verhaltens wird von der Blattelementmethode Gebrauch gemacht. Hierbei wird der Strömungsquerschnitt in voneinander unabhängige Strömungsröhren der Dicke dR aufgeteilt; die gleiche Unterteilung erfolgt auch für die Rotorblätter in einzelne Blattsegmente (Abbildung 2.2). Die auf diese Segmente wirkenden aerodynamischen Kräfte werden mit Hilfe der von der Tragflügeltheorie bekannten Koeffizienten c_W und c_A für Widerstandskraft dF_D und die Auftriebskraft dF_L

$$dF_D = \frac{1}{2} \rho_{\text{Luft}} t_b c_W(\alpha) v_r^2 dR \quad (2.11)$$

$$dF_L = \frac{1}{2} \rho_{\text{Luft}} t_b c_A(\alpha) v_r^2 dR, \quad (2.12)$$

bestimmt, wobei t_b die Blatattiefe, v_r die relative Anströmgeschwindigkeit und α den Anströmwinkel bezeichnet. Eine gezielte Veränderung der Anströmverhältnisse kann mit Hilfe einer Verdrehung des Blattes vom Ausgangswinkel θ_{struct} um den sogenannten Pitchwinkel θ erreicht werden.

Zur Anwendung dieses Verfahrens müssen die vom Blattprofil abhängigen Werte von c_W , c_A und t_b für die einzelnen Blattelemente bekannt sein. Für die Umrechnung in axiale Schub- und tangentialer Umfangskräfte F_S und F_U bezüglich des Rotors werden einfache Winkelbeziehungen (analog zur $[d, q]$ - Koordinatentransformation in Abschnitt 3.2.1.2) benötigt. Somit ist die Entstehung der aerodynamischen Kräfte auf Grund einer bekannten Windgeschwindigkeit bekannt. Im nächsten Schritt kann die Rückwirkung dieser Kraft auf den Luftstrom beschrieben werden.

Wegen des Entzugs kinetischer Energie des Luftmassenstroms durch Abbremsen kommt es zu einer Aufweitung des Ausströmquerschnittes mit der axialen Windgeschwindigkeit $v_{\text{wind},2}$ gegenüber dem Einströmquerschnitt mit der axialen Windgeschwindigkeit $v_{\text{wind},0}$ (Abbildung 2.3).

Um diese Abbremsung der einströmenden Luft durch den Rotor zu beschreiben, wird jedem Blattelement eine axiale Induktion a als Zustandsgröße zugeordnet und an Hand der axialen Windgeschwindigkeit in der Rotorebene $v_{\text{wind,rotor}} = v_{\text{wind},1}$ definiert:

$$v_{\text{wind},1} = (1 - a) v_{\text{wind},0}$$

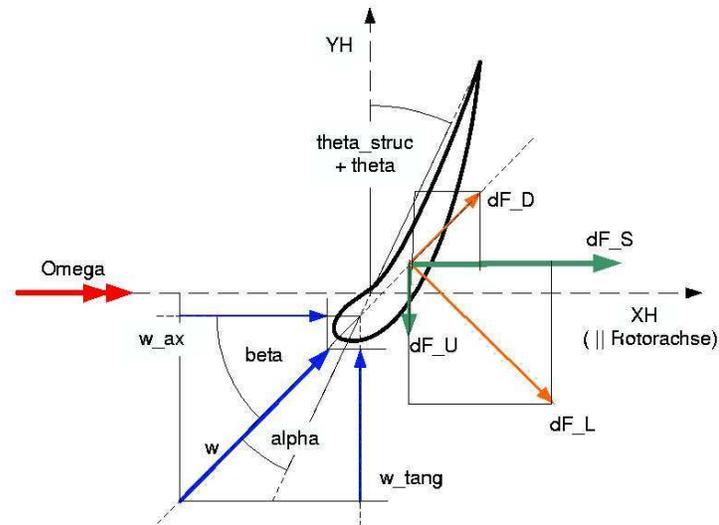


Abbildung 2.2: Anströmverhältnisse an einem Blattelement einer in radiale Segmente aufgeteilten Windturbine

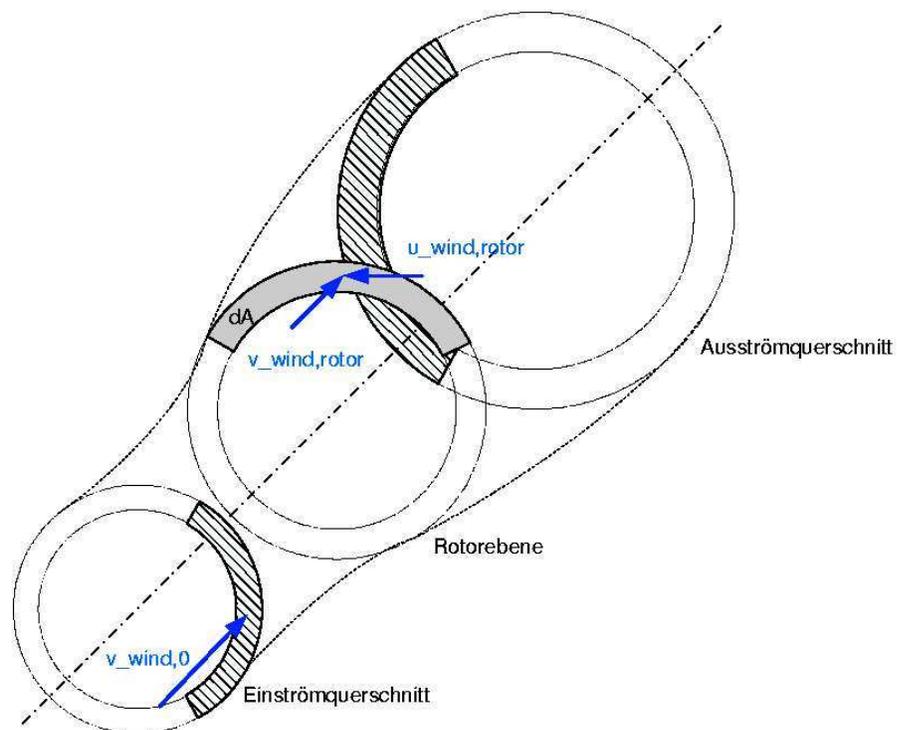


Abbildung 2.3: Rückwirkung des Drehimpulses einer WKA auf die ungestört eintretenden Luftströmungsröhren

Die Bestimmung von a gelingt aus der zeitlichen Ableitung der axialen Impulsbilanz (unter Annahme zeitlich konstanter Windgeschwindigkeiten innerhalb einer Strömungsröhre):

$$dF_S = \dot{m}_{\text{Luft}}(v_{\text{wind},0} - v_{\text{wind},2}) = \dot{m}_{\text{Luft}} \Delta v_{\text{wind}}.$$

$$\frac{1}{2} \rho v^2 + p + \rho gh = \text{const.}$$

Mit der, aus der Bernoulli- Gleichung (dem für eine Volumeneinheit einer wirbelfreien Strömung formulierten Energieprinzip)

$$\frac{1}{2} \rho v^2 + p + \rho gh = \text{const.}$$

hergeleiteten Geschwindigkeitsdifferenz

$$\Delta v_{\text{wind}} = 2a v_{\text{wind},0},$$

folgt hieraus eine Gleichung zur Bestimmung der Schubkraft:

$$\frac{2}{v_{\text{wind},0}^2 \rho_{\text{Luft}} dA} dF_S = 4a(1-a) = f(a). \quad (2.13)$$

Analog zur Vorgehensweise bei der axialen Richtung kann auch für die tangentielle Richtung vorgegangen werden. Dreht sich der Rotor mit einer Umfangsgeschwindigkeit u der jeweiligen Blattelemente, so verlangt der Drehimpulserhaltungssatz eine entgegengesetzt gerichtete Drehung der jeweils zugeordneten Strömungsröhre. Dies ist nur durch eine tangentielle Windgeschwindigkeitskomponente u_{wind} erreichbar. Für die einströmende Luft wird von $u_{\text{wind},0} = 0$ ausgegangen. Aus der zeitlichen Ableitung des Impulserhaltungssatzes für die tangentielle Windgeschwindigkeitskomponente eines Blattelementes folgt für die Umfangskraft:

$$dF_U = \dot{m}_{\text{Luft}} \Delta u_{\text{wind}}.$$

Die Einführung einer tangentialen Induktion a' für jedes Blattelement an Hand der Umdrehungsgeschwindigkeit des Rotors u erfolgt gemäß:

$$\Delta u_{\text{wind}} = u_{\text{wind},2} = -2a' u.$$

Setzt man für die tangentielle Windgeschwindigkeit in der Rotorebene $u_{\text{wind,rotor}}$ den halben Wert an, so gilt für die drehmomentenbildende Umfangskraft:

$$\frac{1}{2\rho_{\text{Luft}}(1-a)v_{\text{wind},0}dA}dF_u = a'u. \quad (2.14)$$

Für die hergeleiteten aerodynamischen Kräfte lassen sich noch verschiedene empirische Korrekturansätze anwenden, mit denen die durch die vereinfachte Annahme abgeschlossener, voneinander unabhängiger Strömungsröhren mit zeitlich konstanten Windgeschwindigkeiten gemachten Fehler vermindert werden können. So wird die Modellierung einer sich zeitlich verändernden Rotoranströmung durch das Einfügen eines dynamischen Terms in Gleichung 2.13 näherungsweise erreicht:

$$\frac{2}{v_{\text{wind},0}^2\rho_{\text{Luft}}dA} \frac{dF_S}{K_{\text{pr}}} = f(a) + \frac{T_a}{v_{\text{wind},0}}\dot{a}. \quad (2.15)$$

Hierbei stellt der zusätzliche Faktor K_{pr} den nichtlinearen, vom Anströmwinkel abhängigen Prandtl- Korrekturfaktor und $f(a)$ eine für hohe Induktionen a gezielt vom Verlauf $f(a) = 4a(1-a)$ abweichende Funktion dar.

Das insgesamt resultierende Drehmoment und die Schubkraft kann durch Integration bzw. Summation über die entsprechenden Beiträge der einzelnen Blattelemente gewonnen werden.

2.2.1.2 Strukturdynamik des Rotorblattes Für die Beschreibung der Strukturdynamik der Rotorblätter wird jedes Blatt in radiale Elemente zerlegt und diese als Balken modelliert. Dabei werden jedem Element jeweils eigene Werte für Masse und Steifigkeit in senkrecht aufeinander stehender Schlag- und Schwenkrichtung zugeordnet. Aus der Bewegungsgleichung für ein einzelnes Element k

$$m_k\ddot{x}_k + s_kx_k = f_k$$

kann durch Koordinatentransformation der lokalen Freiheitsgrade der einzelnen Blattelemente in globale Freiheitsgrade des Rotorblattes die Bewegungsgleichung des gesamten Blattes in Matrizenform angegeben werden:

$$\mathbf{M}_{\text{GB1}}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{S}_{\text{GB1}}\mathbf{x} = \mathbf{f}. \quad (2.16)$$

Dabei bezeichnen \mathbf{M}_{GB1} und \mathbf{S}_{GB1} die globalen Massen- und Steifigkeits- Systemmatrizen nach

Abspaltung der Freiheitsgrade am fest eingespannten Blattfuß. Werden die in \mathbf{f} zusammengefassten Belastungskräfte zu Null gesetzt, erhält man das Eigenwertproblem

$$(\mathbf{S}_{\text{GB1}} - \omega_i^2 \mathbf{M}_{\text{GB1}}) \mathbf{v}_i = 0, \quad (2.17)$$

aus dem die Eigenformen und Eigenfrequenzen des Rotorblattes bestimmt werden können. Die Lösungsvektoren \mathbf{x} der Bewegungsgleichung des Rotorblattes können in Form einer gewichteten Summe der Eigenvektoren \mathbf{v} angegeben werden. Eine Reduzierung des notwendigen Rechenaufwandes kann durch die modale Kondensation, also durch die Reduzierung der Anzahl der berücksichtigten Eigenschwingungen auf einige niederfrequente Eigenformen erreicht werden:

$$\mathbf{x} \approx \mathbf{T}_{\text{mod}} \mathbf{u}, \text{ mit } \mathbf{T}_{\text{mod}} = [\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2 \dots].$$

Hierbei enthält der Vektor der modalen Freiheitsgrade \mathbf{u} die entsprechenden Gewichtungsfaktoren. Setzt man diese Näherung für \mathbf{x} in die Bewegungsgleichung des Blattes ein und multipliziert zusätzlich von links mit $\mathbf{T}_{\text{mod}}^T$, so erhält man die reduzierte modale Bewegungsgleichung:

$$\mathbf{M}_{\text{red}} \ddot{\mathbf{u}} + \mathbf{S}_{\text{red}} \mathbf{u} = \mathbf{b}.$$

Die Berücksichtigung der jeder Eigenbewegung zugeordneten Strukturdämpfung erfolgt durch Einführen einer modalen Dämpfungsmatrix \mathbf{D}_{red} in die Bewegungsgleichung:

$$\mathbf{M}_{\text{red}} \ddot{\mathbf{u}} + \mathbf{D}_{\text{red}} \dot{\mathbf{u}} + \mathbf{S}_{\text{red}} \mathbf{u} = \mathbf{b}. \quad (2.18)$$

Die auf die Rotorblätter wirkenden modalen Lasten \mathbf{b} ergeben sich zum einen aus den extern angreifenden aerodynamischen Kräften. Zum anderen sind die in einem rotierenden System (mit \vec{e}_x : Rotorachse, \vec{e}_y : Schwenkrichtung, \vec{e}_z : mit dem Blatt rotierend in radialer Richtung) auftretenden Trägheitskräfte

$$dm \ddot{\mathbf{r}} = dm \begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} - \Omega^2 y - r \dot{\Omega} \\ 2\Omega \dot{y} + \dot{\Omega} y - r \Omega^2 \end{pmatrix} \approx dm \begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} - r \dot{\Omega} \\ -r \Omega^2 \end{pmatrix}$$

wirksam, wobei die am verformten Blatt wirksame Flieh- und Drehbeschleunigungskraft sowie die Corioliskraft vernachlässigt werden. Der modale Lastenvektor \mathbf{b} setzt sich somit aus den Komponenten

- $\mathbf{b}_{\text{aero}}(\mathbf{f}_{\text{aero}}, \boldsymbol{\theta})$, den aus den aerodynamischen Kräften resultierenden Lasten,
- $\mathbf{b}_{\text{f}}(r\Omega^2)$, den aus den Fliehkräften resultierenden Lasten,
- $\mathbf{b}_{\text{rot}}(r\dot{\Omega}, \boldsymbol{\theta})$, den aus den Trägheitskräften auf Grund der Rotordrehung resultierenden Lasten und
- $\mathbf{b}_{\text{trans}}(\mathbf{a}_{\text{T}}, \boldsymbol{\theta}, \phi_{\text{blatt}})$, den aus den Trägheitskräften auf Grund der Turmkopfbeschleunigung sowie der Blattverformung resultierenden Lasten

zusammen. Die einzelnen Komponenten sollen nachfolgend kurz erläutert werden.

Die Entstehung der aerodynamischen Kräfte F_{S} und F_{U} ist bereits im vorhergehenden Abschnitt beschrieben worden. Für die Umrechnung in modale Lasten \mathbf{b}_{aero} sind entsprechende Transformationen der lokalen Knotenkräfte in globale Blattkräfte sowie die modale Reduktion vorzunehmen.

Die Fliehkräfte bewirken eine zusätzliche Steifigkeit des Rotors, womit die aus ihnen resultierende modale Last auch als

$$\mathbf{b}_{\text{f}} = \Omega^2 \mathbf{G}_{\text{red}} \mathbf{u} \quad (2.19)$$

geschrieben werden kann. Die Bestimmung dieser zusätzlichen Steifigkeitsmatrix erfolgt wiederum durch modale Kondensation der in globale Blattkoordinaten transformierten lokalen Steifigkeit. Diese lokale Steifigkeitsmatrix lässt sich aus den auf ein Rotorelement im unverformten Zustand des Blattes vom jeweiligen Element bis zur Blattspitze hin auftretenden, axialen Kräften

$$N_0 = \Omega^2 \int_r^R r dm$$

sowie aus den geometrischen Eigenschaften des jeweiligen Blattelements bestimmen.

Die aus der Drehbeschleunigung des Rotors resultierenden Trägheitskräfte lassen sich bei Vernachlässigung der Verformung des Blattes als

$$\begin{pmatrix} df_{\text{rotX}} \\ df_{\text{rotY}} \end{pmatrix} = r dm \begin{pmatrix} 0 \\ \dot{\Omega}_{\text{XH}} \end{pmatrix}$$

beschreiben. Nach Transformation in das blattfeste Koordinatensystem (die wegen der vernachlässigten Verformung nur vom als konstant angenommenen Pitchwinkel θ abhängig ist) ergibt sich für die Knotenkräfte:

$$\begin{pmatrix} df_{\text{rotXB},i} \\ df_{\text{rotYB},i} \end{pmatrix} = \dot{\Omega} \begin{pmatrix} -R_i dm_i \sin \theta \\ R_i dm_i \cos \theta \end{pmatrix}.$$

Nach Aufstellen der entsprechenden Matrix \mathbf{P} und deren modaler Reduktion ergibt sich hieraus für die diesen modalen Lastenanteil:

$$\mathbf{b}_{\text{rot}} = \dot{\Omega} \mathbf{P}_{\text{rot}}(\theta).$$

Für die Bestimmung der aus den Turmkopfbeschleunigungen \mathbf{a}_T resultierenden modalen Lasten $\mathbf{b}_{\text{trans}}$ ist wiederum eine vom Pitchwinkel θ und dem jeweiligen Blattwinkel ϕ abhängige Transformation der translatorischen Knotenkräfte

$$d\mathbf{f}_{\text{trans},i} = dm_i \begin{pmatrix} \ddot{x}_i \\ \ddot{y}_i \end{pmatrix}$$

in das blattfeste Koordinatensystem sowie die modale Reduktion vorzunehmen.

Durch Einsetzen der modalen Lasten in die Bewegungsgleichung der Rotorblätter erhält man die Darstellung:

$$\mathbf{M}_{\text{red}} \ddot{\mathbf{u}} = -\mathbf{D}_{\text{red}} \dot{\mathbf{u}} - (\mathbf{S}_{\text{red}} + \Omega^2 \mathbf{G}_{\text{red}}) \mathbf{u} + \dot{\Omega} \mathbf{P}_{\text{rot}}(\theta) + \mathbf{b}_{\text{trans}} + \mathbf{b}_{\text{aero}}. \quad (2.20)$$

Es lässt sich erkennen, dass die modalen Blattbeschleunigungen $\ddot{\mathbf{u}}$ von der Drehbeschleunigung des Rotors $\dot{\Omega}$ abhängen. Die Bestimmung der Drehbeschleunigung erfolgt aus der Bewegungsgleichung der Nabe:

$$J_{\text{Nabe}} \dot{\Omega} = \sum_{i=1}^3 M_{\text{Blatt},i} + M_{\text{TS}}, \quad (2.21)$$

wobei M_{TS} das Lastmoment des Triebstranges darstellt. Die Blattmomente können aus einer globalen Kräfte- und Momentenbilanz ermittelt werden. Hierzu sind alle Kräfte und Momente bezüglich der Einspannung zu addieren (\mathbf{f}) und der Summe aller ins XH - YH - Koordinatensystem der Einspannung transformierten Trägheitskräfte und deren zugehöriger Momente

gleichzusetzen:

$$\mathbf{f} = \mathbf{T}_{f2F}\mathbf{f}_{\text{aero}} + \mathbf{T}_{\text{rot}2F}\dot{\boldsymbol{\Omega}} + \mathbf{T}_{\text{trans}2F}\mathbf{a}_T + \mathbf{T}_{\text{FBH}}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{T}_{\text{d}2\text{ub}}\ddot{\mathbf{u}}. \quad (2.22)$$

Aus dem Vektor der Blattfußquerkräfte und -momente

$$\mathbf{f} = \begin{pmatrix} F_{\text{XH}} & M_{\text{XH}} & F_{\text{YH}} & M_{\text{YH}} \end{pmatrix}^T$$

kann somit das jeweilige Blattmoment gemäß

$$M_{\text{Blatt},i} = \mathbf{T}_{\text{F}2\text{M}}\mathbf{f},$$

mit der Transformationsmatrix $\mathbf{T}_{\text{F}2\text{M}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & -R_{\text{Nabe}} & 0 \end{pmatrix}$ bestimmt werden und es ergibt sich:

$$M_{\text{Blatt},i} = \mathbf{T}_{\text{F}2\text{M}}(\mathbf{T}_{f2F}\mathbf{f}_{\text{aero}} + \mathbf{T}_{\text{rot}2F}\dot{\boldsymbol{\Omega}} + \mathbf{T}_{\text{trans}2F}\mathbf{a}_T + \mathbf{T}_{\text{FBH}}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{T}_{\text{d}2\text{ub}}\ddot{\mathbf{u}}). \quad (2.23)$$

Damit ist erkennbar, dass die Drehbeschleunigung $\dot{\boldsymbol{\Omega}}$ ihrerseits von den modalen Blattbeschleunigungen $\ddot{\mathbf{u}}$ abhängt. Das Gleichungssystem aus den Bewegungsgleichungen der Blätter (Gleichung 2.20) und der Bewegungsgleichung der Nabe (Gleichung 2.21, 2.23) beschreibt somit die Strukturmechanik eines flexiblen Windkraftrotors.

2.2.2 Simulationsmodell

Das strukturmechanische Modell des Windkraftrotors beschreibt die aeroelastische Kopplung der Luftkräfte mit den Blatt-, Turm- und Triebstrangschwingungen. Nachfolgend wird ein Überblick gegeben, wie die Umsetzung der physikalischen Vorgänge in ein Simulink-Modell erfolgte.

Die Herleitung der dieses System beschreibenden Gleichungen basiert auf der Annahme einer kontinuierlichen Luftströmung sowie auf bekannten Widerstands- und Auftriebswerten der jeweiligen Elemente des Rotorblattes. Die Modellierung der Vorgänge bei Änderung dieser Strömung erfolgt nicht auf Grund physikalischer Gesetzmäßigkeiten, sondern durch einen Einfügen eines dynamischen Terms, der diesen Vorgang näherungsweise nachbildet. Die Umsetzung der in Abschnitt 2.2 hergeleiteten Gleichungen in ein entsprechendes Simulink-Modell ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

Hierin beschreibt der Block *flexibler Windrotor* die Entstehung der aerodynamischen Kräfte

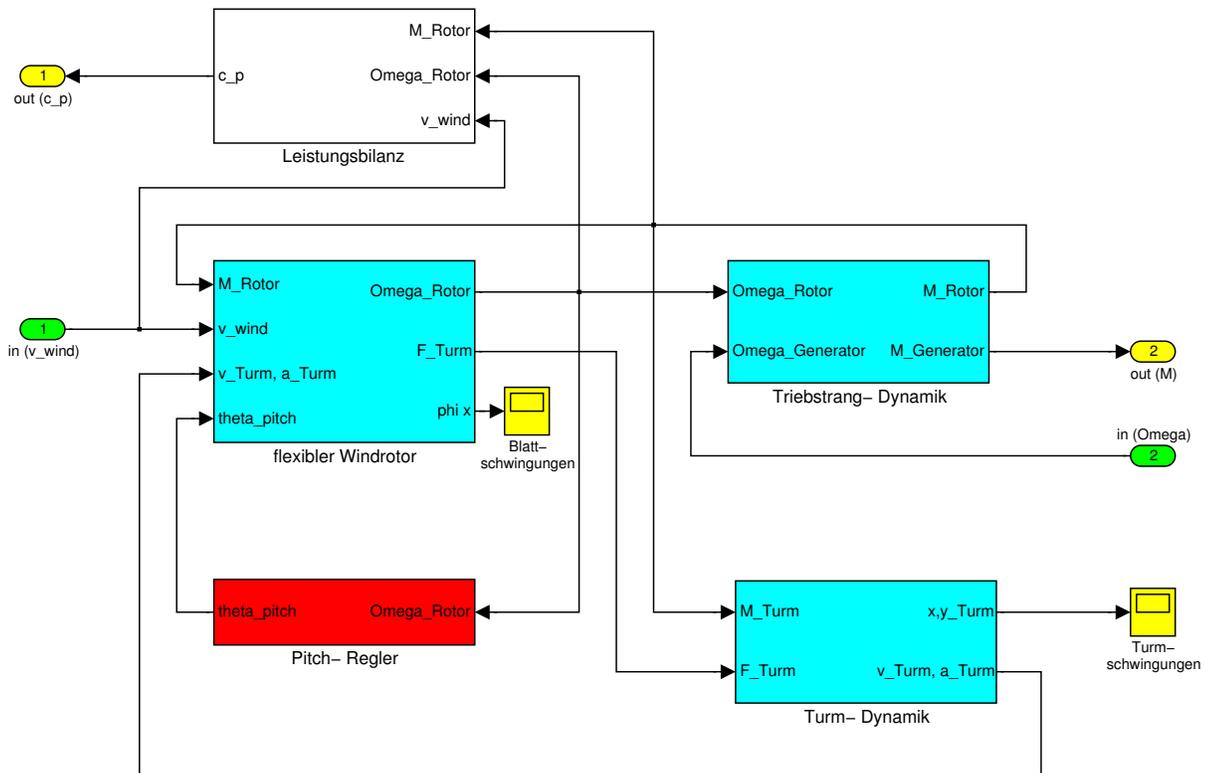


Abbildung 2.4: Struktur der Simulation eines dynamisches Modell von Rotor und Getriebe einer WKA

in Wechselwirkung mit der Strukturdynamik von Rotorblättern und Nabe. Diese Beschreibung basiert auf dem Gleichungssystem bestehend aus den Gleichungen für die Entstehung der aerodynamischen Kräfte (2.14 und 2.15) sowie den Bewegungsgleichungen von Rotorblättern und Nabe (2.21 und 2.23). Für die Implementierung in Simulink ist es allerdings vorteilhaft, noch eine Umstellung dieses Gleichungssystems vorzunehmen, um die rechenzeitintensive Lösung algebraischer Schleifen zumindest teilweise zu vermeiden. Ferner hat sich die Anwendung einer Normierung bewährt, um die Invertierbarkeit von Matrizen zu verbessern.

Im Block *Triebstrang-Dynamik* wird die mit dem Getriebeübersetzungsverhältnis k_{ue} korrigierte Drehzahldifferenz von Windrotorwelle und Generatorwelle integriert. Aus der so gewonnenen Winkeldifferenz kann mit Hilfe der Drehsteifigkeit und der Torsionsdämpfung das elastische Moment bestimmt werden.

Die Modellierung des elastischen Turms im Block *Turm-Dynamik* erfolgte als Einmassenschwinger, also ebenfalls aus der Annahme von Steifigkeit und Dämpfung. Aus den translatorischen Kräften der Windturbine sowie dem Abstützmoment der Gondel werden die Auslenkung des Turmkopfs sowie dessen Geschwindigkeit und Beschleunigung bestimmt.

Bei großen Windstärken überschreitet die von der Windturbine umgewandelte Leistung die Bemessungsgrenze des Generators. Im Block *Pitch-Regler* wird durch gezieltes Verstellen des Pitch-Winkels der Leistungsbeiwert c_p verringert und somit die Leistung der Anlage auf den Nennwert des Generators begrenzt.

Die Bestimmung des aktuellen Leistungsbeiwertes im Block *Leistungsbilanz* beruht auf der Definition dieses Beiwertes. Es wird also der Quotient aus der Leistung an der Windrotorwelle und der im anströmenden Wind enthaltenen Leistung berechnet.

3 Grundlagen der Antriebstechnik

In diesem Abschnitt werden die Eigenschaften der verschiedenen Komponenten des Antriebsstranges dargestellt sowie die wesentlichen, im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Methoden vorgestellt. Weiterhin wird die Umsetzung der mathematischen Modelle der einzelnen Systemkomponenten in entsprechende Simulationsmodelle vorgenommen. Als Simulationsprogramm wird *Matlab/ Simulink* eingesetzt. Der Entwurf der Simulationsmodelle erfolgte i.d.R. sowohl als signalflussorientiertes Blockschaltbild als auch in Form sogenannter *s-Funktionen*, die eine direkte Implementierung eines mathematischen Modells als Zustandsgleichung erlauben. Die erstellten Simulationsmodelle wurden in Bibliotheken abgelegt, was sowohl deren einfache Nutzung, als auch deren eventuelle globale Änderung erlaubt.

3.1 Gleichstrommaschine

Die kurze Erläuterung der Eigenschaften einer Gleichstrommaschine hat zweierlei Motive. Zum einen wird in dem verwendeten Versuchsstand eine fremderregte Gleichstrommaschine zur Nachbildung des Drehmoments einer Windkraftanlage eingesetzt. Daher ist zur Synthese eines geeigneten Reglers eine Betrachtung ihrer Eigenschaften notwendig. Zum anderen wird bei der Beschreibung (wie auch der Reglersynthese) der Synchronmaschine auf eine Analogie zur Gleichstrommaschine zurückgegriffen werden.

3.1.1 Grundlagen

Eine Gleichstrommaschine besteht aus einem Stator, der mittels einer Erregerwicklung oder eines Permanentmagneten ein feststehendes Magnetfeld erzeugt sowie einem Rotor (auch als Anker bezeichnet), dessen Spulenwicklungen über einen Kommutator mittels Kohlebürsten an die Ankerklemmen geführt sind [Fis95]. Der Kommutator sorgt für das Umpolen der Ankerwicklungen in Abhängigkeit vom aktuellen Rotordrehwinkel.

Dreht sich der Anker, folgt aus dem Induktionsgesetz $\vec{E} = \vec{v} \times \vec{B}$ und Zusammenfassen der jeweils stromdurchflossenen Leiterschleifen in der so genannten Maschinenkonstanten c für die induzierte Spannung:

$$u_i = c\Phi\omega_w, \quad (3.1)$$

wobei Φ den magnetischen Fluss und ω_w die mechanische Rotorkreisfrequenz bezeichnen. Das elektrische Verhalten der wirksamen Ankerwicklungen einer (kompensierten) Gleichstromma-

schine ergibt sich, unter Berücksichtigung eines nichtlinearen Spannungsabfalls u_b an den Kohlebürsten, aus dem Maschensatz:

$$u_a = u_i + u_b + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt}. \quad (3.2)$$

Bei Vernachlässigung des Bürstenspannungsabfalls gilt somit das in Abbildung 3.1 dargestellte Ersatzschaltbild.

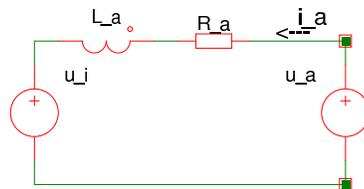


Abbildung 3.1: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Gleichstrommaschine

Die Bestimmung des inneren Moments kann aus der Lorenzkraft $\vec{F} = I \vec{l} \times \vec{B}$ erfolgen (siehe Abbildung 3.2). Die Kraft auf die stromdurchflossenen Leiter ist durch

$$F = c \cdot 2l B i_a \quad (3.3)$$

gegeben. Hieraus ergibt sich für das Drehmoment $\vec{m} = \vec{r} \times \vec{F}$ unter Berücksichtigung von $\Phi = \int \vec{B} d\vec{A} = B \cdot 2rl$

$$m_i = c \Phi i_a. \quad (3.4)$$

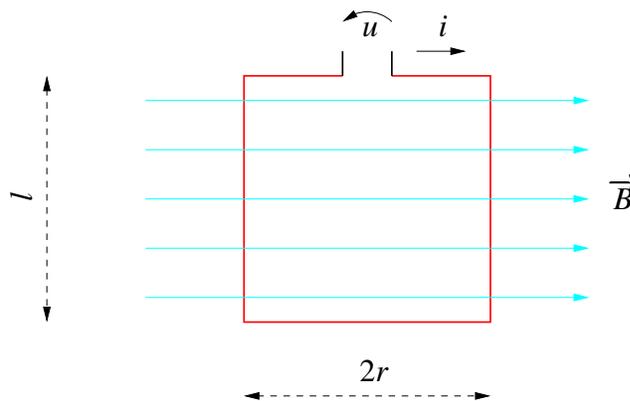


Abbildung 3.2: Prinzip der Drehmomentenbildung bei einer Gleichstrommaschine

Das mechanische Verhalten an der Welle, also das Drehmoment m_w und die mechanische Rotorkreisfrequenz $\omega_w = 2\pi n_w$, ergibt sich aus der Bewegungsgleichung:

$$m_i = m_v + m_w + J \frac{d\omega_w}{dt}. \quad (3.5)$$

Das auftretende Verlustmoment m_v setzt sich folgendermaßen zusammen:

$$m_v = m_{v,r} + m_{v,hyst} + m_{v,eddy}. \quad (3.6)$$

Dabei kann für das von den Lagern und Bürsten hervorgerufene Reibungsmoment $m_{v,r}$ ein näherungsweise konstanter Wert erwartet werden, sofern das erhöhte Losbrechmoment bei $\omega_w = 0$ vernachlässigt wird. Das Hysteresemoment $m_{v,hyst}(\Phi)$ ist auf Grund der magnetischen Eigenschaften des im Rotor verwendeten Eisens abhängig vom magnetischen Fluss, lässt jedoch bei konstanter Erregung einen ebenfalls konstanten Wert erwarten. Das von den im Rotor induzierten Wirbelströmen verursachte Verlustmoment $m_{v,eddy}(\Phi, \omega)$ ist nicht nur vom erregenden Fluss, sondern auch von der Drehzahl abhängig. Es kann durch Blechen des Rotors stark minimiert und somit vernachlässigt werden. Eine näherungsweise Berücksichtigung ist durch die Annahme einer etwa quadratischen Abhängigkeit von der Drehzahl (bei konstanter Erregung) ebenfalls möglich. Im Stator treten wegen des konstanten Erregerflusses keine Eisenverluste auf; es sind lediglich die ohmschen Verluste ($I_f^2 R_f$) zu erwarten.

Das elektrische und mechanische Verhalten der fremderregten Gleichstrommaschine lässt sich übersichtlich als Gleichungssystem darstellen:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ m_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & c\Phi \\ c\Phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 \\ 0 & -J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{\omega}_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_b \\ -m_v \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Mit Hilfe der Laplace-Transformation einer beliebigen zeitvarianten Größe $y(t)$ gemäß

$$Y(s) = \mathcal{L}\{y(t \geq t_0)\}. \quad (3.8)$$

kann diese Darstellung nochmals vereinfacht werden

$$\begin{bmatrix} U_a(s) \\ M_w(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + sL_a & c\Phi \\ c\Phi & -sJ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(s) \\ \Omega_w(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_b \\ -m_v \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Der zeitliche Verlauf von $y(t)$ ist aus der Lösung der Transformierten $Y(s)$ sowie deren An-

fangsbedingung zu bestimmen:

$$y(t \geq t_0) = \mathcal{L}^{-1}\{Y(s)\} + y(t_0). \quad (3.10)$$

Für eine Darstellung als Zustandsgleichung $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$ ist Gleichung (3.7) nochmals umzuformen und ergibt sich bei Vernachlässigung des Bürstenspannungsabfalls u_b sowie des Verlustmoments m_v zu:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{\omega}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{c\Phi}{L_a} \\ \frac{c\Phi}{J} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ m_w \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

3.1.2 Simulationsmodell

Die Herleitung des Simulationsmodells einer fremderregten Gleichstrommaschine basiert auf dem im vorherigen Abschnitt hergeleiteten Gleichungssystem (3.9). Unter Annahme von $c\Phi = \text{const}$, $u_b \approx \text{const}$ sowie $m_v \approx \text{const}$ lassen sich je nach Wahl der Ein- und Ausgangsgrößen verschiedene Strukturbilder konstruieren. In Abbildung 3.3 ist ein Strukturbild (mit Einführung der Ankerzeitkonstanten $T_a = L_a/R_a$) mit Strom und Drehzahl als Ausgangsgrößen dargestellt, welches beispielsweise für den Entwurf einer Drehzahlregelung geeignet ist.

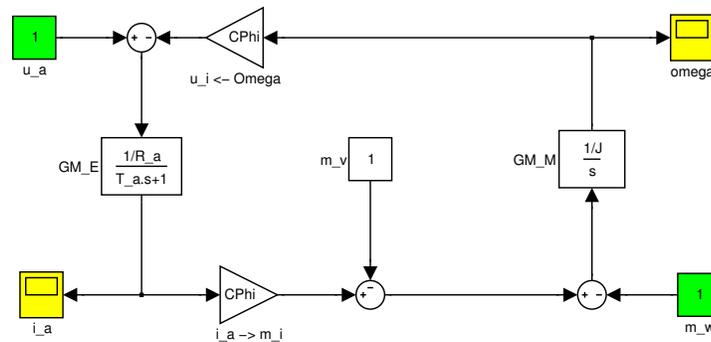


Abbildung 3.3: Struktur des Modells einer Gleichstrommaschine mit eingprägtem Drehmoment

Für die Aufgabe das Moment der Gleichstrommaschine zu regeln, empfiehlt sich eine Darstellung mit der Drehzahl als Eingang und dem Moment als Ausgang (Abbildung 3.4).

Aus der Zustandsgleichung (3.11) kann eine einfache Implementierung als s-Funktion vorgenommen werden.

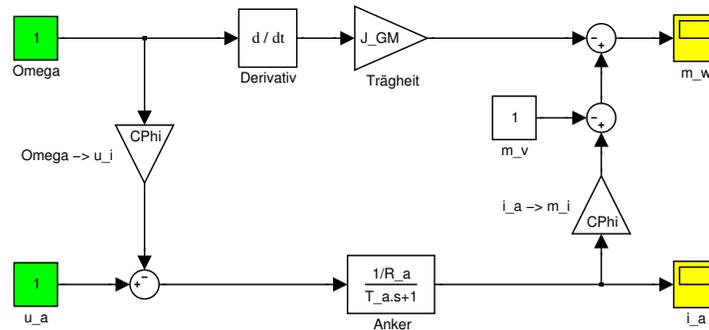


Abbildung 3.4: Struktur des Modells einer Gleichstrommaschine mit eingprägter Drehzahl

3.2 Synchronmaschine

Eine Synchronmaschine besteht aus einem Stator mit einer Drehfeldwicklung und einem (auch als Polrad bezeichnetem) Rotor mit einer Erregerfeldwicklung oder einem Permanentmagneten [MG90]. Die Anschlüsse der Erregerfeldwicklung werden über Schleifringe nach außen geführt. Die Drehfeldwicklung kann als zweipolige Drehstromwicklung ausgeführt werden, wobei drei Wicklungen räumlich um 120° versetzt angeordnet sind. Die über den Statorumfang verteilten Wicklungen sollen hier als Durchmesserwindungen betrachtet werden. Wird die Drehstromwicklung an ein Drehstromnetz (mit drei zeitlich um 120° versetzten sinusförmigen Spannungen) angeschlossen, so erzeugen die von den Ständerströmen hervorgerufenen magnetischen Flüsse einen Statorflussfluss $\vec{\Phi}^{(S)}$ (siehe Abbildung 3.6), dessen Betrag konstant ist und dessen Drehwinkel sich zeitabhängig, proportional der Netzfrequenz ändert. Der Rotor dreht sich auf Grund seines Gleichfeldes synchron mit dem Drehfeld und ändert in Abhängigkeit der mechanischen Belastung seinen (als Polradwinkel $\vartheta_p = \vartheta^S - \vartheta^F$ bezeichneten) Winkel zwischen dem Gleichfeld (ϑ^F) des Rotors und dem Drehfeld (ϑ^S) des Stators. Stehen beide Felder senkrecht aufeinander, so ist das maximale Moment (auch als Kippmoment bezeichnet) erreicht. Wird es überschritten, fällt die Maschine außer Tritt, d.h. der Rotor dreht sich nicht mehr synchron mit dem Drehfeld und es treten Pendelmomente auf.

Das Problem der Nicht-Synchronität von Drehfeld und Rotor tritt vor allem beim Anlauf der Maschine auf. Synchronmaschinen werden jedoch oft mit einer so genannten Dämpferwicklung ausgestattet. Mit Hilfe dieser (in Form eines von der Asynchronmaschine bekannten Kurzschlusskäfigs realisierten) Wicklung wird die Maschine in die Lage versetzt, als Asynchronmaschine anzulaufen und nach Zuschalten der Erregung in Tritt zu fallen. Ihren Namen verdankt die Dämpferwicklung jedoch der Eigenschaft, den bei plötzlichen Belastungswechseln auftretenden Pendelungen des Polradwinkels (und damit des Moments) entgegenzuwirken.

Neben der zweipoligen Ausführung (Polpaarzahl $z_p = 1$) von Drehfeld- und Rotorwicklung sind auch höherpolige Ausführungen möglich, was einen Einfluss auf die Wellendrehzahl ($\omega_w = \dot{\vartheta}_w = \dot{\vartheta}_F / z_p$) und somit auf das von der Maschine an der Welle entwickelte Drehmoment ($m_w = z_p m_i$) hat. Die elektrischen Verhältnisse in den (im zweipoligen Modell betrachteten) Spulen werden hiervon jedoch nicht beeinflusst.

Eine Besonderheit bei der mathematischen Behandlung der Synchronmaschine ist dem Aufbau des Rotors der Schenkelpolmaschine zu verdanken. Bei einer solchen Maschine verändert sich auf Grund eines nicht rotationssymmetrischen Aufbaus die Länge des Luftspaltes entlang des Umfangs. So ist der Luftspalt in Magnetisierungsrichtung d des Rotors kleiner (und die Induktivität L_d größer) als in Querrichtung q (mit der zugehörigen Induktivität L_q). Bei der Vollpolmaschine ist der Luftspalt (von der hier vernachlässigten Nutung abgesehen) konstant was die mathematische Beschreibung vereinfacht ($L_d = L_q$).

3.2.1 Grundlagen

Das elektrische Verhalten der Wicklungen in Stator und Rotor wird mit Hilfe der Überlagerung der von Stator- und Rotorströmen hervorgerufenen magnetischen Flüsse ($\vec{\Phi} = \vec{\Phi}^{(S)} + \vec{\Phi}^{(R)}$) beschrieben. Die zeitliche Änderung des in einer Wicklung jeweils resultierenden Flusses $\vec{\Phi}$ ruft eine induzierte Spannung u_i hervor und findet in den Spannungsgleichungen von Stator und Rotor eine entsprechende Berücksichtigung.

Der zentrale Gedanke bei der Beschreibung des mechanischen und elektrischen Verhaltens der Synchronmaschine ist der Versuch der weitgehenden Reduktion auf das Verhalten einer Gleichstrommaschine. Bei dieser sorgte ein Kommutator dafür, dass das (kompensierte) Ankerfeld stets 90° gegenüber dem Erregerfeld versetzt ist. Dieser Umstand ermöglichte nicht nur die einfache Berechnung des inneren Drehmoments aus Ankerstrom und Erregerfluss sondern ebenfalls eine unabhängige Stellmöglichkeit beider Größen und somit eine gute Regelbarkeit. Bei der Synchronmaschine werden im Ständer fiktive (rotorortsfeste) Ersatzwicklungen eingeführt, die gemeinsam mit dem Läufer rotieren. Um die mathematische Beschreibung dieser Ersatzwicklungen zu vereinfachen, wird auf die Methode der Koordinatentransformation zurückgegriffen. Dabei werden folgende Begriffe verwendet:

- ständerortsfestes Koordinatensystem ($[u, v, w]$ - bzw. $[\alpha, \beta]$ - Koordinaten)
- rotorortsfestes Koordinatensystem ($[d, q]$ - Koordinaten)
- rotorflussorientiertes Koordinatensystem ($[d, q]$ - Koordinaten)

Diejenige rotierende Wicklung, deren im Rotor hervorgerufene Flussdichte die gleiche Orientierung wie die der Erregerwicklung hat wird als d - Wicklung bezeichnet. Der in ihr fließende Strom hat, analog zur Feldwicklung der Gleichstrommaschine, flussbildenden bzw. -schwächenden Charakter. Die um 90° versetzte q - Wicklung entspricht naturgemäß der Ankerwicklung der Gleichstrommaschine. In ihr fließende Ströme haben momentenbildenden Charakter. Mit dieser Form der Beschreibung des Verhaltens der Synchronmaschine ist eine Möglichkeit zur unabhängigen Regelung von Moment und Fluss gegeben, was als feldorientierte Regelung bezeichnet wird. Eine Darstellung der d - und q - Wicklungen sowie der Flussüberlagerung erfolgt in Abbildung 3.5, wobei beispielhaft eine positive q - und eine negative (Feldschwächung) d - Komponente des Ständerstroms angenommen wurde.

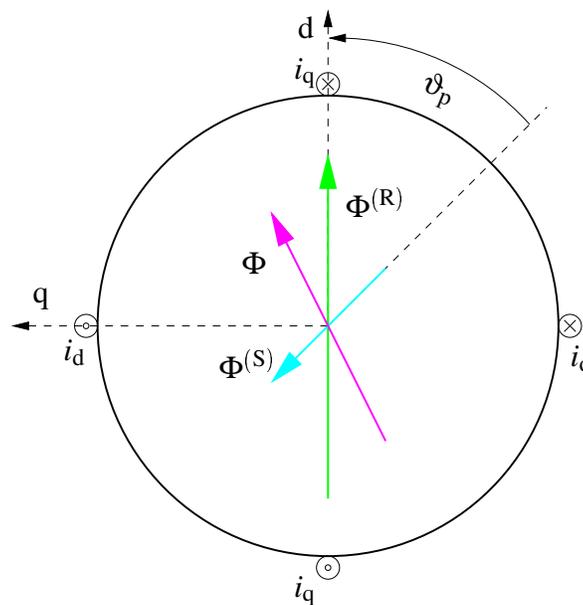


Abbildung 3.5: Prinzip der Momentenbildung bei einer Synchronmaschine

Das innere Statormoment kann somit für d - und q - Wicklung entsprechend der Vorgehensweise bei der Gleichstrommaschine (Gleichung 3.4) gemäß

$$m_i = w(i_d \Phi_q^{(R)} - i_q \Phi_d^{(R)})$$

berechnet werden, wobei w die Windungszahl von d - und q - Wicklung darstellt. Da die q - Komponente des Erregerflusses definitionsmäßig Null ist, wird der Strom der d - Wicklung eigentlich nicht benötigt. Er findet hier dennoch Berücksichtigung, da in den Dämpferwicklungen (temporär) fließende Ströme die Lage des vom Rotor erzeugten Feldes gegenüber der Feldwicklung

verzerren können. Die Ausrichtung der d - Ersatzwicklung an der Erregerwicklung stellt somit (bei Vorhandensein einer Dämpferwicklung) eine vereinfachende Annahme dar.

Für eine solche Beschreibung müssen demgemäß die (ständerortsfesten $[u, v, w]$ -) Wicklungsströme in den rotorortsfesten $[d, q]$ - Koordinaten dargestellt werden. Die Berechnung der magnetischen Flüsse erfolgt (unter Vernachlässigung der nichtlinearen Sättigungseffekte des Eisens) aus den sie hervorruhenden Strömen.

An dieser Stelle soll kurz die nachfolgend verwendete Indizierung erläutert werden. Ein tiefgestellter Index kennzeichnet eine Komponente eines Koordinatensystems (z.B. i_d , eine Ausnahme stellt die d - Komponente der induzierten Spannung $u_{i,d}$ dar). Ein hochgestellter Index gibt den Ort der betrachteten Größe an (z.B. die q - Komponente des (Gesamt-) Flusses in der (Erreger-) Feldwicklung Φ_q^F). Ein in Klammern hochgestellter Index gibt den Ort an, von dem der betrachtete Anteil einer Größe hervorgerufen wurde (z.B. der Anteil der q - Komponente des Ständerflusses, der von Strömen in der Dämpferwicklung hervorgerufen wurde $\Phi_q^{S(D)}$). Die oben hergeleitete Berechnungsvorschrift für das auf den Ständer der Synchronmaschine wirkende innere Drehmoment schreibt sich also unter Anwendung dieser Indizierungsvorschrift

$$m_i^S = w(i_d^S \Phi_q^{S(R)} - i_q^S \Phi_d^{S(R)}). \quad (3.12)$$

3.2.1.1 Transformation in $[\alpha, \beta, 0]$ - Koordinaten Ziel dieses Abschnittes ist die Beschreibung der dreiphasigen ständerortsfesten $[u, v, w]$ - Wicklung durch eine orthogonale, zweiphasige, ebenfalls ständerortsfeste $[\alpha, \beta]$ - Ersatzwicklung.

Fließt durch die Wicklung u des Ständers ein Strom i_u^S so habe die Flussdichte $\vec{B}_u^{S(S)}$ des hieraus im Rotor resultierenden magnetischen Flusses $\Phi_u^{S(S)}$ die Richtung \vec{z}_u . Ströme durch die Wicklungen v und w verursachen entsprechende Flusskomponenten $\Phi_v^{S(S)}$ und $\Phi_w^{S(S)}$ mit Flussdichten $\vec{B}_v^{S(S)}$ und $\vec{B}_w^{S(S)}$ in den Richtungen \vec{z}_v und \vec{z}_w . Der Betrag der geometrische Summe der einzelnen Flussvektoren ergibt (unter Voraussetzung einer idealen Wicklungskopplung) den gesamten vom Stator erzeugten Fluss:

$$\Phi^{S(S)} = \left| \Phi_u^{S(S)} \vec{z}_u + \Phi_v^{S(S)} \vec{z}_v + \Phi_w^{S(S)} \vec{z}_w \right|. \quad (3.13)$$

Eine Beschreibung eines (virtuellen) ‘‘Gesamtflussvektors’’ $\vec{\Phi}_u^{S(S)}$ kann auch in Polarkoordinaten (Betrag und Winkel) oder in (ständerortsfesten) kartesischen $[\alpha, \beta]$ - Koordinaten erfolgen. Die Transformation von $[u, v, w]$ - in $[\alpha, \beta]$ - Koordinaten erfolgt auf Grund der in Abbildung 3.6

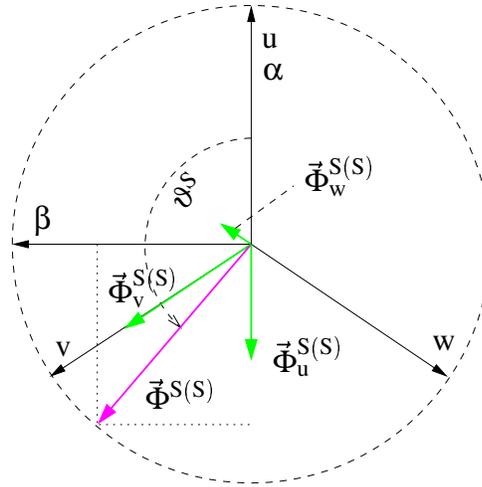


Abbildung 3.6: Winkelverhältnisse bei der Koordinatentransformation $[u, v, w]$ nach $[\alpha, \beta]$

dargestellten geometrischen Verhältnisse gemäß:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{\alpha}^{S(S)} \\ \Phi_{\beta}^{S(S)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_u^{S(S)} \\ \Phi_v^{S(S)} \\ \Phi_w^{S(S)} \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Die gleiche Transformationsvorschrift lässt sich auch auf die Spannungen und Ströme der Ständerwicklungen anwenden, was für nicht-vektorielle physikalische Größen nicht unbedingt plausibel erscheint. Aufgrund der Verkettung der (nicht vektoriellen) elektrischen Größen mit der (vektoriellen) magnetischen Flussdichte ist dies jedoch möglich und liefert als Resultat den Strom- und Spannungsverlauf der virtuellen Durchmesserwicklungen $[\alpha, \beta]$ die eine solche Flussdichte erzeugen würden. Ein zusätzlicher, in allen drei Phasen identischer (normierter) Strom $i_0^S = \frac{1}{3}(i_u^S + i_v^S + i_w^S)$ hat zwar auf den resultierenden magnetischen Flussvektor $\vec{\Phi}^{(S)}$ keinen Einfluss, aber durchaus auf die Verlustbilanz der Ständerwicklung, weshalb er bei der Transformation als zusätzlicher Nullstrom i_0^S berücksichtigt wird:

$$\mathbf{I}_{\alpha\beta 0}^S = \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \cdot \mathbf{I}_{uvw}^S \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^S \\ i_{\beta}^S \\ i_0^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u^S \\ i_v^S \\ i_w^S \end{bmatrix}.$$

Bei Dreieckschaltung der Maschine bzw. bei deren Sternschaltung mit nicht angeschlossenem

Sternpunkt können keine Nullströme fließen. Daher kann auf die Berechnung der Nullkomponente verzichtet werden. Da die Summe der Phasenströme in diesem Fall verschwindet, lässt sich beispielsweise die w -Komponente aus der Transformationsvorschrift eliminieren und es genügt die Messung zweier Phasenströme

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^S \\ i_{\beta}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u^S \\ i_v^S \end{bmatrix}.$$

Bei einer solchen Vorgehensweise ist allerdings das Erkennen eines eventuellen Erdschlusses einer Ständerwicklung aus der hieraus resultierenden Nullkomponente nicht mehr möglich. Diese reduzierte Transformation wird nachfolgend nicht weiter betrachtet.

Für die Ständerspannungen gilt in Analogie zu den Strömen:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta 0}^S = \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \cdot \mathbf{U}_{uvw}^S.$$

Da bei der so eingeführten Transformation der Betrag des magnetischen Flusses unverändert bleibt, kann diese auch als flussinvariant bezeichnet werden ($\mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0}^{(\Phi)}$). In der Literatur findet sich häufig eine Normierung dieser Transformation derart, dass der reale (Dreh-) Strom der Wicklung u dem transformierten Strom der virtuellen Wicklung α entspricht. Hierzu ist ein Faktor von $\frac{2}{3}$ notwendig (wie sich leicht durch Einsetzen von $i_u = 1 \text{ A}$, $i_v = i_w = -\frac{1}{2} \text{ A}$ überprüfen lässt). Die Transformation wird dann als strominvariant bezeichnet ($\mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0}^{(i)}$) und wurde bei der Definition des Nullsystems bereits angewendet, weshalb es von der Anwendung des Vorfaktors auszunehmen ist. Abschließend sei noch die leistungsinvariante Transformation ($\mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0}^{(p)}$) erwähnt, bei deren Anwendung insbesondere bei der nachfolgend hergeleiteten Berechnung des Drehmoments auf einen Korrekturfaktor verzichtet werden kann.

Soll aus den $[\alpha, \beta, 0]$ -Koordinaten in $[u, v, w]$ -Koordinaten zurücktransformiert werden, so ist die Transformationsmatrix $\mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0}$ zu invertieren ($\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \Rightarrow uvw} = \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0}^{-1}$). Zusammenfassend gelten, mit den in Tabelle 3.1 aufgeführten Transformationsmatrizen, zwischen den $[u, v, w]$ - und den $[\alpha, \beta, 0]$ -Koordinaten für eine beliebige Größe $y(t)$ die Transformationsvorschriften :

$$\mathbf{Y}_{uvw}^S = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \Rightarrow uvw} \cdot \mathbf{Y}_{\alpha\beta 0}^S \quad (3.16)$$

$$\mathbf{Y}_{\alpha\beta 0}^S = \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \cdot \mathbf{Y}_{uvw}^S \quad (3.17)$$

Um im stationären Fall aus der geometrischen Stromsumme in $[\alpha, \beta]$ -Koordinaten auf reale

Tabelle 3.1: Transformation $[u, v, w] \Leftrightarrow [\alpha, \beta, 0]$

	$[u, v, w] \Rightarrow [\alpha, \beta, 0]$	$[\alpha, \beta, 0] \Rightarrow [u, v, w]$	k_m	k_i	k_f
$\mathbf{T}^{(\Phi)}$	$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}$	$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{3}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{2}{3}$	1
$\mathbf{T}^{(i)}$	$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{3}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix}$	$\frac{3}{2}$	1	$\frac{3}{2}$
$\mathbf{T}^{(p)}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{\frac{3}{2}}$

Phasenströme zu schließen, ist der Koeffizient k_i anzuwenden:

$$i_{uvw} = k_i i_{\alpha\beta}.$$

Dieser entfällt bei Einsatz der strominvarianten Transformation.

Bei der Kopplung der transformierten Flussvektoren von Ständer- und Dämpferwicklung mit dem (nicht transformierten) Gleichfeld der Erregerwicklung ist der Koeffizient k_f zu berücksichtigen:

$$\Phi_{uvw} = k_f \Phi_{\alpha\beta}.$$

Er entfällt bei Einsatz der flussinvarianten Transformation.

Der Koeffizient k_m zur Bestimmung des Drehmoments resultiert aus der unterschiedlichen Normierung von Fluss und Strom und wird aus der Leistungsbilanz der transformierten und nicht transformierten Größen bestimmt:

$$m_{uvw} = k_m m_{\alpha\beta}.$$

Er entfällt bei Anwendung der leistungsinvarianten Transformation.

Da später der Fluss des Stators mit dem Gleichfeld des Rotors gekoppelt werden soll, wird im weiteren zur besseren Übersicht die Flussnormierung verwendet.

3.2.1.2 Transformation in $[d, q]$ -Koordinaten Die in den realen Wicklungen $[u, v, w]$ fließenden Ströme wurden im vorhergehenden Abschnitt in Ströme kartesischer Ersatzwicklungen $[\alpha, \beta]$ umgerechnet. Nunmehr sollen sie als Ströme rotierender (am Gleichfeld des Rotors orientierter) kartesischer Ersatzwicklungen $[d, q]$ dargestellt werden. Somit ist eine Drehung des kartesischen Koordinatensystems des Ständers um den Drehwinkel ϑ^F des Rotors vorzunehmen.

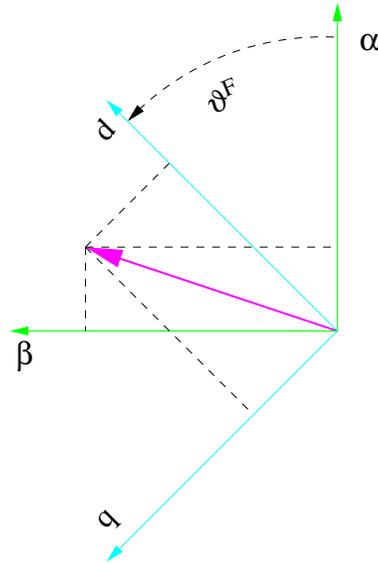


Abbildung 3.7: Winkelverhältnisse bei der Koordinatentransformation von $[\alpha, \beta]$ nach $[d, q]$

Die Matrix für die Transformation einer beliebigen Größe Y

$$\mathbf{Y}_{dq} = \mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \cdot \mathbf{Y}_{\alpha\beta}. \quad (3.18)$$

aus den ständerortsfesten $[\alpha, \beta]$ - in die (sich relativ dazu bewegenden) rotorortsfesten $[d, q]$ -Koordinaten lautet gemäß den in Abbildung 3.7 dargestellten geometrischen Verhältnissen

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta^F & \sin \vartheta^F \\ -\sin \vartheta^F & \cos \vartheta^F \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Für die Rücktransformation aus $[d, q]$ - in $[\alpha, \beta]$ -Koordinaten kehrt lediglich der Drehwinkel ϑ^F sein Vorzeichen um und es gilt

$$\mathbf{T}_{dq \Rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta^F & -\sin \vartheta^F \\ \sin \vartheta^F & \cos \vartheta^F \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Der Drehwinkel ϑ^F wird i.d.R. als Messgröße eines Winkelgebers zur Verfügung gestellt, lässt sich jedoch rechnerisch auch aus der Kreisfrequenz der Welle ableiten:

$$\vartheta^F = z_p \vartheta^W = z_p \left(\int \omega^W dt + \vartheta_0^W \right). \quad (3.21)$$

An dieser Stelle soll nochmals kurz auf die als rotorortsfest definierten $[d, q]$ - Koordinaten eingegangen werden. Diese stehen scheinbar im Widerspruch zu den, bei Asynchronmaschine verwendeten, nicht rotorortsfesten $[d, q]$ - Koordinaten. Den Ausgangspunkt für die Definition dieser Koordinaten stellte jedoch die Orientierung an dem vom Rotor erzeugten Fluss zur einfachen Bestimmung des Drehmoments dar (vergleiche Abbildung 3.5). Diese Flussrichtung stimmt bei der Synchronmaschine (unter Vernachlässigung des Einflusses der Dämpferwicklung) mit der Orientierung der Erregerwicklung überein, weshalb die Bestimmung des Transformationswinkels aus der Wellenposition ($\vartheta^F = z_p \vartheta^W$) ausreichend ist. Bei der Asynchronmaschine wird der vom Rotor hervorgerufene Fluss von der mit Schlupffrequenz durchflossenen Drehstrom-(Ersatz-) Wicklung erzeugt. Zur Bestimmung des Transformationswinkels muss somit zur Wellenposition die Lage des von den Rotorströmen mit Schlupffrequenz hervorgerufenen Flusses addiert werden. Da diese Ströme i.d.R. nicht messbar sind, erfolgt deren Bestimmung rechnerisch aus einem Maschinenmodell. Die hier (in rotorortsfesten Koordinaten) gemachten Betrachtungen sind jedoch auch für die Asynchronmaschine gültig, führen jedoch (analog zur Dämpferwicklung) zum Auftreten einer q - Komponente des Rotorflusses. Hieraus ergibt sich rechnerisch zwar kein Problem, jedoch ist die Entkopplung von fluss- und momentenbildender Stromkomponente in dieser Darstellung nicht vorhanden und damit kein einfacher Zugang zur Regelung der Asynchronmaschine gegeben.

Ein weiteres Problem stellt die Anwendung der Transformationsvorschrift nicht auf eine physikalische Größe \mathbf{Y} selbst, sondern auf deren zeitliche Ableitung $\dot{\mathbf{Y}}$ dar. Einen Zugang hierzu stellt die nach $\mathbf{T}\dot{\mathbf{Y}}$ umgestellte Produktenregel dar

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \dot{\mathbf{Y}}_{\alpha\beta} &= (\mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \dot{\mathbf{Y}}_{\alpha\beta}) - \dot{\mathbf{T}}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \mathbf{Y}_{\alpha\beta} \\ &= \dot{\mathbf{Y}}_{dq} - \dot{\mathbf{T}}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \mathbf{Y}_{\alpha\beta}. \end{aligned}$$

Für den Term $\mathbf{T}\dot{\mathbf{Y}}$ gilt

$$\dot{\mathbf{T}}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \mathbf{Y}_{\alpha\beta} = \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos \vartheta^F & \sin \vartheta^F \\ -\sin \vartheta^F & \cos \vartheta^F \end{bmatrix} \right) \mathbf{Y}_{\alpha\beta}$$

$$\begin{aligned}
&= \dot{\vartheta}^F \begin{bmatrix} -\sin \vartheta^F & \cos \vartheta^F \\ -\cos \vartheta^F & -\sin \vartheta^F \end{bmatrix} \mathbf{Y}_{\alpha\beta} \\
&= \dot{\vartheta}^F \begin{bmatrix} -\sin(\vartheta^F) \Psi_{\alpha}^S + \cos(\vartheta^F) \Psi_{\beta}^S \\ -\cos(\vartheta^F) \Psi_{\alpha}^S - \sin(\vartheta^F) \Psi_{\beta}^S \end{bmatrix} = \dot{\vartheta}^F \begin{bmatrix} Y_q \\ -Y_d \end{bmatrix} \\
&= \dot{\vartheta}^F \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{Y}_{dq},
\end{aligned}$$

womit sich die Transformation der zeitlichen Änderung einer physikalischen Größe zu

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \dot{\mathbf{Y}}_{\alpha\beta} = \dot{\mathbf{Y}}_{dq} - \dot{\vartheta}^F \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{Y}_{dq} \quad (3.22)$$

ergibt.

3.2.1.3 Ständergleichungen Die Ständerwicklungen $[u, v, w]$ sollen in die Form mit dem Läufer rotierender Ersatzwicklungen $[d, q]$ transformiert werden. Dazu erfolgt zunächst eine Beschreibung des elektrischen Verhaltens der realen Wicklungen:

$$\begin{aligned}
u_u^S &= R_u^S i_u^S + \frac{d\Psi_u^S}{dt} = R_u^S i_u^S + L_u^S \frac{di_u^S}{dt} + M_{u(v)}^S \frac{di_v^S}{dt} + M_{u(w)}^S \frac{di_w^S}{dt} + u_{i,u}^{S(F,D)} \\
u_v^S &= R_v^S i_v^S + \frac{d\Psi_v^S}{dt} = R_v^S i_v^S + M_{v(u)}^S \frac{di_u^S}{dt} + L_v^S \frac{di_v^S}{dt} + M_{v(w)}^S \frac{di_w^S}{dt} + u_{i,u}^{S(F,D)} \\
u_w^S &= R_w^S i_w^S + \frac{d\Psi_w^S}{dt} = R_w^S i_w^S + M_{w(u)}^S \frac{di_u^S}{dt} + M_{w(v)}^S \frac{di_v^S}{dt} + L_w^S \frac{di_w^S}{dt} + u_{i,u}^{S(F,D)}.
\end{aligned}$$

Hierin bezeichnet L die Selbstinduktivität einer Wicklung und M die von der Flussverketzung hervorgerufene Gegeninduktivität zweier Wicklungen. Diese werden bei der Flussverketzung von Stator und Rotor in Abschnitt 3.2.1.5 näher beschrieben. In der übersichtlichen Vektorschreibweise lauten diese Gleichungen:

$$\mathbf{u}_{uvw}^S = \mathbf{R}_{uvw}^S \mathbf{i}_{uvw}^S + \dot{\Psi}_{uvw}^S = \mathbf{R}_{uvw}^S \mathbf{i}_{uvw}^S + \mathbf{L}_{uvw}^S \dot{\mathbf{i}}_{uvw}^S + \mathbf{u}_{i,uvw}^{S(F,D)}, \quad (3.23)$$

mit den von den Rotorwicklungen induzierten Spannungen

$$u_{i,u}^{S(F,D)} = \frac{d\Psi_u^{S(F,D)}}{dt} \quad (3.24)$$

$$u_{i,v}^{S(F,D)} = \frac{d\Psi_v^{S(F,D)}}{dt} \quad (3.25)$$

$$u_{i,w}^{S(F,D)} = \frac{d\Psi_w^{S(F,D)}}{dt} \quad (3.26)$$

sowie

$$\mathbf{R}_{uvw}^S = \begin{bmatrix} R_u^S & 0 & 0 \\ 0 & R_v^S & 0 \\ 0 & 0 & R_w^S \end{bmatrix} \text{ und } \mathbf{L}_{uvw}^S = \begin{bmatrix} L_u^S & M_{u(v)}^S & M_{u(w)}^S \\ M_{v(u)}^S & L_v^S & M_{v(w)}^S \\ M_{w(u)}^S & M_{w(v)}^S & L_w^S \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Unter Voraussetzung von $R^S = R_u^S = R_v^S = R_w^S$ gilt

$$\mathbf{R}_{uvw}^S \mathbf{i}_{uvw}^S = R^S \mathbf{i}_{uvw}^S, \quad (3.28)$$

und aus $L_u^S = L_v^S = L_w^S = L_h^S + L_\sigma^S$ sowie $M^S = -\frac{1}{2}L_h^S$ (siehe Abbildung 3.6) folgt für $i_u^S + i_v^S + i_w^S = 0$

$$\mathbf{L}_{uvw}^S \mathbf{i}_{uvw}^S = L^S \mathbf{i}_{uvw}^S, \quad (3.29)$$

mit der dreiphasig wirksamen Induktivität

$$L^S = \frac{3}{2}L_h^S + L_\sigma^S. \quad (3.30)$$

Mit diesen Symmetriebedingungen vereinfacht sich die Ständergleichung zu

$$\mathbf{u}_{uvw}^S = R^S \mathbf{i}_{uvw}^S + \dot{\Psi}_{uvw}^S = R^S \mathbf{i}_{uvw}^S + L^S \mathbf{i}_{uvw}^S + \mathbf{u}_{i,uvw}^{S(F,D)}. \quad (3.31)$$

Die Darstellung dieser Gleichung in $[\alpha, \beta, 0]$ -Koordinaten gelingt durch Anwenden der $[\alpha, \beta, 0]$ -Transformationsvorschrift 3.16 :

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^S = \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \mathbf{u}_{uvw}^S = \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} R^S \mathbf{i}_{uvw}^S + \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \dot{\Psi}_{uvw}^S, \quad (3.32)$$

Dabei ist

$$\mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} R^S \mathbf{i}_{uvw}^S = R^S \mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \mathbf{i}_{uvw}^S = R^S \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^S \quad (3.33)$$

und mit $(\mathbf{T}\dot{\Psi}) = \dot{\mathbf{T}}\Psi + \mathbf{T}\dot{\Psi}$ sowie $\dot{\mathbf{T}}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} = 0$ gilt

$$\mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \dot{\Psi}_{uvw}^S = (\mathbf{T}_{uvw \Rightarrow \alpha\beta 0} \dot{\Psi}_{uvw}^S) = \dot{\Psi}_{\alpha\beta 0}^S. \quad (3.34)$$

Somit ergibt sich die Beschreibung des elektrischen Verhaltens in $[\alpha, \beta, 0]$ -Koordinaten zu

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^S = R^S \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^S + \dot{\Psi}_{\alpha\beta 0}^S \quad (3.35)$$

Für die weitere Transformation in $[d, q]$ -Koordinaten wird das Nullsystem nicht mehr benötigt, weshalb nur noch die α - und β -Komponenten betrachtet werden. Hieraus folgt durch $[d, q]$ -Transformation gemäß (Gleichung 3.19)

$$\mathbf{u}_{dq}^S = \mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \mathbf{u}_{\alpha\beta}^S = \mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} R^S \mathbf{i}_{\alpha\beta}^S + \mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \dot{\Psi}_{\alpha\beta}^S \quad (3.36)$$

$$= R^S \mathbf{i}_{dq}^S + \mathbf{T}_{\alpha\beta \Rightarrow dq} \dot{\Psi}_{\alpha\beta}^S. \quad (3.37)$$

Die Anwendung der Produktenregel $(\mathbf{T}\dot{\Psi}) = \dot{\mathbf{T}}\Psi + \mathbf{T}\dot{\Psi}$ ergibt jedoch bei dieser winkelabhängigen Transformation nicht mehr $\dot{\mathbf{T}} = 0$, sondern einen Beitrag gemäß Gleichung (3.22). Mit $\dot{\vartheta}^F = \omega^F$ lautet die Gleichung zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens der Ständerwicklungen in $[d, q]$ -Koordinaten:

$$\mathbf{u}_{dq}^S = R^S \mathbf{i}_{dq}^S + \dot{\Psi}_{dq}^S - \omega^F \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \Psi_{dq}^S \quad (3.38)$$

bzw. für die beiden Komponenten:

$$u_d^S = R^S i_d^S + \dot{\Psi}_d^S - \omega^F \Psi_q^S \quad (3.39)$$

$$u_q^S = R^S i_q^S + \dot{\Psi}_q^S + \omega^F \Psi_d^S. \quad (3.40)$$

Dabei hat diese Form der Beschreibung insbesondere den Vorteil, dass der unterschiedlichen Induktivität in Längs- und Querrichtung des Rotors beim Schenkelpollläufer Rechnung getragen werden kann. Bei Drehstromspeisung und stationärem Verhalten sind wegen der Rotation der virtuellen $[d, q]$ -Wicklungen mit dem Erregerfeld alle hier auftretenden Größen Gleichgrößen.

3.2.1.4 Läufergleichungen Der Läufer der Synchronmaschine besitzt zwei verschiedene Wicklungssysteme. Eine in d -Richtung orientierte (Gleichstrom-) Feldwicklung und einen (Drehstrom-) Dämpferkäfig, dessen Wirkung in Form virtueller $[d, q]$ -Wicklungen beschrieben werden soll. Hierbei sind keine Transformationen notwendig, da einerseits die Feldwicklung tatsächlich in d -Richtung orientiert ist und andererseits für die Dämpferwicklung keine

Beschreibung real messbarer elektrischer Größen notwendig ist.

Für die Feldwicklung lautet die Spannungsgleichung

$$u_d^F = R^F i_d^F + \frac{d\Psi_d^F}{dt} = R^F i_d^F + L_d^F \frac{di_d^F}{dt} + u_{i,d}^{F(S,D)} \quad (3.41)$$

und für die Dämpferwicklung gilt:

$$u_d^D = R^D i_d^D + \frac{d\Psi_d^D}{dt} = R^D i_d^D + L_d^D \frac{di_d^D}{dt} + u_{i,d}^{D(S,F)} \quad (3.42)$$

$$u_q^D = R^D i_q^D + \frac{d\Psi_q^D}{dt} = R^D i_q^D + L_q^D \frac{di_q^D}{dt} + u_{i,q}^{D(S)}. \quad (3.43)$$

Die von Ständer und Dämpfer- bzw. Feldwicklung fremdinduzierten Spannungen u_i ergeben sich aus der zeitlichen Änderung der mit den jeweiligen Wicklungen verketteten Flüsse:

$$u_{i,d}^{F(S,D)} = \frac{d\Psi_d^{F(S,D)}}{dt} \quad (3.44)$$

$$u_{i,d}^{D(S,F)} = \frac{d\Psi_d^{D(S,F)}}{dt} \quad (3.45)$$

$$u_{i,q}^{D(S)} = \frac{d\Psi_q^{D(S)}}{dt}. \quad (3.46)$$

3.2.1.5 Flusskopplung Der in einer jeweiligen Wicklung X wirksame magnetische Fluss entsteht aus der Überlagerung der von Ständer-, Feld- und Dämpferwicklung hervorgerufenen Flussanteile ($\Phi^X = \Phi^{X(S)} + \Phi^{X(F)} + \Phi^{X(D)}$). Auf Grund der Orthogonalität können sich dabei nur jeweils d - oder q - Komponenten der Flüsse überlagern. Für die verketteten Flüsse der einzelnen Wicklungen gilt folglich:

$$\Psi_d^S = \Psi_d^{S(S)} + \Psi_d^{S(D)} + \Psi_d^{S(F)} \quad (3.47)$$

$$\Psi_q^S = \Psi_q^{S(S)} + \Psi_q^{S(D)} \quad (3.48)$$

$$\Psi_d^F = \Psi_d^{F(F)} + \Psi_d^{F(D)} + \Psi_d^{F(S)} \quad (3.49)$$

$$\Psi_d^D = \Psi_d^{D(D)} + \Psi_d^{D(S)} + \Psi_d^{D(F)} \quad (3.50)$$

$$\Psi_q^D = \Psi_q^{D(D)} + \Psi_q^{D(S)}, \quad (3.51)$$

wobei ein entsprechender Korrekturfaktor für den Fluss (bzw. die unten eingeführte Gegeninduktivität) der Gleichstromwicklung vorzusehen ist, sofern nicht die flussinvariante Transfor-

mation verwendet wird. Dabei lässt sich der in einer beliebigen Wicklung B (mit der Windungszahl w^B) selbst hervorgerufene Flussanteil gemäß

$$\Psi^{B(B)} = w^B \Phi^{B(B)} = L^B i^B. \quad (3.52)$$

bestimmen. Die in Drehstromwicklungen auftretenden Besonderheiten bei der Bestimmung der (dreiphasig wirksamen) Induktivität wurde in Abschnitt 3.2.1.3 hergeleitet (Gleichung 3.30), wofür bereits auf die folgend eingeführte Gegeninduktivität zurückgegriffen wurde.

Für die Bestimmung des von einer anderen Wicklung A in Wicklung B hervorgerufenen verketteten Flusses $\Psi^{B(A)}$ werde der Flussanteil, der von Wicklung A in Wicklung B eintritt als deren Hauptfluss $\Phi_h^A = \Phi^{B(A)}$ bezeichnet. Die restlichen Flussanteile von Wicklung A werden Streufluss $\Phi_\sigma^A = \Phi^{A(A)} - \Phi^{B(A)}$ genannt. Als Maß für die Kopplung beider Wicklungen wird der Kopplungsgrad k definiert:

$$k^{B(A)} = \frac{\Phi_h^A}{\Phi^A} = 1 - \frac{\Phi_\sigma^A}{\Phi^A} = \frac{\Phi^{B(A)}}{\Phi^{A(A)}}. \quad (3.53)$$

Für den in einer Spule B von der Spule A induzierten verketteten Fluss ergibt sich somit:

$$\Psi^{B(A)} = w^B \Phi^{B(A)} = w^B k^{B(A)} \Phi^{A(A)} \quad (3.54)$$

$$= \frac{w^B}{w^A} k^{B(A)} \Psi^{A(A)} = \frac{w^B}{w^A} k^{B(A)} L^A i^A \quad (3.55)$$

$$= M^{B(A)} i^A. \quad (3.56)$$

Die so hergeleitete Größe M wird als Gegeninduktivität bezeichnet und lässt sich unter Verwendung von $L = w^2/R_m$ folgendermaßen umformen:

$$M^{B(A)} = \frac{w^B}{w^A} k^{B(A)} L^A \quad (3.57)$$

$$= k^{B(A)} \sqrt{\frac{(w^B)^2 (w^A)^2}{R_m^A R_m^A}}. \quad (3.58)$$

Haben beide Spulen den gleichen Kopplungsgrad ($k^{AB} = k^{B(A)} = k^{A(B)}$) und den gleichen magnetischen Widerstand ($R_m^{AB} = R_m^A = R_m^B$), so sind auch die Gegeninduktivitäten identisch und ihre Bestimmung vereinfacht sich zu:

$$M^{AB} = k^{AB} \sqrt{L^A L^B}. \quad (3.59)$$

Im Weiteren wird von einem solchen Aufbau ausgegangen, da alle Wicklungen den gleichen Eisenkreis der Maschine umfassen.

Der Einfluss des vergrößerten Luftspalts auf die Induktivität in q - Richtung bei der Schenkelpolmaschine lässt sich in Form eines Faktors $q \leq 1$ berücksichtigen:

$$M_q^{AB} = qM_d^{AB} \text{ bzw. } L_q^B = qL_d^B. \quad (3.60)$$

Nun können die verkoppelten Flüsse in jeder Wicklung durch die Ströme ausgedrückt

$$\Psi_d^S = L_d^S i_d^S + M_d^{SF} i^F + M_d^{SD} i_d^D \quad (3.61)$$

$$\Psi_q^S = L_q^S i_q^S + M_q^{SD} i_d^D \quad (3.62)$$

$$\Psi_d^F = L_d^F i^F + M_d^{FS} i_d^S + M_d^{FD} i_d^D \quad (3.63)$$

$$\Psi_d^D = L_d^D i_d^D + M_d^{DS} i^S + M_d^{DF} i^F \quad (3.64)$$

$$\Psi_q^D = L_q^D i_q^D + M_q^{DS} i^S. \quad (3.65)$$

und in die Spannungsgleichungen von Ständer- (3.39, 3.2.1), Feld- (3.41) und Dämpferwicklung (3.42, 3.43) eingesetzt werden. Somit ist das elektrische Verhalten der $[d, q]$ - Wicklungen der Synchronmaschine vollständig beschrieben und die Ständer- und Läufergleichungen lassen sich zusammengefasst in der Form $\mathbf{u} = \mathbf{Ri} + \mathbf{Li}$ darstellen:

$$\begin{bmatrix} u_d^S \\ u_q^S \\ u^F \\ u_d^D \\ u_q^D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^S & -\omega^F L_q^S & 0 & 0 & -\omega^F M_q^{SD} \\ \omega^F L_d^S & R^S & \omega^F M_d^{SF} & \omega^F M_d^{SD} & 0 \\ 0 & 0 & R^F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R^D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R^D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^S \\ i_q^S \\ i^F \\ i_d^D \\ i_q^D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d^S & 0 & M_d^{SF} & M_d^{SD} & 0 \\ 0 & L_q^S & 0 & 0 & M_q^{SD} \\ M_d^{FS} & 0 & L_d^F & M_d^{FD} & 0 \\ M_d^{DS} & 0 & M_d^{DF} & L_d^D & 0 \\ 0 & M_q^{DS} & 0 & 0 & L_q^D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d^S \\ \dot{i}_q^S \\ \dot{i}^F \\ \dot{i}_d^D \\ \dot{i}_q^D \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

Hieraus kann unmittelbar die Spannung bei Stromeinprägung berechnet werden. Mit Hilfe der Laplace- Transformation kann Gleichung 3.66 übersichtlich als Gleichungssystem der Form

$\mathbf{U}(s) = \mathbf{Z}(s)\mathbf{I}(s)$ dargestellt werden:

$$\begin{bmatrix} U_d^S \\ U_q^S \\ U^F \\ U_d^D \\ U_q^D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^S + sL_d^S & -\omega^F L_q^S & sM_d^{SF} & sM_d^{SD} & -\omega^F M_q^{SD} \\ \omega^F L_d^S & R^S + sL_q^S & \omega^F M_d^{SF} & \omega^F M_d^{SD} & sM_q^{SD} \\ sM_d^{FS} & 0 & R^F + sL_d^F & sM_d^{FD} & 0 \\ sM_d^{DS} & 0 & sM_d^{DF} & R^D + sL_d^D & 0 \\ 0 & sM_q^{DS} & 0 & 0 & R^D + sL_q^D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^S \\ I_q^S \\ I^F \\ I_d^D \\ I_q^D \end{bmatrix}, \quad (3.67)$$

was beispielweise zum Zeichnen eines Strukturbildes hilfreich ist. Für die Berechnung der Ströme bei Spannungseinprägung empfiehlt sich eine andere Darstellung. Aus $\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L}\dot{\mathbf{i}}$ ergibt sich mit $\mathbf{B} = \mathbf{L}^{-1}$ und $\mathbf{A} = -\mathbf{L}^{-1}\mathbf{R}$ ein Differenzialgleichungssystem der Form $\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{u}$:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d^S \\ \dot{i}_q^S \\ \dot{i}^F \\ \dot{i}_d^D \\ \dot{i}_q^D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R^S(LM)_d^{FD}}{(LML)_d} & \omega^F \frac{L_q^S(LM)_d^{FD}}{(LML)_d} & \frac{R^F(ML)_d^D}{(LML)_d} & \frac{R^D(ML)_d^F}{(LML)_d} & \omega^F \frac{M_q^{SD}(LM)_d^{FD}}{(LML)_d} \\ -\omega^F \frac{L_d^S L_q^D}{(LM)_q^{SD}} & -\frac{R_S L_q^D}{(LM)_q^{SD}} & -\omega^F \frac{M_d^{SF} L_q^D}{(LM)_q^{SD}} & -\omega^F \frac{M_d^{SD} L_q^D}{(LM)_q^{SD}} & \frac{R^D M_q^{SD}}{(LM)_q^{SD}} \\ \frac{R^S(ML)_d^D}{(LML)_d} & -\omega^F \frac{L_q^S(ML)_d^D}{(LML)_d} & -\frac{R^F(ML)_d^{SD}}{(LML)_d} & \frac{R^D(ML)_d^S}{(LML)_d} & -\omega^F \frac{M_q^{SD}(ML)_d^D}{(LML)_d} \\ \frac{R^S(ML)_d^F}{(LML)_d} & -\omega^F \frac{L_q^S(ML)_d^F}{(LML)_d} & \frac{R^S(ML)_d^S}{(LML)_d} & -\frac{R^D(LM)_d^{SF}}{(LML)_d} & -\omega^F \frac{M_q^{SD}(ML)_d^F}{(LML)_d} \\ \omega^F \frac{L_d^S M_q^{SD}}{(LM)_q^{SD}} & \frac{R^S M_q^{SD}}{(LM)_q^{SD}} & \omega^F \frac{M_d^{SF} M_q^{SD}}{(LM)_q^{SD}} & \omega^F \frac{M_d^{SD} M_q^{SD}}{(LM)_q^{SD}} & -\frac{R^D L_q^S}{(LM)_q^{SD}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^S \\ i_q^S \\ i^F \\ i_d^D \\ i_q^D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(LM)_d^{FD}}{(LML)_d} & 0 & -\frac{(ML)_d^D}{(LML)_d} & -\frac{(ML)_d^F}{(LML)_d} & 0 \\ 0 & \frac{L_q^D}{(LM)_q^{SD}} & 0 & 0 & -\frac{M_q^{SD}}{(LM)_q^{SD}} \\ -\frac{(ML)_d^D}{(LML)_d} & 0 & \frac{(LM)_d^{SD}}{(LML)_d} & -\frac{(ML)_d^S}{(LML)_d} & 0 \\ -\frac{(ML)_d^F}{(LML)_d} & 0 & -\frac{(ML)_d^S}{(LML)_d} & \frac{(LM)_d^{SF}}{(LML)_d} & 0 \\ 0 & -\frac{M_q^{SD}}{(LM)_q^{SD}} & 0 & 0 & \frac{L_q^S}{(LM)_q^{SD}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^S \\ u_q^S \\ u^F \\ u_d^D \\ u_q^D \end{bmatrix}, \quad (3.68)$$

mit den verwendeten Abkürzungen:

$$\begin{aligned} (LML)_d &= L_d^S L_d^F L_d^D - L_d^S (M_d^{FD})^2 - L_d^F (M_d^{SD})^2 - L_d^D (M_d^{SF})^2 + 2M_d^{SF} M_d^{SD} M_d^{FD} \\ (LM)_{d/q}^{XY} &= L_{d/q}^X L_{d/q}^Y - (M_{d/q}^{XY})^2 \\ (ML)_d^X &= L_d^X M_d^{YZ} - M_d^{XY} M_d^{XZ}. \end{aligned}$$

Die so erhaltene Lösung ist recht unübersichtlich und gestattet kaum mehr Einblicke in das Systemverhalten, weshalb die Matrixinvertierung mittels eines automatisierten Rechenalgorithmus als der besser geeignete Weg erscheint. Die mit ω^F behafteten Elemente von Matrix \mathbf{L} (und hieraus resultierend auch \mathbf{A}) sind jedoch nicht konstant, weshalb die inverse Matrix fort-

während neu berechnet werden müsste. In der vorliegenden Form müssen dagegen lediglich die betreffenden Elemente von Matrix \mathbf{A} mit der aktuellen Winkelgeschwindigkeit des Läufers multipliziert werden. Es empfiehlt sich daher, Matrix \mathbf{A} durch ein automatisiertes Inversionsverfahren unter Annahme einer normierten Winkelgeschwindigkeit (z.B. $\omega^F = 1 \text{ s}^{-1}$) zu bestimmen und die aus der analytischen Lösung bekannten, von ω^F abhängigen Elemente mit der aktuellen Winkelgeschwindigkeit zu multiplizieren.

Bei Annahme eines Dämpferkäfigs auf dem Läufer sind die Spannungen der zugeordneten Ersatzwicklungen $U_d^D = U_q^D = 0$, was (nach Streichen von Zeilen und Spalten der Feldwicklung) dem auch Verhalten einer Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (ohne Stromverdrängung) entspricht. Wird statt eines Kurzschlusskäfigs eine Drehstromwicklung verwendet, beschreibt das Gleichungssystem das Verhalten einer Asynchronmaschine mit Schleifringläufer.

3.2.1.6 Drehmomentenbildung Nachdem die Beschreibung des elektrischen Verhaltens der $[d, q]$ - Ersatzwicklungen gelungen ist, soll nunmehr an den Ausgangspunkt der Transformation der realen Wicklungen in (virtuelle, orthogonale, rotierende) $[d, q]$ - Ersatzwicklungen zurückgekehrt werden. Einerseits gelang damit die Beschreibung des unterschiedlichen magnetischen Verhaltens (der Schenkelpolmaschine) in d - und q - Richtung, andererseits vereinfacht sich die Berechnung des Drehmoments (vergleiche Abbildung 3.5, Gleichung 3.12). Dabei muss das auf den Rotor wirkende Drehmoment dem Reaktionsmoment auf den Ständer entsprechen:

$$m_i^R = -m_i^S \quad (3.69)$$

Folglich können sowohl Läufer- als auch Ständerströme zur Berechnung des inneren Luftspalt-Moments herangezogen werden. Eine mögliche Bestimmungsgleichung lautet somit:

$$\begin{aligned} m_i^S &= k_m w^S (i_d^S \Phi_q^S - i_q^S \Phi_d^S) \\ &= k_m (i_d^S \Psi_q^S - i_q^S \Psi_d^S), \end{aligned} \quad (3.70)$$

wobei k_m einen aus der $[\alpha, \beta]$ - Transformation stammenden Normierungsfaktor darstellt (siehe Tabelle 3.1). Die Berechnung des Gesamtflusses der Ständerwicklungen ist bereits aus der Flusskopplung bekannt (Gleichungen 3.61, 3.62), so das gilt:

$$m_i^S = k_m (i_d^S (i_q^S L_q^S + i_q^D M_q^{DS}) - i_q^S (i_d^S L_d^S + i_d^D M_d^{DS} + i_d^F M_d^{FS})) . \quad (3.71)$$

Bei Gleichheit von L_d^S und L_q^S (Vollpolläufer) heben sich die L^S - Komponenten gegenseitig auf.

Rotiert der Läufer synchron mit dem Ständerdrehfeld, so verschwinden die Ströme i^D und das Drehmoment resultiert alleine aus Feldstrom und q -Komponente des Ständerstroms:

$$m_i^S = k_m (-i_q^{SF} M_d^{FS}) . \quad (3.72)$$

Mit dieser Darstellung ist auch eine günstige Möglichkeit zur Regelung des Drehmoments einer Synchronmaschine gegeben. Unterscheiden sich jedoch L_d^S und L_q^S voneinander (Schenkelpol-läufer), so ist die Erzeugung eines Drehmoments auch ohne Erregung möglich. Eine ausschließlich nach diesem Prinzip arbeitende Maschine wird auch als Reluktanzmaschine bezeichnet.

Schließlich ist noch die Polpaarzahl zu berücksichtigen, um das gesamte, an der Welle angreifende Drehmoment zu erhalten:

$$m_i^W = -z_p m_i^S . \quad (3.73)$$

Das mechanische Verhalten an der Welle, also das real abgegebene Drehmoment m_w und die mechanische Rotorkreisfrequenz $\omega_w = 2\pi n$, ergeben sich aus der Bewegungsgleichung:

$$m_i^W = m_v + m_w + m_b = m_v + m_w + J^{SM} \frac{d\omega_w}{dt} . \quad (3.74)$$

Das auftretende Verlustmoment m_v setzt sich folgendermaßen zusammen:

$$m_v = m_{v,r} + m_{v,hyst} + m_{v,eddy} . \quad (3.75)$$

Dabei kann für das von den Lagern und Bürsten hervorgerufene Reibungsmoment $m_{v,r}$ ein näherungsweise konstanter Wert erwartet werden, sofern das erhöhte Losbrechmoment bei $\omega_w = 0$ vernachlässigt wird. Im Rotor findet im synchronen Betriebsfall keine Ummagnetisierung statt (magnetisches Gleichfeld), so dass beide Eisenverluste hier verschwinden.

Das Hysteresemoment $m_{v,hyst}(\Phi)$ im Stator ist auf Grund der magnetischen Eigenschaften des verwendeten Eisens abhängig vom magnetischen Fluss, lässt jedoch bei konstanter Erregung einen annähernd konstanten Wert erwarten. Das von den im Stator induzierten Wirbelströmen verursachte Verlustmoment $m_{v,eddy}(\Phi, \omega)$ ist nicht nur vom erregenden Fluss, sondern auch von der Statorfrequenz bzw. Drehzahl abhängig. Es kann durch Blechen des Stators stark minimiert und somit vernachlässigt werden. Eine Berücksichtigung ist wie im Rotor der Gleichstrommaschine durch eine näherungsweise quadratische Abhängigkeit von der Drehzahl (bei konstanter Erregung) jedoch ebenfalls möglich.

3.2.1.7 Modellreduktion Das hergeleitete Modell ist trotz der gemachten Vernachlässigungen (Sättigung, Eisenverluste im Ständer, Nutung, räumlich verteilte Wicklungen, ...) noch immer recht komplex. Zur Betrachtung elementarer Eigenschaften der Synchronmaschine sowie zur Möglichkeit einer ersten Verifizierung des Simulationsmodells soll eine Modellreduktion vorgenommen werden. Dazu werden folgende Voraussetzungen gemacht:

- es fließen annähernd sinusförmige Wicklungströme,
- die Maschine befindet sich im Synchronismus,
- das Erregerfeld ist näherungsweise konstant (Permanentmagnet oder $i^F = \text{const.}$),
- es liegt quasistationärer Betrieb vor und
- die Maschine hat einen Vollpolläufer.

Im stationären Betrieb verschwindet der Einfluss des Dämpferkäfigs. Auf Grund der symmetrischen Drehstromspeisung ist das elektrische Verhalten der drei Ständerwicklungen bis auf den Phasenversatz identisch, weshalb eine einphasige Beschreibung der Ständerwicklungen ausreichend ist. Das elektrische Verhalten nur einer Ständerwicklung lässt sich unter Verwendung von Raumzeigern folgendermaßen beschreiben:

$$\begin{aligned}
 \underline{u}_1 &= \underline{i}_1 R_1 + \frac{d\underline{\Psi}}{dt} \\
 &= \underline{i}_1 R_1 + \frac{d\underline{\Psi}^{S(S)}}{dt} + \frac{d\underline{\Psi}^{S(F)}}{dt} \\
 &= \underline{i}_1 R_1 + j\underline{i}_1 X_1 + \underline{u}_p
 \end{aligned}
 \tag{3.76}$$

Der Spannungsraumzeiger \underline{u}_1 rotiert auf Grund der Synchronität mit der gleichen Kreisfrequenz wie der vom Läuferfeld induzierte Polradspannungszeiger \underline{u}_p . Abhängig vom Drehmo-

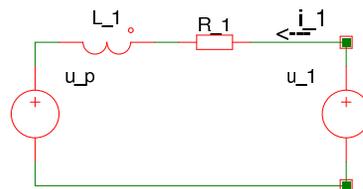


Abbildung 3.8: Einphasiges, elektrisches Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine (Vollpolläufer, Verbraucherzählpeilsystem)

ment stellt sich zwischen beiden der bereits bekannte Polradwinkel ϑ_p ein. Es lässt sich ein zugehöriges Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 3.8) erstellen und ein Raumzeigerbild zeichnen (siehe Abbildung 3.9), aus dem das Betriebsverhalten übersichtlich abgelesen werden kann.

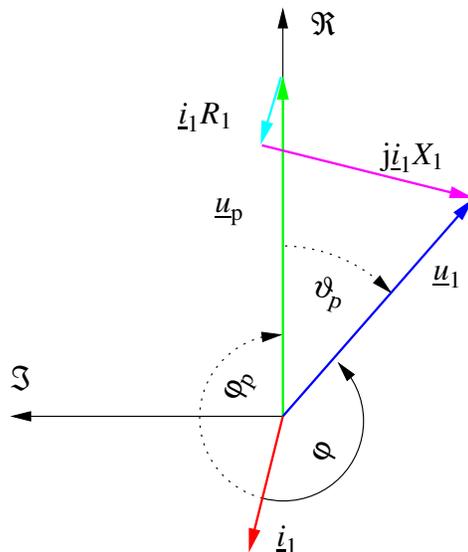


Abbildung 3.9: Raumzeigerdarstellung des Ständerstroms und der Spannungen einer Synchronmaschine im generatorischen Betrieb (Verbraucherzählpfeilsystem)

Das auftretende Drehmoment ist gemäß

$$m_i^W = 3z_p \Re\{i_1 u_p\} = 3z_p i_{1,q} u_p. \quad (3.77)$$

aus der inneren Leistung aller drei Phasen zu bestimmen, wobei hier die Verwendung von Effektivwertzeigern vorausgesetzt wurde. Das mechanische Verhalten entspricht dem des dreiphasigen Modells.

3.2.2 Simulationsmodell

Der Synchrongenerator wandelt die von der Windturbine bereitgestellte Rotationsenergie in elektrische Energie um. Die Herleitung der mathematischen Beschreibung der elektrischen und mechanischen Eigenschaften einer Synchronmaschine erfolgte in Abschnitt 3.2.1. Für die Implementierung der mathematischen Beschreibung in ein Simulink-Modell werden zwei Fälle unterschieden. Einerseits wird das Verhalten eines Synchrongenerators möglichst exakt nachgebildet, was zu einem dreiphasigen Modell führt. Andererseits wird ein vereinfachtes Modell zur Verfügung gestellt, was zu einem einphasigen Modell der Synchronmaschine führt.

3.2.2.1 Dreiphasige Beschreibung Kernstück des dreiphasigen Modells der Synchronmaschine ist die Entstehung eines inneren (Luftspalt-) Drehmoments gemäß der Lorentzkraft ($\vec{F} = I\vec{l} \times \vec{B}$). Die von den in drei räumlich um 120° versetzten Statorwicklungen fließenden Strömen verursachten Flussanteile werden in die zweidimensionalen, am Feld der Rotor- (Erreger-) Wicklung orientierten $[d, q]$ - Koordinaten transformiert und eine Überlagerung mit den Flussanteilen der Rotorströme vorgenommen. Nach entsprechender Rücktransformation in die $[u, v, w]$ - Statorwicklungskoordinaten kann somit auch das Verhalten von Strömen und Spannungen in den Statorwicklungen beschrieben werden.

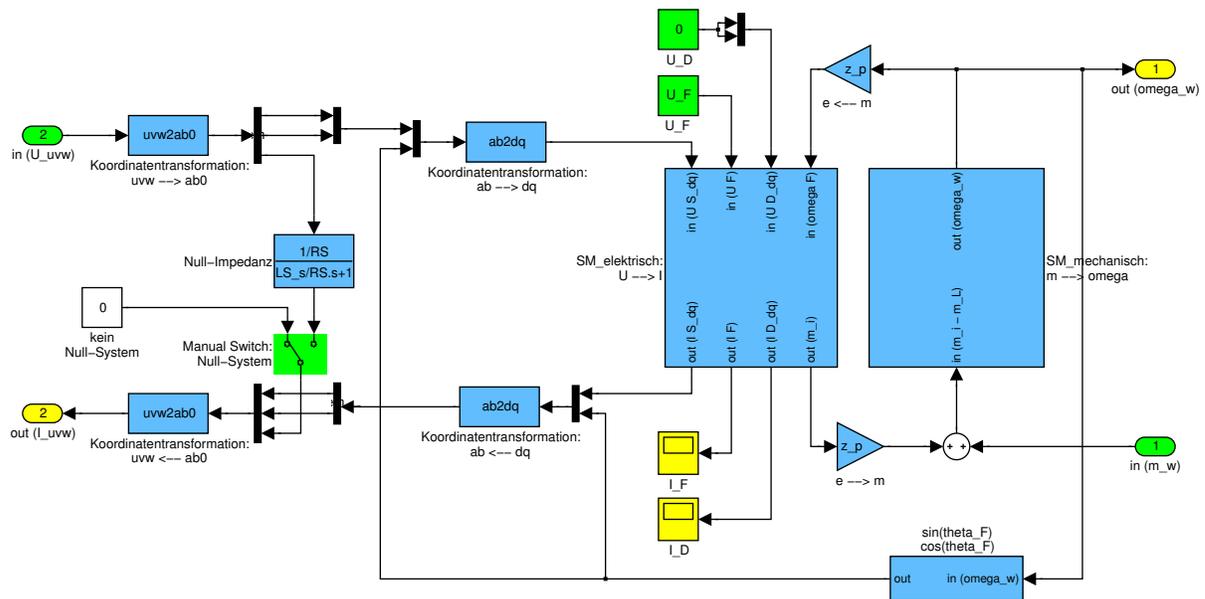


Abbildung 3.10: Struktur eines dreiphasiges Simulationsmodells einer Synchronmaschine

In Abbildung 3.10 ist die Implementierung dieser prinzipiellen Vorgehensweise in ein Simulink-Modell dargestellt. Als elektrische Eingangsgrößen wurden die Wicklungsspannungen gewählt und diese mit dem Block $uvw \rightarrow ab0$ aus den $[u, v, w]$ - in $[\alpha, \beta, 0]$ - Koordinaten transformiert. Diese Transformation erfolgt gemäß Gleichung 3.15 und wurde in Form einer *s-function* realisiert, der als Parameter die Art der Normierung (Strom, Fluss oder Leistung) sowie die Richtung (zur Rücktransformation) übergeben werden können. Für die folgende Transformation im Block $ab \rightarrow dq$ in die mit dem Läufer rotierenden $[d, q]$ - Koordinaten werden zusätzlich die Winkelfunktionen $\sin \vartheta_F$ und $\cos \vartheta_F$ vom elektrischen Rotorwellen- (Feld-) Winkel benötigt (Gleichung 3.19). In diesem Koordinatensystem wird dann die Flussverkettung von Stator-, Feld- und Dämpferfluss in den virtuellen $[d, q]$ - Wicklungen beschrieben (Gleichungssystem 3.66). Die Implementierung dieses Gleichungssystems in Simulink erfolgt durch Übertragen in ein

entsprechendes Strukturbild (siehe Abbildung 3.11), wobei zur besseren Übersichtlichkeit jeder Matrixzeile eine eigene Farbe zugeordnet wurde. Die Berechnung des inneren Moments

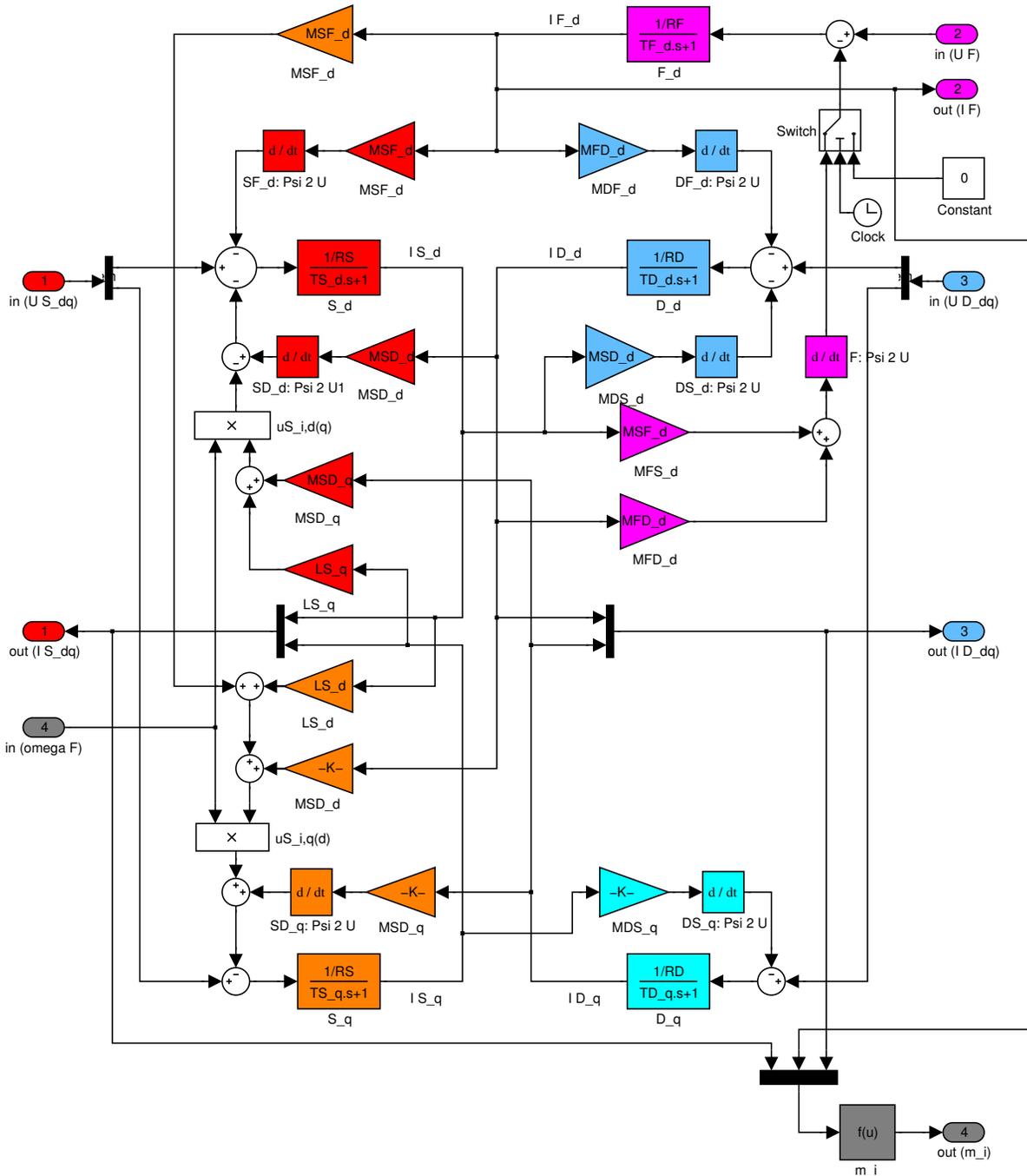


Abbildung 3.11: Strukturbild der Simulation des elektrischen Verhaltens einer Synchronmaschine in $[d, q]$ -Koordinaten

aus den Strömen erfolgt gemäß Gleichung (3.71) im Block m_i .

Als zweite Möglichkeit zur Implementierung als Simulink-Modell wurde das Zustandsgleichungssystem (3.68) und (3.71) in Form einer *s-function* (siehe Anhang A.4) gelöst. Dieser

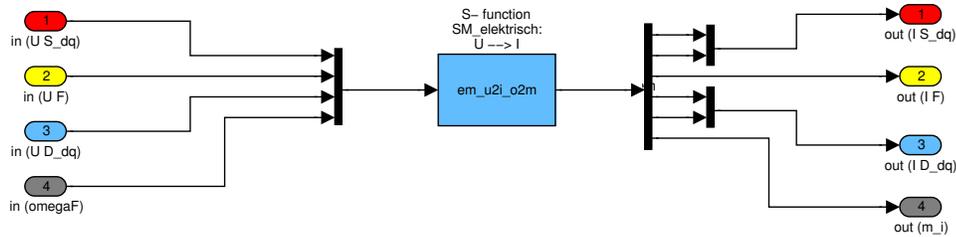


Abbildung 3.12: Simulation des elektrischen Verhaltens einer Synchronmaschine mittels einer s-Funktion

werden die vorher bestimmten Matrizen als Parameter übergeben, lediglich die von der Winkelgeschwindigkeit ω abhängigen Elemente sind bei jedem Aufruf neu zu bestimmen. Aus dem Vergleich des Verhaltens beider Modelle kann ein Fehler bei der Implementierung nahezu ausgeschlossen werden.

Schließlich folgt die Bestimmung der aktuellen Drehzahl aus dem inneren sowie dem an der Welle angreifenden Lastmoment im Block *SM_mechanisch* (Abbildung 3.13) aus der Bewegungsgleichung (3.5).

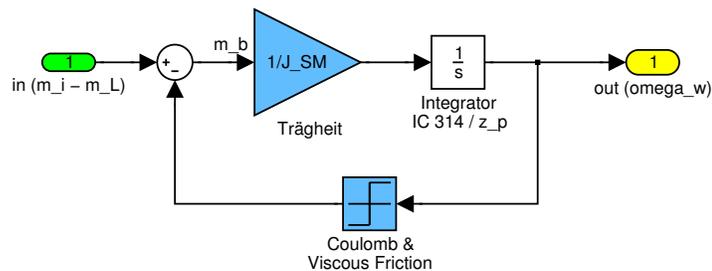


Abbildung 3.13: Strukturbild der Simulation der Bewegungsgleichung einer Synchronmaschine

3.2.2.2 Einphasige Beschreibung Das einphasige Modell der Synchronmaschine ermöglicht den vergleichsweise einfachen Entwurf eines Stromreglers. Weiterhin kann das dreiphasige Modell auf Richtigkeit für den stationären Betriebsfall überprüft werden. Die Beschreibung der notwendigen Voraussetzungen für hierzu gemachte Vereinfachung sowie die Herleitung der

beschreibenden Gleichungen erfolgte in Abschnitt 3.2.1.7. In Abbildung 3.14 ist die Implementierung als Simulink-Modell dargestellt.

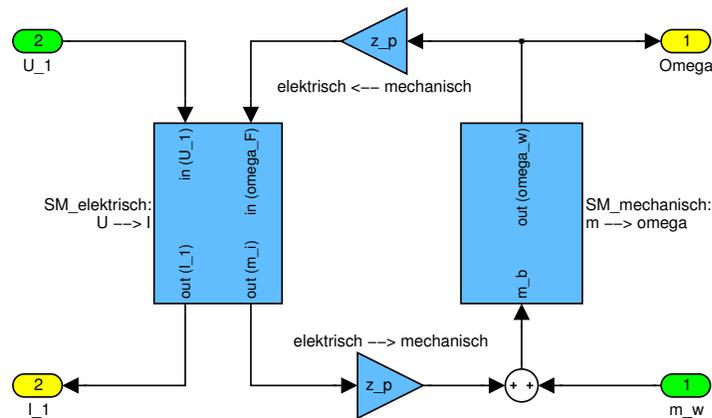


Abbildung 3.14: Strukturbild der Simulation einer einphasig beschriebenen Synchronmaschine

Im Block *SM_elektrisch* erfolgt die Bestimmung des Stromzeigers gemäß Gleichung (3.76) sowie des inneren Moments gemäß Gleichung (3.77). Aus der Bewegungsgleichung (3.5) wird die Winkelgeschwindigkeit im Block *SM_mechanisch* (siehe Abbildung 3.13) ermittelt.

3.3 Stromrichter

3.3.1 Halbleiterventile

In diesem Abschnitt werden die Eigenschaften der verwendeten, leistungselektronischen Schalter bei hart schaltenden Anwendungen näher betrachtet [Mic96]. Dazu wird kurz der jeweilige Aufbau und eine geeignete Modellierung vorgestellt sowie auf die Entstehung von Verlusten und eine vereinfachte Möglichkeit zur deren Berechnung eingegangen [Win97].

In Abbildung 3.15 sind die typischen Einsatzbereiche aktueller Halbleitertypen dargestellt, wobei zugehörige Leistungsdioden im gesamten Leistungsspektrum verfügbar sind. Hieraus wird

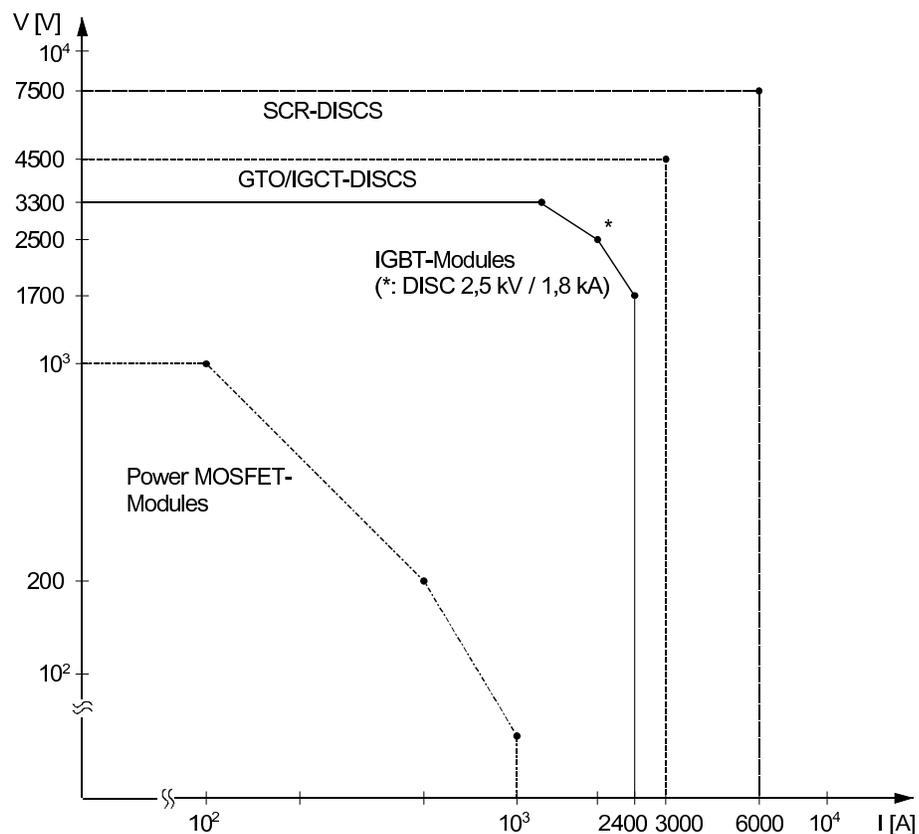


Abbildung 3.15: Typische Einsatzbereiche verschiedener Halbleiter [NRPL98]

ersichtlich, dass ein Einsatz von MOSFET's voraussichtlich nur für kleinere Windkraftanlagen von bis zu etwa 100 kW als praktikabel erwartet werden kann.

3.3.1.1 Diode Dioden sind passive Schaltelemente. Sie werden in Stromrichtern u.a. als Freilaufdioden eingesetzt. Somit ist jedem Schaltvorgang an einem aktiven Schalter ein ent-

sprechender, schneller Kommutierungsvorgang an einer zugehörigen Diode zugeordnet. Daher muss diese neben einem schnellen Schalt- insbesondere beim Ausschalten ein Soft-Recovery-Verhalten aufweisen.

Der prinzipielle Aufbau einer schnellen Leistungsdiode mit hoher Sperrspannung (Fast Recovery Epitaxial Diode, FRED) ist in Abbildung 3.16 dargestellt.

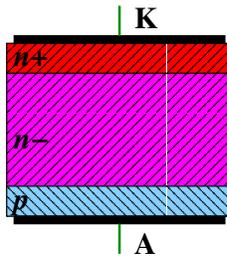


Abbildung 3.16: Prinzipieller Aufbau einer FRED- Halbleiter- Diode

Der statische, nichtlineare Zusammenhang zwischen dem Strom I_F und der angelegten äußeren Spannung U_{AK} einer Diode lässt sich durch die Kennlinie

$$I_F = I_S(e^{U_{AK}/U_T} - 1),$$

mit dem Sättigungsstrom I_S und der (temperaturabhängigen) Spannung U_T beschreiben. Die Nachbildung dynamischer Eigenschaften gelingt durch Einfügen der spannungsabhängigen Sperrkapazität

$$C_{sp} = \frac{C_0}{\sqrt{1 - \frac{U_{AK}}{U_D}}}, \text{ für } U_{AK} < 0,$$

der ebenfalls spannungsabhängigen Diffusionskapazität

$$C_{diff} = \frac{\tau}{U_T} I_S e^{U_{AK}/U_T},$$

sowie die Induktivität L_D . Die zusätzliche Berücksichtigung eines näherungsweise konstanten (temperaturabhängigen) Bahnwiderstands R_F sowie der Durchbruchspannung U_{BR} führt zu dem in Abbildung 3.17 dargestellten Ersatzschaltbild.

Die in einer Diode auftretenden Verluste lassen sich in die statischen Durchlass- (Forward, P_F) und Sperr- (Blocking, P_B) Verluste sowie die Einschalt- (Turn On, P_{on}) und Ausschalt- (Turn Off, P_{off}) Verluste aufteilen. Dabei können die Sperr- und Einschaltverluste oft vernachlässigt

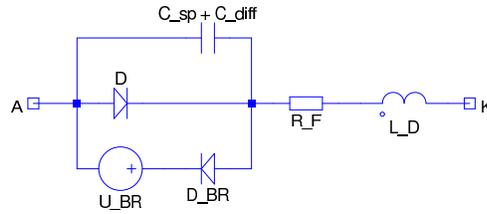


Abbildung 3.17: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Diode zur Nachbildung der dynamischen Eigenschaften

werden, so dass für die Gesamtverluste der Diode gilt:

$$P_V \approx P_F + P_{\text{off}}.$$

Die Durchlassverluste P_F sind abhängig von

- dem Laststrom I_F und
- der Sperrschichttemperatur.

Eine näherungsweise Berechnung dieser Verluste gelingt durch die Linearisierung der Durchlasskennlinie gemäß $u_F \approx U_{F,0} + r_F i_F$, mit der (temperaturabhängigen) Schleusenspannung $U_{F,0}$ und führt zu einer Abhängigkeit sowohl vom Mittelwert \bar{I}_F als auch vom Effektivwert I_F des Diodenstromes:

$$P_V = U_{F,0} \bar{I}_F + r_F I_F^2.$$

Die Ausschaltverluste P_{off} sind bei gegebenen Ansteuerungsverhältnissen des zugehörigen aktiven Schalters (näherungsweise) abhängig von

- dem Laststrom ($P_{\text{off}} \sim I_F$),
- der Schaltfrequenz ($P_{\text{off}} \sim f_S$),
- der Zwischenkreisspannung ($P_{\text{off}}(I_F) \sim U_{Zk}$, $P_{\text{off}}(C_{sp}) \sim U_{Zk}^2$) und
- der Sperrschichttemperatur.

Unter Voraussetzung eines sinusförmigen Stroms und bei Linearisierung der Kondensatorverluste ergeben sich die Schaltverluste zu

$$P_{\text{off}} = \frac{1}{\pi} f_S E_{\text{off}}^* I_{F,\text{eff}} U_{sp},$$

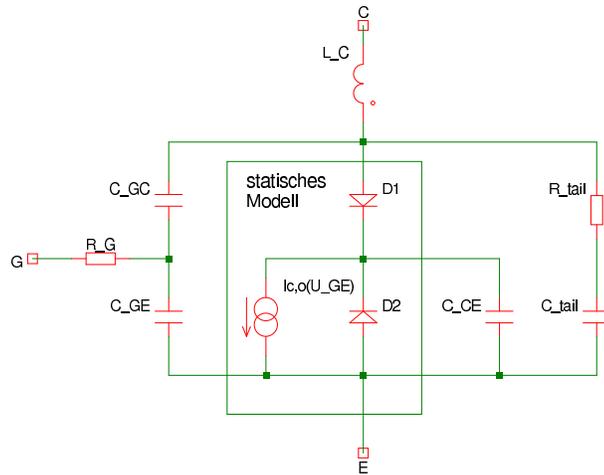


Abbildung 3.19: Elektrisches Ersatzschaltbild eines IGBT zur Nachbildung der dynamischen Eigenschaften

- dem Laststrom über der Ausgangskennlinie $U_{CE}(I_C, U_{GE})$,
- der Sperrschichttemperatur und
- dem Tastverhältnis T_V .

Eine näherungsweise Berechnung dieser Verluste gelingt durch die Linearisierung der Durchlasskennlinie gemäß $u_{CE} \approx U_{CE,0} + r_D i_C$, mit der (temperaturabhängigen) Schleusenspannung $U_{CE,0}$ und führt zu einer Abhängigkeit sowohl vom Mittelwert \bar{I}_C als auch vom Effektivwert I_C des Kollektorstromes:

$$P_V = U_{CE,0} \bar{I}_C + r_D I_C^2.$$

Die Schaltverluste $P_{on/off}$ sind bei gegebenen Ansteuerungsverhältnissen (näherungsweise) abhängig von

- dem Laststrom ($P_{on/off}(I_C) \sim I_C$),
- der Schaltfrequenz ($P_{on/off} \sim f_s$),
- der Zwischenkreisspannung ($P_{on/off}(I_C) \sim U_{Zk}$, $P_{on/off}(C_{oss}) \sim U_{Zk}^2$) und
- der Sperrschichttemperatur.

Unter Voraussetzung eines sinusförmigen Stroms ergeben sich die Schaltverluste zu

$$P_{\text{on/off}} = f_S U_{\text{sp}} \left(\frac{1}{\pi} E_{\text{off}}^* I_{\text{C,eff}} + \frac{1}{2} C_{\text{oss}} U_{\text{sp}} \right),$$

mit der bezogenen Schaltverlustenergie $E_{\text{on/off}}^* = E_{\text{on/off,0}} / (I_{\text{C,eff,0}} U_{\text{sp,0}})$.

3.3.1.3 MOSFET Der prinzipielle Aufbau eines n- Kanal MOSFET's ist in Abbildung 3.20 dargestellt.

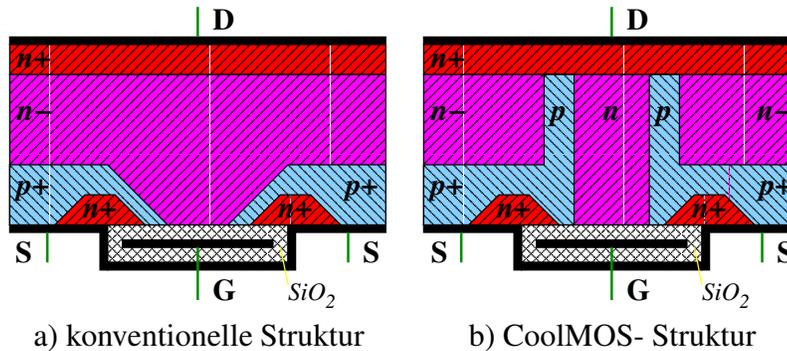


Abbildung 3.20: Prinzipieller Aufbau eines n-Kanal MOSFET-Halbleiters

Die Beschreibung der statischen Eigenschaften eines MOSFET's gelingt durch die Einführen einer gatespannungsabhängigen Stromquelle $I_{\text{D,0}}(U_{\text{GS}})$ an einer rückwärtsleitenden (idealen) Diode D sowie des Drainwiderstands R_{D} (np- Struktur der Drain- Source- Strecke). Die Erweiterung dieses statischen Modells um dynamische Eigenschaften ist durch eine Erweiterung um den Eingangswiderstand R_{G} und die Eingangskapazitäten C_{GS} und C_{GD} (die nichtlineare Millerkapazität), die (nichtlineare) Ausgangskapazität C_{DS} sowie (mindestens) eine Induktivität L_{D} möglich. Ein zugehöriges elektrisches Ersatzschaltbild ist in Abbildung 3.19 dargestellt. Hierbei gilt für die in Datenblättern oft angegebene Ausgangskapazität $C_{\text{oss}} = C_{\text{GD}} + C_{\text{DS}}$, für die Rückwirkungskapazität $C_{\text{riss}} = C_{\text{GD}}$ und für die Eingangskapazität $C_{\text{iss}} = C_{\text{GS}} + C_{\text{GD}}$.

Die in einem MOSFET auftretenden Verluste lassen sich in die statischen Durchlass- (Forward, P_{F}) und Sperr- (Blocking, P_{B}) Verluste, die Einschalt- (Turn On, P_{on}) und Ausschalt- (Turn Off, P_{off}) Verluste sowie die Ansteuerungsverluste (Drive, P_{D}) aufteilen. Dabei können wegen des geringen Anteils an den Gesamtverlusten die (Vorwärts- und Rückwärts-) Sperr- sowie die Ansteuerungsverluste oft vernachlässigt werden, so dass für die Gesamtverluste des MOSFET's gilt:

$$P_{\text{V}} \approx P_{\text{F}} + P_{\text{on}} + P_{\text{off}}.$$

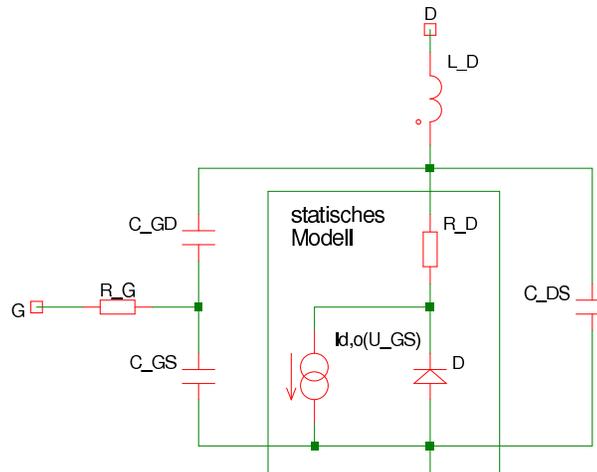


Abbildung 3.21: Ersatzschaltbild eines MOSFET's zur Nachbildung der dynamischen Eigenschaften

Die Durchlassverluste P_F sind abhängig von

- dem Laststrom über der Ausgangskennlinie $U_{DS}(I_D, U_{GS})$,
- der Sperrschichttemperatur und
- dem Tastverhältnis T_V .

Eine näherungsweise Berechnung dieser Verluste gelingt durch die Linearisierung der Durchlasskennlinie gemäß $u_{DS} \approx r_D(\theta) i_D$ und führt zu einer Abhängigkeit vom Effektivwert I_D des Drainstromes:

$$P_V = r_D I_{D,\text{eff}}^2.$$

Die Schaltverluste $P_{\text{on/off}}$ sind bei bei gegebenen Ansteuerverhältnissen (näherungsweise) abhängig von

- dem Laststrom ($P_{\text{on/off}}(I_D) \sim I_D$),
- der Schaltfrequenz ($P_{\text{on/off}} \sim f_s$),
- der Zwischenkreisspannung ($P_{\text{on/off}}(I_D) \sim U_{Zk}$, $P_{\text{on/off}}(C_{\text{oss}}) \sim U_{Zk}^2$) und
- der Sperrschichttemperatur.

Unter Voraussetzung eines sinusförmigen Stroms ergeben sich die Schaltverluste zu

$$P_{\text{on/off}} = f_S U_{\text{sp}} \left(\frac{1}{\pi} E_{\text{on/off}}^* I_{\text{D,eff}} + \frac{1}{2} C_{\text{oss}} U_{\text{sp}} \right),$$

mit der bezogenen Schaltverlustenergie $E_{\text{on/off}}^* = E_{\text{on/off},0} / (I_{\text{D,eff},0} U_{\text{sp},0})$.

3.3.2 B6CI- Stromrichter

Die Betrachtung des B6CI- Stromrichters erfolgt aus zweierlei Gründen. Zum einen wird er als Netz- Wechselrichter benötigt, weshalb seine Beschreibung notwendig ist. Zum anderen soll der als Gleichrichter eingesetzte Vienna- Stromrichter mit dem (üblicherweise verwendeten) B6CI- Stromrichter verglichen werden.

3.3.2.1 Grundlagen Der hier betrachtete Stromrichter arbeitet als Zweipunktstromrichter, d.h. an einem Ausgang können zwei Potentiale angelegt werden. Das wird mittels zweier geeigneter Schalter erreicht, die entweder die positive oder die negative Seite des Gleichspannungszwischenkreis mit dem Ausgang verbinden. Zum Schutz der als Schalter eingesetzten Leistungshalbleiter vor den von Streuinduktivitäten hervorgerufenen Überspannungen werden Freilaufdioden eingesetzt. Ferner muss beim Umschalten eine Schutzzeit T_S eingehalten werden, um einen Kurzschluss des Zwischenkreises zu verhindern.

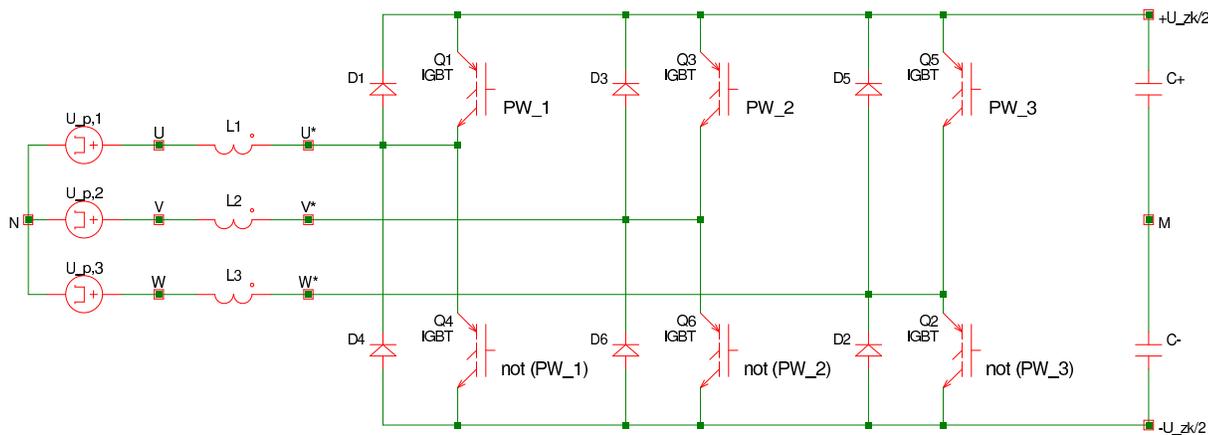


Abbildung 3.22: Aufbau eines B6CI- (Zweipunkt-) Stromrichters

Als leistungselektronische Schalter werden häufig IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) eingesetzt, die relativ hohe Schaltfrequenzen (von bis zu ca. 20 kHz) bei relativ geringen Verlu-

sten erlauben. Die notwendige Sperrspannung bei Einsatz im Niederspannungsnetz beträgt ca. 1200 V (bzw. 1700 V).

Zur Ansteuerung wird i.d.R. die Pulsweitenmodulation verwendet, bei welcher bei gleichbleibendem Taktzyklus (Periodendauer PD) eine veränderliche Einschaltzeit (Pulsweite PW) eingestellt werden kann, um einen gewünschten Mittelwert der Ausgangsspannung zu erzielen. Der prinzipielle Aufbau eines dreiphasigen Zweipunktstromrichters ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Hierbei wird im Weiteren davon ausgegangen, dass je Brückenweig immer ein Schalter geschlossen ist. Das Schließen zweier Schalter würde einen Kurzschluss des Zwischenkreises bedeuten und ist oft schaltungstechnisch unterdrückt. Wird kein Schalter geschlossen ergeben sich die Eigenschaften einer passiven B6- Brücke.

Mit Hilfe der, je Brückenweig möglichen, zwei logischen Ansteuersignale (0: unterer Schalter geschlossen, 1: oberer Schalter geschlossen) können 8 verschiedene Zustände $\mathbf{S} = [S_U S_V S_W]$ generiert werden. Diese haben jeweils unterschiedliche Kombinationen der Potentiale an den Außenleitern zur Folge, was in Tabelle 3.2 dargestellt wird.

Tabelle 3.2: Schaltzustände des B6CI- Stromrichters

Nr.	\mathbf{S}	φ_U	φ_V	φ_W	u_{U^*N}	u_{V^*N}	u_{W^*N}
0	[0 0 0]	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^-	0	0	0
1	[1 0 0]	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^-	$\frac{2}{3}U_{zk}$	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{1}{3}U_{zk}$
2	[1 1 0]	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^-	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{2}{3}U_{zk}$
3	[0 1 0]	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^-	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{2}{3}U_{zk}$	$-\frac{1}{3}U_{zk}$
4	[0 1 1]	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^+	$-\frac{2}{3}U_{zk}$	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{1}{3}U_{zk}$
5	[0 0 1]	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^+	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{2}{3}U_{zk}$
6	[1 0 1]	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^-	φ_{Zk}^+	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{2}{3}U_{zk}$	$\frac{1}{3}U_{zk}$
7	[1 1 1]	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^+	φ_{Zk}^+	0	0	0

Die Umrechnung auf die zugehörigen Phasenspannungen bei Sternschaltung erfolgt bei den Schaltzuständen 1...6 unter Annahme einer symmetrischen Last. Hierbei ist die Impedanz der jeweils parallelgeschalteten Phasen dann gerade halb so groß, wie die der einzelnen Phase. Betrachtet man diese Phasenspannungen als Raumveiger in der $[\alpha, \beta]$ - Ebene, so ergibt sich eine Darstellung gemäß Abbildung 3.23. Ein gewünschter Sollspannungsveiger kann somit aus einer zeitlich entsprechend gewichteten Linearkombination der Schaltzustände gewonnen werden. In der $[\alpha, \beta]$ - Ebene ergeben sich dieselben Raumveiger, sofern für den Betrag der Phasenspannungen grundsätzlich $\frac{1}{2}U_{Zk}$ statt $\frac{1}{3}U_{Zk}$ bzw. $\frac{2}{3}U_{Zk}$ angenommen wird, wovon bei der folgenden Herleitung Gebrauch gemacht wird.

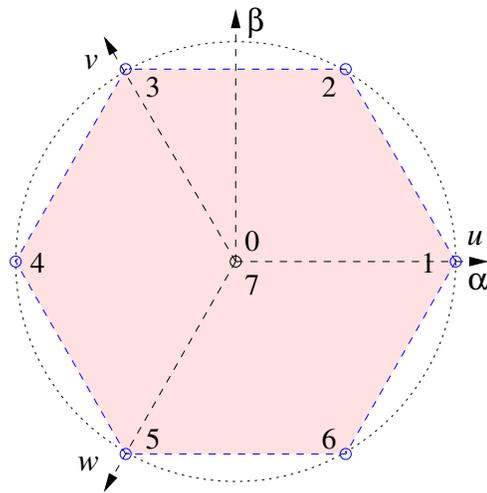


Abbildung 3.23: Aus Linearkombination von Schaltstellungen erreichbare Spannungsfläche beim B6CI- Stromrichter

Für die Modellierung des zeitkontinuierlichen Verhaltens des Stromrichters wird von der Existenz einer Induktivität an den Klemmen U^*, V^* und W^* ausgegangen. Somit ist es für einen Stromregler wegen $i_u(t) = 1/L \int (u_{U^*M} - u_{p,U}) dt$ ausreichend, den Mittelwert der Ausgangsspannung zu bestimmen, sofern die Induktivität L_1 hinreichend groß ist. Für die anderen Phasen gilt jeweils eine analoge Betrachtung. Der prinzipielle Verlauf der einphasigen Ausgangsspannung u_{U^*M} gegen den Mittelpunkt des Gleichspannungszwischenkreises ist in Abbildung 3.24 unter Berücksichtigung der Schutzzeiten T_s beim Umschalten dargestellt.

Der Mittelwert der Ausgangsspannung

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt \quad (3.78)$$

ergibt sich bei ohmscher Last unter Vernachlässigung der Spannungsabfälle an den Stromrichterventilen entsprechend dem Spannungsverlauf aus Abbildung 3.24a) zu:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{U^*M} &= \frac{1}{PD} (PW + T_{d,off} - T_s - T_{d,on} - (PD - PW + T_{d,off} - T_s - T_{d,on})) \frac{U_{zk}}{2} \\ &= \left(\frac{PW}{PD} - \frac{1}{2} \right) U_{zk}. \end{aligned} \quad (3.79)$$

Bei ohmsch- induktiver Last ist die Ausgangsspannung $u_{U^*M}(t)$ während der Schutzzeit (von den Aus- und Einschaltverzögerungen $T_{d,off}$ und $T_{d,on}$ abgesehen) jedoch nicht Null, sondern trägt in Abhängigkeit von der Stromrichtung $\pm U_{zk}/2$. Aus dem Spannungsverlauf bei positivem

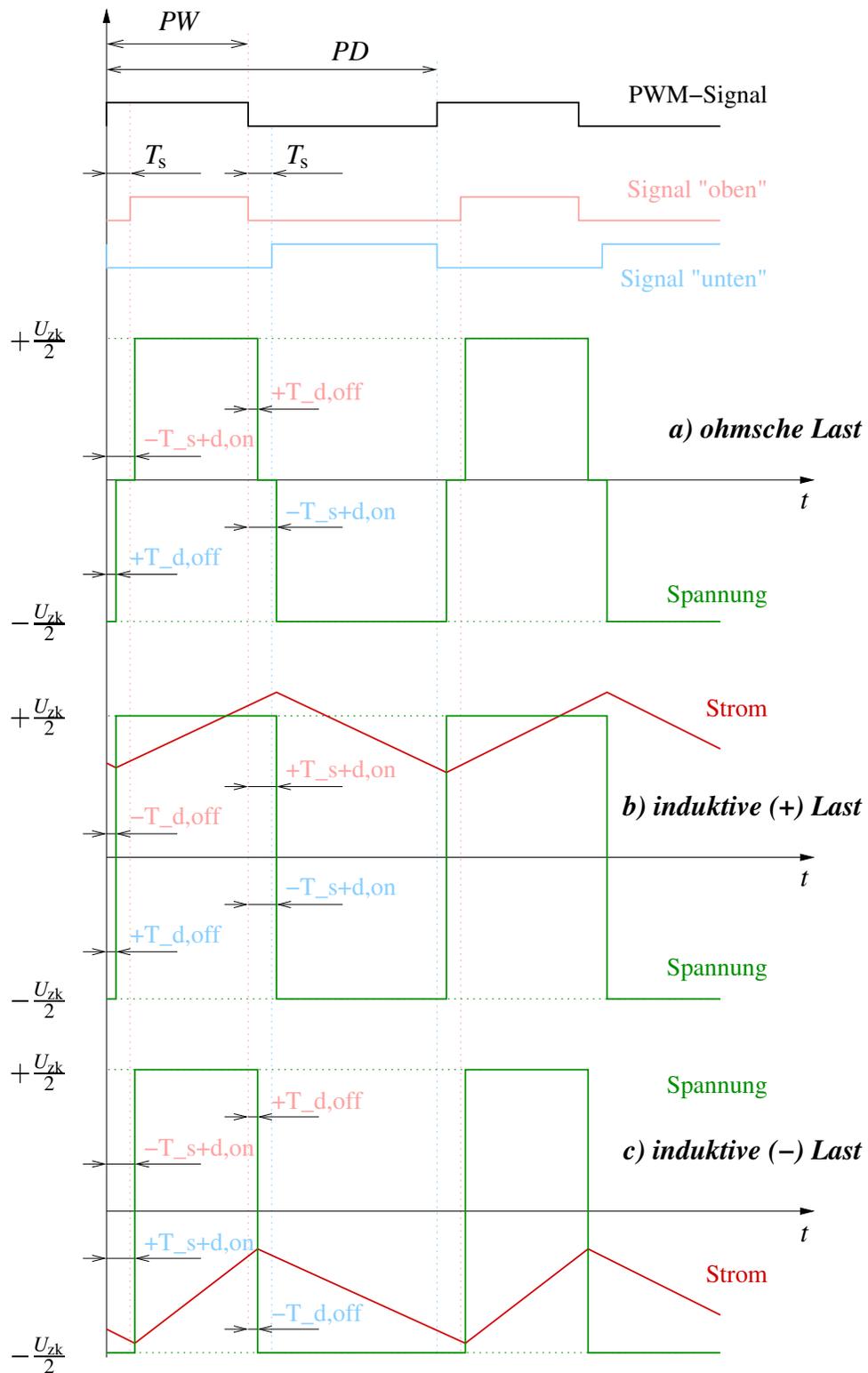


Abbildung 3.24: Verlauf einer Phasenspannung beim B6CI- Stromrichter in Abhängigkeit der Last-Art sowie des Stromvorzeichens

(generatorischen) Strom gemäß Abbildung 3.24b) folgt

$$\bar{U}_{U^*M} = \frac{1}{PD} \left((PW + T_s + T_{d,on} - T_{d,off}) - (PD - PW + T_{d,off} - T_{d,on}) \right) \frac{U_{zk}}{2}.$$

Bei negativer Stromrichtung (Abbildung 3.24c) gilt

$$\bar{U}_{U^*M} = \frac{1}{PD} \left((PW + T_{d,off} - T_s - T_{d,on}) - (PD - PW + T_{d,on} - T_{d,off}) \right) \frac{U_{zk}}{2}.$$

Hieraus ergibt sich die Steuerkennlinie des B6- Umrichters bei ohmsch- induktiver Last, Vernachlässigung bzw. Gleichheit der Ein- und Ausschaltverzugszeiten sowie nicht lückendem Strom zu

$$\bar{U}_{U^*M} = \left(\frac{PW + \text{sign}(I_u) \frac{T_s}{2}}{PD} - \frac{1}{2} \right) U_{zk}. \quad (3.80)$$

Der Einfluss der Schutzzeit T_s macht sich demgemäß in Form einer, dem Vorzeichen nach von der Stromrichtung des jeweiligen Phasenstroms abhängigen, Gleichspannung bemerkbar und führt somit zu einer 0- Komponente des Spannungsvektors.

Die hiermit einstellbare einphasige Ausgangsspannung stellt jedoch nur eine Hilfsgröße dar, da der Mittelpunkt M des Gleichspannungszwischenkreises üblicherweise nicht als Anschlussklemme zur Verfügung steht. Die verketteten Ausgangsspannungen ergeben sich aus den Phasenspannungen gemäß:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{U^*V^*} &= \bar{U}_{U^*M} - \bar{U}_{V^*M} \\ \bar{U}_{V^*W^*} &= \bar{U}_{V^*M} - \bar{U}_{W^*M} \\ \bar{U}_{W^*U^*} &= \bar{U}_{W^*M} - \bar{U}_{U^*M}. \end{aligned} \quad (3.81)$$

Werden den drei Phasen drei ebenfalls um 120° versetzte (bis auf die additive Konstante $PD/2$) sinusförmige Pulsweiten vorgegeben, so verlaufen auch die Mittelwerte der resultierenden Phasenspannungen an einer symmetrischen Last sinusförmig. Der Mittelwert der Spannung der einzelnen Phasen ist somit mit der Strangspannung bei Sternschaltung vergleichbar. Der Betrag des Mittelwerts der verketteten Spannung ergibt sich in diesem Fall durch den, aus den Winkelbeziehungen resultierenden, Faktor $\sqrt{3}$ (siehe Abbildung 3.25). Hieraus folgt insbesondere, dass der Mittelwert des Potentials des Mittelpunkts ($\bar{\varphi}_M$) mit dem Potential des (symmetrischen) Sternpunktes φ_N übereinstimmt.

Da die Zwischenkreisspannung häufig näherungsweise konstant ist, stellt die Pulsweite die dominierende Eingangsgröße des Stromrichters dar. Fasst man die Phasenspannung einer beliebigen

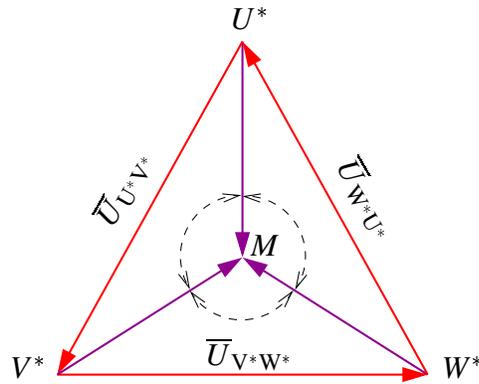


Abbildung 3.25: Raumzeigerdarstellung eines Dreiphasensystems

gen Phase x als Sollwert auf, so ergibt sich für die zugehörige Pulsweite

$$PW_x = \left(\frac{U_{\text{soll},x}}{U_{\text{zk}}} + \frac{1}{2} \right) PD - \text{sign}(I_x) \frac{T_S}{2}, \quad (3.82)$$

wobei eine Vernachlässigung des Einflusses der Schutzzeit zu Spannungs- Unstetigkeiten bei jedem Stromnulldurchgang und somit zu entsprechenden Oberschwingungen von Strom und Spannung führt. Durch Einführen des dimensionslosen Taktverhältnisses T_V ergibt sich für die jeweilige Soll- Phasenspannung

$$T_{V,x} = \frac{PW_x}{PD} = \frac{U_{\text{soll},x}}{U_{\text{zk}}} + \frac{1}{2} - \text{sign}(I_x) \frac{T_S}{2PD}. \quad (3.83)$$

3.3.2.2 Simulationsmodell Die prinzipielle Arbeitsweise eines B6CI- Stromrichters wurde im vorhergehenden Abschnitt erläutert. Das in Abbildung 3.26 dargestellte Modell beschränkt sich auf die Nachbildung des mittels PWM erzeugten Mittelwertes der Ausgangsspannung bei teilweiser Kompensation der Schutzzeit.

Zur Ansteuerung des Stromrichters wird ein Microcontroller eingesetzt. Die zur Erzeugung der vom Stromregler bestimmten Sollspannung notwendige Pulsweite bzw. das Tastverhältnis kann aus Gleichung 3.83 berechnet werden (Block T_1 , T_2). Das Tastverhältnis der dritten Phase (Block T_3) folgt aus der Randbedingung $\bar{U}_{U^*M} + \bar{U}_{V^*M} + \bar{U}_{W^*M} = 0$ und ergibt sich bei Vernachlässigung der Schutzzeit zu

$$T_W = \frac{3}{2} - (T_U + T_V).$$

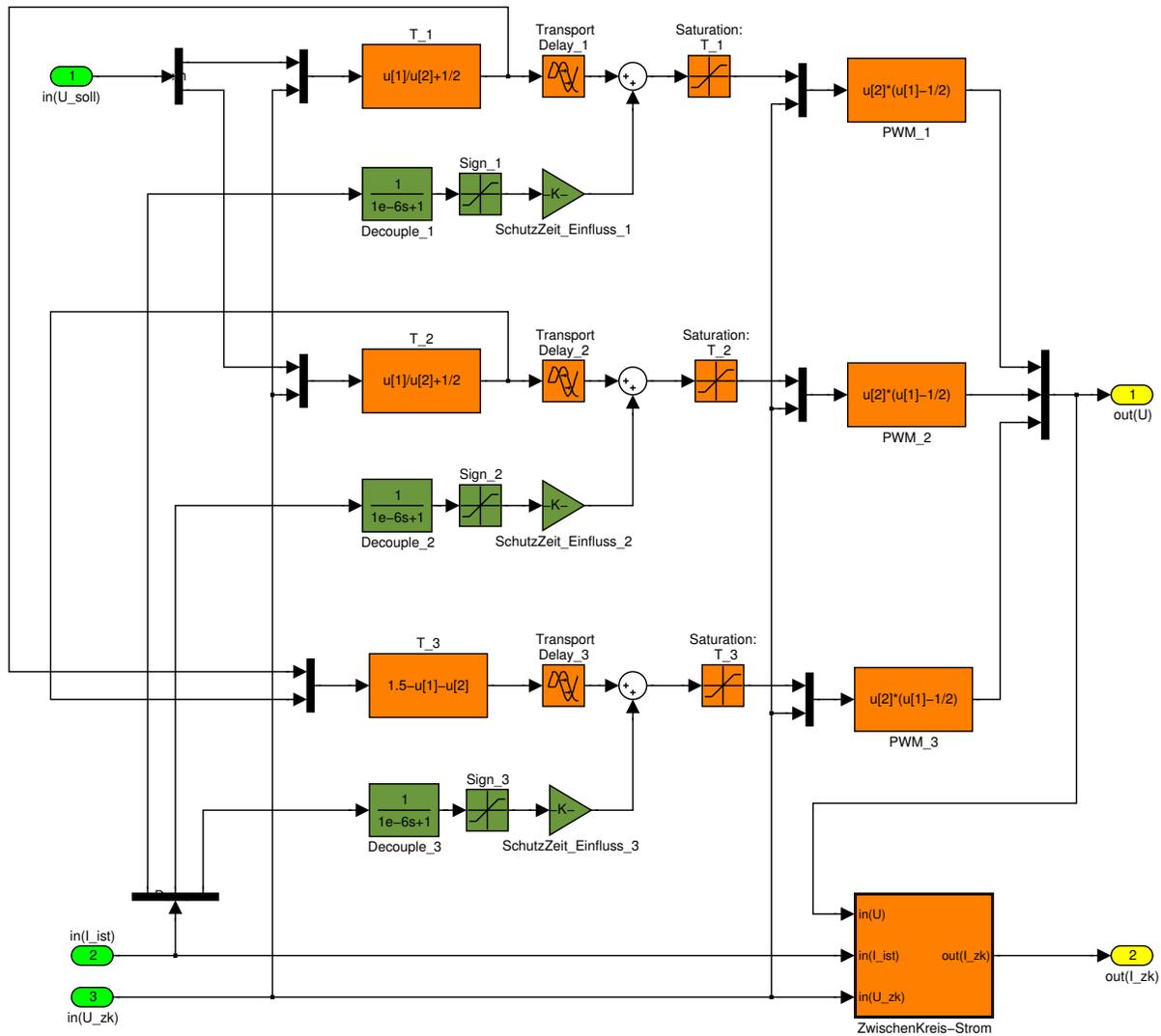


Abbildung 3.26: Struktur eines analogen Simulationsmodells eines B6CI- Stromrichters (Mittelwertnachbildung)

Die Berücksichtigung der vom Microcontroller verursachten mittleren Totzeit bis zur tatsächlichen Realisierung einer neu berechneten Pulsweite am Ausgang erfolgt im Block *Transport-Delay*.

Die Bestimmung des vom Gleichrichter eingespeisten *Zwischenkreis- Stroms* erfolgt aus der Leistungsbilanz unter Vernachlässigung der Umrichterverluste.

Eine deutlich rechenzeitintensivere Nachbildung der Momentanwerte der Ausgangsspannung $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{U^*M} & u_{V^*M} & u_{W^*M} \end{bmatrix}$ (Abbildung 3.27) aus den entsprechenden Ansteuersignalen \mathbf{S} gemäß Tabelle 3.2 wurde in Form einer s- Funktion realisiert (siehe AnhangA.4.2).

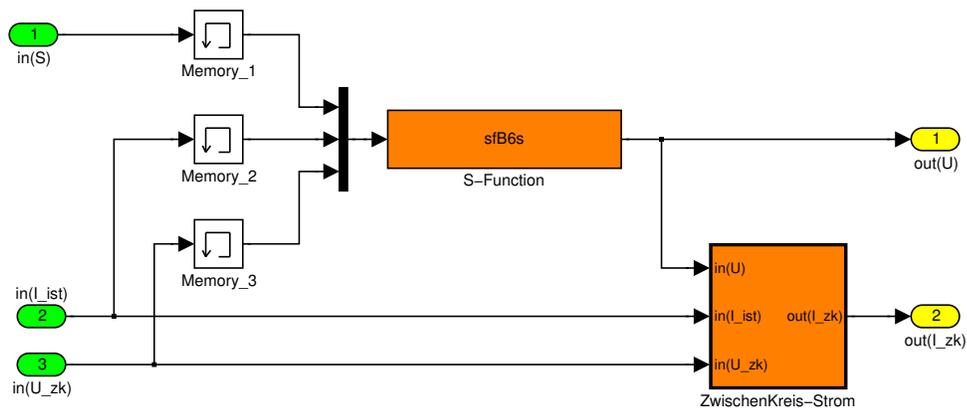


Abbildung 3.27: Struktur des Simulationsmodell eines getakteten B6CI- Stromrichters mittels s- Funktion

3.3.3 Vienna- Gleichrichter

Diesem Stromrichter liegt eine ungesteuerte B6- Brücke zu Grunde (siehe Bild 3.28). An den Eingängen müssen Spannungsquellen und Induktivitäten vorhanden sein, die von den bipolaren Schaltern AB1..3 kurzgeschlossen werden. Der sich in den Induktivitäten aufbauende Strom fließt nach dem Öffnen der Schalter über die entsprechenden Dioden der B6- Brücke in den Gleichspannungszwischenkreis. Die bipolaren Schalter werden jeweils durch einen ungesteuerten B2- Gleichrichter und einen MOSFET realisiert. Der Einsatz der MOSFET- Technologie im Niederspannungsnetz ist möglich, da auf Grund der vorgeschalteten Diodengleichrichter nur die halbe Sperrspannung (ca. 600 V) gegenüber den Schaltern einer B6- Brücke (ca. 1200 V) benötigt wird. Hierdurch werden deutlich höhere Schaltfrequenzen (von bis zu ca. 100 kHz)

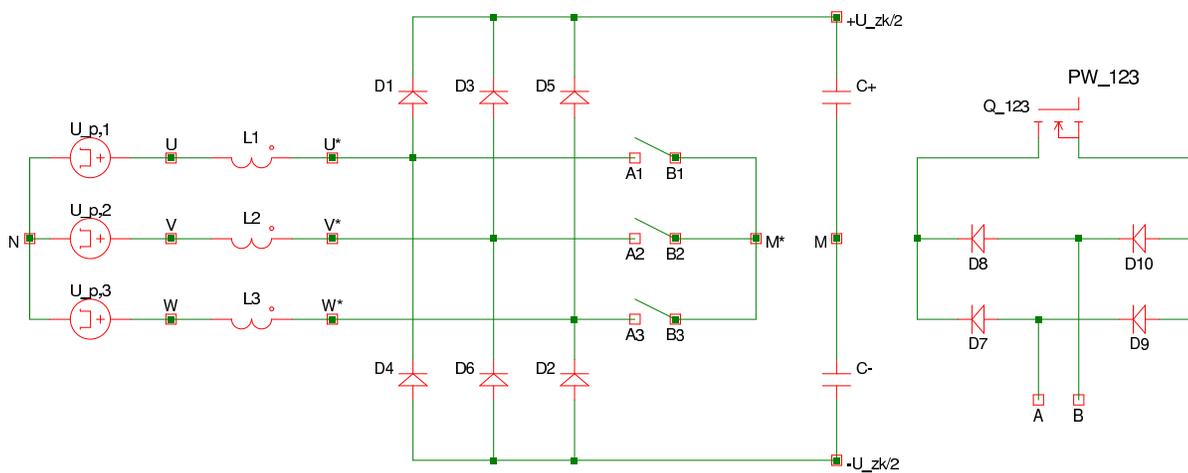


Abbildung 3.28: Prinzipieller Aufbau eines Vienna- Stromrichters

möglich, was sich vorteilhaft auf das Frequenzspektrum des Stroms auswirkt und die Ventilverluste werden insbesondere im Teillastbereich geringer. Ein weiterer Vorteil ist die, durch den positiven Temperaturkoeffizienten des Durchlasswiderstandes $R_{DS,on}$ mögliche, Parallelschaltbarkeit mehrerer MOSFET's, was den Einsatz von kaskadierbaren Modulen ermöglicht. Allerdings ist der Vienna- Stromrichter nur als Gleichrichter einsetzbar; ein Betrieb als Wechselrichter wie beim B6CI- Stromrichter ist nicht möglich. In dieser Schaltungsvariante arbeitet der Vienna- Stromrichter als Zweipunkt- Stromrichter. In den nachfolgend aufgeführten Schaltungsarten kann dagegen ein Verhalten als Dreipunkt- Stromrichter erreicht werden.

Wird in einer zweiten Variante dieser Schaltung der Mittelpunkt des Zwischenkreises M mit dem Kurzschlusspunkt M^* verbunden, kann eine asymmetrische Gleichspannung im Zwischenkreis erzeugt werden. In diesem Fall ist neben der Regelung des Eingangsstroms (bzw. der

Gesamt- Zwischenkreisspannung) auch noch eine Regelung der Zwischenkreis- Teilspannungen erforderlich.

Eine dritte Variante dieses Gleichrichters besteht in der möglichen Verbindung des Sternpunktes N mit dem Kurzschlusspunkt M^* , wodurch die Erzeugung asymmetrischer Eingangsströme ermöglicht wird. In diesem Fall ist die Regelung zweier Eingangsströme jedoch nicht mehr ausreichend, da auch eine Nullkomponente auftreten kann.

Eine vierte Variante besteht in der Kombination der beiden vorhergehenden. Der Kurzschlusspunkt M^* wird mit dem Mittelpunkt M des Zwischenkreises und dem Sternpunkt N verbunden. Da diese Schaltungsart am einfachsten zu analysieren ist, wird sie nachfolgend kurz vorgestellt, obwohl sie in dieser Arbeit anschließend nicht weiter verwendet wird.

Problematisch für die Modellierung ist der Fall eines verschwindenden oder auch lückenden Stroms im Freilaufbetrieb, da in diesem Betriebsfall der Gleichrichter keine Spannung mehr einprägt, sondern einen Strom (z.B. $i_u = 0$). Die Phasenspannung der betreffenden Außenleiterklemme (U_{U^*N}) entspricht dann der zugehörigen Eingangsspannung vor der Induktivität (U_{UN}). Überschreitet diese allerdings die Zwischenkreisspannung wird die Gleichrichterdiode leitend und der Stromrichter wechselt zurück in den spannungseinprägenden Betrieb. Für die Simulation eines solchen Verhaltens sind signalflossorientierte Simulationsverfahren ungeeignet; gut geeignet sind dagegen sogenannte "physical modeling"- Verfahren (z.B. Spice). Im Weiteren wird hier von nicht lückenden Strömen ausgegangen und der Stromrichter als Spannungssteller betrachtet.

3.3.3.1 Vienna- Gleichrichter mit verbundenem Kurzschlusspunkt In diesem Abschnitt soll die Funktionsweise des Vienna- Gleichrichters wie in der Schaltungsvariante nach Abbildung 3.28, jedoch mit einer Verbindung des Kurzschlusspunktes M^* mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises M sowie mit und ohne Verbindung zum Sternpunkt N skizziert werden. In beiden Fällen arbeitet dieser Stromrichter als Dreipunkt- Stromrichter. Zunächst wird die Variante mit Verbindung zum Sternpunkt betrachtet, wenngleich diese wegen der geringeren möglichen Phasenspannung anschließend nicht weiter verwendet wird.

Mit Hilfe der, je Brückenweig möglichen, zwei Ansteuersignale (0: Schalter geschlossen, 1: Schalter geöffnet) lassen sich insgesamt 8 verschiedene Zustände $S = [S_U S_V S_W]$ generieren. Diese haben jeweils unterschiedliche Kombinationen der Potentiale an den Außenleitern zur Folge, was in Tabelle 3.3 dargestellt wird.

Die Außenleiterspannungen ergeben sich aus den zugehörigen Potenzialdifferenzen. Ist ein Schalter geschlossen hat der zugehörige Außenleiter x das elektrische Potential φ_N des ge-

Tabelle 3.3: Schaltzustände des Vienna- Stromrichters

Nr.	S	φ_{U^*}	φ_{V^*}	φ_{W^*}	u_{U^*N}	u_{V^*N}	u_{W^*N}
0	[0 0 0]	φ_N	φ_N	φ_N	0	0	0
1	[1 0 0]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	φ_N	φ_N	$sg(i_U)U_{zk/2}^{sg(i_U)}$	0	0
2	[1 1 0]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	φ_N	$sg(i_U)U_{zk/2}^{sg(i_U)}$	$sg(i_V)U_{zk/2}^{sg(i_V)}$	0
3	[0 1 0]	φ_N	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	φ_N	0	$sg(i_V)U_{zk/2}^{sg(i_V)}$	0
4	[0 1 1]	φ_N	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	0	$sg(i_V)U_{zk/2}^{sg(i_V)}$	$sg(i_W)U_{zk/2}^{sg(i_W)}$
5	[0 0 1]	φ_N	φ_N	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	0	0	$sg(i_W)U_{zk/2}^{sg(i_W)}$
6	[1 0 1]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	φ_N	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	$sg(i_U)U_{zk/2}^{sg(i_U)}$	0	$sg(i_W)U_{zk/2}^{sg(i_W)}$
7	[1 1 1]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	$sg(i_U)\frac{1}{2}U_{zk}$	$sg(i_V)\frac{1}{2}U_{zk}$	$sg(i_W)\frac{1}{2}U_{zk}$

meinsamen Stern-, Kurzschluss- und Zwischenkreismittelpunktes. Bei geöffnetem Schalter ist das Potential des Außenleiters vom Vorzeichen $sg(i_x)$ des Stroms in der jeweiligen Phase x abhängig. Ist beispielsweise nur der Schalter für die Phase U geöffnet (Schaltzustand $S = [1 0 0]$), so fließt ein positiver Strom in Phase U über die Diode D1 in die positive Seite des Zwischenkreises und erzeugt somit am Anschlusspunkt U^* das positive Zwischenkreis- Potential φ_{Zk}^+ . Im gleichen Schaltzustand erzeugt dagegen ein negativer Strom in Phase U über die Diode D4 am Anschlusspunkt U^* das negative Zwischenkreis- Potential φ_{Zk}^- . Die Spannungen $U_{zk/2}^-$ und $U_{zk/2}^+$ der unteren und oberen Zwischenkreiskondensatoren C^- und C^+ können hierbei unterschiedlich sein.

Wird in einer anderen Schaltungsvariante des Vienna- Gleichrichters der Kurzschlusspunkt nur mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises verbunden, so ist keine Erzeugung unsymmetrischer Generatorströme möglich. Es können jedoch unsymmetrische Zwischenkreisspannungen $U_{zk/2}^+$ und $U_{zk/2}^-$ erzeugt werden. Die 8 verschiedenen Ansteuer- Zustände $S = [S_U S_V S_W]$ haben jeweils unterschiedliche Kombinationen der Potentiale an den Außenleitern zur Folge, was in Tabelle 3.4 dargestellt wird.

Die Außenleiterspannungen ergeben sich aus den zugehörigen Potenzialdifferenzen. Die einzelnen Phasenspannungen wurden unter Annahme einer symmetrischen Eingangsimpedanz ermittelt. Sie sind in den Zuständen Nr. 2, 4 und 6 bei gleichbleibendem Schaltzustand von den Stromvorzeichen der jeweils freilaufenden Phasen (Zustand $S_x = 1$) abhängig, was ihre Darstellung unübersichtlich macht. Der Zusatz- Zustand “a” kennzeichnet unterschiedliche und “b” gleiche Vorzeichen der jeweils freilaufenden Phasen.

Nr.	S	φ_{U^*}	φ_{V^*}	φ_{W^*}	u_{U^*N}	u_{V^*N}	u_{W^*N}
0	[0 0 0]	φ_{Zk}^M	φ_{Zk}^M	φ_{Zk}^M	0	0	
1	[1 0 0]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	φ_{Zk}^M	φ_{Zk}^M	$sg(i_U) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_U)}$	$-sg(i_U) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_U)}$	$-sg(i_U) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_U)}$
2 _a 2 _b	[1 1 0]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	φ_{Zk}^M	$sg(i_U) U_{zk/2}^{sg(i_U)}$ $sg(i_U) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_U)}$	$sg(i_V) U_{zk/2}^{sg(i_V)}$ $sg(i_V) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_V)}$	$sg(i_W) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$
3	[0 1 0]	φ_{Zk}^M	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	φ_{Zk}^M	$-sg(i_V) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_V)}$	$sg(i_V) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_V)}$	$-sg(i_V) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_V)}$
4 _a 4 _b	[0 1 1]	φ_{Zk}^M	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	0 $sg(i_U) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{-sg(i_U)}$	$sg(i_V) U_{zk/2}^{sg(i_V)}$ $sg(i_V) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_V)}$	$sg(i_W) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$ $sg(i_W) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$
5	[0 0 1]	φ_{Zk}^M	φ_{Zk}^M	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	$-sg(i_W) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$	$-sg(i_W) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$	$sg(i_W) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$
6 _a 6 _b	[1 0 1]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	φ_{Zk}^M	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	$sg(i_U) U_{zk/2}^{sg(i_U)}$ $sg(i_U) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_U)}$	0 $sg(i_V) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{-sg(i_V)}$	$sg(i_W) \frac{2}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$ $sg(i_W) \frac{1}{3} U_{zk/2}^{sg(i_W)}$
7	[1 1 1]	$\varphi_{Zk}^{sg(i_U)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_V)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(i_W)}$	$sg(i_U) \frac{1}{2} U_{zk}$	$sg(i_V) \frac{1}{2} U_{zk}$	$sg(i_W) \frac{1}{2} U_{zk}$

Unter Voraussetzung einer symmetrischen Zwischenkreisspannung sowie einer symmetrischen Eingangsimpedanz ergeben sich für beide hier betrachtete Schaltungsvarianten des Vienna-Gleichrichters bei den verschiedenen Vorzeichenkombinationen der Eingangsströme jeweils gleiche Raumzeigerdarstellungen. Aus der Annahme eines positiven Stroms in Phase U und

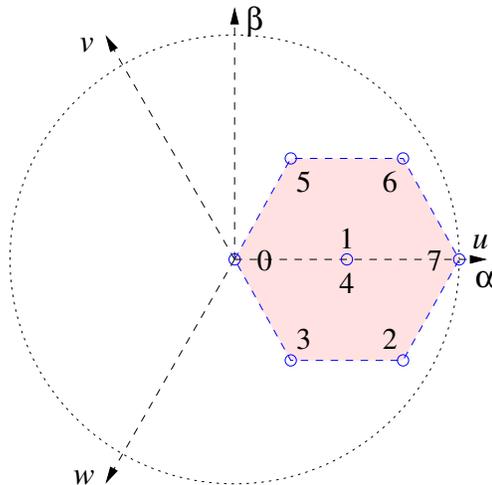


Abbildung 3.29: Aus Linearkombination von Schaltstellungen erreichbare Spannungsfläche beim Vienna-Gleichrichter in der Schaltungsvariante mit verbundenem Kurzschlusspunkt

negativer Ströme in den Phasen V und W resultiert beispielsweise eine Darstellung gemäß Abbildung 3.29. Das von den jeweils erreichbaren Raumzeigern aufgespannte Sechseck dreht sich in Abhängigkeit der jeweiligen Stromvorzeichen in eine entsprechend andere Lage (Abbildung 3.30).

Für die Modellierung des zeitkontinuierlichen Verhaltens soll der Mittelwert der Klemmenspannung in Abhängigkeit von der Pulsweite berechnet werden. Hierzu wird das in Tabelle 3.3 dargestellte Verhalten betrachtet. Bei Kurzschluss ist die jeweilige Klemmenspannung $U_{U^*M^*}$, $U_{V^*M^*}$ bzw. $U_{W^*M^*}$ Null, nach dem Öffnen beträgt sie in Abhängigkeit von der Stromrichtung $\pm U_{zk}/2$. Letzteres Phänomen tritt während der Schutzzeit auch beim B6-Stromrichter auf und resultiert aus den Eigenschaften des ungesteuerten Gleichrichters. Für den Mittelwert der Ausgangsspannung

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt \quad (3.84)$$

ergibt sich entsprechend dem Spannungsverlauf aus Bild 3.31 am Beispiel der Phase u :

$$\bar{U}_{U^*M^*} = \frac{1}{PD} \left((PW) \cdot 0 + (PD - PW) \text{sign}(I_u) \frac{U_{zk}}{2} \right)$$

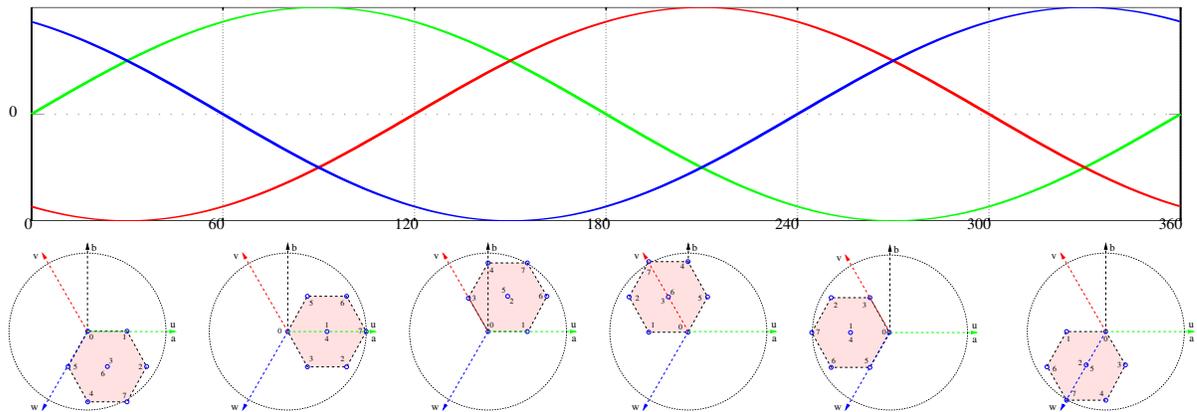


Abbildung 3.30: Veränderung der in Abhängigkeit von der Stromrichtung durch Linearkombination von Ansteuersignalen erreichbaren Spannungsfläche beim Vienna- Gleichrichter in der Schaltungsvariante mit verbundenem Kurzschlusspunkt

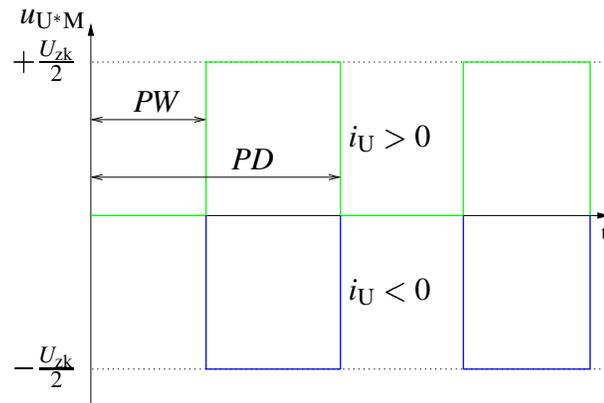


Abbildung 3.31: Verlauf der Phasenspannung beim Vienna- Gleichrichter in Abhängigkeit der Stromrichtung

$$= \text{sign}(I_u) \left(1 - \frac{PW}{PD} \right) \frac{U_{zk}}{2}. \quad (3.85)$$

Durch geeignete Wahl des Tastverhältnisses $T_V = PW/PD$ kann ein sinusförmiger Verlauf der Ausgangsspannung erreicht werden. Sofern die Ausgangsspannungen der beiden anderen Phasen um jeweils 120° versetzt sind, kann die Phasenspannung $\bar{U}_{U^*M^*}$ als Strangspannung \bar{U}_{U^*N} interpretiert werden (Bild 3.25). Fasst man die Phasenspannung als Sollwert auf, so gilt für die Pulsweite der jeweiligen Phase x

$$PW_x = \left(1 - \text{sign}(I_x) 2 \frac{U_{\text{soll},x}}{U_{zk}} \right) PD \quad (3.86)$$

und für das Tastverhältnis

$$T_{V,x} = \frac{PW_x}{PD} = \left(1 - \text{sign}(I_x) 2 \frac{U_{\text{soll},x}}{U_{zk}} \right) \quad (3.87)$$

Auch in dieser Gleichung zeigt sich, dass mit dem Vienna- Stromrichter kein Wechselrichterbetrieb möglich ist, da bei $U_{\text{soll},x} > 0$ und $\text{sign}(I_x) = -1$ ein nicht realisierbares Tastverhältnis $T_V > 1$ auftritt. Negative Pulsweiten ($T_V < 0$) bedeuten dagegen eine ebenfalls nicht realisierbare Sollspannung $U_{\text{soll},x} > U_{zk}/2$.

3.3.3.2 Vienna- Gleichrichter mit freiem Kurzschlusspunkt In diesem Abschnitt werden die Funktionsweise des Vienna- Gleichrichters gemäß der Schaltungsvariante nach Abbildung 3.28 skizziert. Mit Hilfe der, je Brückenweig möglichen, zwei Ansteuersignale (0: Schalter geschlossen, 1: Schalter geöffnet) lassen sich 8 verschiedene Zustände $S = [S_U S_V S_W]$ generieren. Diese können in aktive (Phasenkurzschluss) und passive Zustände (Freilauf über B6- Brücke) unterteilt werden. Zunächst werden die aktiven Zustände näher betrachtet.

Sind alle drei Schalter geschlossen haben alle drei Außenleiter U^* , V^* und W^* das elektrische Potential ϕ_M^* des Kurzschlusspunktes M^* . Beim Kurzschluss zweier Phasen ist das Potential nicht nur vom Schaltzustand sondern zusätzlich vom Vorzeichen $\text{sg}(i_x)$ des Stroms in der jeweils freilaufenden Phase x abhängig. Sind beispielsweise die Phasen V und W kurzgeschlossen (Schaltzustand $S = [1 \ 0 \ 0]$), so fließt ein positiver Strom in Phase U über die Diode D1 in die positive Seite des Zwischenkreises und erzeugt somit am Anschlusspunkt U^* das positive Zwischenkreis- Potential ϕ_{zk}^+ . Im gleichen Schaltzustand erzeugt dagegen ein negativer Strom in Phase U über die Diode D4 am Anschlusspunkt U^* das negative Zwischenkreis- Potential ϕ_{zk}^- . Auf Grund der Stromsymmetrie ($i_{zk}^+ = -i_{zk}^-$) muss das Potential an den Anschlusspunkten

V^* und W^* jeweils den entgegengesetzten Wert annehmen.

Tabelle 3.5: Aktive Schaltzustände des Vienna- Stromrichters

Nr.	S	φ_U^*	φ_V^*	φ_W^*	u_{U^*N}	u_{V^*N}	u_{W^*N}
0	[0 0 0]	φ_M^*	φ_M^*	φ_M^*	0	0	0
1	[1 0 0]	$\varphi_{Zk}^{sg(iU)}$	$\varphi_{Zk}^{-sg(iU)}$	$\varphi_{Zk}^{-sg(iU)}$	$sg(iU)\frac{2}{3}U_{zk}$	$-sg(iU)\frac{1}{3}U_{zk}$	$-sg(iU)\frac{1}{3}U_{zk}$
3	[0 1 0]	$\varphi_{Zk}^{-sg(iV)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(iV)}$	$\varphi_{Zk}^{-sg(iV)}$	$-sg(iV)\frac{1}{3}U_{zk}$	$sg(iV)\frac{2}{3}U_{zk}$	$-sg(iV)\frac{1}{3}U_{zk}$
5	[0 0 1]	$\varphi_{Zk}^{-sg(iW)}$	$\varphi_{Zk}^{-sg(iW)}$	$\varphi_{Zk}^{sg(iW)}$	$-sg(iW)\frac{1}{3}U_{zk}$	$-sg(iW)\frac{1}{3}U_{zk}$	$sg(iW)\frac{2}{3}U_{zk}$

Die Umrechnung auf die zugehörigen Phasenspannungen bei Sternschaltung erfolgt unter Annahme einer symmetrischen Last. Hierbei ist die Impedanz der zwei parallelgeschalteten Phasen gerade halb so groß, wie die einer einzelnen Phase.

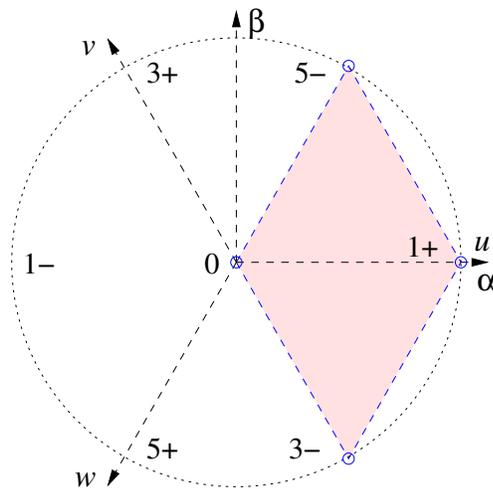


Abbildung 3.32: Aus Linearkombination von Schaltstellungen erreichbare Spannungsfläche beim Vienna- Gleichrichter in der Schaltungsvariante mit freiem Kurzschlusspunkt

Betrachtet man die Phasenspannungen als Raumzeiger in der $[\alpha, \beta]$ - Ebene einer symmetrischen, dreiphasigen Induktionsmaschine, so ergibt sich bei Annahme eines positiven Stroms in Phase U und negativer Ströme in den Phasen V und W eine Darstellung gemäß Abbildung 3.32. Der Vergleich mit den Raumzeigern der Schaltungsvariante mit verbundenem Kurzschlusspunkt in Abbildung 3.29 zeigt, dass der Bereich der durch Linearkombination von Schaltzuständen erreichbaren Spannungszeiger in der hier betrachteten Schaltungsvariante größer ist. In

keinem Fall können jedoch die Eigenschaften des (4- Quadranten) B6CI- Stromrichters erreicht werden.

Alle anderen Schaltzustände (kein oder nur ein geschlossener Schalter) erzeugen den passiven Betriebsfall, also das Verhalten einer B6- Diodenbrücke. Hier ist das Potential der Außenleiter nur von der Stromrichtung in der jeweiligen Phase abhängig.

φ_U	φ_V	φ_W
$\varphi_{Zk}^{\text{sign}(i_U)}$	$\varphi_{Zk}^{\text{sign}(i_V)}$	$\varphi_{Zk}^{\text{sign}(i_W)}$

Die Vorzeichen der einzelnen Phasenströme sind jedoch nicht völlig unabhängig voneinander. Da die Summe aller Ströme Null ergeben muss, genügt es, das Vorzeichen des Phasenstroms mit dem größten Absolutwert zu betrachten. Die beiden jeweils anderen Phasenströme haben dann das entgegengesetzte Vorzeichen. Das Potential der Außenleiter sowie die Phasenspannungen ergeben somit die gleichen Werte wie die eines (nur scheinbar) aktiven Zustands (vergleiche Tabelle 3.5).

$\max i_{uvw} $	φ_U	φ_V	φ_W	u_{UN}	u_{VN}	u_{WN}
U (1)	$\varphi_{Zk}^{\text{sg}(i_U)}$	$\varphi_{Zk}^{-\text{sg}(i_U)}$	$\varphi_{Zk}^{-\text{sg}(i_U)}$	$\text{sg}(i_U) \frac{2}{3} U_{zk}$	$-\text{sg}(i_U) \frac{1}{3} U_{zk}$	$-\text{sg}(i_U) \frac{1}{3} U_{zk}$
V (3)	$\varphi_{Zk}^{-\text{sg}(i_V)}$	$\varphi_{Zk}^{\text{sg}(i_V)}$	$\varphi_{Zk}^{-\text{sg}(i_V)}$	$-\text{sg}(i_V) \frac{1}{3} U_{zk}$	$\text{sg}(i_V) \frac{2}{3} U_{zk}$	$-\text{sg}(i_V) \frac{1}{3} U_{zk}$
W (5)	$\varphi_{Zk}^{-\text{sg}(i_W)}$	$\varphi_{Zk}^{-\text{sg}(i_W)}$	$\varphi_{Zk}^{\text{sg}(i_W)}$	$-\text{sg}(i_W) \frac{1}{3} U_{zk}$	$-\text{sg}(i_W) \frac{1}{3} U_{zk}$	$\text{sg}(i_W) \frac{2}{3} U_{zk}$

Die mit Hilfe dieses Stromrichters erzeugbaren Raumzeiger sind demnach (mit Ausnahme des Null- Spannungszeigers) von den aktuellen Stromvorzeichen abhängig. In Abbildung 3.33 sind die über eine Periode eines symmetrischen Drehstroms tatsächlich verfügbaren Spannungszeiger dargestellt. Zur Bereitstellung eines gewünschten Spannungsraumzeigers empfiehlt sich eine Linearkombination aus den benachbarten aktiven Zeigern sowie der Nullkomponente.

Die Modellierung des zeitkontinuierlichen Verhaltens des Mittelwertes einer Phasenspannung in Abhängigkeit von der zugehörigen Pulsweite ist hier nicht möglich. Im Gegensatz zu den bislang betrachteten Stromrichtern ist die Phasenspannung nicht mehr von dem Ansteuersignal nur einer Phase abhängig.

3.3.3.3 Simulationsmodell Die prinzipielle Arbeitsweise eines Vienna- Gleichrichters wurde im vorhergehenden Abschnitt erläutert. Das in Abbildung 3.34 dargestellte Modell beschränkt sich auf Nachbildung des mittels Pulsweitenmodulation erzeugten Mittelwertes der Ausgangsspannung des Vienna- Stromrichters mit verbundenem Kurzschlusspunkt.

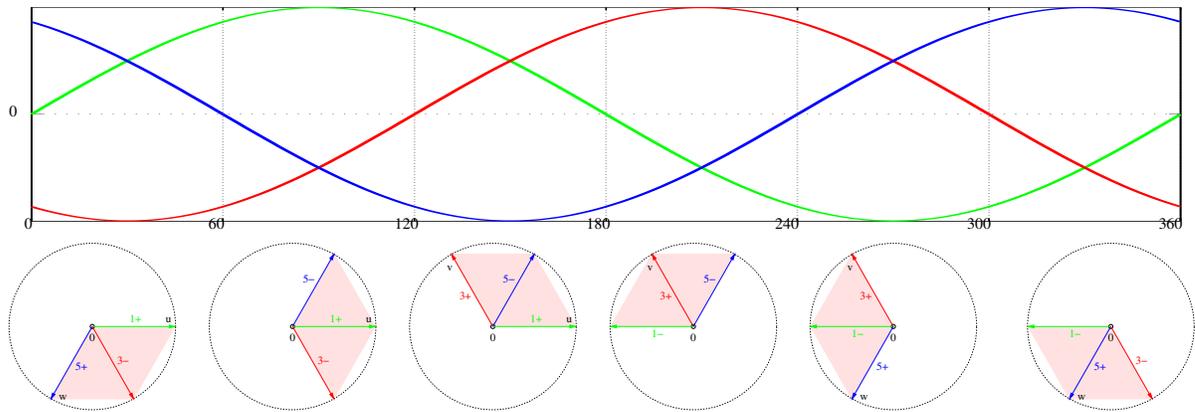


Abbildung 3.33: Veränderung der in Abhängigkeit von der Stromrichtung durch Linearkombination von Ansteuersignalen erreichbaren Spannungsfläche beim Vienna- Gleichrichter in der Schaltungsvariante mit freiem Kurzschlusspunkt

Zur Ansteuerung des Stromrichters wird ein Microcontroller eingesetzt. Die zur Erzeugung einer bestimmten Sollspannung notwendige Pulsweite bzw. das Tastverhältnis kann aus Gleichung 3.87 berechnet werden (Block T_{1, T_2}). Das Tastverhältnis der dritten Phase (Block T_{3}) folgt aus der Randbedingung $\bar{U}_{U^*M} + \bar{U}_{V^*M} + \bar{U}_{W^*M} = 0$ und ergibt sich bei nichtverbundenem Sternpunkt zu

$$T_{V,W} = 1 - \text{sign}(i_W) (\text{sign}(i_U)(T_{V,U} - 1) + \text{sign}(i_V)(T_{V,V} - 1)) .$$

Die Berücksichtigung der vom Microcontroller verursachten, mittleren Totzeit bis zur tatsächlichen Realisierung einer neu berechneten Pulsweite am Ausgangsport erfolgt im Block *Transport-Delay*.

Die Bestimmung des vom Gleichrichter eingespeisten *Zwischenkreis- Stroms* im gleichnamigen Block wird aus der Leistungsbilanz unter Vernachlässigung der Umrichterverluste vorgenommen.

Eine deutlich rechenzeitintensivere Nachbildung der Momentanwerte der Ausgangsspannung $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{U^*M} & u_{V^*M} & u_{W^*M} \end{bmatrix}$ aus den entsprechenden Ansteuersignalen \mathbf{S} wurde (anlog zur Vorgehensweise beim B6CI- Stromrichter in Abbildung 3.27) in Form von s- Funktionen (siehe Anhang: A.4.2) für beide hier untersuchte Schaltungsarten des Vienna- Gleichrichters gemäß der Tabellen 3.3 bzw. 3.4 und 3.5 realisiert.

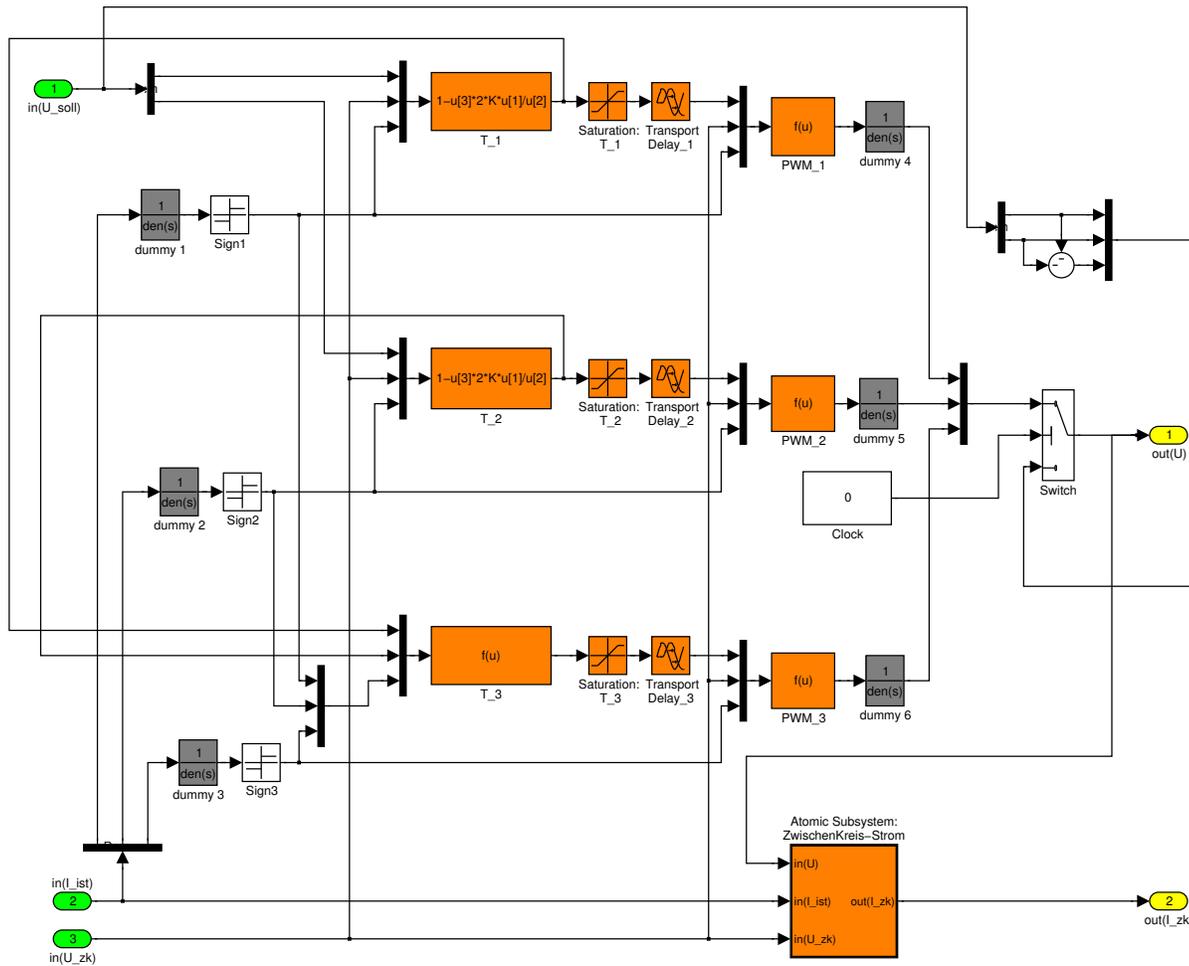


Abbildung 3.34: Struktur des Simulationsmodell des analogen Verhaltens eines Vienna- Gleichrichters (Mittelwert)

3.3.4 Zwischenkreis

Der Gleichspannungszwischenkreis dient der Entkopplung von Generator- und Netzfrequenz und ermöglicht somit den drehzahlvariablen Betrieb der Windkraftanlage.

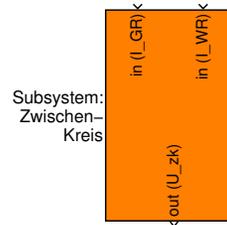


Abbildung 3.35: Subsystem: Zwischenkreis

Der Aufbau dieses Zwischenkreises ist ausgesprochen einfach: er besteht aus einem Kondensator. Die Zwischenkreisspannung ergibt sich aus der Summe der Ströme gemäß

$$u_{zk} = \frac{1}{C_{zk}} \int_{t=0}^t (i_{GR} + i_{WR}) dt + u_{zk,0}.$$

Der Vollständigkeit halber sei angemerkt, dass ein realer Gleichspannungszwischenkreis i.d.R. aus mindestens zwei in Serie geschalteten Elektroytkondensatoren (Spannungsfestigkeit $U_{dc,max} \leq 450\text{ V}$) mit entsprechenden Parallelwiderständen aufgebaut ist. Bei Anschluss an das 690 V Niederspannungsnetz werden mindestens drei serielle Kondensatoren benötigt. Alternativ können Folienkondensatoren mit ausreichend hoher Spannungsfestigkeit verwendet werden. Diese haben allerdings einen deutlich geringeren ohmschen Widerstand, was im Zusammenspiel mit den unvermeidlichen Streuinduktivitäten oft zu Schwingungserscheinungen führt. Die hieraus resultierenden Überspannungen können die Zerstörung der IGBT's zur Folge haben und sollten daher entweder hinreichend bedämpft, oder durch Minimierung der Streuinduktivitäten unterdrückt werden.

3.3.5 Verluste

In diesem Abschnitt werden die bei Einsatz des Vienna- und des B6CI- Stromrichters auftretenden Verluste analysiert und für verschiedene Anschlussleistungen und Pulsfrequenzen miteinander verglichen. Hierzu wird ein vereinfachter Ansatz zur Bestimmung der jeweils auftretenden, mittleren Ventilverluste angewendet, der in den Abschnitten 3.3.1.1, 3.3.1.2 und 3.3.1.3 vorgestellt wurde. Eine Zusammenfassung der verwendeten Gleichungen ist in Tabelle 3.6 angegeben.

Tabelle 3.6: Näherungsgleichungen zur Bestimmung der Verluste der verschiedenen Halbleiterventile

	Durchlassverluste	Schaltverluste
Diode	$P_V^D = U_{F,0} \bar{I}_F + r_F \bar{I}_F^2$	$P_{\text{off}}^D = \frac{1}{\pi} f_S E_{\text{off}}^* I_F U_{\text{sp}}$
IGBT	$P_V^I = U_{CE,0} \bar{I}_C + r_D \bar{I}_C^2$	$P_{\text{on/off}}^I = f_S U_{\text{sp}} \left(\frac{1}{\pi} E_{\text{on/off}}^* I_C + \frac{1}{2} C_{\text{oss}} U_{\text{sp}} \right)$
MOSFET	$P_V^M = r_D \bar{I}_D^2$	$P_{\text{on/off}}^M = f_S U_{\text{sp}} \left(\frac{1}{\pi} E_{\text{on/off}}^* I_D + \frac{1}{2} C_{\text{oss}} U_{\text{sp}} \right)$

Die für die Anwendung dieser Gleichungen notwendigen Randbedingungen werden nachfolgend untersucht.

3.3.5.1 Verluste am B6CI- Stromrichter Beim B6CI- Stromrichter erlauben es die Symmetriebedingungen, die Verluste $P_{V,E}^{\text{B6}}$ eines Schalters und der zugehörigen Freilaufdiode während einer Halbwelle eines als sinusförmig angenommenen Laststroms zu betrachten. Demgemäß gilt für die Gesamtverluste $P_{V,\text{tot}}^{\text{B6}} = k_S^{\text{B6}} P_{V,E}^{\text{B6}}$, mit dem Symmetriefaktor $k_S^{\text{B6}} = 6$. Die Gesamtverluste ergeben sich demgemäß zu:

$$P_{V,\text{tot}}^{\text{B6}} = 6 \left(P_V^Q + P_{\text{on}}^Q + P_{\text{off}}^Q + P_V^D + P_{\text{off}}^D \right).$$

Als Sperrspannung tritt an beiden Ventilen die Zwischenkreisspannung ($U_{\text{sp}} = U_{\text{Zk}}$) auf, die Anzahl der Schaltvorgänge entspricht der Pulsfrequenz ($f_S = f_p$). Die Zwischenkreisspannung ist auf einen geeigneten Wert (z.B. 625 V) festzusetzen, die Pulsfrequenz f_p und der Laststrom I_{eff} treten als Parameter auf. Die bauelemente-spezifischen Parameter werden im weiteren als Ventil-Daten bezeichnet und sind den entsprechenden Datenblättern zu entnehmen oder aus Messungen zu bestimmen. Die an den jeweiligen Ventilen auftretenden Verluste sowie die zu deren Berechnung notwendigen Parameter sind in Tabelle 3.7 zusammengefasst.

Tabelle 3.7: Übersicht der zur Verlustbestimmung des B6CI-Stromrichters notwendigen Daten

	Verluste	Ventil-Daten	Ventil-Parameter	Betriebs-Parameter
Q1	P_V^Q, P_{off}^Q	$U_{\text{CE},0}, r_D, E_{\text{on}}^*, E_{\text{off}}^*, C_{\text{oss}}$	$U_{\text{sp}}, f_S, \bar{I}_C, I_C$	U_{Zk}, I_1, f_p
D4	P_V^D, P_{off}^D	$U_{\text{F},0}, r_F, E_{\text{off}}^*$	$U_{\text{sp}}, f_S, \bar{I}_F, I_F$	U_{Zk}, I_1, f_p

Für die Bestimmung der Mittel- und Effektivwerte der beiden Ventil-Ströme ist neben der Amplitude des als sinusförmig angenommenen Phasenstroms I_1 das Taktverhältnis T_V verantwortlich. Dieses beschreibt den Zeitanteil (einer Pulsperiode), den der Schalter geschlossen ist. Unter Voraussetzung einer gegenüber der Grundschwingung des Phasenstromes hohen Taktfrequenz sowie bei Betrieb im linearen Aussteuerbereich ist somit der Mittelwert des Taktverhältnisses \bar{T} (über eine Grundschwingung des Phasenstroms) für den Anteil, der auf den Mittel- bzw. Effektivstrom des Schalters entfällt direkt verantwortlich:

$$I_{\text{C,eff/avg}} = \bar{T}_V I_{1,\text{eff/avg}},$$

$$I_{\text{F,eff/avg}} = (1 - \bar{T}_V) I_{1,\text{eff/avg}}.$$

Für die Bestimmung des Taktverhältnisses wird von der Steuergleichung (3.79) des B6CI-Stromrichters ausgegangen. Die Klemmenspannung u^* des Stromrichters muss in erster Näherung der Polradspannung des Generators entsprechen:

$$u^* = \omega \frac{\hat{u}_N}{\omega_N} \sin(\omega t).$$

Für genauere Betrachtungen kann ggf. die Vorsteuerkennlinie herangezogen werden. Auf Grund des linearen Zusammenhangs von Polradspannung (Drehzahl) und Strom (bei einer im Leistungsoptimum betriebenen Windkraftanlage) gilt für den Mittelwert des Taktverhältnisses über eine halbe Periode des Phasenstroms:

$$\begin{aligned} \bar{T}_V &= \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left(\frac{1}{2} + \frac{u^*}{U_{\text{Zk}}} \right) dt \\ &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \frac{\hat{u}_N}{U_{\text{Zk}}} \frac{\omega}{\omega_N}. \end{aligned}$$

Auf Grund der Linearität von Drehzahl und Stromamplitude (Lüfterkennlinie) im vorliegenden Anwendungsfall gilt somit:

$$\bar{T}_V = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \frac{\hat{u}_N}{U_{\text{Zk}}} \frac{I_1}{I_{1,N}}.$$

Nunmehr können alle für die Verlustberechnung (gemäß Tabelle 3.6) notwendigen Ventilparameter aus den Betriebsparametern bestimmt werden (vergl. Tabelle 3.7).

3.3.5.2 Verluste am Vienna- Stromrichter Für die Betrachtung der Verluste des Vienna-Gleichrichters wird von einer geringfügig modifizierten, verlustoptimierten Schaltung nach Abbildung 3.36 ausgegangen. Hier erlauben es die Symmetriebedingungen, die Verluste $P_{V,E}^{VR}$ des

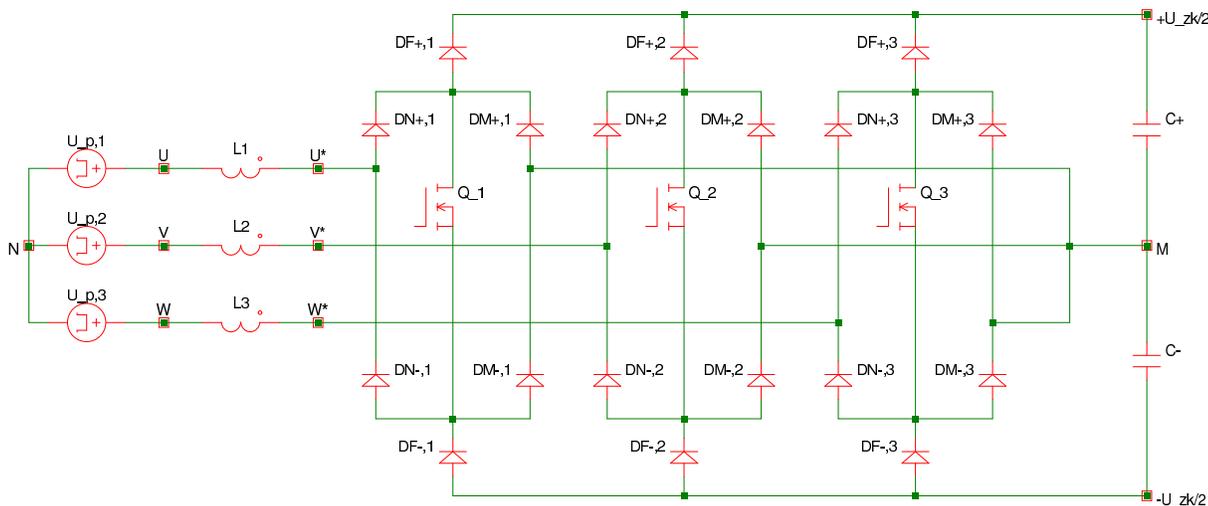


Abbildung 3.36: Prinzip-Schaltbild eines Vienna- Gleichrichters in einer verlustoptimierten Schaltungsvariante

Schalters $Q1$, der zugehörigen Freilaufdiode $DF1+$, der Kommutierungsdiode zum Mittelpunkt $DM1-$ sowie der maschinenseitigen Gleichrichterdiode $DN1+$ während der positiven Halbwelle eines als sinusförmig angenommenen Laststroms zu betrachten. Demgemäß gilt für die Gesamtverluste $P_{V,tot}^{VR} = k_S^{VR} P_{V,E}^{VR}$, mit dem Symmetriefaktor $k_S^{VR} = 6$. Die Sperrspannung an der Mittelpunktdiode $DM-$ verschwindet näherungsweise. Sie tritt am Schalter $Q1$ sowie an der Freilaufdiode $DF1+$ mit der halben Zwischenkreisspannung ($U_{sp} = U_{Zk}/2$) auf; lediglich an der Gleichrichterdiode $DN1+$ ergibt sich die volle Zwischenkreisspannung ($U_{sp} = U_{Zk}$). Die Anzahl der Schaltvorgänge entspricht der Pulsfrequenz ($f_s = f_p$), jedoch wiederum mit Ausnahme von $DN1+$; hier tritt nur bei Vorzeichenwechsel des Laststroms ein Kommutierungsvorgang auf, so dass die Schaltverluste bei dieser Diode vernachlässigt werden können. (Für die Dioden DN können daher auch "normale" Gleichrichterdioden mit deutlich geringeren Durchlassverlusten eingesetzt werden.) Die Gesamtverluste ergeben sich demgemäß zu:

$$P_{V,tot}^{VR} = 6 \left(P_V^Q + P_{on}^Q + P_{off}^Q + P_V^{DF} + P_{off}^{DF} + P_V^{DM} + P_V^{DN} \right).$$

Die Zwischenkreisspannung ist auf einen geeigneten Wert (z.B. 625 V) festzusetzen, die Pulsfrequenz f_p und der Laststrom I_{eff} treten als Parameter auf. Die bauelemente-spezifischen Parameter werden im weiteren als Ventil-Daten bezeichnet und sind den entsprechenden Datenblättern zu entnehmen oder aus Messungen zu bestimmen. Die an den jeweiligen Ventilen auftretenden Verluste sowie die zu deren Berechnung notwendigen Parameter sind in Tabelle 3.8 zusammengefasst. Für die Bestimmung der Mittel- und Effektivwerte der Ventil-Ströme ist ne-

Tabelle 3.8: Übersicht der zur Verlustbestimmung des B6CI-Stromrichters notwendigen Daten

	Verluste	Ventil-Daten	Ventil-Parameter	Betriebs-Parameter
Q1	P_V^Q, P_{off}^Q	$R_D, E_{\text{on}}^*, E_{\text{off}}^*, C_{\text{oss}}$	$U_{\text{sp}}, f_D, \bar{I}_D, I_D$	U_{Zk}, I_1, f_p
DF1+	$P_V^{\text{DF}}, P_{\text{off}}^{\text{DF}}$	$U_{\text{F},0}, r_F, E_{\text{off}}^*$	$U_{\text{sp}}, f_S, \bar{I}_F, I_F$	U_{Zk}, I_1, f_p
DM1-	P_V^{DM}	$U_{\text{F},0}, r_F$	\bar{I}_F, I_F	I_1
DN1+	P_V^{DN}	$U_{\text{F},0}, r_F$	\bar{I}_F, I_F	I_1

ben der Amplitude des als sinusförmig angenommenen Phasenstroms I_1 das Taktverhältnis T_V verantwortlich. Dieses beschreibt den Zeitanteil (einer Pulsperiode), den der Schalter geschlossen ist. Unter Voraussetzung einer gegenüber der Grundschwingung des Phasenstromes hohen Taktfrequenz sowie bei Betrieb im linearen Aussteuerbereich ist somit der Mittelwert des Taktverhältnisses \bar{T} (über eine Grundschwingung des Phasenstroms) für den Anteil, der auf den Mittel- bzw. Effektivstrom des Schalters entfällt direkt verantwortlich:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{D,eff/avg}}^{\text{Q1}} &= I_{\text{F,eff/avg}}^{\text{DM1-}} = \bar{T}_V I_{1,\text{eff/avg}}, \\
 I_{\text{F,eff/avg}}^{\text{DF1+}} &= (1 - \bar{T}_V) I_{1,\text{eff/avg}}, \\
 I_{\text{F,eff/avg}}^{\text{DN1+}} &= I_{1,\text{eff/avg}},
 \end{aligned}$$

Für die Bestimmung des Taktverhältnisses wird von der Steuergleichung (3.85) des Vienna-Stromrichters ausgegangen. Die Klemmenspannung u^* des Stromrichters muss in erster Näherung der Polradspannung des Generators entsprechen:

$$u^* = \omega \frac{\hat{u}_N}{\omega_N} \sin(\omega t).$$

Für genauere Betrachtungen kann ggf. die Vorsteuerkennlinie herangezogen werden. Auf Grund des linearen Zusammenhangs von Polradspannung (Drehzahl) und Strom (bei einer im Leistungsoptimum betriebenen Windkraftanlage) gilt für den Mittelwert des Taktverhältnisses über

eine halbe Periode des Phasenstroms:

$$\begin{aligned}\bar{T}_V &= \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left(1 - \frac{u^*}{U_{Zk}/2} \right) dt \\ &= 1 - \frac{4}{\pi} \frac{\hat{u}_N}{U_{Zk}} \frac{\omega}{\omega_N}.\end{aligned}$$

Auf Grund der Linearität von Drehzahl und Stromamplitude (Lüfterkennlinie) im vorliegenden Anwendungsfall gilt somit:

$$\bar{T}_V = 1 - \frac{4}{\pi} \frac{\hat{u}_N}{U_{Zk}} \frac{I_1}{I_{1,N}}.$$

Nunmehr können alle für die Verlustberechnung (gemäß Tabelle 3.6) notwendigen Ventilparameter aus den Betriebsparametern bestimmt werden (vergl. Tabelle 3.8).

3.4 Netz

Ein Anschlusspunkt des Energieversorgungsnetzes stellt den Endpunkt der hier betrachteten Windkraftanlage dar. Bei nicht zu großer Nennleistung wird i.d.R. eine Einspeisung ins Nie-

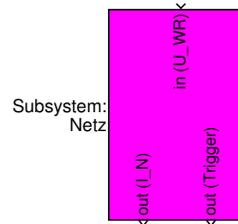


Abbildung 3.37: Subsystem: Netz

derspannungsnetz vorgenommen. Der Anschlusspunkt lässt sich durch eine Quellspannung und eine ohmsch- induktive Netzimpedanz beschreiben. Dabei muss der induktive Anteil durch Vorschalten externer Induktivitäten zusätzlich vergrößert werden, um eine geringe Welligkeit der pulsweitenmodulierten Ströme zu erreichen. Mit Zusammenfassen beider Impedanzen kann bei Sternschaltung das in Abbildung 3.38 dargestellte Ersatzschaltbild angegeben werden.

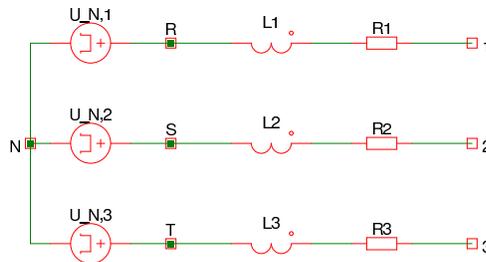


Abbildung 3.38: Elektrisches Ersatzschaltbild der Netzimpedanz

Für die vom Wechselrichter angelegten verketteten Spannungen gilt nach dem Maschensatz:

$$u_{12} = i_{N,1}R_{N,1} + \dot{i}_{N,1}L_{N,1} + u_{N,1} - (i_{N,2}R_{N,2} + \dot{i}_{N,2}L_{N,2} + u_{N,2})$$

$$u_{23} = i_{N,2}R_{N,2} + \dot{i}_{N,2}L_{N,2} + u_{N,2} - (i_{N,3}R_{N,3} + \dot{i}_{N,3}L_{N,3} + u_{N,3})$$

Das Einsetzen des aus der Knotenpunktregel folgenden Stromes

$$i_{N,3} = -i_{N,1} - i_{N,2}$$

führt in Matrizenschreibweise zu der Darstellung:

$$\begin{pmatrix} u_{12} \\ u_{23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{N,1} & -R_{N,2} \\ R_{N,3} & R_{N,2} + R_{N,3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{N,1} \\ i_{N,2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{N,1} & -L_{N,2} \\ L_{N,3} & L_{N,2} + L_{N,3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_{N,1} \\ \dot{i}_{N,2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{N,1} \\ u_{N,2} \\ u_{N,3} \end{pmatrix},$$

bzw. in abgekürzter Form:

$$\mathbf{u}_{WR} = \mathbf{R}_N \mathbf{i}_N + \mathbf{L}_N \dot{\mathbf{i}}_N + \mathbf{T}_N \mathbf{u}_N.$$

Durch Multiplikation von links mit der inversen Matrix \mathbf{L}_N^{-1} kann hieraus die Differentialgleichung des Netzstromes gewonnen werden:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_N &= -\mathbf{L}_N^{-1} \mathbf{R}_N \mathbf{i}_N - \mathbf{L}_N^{-1} \mathbf{T}_N \mathbf{u}_N + \mathbf{L}_N^{-1} \mathbf{u}_{WR} \\ &= \mathbf{A}_N \mathbf{i}_N + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_N + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}_{WR}. \end{aligned}$$

Die Implementierung in Simulink ist in Abbildung 3.39 dargestellt.

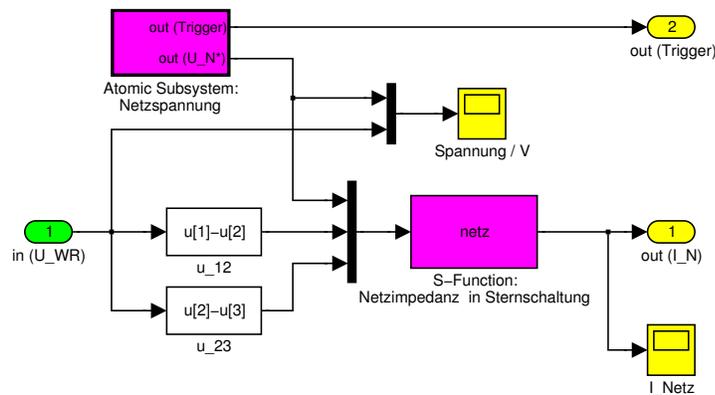


Abbildung 3.39: Struktur des Simulationsmodells zur Nachbildung eines Netzes mittels *s*-Funktion

Die Lösung der Differentialgleichung des Netzstromes erfolgt durch eine *s-function* (siehe Anhang: A.4.3), der die Matrizen \mathbf{A}_N , \mathbf{B}_1 und \mathbf{B}_2 als Parameter übergeben werden. Für die Anpassung von Frequenz und Phasenlage der Netzströme an die Netzspannung ist der für den Leistungsfluss irrelevante, zusätzliche Eingang *Trigger* vorgesehen. An ihm wird bei jedem positiven Nulldurchgang der ersten Phase der Netzspannung eine positive Flanke generiert.

3.5 Regelungstechnik

Unter dem Begriff der Regelungstechnik sind die Verfahren und Methoden zu verstehen, mit deren Hilfe es gelingt, einen gewünschten Verlauf der physikalischen Größe eines betrachteten Prozesses zu gewährleisten. An dieser Stelle soll nur ein kleiner Einblick in die hier angewendeten Methoden erfolgen und aus diesen Methoden resultierende, elementare Regeln kurz angesprochen werden [Föl94].

Betrachtet werde ein auch als Strecke bezeichneter Prozess in dem eine Stellgröße y die zu regelnde Größe x beeinflusst. Grundprinzip der Regelung ist ein geschlossener Wirkungsweg, in dem die Regelgröße x (mit Hilfe einer geeigneten Messeinrichtung) fortlaufend als so genannte Rückführgröße r erfasst wird. Diese wird von der vorgegebenden Führungsgröße w abgezogen. Die so entstandene Regeldifferenz $e = w - r$ wird durch ein geeignet zu entwerfendes Regelglied im dynamischen Verhalten korrigiert. Die so entstandene Reglerausgangsgröße u wird mittels einer Stelleinrichtung als Stellgröße y auf den Eingang der Strecke gegeben. Eine solche Struktur wird als Regelkreis bezeichnet und ist unter Berücksichtigung möglicher Störgrößen z in Abbildung 3.40 dargestellt.

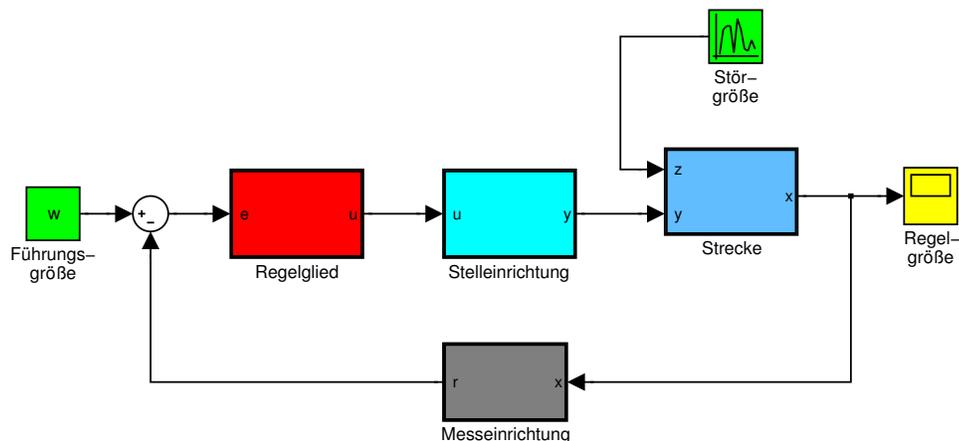


Abbildung 3.40: Struktur eines einfachen Regelkreises

Für den Entwurf eines geeigneten Regelgliedes muss ein mathematisches Modell des gesamten Prozesses erstellt werden, wobei häufig Vereinfachungen gemacht werden müssen. Durch eine Systemanalyse dieses so gewonnenen Modells sind Aussagen über das dynamische Verhalten sowie die Stabilität möglich und es kann an Hand vorgegebender Kriterien die Reglersynthese erfolgen. Eine Verifizierung kann mit Hilfe der Simulation vorgenommen werden, wodurch zwecks eines einfacheren Reglerentwurfs gemachte Vereinfachungen auf ihre Zulässigkeit über-

prüft werden können. Die bei der Bildung des mathematischen Modells gemachten Vereinfachungen sind dagegen nicht durch Simulation nachzubilden, weshalb letztlich eine praktische Überprüfung der erzielten Resultate unausweichlich ist.

3.5.1 Beschreibung im Laplace- Bereich

Die mathematische Modellbildung resultiert in häufig frequenzabhängigen Gleichungen, weshalb zur einfacheren Systemanalyse die Laplacetransformation herangezogen wird. Dabei lässt sich das Verhalten eines Teilsystems durch seine Übertragungsfunktion beschreiben. Das Verhalten des Gesamtsystems kann mit Hilfe einfacher Rechenregeln aus dem Strukturbild hergeleitet werden.

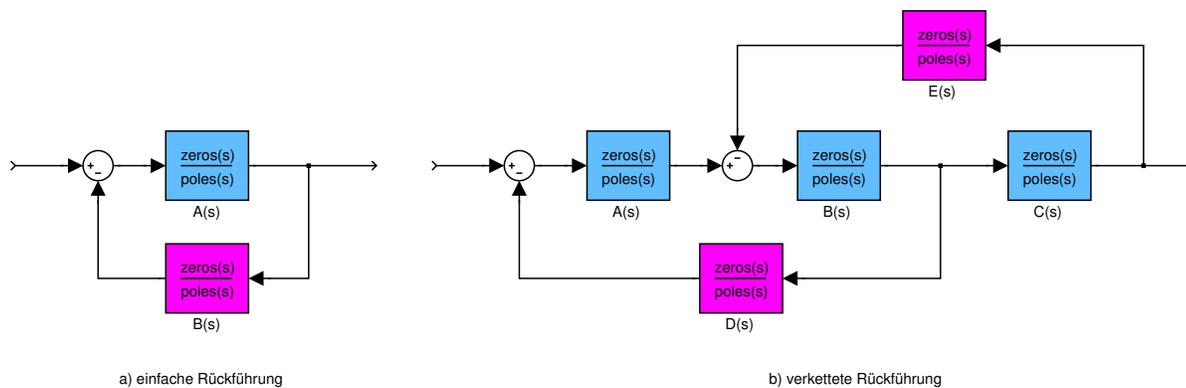


Abbildung 3.41: Streckenstrukturen mit a) einfacher oder b) verketteter Rückführung

Die Gesamtübertragungsfunktion $L(s)$ eines in Abbildung 3.41a) dargestellten, einfach rückgekoppelten Systems lautet:

$$L(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)B(s)}$$

Für ein verkettet rückgekoppeltes System (Abbildung 3.41b) lässt sich

$$L(s) = \frac{A(s)B(s)C(s)}{1 + A(s)B(s)D(s) + B(s)C(s)E(s)}$$

herleiten. In der vorliegenden Arbeit werden ausschließlich lineare, zeitinvariante Systeme betrachtet, weshalb die Übertragungsfunktionen im Laplacebereich in Form von gebrochenen, rationalen Funktionen auftreten. Dies ist insbesondere für die Stabilität des geregelten Systems von Bedeutung. Unter Stabilität soll hier die Forderung verstanden werden, dass die Sprungantwort (also der Verlauf der Regelgröße nach einem Einheitssprung der Führungsgröße) einem

endlichen Wert zustrebt. Dies ist in einer speziellen Form des Nyquist- Kriteriums der Fall, wenn alle Pole der Übertragungsfunktion des offenen Kreises (mit Ausnahme eines ein- oder zweifachen Pols im Ursprung) links der imaginären Achse liegen und die Phase bei Durchtrittsfrequenz ω_D (Kreisfrequenz bei Durchgang der Betragskennlinie durch die 0 dB- Linie) größer 180° ist. (Ferner sei der Zählergrad der Übertragungsfunktion kleiner als der Nennergrad, die Kreisverstärkung positiv, trete die Betragskennlinie genau einmal durch die 0 dB- Linie und bewege sich die Phase unterhalb der Durchtrittsfrequenz zwischen -540° und 180° .) Die Erfüllung dieser Forderung kann besonders anschaulich bei Darstellung des Frequenzgangs als Ortskurve, bzw. im Bode- Diagramm (doppelt logarithmische Darstellung) überprüft werden. Diese Darstellung ist aber auch für die Synthese eines geeigneten Reglers, auch als Frequenzkennlinien- Verfahren bekannt, äußerst hilfreich. Eine weitere Möglichkeit zur Überprüfung der Stabilität sowie zur Reglersynthese besteht in der Betrachtung der Wurzelortskurve (der Nullstellen des charakteristischen Polynoms, also des Nenners der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises). Das charakteristische Polynom setzt sich aus den Null- und Polstellen der Übertragungsfunktion des offenen Kreises zusammen. Zur Erfüllung der Stabilität müssen alle Pole einen negativen Realanteil haben (das entspricht einer abklingenden Exponentialfunktion im Zeitbereich). Das Verhalten des geschlossenen Kreises lässt sich oft durch ein dominantes, konjugiert komplexes Polpaar beschreiben, aus dessen Lage quantitative Rückschlüsse auf die Überschwingweite und die Übergangszeit (im Zeitbereich) möglich sind. Die Reglersynthese besteht dann in der gezielten Veränderung des Wurzelorts durch Einfügen geeigneter (Regler-) Pol- und Nullstellen sowie in der Auswahl einer geeigneten Kreisverstärkung.

Für einen Reglerentwurf werden zwei weitere Verfahren diskutiert: die Reglereinstellung nach dem Betragsoptimum sowie nach dem symmetrischen Optimum. Voraussetzung für die Anwendung beider Verfahren ist, dass die Übertragungsfunktion des offenen Kreises keine Nullstellen hat und die Pole beim symmetrischen Optimum reell, beim Betragsoptimum hinreichend gedämpft (falls konjugiert komplex) sind. Lässt sich die Übertragungsfunktion zu einer Darstellung des Nennerpolynoms mit einer dominierenden Zeitkonstante T_D vereinfachen und fasst man die übrigen Zeitkonstanten (additiv) zu einer Summenzeitkonstanten $T_\Sigma \ll T_D$ zusammen, so lassen sich Einstellregeln angeben, die eine (nicht streng mathematische) Optimierung des Übertragungsverhaltens (Betragsoptimum) bzw. des Störverhaltens (symmetrisches Optimum) zur Folge haben. Hierzu wird der Frequenzgang $F_0(j\omega)$ des geschlossenen Regelkreises (jeweils unter gewissen Annahmen) in eine Potenzreihe von ω entwickelt und die Forderung an einen idealen Regelkreis $F(j\omega) = 1$ für möglichst viele Anfangsglieder dieser Potenzreihe erfüllt. Die hieraus resultierenden Bestimmungsgleichungen für die Parameter eines PI- Reglers mit der

Übertragungsfunktion

$$L_{PI} = \frac{K_p}{s} (s + 1/T_n) \quad (3.88)$$

bei einer Übertragungsfunktion des offenen Kreises (ohne Regelglied) der Form

$$L_1 = K_1 \frac{1}{(1 + sT_D)(1 + sT_\Sigma)}, \text{ mit } T_D \gg T_\Sigma \quad (3.89)$$

sind in Tabelle 3.9 angegeben.

Tabelle 3.9: Bestimmung der PI- Reglerparameter nach dem symmetrischen und dem Betrags-Optimum

	Proportionalverstärkung K_p	Nachstellzeit T_n
Betragsoptimum	$T_D/(2K_1T_\Sigma)$	T_D
symmetrisches Optimum	$T_D/(2K_1T_\Sigma)$	$4T_\Sigma$

Für ein solches, nach dem Betragsoptimum eingestelltes System ergibt sich eine Phasenreserve von ca. 60° und ein Überschwingen von etwa 4 %, womit ein gutes Führungsverhalten gegeben ist. Bei Anwendung des symmetrischen Optimums ist die Phasenreserve kleiner und das Überschwingen somit größer, dafür liegt jedoch die Durchtrittsfrequenz höher und somit ist das Störverhalten günstiger als bei Anwendung des Betragsoptimums. Diese Erkenntnisse sind hilfreich für den Entwurf eines Reglers mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens, sofern eine Vereinfachung des Übertragungsverhaltens durch Vorhandensein dominierender Zeitkonstanten nicht möglich ist.

Das Modell des zur Simulation eingesetzten PI- Reglers mit Begrenzung des integralen Anteils sowie Ausgangsbeschränkung ist in Abbildung 3.42 dargestellt.

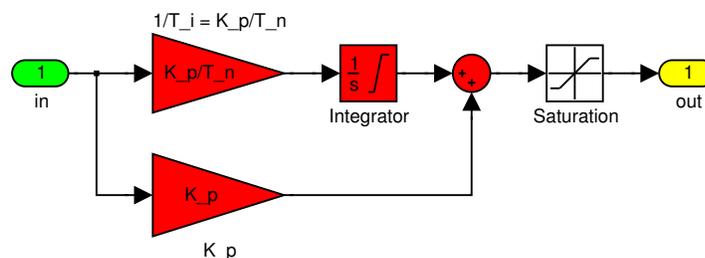


Abbildung 3.42: Strukturbild der Simulation eines PI- Reglers mit Ausgangs- und Integrator-Begrenzung

3.5.2 Zeitdiskrete Beschreibung

Wenn für die Realisierung eines im Laplacebereich entworfenen Reglerverhaltens keine analoge Schaltungstechnik sondern (unter Voraussetzung einer hohen Abtastrate, eines Antialiasing-Filters sowie hoher Rechengeschwindigkeit) digitale Rechentechnik eingesetzt werden soll, so ist eine zeitdiskrete Beschreibung der Übertragungsfunktion des Reglers notwendig. Die zeitkontinuierlichen Größen $y(t)$ werden nach Abtastung mit einem konstanten Abtastintervall (Sample Time) T_s durch eine Zeitfolge $y^{(k)} = y(t_k)$ ersetzt. Gemäß dem Verschiebungssatz der Laplace-Transformation lässt sich der Verschiebungsoperator $z = e^{T_s s}$ einführen, mit dessen Hilfe das um eine Abtastperiode verzögerte Glied der Zeitfolge beschrieben werden kann

$$y^{(k-1)} = y(t^k - T_s) = z^{-1}y^{(k)}.$$

Die Bestimmung einer näherungsweisen Substitutionvorschrift $s = s(z)$ zur Übertragung des Reglerverhaltens aus dem s - in den z - Bereich gelingt durch Anwenden numerischer Integrationsverfahren. Ein Integrator $y(t) = \int u(t)dt$ mit der Eingangsgröße $u(t)$ und der Ausgangsgröße $y(t)$ hat im Laplacebereich die Übertragungsfunktion

$$L_i(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{s}.$$

Für die entsprechende Zeitfolge gilt die Beziehung

$$y^{(k)} = y^{(k-1)} + \int_{t_{k-1}}^{t_k} u(t)dt.$$

Das Lösen des Integrals nach der Rechteckregel ergibt

$$y^{(k)} = y^{(k-1)} + T_s u^{(k)}$$

und führt zu der Übertragungsfunktion

$$L_i(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} \approx \frac{T_s}{1 - z^{-1}}.$$

Wird die genauere Trapezregel eingesetzt

$$y^{(k)} = y^{(k-1)} + T_s \frac{u^{(k)} + u^{(k-1)}}{2},$$

so erhält man

$$L_i(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} \approx \frac{T_s}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}.$$

Durch Gleichsetzen der Übertragungsfunktionen eines Integrators in s - und z - Bereich und Umstellen in die Form $s = s(z)$ kann somit die Übertragung eines im Laplace- Bereich entworfenen Reglers in eine zeitdiskrete Darstellung vorgenommen werden. Eine Zusammenfassung der wesentlichen Gleichungen einer solchen Übertragung für einen PI- Regler gemäß Gleichung 3.88 ist in Tabelle 3.10 vorgenommen worden.

Tabelle 3.10: Darstellung eines zeitdiskreten PI- Reglers

	Rechteckregel	Trapezregel
Integrationsregel	$\frac{T_s}{1-z^{-1}}$	$\frac{T_s}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$
Übertragungsfunktion	$K_p \frac{1+\frac{T_s}{T_n} - z^{-1}}{1-z^{-1}}$	$K_p \left(1 - \frac{T_s}{2T_n}\right) \frac{1+\frac{T_s}{2T_n} - z^{-1}}{1-z^{-1}}$
Zero- Pole	$K_p \left(1 + \frac{T_s}{T_n}\right) \frac{z^{-\frac{1}{1+T_s/T_n}}}{z-1}$	$K_p \left(1 + \frac{T_s}{2T_n}\right) \frac{z^{-\frac{1-T_s/2T_n}{1+T_s/2T_n}}}{z-1}$

3.5.3 Hystereseregler

Die bisher vorgestellten Regelverfahren basieren einerseits auf einem linearen, zeitinvarianten Streckenmodell und andererseits auf einer Stelleinrichtung, die analoge Ausgangsspannungen zur Verfügung stellen kann. Eine solche Stelleinrichtung wird durch die Generierung pulsweitenmodellierter Ansteuersignale für den realen Stromrichter nachgebildet, woraus einige Probleme (z.B. Nichtlinearität wegen Schutzzeit oder taktsynchrone Strommessung) resultieren.

Ein Hystereseregler ist dagegen für eine schaltende Stelleinrichtung prädestiniert und benötigt in seiner einfachsten Ausprägung nicht einmal ein Streckenmodell. Als Randbedingungen treten lediglich das gewünschte Hystereseband (bzw. die hieraus resultierende mittlere Schaltfrequenz) und die minimale Einschaltdauer auf. Als Nachteil kann sich die nicht fest einstellbare Pulsfrequenz im Zusammenhang mit dem Einsatz von Filtern erweisen, was jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit sein soll.

Eine Besonderheit bei der Umsetzung eines Hysteresereglers tritt beim Einsatz des Vienna-Gleichrichters auf. Die Abhängigkeit der erzeugten Spannungsrichtung vom Vorzeichen des Stroms muss ebenfalls vom Regler berücksichtigt werden. Das zur Simulation verwendete Modell ist in Abbildung 3.43 dargestellt. Der Aufbau des mit Hilfe eines Spice- Simulations-

programms entworfenen, real verwendeten Hysteresereglers findet sich im Anhang (Abschnitt A.6).

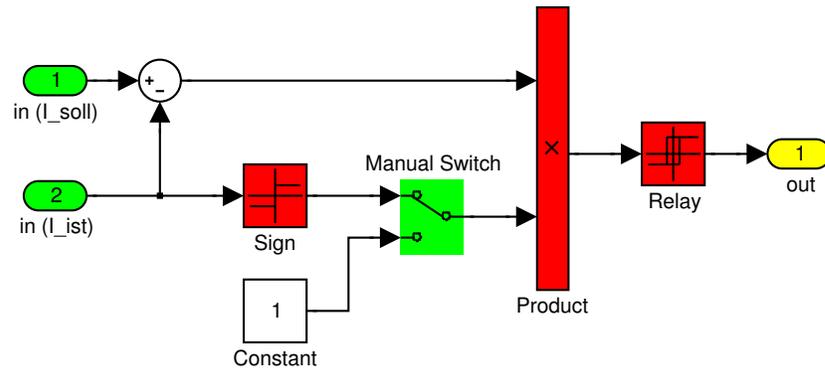


Abbildung 3.43: Strukturbild der Simulation eines Hysteresereglers mit wahlweiser Vorzeichen-Berücksichtigung

In beiden Fällen lässt sich die Stromvorzeichenabhängigkeit mittels Schalter (Jumper) aktivieren oder deaktivieren. Hierdurch ist sein Einsatz sowohl beim B6CI- als auch beim Vienna-Gleichrichter möglich.

4 Systembetrachtung

In diesem Abschnitt werden die wesentlichen Komponenten der betrachteten Windkraftanlage untersucht.

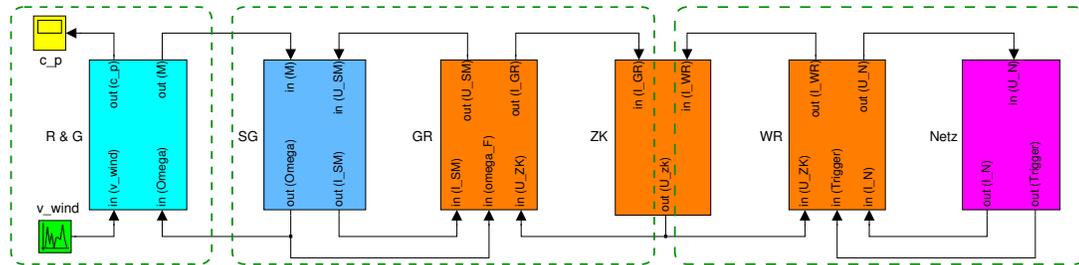


Abbildung 4.1: Hauptkomponenten einer Windkraftanlage

Dabei wird zunächst der mögliche Einsatzbereich des Vienna-Gleichrichters in Windkraftanlagen betrachtet. Es folgen eine Beschreibung des Aufbaus der einzelnen Komponenten, notwendige Regler werden entworfen und es wird ein Vergleich von mittels Simulation und Messung gewonnenen Ergebnissen vorgenommen. Hierzu wird eine möglichst sinnvolle Unterteilung des Gesamtsystems in entsprechende Teilsysteme vorgenommen (Abbildung 4.1). Für die Betrachtung der Eigenschaften des Windrotors mit Getriebe (Abschnitt 4.2) wird von einer großen Trägheit ausgegangen, die für eine Entkopplung von der hochdynamischen Strom- und damit Luftspalmmomentenregelung des Synchrongenerators sorgt. Der Synchrongenerator mit dem geregelten Gleichrichter (Abschnitt 4.4) ist wiederum durch die Zwischenkreiskapazität von dem Netzwechsellrichter (Abschnitt 4.5) entkoppelt.

Eine Simulation des Verhaltens der gesamten Windkraftanlage ist in dieser Arbeit nicht vorgesehen und auf Grund der recht unterschiedlichen Zeitkonstanten der Teilsysteme (träger Rotor und hochdynamische Stromregelung) i.d.R. auch nicht sinnvoll. Ausnahmen hiervon könnten eine detaillierte Untersuchung des Lastspiels im Getriebestrang, der Versuch einer gezielten Beeinflussung des Turmschatteneffekts oder die Untersuchung von Reglerstrategien für die Leistungsregelung des Rotors sein.

4.1 Möglicher Einsatzbereich des Vienna- Gleichrichters

Der typische Einsatzfall einer Windkraftanlage ist die Netzeinspeisung im Rahmen eines sogenannten Windparks, der aus etlichen Einzelanlagen mit einem gemeinsamen Einspeisepunkt besteht [Bun07]. Die typische Einzelanlagen-Größe ist im Laufe der letzten Jahre fortwährend gestiegen und beträgt derzeit in Deutschland ca. 1 bis 3 MW. Daneben werden jedoch auch kleinere Anlagen von bis zu wenigen 100 W gebaut, die typischerweise als Inselnetz oder Batterielader fungieren. In Abbildung 4.2 sind der notwendige Rotordurchmesser sowie die Rotor-Nennzahl gemäß der Gleichungen (2.2) und (2.4) für verschiedene Nennleistungen dargestellt.

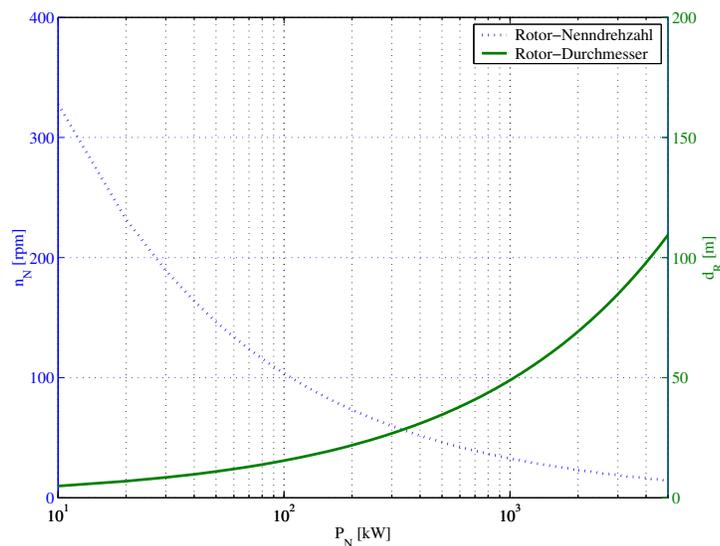


Abbildung 4.2: Rotordurchmesser und Nennzahl einer Windkraftanlage in Abhängigkeit der Nennleistung ($c_{p,max} = 0,5$, $\lambda_{opt} = 7$, $v_{wind,N} = 12 \text{ m/s}$)

Aus der Nennleistung und der Nennzahl lassen sich Getriebe und Generator auswählen, wobei für die möglichen Kombinationen aus Getriebeübersetzung und Polpaarzahl (ggf. gewichtete) Optimierungskriterien wie der Gesamtwirkungsgrad oder das Gesamtgewicht anwendbar sind. Für die folgenden Betrachtungen wird von den in Tabelle 4.1 angegebenen, exemplarischen Werten für WKA's in verschiedenen Leistungsklassen ausgegangen.

4.1.1 Wirkungsgrade in verschiedenen Leistungsklassen

In diesem Abschnitt sollen die Wirkungsgrade der beiden betrachteten Gleichrichtertypen in verschiedenen Leistungsklassen untersucht werden. Insbesondere bei den Anlagen höherer Lei-

Tabelle 4.1: Ausgewählte Maschinenparameter für Windkraftanlagen verschiedener Leistungen (30 und 100 kW: Fa. Baumüller, DST135B54W75-5 und DST315L54W30-5; 0,3 und 1 MW Fa. Siemens, 1FW4401-1HC und 1FW4505-1HB)

$P_{WKA,N}$	$n_{R,N}$ [rpm]	n_N [rpm]	M_N [Nm]	U_N [V]	I_N [A]	$\cos\varphi_N$	R_1 [m Ω]	L_1 [μ H]
30 kW	189	750	389	350	58	0,96	157	2000
100 kW	104	300	1910	360	182	0,92	24	560
300 kW	60	400	7640	400	475	0,9	6,24	773
1 MW	33	300	31830	400	1960	0,8	1,82	341

stung wurde bei der Nennspannung mit Rücksicht auf den untersuchten Vienna-Gleichrichter nicht 690 V gewählt, was wegen der geringeren benötigten Kabelquerschnitte bei großen Leitungslängen empfehlenswert wäre. Bei geringen Kabellängen ist zwischen den beiden Spannungsniveaus in der betrachteten Leistungsklasse jedoch prinzipiell kein wesentlicher Unterschied zu erwarten, weshalb diese Vorgehensweise durchaus vertretbar ist.

Für die in Tabelle 4.1 aufgeführten Typvertreter sollen die zu erwartenden Verlustleistungen des Vienna- und des B6CI- Gleichrichters in Abhängigkeit des Stroms sowie der Pulsfrequenz betrachtet werden. Die Vorstellung der zur Berechnung herangezogenen Berechnungsmethoden erfolgte in Abschnitt 3.3.5. Für die Verlustbestimmung des Vienna- Gleichrichters wird von einer entsprechend häufigen (harten) Parallelschaltung der untersuchten Gleichrichter ausgegangen. Ein Derating auf Grund von Unsymmetrien wurde vernachlässigt. Die in der jeweiligen Leistungsklasse zur Verlustsimulation verwendeten Bauelemente der Vienna-Gleichrichter sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst.

Tabelle 4.2: Zur Simulation der Verlustleistungen der Vienna-Umrichter verschiedener Leistungsklassen verwendete Bauelemente sowie die bei einer Schaltfrequenz von 3 kHz notwendige Anzahl von Parallelschaltungen

$P_{WKA,N}$	U_N [V]	I_N [A]	Q1..3 (Mosfet)	DF/DN1..3	DN	Anzahl
30 kW	400	58	SPW47N60	DSEI60-06A	SKB25	3
100 kW	400	162	SPW47N60	DSEI60-06A	SKB25	9
300 kW	400	475	SPW47N60	DSEI60-06A	SKB25	26
1 MW	400	1960	SPW47N60	DSEI60-06A	SKB25	109

Für den B6CI-Gleichrichter werden geeignete Brückenweiganalogue (62mm) mit integrierten Freilaufdiode eingesetzt. Ab 300 kW wird mit der (harten) Parallelschaltung dieser Standard-

Module gearbeitet (wobei auf einen, zumindest in Teilbereichen, positiven Temperaturkoeffizienten der Halbleiter zu achten ist). Ein Derating auf Grund von Unsymmetrien wurde vernachlässigt. Die in der jeweiligen Leistungsklasse zur Verlustberechnung verwendeten Bauelemente der B6CI-Gleichrichter sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Tabelle 4.3: Zur Simulation der Verlustleistungen der B6CI-Umrichter verschiedener Leistungsklassen verwendete Bauelemente und die bei einer Schaltfrequenz von 3 kHz notwendige Anzahl von Parallelschaltungen

$P_{WKA,N}$	$U_N[V]$	$I_N[A]$	Modul	Anzahl
30 kW	400	58	SKM100GB123D	1
100 kW	400	162	SKM400GB123D	1
300 kW	400	475	SKM400GB123D	3
1 MW	400	1960	SKM400GB123D	10

Die zur Verlustberechnung verwendeten, aus Herstellerangaben abgeleiteten Bauelemente-Parameter sind im Anhang A.3 aufgeführt.

In Abbildung 4.3 sind die für Gleichrichter mit Nennleistungen von 30 und 100 kW berechneten Wirkungsgrade in Abhängigkeit von Strom und Pulsfrequenz dargestellt. Hieraus lässt sich erkennen, dass der Einsatz des Vienna-Gleichrichters bei kleineren Leistungen, mit bis zu 20 zu realisierenden Parallelschaltungen bei hohen Schaltfrequenzen insbesondere im Teillastbereich sinnvoll ist. Bei höheren Leistungen bestehen die Leistungsteile bei beiden Topologien aus Parallelschaltungen von bereits untersuchten Teilstromrichtern, weshalb hier keine neuen rechnerischen Ergebnisse zu erzielen sind. Eine Parallelschaltung von über 100 Teilstromrichtern im Falle des Vienna-Gleichrichters für 1 MW ist allerdings kaum mehr sinnvoll realisierbar. Eine vertretbare Leistungsgrenze ist bei wenigen 100 kW anzusetzen.

Ein günstiger Betriebsbereich des Vienna-Gleichrichters neben dem Betrieb im Teillastbereich entsteht auf Grund der vergleichsweise geringen Schaltverluste bei Anwendungen mit hohen Schaltfrequenzen. Allerdings ist selbst bei einer Schaltfrequenz von 20 kHz lediglich im Teillastbereich ein Vorteil gegenüber dem B6CI-Gleichrichter erkennbar. Bei niedrigeren Schaltfrequenzen ist dagegen vor allem bei höheren Strömen ein Vorteil des B6CI-Gleichrichters festzustellen. Nachfolgend wird ein Vergleich der bei Schaltfrequenzen von 3 und 20 kHz auftretenden Verluste beider Topologien vorgenommen.

Bei einer Gehäusetemperatur von $T_C = 100^\circ\text{C}$ beträgt die abführbare Verlustleistung eines Phasen-Moduls beim B6CI-Gleichrichter etwa 750 W und beim Vienna-Gleichrichter etwa 150 W.

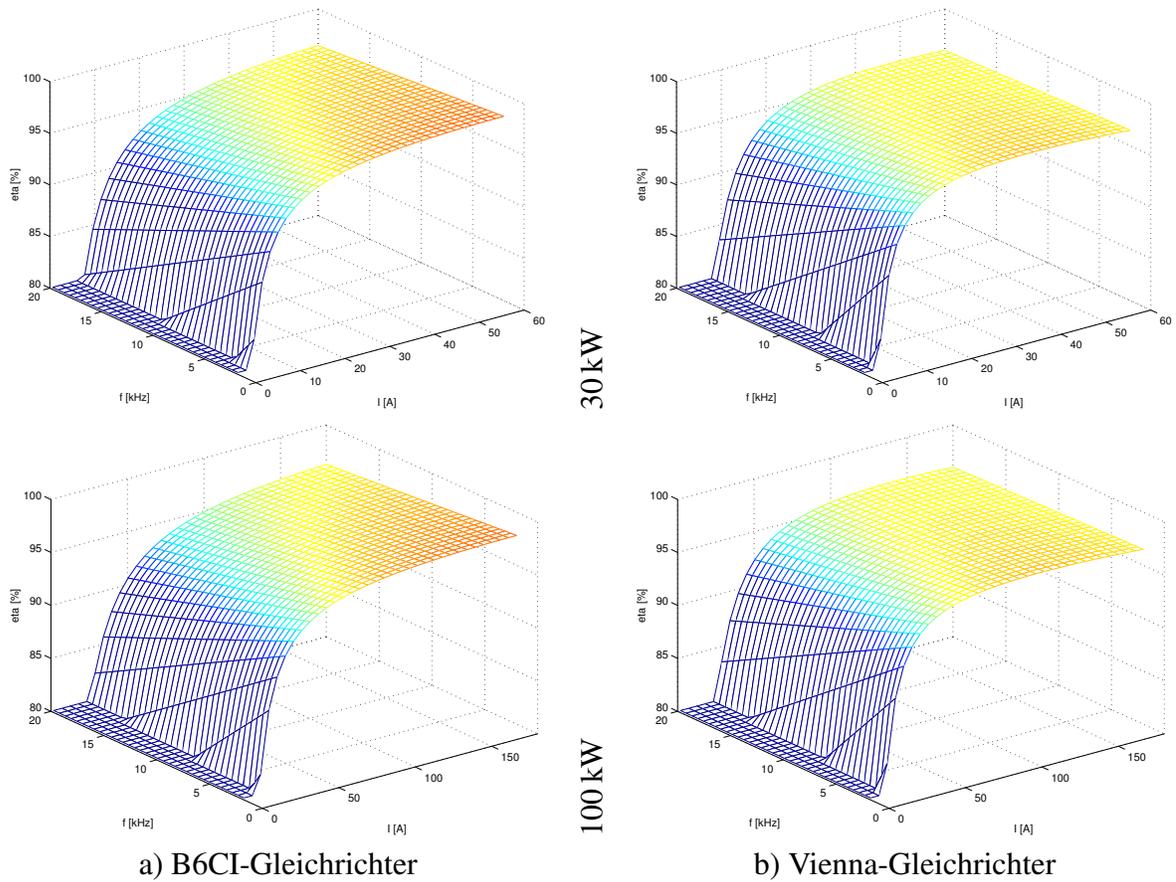


Abbildung 4.3: Rechnerisch ermittelte Wirkungsgrade am (a) B6CI- und (b) Vienna-Gleichrichter für Leistungen von 30 und 100 kW

Hieraus resultieren die Maximalströme der jeweiligen Gleichrichter, welche der notwendigen Anzahl von Parallelschaltungen in den Tabellen 4.3 und 4.2 für eine Schaltfrequenz von 3 kHz zu Grunde liegen. In Abbildung 4.4 erfolgt eine Darstellung der rechnerisch ermittelten Ver-

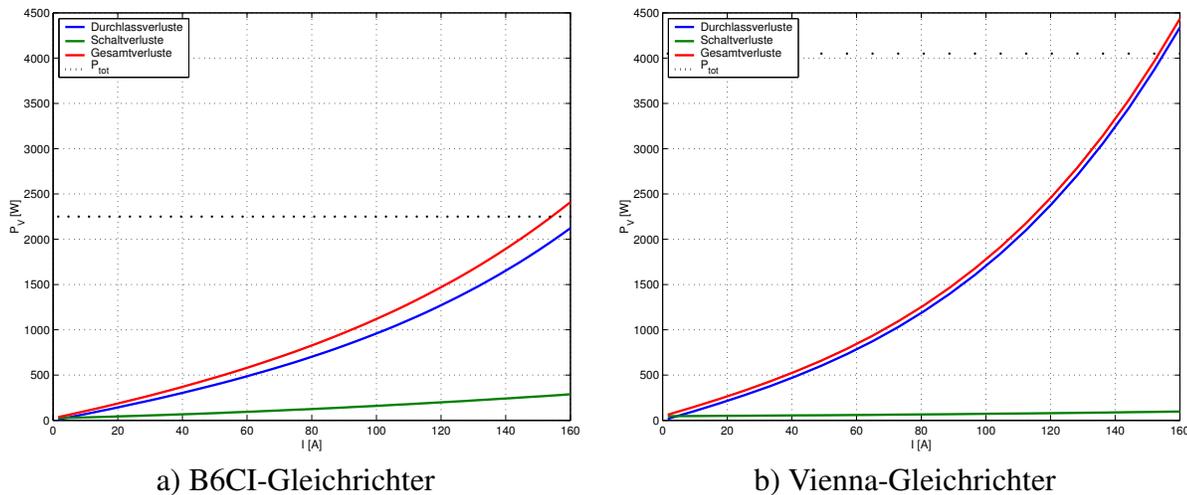


Abbildung 4.4: Rechnerisch ermittelte Verluste am B6CI- und Vienna-Gleichrichter (ca. 100 kW) bei einer Pulsfrequenz von 3 kHz.

ste beider Gleichrichtertopologien für eine Anlagenleistung von ca. 100 kW bei einer Schaltfrequenz von 3 kHz. Aus dieser lassen sich die deutlich geringeren Verluste des B6CI-Gleichrichters ablesen. Beim Vienna-Gleichrichter kann die Dominanz der Durchlassverluste erkannt werden, woraus ein günstiges Verhalten dieser Schaltungsvariante im Teillastbereich bzw. ein ungünstiges bei Vollast resultiert. Die Nennverluste lassen sich durch Überdimensionierung der Halbleiter (bei gleicher Kühlung) gegebenenfalls weiter verringern, was jedoch im Gegenzug höhere Schaltverluste bewirkt.

In Abbildung 4.5 sind die in der gleichen Leistungsklasse bei einer Pulsfrequenz von $f_p = 20$ kHz auftretenden Verluste dargestellt. Da der B6CI-Gleichrichter bei dieser Schaltfrequenz nicht mehr seine Nennverluste abzuführen vermag, wurde hierzu von einer Parallelschaltung von jeweils 2 Modulen pro Phase ausgegangen. Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich ein Maximalstrom von ca. 190 A, weshalb der Vergleich mit einer Parallelschaltung von 12 Vienna-Modulen mit einem etwa gleich großen Maximalstrom erfolgt. Es ist erkennbar, dass der Vienna-Gleichrichter in dieser Konstellation im Teillastbereich geringere, ab ca. 80 % der Nennlast dagegen höhere Verluste aufweist. Die prinzipielle Erwartung des günstigeren Verhaltens des Vienna-Stromrichters im Teillastbereich, insbesondere bei hohen Schaltfrequenzen kann somit bestätigt werden. Bei den zu Grunde gelegten, exemplarischen Bauelemente-Parametern sind

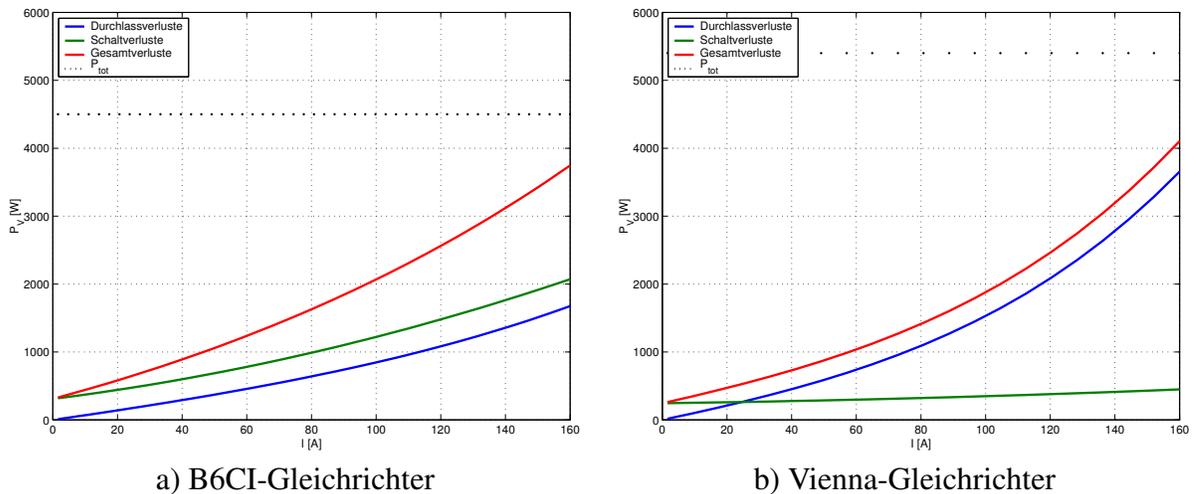


Abbildung 4.5: Rechnerisch ermittelte Verluste am B6CI- und Vienna-Gleichrichter (ca. 100 kW) bei einer Pulsfrequenz von 20 kHz.

die Vorteile jedoch so gering, dass ein Einsatz des Vienna-Gleichrichters nur für Anwendungen mit außergewöhnlich hohen Schaltfrequenzen empfohlen werden kann.

Eine Überprüfung der berechneten mit am Versuchsaufbau gemessenen Verlusten in Abbildung 4.6 zeigt eine prinzipielle Übereinstimmung beider Bestimmungsverfahren. Die deutlich geringeren Verluste des Vienna-Gleichrichters in diesem Versuchsaufbau resultieren aus dem Einsatz

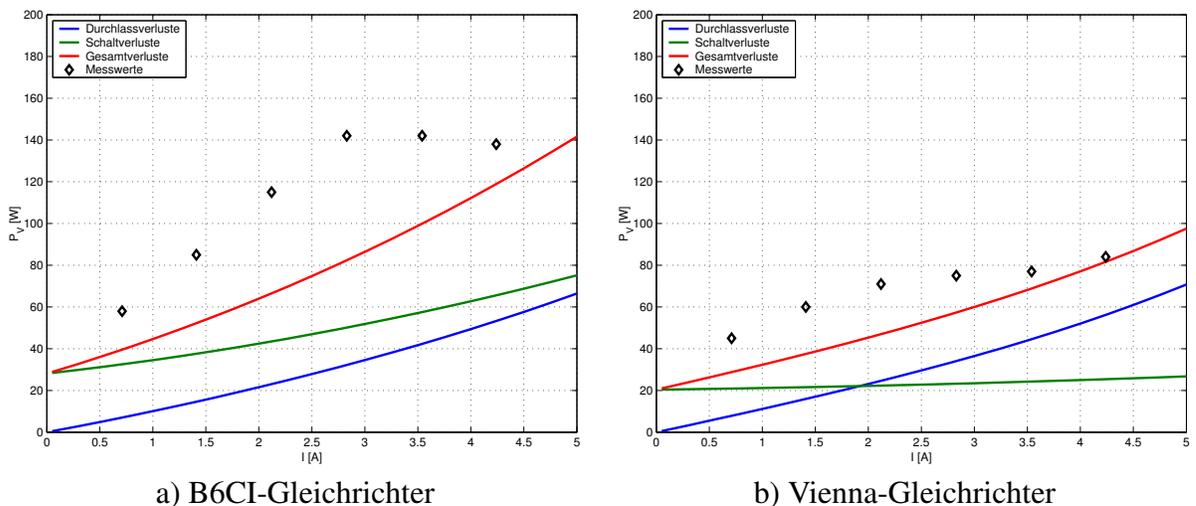


Abbildung 4.6: Rechnerisch und messtechnisch ermittelte Verluste am (a) B6CI-Gleichrichter (50 A) und (b) Vienna-Gleichrichter (18 A) bei einer Pulsfrequenz von 12 kHz im Teillastbereich.

geren Verluste des Vienna-Gleichrichters in diesem Versuchsaufbau resultieren aus dem Einsatz

von IGBT mit einer Sperrspannung von 1700 V (SKM100GB173D) sowie der hohen Pulsfrequenz von 12 kHz. Für den B6CI- Gleichrichter ergibt sich hierbei ein Bemessungsstrom (bei $f_p = 12$ kHz) von 65 A. Mit dem Vienna-Gleichrichter lässt sich Bemessungsstrom von 18 A (bei $f_p = 12$ kHz) erreichen.

Ferner wurden in dieser Verlustberechnung beim Vienna-Gleichrichter ein auf Grund der im Teillastbereich deutlich niedrigeren Sperrschichttemperatur verringerter Bahnwiderstand des MOSFET von $R_D = 80$ m Ω berücksichtigt.

Da das Ziel dieser Arbeit nicht primär in der Entwicklung von Leistungsteilen oder der Verlustberechnung von Halbleitern besteht, wurden die am Laboraufbau gegenüber der Berechnung aufgetretenen Abweichungen nicht tiefergehend untersucht.

4.1.2 Auswirkung des eingeschränkten Spannungsstellbereichs des Vienna-Gleichrichters

Ein wesentlicher Nachteil des Vienna- gegenüber dem B6CI- Gleichrichter ist der reduzierte Spannungsstellbereich. Sofern Ausgangsspannungen benötigt werden, die den realisierbaren Bereich verlassen, ergeben sich Verzerrungen des Stromverlaufs. Der Wert der benötigten Spannung ist von den Parametern der jeweils verwendeten Maschine sowie von der vorgegebenen Stromhöhe abhängig. Für die Berechnung der benötigten Spannung gemäß Gleichung (3.76) wird von der Existenz nur der momentenbildenden Komponente des Ständerstroms ausgegangen ($I_d = 0$). Dieser liegt somit in Phase mit der Polradspannung. Bei der Winkellage des Rotors ist von einer der (für den verfügbaren Stellbereich) ungünstigsten Positionen, also beispielsweise -30° auszugehen. Der Betrag des Ständerstroms ist auf Grund der quadratischen Momentenkennlinie einer WKA linear mit der Drehzahl (und damit ebenfalls mit dem Betrag der Polradspannung) zu skalieren. Hieraus lässt sich folgende Forderung an die Bemessungsdaten der einzusetzenden Maschine, bzw. die notwendige Höhe der Zwischenkreisspannung U_{zk} (für die Schaltungsvariante mit einem angeschlossenen Mittelpunkt) ableiten:

$$\Im\{\underline{u}_1(I_{1,N}e^{-j30^\circ}, R_1, X_1, U_{p,N}e^{-j30^\circ})\} > -\frac{U_{zk}}{3}. \quad (4.1)$$

Eine graphische Darstellung der Spannungszeiger der an Hand verschiedener Leistungsklassen beispielhaft ausgewählten Maschinentypen (siehe Tabelle 4.1) bei einer Zwischenkreisspannung von 650 V findet sich in Abbildung 4.7. Hierin kann der Einfluss der Bauart des jeweiligen Generators gut erkannt werden. Prinzipiell gut geeignet sind permanenteregte Maschinen mit kleiner Induktivität und somit mit einem hohen Leistungsfaktor ($\cos \varphi$). Insbesondere die hier

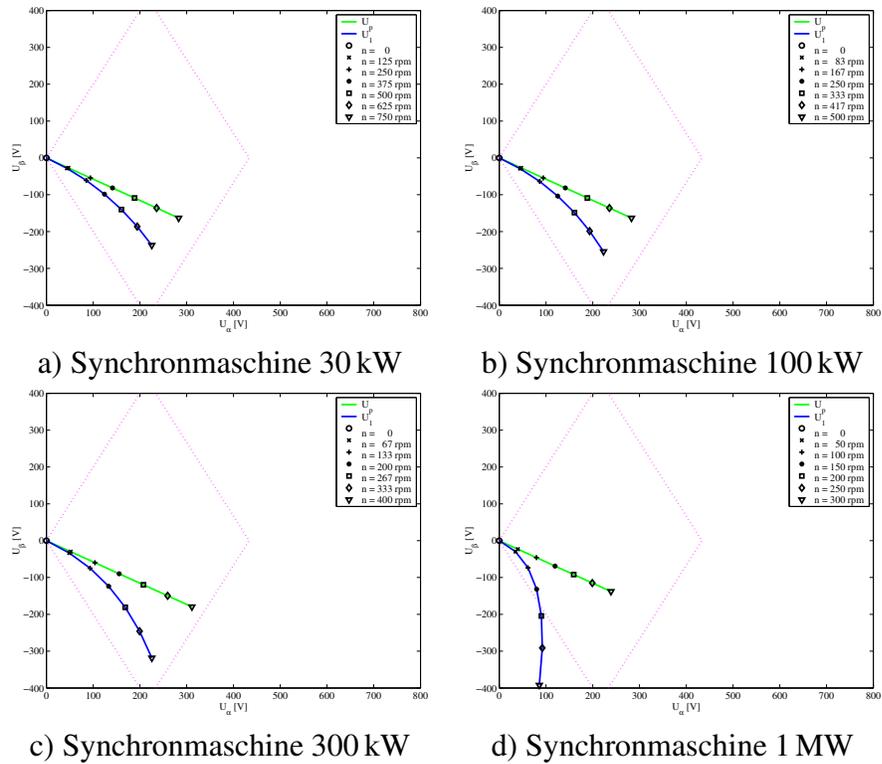


Abbildung 4.7: Benötigte und verfügbare Ausgangsspannungen von permanentregten Synchronmaschinen verschiedener Leistungsklassen und des Vienna-Gleichrichters (bei einer Zwischenkreisspannung von 650 V) in Abhängigkeit von der Drehzahl.

zur Veranschaulichung ausgewählte 1 MW- Maschine mit einem $\cos \varphi_N$ von 0,8 ($\varphi_N \approx 37^\circ$) ist für einen Einsatz in Verbindung mit dem Vienna- Gleichrichter ungeeignet.

Für die im Laborversuch zur Verifikation eingesetzte 3 kW- Maschine ergibt sich ein drehzahl- abhängiger Spannungsverlauf gemäß Abbildung 4.8. Hieraus lässt sich erkennen, dass eine

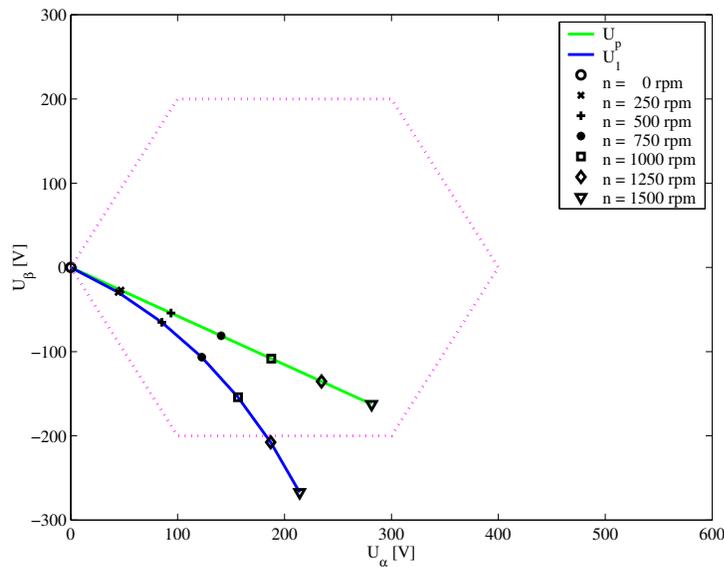


Abbildung 4.8: Benötigte und verfügbare Ausgangsspannung der verwendeten Labormaschine und des Vienna-Gleichrichters (bei einer Zwischenkreisspannung von 600 V) in Abhängigkeit von der Drehzahl.

sinnvolle Verifikation mit der verwendeten Maschine (bei der im Versuchsaufbau verwendete Schaltungsvariante mit angeschlossenem Sternpunkt) nur bis zu einem Drehzahlbereich kleiner 1250 rpm gewährleistet werden kann. Oberhalb dieses Bereiches kann der geforderte Spannungswert nicht bereitgestellt werden und es treten Stromverzerrungen (vergleiche z.B. Abbildung 4.36) auf.

4.2 Rotor und Getriebe

In Abschnitt 2 wurde ein aeroelastisches sowie ein stationäres Modell eines Windrotors mit Getriebe vorgestellt. Der Entwurf des aeroelastischen Modells erfolgte im Rahmen einer ge-

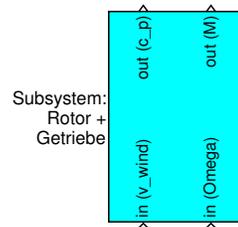


Abbildung 4.9: Subsystem: Rotor und Getriebe

meinsam durch die Firma DeWind und den Autor betreuten Diplomarbeit. Leider konnte eine Zielsetzung, die messtechnische Verifizierung des entworfenen Modells an einer realen Windkraftanlage, auf Grund der im gegebenen Zeitrahmen nicht mehr installierbaren Messtechnik nicht umgesetzt werden.

In der vorliegenden Arbeit wird das Modell für die Nachbildung des mechanischen Verhaltens von Rotor und Getriebe in einem Versuchsstand durch eine geregelte Gleichstrommaschine genutzt. Die Regelung folgt dabei einem HIL- (Hardware In the Loop) Konzept. Aus der gemessenen Drehzahl sowie einer vorgegebenen Windstärke wird das entwickelte Moment berechnet und über einen Stromrichter einer Gleichstrommaschine als Sollmoment übergeben. Die Regelung wird auf einer, direkt aus der verwendeten Simulationssoftware (Matlab / Simulink mit einem sogenannten RealTime- Workshop) programmierbaren DSP- Karte implementiert (Abbildung 4.10).

Die Beschreibung des elektrischen sowie des mechanischen Verhaltens einer fremderregten Gleichstrommaschine erfolgte in Abschnitt 3.1. Aus ihrer Bewegungsgleichung (3.5) kann übersichtlich abgelesen werden, wie aus dem Ankerstrom das innere Moment und aus diesem wiederum das Wellenmoment entsteht:

$$\begin{aligned} m_w &= m_i - m_v - m_b \\ &= c\Phi i_a - M_v - J_{GM} \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned}$$

Hieraus ergibt sich die Möglichkeit, statt des vergleichsweise schlecht messbaren Wellenmoments den einfach zu erfassenden Ankerstrom zu messen (und damit auch zu regeln). Das Soll-

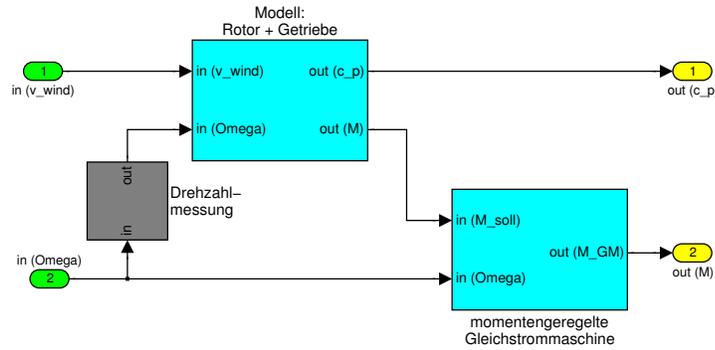


Abbildung 4.10: Nachbildung des von Rotor und Getriebe erzeugten Drehmoments mittels einer entsprechend geregelten Gleichstrommaschine

Drehmoment kann mit diesem einfachen Gleichstrommaschinenmodell durch einen Soll- Ankerstrom gemäß

$$i_{a,soll} = \frac{1}{c\Phi} (m_{w,soll} + M_v + J_{GM} \frac{d\omega}{dt}) \tag{4.2}$$

ersetzt werden. Das Strukturbild der eine Windturbine simulierenden, momentengeregelten Gleichstrommaschine nimmt damit die in Abbildung 4.11 gezeigte Form an.

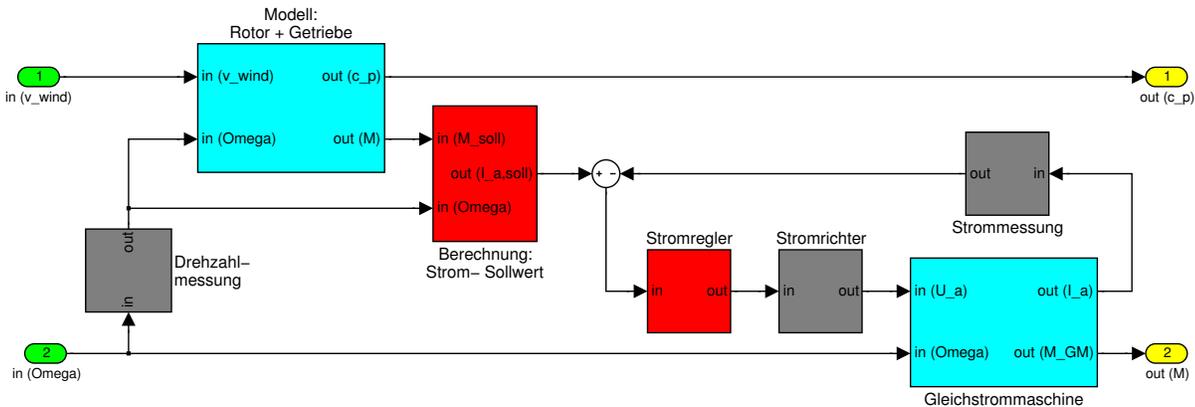


Abbildung 4.11: Strukturbild der Umsetzung der Windturbinensimulation auf einem Prüfstand mittels Gleichstrommaschine

Das mathematische Modell im Block *Rotor und Getriebe* ermittelt aus einer vorzugebenden Windgeschwindigkeit und der gemessenen Drehzahl der Generatorwelle das einzuprägende Wellenmoment. Aus diesem Wellenmoment wird durch Auswerten von Gleichung 4.2 der *Strom-Sollwert* bestimmt. Dieser kann mittels eines entsprechend geregelten Stromrichters in den Ankerkreis der *Gleichstrommaschine* eingepreßt und somit das gewünschte Drehmoment an der

Generatorwelle erzeugt werden.

Als Stromrichter für die Gleichstrommaschine wurde der für den Versuchstand erstellte, microcontroller-gesteuerte B6CI- Stromrichter verwendet. Das geschah einerseits zu Testzwecken, Inbetriebnahme und Verifizierung sowohl der hierzu aufgebauten Hardware (B6CI- Stromrichter, Messeinrichtungen, Filter, Microcontroller) als auch der Software (Implementierung der Ansteuerung des Stromrichters, Initialisierung der notwendigen Messungen sowie Realisierung entsprechender Regelalgorithmen). Andererseits wurde hiermit der Einsatz dieses Versuchstandes im Rahmen der studentischen Ausbildung (Praktikum zur Antriebstechnik: Drehzahlregelung einer Gleichstrommaschine) umgesetzt.

4.2.1 Momentenregelung der Gleichstrommaschine

Die Regelung des von der Gleichstrommaschine abgegebenen Wellenmoments ist erforderlich, um das Verhalten eines Windrotors nachbilden zu können. Hierzu muss die Regelgröße, also das Drehmoment, messtechnisch erfasst werden. Da diese Erfassung einerseits recht aufwändig ist (z.B. mittels Messwelle) und andererseits oft nur eine geringe Dynamik aufweist (bei der verwendeten Messwelle $\omega_{\text{grenz}} \approx 100 \text{ Hz}$) wurde auf die indirekte Bestimmung des Drehmoments aus dem Ankerstrom zurückgegriffen. Diese Vorgehensweise ist im vorhergehenden Abschnitt bereits erläutert und in ein entsprechendes Strukturbild (Abbildung 4.11) überführt worden. Genau genommen ist also der Begriff Momentenregler nicht ganz zutreffend. Nachfolgend wird demnach die Synthese eines Gleichstromreglers beschrieben. Diese Beschreibung erfolgt vergleichsweise ausführlich, da die hier vorgestellte Vorgehensweise auch bei anderen Reglern verwendet wird. Tatsächlich stellte die Entwicklung dieses Reglers und insbesondere seine Umsetzung mit Hilfe eines Microcontrollers lediglich eine Vorstufe für die Stromregler des Gleich- und Wechselrichters (mit der gleichen Peripherie) dar.

4.2.1.1 Streckenanalyse Die Beschreibung der Regelstrecke (Gleichstrommaschine) wurde bereits in Abschnitt 3.1, die des Stellgliedes (Stromrichter) in Abschnitt 3.3.2 vorgenommen. Für die Momentenregelung einer Gleichstrommaschine ergibt sich hieraus das in Abbildung 4.12 dargestellte Strukturbild.

Nunmehr sollen die einzelnen Übertragungsglieder also Stromrichter, Ankerkreis der Gleichstrommaschine und die Strommessung betrachtet werden. Als Stromrichter wird eine H- Brücke eingesetzt, deren Ventile pulsweitenmoduliert angesteuert werden. Der Mittelwert der Ausgangsspannung ergibt sich analog zum B6CI- Stromrichter aus dem Taktverhältnis und der

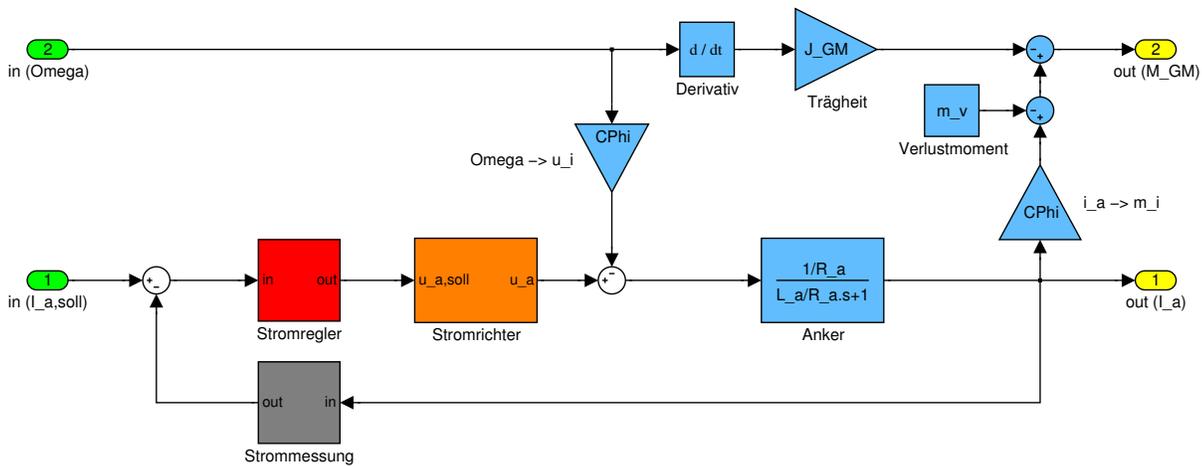


Abbildung 4.12: Struktur des Momentenreglers (ohne Vorsteuerung) einer Gleichstrommaschine

Zwischenkreisspannung (Gleichung 3.83). Der Stromrichter kann bei geeigneter Ansteuerung stationär als einfaches P- Glied betrachtet werden. Für das dynamische Verhalten wird zusätzlich der zur Ansteuerung eingesetzte Microcontroller betrachtet. Dieser berechnet (während einer PWM- Periode) aus einem Spannungswert und der aktuellen Zwischenkreisspannung die erforderliche Pulsweite und stellt diese nach Ablauf einer weiteren PWM- Periode ein. Er ist folglich ein reines Verzögerungsglied. Zur Vereinfachung wird es jedoch als VZ2- Glied mit der Übertragungsfunktion

$$L_{SR} = \frac{K_{SR}}{(T_{SR}s + 1)^2},$$

mit $K_{SR} = 1$ und $T_{SR} = 1/f_{PWM}$ modelliert.

Die (Strom-) Übertragungsfunktion der Gleichstrommaschine L_{GMi} kann aus dem Gleichungssystem (3.7) hergeleitet oder aus dem Strukturbild (Abbildung 3.3) abgelesen werden

$$\begin{aligned} L_{GMi} &= \frac{K_{GMi}}{T_{GMi}s + 1} \\ &= \frac{1/R_a}{(L_a/R_a)s + 1}, \end{aligned}$$

wobei die induzierte Spannung $\omega c\Phi$ als Störgröße betrachtet und vernachlässigt wird. Eine Beseitigung ihrer Rückwirkung ist in Form einer drehzahlabhängigen Störgrößenkompensation möglich.

Der zur Ankerstromerfassung eingesetzte Stromwandler hat eine vergleichsweise hohe Grenz-

frequenz ($f_{\text{grenz}} \approx 50 \text{ kHz}$), so dass die Übertragungsfunktion des Messglieds durch das eingesetzte Antialiasing-Filter (VZ2, kritische Dämpfung) bestimmt wird

$$L_{\text{SW}} = K_{\text{SW}} \frac{\omega_0^2}{s^2 + s2d\omega_0 + \omega_0^2},$$

mit $K_{\text{SW}} = 1$, $d = 1$ und $\omega_0 = 2\pi f_{\text{Abtast}}/5$.

Für die quantitative Beschreibung der Übertragungsfunktion sind folgende (teils festgelegte, teilweise aus Messungen ermittelten) Parameter verwendet worden:

- Stromrichter: $f_{\text{pwm}} = 12 \text{ kHz}$, $T_{\text{SR}} = 1/f_{\text{pwm}}$
- Gleichstrommaschine: $R_a = 1,1 \Omega$, $L_a = 19 \text{ mH}$ ($c\Phi = 1 \text{ Vs}$, $J = 1,4 \text{ Nms}^2$, $m_r = 0,9 \text{ Nm}$)
- Stromwandler: $f_{\text{abtast}} = f_{\text{pwm}}/2 = 6 \text{ kHz}$

Somit ergibt sich die vereinfachte Übertragungsfunktion der offenen Strecke zu:

$$\begin{aligned} L1^{(\text{GM})} &= L_{\text{SR}} L_{\text{GMi}} L_{\text{SW}} \\ &\approx \frac{K_{\text{GMi}} K_{\text{SR}} K_{\text{SW}}}{(T_{\text{GMi}} s + 1)(T_{\text{SR}} s + 1)^2 (T_{\text{SW}} s + 1)^2} \\ &\approx \frac{0,9}{(17,3 \text{ ms} \cdot s + 1)(0,17 \text{ ms} \cdot s + 1)^2 (0,27 \text{ ms} \cdot s + 1)^2}. \end{aligned}$$

4.2.1.2 Reglersynthese Das Vorhandensein eines reellen dominanten Pols ermöglicht den Einsatz eines PI-Reglers. Zur Bestimmung seiner Parameter wurden zwecks Erreichens eines guten Führungsverhaltens die Einstellregeln nach dem Betragsoptimum (siehe Tabelle 3.9) mit $T_D = T_{\text{GMi}}$ und $T_\Sigma = 2(T_{\text{SR}} + T_{\text{SW}})$ verwendet. Es ergibt sich

$$L_{\text{PI}} = \frac{K_p}{s} (T_n \cdot s + 1) = \frac{22}{s} (17,3 \text{ ms} \cdot s + 1),$$

wodurch der dominante Pol kompensiert und der Phasenrand auf ca. 60° eingestellt wird, bzw. der Winkel des dominierenden Polpaars in der Wurzelortskurve ca. 45° beträgt (vergleiche Abbildung 4.13).

4.2.1.3 Verifizierung In dem vorliegenden Reglerentwurf wurde der Einfluss der induzierten Spannung der Gleichstrommaschine vernachlässigt, weiterhin fand der Einfluss des Wellenmoments auf die Drehzahl keine Berücksichtigung. Die Übertragungsfunktion der so erhaltenen Strecke wird nachfolgend als vereinfachte Strecke bezeichnet. Als Referenz wird (ohne

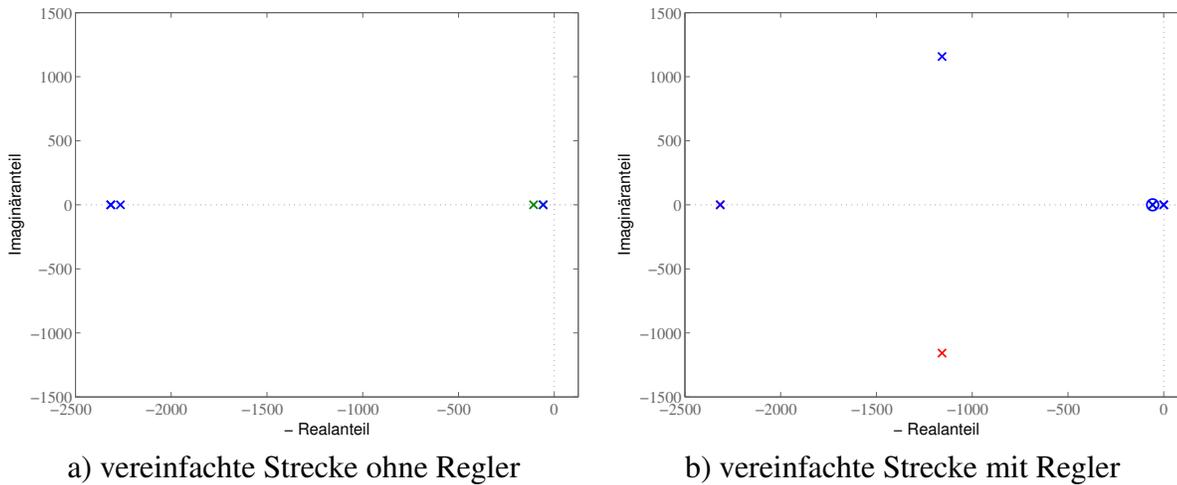


Abbildung 4.13: Wurzelortskurven der Übertragungsfunktionen einer vereinfacht betrachteten Gleichstrommaschine ohne und mit Regler

Herleitung) eine Strecke betrachtet, die diese Einflüsse beinhaltet. Diese Strecke wird als reell bezeichnet. Ihre Drehzahl ergibt sich aus der Annahme eines verschwindenden Lastmoments (Leerlauf). Die messtechnischen Untersuchungen an dem Versuchsstand werden als Messungen an der realen Strecke bezeichnet.

Eine Darstellung des resultierenden Frequenzganges für die vereinfachte und die reelle Strecke erfolgt im Bodediagramm in Abbildung 4.14. Hier ist eine sehr gute Übereinstimmung der vereinfachten und reellen Übertragungsfunktion in Betrag und Phase im Bereich des Nulldurchgangs erkennbar. Die reelle Strecke hat jedoch bei $s \rightarrow 0$ eine nur endliche, allerdings hohe Verstärkung (≈ 40 dB), wodurch die Regelabweichung nur endlich genau ausgeglichen wird. Vor dem Hintergrund der oben diskutierten Gründe ist diese Regelabweichung jedoch vernachlässigbar.

Die Darstellung der Sprungantworten des vereinfachten und reellen sowie des realen Systems in Abbildung 4.15 erfolgt bei Einsatz eines zeitdiskreten Reglers (Microcontroller) mit einer Abtastzeit $T_s = 2/f_{\text{pwm}}$ unter Verwendung der Rechteckregel (siehe Tabelle 3.10). Hierbei wurde bewusst auf die Darstellung einer einzelnen (ausgewählten) Sprungantwort verzichtet und eine Folge von Sprüngen dargestellt. Die scheinbare Abweichung des Stroms vom Sollwert ist in der unterschiedlichen Skalierung von Sollwert (Kanal_1: $I_{\text{soll}} \hat{=} 3 \text{ A/div}$) und Istwert (Kanal_2: $I_{\text{ist}} \hat{=} 2 \text{ A/div}$) begründet. Die Dynamik der realen Sprungantwort zeigt eine gute Übereinstimmung mit der theoretischen Vorhersage. Allerdings ist erkennbar, dass beim realen System die Sprungantworten variieren. Dieser Effekt beruht maßgeblich auf der diskretisierten Messwert-

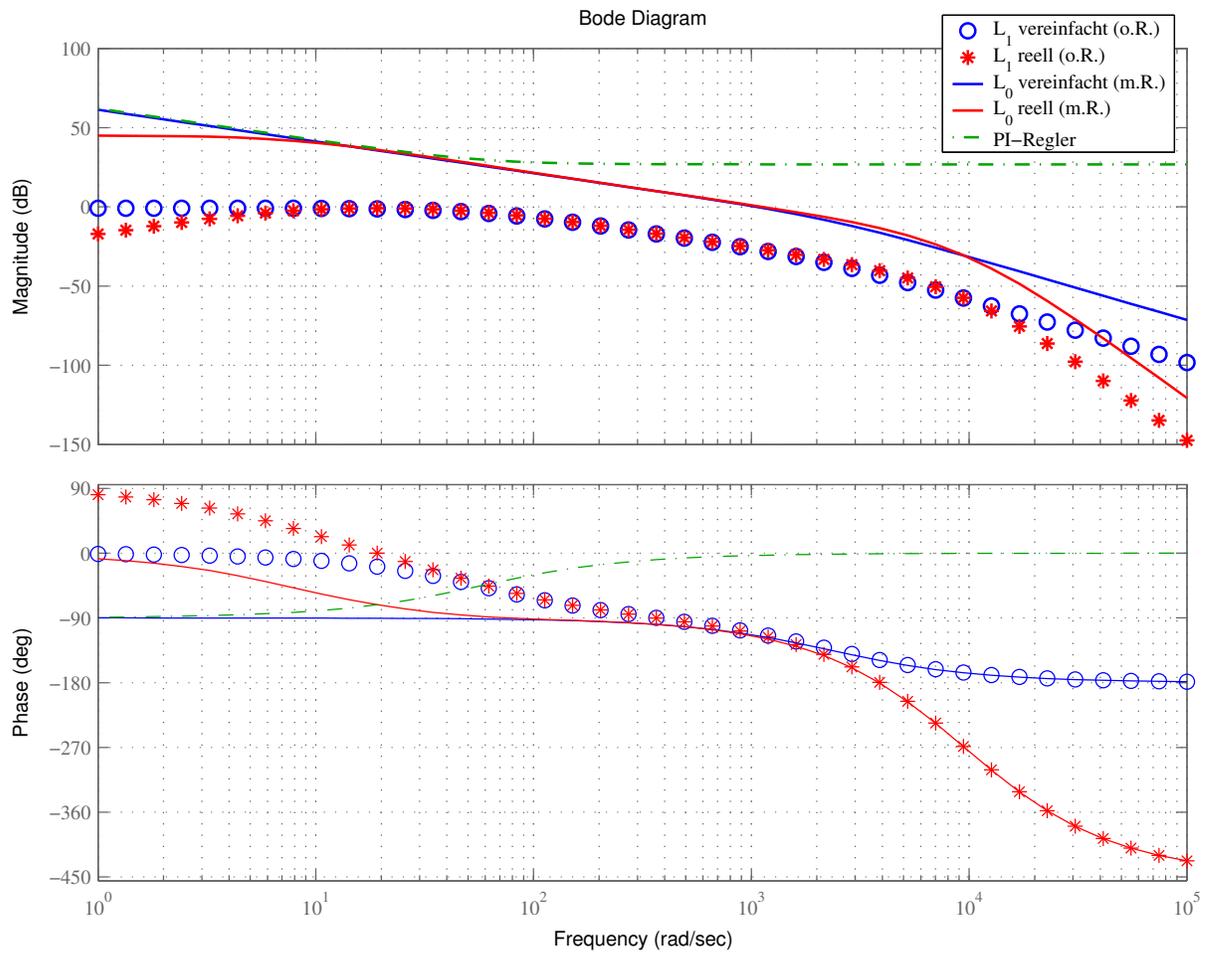


Abbildung 4.14: Frequenzgang der offenen Strecke der vereinfacht und reell modellierten stromgeregelten Gleichstrommaschine

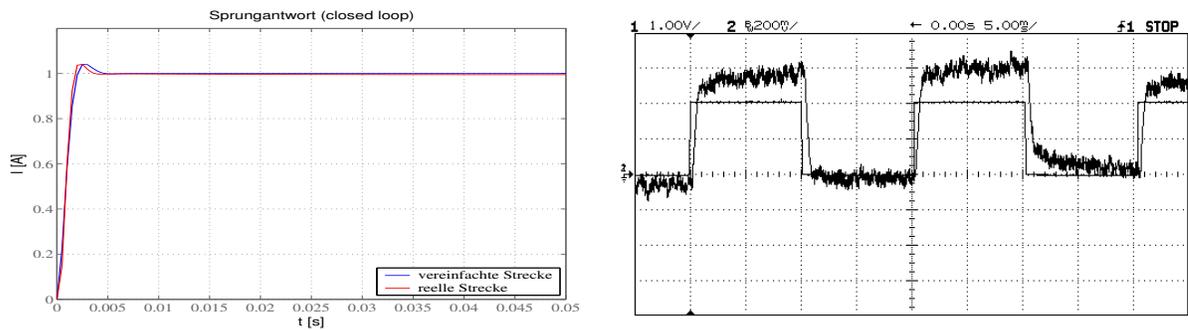


Abbildung 4.15: Sprungantworten des Gleichstromreglers des Simulationsmodells sowie des Versuchsaufbaus

erfassung, deren absoluter Fehler von ca. ± 2 Bit sich gerade bei diesen kleinen Strömen stark bemerkbar macht. Die Vorgabe größerer Sollwertsprünge war wegen des Verlassens des linearen Bereichs (die maximal mögliche Stellspannung würde auf Grund des Proportionalanteils des PI- Reglers überschritten) nicht möglich. Ebenso geht das Überschwingen der Regelgröße im Messrauschen verloren. Die Anregelzeit von ca. 1 ms ist jedoch gut erkennbar.

4.2.2 Einsatz des aeroelastischen Rotormodells

Die Herleitung eines Simulationsmodells für die Beschreibung der aeroelastischen Eigenschaften des Rotors einer Windkraftanlage erfolgte in Abschnitt 2.2.2. Ein solches Modell ist für die Nachbildung des zu generierenden Drehmoments durch eine momentengeregelte Gleichstrommaschine innerhalb des Versuchstands erforderlich. Für die Übertragung des aeroelastischen Modells des Rotors auf die zur Ansteuerung verwendete DSP- Karte erwies sich dieses leider als zu umfangreich, um mit einer für die Regelung in Echtzeit notwendigen Taktfrequenz ausgeführt zu werden. Eine Verwendung dieses Modells ist hier somit lediglich zur Ermittlung der stationären Momentenkennlinie möglich. Hierzu kann die Strukturdynamik der Anlage vernachlässigt und nur eine Berücksichtigung der aerodynamischen Kräfte (Abschnitt 2.2.1.1) vorgenommen werden.

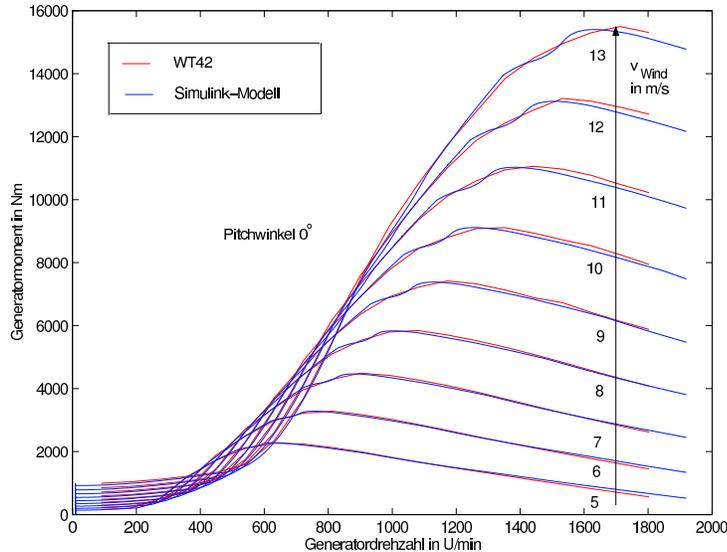


Abbildung 4.16: Vergleich der simulierten, stationären Momentenkennlinien zweier Simulationsprogramme bei verschiedenen Windstärken [Gey02]

Zur Simulation finden Blattprofilwerte (c_w , c_A , t_b) eines ca. 40 m langen Rotorblattes (der Firma

deWind) Verwendung. Das Blatt wird in 6 radiale Elemente zerlegt. In Abbildung 4.16 ist der Vergleich mit den Simulationsergebnissen eines “Finiten Elemente”- Programms (WT 42) unter Verwendung von 30 Blattelementen für den Pitchwinkel $\theta = 0$ dargestellt. Ein Vergleich mit Messwerten war, wie bereits erwähnt, leider nicht möglich. Aus diesen Momentenkennlinien lassen sich die dimensionslosen Kennlinien des Leistungsbeiwertes $c_p(\lambda, \theta)$ sowie des Schubbeiwertes $c_s(\lambda, \theta)$ von der Schnelllaufzahl für einen jeweiligen Pitchwinkel ermitteln (Abbildung 4.17). Diese so gewonnene Kennlinie wird zur Simulation des stationären Verhaltens des Rotors verwendet.

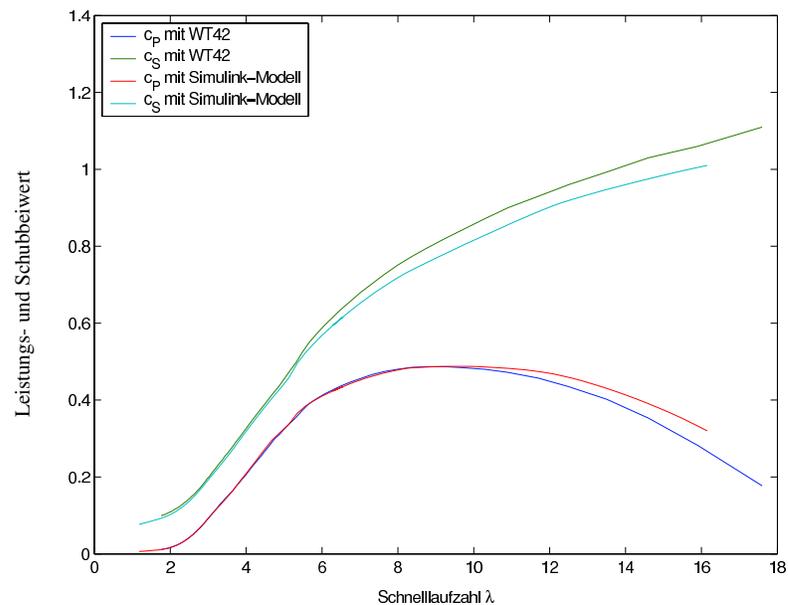


Abbildung 4.17: Vergleich zweier simulativ ermittelter Kennlinien von Leistungs- und Schubbeiwert einer WKA [Gey02]

Von den Möglichkeiten der Betrachtung des strukturdynamischen Verhaltens wie Turmschwankung oder Blattverformung bzw. deren Rückwirkung auf die Entstehung der aerodynamischen Kräfte wird in der vorliegenden Arbeit kein Gebrauch gemacht. Für den interessierten Leser sei noch erwähnt, dass sich bei dem in Abschnitt 2.2.2 vorgestellten Simulationsmodell die Berücksichtigung von nur zwei Eigenformen (den jeweils unteren in Schwenk- und Schlagrichtung des Blattes) für die modale Kondensation als ausreichend erwies.

4.2.3 Einsatz des stationären Rotormodells

Die Herleitung eines Simulationsmodells für die Beschreibung der stationären Eigenschaften des Rotors einer Windkraftanlage erfolgte in Abschnitt 2.1.2. Dieses Modell ist für die Nachbildung des zu generierenden Drehmoments durch eine momentengeregelte Gleichstrommaschine innerhalb des Versuchstands erforderlich. Die Umsetzung des (*Simulink*-) Simulationsmodells (Abbildung 2.1) auf eine geeignete Informationselektronik erfolgt durch direktes Übertragen des Simulationsmodells (unter Verwendung des *RealTimeWorkshop*'s) auf eine DSP- Karte. Die für das Modell erforderliche, dimensionslose Kennlinie des Momentenbeiwertes von der Schnelllaufzahl $c_m(\lambda) = c_p/\lambda$ kann aus der, im vorhergehenden Abschnitt bestimmten Kennlinie des Leistungsbeiwertes $c_p(\lambda)$ mit Pitchwinkel $\theta = 0$ bestimmt werden (Abbildung 4.18).

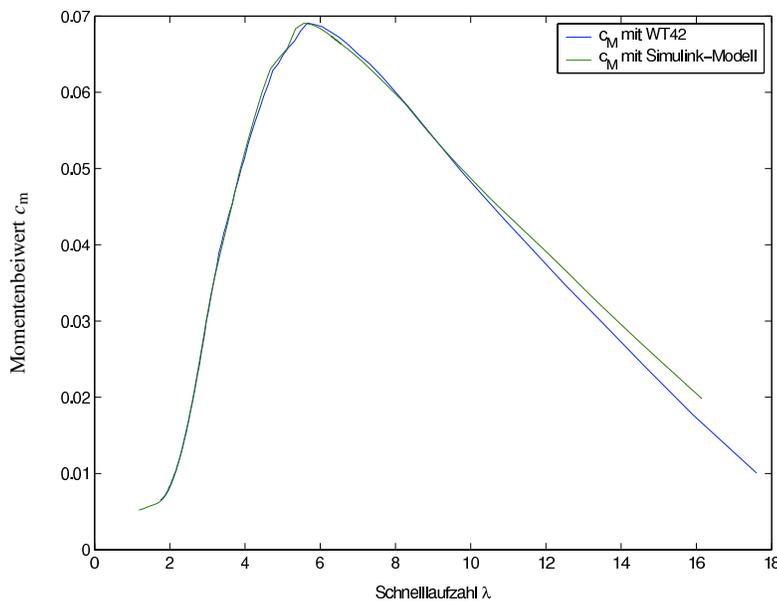


Abbildung 4.18: Vergleich zweier simulativ ermittelter Kennlinien des Momentenbeiwertes einer WKA [Gey02]

Die Skalierung auf eine für die Realisierung auf dem Versuchstand geeignete Leistung der simulierten Windkraftanlage erfolgt durch Festlegen eines fiktiven Anlagendurchmessers sowie einer geeigneten Getriebeübersetzung. Als Eckpunkte dieser Dimensionierung wurden die Bemessungsleistung der Synchronmaschine P_N (diese ist kleiner als die der eingesetzten Gleichstrommaschine), deren Bemessungsdrehzahl n_N sowie die aus der Kennlinie des Leistungsbeiwertes ermittelten Werte für $c_{p,max}$ und λ_{opt} bei Annahme einer maximalen (Bemessungs-) Windgeschwindigkeit $v_{wind,N}$ verwendet:

- $P_N = 3 \text{ kW}$,
- $n_N = 1500 \text{ 1/min}$,
- $c_{p,\text{max}} = 0,5$,
- $\lambda_{\text{opt}} = 9$,
- $v_{\text{wind},N} = 12 \text{ m/s}$.

Zur messtechnischen Bestimmung des von der Gleichstrommaschine tatsächlich erzeugten Drehmoments erfolgte die Aufnahme der Drehzahlkennlinie durch Einprägen einer (langsamen, konstanten) Drehzahlrampe durch die gekoppelte Synchronmaschine. In Abbildung 4.19 ist

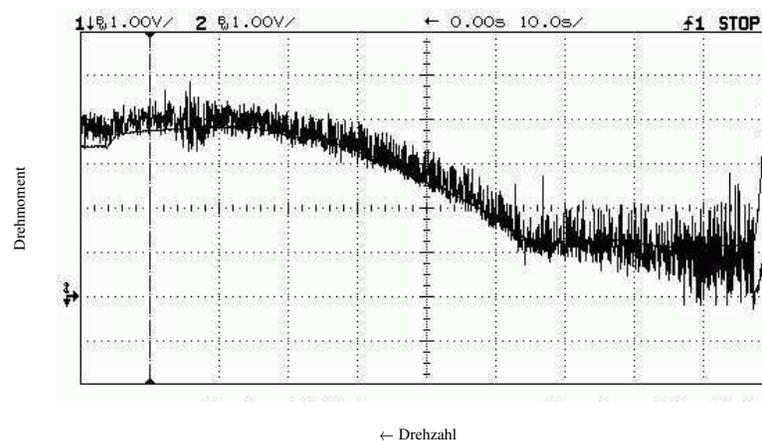


Abbildung 4.19: Vergleich von drehzahlabhängig berechnetem und an der Welle gemessenem Moment bei der Nachbildung einer WKA mittels einer Gleichstrom-Maschine

der Verlauf des mit Hilfe der Drehmomentenmesswelle ermittelten Moments sowie des, um Reibungs- und Beschleunigungsmoment korrigierten, Sollmoments dargestellt. Hier wurde das erzeugte Moment bei einer negativen Drehzahlrampe ausgehend von von Nenndrehzahl bis nahe Null aufgezeichnet. Der Start der Rampe ist durch einen Sprung des Sollwertes (Korrektur des Beschleunigungsmoments) gut zu erkennen. Wegen des starken Rauschens des mit der Messwelle aufgezeichneten Moments wurde für die weitere Auswertung eine Bestimmung des Moments aus dem Ankerstrom vorgenommen. Ein Vergleich der vom (aerodynamischen) Simulationsmodell erzeugten Momente mit den erzielten Messergebnissen für verschiedene Windgeschwindigkeiten wird in Abbildung 4.20 gegeben. Hierzu wurden die Messergebnisse um Reibungs- und Beschleunigungsmoment korrigiert sowie mit dem zur Berechnung verwendeten Rotordurchmesser skaliert.

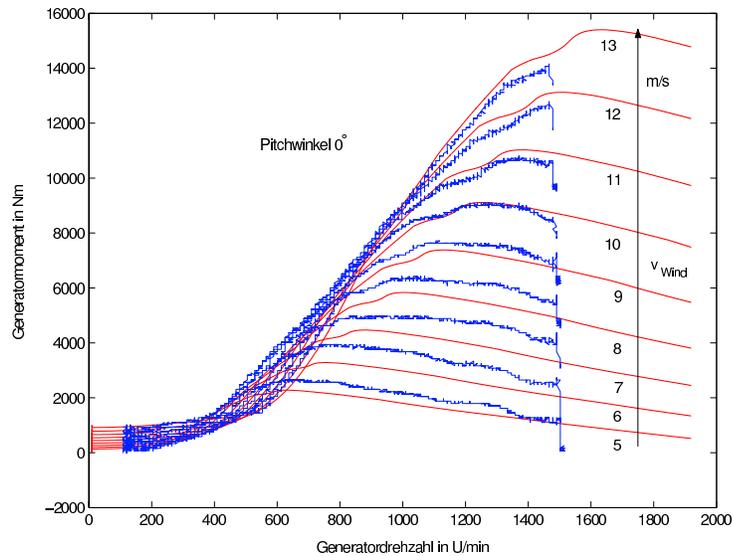


Abbildung 4.20: Vergleich von berechnetem (rot) und bei Nachbildung einer WKA mittels Gleichstrom-Maschine an der Welle gemessenem (blau) Drehmoment bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten [Gey02]

4.3 Synchrongenerator

Als Generatoren in Windkraftanlagen werden oft hochpolige, permanenterregete Synchronmaschinen eingesetzt. Zur Nachbildung des Verhaltens einer solchen Maschine innerhalb des Ver-

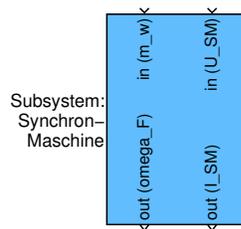


Abbildung 4.21: Subsystem: Synchronmaschine

suchsstandes wird eine frenderregte Synchronmaschine mit Schenkelpolläufer und Dämpferkäfig eingesetzt. Deren Verhalten entspricht bei Erregung mit einem eingepprägten Konstantstrom prinzipiell dem einer Maschine mit Permanentenerregung. Auf Grund des Einflusses des Dämpferkäfigs sind jedoch gewisse Unterschiede bei hochdynamischen Vorgängen sowie hinsichtlich des Einflusses von Stromüberschwingungen zu erwarten. Die Ausprägung eines Reluktanzmoments ist bei permanenterregeten Maschinen abhängig von der Art der Positionierung der Magneten. Sind diese im Luftspalt angeordnet verschwindet das Reluktanzmoment; bei Anord-

nung innerhalb des Läufers bildet sich dagegen (wie beim Schenkelpollläufer) ein unterschiedlicher magnetischer Widerstand in Längs- und Querrichtung aus. Insgesamt sorgt die geringe magnetische Leitfähigkeit der Permanentmagneten jedoch in beiden Fällen für eine geringere Hauptinduktivität gegenüber einer vergleichbaren Maschine mit Gleichstromerregung. Diese kleinere Hauptinduktivität stellt hinsichtlich des Einsatzes des Vienna- Stromrichters als Gleichrichter den wesentlichen Unterschied zwischen beiden Maschinentypen dar. Wie in Abschnitt 4.1.2 dargelegt, begünstigt eine kleine Hauptinduktivität die Möglichkeit eines Einsatzes dieses Gleichrichtertyps.

In Abschnitt 3.2.2 wurde ein Simulationsmodell für eine Drehstrommaschine mit Gleichstromerregung, Dämpferkäfig und Reluktanz vorgestellt. Dieses kann zur Nachbildung der Eigenschaften verschiedener Maschinentypen eingesetzt werden. (Nicht modelliert wurde der Einfluss der Stromverdrängung bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer.) Die Betrachtung als Systemkomponente einer Windkraftanlage erfolgt gemeinsam mit dem eingesetzten Gleichrichter (Abschnitt 4.4).

4.4 Gleichrichter

Der Gleichrichter wandelt die vom Generator bereitgestellten Wechselgrößen von Strom und Spannung in, für den Zwischenkreis bereitzustellende, Gleichgrößen um.

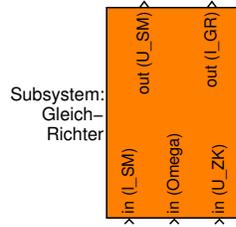


Abbildung 4.22: Subsystem: Gleichrichter

Durch den Einsatz eines aktiven Gleichrichters (Abbildung 4.22) kann dabei ein annähernd sinusförmiger Verlauf der Generatorströme erreicht werden, deren Frequenz und Phasenlage an die Drehzahl und Drehwinkel des Synchrongenerators angepasst werden müssen (daher der für den Leistungsfluss irrelevante Eingang *Omega*). Bei Sternschaltung des Generator ist wegen

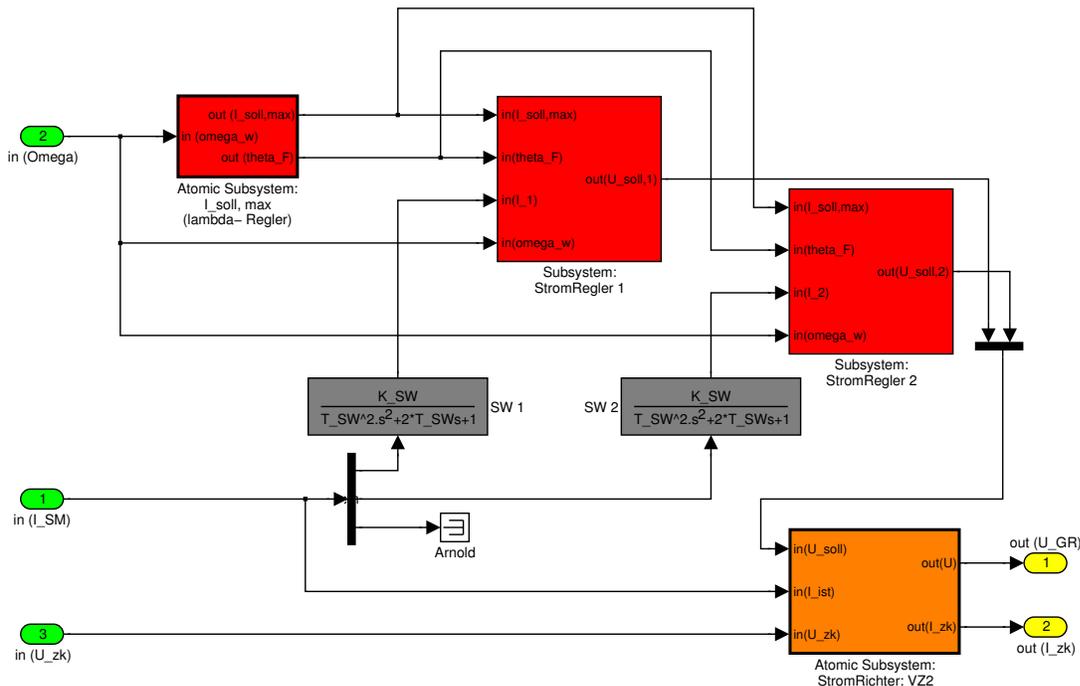


Abbildung 4.23: Strukturbild der Simulation eines geregelten aktiven Gleichrichters

$0 = i_u + i_v + i_w$ der Einsatz von zwei *Stromreglern* ausreichend. Für den Stromreglerentwurf

wird das dynamische Verhalten des *Stromrichters* zunächst durch ein VZ2- Glied nachgebildet, das Messen der Ströme erfolgt mit Hilfe der Stromwandler *SW1* und *SW2*.

Durch die Wahl der Stromamplitude kann die dem Generator entnommene Leistung bestimmt und somit letztlich der Arbeitspunkt der Windturbine eingestellt werden. Um den Arbeitspunkt der maximalen Leistungsausbeute $c_{p,max}(\lambda_{opt})$ zu gewährleisten, bietet sich der Einsatz eines entsprechenden *Lambda- Reglers* bei der Wahl der Stromamplitude an. Üblicherweise erfolgt hier jedoch eine Steuerung der Schnelldrehzahl λ durch Festlegen einer drehzahlabhängigen Stromamplitude. Bei Vernachlässigung von Verlusten und Voraussetzung einer konstanten Erregung wächst die Stromamplitude linear mit der Drehzahl. Dies bedeutet einen quadratischen Anstieg des Moments und einen kubischen Anstieg der Leistung mit der Drehzahl.

Für die Auslegung der Stromregler muss das Zusammenspiel des Gleichrichters sowohl mit dem Synchrongenerator als auch mit dem Zwischenkreis betrachtet werden (Abbildung 4.24). Der

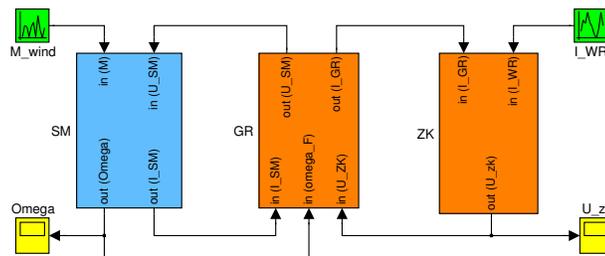


Abbildung 4.24: Struktur der Simulation des Zusammenwirkens von Generator, Gleichrichter und Zwischenkreis

Stromregler des Gleichrichters hat die Aufgabe, einen von außen vorgegebenen Sollstromverlauf des Ständerstroms des Synchrongenerators sicherzustellen. Ähnlich wie bei der geregelten Gleichstrommaschine ist allerdings auch hier die Vorgabe eines Sollstroms lediglich ein Hilfsmittel. Das übergeordnete Ziel dieses Reglers ist die Realisierung eines drehzahlabhängigen Lastmoments an der Windrotorwelle, wodurch der Betrieb des Windrotors im Bereich der optimalen Leistungsausbeute sichergestellt werden soll. Dieses Drehmoment lässt sich im Wesentlichen gemäß Gleichung (4.7) mit der q -Komponente des Ständerstroms beeinflussen. Weiterhin sollen die in der Synchronmaschine auftretenden Verluste minimiert werden, was zwecks Vermeidens unnötiger ohmscher Verluste zum Nullsetzen der d -Komponente des Ständerstroms führt. Bei hohen Drehzahlen kann prinzipiell die Forderung nach einer Reduzierung der Polradspannung auftreten, was durch Einprägen einer negativen d -Komponente des Statorflusses erreicht werden kann. Im vorliegenden Fall ist jedoch kein Feldschwächebetrieb notwendig. Somit besteht die Regelaufgabe genau genommen aus zwei voneinander unabhängigen Reglern

für jeweils die d - und die q - Komponente des Ständerstroms mit $i_{d,\text{soll}} = 0$, $i_{q,\text{soll}} = f(n_{\text{rotor}})$. Die Stellgrößen dieser Regler sind die Spannungen u_d und u_q .

4.4.1 Regelung in läuferortsfesten Koordinaten

In diesem Abschnitt soll eine auf das Läuferfeld einer permanenterregten Synchronmaschine orientierten Regelung untersucht werden. Zur Realisierung einer solchen Regelung müssen die real (in der $[u, v, w]$ - Ebene) gemessenen Ströme in die $[d, q]$ - Ebene transformiert werden [QD99]. Für die Stellgrößen, die (virtuellen) d - und q - Spannungen ist dagegen eine Rücktransformation erforderlich. Üblicherweise erfolgt diese Rücktransformation nicht bis in die $[u, v, w]$ - Ebene, sondern ein Sollspannungs- Raumzeiger in der $[\alpha, \beta]$ - Ebene wird aus einer Linearkombination der von einem Pulswechselrichter realisierbaren 7 Raumzeiger nachgebildet, woraus sich direkt die PWM- Signale gewinnen lassen. Diese Nachbildung ist nicht eindeutig, es stehen jedoch einige erprobte Methoden für die Bereitstellung geeigneter Randbedingungen (so genannte Verfahren zur Pulsmusteroptimierung) zur Verfügung [JW95].

Diese (weitverbreitete) Vorgehensweise zur Regelung führt auf Grund der notwendigen Transformationen (Hintransformation der gemessenen Ströme und Rücktransformation der Stellspannung sowie deren Sektoridentifizierung) zu einem vergleichsweise hohen Rechenaufwand und resultiert somit in einer niedrigen realisierbaren Regelfrequenz (bei Einsatz eines 80c167 Microcontrollers). Damit ist aber ein Ausregeln von Oberschwingungen höherer Ordnung nicht mehr realisierbar. Eine Lösungsmöglichkeit dieses Problems besteht beispielsweise in dem Einsatz eines schnelleren Microcontrollers.

4.4.1.1 Streckenanalyse Ein mathematisches Modell der Synchronmaschine wurde in Abschnitt 3.2 hergeleitet und soll für den Reglerentwurf vereinfacht werden. Ausgehend von der Beschreibung durch das Gleichungssystem 3.67 kann zunächst der Einfluss der Dämpferwicklung eliminiert werden. Durch das Fehlen eines Erregerstroms bei der permanenterregten Maschine kann auch der elektrische Teil der Feldkomponenten entfallen [Sch95b]. Der im Stator wirksame Läuferfluss wird unter der Voraussetzung, dass die eingesetzten Permanentmagneten ausschließlich dem zulässigen Feldstärkebereich ausgesetzt werden, als konstant angesehen $\Psi_d^{S(F)} = \Psi_{PM}$. Basierend auf den Spannungsgleichungen (3.39 und 3.40) der $[d, q]$ - Wicklungen und der Gleichungen der Flusskopplung (3.61 und 3.62) sowie der Drehmomentenbildung (3.70) kann ein Gleichungssystem für eine permanenterregte Synchronmaschine angegeben

werden

$$\dot{\Psi}_d = u_d - Ri_d + \omega^F \Psi_q \quad (4.3)$$

$$\dot{\Psi}_q = u_q - Ri_q - \omega^F \Psi_d \quad (4.4)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (4.5)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (4.6)$$

$$m_i = k_m z_p (\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) , \quad (4.7)$$

wobei der hochgestellte Index S bei Flüssen, Strömen und Spannungen weggelassen wurde, da hier ausschließlich das Statorsystem betrachtet wird. Eine Darstellung dieser Gleichungen als Strukturbild erfolgt unter Vernachlässigung des Reluktanzmoments in Abbildung 4.25.

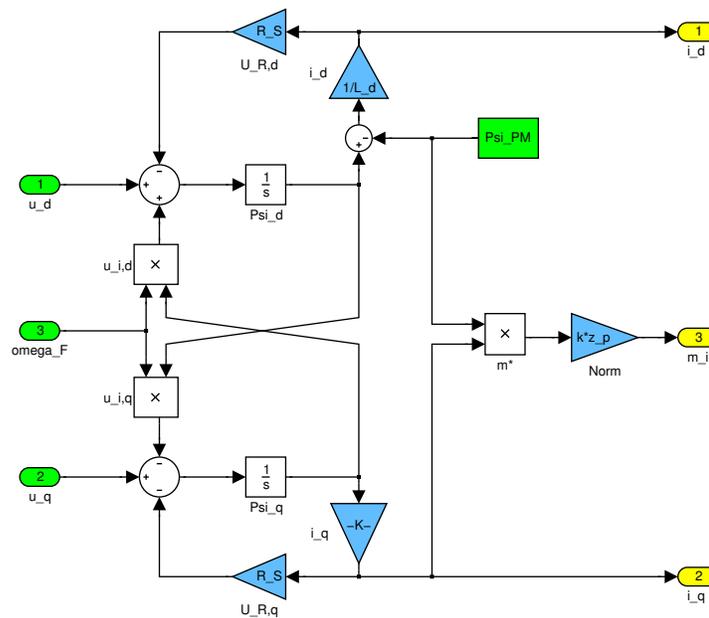


Abbildung 4.25: Struktur des elektrischen Verhaltens einer permanentenerregten Synchronmaschine

Die Regelstrecken der d - und q - Ströme haben prinzipiell die gleiche Struktur wie die des Ankerstroms der Gleichstrommaschine (Abschnitt 4.2.1), weshalb die dort gemachten Betrachtungen über den Streckenaufbau (mit Stell- und Messglied) hier prinzipiell übernommen werden können. Neu ist jedoch die wechselseitige Verkopplung der Störgrößen u_i . Die Anwendung der Methode der Störgrößenkompensation wirkt hier daher gleichzeitig als Entkopplungsglied.

4.4.1.2 Reglersynthese In diesem Abschnitt werden verschiedene, bei Drehstrommaschinen häufig verwendete Regelverfahren kurz vorgestellt und eine Bestimmung der Reglerparameter für den vorliegenden Fall durchgeführt.

4.4.1.2.1 PI- Regler Ausgangspunkt der Betrachtungen ist eine Streckenstruktur gemäß Abbildung 4.25. Die induzierten Spannungen $u_{i,d}$ und $u_{i,q}$ werden als unbekannte Störgrößen betrachtet und beim Reglerentwurf ignoriert. Durch diese Vorgehensweise entstehen zwei (für den Reglerentwurf) unabhängige Regelstrecken für die d - und q - Richtung der Synchronmaschine mit jeweils gleicher Charakteristik. Für die quantitative Beschreibung der Übertragungsfunktion werden folgende (teils festgelegte, teilweise aus Messungen ermittelte) Parameter verwendet:

- Stromrichter: $f_{\text{pwm}} = 12 \text{ kHz}$, $T_{\text{SR}} = 1/f_{\text{pwm}}$
- Synchronmaschine: $R^S = 0,9 \Omega$, $L_d = L_q = 33 \text{ mH}$, $\Psi_{\text{PM}} = 1,1 \text{ Vs}$
- Stromwandler: $f_{\text{abtast}} = f_{\text{pwm}} = 12 \text{ kHz}$

Der zur Ankerstromerfassung eingesetzte Stromwandler hat eine vergleichsweise hohe Grenzfrequenz ($f_{\text{grenz}} \approx 50 \text{ kHz}$), so dass die Übertragungsfunktion des Messglieds durch das eingesetzte Antialiasing- Filter (Tschebyschew, 4. Ordnung) bestimmt wird

$$L_{\text{SW}} = K_{\text{SW}} \left(\frac{\omega_0^2}{s^2 + s2d\omega_0 + \omega_0^2} \right)^2,$$

mit $K_{\text{SW}} = 1$, $d \approx 0,5$ und $\omega_0 = \frac{1}{T_{\text{SW}}} = 2\pi f_{\text{Abtast}}/3$. Die vereinfachte Übertragungsfunktion $L1_{\text{v}}^{(\text{SM})}$ der offenen Strecke ergibt sich zu

$$\begin{aligned} L1^{(\text{SM})} &= L_{\text{SR}} L_{\text{SMd,q}} L_{\text{SW}} \\ &\approx \frac{K_{\text{SMd,q}} K_{\text{SR}} K_{\text{SW}}}{(T_{\text{SMd,q}} s + 1) (T_{\text{SR}} s + 1)^2 (T_{\text{SW}} s + 1)^4} \\ &\approx \frac{1,11}{(27,8 \text{ ms} \cdot s + 1) (8,3 \mu\text{s} \cdot s + 1)^2 (6,6 \mu\text{s} \cdot s + 1)^4}. \end{aligned}$$

Zum Erreichen eines guten Führungsverhaltens werden die Einstellregeln nach dem Betrags-optimum (siehe Tabelle 3.9) mit $T_{\text{Dd,q}} = T_{\text{SMd,q}}$ und $T_{\Sigma} = 2T_{\text{SR}} + 4T_{\text{SW}}$ verwendet. Es ergibt sich

$$L_{\text{PI}} = \frac{K_{\text{pd}}}{s} (T_{\text{nd}} \cdot s + 1) = \frac{29}{s} (27,8 \text{ ms} \cdot s + 1),$$

wodurch der dominante Pol kompensiert und der Phasenrand auf ca. 60° eingestellt wird, bzw. der Winkel des dominierenden Polpaars in der Wurzelortskurve ca. 45° beträgt (vergleiche Abbildung 4.26).

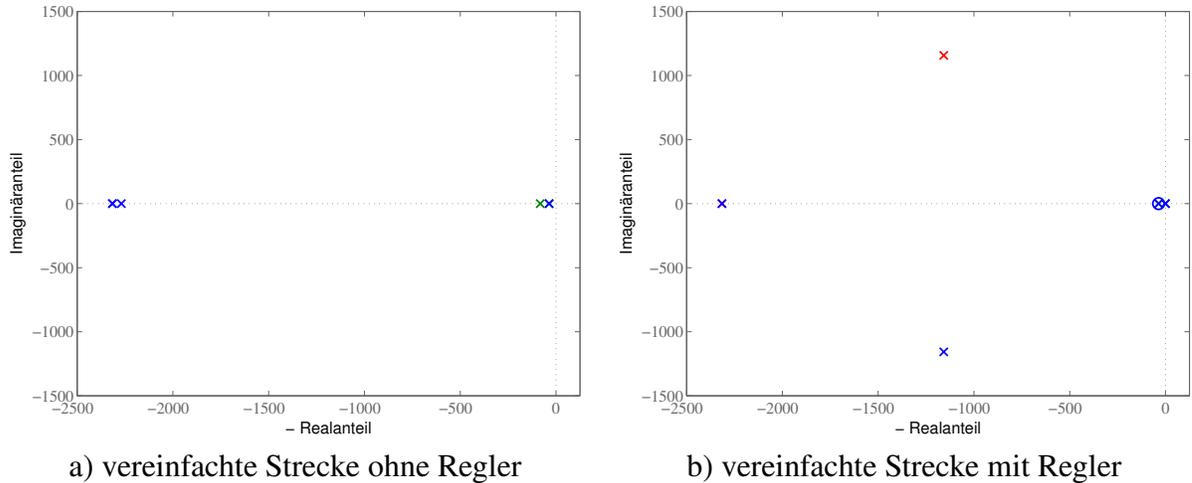


Abbildung 4.26: Wurzelortskurven der Übertragungsfunktionen der offenen Strecken einer stromgeregelter Synchronmaschine mit und ohne PI-Regler

4.4.1.2.2 PI-Regler mit Entkopplung Die Verkopplung von d - und q -System kann durch Hinzufügen einer geeigneten Rückführung aufgehoben werden [KR59]. Im vorliegenden Fall lässt sich das (wie man im Strukturbild 4.25 übersichtlich erkennen kann) durch die Berechnung modifizierter Eingangsgrößen gemäß

$$u_d^* = u_d - u_{i,d} = u_d - \tilde{\omega}^F \tilde{L}_q \tilde{i}_q \quad (4.8)$$

$$u_q^* = u_q + u_{i,q} = u_q + \tilde{\omega}^F (\tilde{L}_d \tilde{i}_d + \Psi_{PM}) \quad (4.9)$$

erreichen. Setzt man Gleichheit der realen Größen ω , L und i mit den zur Berechnung der modifizierten Eingangsspannungen verwendeten Rechengrößen $\tilde{\omega}$, \tilde{L} und \tilde{i} voraus, ergibt sich hieraus das Strukturbild 4.27 der entkoppelten Synchronmaschine. Neben der hiermit erreichten Entkopplung kann zusätzlich auch eine Vorsteuerung des Sollwertes vorgenommen werden:

$$u_{d,VSt}^* = \tilde{L}_d \dot{i}_{d,soll} + \tilde{R} i_{d,soll}$$

$$u_{q,VSt}^* = \tilde{L}_q \dot{i}_{q,soll} + \tilde{R} i_{q,soll}$$

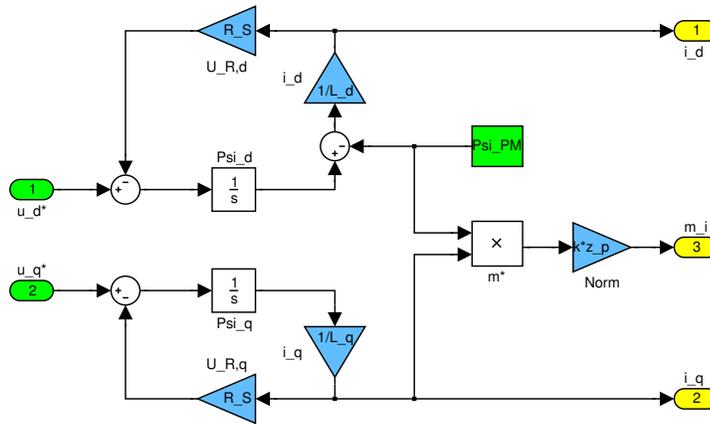


Abbildung 4.27: Strukturbild einer entkoppelten, permanentenerregten Synchronmaschine

Sowohl die Entkopplung als auch die Vorsteuerung haben zwar einen Einfluss auf die Struktur des Reglers und verbessern dessen dynamischen Eigenschaften, beeinflussen aber nicht die beim Entwurf des PI- Reglers zu Grunde gelegte (vereinfachte) Regelstrecke, weshalb die dort hergeleiteten Reglereinstellungen auch hier gültig sind.

4.4.1.2.3 I- Zustandsregler Für den Entwurf eines Zustandsreglers mit übergeordnetem I-Regler sollen zunächst die Gleichungen (4.3 ... 4.7) in ein Zustandsgleichungssystem der Form $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$ und $\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}$ überführt werden:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_d \\ \dot{\Psi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega^F \\ -\omega^F & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{R}{L_d} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix}.$$

Diese Beschreibungsform der elektrischen Eigenschaften einer Synchronmaschine ist in Abbildung 4.28 (blau) dargestellt. Da das Erregerfeld Ψ_{PM} bei der permanentenerregten Synchronmaschine lediglich eine Rechengröße darstellt und nicht wirklich beeinflusst werden kann, wird der Eingangsvektor \mathbf{u} für die betrachtete Reglerstruktur um die Permanentenerregung reduziert

(siehe Abbildung 4.28, dunkelgrün):

$$\mathbf{u}_{\text{red}} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

Ferner sind die Elemente der Systemmatrix \mathbf{A} nicht konstant, sondern zeigen eine Nichtlinearität in Form der Abhängigkeit von ω^F . Damit werden aber auch die herzuleitenden Reglerkoeffizienten diese Abhängigkeit berücksichtigen müssen, was zu einem adaptivem Regler führen würde. Der Reglerentwurf lässt sich deutlich vereinfachen, wenn bei der Beschreibung auf das mit Hilfe der Rückführgleichungen (4.8) und (4.9) linearisierte (und für einen Zustandsregler nicht notwendigermaßen entkoppelte) System zurückgegriffen wird. Das Einfügen der Struktur $\mathbf{u}_{\text{red}} = (\mathbf{E}\mathbf{y} + \mathbf{e}) + \mathbf{u}^*$ (Linearisierung durch Rückführung, siehe Abbildung 4.28, orange) gemäß

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega^F L_q \\ \omega^F L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega^F \Psi_{\text{PM}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix}$$

ergibt, durch Einsetzen der einzelnen Komponenten unter Berücksichtigung der Flusskopplungsgleichungen (4.5) und (4.6) in (4.10) das Zustandsgleichungssystem der (entkoppelten und) linearisierten Synchronmaschine:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_d \\ \dot{\Psi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{R}{L_d} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \\ \Psi_{\text{PM}} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ \Psi_{\text{PM}} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Die Dynamik der Mess- und Stellglieder (Abbildung 4.28, grau) wird für den nachfolgenden Reglerentwurf vernachlässigt.

Nun soll die Struktur des Zustandsreglers eingeführt werden, bei der die Stellgrößen eine proportionale Rückführung der Zustandsgrößen erhalten. Hierzu wird zunächst von einer Zugriffsmöglichkeit auf die Zustandsgrößen durch einen später zu entwerfenden Zustands-Beobachter ausgegangen. Auf Grund der bereits erfolgten Entkopplung müssen hier lediglich die jeweiligen Komponenten zurückgeführt werden

$$\mathbf{u}^* = \mathbf{R}_z \mathbf{x} + \mathbf{u}'$$

$$\begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix}.$$

Hieraus folgt das Gleichungssystem $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{ZR}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}'$ des zustandsgeregelten Systems (ohne Vorfilter)

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_d \\ \dot{\Psi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} + r_{11} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} + r_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{R}{L_d} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Anstelle eines Vorfilters für die neuen Stellgrößen u' sollen hier I- Regler eingesetzt werden, welche die Ausgangsgrößen $i_{d,q}$ zurückführen, mit den jeweiligen Sollwerten $i_{d,q}^*$ vergleichen und die Regelabweichungen jeweils mit den Koeffizienten $r_{i1/2}$ wichten und integrieren. Dadurch befinden sich die neuen Stellgrößen u' nunmehr am Ausgang eines Integrators und werden folglich zu weiteren Zustandsgrößen (Abbildung 4.28, rot).

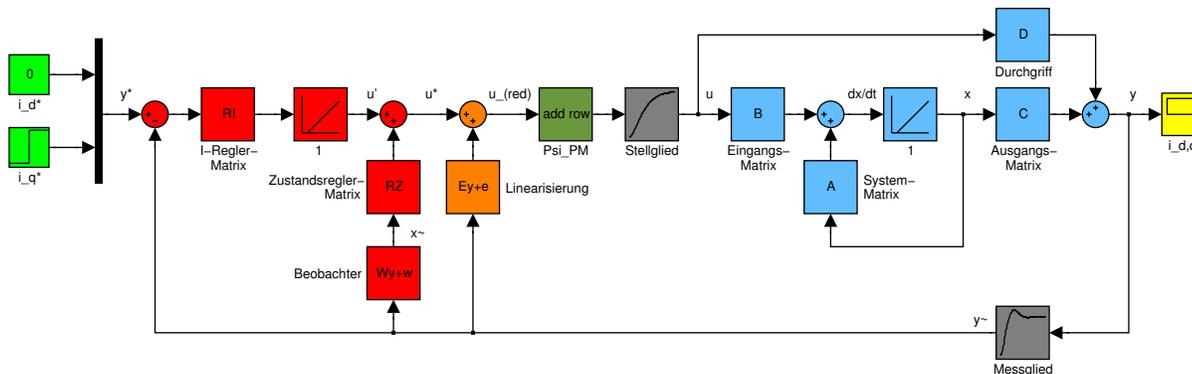


Abbildung 4.28: Strukturbild einer zustandsgeregelten Synchronmaschine

Für die Eingänge der Integratoren gilt $\mathbf{u}' = \mathbf{R}_i (\mathbf{y}^* - \mathbf{y})$ und daraus folgt für die Komponenten

$$\begin{aligned} u_d' &= r_{11} (i_d^* - i_d) = r_{11} \left(i_d^* - \frac{1}{L_d} (\Psi_d - \Psi_{PM}) \right) \\ u_q' &= r_{12} (i_q^* - i_q) = r_{12} \left(i_q^* - \frac{1}{L_q} \Psi_q \right). \end{aligned}$$

Das Einfügen dieser Integrator- Gleichungen in (4.14) ergibt das Gleichungssystem $\dot{\mathbf{x}}_{ZRI} =$

$\mathbf{A}_{\text{ZR}}\mathbf{x}_{\text{ZR}} + \mathbf{B}_{\text{ZR}}\mathbf{u}_{\text{ZR}}$ des zustandsgeregelten Systems mit übergeordnetem I- Regler

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{\text{d}} \\ \dot{\Psi}_{\text{q}} \\ u'_{\text{d}} \\ u'_{\text{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\text{d}}} + r_{11} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{\text{q}}} + r_{22} & 0 & 1 \\ -\frac{1}{L_{\text{d}}}r_{i1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{\text{q}}}r_{i2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{\text{d}} \\ \Psi_{\text{q}} \\ u'_{\text{d}} \\ u'_{\text{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_{\text{d}}} \\ 0 & 0 & 0 \\ r_{i1} & 0 & \frac{1}{L_{\text{d}}}r_{i1} \\ 0 & r_{i2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{d}}^* \\ i_{\text{q}}^* \\ \Psi_{\text{PM}} \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

mit den Statorzeitkonstanten $T_{\text{d,q}} = L_{\text{d,q}}/R$. Aufschluss über das dynamische Verhalten dieses Systems erhält man durch die charakteristische Gleichung

$$\begin{aligned} N(s) &= \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\text{ZR}}) \\ &= s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0, \end{aligned} \quad (4.16)$$

mit den (von den bislang unbekanntenen Reglerkoeffizienten r abhängigen) Koeffizienten

$$\begin{aligned} p_0 &= \frac{r_{i1}r_{i2}}{L_{\text{d}}L_{\text{q}}} \\ p_1 &= -\frac{r_{i1}}{L_{\text{d}}}\left(r_{22} - \frac{1}{T_{\text{q}}}\right) - \frac{r_{i2}}{L_{\text{q}}}\left(r_{11} - \frac{1}{T_{\text{d}}}\right) \\ p_2 &= \left(r_{11} - \frac{1}{T_{\text{d}}}\right)\left(r_{22} - \frac{1}{T_{\text{q}}}\right) + \left(\frac{r_{i1}}{L_{\text{d}}} + \frac{r_{i2}}{L_{\text{q}}}\right) \\ p_3 &= \left(\frac{1}{T_{\text{d}}} + \frac{1}{T_{\text{q}}}\right) - r_{11} - r_{22} \end{aligned}$$

Durch die Vorgabe von Sollkoeffizienten p^* für das Polynom der charakteristischen Gleichung lassen sich hieraus Einstellregeln für den betrachteten Regler ableiten. Allerdings ist die Auflösung nach den Reglerkoeffizienten nicht gerade übersichtlich. Das Problem vereinfacht sich jedoch, wenn für die entkoppelten, also voneinander unabhängigen d - und q - Komponenten zwei unabhängige Zustandsregler entworfen werden

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{\text{d}} \\ u'_{\text{d}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\text{d}}} + r_{11} & 1 \\ -\frac{1}{L_{\text{d}}}r_{i1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{\text{d}} \\ u'_{\text{d}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_{\text{d}}} \\ r_{i1} & 0 & \frac{1}{L_{\text{d}}}r_{i1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{d}}^* \\ i_{\text{q}}^* \\ \Psi_{\text{PM}} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{\text{q}} \\ u'_{\text{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\text{q}}} + r_{22} & 1 \\ -\frac{1}{L_{\text{q}}}r_{i2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{\text{q}} \\ u'_{\text{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{i2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{d}}^* \\ i_{\text{q}}^* \\ \Psi_{\text{PM}} \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

woraufhin sich das charakteristische Polynom jeweils zu

$$\begin{aligned} N(s) &= \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{ZRI}) \\ &= s^2 + p_1s + p_0 \end{aligned} \quad (4.19)$$

ergibt. Die von den Reglerparametern abhängigen Koeffizienten lauten somit

$$\begin{aligned} p_{0,d} &= \frac{r_{i1}}{L_d} \\ p_{1,d} &= \frac{1}{T_d} - r_{11} \\ p_{0,q} &= \frac{r_{i2}}{L_q} \\ p_{1,q} &= \frac{1}{T_q} - r_{22} \end{aligned}$$

und lassen sich leicht nach den gesuchten Reglerkoeffizienten auflösen

$$\begin{aligned} r_{i1} &= L_d p_{0,d} \\ r_{11} &= \frac{1}{T_d} - p_{1,d} \\ r_{i2} &= L_q p_{0,q} \\ r_{22} &= \frac{1}{T_q} - p_{1,q} \end{aligned}$$

Die Vorgabe des Sollpolynoms erfolgt nach dem Dämpfungsoptimum, wodurch sich die Koeffizienten des Nennerpolynoms der charakteristischen Gleichung $N(s)$ bei Vorgabe der Dämpfung $D_2 = 0,5$ zu

$$\begin{aligned} p_0 &= \frac{1}{D_2^2 T_R^2} = \frac{4}{T_R^2} \\ p_1 &= \frac{1}{D_2 T_R} = \frac{2}{T_R} \end{aligned}$$

ergibt. Die Konstante T_R ist hierbei frei wählbar und muss gemäß einiger Randbedingungen (wie der gewünschten Regelgeschwindigkeit, des vertretbaren Stellaufwands, der vernachlässigten Zeitkonstanten, etc.) abgeglichen werden. Bei dem vorliegenden Reglerentwurf wurden die dynamischen Eigenschaften des Stromrichters sowie der Strommessung nicht berücksichtigt. Um dennoch näherungsweise die durch die Polvorgabe erwünschten dynamischen Eigenschaften zu erhalten, wurde die Reglerzeitkonstante T_R größer als die vernachlässigten Zeitkonstanten

festgesetzt. Mit $T_R = 20/f_{\text{PWM}}$ ergeben sich die Reglerkoeffizienten zu

$$\begin{aligned} r_{i1} = r_{i2} &= 36 \text{ kV/As} \\ r_{11} = r_{22} &= -1164 \text{ s}^{-1}. \end{aligned}$$

Der resultierende Wurzelort der zustandsregelten Synchronmaschine ist in Abbildung 4.29 dargestellt.

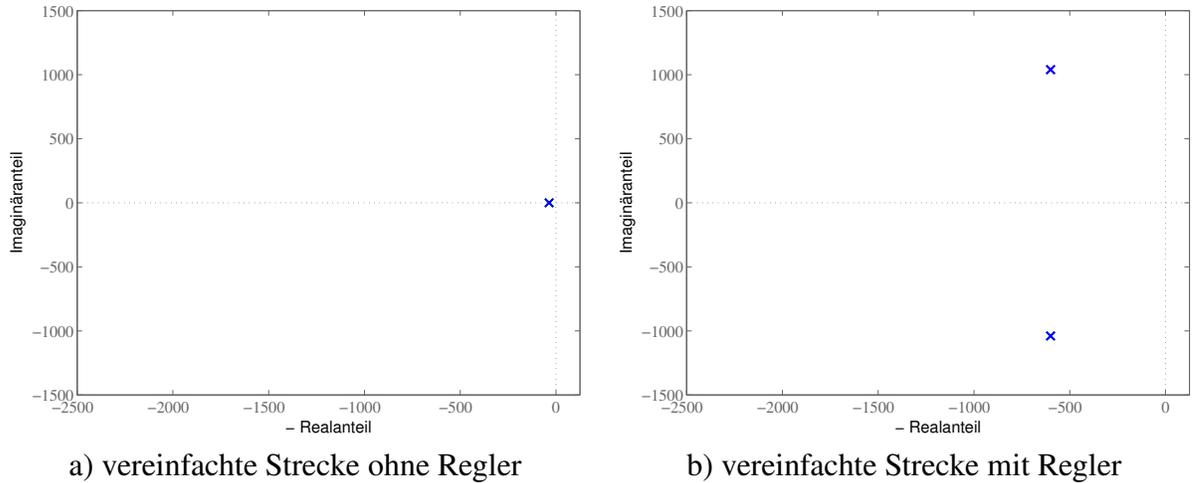


Abbildung 4.29: Wurzelortskurven der Übertragungsfunktionen der vereinfachten, offenen Strecken einer Synchronmaschine ohne und mit Zustands- Stromreglers

Das abschließende Problem für den Entwurf des Zustandsreglers stellt die Ermittlung der Zustandsgrößen dar. Da sich diese oft nicht direkt messen lassen, werden hierzu sogenannte Beobachter verwendet. Im vorliegenden Fall erfolgt die Bestimmung der Zustandsgrößen \tilde{x} allerdings recht einfach aus den Messgrößen \tilde{y} . Dabei gilt für die Flüsse gemäß der Flusskopplungsgleichungen (4.5) und (4.6):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{W}\tilde{\mathbf{y}} + \mathbf{w} \\ \begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_d \\ \tilde{\Psi}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \tilde{L}_d & 0 \\ 0 & \tilde{L}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_{\text{PM}} \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Die Drehzahl (und für die Transformation der Drehwinkel) wird mit einem Drehgeber (hier Inkrementalgeber) bestimmt. Wird auf den Einsatz eines solchen Gebers verzichtet ist demzufolge der Entwurf eines Beobachters doch notwendig. Dieser Fall wird üblicherweise als geberlose Regelung bezeichnet.

4.4.1.3 Verifizierung Die Verifizierung der entworfenen Regelungen in läuferfesten Koordinaten erfolgt zweckmäßigerweise in drei Stufen

- Auswertung der Sprungantwort eines vereinfachten Modells
- Auswertung der Sprungantwort eines realitätsnahen Modells
- Vergleich mit Messwerten von einem realen Aufbau.

Mit Hilfe des hier verwendeten Microcontrollers (SAB 80c167) realisierbare Regelzyklen (mit Transformation der Messwerte aus der $[u, v, w]$ - in die $[d, q]$ - Ebene, Auswertung der Z- transformierten Regelungsvorschrift und Rückrechnung der hieraus erhalten $[d, q]$ - Spannungen in entsprechende Ansteuersignale für die drei Halbbrücken des Stromrichters) betragen maximal 2 kHz. Deshalb wird im folgenden der Reglerentwurf in der $[u, v, w]$ - Ebene näher untersucht. Für die hier vorgestellte (übliche) Vorgehensweise des Reglerentwurfs in der $[d, q]$ - Ebene erfolgt daher lediglich eine Betrachtung der Sprungantworten in Abbildung 4.30 am vereinfachten Modell. Hierin ist der Einfluss einer fehlenden Entkopplung bei Einsatz des PI- Reglers

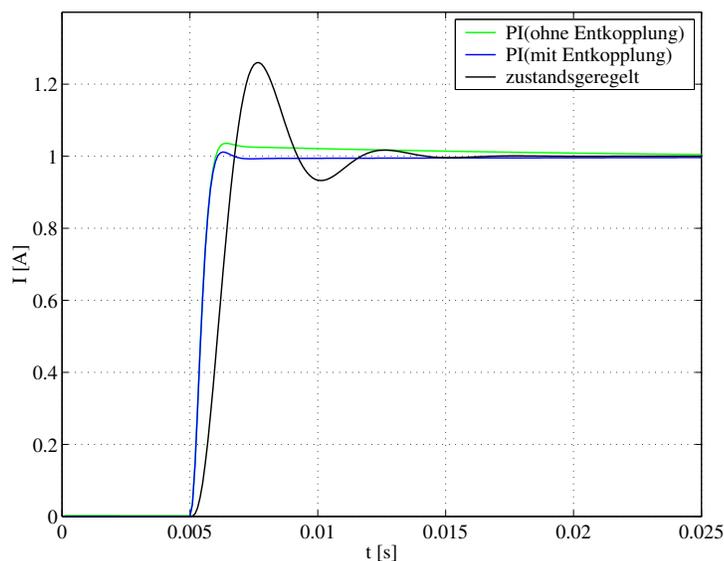


Abbildung 4.30: Sprungantworten des momentenbildenden Stroms bei verschiedenen Reglerkonzepten

gut zu erkennen, wie auch das Fehlen der Berücksichtigung der dynamischen Eigenschaften von Stromrichter, Stromwandler sowie Filter beim Entwurf des Zustandsreglers. Soll letzterer eingesetzt werden, empfiehlt sich demnach entweder eine Erweiterung der Systemmatrix um die

bislang vernachlässigten Zustandsgrößen oder beispielsweise der Verzicht auf Anti-Aliasing-Filter durch pwm-synchrone Strommessung, wodurch eine kleinere Reglerzeitkonstante realisierbar wäre.

4.4.2 Regelung in ständerortsfesten Koordinaten

Mit dem Ziel der Reduzierung der notwendigen Rechenkapazität soll in diesem Abschnitt der Reglerentwurf in der $[u, v, w]$ - Ebene betrachtet werden [Leh01]. Hier führt die Forderung an die flussbildende Stromkomponente $i_d = 0$ im stationären Betrieb zur Forderung sinusförmiger Stromverläufe der Ständerströme mit $\cos \varphi = 1$ bezogen auf die Polradspannung. Die momentenbildende q - Komponente resultiert dagegen in der Vorgabe eines Scheitelwertes \hat{I} . Da die Summe aller drei Ständerströme Null ergibt, ist die Regelung zweier Ständerströme ausreichend.

4.4.2.1 Streckenanalyse Ein vereinfachtes, einphasiges Modell der Synchronmaschine wurde bereits in Abschnitt 3.2.1.7 vorgestellt (Gleichung 3.76). Es zeigt eine starke Ähnlichkeit mit dem der Gleichstrommaschine, weshalb die dort bereits angestellten Betrachtungen hier weitgehend übernommen werden können. Nachfolgend sollen die einzelnen Streckenglieder kurz beschrieben werden.

Der Stromrichter wird vereinfachend als VZ2- Glied mit der Übertragungsfunktion

$$L_{SR} = \frac{K_{SR}}{(T_{SR}s + 1)^2},$$

mit $K_{SR} = 1$ und $T_{SR} = 1/f_{pwm}$ modelliert.

Die (Strom-) Übertragungsfunktion der Synchronmaschine ergibt sich unter Vernachlässigung des Einflusses der Polradspannung zu

$$L_{SMi} = \frac{K_{SMi}}{T_{SMi}s + 1},$$

mit $K_{SMi} = 1/R^S$ und $T_{SMi} = L^S/R^S$. Die vom Erregerfeld Φ_e induzierte Polradspannung kann für die einzelnen Wicklungen durch

$$\begin{aligned} u_p^U(t) &= \hat{u}_p \sin(\omega t), \\ u_p^V(t) &= \hat{u}_p \sin(\omega t - 2\pi/3), \\ u_p^W(t) &= \hat{u}_p \sin(\omega t - 4\pi/3) \text{ sowie} \\ \hat{u}_p &= \omega c \Phi_e \end{aligned}$$

mit der sich von der mechanischen (Wellen-) Winkelgeschwindigkeit um die Polpaarzahl z_p unterscheidenden elektrischen Winkelgeschwindigkeit $\omega = z_p \omega_w$ beschrieben werden. Durch

diesen Zusammenhang ist eine vergleichsweise einfache Möglichkeit zur Kompensation des Einflusses der Polradspannung gegeben. Eine weitere Methode zur Verbesserung der dynamischen Eigenschaften der Regelung besteht in dem Einsatz einer geeigneten Vorsteuerung des Sollstroms. Ein entsprechendes Spannungs- Vorsteuersignal lässt sich prinzipiell aus der (zur Realisierbarkeit modifizierten) invertierten Stromübertragungsfunktion der Synchronmaschine gewinnen:

$$L_{VSt} = (L_{SMi})^{-1} \approx \frac{T_{SMi}s + 1}{K_{SMi}(T_{mod}s + 1)}, \text{ mit } T_{mod} \ll T_{SMi}.$$

Bei der hier vorliegenden, einfachen Streckenstruktur (RL- Glied) ist jedoch auch die exakte Berechnung des Vorsteuersignals für einen stationären, momentenbildenden Sollstrom i_{soll} problemlos möglich. Die Vorsteuerspannungen der einzelnen Phasen ergeben sich zu:

$$u_{VSt}^U(t) = \hat{i}_{soll} (R^S \sin \omega t - \omega L^S \cos \omega t), \quad (4.21)$$

$$u_{VSt}^V(t) = \hat{i}_{soll} (R^S \sin(\omega t - 2\pi/3) - \omega L^S \cos(\omega t - 2\pi/3)), \quad (4.22)$$

$$u_{VSt}^W(t) = \hat{i}_{soll} (R^S \sin(\omega t - 4\pi/3) - \omega L^S \cos(\omega t - 4\pi/3)). \quad (4.23)$$

Die Übertragungsfunktion der zur Messwerterfassung eingesetzten Stromwandler wird durch die jeweils eingesetzten Antialiasing- Filter (Tschebyschev, 4. Ordnung) bestimmt

$$L_{SW} = K_{SW} \left(\frac{\omega_0^2}{s^2 + s2d\omega_0 + \omega_0^2} \right)^2,$$

mit $K_{SW} = 1$, $d = 0,5$ und $\omega_0 = 2\pi f_{sample}/3$.

Für die quantitative Bestimmung der Übertragungsfunktionen sind folgende (teils festgelegte, teilweise aus Messungen ermittelten) Parameter verwendet worden:

- Stromrichter: $f_{pwm} = 12 \text{ kHz}$
- Synchronmaschine: $R^S = 0,9 \Omega$, $L^S = 33 \text{ mH}$ ($c\Phi_{e,N} = 1,1 \text{ Vs}$, $m_r = 1 \text{ Nm}$)
- Stromwandler: $f_{sample} = f_{pwm}/3 = 4 \text{ kHz}$

Somit ergibt sich die vereinfachte Übertragungsfunktion der offenen Strecke ohne Regler $L1^{(SM)} = L_{SR}L_{SMi}L_{SW}$ zu

$$\begin{aligned} L1_v^{(SM)} &= \frac{K_{SR}K_{SMi}K_{SW}}{(T_{SMi}s + 1)(T_{SR}s + 1)^2(T_{SW}s + 1)^4} \\ &\approx \frac{1,11}{(27,8 \text{ ms} \cdot s + 1)(8,3 \text{ ms} \cdot s + 1)^2(06,6 \text{ ms} \cdot s + 1)^4}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

4.4.2.2 Reglersynthese In diesem Abschnitt werden die zur Regelung der Synchronmaschine in Ständerkoordinaten verwendeten Regler kurz vorgestellt sowie ihre Reglerparameter ermittelt.

4.4.2.2.1 Hystereseregler Der Hystereseregler benötigt kein Streckenmodell. Zum Erzielen einer vorgegebenen mittleren Pulsfrequenz muss das Hystereseband eine bestimmte Breite aufweisen, die experimentell ermittelt wurde.

4.4.2.2.2 PI- Regler Die dem Reglerentwurf zu Grunde liegende Regelstrecke wird durch Gleichung 4.24 beschrieben und ist prinzipiell identisch mit der Strecke bei rotorortsfester Beschreibung der Synchronmaschine, weshalb die dort zum Reglerentwurf gemachten Betrachtungen (Abschnitt 4.4.1.2.1) hier weitgehend übernommen werden können. Nachfolgend wird lediglich eine kurze Zusammenfassung vorgenommen.

Das Vorhandensein eines reellen dominanten Pols ermöglicht den Einsatz eines PI- Reglers (der diesen Pol durch eine Nullstelle kompensiert und durch den integralen Anteil eine Regelabweichung ausregeln kann). Zur Bestimmung seiner Parameter werden zwecks Erreichens eines guten Führungsverhaltens die Einstellregeln nach dem Betragsoptimum (siehe Tabelle 3.9) mit $T_D = T_{SMi}$ und $T_\Sigma = 2(T_{SR} + T_{SW})$ verwendet. Es ergibt sich

$$K_p = 29 \text{ und } T_n = 27,8 \text{ ms,}$$

wodurch der dominante Pol kompensiert und der Phasenrand auf ca. 60° eingestellt wird. Die Reglerparameter entsprechen denen der Regelung in läuferfesten Koordinaten. Um die Ausbildung eines stationären Regelfehlers zu vermeiden wird eine Störgrößenkompensation (Kompensation des Einflusses der Polradspannung) vorgenommen. Eine weitere Verbesserung der dynamischen Eigenschaften lässt sich durch den Einsatz der Vorsteuerung (Berechnung einer zum Stromsollwert gehörigen Spannung) erreichen.

4.4.2.3 Verifizierung Die Verifizierung der entworfenen Regler erfolgt zunächst am vereinfachten (linearisierten) Modell des Stromrichters. Hierbei erfolgt in Abbildung 4.31 ein Vergleich der Phasen- sowie $[d, q]$ - Ist- und Sollströme für (a) den klassischen PI- Regler, (b) bei zusätzlicher Kompensation sowie (c) bei Kompensation und Vorsteuerung. Es ist erkennbar, dass die prinzipiellen Nachteile der Phasenstromregelung gegenüber der $[d, q]$ - (feldorientierten) Regelung für den stationären Fall durch den Einsatz von Kompensation und Vorsteuerung

recht gut kompensiert werden können. Die Abweichung der zur Berechnung der Vorsteuersignale angenommenen von der im Maschinenmodell verwendeten Induktivität beträgt in diesem Beispiel 5 %.

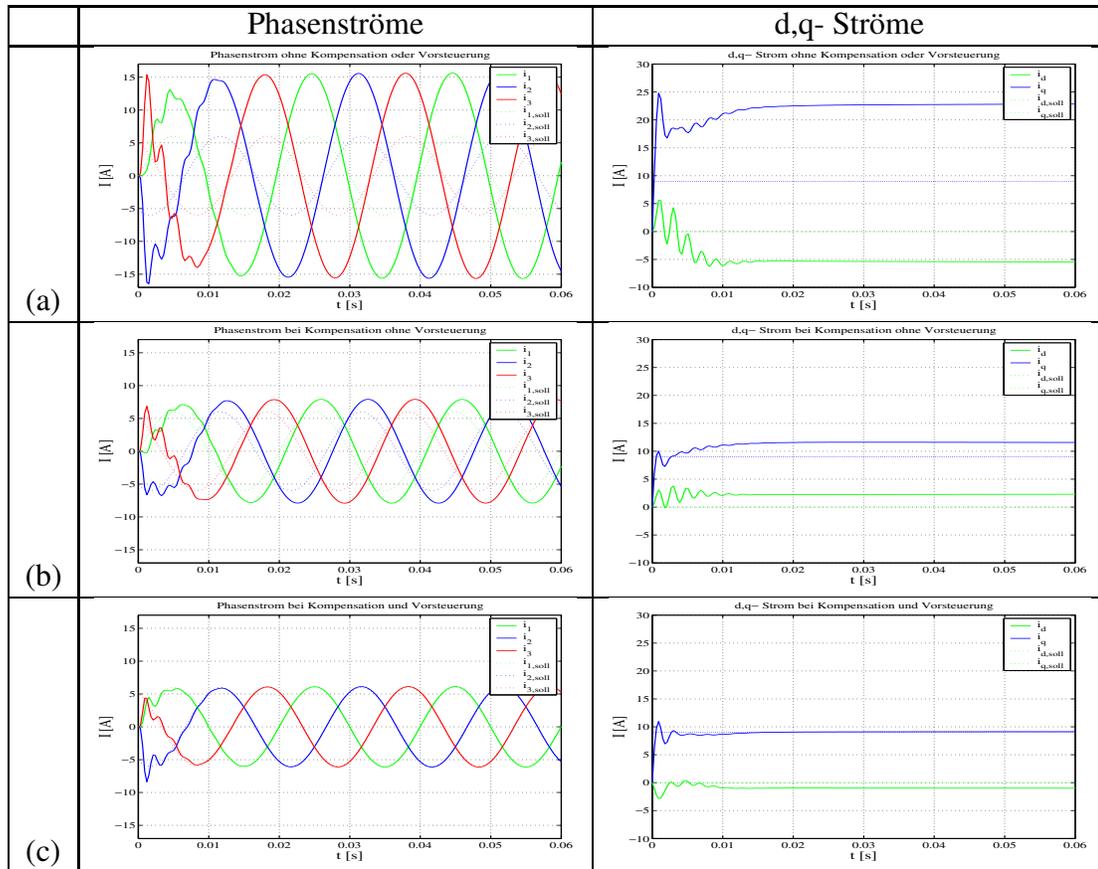


Abbildung 4.31: Simulation des Verlaufs von Soll- und Iststromverlauf bei ständerorientierter Regelung mit a) PI-Regler, b) PI-Regler mit Kompensation und c) PI-Regler mit Kompensation und Vorsteuerung

4.4.3 Einsatz des B6CI- Gleichrichters

4.4.3.1 PI- Regler Nach Implementierung des hergeleiteten Reglers und Vergleich der Messwerte des realen Systems mit den Simulationsergebnissen für das lineare Modell ergaben sich Abweichungen, die den Entwurf eines nichtlinearen Stromrichtermodells notwendig machten. Als Hauptursache dieser Abweichungen wurde der in der Praxis nur unvollständig kompensierte

Einfluss der Schutzzeit ermittelt. Das analoge, lineare Modell des Stromrichters wurde daher um eine nichtlineare Abhängigkeit von der Stromrichtung erweitert, um die Einflüsse der Schutzzeit zu erfassen. Diese Erweiterung basiert auf den in Abschnitt 3.3.2 vorgestellten Grundlagen, mit deren Hilfe die teilweise Kompensation des Einflusses der Schutzzeit bei der Implementierung der IGBT- Ansteuerung in die verwendete Informationselektronik gelang. Der Grad des real verbliebenen Einflusses der Schutzzeit wurde aus Messungen ermittelt und auf das nichtlineare, analoge Modell des Stromrichters übertragen. Der so ermittelte, verbliebene Schutzzeiteinfluss beträgt ca. $1/3$. Eine vergleichende Darstellung zweier stationärer Phasenströme in Abbildung 4.32 bei unterschiedlichen Drehzahlen für Messung und (analoge) nichtlineare Simulation zeigt die gute Übereinstimmung der Messergebnisse mit den, mit Hilfe der Simulation erhaltenen, Kurvenverläufen.

Mit dem nichtlinearen Simulationsmodell lassen sich somit recht genaue Vorhersagen für das reale System machen. Auffällig sind die vor einem jeweiligen Stromnulldurchgang auftretenden Verzerrungen der Kurvenformen, die sich auf Grund der Verkettung auch in den anderen Phasen bemerkbar machen. Sie führen zum Auftreten maßgeblich einer 6. Oberschwingung in den $[d, q]$ - Strömen und damit auch im Luftspaltpmoment, was in Abbildung 4.33 für eine Grundschiwingung von 33,3 Hz ($n = 1000$ rpm) exemplarisch dargestellt ist.

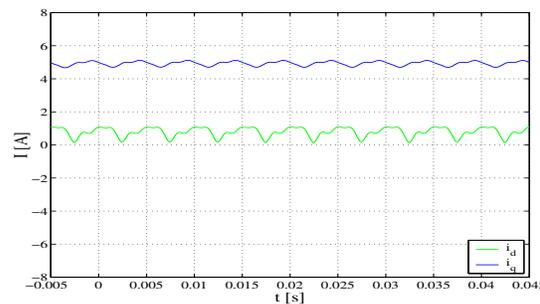


Abbildung 4.33: Simulation der durch die Totzeit hervorgerufenen Oberschwingungen der $[d, q]$ - Ströme

Der Grad dieses verbliebenen, von der Schutzzeit verursachten Einflusses muss aus Messungen ermittelt werden. Bei der vorliegenden Implementierung wäre eine Verbesserung der Schutzzeitkompensation (und damit die Verringerung dieses Einflussgrades) durch den Einsatz von Sample-and-Hold- Gliedern und Verzicht auf Anti-Aliasing- Filter bei der Strommessung möglich. Prinzipiell ist der Einsatz von Phasenstromreglern gegenüber $[d, q]$ - Stromreglern hinsichtlich der Schutzzeitkompensation vorteilhaft, da zur Ausregelung der Nichtlinearität unsymmetrische Sollspannungen benötigt werden, welche die $[d, q]$ - Koordinatentransformation nicht er-

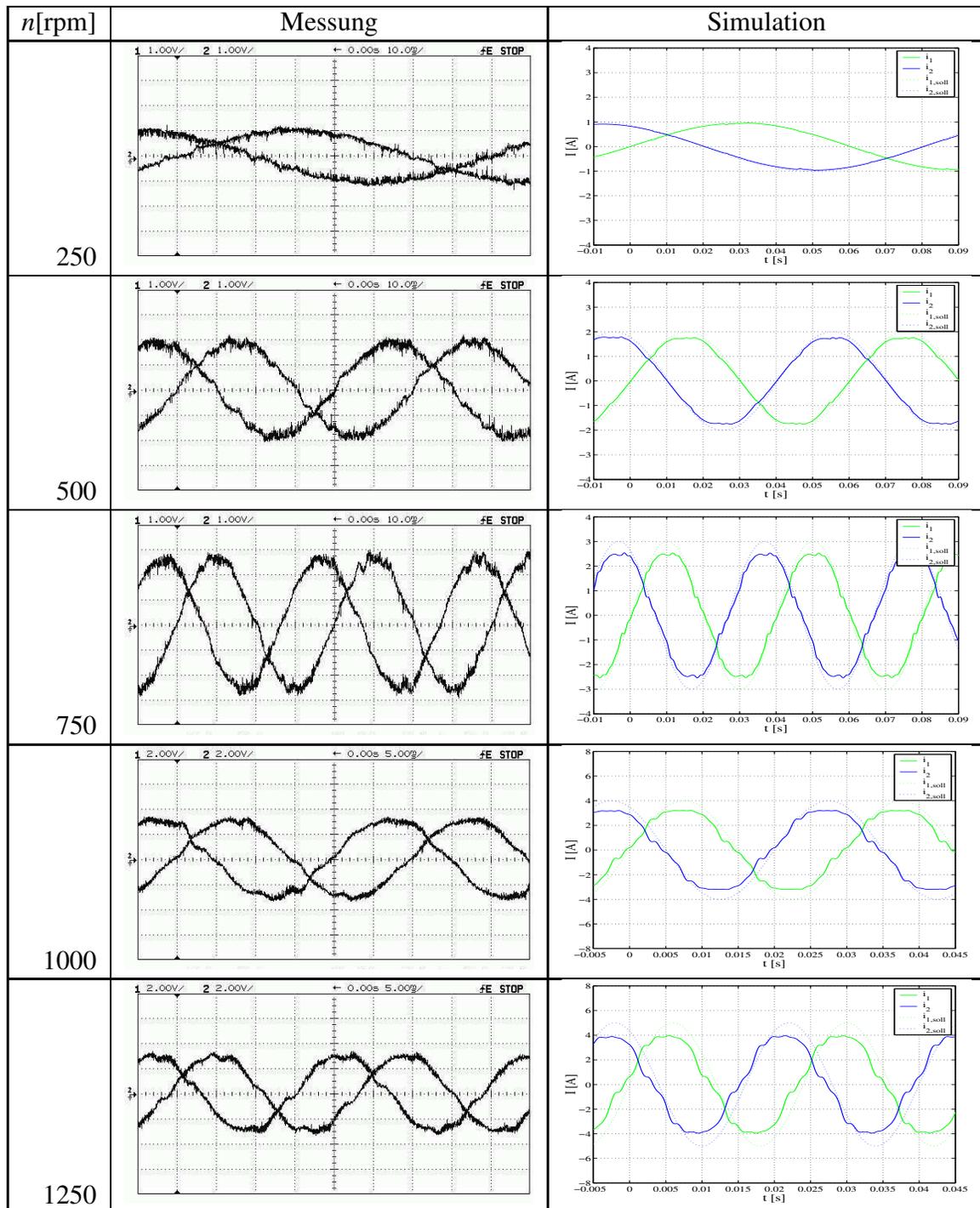
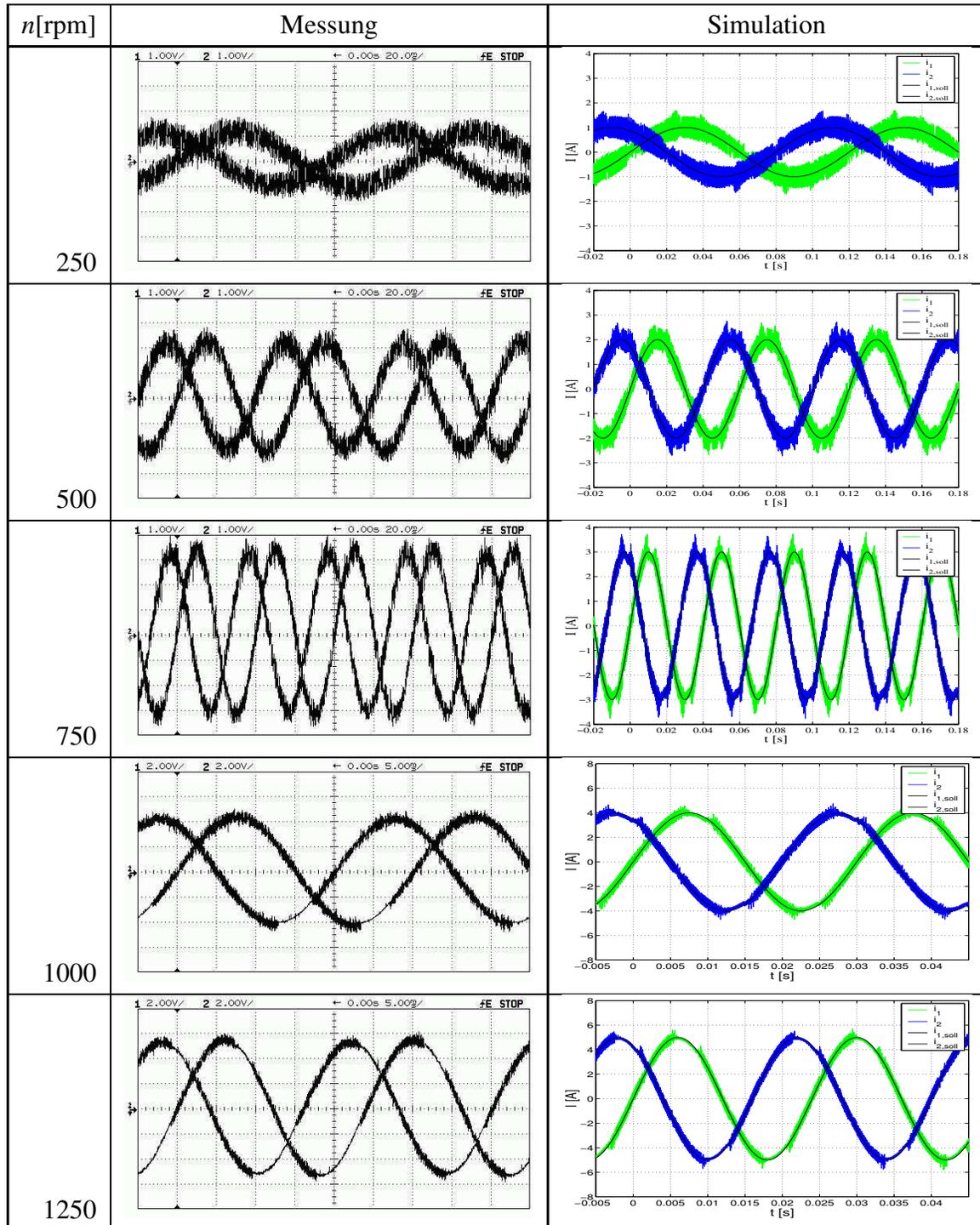


Abbildung 4.32: Messung und Simulation der Phasenströme am B6CI- Gleichrichter mit PI-Regler bei verschiedenen Drehzahlen

zeugen kann. Allerdings müssen in diesem Falle alle drei Phasenströme geregelt werden, da bei Regelung nur zweier Phasen ebenfalls keine unsymmetrischen Stellspannungen erzeugt werden können.

4.4.3.2 Hystereseregler Bei Einsatz des Hysteresereglers ergeben sich Mess- und Simulationsergebnisse mit nahezu idealem Verlauf.



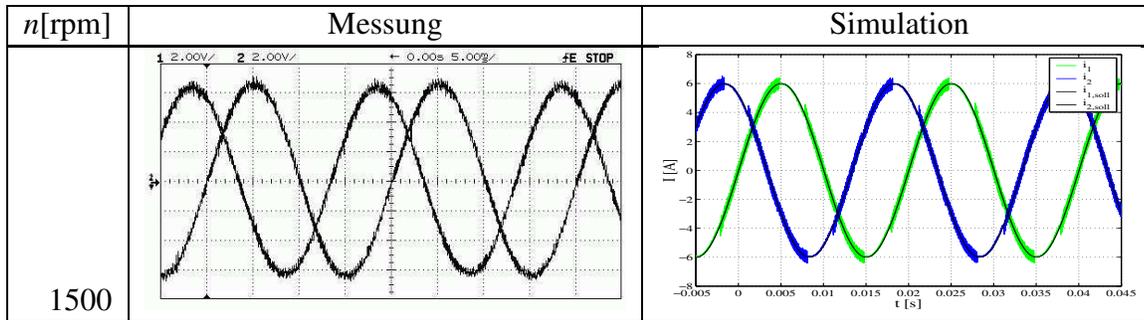


Abbildung 4.34: Messung und Simulation der Phasenströme am B6CI- Gleichrichter mit Hystereseregler

Die Simulation vermag den Verlauf des realen Stroms nahezu perfekt nachzubilden, teilweise kann sogar die Überbestimmtheit des verwendeten Reglers (es werden 3 Phasenströme geregelt) an Hand des Ausbleibens von Schaltvorgängen in einer Phase wiedergegeben werden.

4.4.4 Einsatz des Vienna- Gleichrichters

4.4.4.1 PI- Regler Wie bereits beim Einsatz des B6CI- Gleichrichters zeigte sich auch beim Vienna- Gleichrichter eine nur unzureichende Beschreibung seiner Eigenschaften durch ein analoges, lineares Modell. Hier liegt jedoch keine prinzipiell kompensierbare Nichtlinearität (wie der Einfluss der Schutzzeit) vor, sondern Ursache der Nichtlinearität ist das prinzipbedingte Unvermögen zum Wechselrichten. (Vereinfachend ausgedrückt: bei positiver Stromrichtung können nur positive Spannungen erzeugt werden.) Die Modellierung dieses Effekts basiert auf den in Abschnitt 3.3.3 hergeleiteten Grundlagen und berücksichtigt die Abhängigkeit des Spannungs- Stellbereichs von den momentanen Stromvorzeichen. Vernachlässigt wird dagegen der Einfluss des Stromlückens bei kleinen Strömen.

In Abbildung 4.35 werden die bei verschiedenen Drehzahlen ermittelten Stromkurvenverläufe von Messung und Simulation graphisch gegenübergestellt.

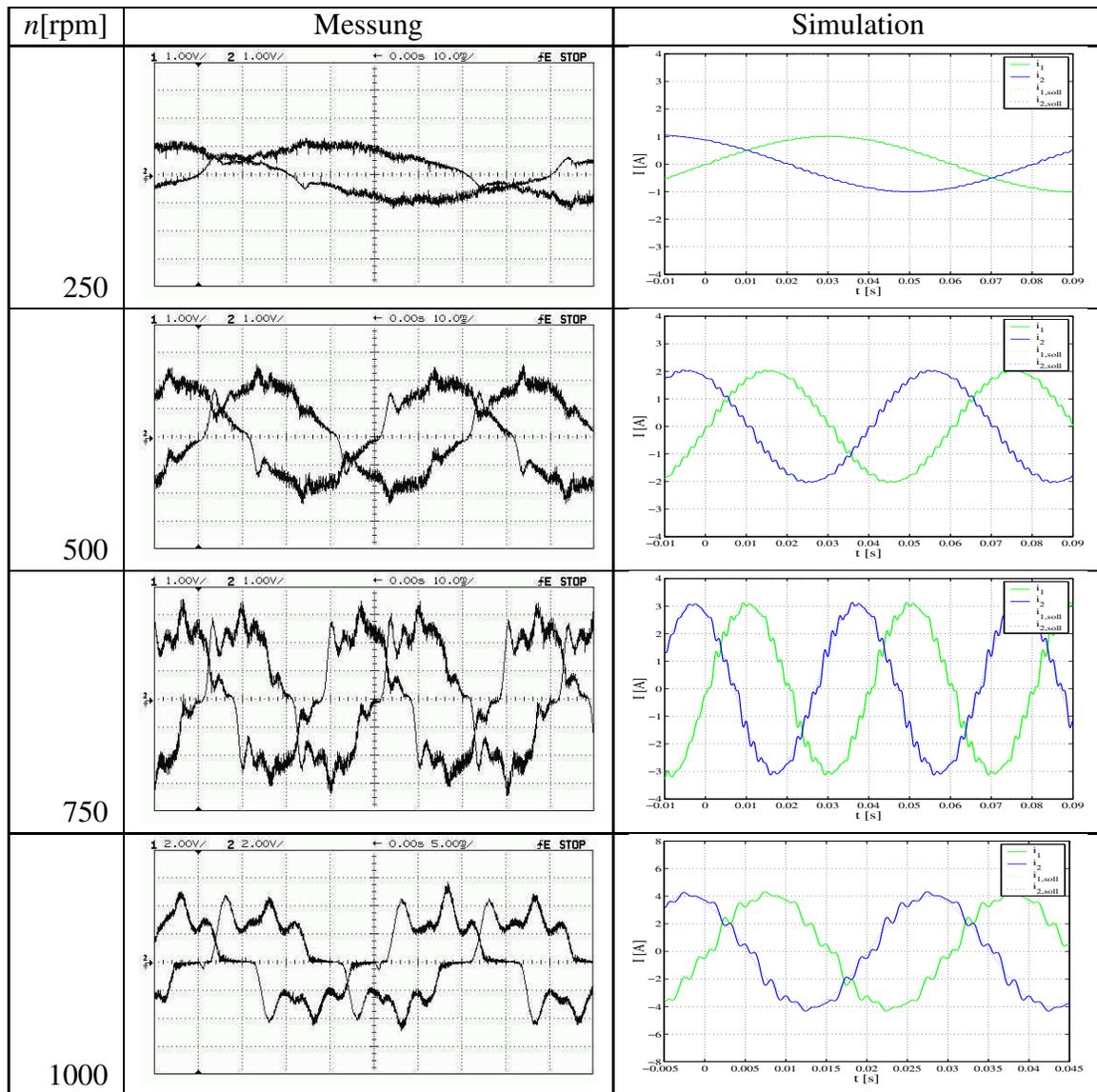


Abbildung 4.35: Messung und Simulation der Phasenströme am Vienna- Gleichrichter mit PI-Regler

Ein Vergleich der Kurvenverläufe von Messung und Simulation zeigt hier deutliche Unterschiede. Ursache ist die Vernachlässigung der Lückstromeffekte in der Simulation. Diese treten auf wenn sich der Wert eines Phasenstroms Null nähert. In den, dem Modell zu Grunde liegenden Gleichungen wird in diesem Fall fälschlich davon ausgegangen, dass während der Freilaufphase das stromvorzeichenabhängige Zwischenkreispotential am Phasenanschlusspunkt erzwungen

wird. Tatsächlich sperren aber die Gleichrichterdiode(n) sofern der Gleichrichtwert der verketteten Phasenspannung die Zwischenkreisspannung nicht übersteigt. Der Gleichrichter wechselt somit von der Betriebsart der Spannungseinprägung zur Stromeinprägung (mit dem Wert Null). Auf Grund der Verkettung der Phasenströme sind die entsprechenden Auswirkungen jedoch auch den den jeweils anderen Phasen beobachtbar. Ein möglicher Ansatz zur Berücksichtigung der Lückstromeffekte wären beispielsweise in dem Einsatz einer Kopplung mit Spice-orientierten Simulatoren zu suchen, die sogenanntes “physical modelling” unterstützen. Allerdings ist von einer besseren simulativen Nachbildung keine verbesserte Funktionalität des realen Systems zu erwarten. Eine solche lässt sich jedoch durch den Einsatz eines Hystereseregler erreichen.

4.4.4.2 Hystereseregler Die durch den Einsatz des Hystereseregler erzielten Messergebnisse zeigen dank seiner prinzipbedingten Immunität gegenüber Nichtlinearitäten einen deutlich besseren Verlauf, als die des PI- Regler. Auch der Vergleich mit der Simulation in Abbildung 4.36 zeigt hier deutlich bessere Resultate, jedoch tritt das im vorhergehenden Abschnitt diskutierte Fehlverhalten des Modells auf Grund von Lückströmen auch hier auf. Wie aus den Stromverläufen bei $n = 1250$ rpm ersichtlich, erreicht der Stromrichter an einer bestimmten Stelle die Grenze seines zur Verfügung stehenden Spannungsstellbereichs (vergleiche Abbildung 3.29). Diese Stelle ist von der Höhe der Stromamplitude, der Polradspannung, der Induktivität sowie der Frequenz abhängig und wurde im Rahmen der zur Regelung notwendigen Spannungsbeziehung für die Kompensation und Vorsteuerung in Abschnitt 4.4.2.1 bereits bestimmt. Ein sinnvoller Einsatz des Vienna- Gleichrichters ist nur unterhalb dieser Grenze sinnvoll. Im Falle des Netzgleichrichters kann diese Grenze durch geeignete Auslegung der Kommutierungsinduktoren beeinflusst werden, beim Maschinengleichrichter sind diese oft vorgegeben. Allerdings ist die Induktivität bei einer realen, permanenterregten Maschine erwartungsgemäß kleiner als die der im Versuchsaufbau eingesetzten Maschine mit einer Gleichstrom- Erregerwicklung, so dass ein Betrieb im Nennpunkt (hier $n = 1500$ rpm, $f = 50$ Hz, $\hat{i} = 6$ A) voraussichtlich möglich wäre.

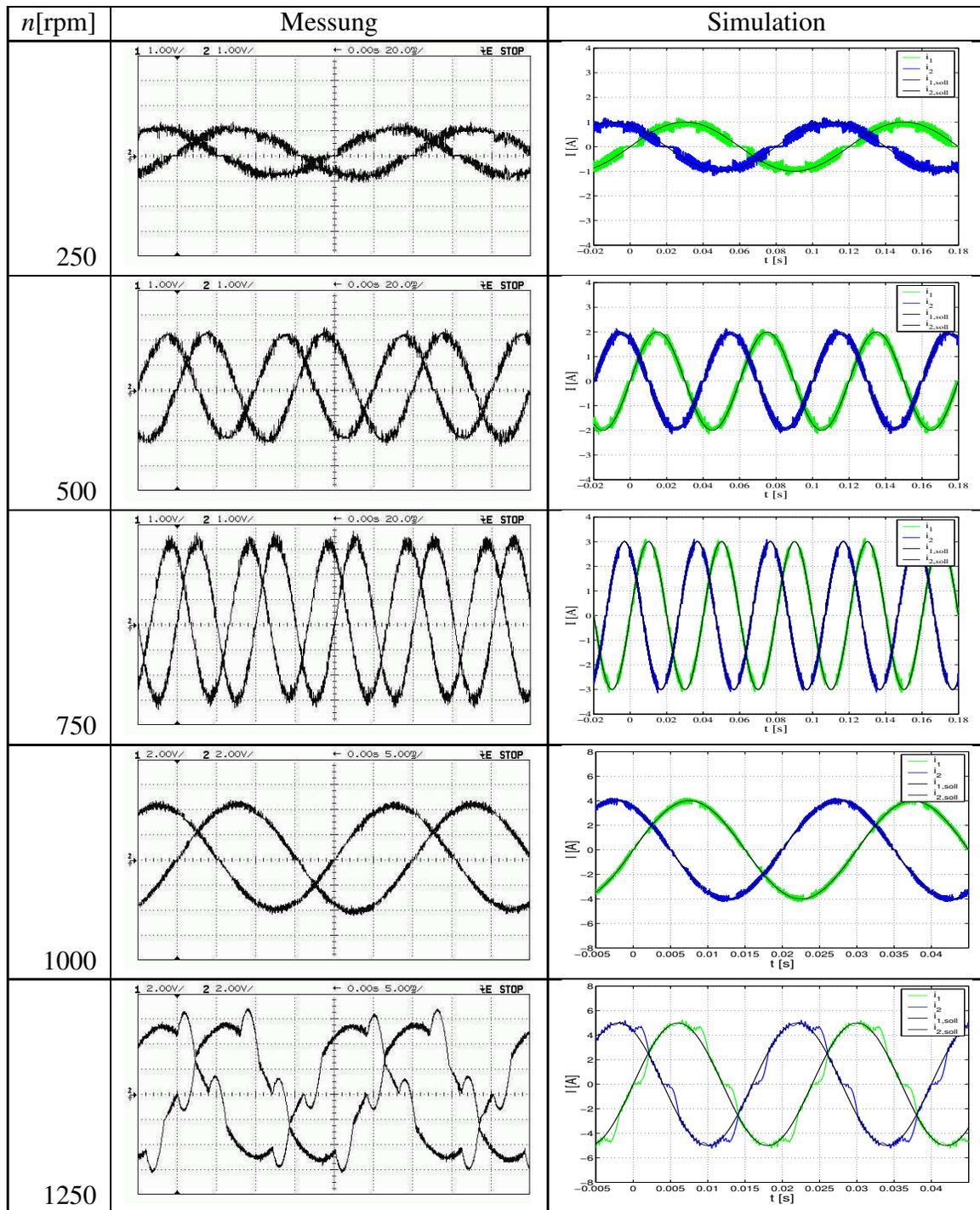


Abbildung 4.36: Messung und Simulation der Phasenströme am Vienna- Gleichrichter mit Hystereseregler

4.4.5 Vergleich von B6CI- und Vienna- Gleichrichter

In diesem Abschnitt sollen die bei Einsatz des B6CI- Gleichrichters erreichten Resultate mit denen des Vienna- Gleichrichters verglichen werden. Einen ersten Eindruck hierzu vermitteln die bereits dargestellten Bilder der jeweils erreichten Stromverläufe. Darüberhinaus wird nachfolgend ein Vergleich der erreichten THD- Werte sowie der Wirkungsgrade vorgenommen. Ein solcher Vergleich ist schwierig, nicht in Bezug auf die Auswertung selbst, sondern auf die Auswahl der zur Auswertung heranzuziehenden Randbedingungen. Da es nicht Anliegen dieser Arbeit ist, das eine oder andere Konzept zu favorisieren, sondern eine "möglichst objektive" Analyse vorzunehmen, wurden für beide Gleichrichter (scheinbar) identische Randbedingungen verwendet. Dabei bestehen die maßgeblichen Randbedingungen einerseits in der Auswahl der eingesetzten Maschine. Wie bereits erläutert sind deren Nennparameter für den Einsatz des Vienna- Gleichrichters ungeeignet. Aus dem Versuchsstand sollen jedoch lediglich die Grenzen der Einsatzmöglichkeit dieses Gleichrichtertyps veranschaulicht, nicht dessen prinzipielle Eignung in Frage gestellt werden. Andererseits hat die Wahl des Hysteresebandes des eingesetzten Hystereseregler einen maßgeblichen Einfluss auf die sich einstellende mittlere Schaltfrequenz. Letztere beeinflusst ihrerseits die jeweils auftretenden Schaltverluste und damit den Wirkungsgrad. Sie wurde auf einen für den Einsatz mit den IGBT's hohen Wert von 12 kHz festgelegt. Die Einsatzmöglichkeit von MOSFET's beim Vienna- Gleichrichter gestattet die Verwendung deutlich höherer Schaltfrequenzen ohne den resultierenden Wirkungsgrad wesentlich zu verringern. Hierdurch sind weniger stark verbrauchte Motorströme erreichbar. Desweiteren ist beispielsweise ein Einsatz von preiswerten Sinusfiltern (mit einer hohen Grenzfrequenz) denkbar. Hieraus resultieren entschiedene Vorteile beim Einsatz langer Motorkabel bzw. im EMV- Verhalten des Antriebs. Die erzielbaren Resultate sind zusätzlich stark von den eingesetzten Bauelementen abhängig, so dass eine detaillierte Überprüfung der Eignung für einen konkreten Einsatzfall vorgenommen werden muss. Die nachfolgend, an dem untersuchten Versuchstand vorgestellten Messergebnisse haben also einen exemplarischen Charakter.

Die an den Gleichrichtern durchgeführten Messungen fanden bei jeweils konstanter Drehzahl der Synchronmaschine sowie konstanter Zwischenkreisspannung statt. Dabei wurde die Zwischenkreisspannung durch einen zu diesem Zweck entworfenen Brems-Chopper (der an den extern verfügbaren Zwischenkreis des Versuchsstands angeschlossen wurde) geregelt. Zur Regelung der Drehzahl mittels der Gleichstrommaschine wurde ein (ebenfalls externer) Gleichstromsteller verwendet. Für die Messungen auf der Wechselstromseite des Gleichrichters wurde ein dreiphasiges Leistungsmessgerät (LMG 310 der Firma Zimmer) eingesetzt. Auf der Gleichstromseite wurden unter gleichzeitigem Einsatz von analogen sowie digitalen Messgeräten im

Rahmen der erreichbaren Messgenauigkeit (von ca. 1 %) identische Werte erzielt. Die tatsächlich erreichte Messgenauigkeit ist nicht exakt bezifferbar. Die Genauigkeitsklasse der verwendeten Geräte betrug zwar mindestens 0,5 % (vom Messbereichsendwert), jedoch wurde beim Ablesen vor allem der digitalen Anzeigen eine empirische Mittelwertbildung der (nur leicht schwankenden) Messwerte vorgenommen. Die Aufnahme der Messreihen erfolgte in vier voneinander unabhängigen Messläufen, wobei eine sehr gute Reproduzierbarkeit dieser Messungen zu verzeichnen war.

In Abbildung 4.37 ist die bei verschiedenen Drehzahlen für beide Gleichrichter gemessene Stromverzerrung dargestellt. Hier ist erkennbar, daß sich mit dem Vienna- Gleichrichter im zulässigen Arbeitsbereich geringfügig bessere Werte erzielen lassen. Bei Verlassen dieses Arbeitsbereiches ergeben sich folgerichtig hohe Stromverzerrungswerte.

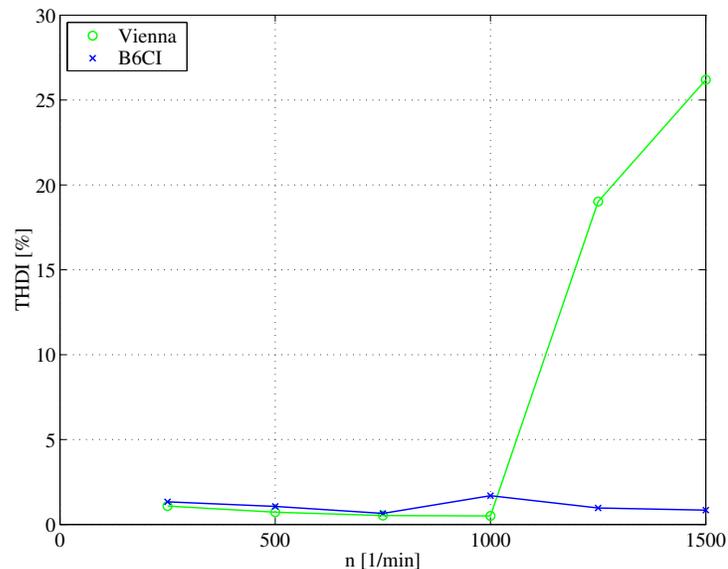


Abbildung 4.37: Bei Anwendung des Hysteresereglers gemessene Stromverzerrung von B6CI- und Vienna- Gleichrichter

Aus dem Verlauf der Wirkungsgrade bei verschiedenen Drehzahlen kann das erwartungsgemäß bessere Verhalten des Vienna- Gleichrichters insbesondere im Teillastbereich abgelesen werden. Ursache sind die geringeren Durchlassverluste der verwendeten MOSFET gegenüber den beim B6CI- Gleichrichter eingesetzten (1700 V) IGBT sowie die hohe Pulsfrequenz. Der hier dargestellte Wirkungsgrad berücksichtigt allerdings nur die im Stromrichter auftretenden Verluste. Bei Verlassen des zulässigen Arbeitsbereiches treten bei Einsatz des Vienna- Gleichrichters erhöhte ohmsche Verluste in der Ständerwicklung der Synchronmaschine auf. Diese resultieren

aus dem durch die hohe Stromverzerrung gegenüber der Grundschwingung vergrößerten Effektivwert (z.B. 4,0 statt 3,5 A bei $n = 1250$ rpm). Da ein Betrieb in diesem Arbeitsbereich jedoch nicht sinnvoll ist, wird auf diesen Effekt hier nicht weiter eingegangen.

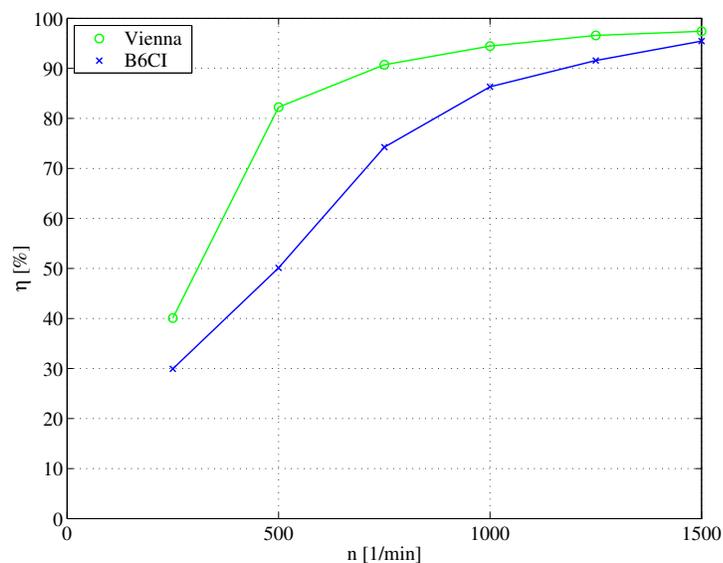


Abbildung 4.38: Messtechnisch ermittelter Wirkungsgrad von B6CI- und Vienna- Gleichrichter

4.5 Netzwechselrichter

Der Wechselrichter speist die im Gleichspannungszwischenkreis zur Verfügung gestellte Energie in das Netz ein. Eine eingehende Betrachtung seiner Eigenschaften im Zusammenhang mit den Problemen bei der Einspeisung in reale Netze ist ein weitführendes Gebiet [Sch04]. Eine ausführliche Betrachtung ist im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht vorgesehen. An dieser Stelle wird lediglich eine kleine Übersicht seiner prinzipiellen Funktionsweise gegeben.

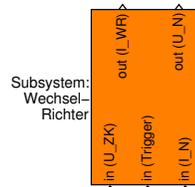


Abbildung 4.39: Subsystem: Wechselrichter

Bei der Netzeinspeisung sollen häufig sinusförmige Ströme und reiner Wirkleistungsbetrieb erreicht werden. Die Lieferung von induktiver Blindleistung ist jedoch ebenfalls problemlos möglich. Für die Anpassung von Frequenz und Phasenlage der Ströme an die Netzspannung ist in Abbildung 4.39 der für den Leistungsfluss irrelevante, zusätzliche Eingang *Trigger* vorgesehen. An ihm wird bei jedem positiven Nulldurchgang der ersten Phase der Netzspannung eine positive Flanke generiert. Ein von diesem Impuls gestarteter Zähler bildet die Funktion des Inkrementalgebers am maschinenseitigen Umrichter nach, wobei von einer konstanten Netzfrequenz ausgegangen wird. Somit können die beim Gleichrichter entworfenen Regelalgorithmen auch hier Verwendung finden. Als Stromrichtertyp ist beim Wechselrichter der Vienna- Stromrichter jedoch nicht einsetzbar.

Analog zum Gleichrichter ist der Einsatz von zwei *Stromreglern* ausreichend. Für den Stromreglerentwurf wird das dynamische Verhalten des *Stromrichters* durch ein VZ2- Glied nachgebildet, das Messen der Ströme erfolgt mit Hilfe der Stromwandler *SW1* und *SW2*. Im Zusammenhang mit der Störgrößenkompensation tritt hier an Stelle der Polradspannung die Netzspannung auf.

Durch Wahl der Stromamplitude kann der aus dem Zwischenkreis entnommene Gesamtstrom bestimmt und hierdurch dessen Spannung verändert werden. Somit bietet sich die Festlegung der Stromamplitude durch einen *Zwischenkreisspannungs- Regler* an. Die hierzu notwendige Messung der Zwischenkreisspannung wird durch einen geeigneten Spannungswandler (Block *SpW*) vorgenommen. Als Reglertyp findet oft ein PID- Regler Verwendung [Kun94]. Dessen

differenzierender Anteil bestimmt aus der Änderung der Zwischenkreisspannung den zugehörigen Lade- bzw. Entladestrom des Zwischenkreiskondensators und kann diesen mit entsprechend hoher Dynamik kompensieren. Bei dem vorliegenden Anlagenkonzept sind jedoch keine großen Lastsprünge zu erwarten (sogar ein fiktiver Sprung der Windgeschwindigkeit wird durch die große Trägheit integriert), so dass sich der Einsatz eines P- Reglers hier als ausreichend erwies.

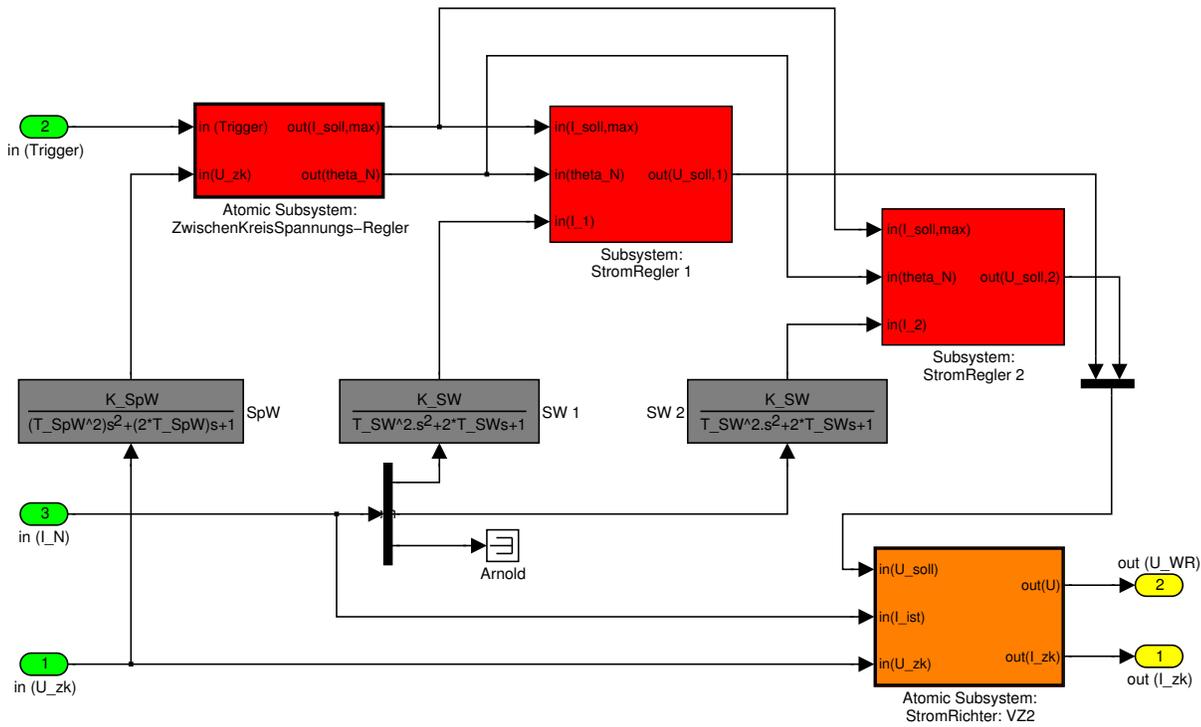


Abbildung 4.40: Strukturbild der Simulation eines Netzwechselrichters

Die Ergebnisse der (zum Test des Versuchsstandes durchgeführten Messungen) sind erwartungsgemäß identisch mit denen bei Einsatz des B6CI- Stromrichters als maschinenseitiger Gleichrichter (vergleiche Abschnitt 4.4.3.2). Bei dem hierzu verwendeten Hystereseregler unterscheidet sich lediglich die mittlere Pulsfrequenz bei einem festgelegten Hystereseband auf Grund der anderen wirksamen Induktivitäten der eingesetzten Kommutierungsdrosseln. Von der Möglichkeit der gezielten Kompensation einzelner Netzoschwingungen kann bei dieser Umsetzung allerdings kein Gebrauch gemacht werden. In diesem Zusammenhang wären beispielsweise Regelungsansätze interessant, die Transformationen in mehrere rotierende Koordinatensysteme vornehmen und dort die jeweils interessierende Frequenzkomponente als Gleichgröße ausregeln können. Solche weiterführenden Verfahren sind jedoch nicht Untersu-

chungsgegenstand der vorliegenden Arbeit.

5 Realisierung

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit ausgewählten Aspekten des Aufbaus eines geeigneten Versuchsstandes sowie der Umsetzung der ermittelten Regler am realen Objekt. Wenngleich der Umfang dieses Abschnitts scheinbar gering ist, so ist der tatsächliche Anteil an der vorliegenden Arbeit bedeutend höher. Zahlreiche der verwendeten Komponenten mussten nach einer Messung eingehender analysiert und ihre Modelle entsprechend verändert werden, um eine Übereinstimmung der (hier benötigten) Eigenschaften von Modell und realem Objekt zu erzielen. Die messtechnischen Untersuchungen aller verwendeten Komponenten werden nicht weiter kommentiert, sie finden jedoch ihren Ausschlag in den bei der Streckenanalyse verwendeten entsprechenden Übertragungsfunktionen. Die zur Verifizierung der entworfenen Regler aufgenommenen realen Sprungantworten sind beim Reglerentwurf bereits vorweggenommen worden, um eine gute Vergleichsmöglichkeit mit den theoretisch erwarteten Werten zu haben.

5.1 Versuchsstand

Zur Verifizierung der Simulationsergebnisse wurde ein geeigneter Versuchsstand konzipiert und aufgebaut. Dieser Versuchsstand (Abbildung 5.1) beinhaltet im Wesentlichen einen Maschinensatz, einen Stromrichterschrank, zwei Microcontroller sowie etliche Messwandler.

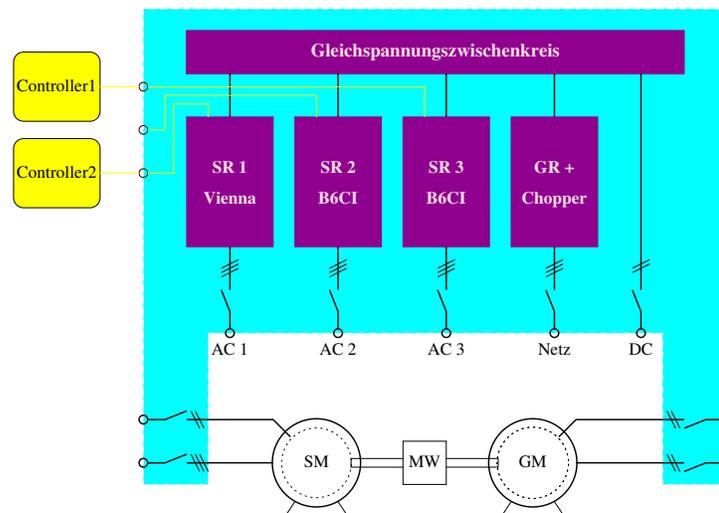


Abbildung 5.1: Prinzipieller Aufbau des konzipierten Versuchsstands

Der Maschinensatz besteht aus einer über eine Drehmomentenmesswelle mit einer Drehstrommaschine gekoppelten Gleichstrommaschine. Die Drehstrommaschine kann dank eines aus-

wechselbaren Läufers als Synchron- oder Asynchronmaschine ausgeführt werden. Drei auswechselbare Stromrichter (Abbildung 5.2) können mittels externer PWM- Signale (über Sub-D- Stecker) angesteuert werden, wobei beispielsweise Potentialtrennung und Schutzzeitgenerierung bereits realisiert sind. Über einen passiven Gleichrichter mit Vorladeeinrichtung kann ein

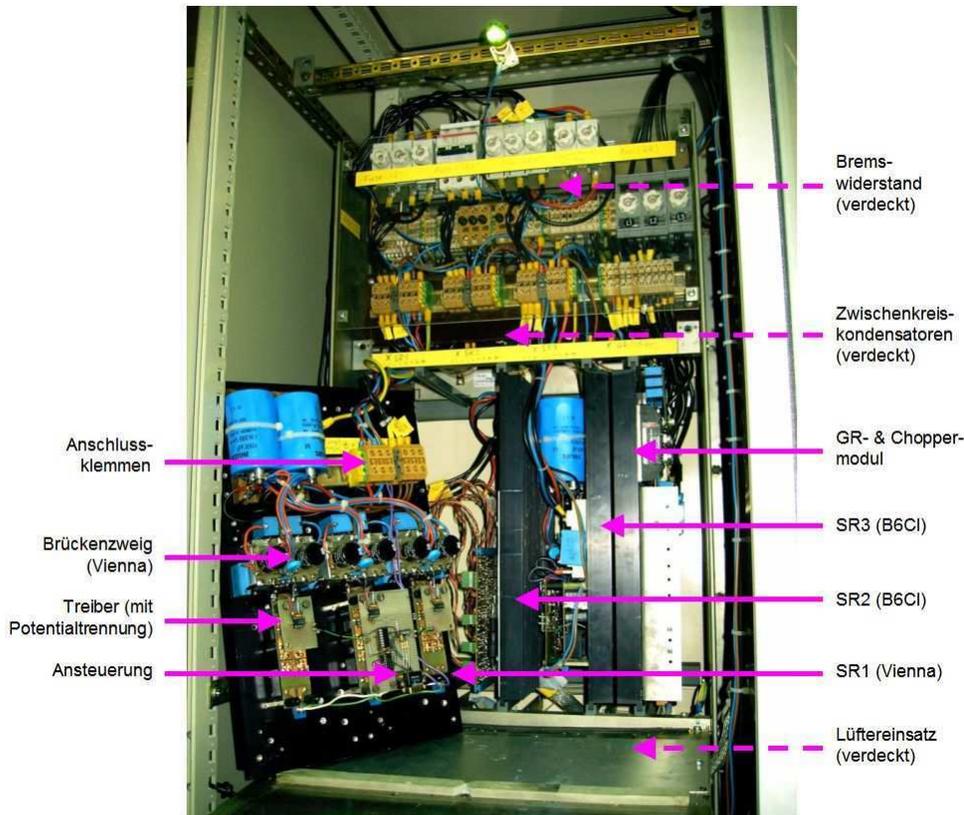


Abbildung 5.2: Auswechselbare Stromrichtermodule auf Einschub- Kühlkörpern am gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreis

gemeinsamer Gleichspannungszwischenkreis aufgeladen werden. Die Spannung dieses Zwischenkreises wird mit Hilfe eines Choppers auf einen einstellbaren Wert begrenzt. Dabei wurde bei allen Komponenten auf einen modularen Charakter geachtet, d.h. alle Leistungsanschlüsse führen jeweils über ein Schütz zu entsprechenden Sicherheitsbuchsen, die von einem zentralen Schaltpult aus wahlweise zuschaltbar sind. Somit können durch einfaches Verbinden von Stromrichtern, Maschinen, Messeinrichtungen, Induktivitäten, Netz etc. mittels Laborkabeln verschiedene antriebstechnische Problemstellungen nachgebildet werden. Die zur Ansteuerung der Stromrichter eingesetzten Microcontroller (Abbildung 5.3) befinden sich in 19" Gehäusen und können beispielsweise durch Austausch der Analogkarte (zur Filterung und Spannungsgelanpassung der Messsignale) modifiziert werden [TS93]. Der Anschluss von Messsignalen

erfolgt i.d.R. über BNC- Buchsen.



Abbildung 5.3: Ansteuerung der Umrichter mittels Microcontroller

Auf eine detaillierte Betrachtung der umfangreichen “Hardware” soll hier verzichtet werden, allerdings möchte ich allen in Form von Studien- und Diplomarbeiten am Aufbau dieses Versuchsstandes beteiligten Studenten an dieser Stelle nochmals meinen herzlichen Dank aussprechen.

5.2 Messaufbau

Zur Verifizierung der rechnerisch bzw. simulativ ermittelten Ergebnisse wurde mit Hilfe des entworfenen Teststandes der in Abbildung 5.5 schematisch dargestellte Messaufbau realisiert. Hierin wird die Gleichstrommaschine (GM) zur Nachbildung des von einer Windkraftanlage bei vorzugebenden Windgeschwindigkeiten erzeugten Drehmoments verwendet. Die zugeordnete Regelung (mit Hilfe eines entsprechend skalierten Windkraftanlagenmodells) erfolgt über eine PC- basierte Regeleinrichtung (dSpace). Die, über eine Momentenmesswelle gekoppelte, fremderregte Synchronmaschine (SM) ist als Generator eingesetzt. Ihre Erregung erfolgt mittels einer hochdynamisch geregelten Erreger- Einrichtung, so dass das Verhalten einer permanent-erregten Maschine annähernd nachgebildet werden kann. Als Gleichrichter (mit Gleichspannungszwischenkreis) können zwei verschiedene Topologien verwendet werden: ein B6CI- oder ein Vienna- Gleichrichter. Ein dreiphasiger Leistungsmesser dient der Bestimmung von Strom-, Spannungs-, Wirkleistungs- sowie Stromverzerrungs- und Spannungsverzerrungs- Werten. Zur

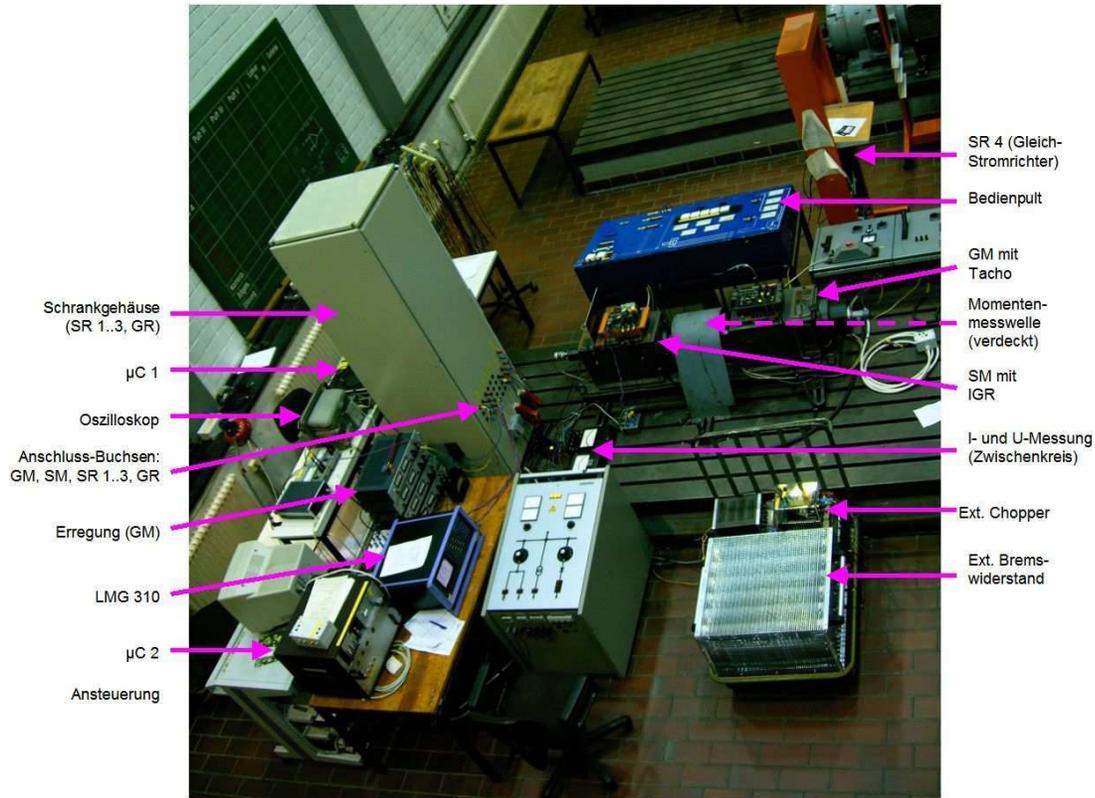


Abbildung 5.4: Antriebs- Versuchsstand in der Maschinenhalle der TU-Berlin

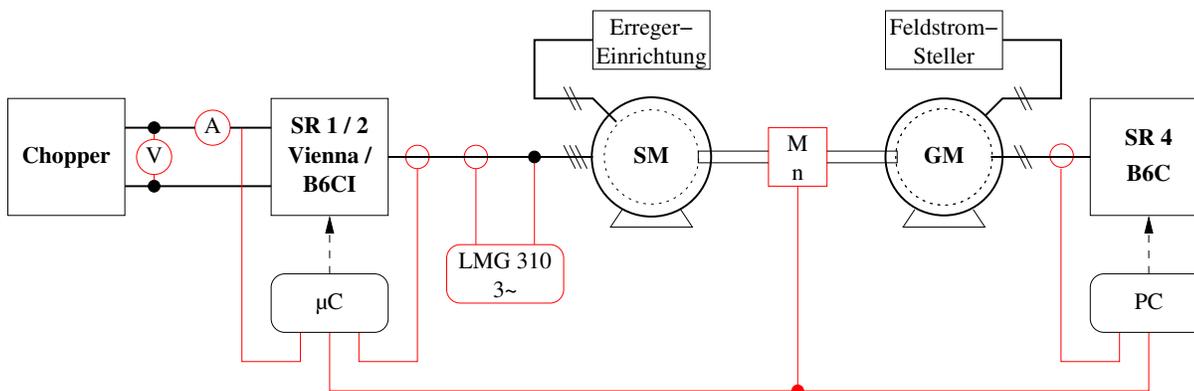


Abbildung 5.5: Schematische Darstellung des zur Nachbildung einer WKA verwendeten Messaufbaus

Regelung des jeweiligen Gleichrichters wird ein Microcontroller eingesetzt. Bei der Mehrzahl der Versuche wurde ein Bremschopper zum Konstanthalten der Zwischenkreisspannung benutzt. Dieser besitzt gleichfalls Kondensatoren, um (auf Grund des kleinen Stromrippels) eine genaue Bestimmung von Strom und Spannung im Gleichspannungszwischenkreis zu ermöglichen. Alternativ wurde ein B6CI- Umrichter als Netzwechselrichter eingesetzt.

Die wesentlichen Kenngrößen der verwendeten Komponenten sind in der nachfolgenden Tabelle aufgeführt.

Gerät	Kenngrößen
SM	Synchronmaschine, $U_{N(Y)} = 400\text{ V}$, $I_{N(Y)} = 4\text{ A}$, $f_N = 50\text{ Hz}$, $n_N = 1500\text{ rpm}$, $\Psi_N(I_{E,N}) = 1\text{ Vs}$, $I_{E,N} = 1\text{ A}$, $R_1 = 0,9\ \Omega$, $L_d = 33\text{ mH}$, $J = 0,7\text{ kgm}^2$
GM	Gleichstrommaschine, $U_{A,N} = 220\text{ V}$, $I_{A,N} = 22,3\text{ A}$, $n_N = 1450\text{ rpm}$, $c\Phi_N = 1,1\text{ Vs}$, $I_{F,N} = 0,6\text{ A}$, $R_A = 1,1\ \Omega$, $L_A = 19\text{ mH}$, $J = 0,7\text{ kgm}^2$
SR 1	Vienna- Gleichrichter, MOSFET: SPW47N60, Dioden: DSEI-06A (siehe Anhang A.3)
SR 2	B6CI- Umrichter, IGBT-Module: SKM100GB173D (siehe Anhang A.3)
SR 4	B6C- Umkehr- Stromrichter, Fa. AEG, $U_N = 400\text{ V}$, $I_N = 30\text{ A}$
LMG	Leistungsmessgerät, Fa. Zimmer, LMG 310, Genauigkeit 0,5 %
A	analoges Amperemeter, Dreheisen, Messbereich: 10 A, Genauigkeit: 0,5 %
V	analoges Voltmeter, Dreheisen, Messbereich: 800 V, Genauigkeit: 0,5 %
μC	Microcontroller, 80C167 (20 MHz), diverse Anpass-Elektronik
PC	PC basierte Regeleinrichtung, Programmierung mittels Matlab/ Simulink/ RealTimeWorkshop, Plattform: dSpace (1104, 40 MHz)

5.3 Programmierung

Zur Umsetzung der entworfenen Regelalgorithmen wird der Microcontroller SAB 80c167 eingesetzt. An dieser Stelle soll weder dessen Aufbau kommentiert, noch die zu Konfiguration zu setzenden Steuerregister näher beschrieben werden. Für den interessierten Leser finden sich Auszüge des kommentierten C- Quellcodes im Anhang A.5, aus dem die verwendete Konfiguration, Interrupt- Hierarchie etc. entnommen werden kann [oS96]. Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der systematischen Lösung der im Rahmen der Integerverarbeitung von natürli-

chen (Float-) Größen auftretenden Probleme. Hierzu ist eine geeignete Normierung der natürlichen Größen notwendig, wobei die folgenden Betrachtungen der Umsetzung in Programmcode vorausgingen. Ziel dieser Vorgehensweise ist die automatisierte Berechnung programmintern verwendeter Hilfsgrößen aus (im Headerfile definierten) natürlichen Größen, wodurch eine einfache Anpassung des Programms an veränderte Anforderungen möglich ist. Beispiele solcher natürlicher Größen sind die Modulationsfrequenz in Hertz (`#define F_PWM 12.0e3`), ein zum Nothalt verwendeter, zulässiger Maximalstrom in Ampere (`#define I_MAX 25.0`), oder die Nachstellzeit eines PI- Reglers in Sekunden (`#define T_N 26.3e-3`).

5.3.1 Zeitdiskreter PI- Regler

Der Regelalgorithmus für einen zeitdiskreten PI- Regler nach der Rechteckregel mit der Übertragungsfunktion lautet:

$$L_{PI} = \frac{U}{I_{soll} - I_{ist}} = K_p \frac{1 + \frac{T_z}{T_n} - z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (5.1)$$

Stellgröße der Regelung ist der Mittelwert der Ausgangsspannung U des Stromrichters, der gemäß der Steuerkennlinie (Gleichung (3.80)) aus der Periodendauer PD , der Pulsweite PW und der Zwischenkreisspannung U_{zk} bestimmt werden kann. Für die Umsetzung der Regelung im Microcontroller ist jedoch die Pulsbreite die eigentliche Ausgangsgröße. Bei invertierter Ansteuerung zweier Halbbrücken ergibt sich unter Vernachlässigung der Schutzzeit eine Bestimmungsgleichung gemäß

$$U = \frac{U_{zk}}{PD} (2PW - PD).$$

Durch Einsetzen dieser Bestimmungsgleichung in (5.1) kann (unter Voraussetzung einer zeitlich konstanten Zwischenkreisspannung) die Änderung der jeweils aktuellen Pulsweite $\Delta PW^{(k)} = PW^{(k)} - PW^{(k-1)}$ zum Zeitpunkt k ermittelt werden

$$\Delta PW^{(k)} = K_p PD \frac{\left(1 + \frac{T_z}{T_n}\right) \left(I_{soll}^{(k)} - I_{ist}^{(k)}\right) - \left(I_{soll}^{(k-1)} - I_{ist}^{(k-1)}\right)}{U_{zk}} \quad (5.2)$$

Nunmehr sind die hierin auftretenden natürlichen Größen (X_{sample}) durch ihre Darstellung als Integergrößen (iX_sample) zu ersetzen

$$\begin{aligned} U_{zk} &= \alpha_1 iU_zk, \\ I_{soll} &= \alpha_2 iI_soll, \\ I_{ist} &= \alpha_3 iI_ist, \end{aligned}$$

$$PD = \frac{1}{f_{pwm}} = \frac{iPD}{f_{Takt}},$$

$$PW = \frac{iPW}{f_{Takt}},$$

wobei sich die Normierungsfaktoren α aus der Abbildung des realen Wertebereichs (z.B. $U_{zk} = 0 \dots 800\text{V}$) auf den Wertebereich des A/D- Wandlers (z.B. 10 Bit: $0 \dots 1023$) ergeben (z.B. $\alpha_1 = 800.0\text{V} / 1023$). Das Einsetzen dieser normierten Größen in (5.2) ergibt schließlich (unter Voraussetzung von $\alpha_2 = \alpha_3$) den vom Microcontroller auszuführenden Regelalgorithmus

$$iDelta_PW = \frac{Norm2 \cdot iDiff_I - Norm3 \cdot iDiff_I_old}{iU_zk}, \quad (5.3)$$

mit

$$iDiff_I = I_{soll}^{(k)} - I_{ist}^{(k)},$$

$$iDiff_I_old = I_{soll}^{(k-1)} - I_{ist}^{(k-1)},$$

sowie den bei der Initialisierung des Programms zu berechnenden Normierungsfaktoren

$$Norm2 = iPD \cdot K_p \cdot \alpha_2 / \alpha_1 \cdot (1 + T_z / T_n),$$

$$Norm3 = iPD \cdot K_p \cdot \alpha_2 / \alpha_1.$$

Nun muss noch sichergestellt werden, dass die Normierungsfaktoren $NormX$ im Integerbereich liegen. Andernfalls müssen diese ihrerseits normiert werden, z.B.

$$NormX = 0,3 = \frac{iNormX}{iAlphaX} \approx \frac{307}{1024}.$$

Hierbei kann die vergleichsweise langsame Division (wegen $2^{10} = 1024$) durch den schnellen Shift- Right- Befehl ($>> 10$) ersetzt werden.

Abschließend ist noch auf eine Begrenzung der zulässigen Stellgröße sowie des integralen Anteils des PI- Reglers zu achten. Letzteres kann durch die rekursive Form der Berechnung erreicht werden, da die Begrenzung der Stellgröße ($0 \leq iPW \leq iPD$) hier auch eine Begrenzung des Integrators bewirkt.

Literatur

- [131] DIN 1311-1, *Schwingungen und schwingungsfähige Systeme*.
- [133] DIN 13373-1, *Zustandsüberwachung und -diagnostik von Maschinen, Schwingungs-Zustandsüberwachung*.
- [600a] EN 60034-1, *Drehende elektrische Maschinen, Bemessung und Betriebsverhalten*.
- [600b] EN 60034-2, *Drehende elektrische Maschinen, Verfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades von drehenden elektrischen Maschinen aus Prüfungen (ausgenommen Maschinen für Schienen- und Straßenfahrzeuge)*.
- [600c] EN 60034-3, *Drehende elektrische Maschinen, Besondere Anforderungen an Voll-synchronmaschinen*.
- [600d] EN 60034-4, *Drehende elektrische Maschinen, Verfahren zur Ermittlung der Kenngrößen von Synchronmaschinen durch Messungen*.
- [618] EN 61800-3, *Drehende elektrische Maschinen, EMV-Anforderungen einschließlich spezieller Prüfverfahren*.
- [AAS00] K. Argyriadis, A. Andreä, and H.D. Schneider, *Zertifizierung von Windenergieanlagen unter Berücksichtigung der Aeroelastizität*, 2000, <http://www.germanlloyd.org/mba/wind>.
- [Ach01] E. Acha, *Power system harmonics, computer modelling and analysis*, John Wiley and Sons, Ltd., 2001.
- [Aka03] H. Akagi, *Trends in power electronics and motor drives*, Proceedings of the Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, IEEE, 2003.
- [Ars89] D. Arsurdis, *Doppeltgespeister Drehstromgenerator mit Spannungszwischenkreisrichter im Rotorkreis für Windkraftanlagen*, Ph.D. thesis, Technische Universität Braunschweig, 1989.
- [AS72] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of mathematical functions*, 10 ed., Dover Publications, Inc., 1972.

- [Ber00] S. Bernet, *Recent developments of high power converters for industry and traction applications*, Transactions on power electronics, vol. 15, IEEE, 2000.
- [Bet26] A. Betz, *Windenergie und ihre Ausnutzung durch Windmühlen*, 1. ed., Vandenhoeck und Rupprecht, 1926.
- [Bos00] B.K. Bose, *Energy, environment and advances in power electronics*, Transactions on power electronics, vol. 15, IEEE, 2000.
- [Bos02] ———, *Power electronics and motor drives - recent technology advances*, International Symposium on Industrial Electronics, vol. 1, IEEE, 2002.
- [BS66] I.N. Bronstein and K.A. Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik*, 7. ed., B.G. Teubner Verlagsgesellschaft - Leipzig, 1966.
- [Bun07] Bundesverband Windenergie, *Zahlen und Fakten*, 2007, <http://www.wind-energie.de>.
- [CHR03] H.-R. Chang, E. Hanna, and A.V. Radun, *Development and demonstration of silicon carbide (sic) motor drive inverter modules*, Proceedings of Power Electronics Specialist, PESC, 34th Annual Conference, vol. 1, IEEE, 2003.
- [DK00] U. Drofenik and J.W. Kolar, *Grundfunktion und Vergleich hochfrequent getakteter ein- und zweistufiger Dreiphasen- Pulsleichrichtersysteme mit sinusförmiger Stromaufnahme*, e & i **2** (2000).
- [EON01] EON, *Ergänzende Netzanschlussregeln für Windenergieanlagen*, Tech. report, EON Netz GmbH, 2001.
- [Fas02] S. Fassbinder, *Netzstörungen durch aktive und passive Bauelemente*, 1. ed., VDE Verlag, 2002.
- [Fis95] R. Fischer, *Elektrische Maschinen*, 9. ed., Hanser, 1995.
- [Föl87] O. Föllinger, *Nichtlineare Regelungen 1*, 4. ed., R. Oldenbourg Verlag München Wien, 1987.
- [Föl94] ———, *Regelungstechnik, Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*, 8. ed., Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1994.
- [Gey02] M. Geyler, *Simulation und Aufbau eines Gleichstromantriebes zur Nachbildung des dynamischen Wellenmomentes eines Windkraftrotors*, 2002.

- [GFTM05] Deboy G., Dahlquist F., Reimann T., and Scherf M., *Latest generation of super-junction power mosfet permits the use of hard switching topologies for high power applications*, PCIM 2005, 2005.
- [GK89] R. Gasch and K. Knothe, *Strukturdynamik, Band 2*, 1. ed., Springer-Verlag, 1989.
- [Gol97] A.M. et. al. Gole, *Guidelines for modelling power electronics in electric power engineering applications*, IEEE Transactions on power delivery, vol. 12, IEEE power electronics modeling task force, 1997.
- [GT02] R. Gasch and J. Twele, *Wind power plants*, 1. ed., James and James, 2002.
- [Hüb02] W. Hübner, *Technische Mechanik iii: Kinematik und Kinetik, skript*, 2002, http://www.fh-muenchen.de/home/fb/fb05/vf/d_tech_mech_g.html.
- [Heu96] K. Heumann, *Grundlagen der Leistungselektronik*, 6. ed., B.G. Teubner, 1996.
- [HG02] M. Hernes and B. Gustavsen, *Simulation of shaft vibrations due to interaction between turbine-generator train and power electronic converters at the visund oil platform*, Proceedings of the Power Conversion Conference, vol. 3, PCC, 2002.
- [IEE92] IEEE, *IEEE std 519-1992, recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems*, 1992, Standard.
- [IEE00] _____, *IEEE std 1459-2000, trial-use standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions*, 2000, Standard.
- [Jen69] W. Jentsch, *Digitale Simulation kontinuierlicher Systeme*, R. Oldenbourg Verlag, 1969.
- [JW95] F. Jenni and D. Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*, 1. ed., vdf Hochschulverlag, 1995.
- [KEZ96] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, *Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor pwm (vienna) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module*, Proceedings, IEEE, 1996.
- [KR59] K.P. Kovács and I. Rácz, *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Band 1 und 2*, Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959.

- [Kun94] P. Kundur, *Power system stability and control*, McGraw-Hill, 1994.
- [Leh01] J. Lehmpfuhl, *Aktive Leistungsfaktorkorrektur für Synchrongeneratoren in Windkraftanlagen*, 2001.
- [Lun91] K. Lunze, *Theorie der Wechselstromschaltungen*, 8. ed., Verlag Technik GmbH Berlin, 1991.
- [Lun97] J. Lunze, *Regelungstechnik 2*, 1997.
- [MG90] Müller and Gerber, *Elektrische Maschinen; Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen*, 2. ed., VEB Verlag Technik, Berlin, 1990.
- [MGF⁺05] D. Montesinos, S. Galceran, Blaabjerk F., Sudria A., and Gomis O., *Sensorless control of pm synchronous motors and brushless dc motors*, EPE 2005, 2005.
- [Mic96] M. Michel, *Leistungselektronik, Eine Einführung*, 2 ed., Springer, 1996.
- [M.O00] Hansen. M.O., *Aerodynamics of wind turbines*, James and James, 2000.
- [Moh03] N. Mohan, *Teaching Utility Applications of Power Electronics in a First Course on Power Systems*, 2003, http://www.ece.mtu.edu/faculty/ljbohman/peec/panels/Future_Educators_GM%03/3_Mohan.ppt.
- [MRU⁺94] N. Mohan, W.P. Robbins, T.M. Undeland, R. Nilssen, and O. Mo, *Simulation of power electronic and motion systems - an overview*, Proceedings of the IEEE, vol. 82, IEEE, 1994, pp. 1287 – 1302.
- [MUR95] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power electronics*, 2. ed., John Wiley and Sons, Inc., 1995.
- [MW98] V.K. Madisetti and D.B. Williams, *The digital signal processing handbook*, IEEE press, 1998.
- [Nau99] D. Naunin, *Dynamisches Verhalten von Stromrichter-Maschinen-Systemen*, Vorlesungsskript, Technische Universität Berlin, 1999.
- [NRPL98] U. Nikolai, T. Reimann, J. Petzoldt, and J. Lutz, *Applikationshandbuch igt- und mosfet- leistungsmodule*, 1998.
- [oS96] People of Siemens, *16 bit microcontrollers c167 derivatives*, 2.0 ed., 1996.

- [oS05] People of Simetrix, *SIMetrix Intro 4.5*, 2005, <http://www.newburytech.co.uk>.
- [Peo04] People of MathWorks, *Matlab function reference, FFT*, 2004, <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/techdoc/ref/fft.html>.
- [PS05] Y. Plotkin and M Stiebler, *Sixth torque harmonic in pwm inverter-fed induction drives and its compensation*, Industry Applications, IEEE Transactions on **41** (2005).
- [QD99] N.P. Quang and J.A. Dittrich, *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelung*, 2. ed., expert Verlag, 1999.
- [QS99] C. Qiao and K. Smedley, *A general three-phase pfc controller for rectifier with a series-connected dual-boost topology*, IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, 1999.
- [QS00] ———, *Three-phase unity-power-factor vienna-rectifier with unified constant-frequency integration control*, CIEP, Mexico, 2000.
- [San00] Ch. Saniter, *Regelung eines aktiven Netzfilters zur Reduzierung von Netzrückwirkungen einer Windenergieanlage*, 2000.
- [San02] ———, *Simulation elektromechanischer Systeme, Vorlesungsskript zur 3. Übung*, Tech. report, Technische Universität Berlin, 2002.
- [Sch92] H. Schaumburg, *Sensoren*, B.G. Teubner Stuttgart, 1992.
- [Sch93] W. Schmusch, *Elektronische Meßtechnik*, 3. ed., Vogel Buchverlag, 1993.
- [Sch95a] R. Schönfeld, *Elektrische Antriebe*, 1. ed., Springer Buchverlag, 1995.
- [Sch95b] D. Schroeder, *Elektrische Antriebe 2, Regelung von Antrieben*, 1. ed., Springer, 1995.
- [Sch00] ———, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, 2. ed., Springer, 2000.
- [Sch02a] I. Schiemenz, *Regelung einer drehzahlvariablen Windenergieanlage mit permanenterregtem Synchrongenerator mittels eines Suchverfahrens*, Ph.D. thesis, Technische Universität Berlin, 2002.
- [Sch02b] D. Schulz, *Untersuchungen von Netzrückwirkungen durch netzgekoppelte Photovoltaik- und Windkraftanlagen*, Ph.D. thesis, Technische Universität Berlin, 2002.

- [Sch04] ———, *Netzrückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung*, 1 ed., VDE Verlag GmbH, 2004.
- [SL04] Power Standards Lab, *Tutorials and Standards for the Power Quality Industry*, 2004, <http://powerstandards.com/tutor.htm>.
- [SOAK05] W. Saito, I. Omura, S. Aida, and S. Koduki, *Over 1000V semi-superjunction mosfet with ultra-low on-resistance blow the si-limit*, PESC 2005, 2005.
- [SP94] R. Schultes and I. Pohle, *Programmierung des 80c166 Microcontrollers*, 1. ed., Franzis, 1994.
- [SSH03] C. Saniter, D. Schulz, and R. Hanitsch, *Harmonics and interharmonics generated by wind energy converters-measurements and a novel modelling approach in the frequency domain*, Eltra Workshop (Billund), Eltra, 2003, CD Rom or Conference Proceedings.
- [Sti98] M. Stiebler, *Dynamik elektrischer Maschinen, Vorlesungsskript*, Tech. report, Technische Universität Berlin, 1998.
- [SW91] J.J. Slotine and L. Weiping, *Applied nonlinear control*, 1991.
- [SY01] K. Satoh and M. Yamamoto, *The present state of the art in high-power semiconductor devices*, Proceedings of the IEEE, vol. 89, IEEE, 2001.
- [TH03] E. Twining and D.G. Holmes, *Grid current regulation of a three-phase voltage source converter with an LCL input filter*, Transactions on Power Electronics, vol. 118, IEEE, 2003, pp. 888 – 895.
- [The02] The MathWorks, *Matlab user guide*, 2002.
- [TS93] U. Tietze and Ch. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 10. ed., Springer-Verlag, 1993.
- [Wak01] G.J. Wakileh, *Power system harmonics, fundamentals, analysis and filter design*, Springer-Verlag, 2001.
- [Web03] J. Weber, *Stabilitätsanalyse eines VIENNA- Gleichrichters mit One-Cycle-Controller*, Doktorandenkolloquium "Leistungselektronik 2003" der Technischen Universität Berlin, 2003.

- [Wen02] L. Wendt, *Taschenbuch der Regelungstechnik*, 4 ed., Verlag Harri Deutsch, 2002.
- [Wik99] Wikipedia, *George westinghouse*, 1999, http://en.wikipedia.org/wiki/George_Westinghouse.
- [Win97] A. Wintrich, *Verhaltensmodellierung von Halbleitern für den rechnergestützten Entwurf leistungselektronischer Schaltungen*, Ph.D. thesis, Technische Universität Chemnitz, 1997.
- [Win98] M. Winkelkemper, *Koordinatentransformationen in Drehstromnetzen und Induktionsmaschinen*, Technischer Bericht, Technische Universität Berlin, 1998.
- [Zen02] Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V., Fachverband Automation, *Elektrische Antriebe - Komponenten und Systeme, Die elektrische Antriebstechnik in Deutschland, Jahresbericht 2001*, 2002.
- [Zen04] ———, *Elektrische Antriebe - Komponenten und Systeme, Die elektrische Antriebstechnik in Deutschland, Jahresbericht 2003*, 2004.

A Anhang

A.1 Abkürzungen

B6	6-Puls Diodenbrücke
B6CI	6-Puls Brücke mit IGBT-Schaltern (Zweipunktstromrichter)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGR	Inkrementalgeber
FU	Frequenz-Umrichter
GM	Gleichstrom-Maschine
HIL	Hardware In the Loop
MOSFET	Metal-Oxid-Semiconductor Field-Effect-Transistor
PFC	Power Factor Correction
R&G	Rotor und Getriebe
SM	Synchron-Maschine
SR	Strom-Richter
WKA	Wind-Kraft-Anlage

A.2 Formelzeichen

a	Beschleunigung
a	axiale Induktion
A	Fläche
B	magnetische Flussdichte
c	Maschinenkonstante
c_A	Auftriebsbeiwert
c_m	Momentenbeiwert
c_p	Leistungsbeiwert
C	elektrische Kapazität
d, q	flussorientiertes, karthesisches Koordinatensystem
c_w	Widerstandsbeiwert
E	Energie
E	elektrische Feldstärke

f, F	Kraft
i, I	elektrischer Strom
J	Trägheitsmoment
k, K	Koeffizient
k	Koppelfaktor
k_{ue}	Getriebeübersetzung
K	Kreisverstärkung
l	Länge
L	Induktivität
L	Übertragungsfunktion
m	Masse
m, M	Drehmoment
M	Gegeninduktivität
p	Druck
P	Leistung
PD	Perioden-Dauer
PW	Puls-Weite
r, R	Radius
R	elektrischer Widerstand
s	Laplace- Operator
s	mechanische Steifigkeit
S	Schaltzustand
t	Zeit
t_b	Blatttiefe
T	Zeitkonstante, Periodendauer
u	Umfangsgeschwindigkeit
u, U	elektrische Spannung
u, v, w	Dreiphasensystem
v	Geschwindigkeit
w	Windungszahl
x, y, z	karthesisches Koordinatensystem
z	Verschiebungsoperator (zeitdiskrete Darstellung)
z_p	Polpaarzahl
α	Winkelbeschleunigung, Anströmwinkel

α, β	ständerortsfestes, karthesisches Koordinatensystem
η	Wirkungsgrad
θ	Pitchwinkel
ϑ	(Polrad)- Winkel
λ	Schnelllaufzahl
ρ	Dichte
φ	elektrisches Potential
ϕ	Phasenwinkel
Φ	magnetischer Fluss
Ψ	verketteter magnetischer Fluss
ω, Ω	Winkelgeschwindigkeit
b	Vektor der Belastungskräfte
D	Dämpfungsmatrix
G	Drehsteifigkeitsmatrix
M	Massensystemmatrix
P	Rotationsträgheitsmatrix
S	Steifigkeitssystemmatrix
T	Koordinatentransformationsmatrix
u	Ortsvektor (mittels modaler Kondensation genähert)
v	Eigenvektor
x	Ortsvektor

A.3 Bauelemente-Parameter zur Verlustberechnung

A.3.1 Dioden

	$U_{F,0}[\text{V}]$	$r_F[\text{m}\Omega]$	$E_{\text{off}}^* \left[\frac{\text{nW}}{\text{VA}} \right]$
DSEI60-06A	1,01	7,1	17
SKB25	0,85	7	833
SKM100GB123D	1,1	9	67
SKM400GB123D	1,1	3	67
SKM100GB173D	1,3	9	166

A.3.2 IGBT

	$U_{CE,0}[\text{V}]$	$r_D[\text{m}\Omega]$	$E_{\text{off}}^* \left[\frac{\text{nW}}{\text{VA}} \right]$	$E_{\text{on}}^* \left[\frac{\text{nW}}{\text{VA}} \right]$	$C_{\text{oss}}[\text{nF}]$
SKM100GB123D	1,4	14,6	178	222	0,7
SKM400GB123D	1,4	5	222	211	3,3
SKM100GB173D	2,2	30	233	389	1

A.3.3 MOSFET

	$r_D[\text{m}\Omega]$	$E_{\text{off}}^* \left[\frac{\text{nW}}{\text{VA}} \right]$	$E_{\text{on}}^* \left[\frac{\text{nW}}{\text{VA}} \right]$	$C_{\text{oss}}[\text{nF}]$
SPW47N60	125	67	100	2,9

Anmerkung: Zur Bestimmung der spezifischen Schaltenergie $E_{\text{on/off}}^*$ wurde die (Dauer-) Avalanche-Energie von 1 mW bei 20 A und einer Sperrspannung von 300 V zu 2/5 und 3/5 auf die Aus- und Einschaltverluste aufgeteilt.

A.4 S- Funktionen

A.4.1 Synchronmaschine

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% matlab s-function:      Synchronous Generator [d,q]-Koordinaten
%                        4 Parameters
%
%
% description based on continuous state equations:
%   x' = Ax + Bu  --> flag 1
%   y  = Cx + Du  --> flag 3
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [sys,x0,str,ts] = em_u2i_o2m(t,x,u,flag,M,O,Y,I_F0)

switch flag,

    case 0 % Initialization
        [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u,I_F0);

    case 1 % Calculate derivatives
        sys = mdlDerivatives(t,x,u,O,Y);

    case 3 % Calculate output
        sys=mdlOutputs(t,x,u,M);

    case { 2, 4, 9 } % unused flags
        sys=[];

    otherwise
        error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% case 0 % Initialization
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes(t,x,u,I_F0)

    sizes = simsizes;
    sizes.NumContStates = 5;
    sizes.NumDiscStates = 0;
    sizes.NumOutputs = 6;
    sizes.NumInputs = 6;
    sizes.DirFeedthrough = 1;
    sizes.NumSampleTimes = 0;
    x0 = zeros(5,1);
    x0(3)=I_F0;
    sys = simsizes(sizes);
    str = [];
    ts = [];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% case 1 % Calculate derivatives
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function sys = mdlDerivatives(t,x,u,O,Y);

    omegaF=u(6);
    A=[
        O(1,1),      omegaF*O(1,2),  O(1,3),      O(1,4),      omegaF*O(1,5);
        omegaF*O(2,1), O(2,2),      omegaF*O(2,3), omegaF*O(2,4), O(2,5);
        O(3,1),      omegaF*O(3,2), O(3,3),      O(3,4),      omegaF*O(3,5);
        O(4,1),      omegaF*O(4,2), O(4,3),      O(4,4),      omegaF*O(4,5);
        omegaF*O(5,1), O(5,2),      omegaF*O(5,3), omegaF*O(5,4), O(5,5)
    ];
    B=Y;
    sys=A*x+B*u(1:5);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% case 3 % Calculate output
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function sys = mdlOutputs(t,x,u,M)

    iS_d=x(1);
    iS_q=x(2);
    iF_d=x(3);
    iD_d=x(4);
    iD_q=x(5);
    LS_d=M(1);
    LS_q=M(2);
    MSF_d=M(3);
    MSD_d=M(4);
    MSD_q=M(5);
    k_m=M(6);

    m_i=-k_m*(iS_d*(iS_q*LS_q + iD_q*MSD_q) - iS_q*(iS_d*LS_d + iD_d*MSD_d + iF_d*MSF_d));

    sys=[x(1);x(2);x(3);x(4);x(5);m_i];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

A.4.2 Vienna- Stromrichter

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% matlab s-function:   switched Kolar-Rectifier, Mp floating
% returns 3 phase voltage from input u = [switch_position_1..3, i_1..3, U_zk]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [sys,x0,str,ts]=Ks_mpf(t,x,u,flag)

switch flag,

    case 0 % Initialization
        [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u);
    case 3 % Calculate output
        sys=mdlOutputs(t,x,u);
    case { 1, 2, 4, 9 } % unused flags
        sys=[];
    otherwise
        error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% case 0 % Initialization
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes(t,x,u)

    sizes = simsizes;
    sizes.NumContStates = 0;
    sizes.NumDiscStates = 0;
    sizes.NumOutputs = 3;
    sizes.NumInputs = 7;
    sizes.DirFeedthrough = 1;
    sizes.NumSampleTimes = 0;

    sys = simsizes(sizes);
    x0 = [];
    str = [];
    ts = [];

```


A.5 C-Programm des Microcontrollers

```

/*****
main.c
zugehoerige Header-Datei: main.h
*****/
* C-Programm fuer einen C167-uC zur Stromregelung einer SM (Thomas Sadowski)
*
* A/D-Kanal 0: Delta_U_zk
* A/D-Kanal 1: U_zk
* A/D-Kanal 2: I_v (Messwandler so anschliessen, dass generat. Strom positiv ist)
* A/D-Kanal 3: I_u (Messwandler so anschliessen, dass generat. Strom positiv ist)
* Timer 4: Drehzahlmessung mittels Inc.- Geber (verwendet auch T2, T3 und CC0)
* Timer 5: Winkelmessung
*
* iError:      1      manueller Programmabbruch (Front linker Schalter nach oben)
*              2      I_u zu hoch (Betrag)
*              3      I_v zu hoch (Betrag)
*              4      Summe U_zk zu hoch
*              5      Diff. U_zk zu hoch (Betrag)
*              6      n zu hoch
*
* main.c (IRL 0):
*      Initialisierung
*      EndlosSchleife die bei Auftreten eines Fehlers (iError) verlassen wird
*
* pwm.c (IRL 15):
*      mit Soft-Counter A/D-Wandlung (PEC-Transfer) ausloesen = Regelfrequenz f
*
* adc.c (IRL 14):
*      A/D-Werte einlesen
*      PWM-Werte berechnen
*      Fehlerueberwachung
*
* letzte Aenderung: 12.09.04 durch Thomas Sadowski
*****/

#include "main.h"

/***** Hauptprogramm *****/
void main(void)
{
    init();
    IEN = 1;                // globale Interupt-Freigabe setzen

    for(iError = 0; iError == 0;)    // Endlos-Schleife bis Error auftritt
    {
        if(_getbit(P2,5) == 0)    // Warten auf manuelle Freigabe
        {
            PWMIE = 0;            // PWM Interupt-Freigabe sperren
            PWMIR = 0;            // InterruptRequest PWM loeschen
#ifdef B6
            _putbit(0,P2,3);        // Ansteuerung B6 sperren
#endif
#ifdef VR
            _putbit(0,P2,4);        // Ansteuerung VR sperren
#endif
        }
        else
        {
#ifdef B6
            _putbit(1,P2,3);        // Ansteuerung B6 freigeben
#endif
#endif
    }
}

```

```

#ifdef VR
    _putbit(1,P2,4);           // Ansteuerung VR freigeben
#endif
    PWMIE = 1;                // PWM Interupt-Freigabe setzen
}
if(_getbit(P2,7) == 1)       // manueller Programmabbruch (linker Schalter)
    iError = 1;
pwm3();                       // Ausgabe eines Test-Signals auf Front-BNC-Buch
}

IEN = 0;                       // globale Interupt-Freigabe sperren
#ifdef B6
    _putbit(0,P2,3);         // Ansteuerung B6 sperren
#endif
#ifdef VR
    _putbit(0,P2,4);         // Ansteuerung VR sperren
#endif
PEN0 = 0;                      // (0..3) ENable: none
}                               // Ende: main(void)

/***** Initialisierung *****/

void init(void)
{
    double dTemp;
    unsigned int uiTemp;
    double dT_zi;
    int i;
    int iN_1, iN_2, iT_2;

    IEN = 0;                    // Alle Interrupts gesperrt

// INIT Ports P2.1, .3 & .4, P2.5 bis P2.7 sind nach Reset automatisch als Eingang konfi
    _putbit(0,P2,1);           // P2.1 = 0 (Testbit)
    _putbit(0,P2,3);           // P2.3 = 0 (B6 gesperrt)
    _putbit(0,P2,4);           // P2.4 = 0 (VR gesperrt)
    _putbit(1,DP2,1);          // P2.1 als Ausgang (Testbit)
//    _putbit(0,DP2,1);         // P2.1 als Eingang (Testbit)
    _putbit(1,DP2,3);          // P2.3 als Ausgang (Freigabe B6)
    _putbit(1,DP2,4);          // P2.4 als Ausgang (Freigabe VR)

// INIT A/D-Wandler

    ADCON = 0x423;             // (0..3) input ch. = 1, (4..5) Mode = AutoScan,
//    ADCH = 3;                 // (9) wait for read = 1, (10) Ch. Inj. enabled
//    ADM = 2;
//    ADWR = 1;
//    ADCIN = 0;

// INIT PEC-Transfer fuer A/D-Wandler

    ADCIC = 0x78;              // IR enabled, PEC0(priority=14, group=0)
    PECC0 = 0x0204;            // (0..7) COUNT=4, INC=01 (DSTP0++), word transf
    SRCP0 = (int)&ADDAT;       // SourcePointer PEC Kanal 0
    DSTP0 = (int)iADDAT;        // Dest.Pointer -> AD-Kanal n nach ad_dat[0], n-

// PWM-Periodendauer
    dTemp = F_CPU;
    dTemp *= 0.5;              // (comment line for edge aligned PWM)
    dTemp /= F_PWM;
    PD_1 = (int)dTemp;

// INIT PWM Module
    _putbit(0,P7,0);           // PWM-Signal invertiert
    _putbit(0,P7,1);
    _putbit(0,P7,2);
    _putbit(1,P7,3);

```

```

    _putbit(1,DP7,0);           // Ports als Ausgaenge
    _putbit(1,DP7,1);
    _putbit(1,DP7,2);
    _putbit(1,DP7,3);
    PP0 = PD_1;                // Perioden-Register PPx
    PP1 = PD_1;
    PP2 = PD_1;
    PW0 = PD_1 >> 1;          // Pulsweite: U_out = 0
    PW1 = PD_1 >> 1;
    PW2 = PD_1 >> 1;
// uiTemp = 0x400;           // Front-BNC fuer A/D- Werte
    uiTemp = PD_1;            // Front-BNC fuer Pulsweite
// uiTemp = (int)N_D_MAX;    // Front-BNC fuer Drehzahl
// uiTemp = N_INC;          // Front-BNC fuer Drehwinkel
// uiTemp = 2 * MAX_SIN_TAB; // Front-BNC fuer sin(Polradwinkel)
    PP3 = uiTemp;
// PWMCON0 = 0x10D;         // (0..3) TimerRun: 0,2,3; (4..7) f=f_cpu; (8..1
// PWMCON1 = 0xDD;         // (0..3) ENable: 0,2,3; (4..7) Mode: edge/cente
// PWMIC = 0x3C;          // IR disabled (enabled by switch), IR level =15
    PWMCON0 = 0x10F;         // (0..3) TimerRun: 0,1,2,3; (4..7) f=f_cpu; (8.
    PWMCON1 = 0xFF;         // (0..3) ENable: 0,1,2,3; (4..7) Mode: edge/ce
    PWMIC = 0x3C;          // IR disabled (enabled by switch), IR level: 15

// INIT Drehzahlmessung
/*****
 *
 * CapCom 0:    Zeitbasis fuer Triggersignal (an T2_in) zur Uebernahme der von T3 gezaeh
 *              Impulse (Inc.- Geber) in Register T4. CC0_out (P2,0) -> T2_in (P3,7)
 *
 * Timer 2:    pos. Flanke an T2_in (P3,7) triggert Uebernahme von Counter T3 nach T4
 *              Ruecksetzen von Counter T3 mit Inhalt T2 (=0)
 *
 * Timer 3:    Counter fuer Inc.- Geber Pulse (pos. Flanke) an T3_in (P3,6)
 *
 * Timer 4:    uebernimmt Pulse pro Zeiteinheit = Drehzahl
 *
 *****/
    CCM0 = 0x7;                // CapCom0 als Zeitbasis der Drehzahlmessung
    _putbit(1,DP2,0);         // CC0IO als Ausgang
    dTemp = F_CPU;           // PeriodenDauer: Torzeit der Drehzahlmessung
    dTemp /= 8.0;
    dTemp *= N_D_MAX;
    dTemp /= (double)N_INC;
    dTemp /= N_MAX;
    dTemp *= 60.0;           // min -> s
    uiTemp = (int)dTemp;
    uiTemp = 0xFFFF - uiTemp; // PeriodenDauer = Ueberlauf - Reload
    CC0 = uiTemp + 2;         // Compare-Wert: Start Torzeit (bis Ueberlauf TC
    T01CON = 0x40;           // Timer mit f_CPU / 8, Start
    T0REL = uiTemp;          // PeriodenDauer CapCom0
    T2 = 0;                  // Reload-Wert fuer T3
// _putbit(0,DP3,7);         // T2IN als Eingang
    T2CON = 0x21;            // Reload T2 nach T3 bei pos. Flanke an T2IN (CC
    T3 = 0;
// _putbit(0,DP3,6);         // T3IN (P3.6) als Eingang
    T3CON = 0x49;            // extern Counter pos. Flanke an T3IN -> INC_1,
    T4 = 0;
// _putbit(0,DP3,5);         // T4IN (P3.5) als Eingang
    T4CON = 0x2A;            // Capture T3 nach T4 bei neg. Flanke an T4IN (C

// INIT Winkelmessung
// _putbit(0,DP5,13);        // T5IN (P5.13) als Eingang
    T5CON = 0x5049;          // T5I=001, T5M=01 (ext. Counter, pos. Flanke ar
// _putbit(0,DP3,2);        // clear on pos. Flanke at (P3.2) CAPIN -> INC_C

// ein paar Konstanten
    PI = acos(-1.0);

```

```

PD_2 = PD_1 >> 1;           // halbe PWM-Periode
PD_3 = 3 * PD_2;           // 3 / 2 PWM-Periode
PD_4 = PD_1 << 1;         // 2 PWM-Perioden

// Schutzzeit
dTemp = T_SCHUTZ * F_CPU * 0.5;
dTemp *= 0.5;              // (comment line for edge aligned PWM)
PW_S = (int)(0.7 * dTemp); // einstellen mit Form Vorsteuer-Signal (U_p = C
dTemp *= 1.5;
PW_MIN = (int)dTemp;       // kuerzeste Einschaltdauer
PW_MAX = PD_1 - PW_MIN;    // laengste Einschaltdauer

// Normierungsfaktoren 2 und 3 zur Berechnung der ReglerSpannung
dTemp = K_pi;
dTemp *= ALPHA_2;
dTemp /= ALPHA_1;
dTemp *= 2048.0;           // * NORM_3,4 = * NORM_3,4; >> 11
// dTemp *= (float)PD_1;    // * NORM_3,4 = * NORM_3,4; / PD_1
NORM_3 = (int)dTemp;       // Norm.-Faktor (PI-Regler)
dT_zi = (double)K_ZI / F_PWM; // Abtastperiode
dTemp *= (1.0 + dT_zi / T_ni);
NORM_2 = (int)dTemp;       // Norm.-Faktor (PI-Regler)

// Normierungsfaktor 4 zur Berechnung der KompensationsSpannung
dTemp = 2.0 * PI * ALPHA_4N; // ALPHA_4
dTemp *= CPHI;
dTemp /= ALPHA_1;
dTemp /= (double)MAX_SIN_TAB;
// dTemp = 1.0 / dTemp;
dTemp *= 131072.0;         // NORM_4 => NORM_4a; SHR 17
NORM_4 = (int)dTemp;

// Normierungsfaktor 5 zur Berechnung der VorsteuerSpannung
dTemp = 4.0 * PI * ALPHA_4N; // 2 * ALPHA_4
dTemp *= ALPHA_2;
dTemp *= L_d;
dTemp *= 1.6;              // einstellen mit Amplitude Vorsteuersignal (U_p
dTemp /= ALPHA_1;
dTemp /= (double)MAX_SIN_TAB;
dTemp *= 256.0;            // * NORM_5 => SHR 8; * NORM_5a
dTemp *= 262144.0;         // * NORM_5a => * NORM_5b; SHR 18
NORM_5 = (int)dTemp;

// Maximum-Wert der Zwischenkreisspannung
dTemp = U_ZK_M;
dTemp /= ALPHA_1;
U_ZK_MAX = (int)dTemp;
dTemp = D_U_ZK_M;
dTemp /= ALPHA_0;
DIFF_U_ZK_MAX = (int)dTemp;

// Maximum-Werte des Stroms
dTemp = I_M1;
dTemp /= ALPHA_2;
I_MAX1 = (int)dTemp;       // max Soll-Strom
dTemp = I_M2;
dTemp /= ALPHA_2;
I_MAX2 = (int)dTemp;       // max Ist-Strom

// Tabelle: sin(Polradwinkel) (gegen Phase U)
for(i = 0; i < THETA_MAX; i++)
{
    dTemp = sin(2.0 * PI * Z_P * (double)(i + THETA_U_0) / (double)N_INC) * (double)
    sin_tab[i] = (int)dTemp;
}

// Offset Polradwinkel

```

```

dTemp = 4.0 / 3.0 * (double)N_INC / Z_P;
THETA_V_0 = (int)dTemp; // sin(Phase V)
dTemp = 1.0 / 4.0 * (double)N_INC / Z_P;
THETA_COS = (int)dTemp; // cos(theta_p) = sin(theta_p + pi/2)

// drehzahlabhaengige Stromsollwerte berechnen (lambda_opt- Steuerung)

iN_MAX = N_D_MAX;
dTemp = (float)N1;
dTemp /= N_MAX;
dTemp *= N_D_MAX;
iN_1 = (int)dTemp;
dTemp = (float)N2;
dTemp /= N_MAX;
dTemp *= N_D_MAX;
iN_2 = (int)dTemp;
dTemp = I_M1;
dTemp /= ALPHA_2;
iI_2 = (int)dTemp;
for(i=0; i<= iN_MAX; i++)
{
    if(i < iN_1) // 0 < n < N1: P = 0, M = 0, I = 0
        iI_soll[i] = 0;
    else
    {
        if(i < iN_2) // N1 < n < N2: P ~ n*n*n, M ~ n*n, I ~ n
        {
            dTemp = (float)i;
            dTemp /= (float)iN_2;
            dTemp *= (float)iI_2;
            iI_soll[i] = (int)dTemp;
        }
        else // N2 < n < N_MAX: P = const, M ~ 1/n, I ~ 1/r.
        {
            dTemp = (float)iN_2;
            dTemp *= dTemp;
            dTemp /= (float)i;
            dTemp /= (float)i;
            dTemp *= (float)iI_2;
            iI_soll[i] = (int)dTemp;
        }
    }
} // end for
} // Ende: void init(void)

/*****
// pwm.c
// zugehoerige Header-Datei: pwm.h
/*****
* pwm.c (IRL 15):
* mit Soft-Counter A/D-Wandlung (PEC-Transfer) ausloesen = Regelfrequenz f
*
* letzte Aenderung: 12.06.04 durch Thomas Sadowski
/*****

#include "pwm.h"

/***** PWM-Interrupt *****/
interrupt (0x3f) void pwm_isr(void)
{
    iCounter++;
    if(iCounter == K_ZI) // Abtast-Frequenz = PWM-Frequenz / K_ZI
    {
//        _putbit(1,P2,1); // Testbit setzen (Front, BNC-Mitte)
        DSTP0 = (int)iADDAT; // reset PEC-Transfer Dest.Pointer
    }
}

```

```

        PECC0 = 0x0204;           // (0..7) COUNT=4, INC=01 (DSTP0++), wor
        ADST = 1;                // PEC A/D-Wandlung starten (Strom + Sol
        iCounter = 0;
//      _putbit(0,P2,1);         // Testbit loeschen (Front, BNC-Mitte)
    }
}                                 // Ende IR-Routine: pwm_isr(void)

/*****
adc.c
zugehoerige Header-Datei: adc.h
*****
* A/D-Werte einlesen
* lambda_opt- Steuerung (I_soll_dach- Vorgabe)
* (Polrad-) Spannungskompensation
* Vorsteuer- Spannung (ohne ohmschen Widerstand) Phase U und V
* Regeldifferenz (Phase U und V) bestimmen
* PI-Regler: Phase U
* PI-Regler: Phase V
* Steuerkennlinie des Umrichters (B6 || VR)
* Pulsweiten begrenzen und zuweisen (B6 || VR)
* Fehlerkontrollen
*
* letzte Aenderung: 12.09.04 durch Thomas Sadowski
*****

#include "adc.h"

/***** ADC-Interrupt *****/
interrupt (0x28) void adc_isr(void)
{
    int iPW_0, iPW_1, iPW_2;           // Pulsweite
    int iDiff_I_u, iDiff_I_v;         // aktuelle Regeldifferenz
    int iU_u, iU_v;                   // Soll-Spannung
    int iU_komp_u, iU_komp_v;         // Kompensations-Spannung
    int iU_vorst_u, iU_vorst_v;       // Vorsteuer-Spannung
    int iU_cont_u, iU_cont_v;         // Regler-Spannung (Phase U und V)
    int iIsoll;                        // Scheitelwert des Stroms (lambda- Rege
    int iSin_theta_u, iSin_theta_v;    // sin(Polradwinkel) fuer Strom-Sollwert
    int iTheta, iI_w, iTemp;
    int iU_zk2;                        // max-wind-up-Spannung (PI Regler)
    long int liTemp, liU_cont;

    _putbit(1,P2,1);                 // Testbit setzen (Front, BNC-Mitte)

// A/D-Werte einlesen
    iI_u = (iADDAT[0] & 0x3ff) - OS_3; // Messwert Ch3 auswerten, I_u (Analogka
    iI_v = (iADDAT[1] & 0x3ff) - OS_2; // Messwert Ch2 auswerten, I_v (Analogka
    iU_zk = (iADDAT[2] & 0x3ff) - OS_1; // Messwert Ch1 auswerten, U_zk = U(C1)
    iDiff_U_zk = (iADDAT[3] & 0x3ff) - OS_0; // Messwert Ch0 auswerten, Diff_U_zk = U

    iTheta = T5;                      // Polradwinkel
//    iTheta += T4 >> 4;              // drehzahlabhaengige Phasenkorrektur (F
    iSin_theta_u = sin_tab[iTheta];    // sin(theta_p): Phase U
    iSin_theta_v = sin_tab[iTheta + THETA_V_0]; // sin(theta_p): Phase V

// lambda_opt- Steuerung (I_soll_dach- Vorgabe)
    iIsoll = -iI_soll[T4];
//    iIsoll = -266;                  // 66 = 1 A; +/- = mot./gen.
//    iIsoll = iDiff_U_zk;
/*
    if(_getbit(P2,1) == 1)             // Test: getriggert Sollwertsprung (Fr
        iIsoll = -200;                // -66 = 1 A generatorisch (wegen inv. A
    else
        iIsoll = 200;                 // motorischer Strom ist positiv
*/
// (Polrad-) Spannungskompensation

```

```

    liTemp = iSin_theta_u;
    liTemp *= T4;
    liTemp *= NORM_4;
    iU_komp_u = (int)(liTemp >> 17);

    liTemp = iSin_theta_v;
    liTemp *= T4;
    liTemp *= NORM_4;
    iU_komp_v = (int)(liTemp >> 17);

// Vorsteuer- Spannung (ohne ohmschen Widerstand) Phase U und V
    liTemp = sin_tab[iTheta + THETA_COS];
    liTemp *= T4;
    liTemp *= iIsoll;
    liTemp = liTemp >> 8;
    liTemp *= NORM_5;
    iU_vorst_u = (int)(liTemp >> 18);

    liTemp = -sin_tab[iTheta + THETA_V_0 - THETA_COS];
    liTemp *= T4;
    liTemp *= iIsoll;
    liTemp = liTemp >> 8;
    liTemp *= NORM_5;
    iU_vorst_v = (int)(liTemp >> 18);

// Regeldifferenz (Phase U und V) bestimmen
    liTemp = iIsoll;
    liTemp *= iSin_theta_u;
    liTemp = liTemp >> 9; // = / MAX_SIN_TAB;
    iDiff_I_u = (int)liTemp - iI_u; // Regelabweichung I_u

    liTemp = iIsoll;
    liTemp *= iSin_theta_v;
    liTemp = liTemp >> 9; // = / MAX_SIN_TAB;
    iDiff_I_v = (int)liTemp - iI_v; // Regelabweichung I_v

//      iDiff_I_u = iIsoll - iI_u; // Test: Regelabweichung I_u
//      iDiff_I_v = 0 - iI_v; // Test: Regelabweichung I_v

// PI-Regler: Phase U
    iU_zk2 = iU_zk >> 1; // Begrenzung wind up = U_zk / 2

    liTemp = NORM_3; // Berechnung Regler-Spannung
    liTemp *= iDiff_I_u_old;
    liU_cont = NORM_2;
    liU_cont *= iDiff_I_u;
    liU_cont -= liTemp;
    iU_cont_u = (int)(liU_cont >> 11);
    iU_cont_u += iU_cont_u_old;
    if (iU_cont_u > iU_zk2) // +Begrenzung wind up
        iU_cont_u = iU_zk2;
    if (iU_cont_u < -iU_zk2) // -Begrenzung wind up
        iU_cont_u = -iU_zk2;
    iU_cont_u_old = iU_cont_u;
    iDiff_I_u_old = iDiff_I_u;

// PI-Regler: Phase V
    liTemp = NORM_3; // Berechnung Regler-Spannung
    liTemp *= iDiff_I_v_old;
    liU_cont = NORM_2;
    liU_cont *= iDiff_I_v;
    liU_cont -= liTemp;
    iU_cont_v = (int)(liU_cont >> 11);
    iU_cont_v += iU_cont_v_old;
    if (iU_cont_v > iU_zk2) // +Begrenzung wind up
        iU_cont_v = iU_zk2;
    if (iU_cont_v < -iU_zk2) // -Begrenzung wind up

```

```

        iU_cont_v = -iU_zk2;
        iU_cont_v_old = iU_cont_v;
        iDiff_I_v_old = iDiff_I_v;

// Steuerkennlinie des Umrichters
        iU_u = 0;
        iU_u += iU_vorst_u;           // Vorsteuerung Phase U
        iU_u += iU_komp_u;           // Kompensation
        iU_u += iU_cont_u;           // Regler

        iU_v = 0;
        iU_v += iU_vorst_v;           // Vorsteuerung Phase V
        iU_v += iU_komp_v;           // Kompensation
        iU_v += iU_cont_v;           // Regler

#ifdef B6                               // Standard- Umrichter
        liTemp = iU_u;                 // Phase U
        liTemp *= PD_1;
        liTemp /= iU_zk;
        iPW_0 = (int)liTemp;
        iPW_0 += PD_2;

        liTemp = iU_v;                 // Phase V
        liTemp *= PD_1;
        liTemp /= iU_zk;
        iPW_1 = (int)liTemp;
        iPW_1 += PD_2;

        iPW_2 = -iPW_0 - iPW_1;         // Phase W aus Spannungsbilanz
        iPW_2 += PD_3;

        iTemp = 12;
        if(iI_u < 0)                     // SchutzzeitKompensation: Phase U
        {
            if(iI_u < -iTemp)
                iPW_0 -= PW_S;
        }
        else
        {
            if(iI_u > iTemp)
                iPW_0 += PW_S;
        }

        if(iI_v < 0)                     // SchutzzeitKompensation: Phase V
        {
            if(iI_v < -iTemp)
                iPW_1 -= PW_S;
        }
        else
        {
            if(iI_v > iTemp)
                iPW_1 += PW_S;
        }

        iI_w = -iI_u - iI_v;             // SchutzzeitKompensation: Phase W
        if(iI_w < 0)
        {
            if(iI_w < -iTemp)
                iPW_2 -= PW_S;
        }
        else
        {
            if(iI_w > iTemp)
                iPW_2 += PW_S;
        }
}
#endif
#ifdef VR                               // Vienna- Rectifier

```

```

iPW_0 = PD_1; // Phase U
liTemp = iU_u;
liTemp *= PD_4;
liTemp /= iU_zk;
if(iI_u < 0) // Strom positiv
{
    iPW_0 -= (int)liTemp;
}
else // Strom negativ
{
    iPW_0 += (int)liTemp;
}

iPW_1 = PD_1; // Phase V
liTemp = iU_v;
liTemp *= PD_4;
liTemp /= iU_zk;
if(iI_v < 0) // Strom positiv
{
    iPW_1 -= (int)liTemp;
}
else // Strom negativ
{
    iPW_1 += (int)liTemp;
}

iPW_2 = PD_1; // Phase W aus Spannungsbilanz
liTemp = -(iU_u + iU_v);
liTemp *= PD_4;
liTemp /= iU_zk;
iI_w = -(iI_u + iI_v);
if(iI_w < 0) // Strom positiv
{
    iPW_2 -= (int)liTemp;
}
else // Strom negativ
{
    iPW_2 += (int)liTemp;
}
#endif

// Pulsweiten begrenzen und zuweisen
if (iPW_0 > PW_MAX) // Begrenzung Pulsweite V
    iPW_0 = PD_1;
if (iPW_0 < PW_MIN)
    iPW_0 = 0;
if (iPW_1 > PW_MAX) // Begrenzung Pulsweite V
    iPW_1 = PD_1;
if (iPW_1 < PW_MIN)
    iPW_1 = 0;
if (iPW_2 > PW_MAX) // Begrenzung Pulsweite W
    iPW_2 = PD_1;
if (iPW_2 < PW_MIN)
    iPW_2 = 0;
PW0 = iPW_0;
PW1 = iPW_1;
PW2 = iPW_2;

// Fehlerkontrollen
iI_u += iI_u_old * 3; // gleitende Mittelung
iI_u = iI_u >> 2;
if(iI_u > I_MAX2) // Error: +Strom zu hoch
    iError = 2;
if(iI_u < -I_MAX2) // Error: -Strom zu hoch
    iError = 2;
iI_u_old = iI_u;

```


A.6 Hystereseregler

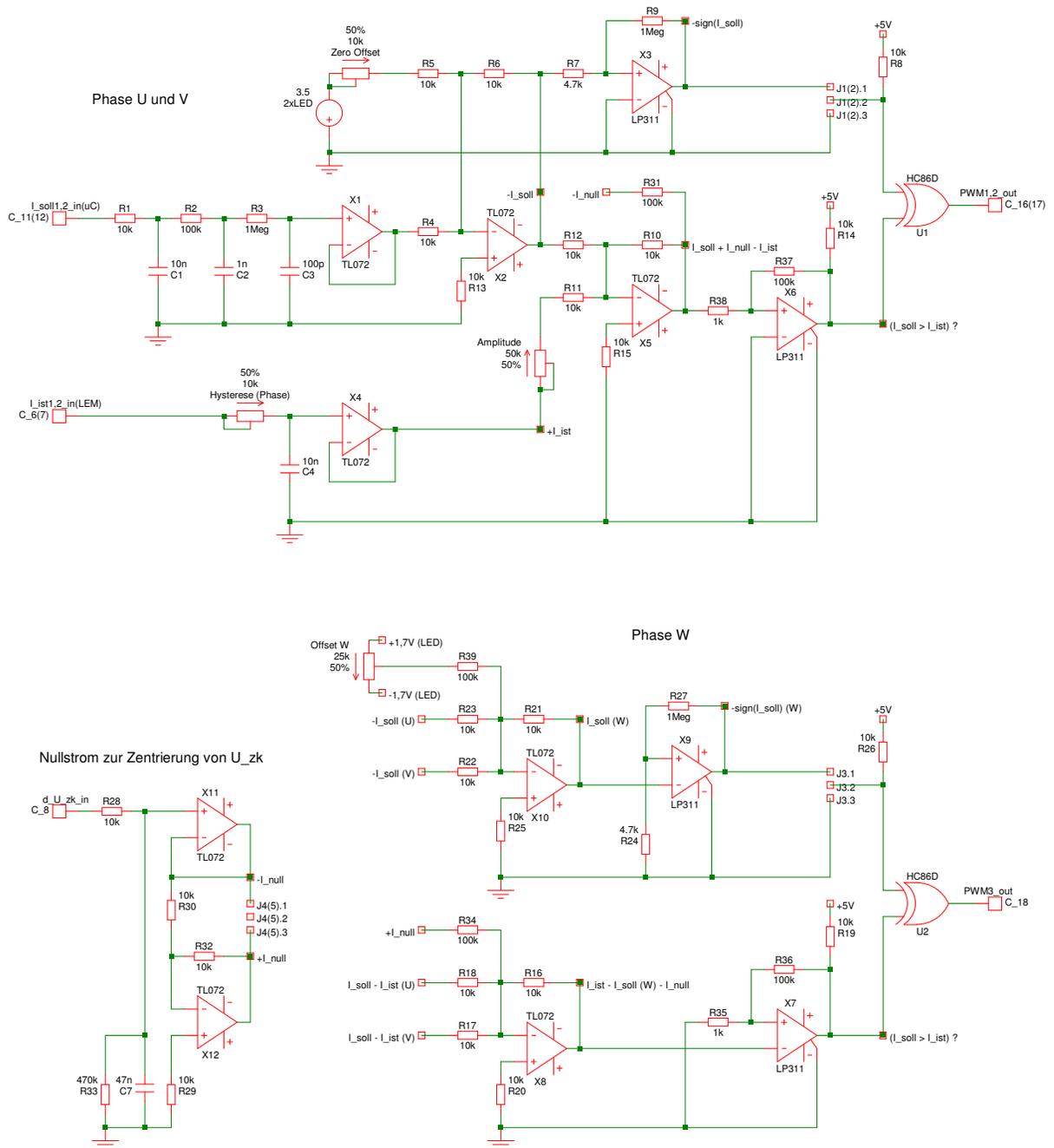


Abbildung A.1: Schaltplan des Hysteresereglers

