

# **Stromrichtertechnik für Windkraftanlagen kleiner Leistung**

## **Dissertation**

**zur Erlangung des akademischen Grades**

**Doktoringenieur (Dr.-Ing.)**

vorgelegt

der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der Technischen Universität Ilmenau

von

**Dipl.-Ing. M. Mounzer Yasin Dali**

**Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt, TU Ilmenau**

**Prof. Dr.-Ing. Gerhard Herold, F-A-Universität Erlangen-Nürnberg**

**Dr.-Ing. T. Taleb, Jijel Universität Algerien**

**vorgelegt am: 19. Juni 2007**

**verteidigt am: 08. November 2007**

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2007000446

## **Erklärung**

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen in der jeweils beschriebenen Weise unentgeltlich geholfen:

1. Dr.-Ing. Thomas Ellinger
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Gens (Beratung bei der Abfassung der schriftlichen Arbeit)

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch angesehen wird und den erfolglosen Abbruch des Promotionsverfahrens zu Folge hat.

Ilmenau, den 19. Juni 2007

Mounzer Yasin Dali

## **Danksagung**

Die vorliegende Dissertationsarbeit entstand während meines Promotionsstudiums im Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der TU Ilmenau.

Mein herzlicher Dank gilt dem Fachgebietsleiter Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt, für die Gelegenheit und Anregung zur Durchführung dieser Forschungsarbeit und für die fachliche Unterstützung.

An dieser Stelle möchte ich Herrn Dr.-Ing. J. Büttner für seine fachliche Betreuung sowie für seine kompetenten Ratschläge, die die Arbeit stets vorantrieben, danken.

Den Herren Prof. Dr.-Ing. G. Herold und Dr.-Ing. T. Talab danke ich ebenfalls für die Übernahme der Korreferate.

Herrn Dr.-Ing. T. Ellinger möchte ich ebenfalls für seine ziel- und lösungsorientierten Vorschläge sowie für seine fachliche und moralische Unterstützung meinen aufrichtigen Dank aussprechen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. W. Gens möchte ich für seine wohlwollende Ratschläge danken.

Allen Mitarbeitern der Fachgebiete schulde ich für ihre bereitwillige Hilfe Dank. Insbesondere danke ich Herrn Dipl.-Ing. Uwe Rädels für seine kreativen Lösungsansätze und Ideen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. O. Alkhatib möchte ich für seine Hilfe an der Al-Balath Universität (Syrien) danken.

Nicht zuletzt bedanke ich mich sehr bei meiner Mutter und meiner ganzen Familie, die mir zur Seite standen und für einen reibungslosen Verlauf der Arbeit sorgten. Schließlich möchte ich mich noch besonders herzlich bei meiner Frau Maram und meinen Kindern Muhannad und Maya für ihre Geduld und ihre moralische Unterstützung bedanken.

# Zusammenfassung

## Stromrichtertechnik für Windkraftanlage kleiner Leistung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Vergleich von zwei unterschiedlichen Systemkonfigurationen für Windkraftanlagen kleiner Leistung (2kW). Als Generator wurde dabei eine PSM eingesetzt. Die beiden Konfigurationen unterscheiden sich grundsätzlich darin, wie die vom Generator erzeugte Energie in den Gleichspannungszwischenkreis eingespeist wird. Bei der ersten Topologie wird dazu ein konventioneller sechspulsiger Spannungswechselrichter auf IGBT-Basis eingesetzt. Die zweite Variante verwendet dazu eine Diodenbrücke in Verbindung mit einer klassischen Hochsetzstellertopologie.

Zur Beurteilung der Systeme war zunächst die Entwicklung und Parametrierung eines geeigneten PSM-Modells notwendig. Aufbauend auf diesen Untersuchungen wurden für die beiden zu vergleichenden Strukturen - auf dem Konzept der Feldorientierung basierende Regelungstopologien - für den PSM abgeleitet. Die Regelungsstrukturen berücksichtigen dabei jeweils die topologischen Besonderheiten der beiden Vergleichsstrukturen.

Ein wesentliches Vergleichskriterium für die beiden Konfigurationen war der damit zu erzielende Wirkungsgrad. Um diesen mit hinreichender Genauigkeit bestimmen zu können, war die Berechnung der im System auftretenden Verluste erforderlich. Besonders die simulative Bestimmung der von den Halbleiterbauelementen verursachten Durchlass- und Schaltverluste bildete einen Schwerpunkt dieser Arbeit.

Durch die Entwicklung einer übergeordneten MPP-Regelung war es möglich, das Systemverhalten weiter zu optimieren. Ein weiterer Untersuchungsgegenstand der Arbeit waren die möglichen Konfigurationen zur Netz- bzw. Batterieeinspeisung der durch die PSM bereitgestellten elektrischen Leistung.

## **Abstract**

### **Inverter technology for small-scale wind power plants**

The main matter of the presented study is the comparison of two different system configurations for small-scale wind power plants (2kW). A synchronous machine with permanent magnets was used as generator. The two studied configurations differ in their way of feeding the electrical power from the generator to the DC-link capacitor. The first topology deploys a conventional six-pulse voltage inverter with IGBTs. For the second topology a diode bridge and a conventional boost-converter is used.

To evaluate the two system configurations the development and parameterisation of a generator model was necessary. Based on the model, control strategies for both topologies were deduced. These control strategies were developed based on the concept of field oriented control of synchronous generators. They regard the different topological specifics of the two system configurations.

An important criterion for the comparison of both configurations was the achievable energy efficiency. To diagnose the efficiency with adequate accuracy the losses occurring in the system had to be calculated. Therefore, one focus of the presented study was the identification of the conduction and switching losses of the semiconductor elements by simulations.

The development of a superordinated MPP-control allowed further improvement of the system. Another object of investigation were the different possibilities to feed the generated power of the wind plant to the grid or to a battery system.

<b>1</b>	<b>Einleitung und Zielsetzung</b> .....	<b>4</b>
1.1	Einleitung .....	4
1.2	Ziel der Arbeit.....	5
1.3	Gliederung der Arbeit .....	6
1.4	Stand der Technik .....	6
<b>2</b>	<b>Permanenterregte Synchronmaschine (PSM)</b> .....	<b>9</b>
2.1	Einleitung .....	9
2.2	Modellbildung der permanenterregten Synchronmaschine.....	10
2.2.1	Gleichungen für das Modell .....	10
2.3	Koordinatentransformation.....	14
2.4	Messung am Maschinensatz .....	15
2.4.1	Bestimmung der Maschinenparameter .....	15
2.4.2	Wicklungswiderstand $R_l$ .....	15
2.4.3	Polpaarzahl.....	16
2.4.4	Hauptflussbestimmung .....	16
2.4.5	Ermittlung der Induktivität der Längsachse $L_d$ .....	17
2.4.6	Ermittlung der Induktivität der Querachse $L_q$ .....	17
2.5	Überprüfung des Maschinenmodells .....	18
2.5.1	Leerlaufversuch.....	18
2.5.2	Kurzschlussversuch.....	20
<b>3</b>	<b>PSM mit Pulswechselrichter (Topologie 1)</b> .....	<b>22</b>
3.1	Einleitung .....	22
3.2	Regelung der PSM .....	23
3.2.1	Stromregler .....	24
3.2.1.1	Entkopplung.....	24
3.2.1.2	Einstellung des Stromreglers nach dem Betragsoptimum .....	25
3.2.2	Drehzahlregler.....	28
3.2.2.1	Einstellungen des Regelkreises nach dem Symmetrischen Optimum.....	30
3.3	Verluste und Wirkungsgrad des elektrischen Systems .....	34
3.3.1	Verluste im Pulswechselrichter.....	34
3.3.1.1	Durchlassverluste .....	34
3.3.1.1.1	Berechnung und Erstellen eines Modells mit Berücksichtigung der Durchlassverluste des Pulswechselrichters mittels Matlab /Simulink.....	35
3.3.1.2	Ein- und Ausschaltverluste der IGBTs.....	38

3.3.1.2.1	Berechnung und Erstellen eines Modells unter Berücksichtigung der Ein- und Ausschaltverluste der Leistungshalbleiter des Pulswechselrichters mittels Matlab/Simulink .....	38
3.3.1.2.2	Berechnung und Erstellen eines Modells der Ausschaltverluste der Dioden des Pulswechselrichters mittels Matlab/Simulink .....	41
3.3.2	Verluste der PSM .....	43
3.3.3	Verluste im Filter .....	44
3.3.4	Wirkungsgrad des Systems .....	44
<b>4</b>	<b>PSM mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller (Topologie 2) .....</b>	<b>46</b>
4.1	Hochsetzsteller.....	46
4.2	Beschreibung der Versuchsanlage .....	47
4.3	Modellbildung des Gesamtsystems.....	49
4.4	Bestimmung der elektrischen und mechanischen Winkelgeschwindigkeit .....	50
4.5	Regelung des Drehmoments.....	52
4.6	Regelung des Hochsetzstellerausgangsstroms $I_L$ .....	54
4.7	Verlustberechnung .....	56
4.7.1	Verluste der Diodenbrücke .....	56
4.7.2	Verluste des Hochsetzstellers .....	59
4.7.3	Verluste der PSM .....	62
4.8	Wirkungsgrad des untersuchten Systems.....	63
<b>5</b>	<b>Vergleich der beiden Topologien.....</b>	<b>64</b>
5.1	PSM mit Pulswechselrichter (Topologie 1) .....	64
5.2	Maschine mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller (Topologie 2) .....	65
5.3	Wirkungsgradvergleich der beiden Topologien .....	66
<b>6</b>	<b>Maximum Power Point (MPP-Regelung) .....</b>	<b>68</b>
6.1	Einleitung .....	68
6.2	Struktur des Gesamtsystems.....	69
6.3	Prinzip der MPP-Regelung.....	69
6.4	Simulative und experimentelle Ergebnisse .....	74
<b>7</b>	<b>Koppelkonfigurationen.....</b>	<b>75</b>
7.1	Einleitung .....	75
7.2	Anbindung des Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz.....	76
7.2.1	Regelung der Netzströme und der Zwischenkreisspannung.....	76
7.2.2	Dimensionierung der Stromregler.....	78

7.2.3	Dimensionierung des Zwischenkreisspannungsreglers.....	80
7.2.4	Simulationsergebnisse .....	81
7.3	Anbindung des Systems an das einphasige Elektroenergienetz .....	83
7.3.1	Regelkreise.....	83
7.3.2	Simulationsergebnisse .....	85
7.4	Anbindung des untersuchten Systems an eine Batterie.....	86
7.4.1	Regelkreise.....	87
7.4.2	Dimensionierung der Stromregler.....	88
7.4.3	Dimensionierung der Zwischenkreisspannungsregler.....	88
7.4.4	Simulationsergebnisse .....	89
7.5	Anbindung des untersuchten Systems ohne Hochsetzsteller an eine Batterie .....	91
<b>8</b>	<b>Variation der Synchronmaschinenparameter .....</b>	<b>92</b>
8.1	Einleitung .....	92
8.2	Anbindung des modifizierten Systems an das einphasige Elektroenergienetz .....	93
8.3	Anbindung des modifizierten Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz .....	95
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick .....</b>	<b>97</b>
<b>10</b>	<b>Anhang .....</b>	<b>99</b>
10.1	Daten der PSM.....	99
10.2	Parameter der Topologie 1 (PSM mit Pulswechselrichter).....	99
10.3	Parameter der Anbindung des Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz .....	99
10.4	Parameter der Anbindung des Systems an das einphasige Elektroenergienetz.....	100
10.5	Formelzeichen und Abkürzungen .....	100
<b>11</b>	<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>104</b>



# 1 Einleitung und Zielsetzung

## 1.1 Einleitung

Die Windenergie stellt neben der bereits gut ausgenutzten Wasserkraft und der zur Zeit noch unwirtschaftlichen Solarenergie eine zukunftssträchtige Ergänzung und Alternative zur Versorgung mit Elektroenergie dar. Die Technik der Windkraftanlagen ist im Vergleich zu herkömmlichen Turbinenkraftwerken relativ jung und bietet noch Potentiale zur Weiterentwicklung und Optimierung.

Die Hauptargumente für Windenergie sind [35]:

- hoher Wirkungsgrad bei ihrer Umsetzung in elektrische Energie
- es entstehen keine umweltschädlichen Abfallprodukte
- es ist eine erneuerbare Energiequelle, die zeitlich unbegrenzt zur Verfügung steht.

Eines der wichtigsten Ziele, das heute bei der Entwicklung von Windkraftanlagen verfolgt wird, ist die Reduzierung der spezifischen Energieerzeugungskosten. Dabei sollen diese möglichst so weit reduziert werden, dass sie den Kosten der vorherrschenden Energieträger nahe kommen. Zur Reduzierung dieser Kosten sind u.a. die in Windkraftanlagen verwendeten elektrischen Generatoren zu optimieren. Zu den Zielen der Optimierung gehören vor allem eine Maximierung ihrer Leistungsdichte sowie ein möglichst hoher Gesamtwirkungsgrad der Anlage. Die bei einem Asynchrongenerator auftretenden Rotorverluste sind in erster Linie auf den Stromfluss im Rotor zurückzuführen. Es liegt daher nahe, einen Maschinentyp mit stromfreiem Rotor zu verwenden. Wird jetzt die Spulenanordnung im Rotor durch Permanentmagnete ersetzt, ist der Rotor vollständig stromfrei. Nachteilig ist die nun nicht mehr veränderbare Erregung. Durch den Einsatz von Permanentmagneten wird die elektrische Realisierung der Erregung völlig eingespart. Das hat den Vorteil, dass Volumen und Verlustleistung der Maschine gering gehalten werden können. Es soll aber auch der nicht zu unterschätzende Nachteil genannt werden. Infolge der konstanten Erregung kann die Spannung während des Betriebes nur durch Drehzahländerung eingestellt werden. Damit ist eine Frequenzänderung der erzeugten Spannung verbunden. Durch den Einsatz eines Spannungsumrichters kann dieser Nachteil behoben werden. In dieser Arbeit wird eine Windkraftanlage kleiner Leistung mit permanenterregter Synchronmaschine untersucht.

Diese hat im Vergleich zu anderen Maschinentypen die folgenden Vorteile:

- hoher Wirkungsgrad über dem gesamten Arbeitsbereich
- einfache und kostengünstige Fertigung
- kein Blindstrom nötig ( $I_d$  wird zu Null geregelt)
- Kopplung mit dem Netz direkt oder indirekt durch Wechselrichter.

In den letzten Jahren hat sich im Bereich der Mikrocontroller eine bedeutende Entwicklung vollzogen. Die Grenze zwischen digitalen Signalprozessoren und den Mikrocontrollern verschimmt immer mehr. Daraus resultierende leistungsfähige Rechnerkerne in den Mikrocontrollern und eine Vielzahl von integrierten peripheren Komponenten gestatten die Umsetzung immer komplexerer digitaler Regelungsstrukturen für die Ansteuerung leistungselektronischer Systeme. In der Kombination mit modernen leistungselektronischen Bauelementen und Schaltungstopologien ist es möglich, elektrische Energie mit einem hohen Wirkungsgrad umzuformen. In dieser Arbeit wird ein Mikrocontroller C-167 der Firma SIEMENS angewandt. Alle Funktionen werden in der Programmiersprache C realisiert.

### **1.2 Ziel der Arbeit**

Ziel der Arbeit ist der Vergleich von zwei unterschiedlichen Systemkonfigurationen für Windkraftanlagen kleiner Leistung auf der Basis einer permanenterregten Synchronmaschine mit einer Nennleistung von 2kW. Als signifikantes Vergleichskriterium wurde der Wirkungsgrad gewählt. Die erste nutzt einen konventionellen Zweistufen-Pulswechselrichter zum Energieaustausch zwischen dem Generator und dem Netz. Eine weitere Topologie verwendet dazu eine Diodenbrücke in Verbindung mit einem Hochsetzsteller. Die zwei Topologien unterscheiden sich im Wesentlichen durch die Art der Netzanbindung des Synchrongenerators. Jeweils ein Modell der beiden Topologien wurde mit Hilfe des Programms Matlab analysiert, um die Parameter für den nachfolgenden Variantenvergleich zu bestimmen. Die simulative Systemoptimierung ergab eine Favorisierung der zweiten Variante. Diese wurde deshalb auch experimentell– in Form eines Laborsystems– verifiziert. Der Schwerpunkt wurde dabei auf die Optimierung der MPP-Regelung der entsprechenden Topologie im Labor gelegt. Ein weiteres Ziel der Arbeit ist es, die Einspeisung so zu gestalten, dass bei allen Drehzahlen der Synchronmaschine und bei Betrieb am dreiphasigen Netz, am einphasigen Netz oder mit Batterie die maximale Leistung abgegeben wird. Schließlich wird der Einfluss der Parametervariation der Synchronmaschine auf den Wirkungsgrad und auf die Schaltverluste betrachtet.

### **1.3 Gliederung der Arbeit**

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in folgende Abschnitte:

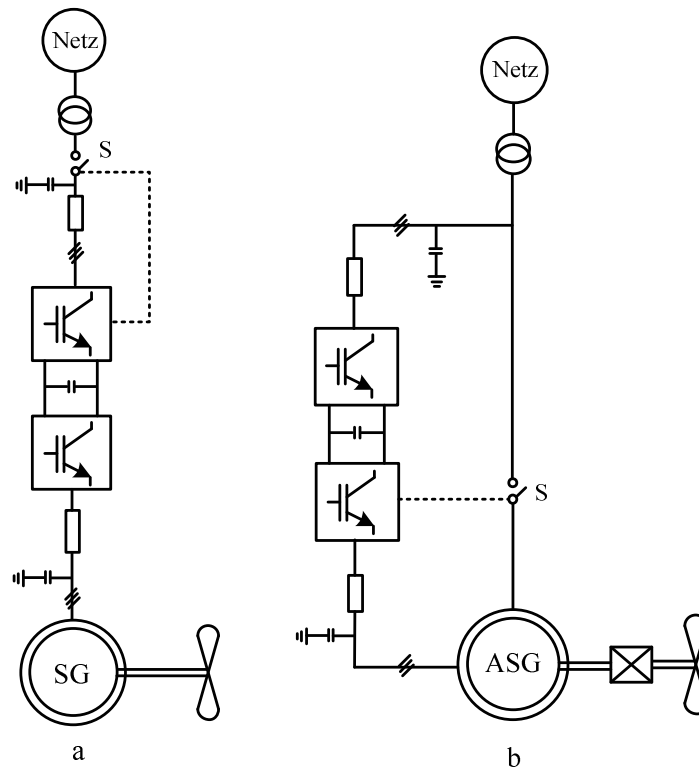
Die Grundgleichungen der PSM werden in Kapitel 2 vorgestellt. Mit diesen Grundgleichungen und den gemessenen Maschinenparametern wird das Modell der Maschine erstellt. Das Modell mit den aus den Messungen bestimmten Parametern wird in zwei Versuchen verifiziert.

Im Kapitel 3 wird die erste der betrachteten Topologien, die PSM mit Pulswechselrichter (Topologie 1) erläutert. In diesem Kapitel wird der Aufbau des Modells für das System beschrieben. Die Regelung der Ständerströme wird durch nach dem Betragsoptimum eingestellte PI-Regler vorgenommen. Im überlagerten Drehzahlregelkreis wird ein Regler, der nach dem Symmetrischem Optimum eingestellt ist, eingesetzt. Verlustmodelle und der Wirkungsgrad des Systems werden dargestellt und berechnet. Das Kapitel 4 stellt den eigentlichen Kern der Arbeit dar. Es behandelt die PSM, die über eine Diodenbrücke und einen Hochsetzsteller mit dem Zwischenkreis gekoppelt ist (Topologie 2). Drehmoment und Ausgangsstrom werden durch den Hochsetzsteller geregelt. Die Bewertung beider Topologien wird in Kapitel 5 durch den Vergleich des Wirkungsgrads bei verschiedenen Betriebspunkten vorgenommen. Kapitel 6 behandelt die MPP-Regelung. Diese dient zur Erzeugung kontinuierlich maximaler Leistung. Simulative und experimentelle Ergebnisse der MPP-Regelung werden gegenübergestellt. Im Kapitel 7 wird das untersuchte System mit einem dreiphasigen und einem einphasigen Elektroenergienetz sowie mit einer Batterie verbunden. Die Zwischenkreisspannung wird mit Hilfe des Netzumrichters geregelt. Um eine reine Wirkleistungseinspeisung zu erreichen, wird der Blindstrom des Netzes auf Null geregelt. Im Kapitel 8 wird der Einfluss von Parameteränderungen der PSM auf den Wirkungsgrad und auf die Schaltverluste betrachtet. Mit den neuen Parametern der PSM wird eine Ausdehnung des Drehzahlbereiches für die Anbindung an das dreiphasige oder einphasige Netz erreicht. Die Arbeit schließt in Kapitel 9 mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse und einem Ausblick auf weitere Anwendungsgebiete.

### **1.4 Stand der Technik**

Der Wind wird als Energiequelle seit tausenden von Jahren weltweit zur Verrichtung mechanischer Arbeiten oder zur Fortbewegung genutzt. Seit dem späten Mittelalter setzen sich in Europa technisch besser entwickelte windbetriebene Getreidemühlen mit horizontaler Achse durch. In den windreichen Gebieten Kaliforniens entstanden um die 1980iger Jahre die ersten großen Windparks mit aus heutiger Sicht kleinen Anlagen im Bereich bis 100kW [51]. Das deutsche Stromeinspeisegesetz aus dem Jahr 1991, das im Jahr 2000 modifiziert wurde, macht die Windenergie auch in Deutschland gegenüber konventionellen Energieträgern konkurrenz-

fähig [52]. Um die elektromechanische Energiewandlung zu realisieren, gibt es verschiedene Möglichkeiten. In der Praxis haben sich allerdings nur bestimmte Generatortypen durchgesetzt [35]. Bei den Topologien drehzahlvariabler Windkraftanlagen ist die derzeitige Situation durch zwei konkurrierende Prinzipien gekennzeichnet. Das eine verwendet direktbetriebene Synchrongeneratoren mit permanent-magnetischer und/oder elektrischer Erregung. Das andere Prinzip beruht auf der doppelt gespeisten Asynchronmaschine mit rotorseitigem Stromrichter und statorseitigem Direktanschluss an das Netz. So kann eine begrenzte Variabilität der Drehzahl erzielt werden [53, 54]. Abb. 1.1 zeigt die elektrischen Prinzipschaltbilder einer vollgespeisten und einer doppeltgespeisten WKA.



**Abb. 1.1** Elektrische Prinzipschaltbilder einer vollgespeisten (a) und einer doppeltgespeisten (b) WKA

Bei dem ersten Konzept wird die gesamte vom Generator abgegebene Energie über den Umrichter geleitet. Die Stromrichterkomponenten sind daher für die Gesamtleistung der Anlage zu bemessen. Bei dem zweiten Konzept bestehen zwischen Generator und Netz zwei Strompfade: von der Statorwicklung direkt und von der Rotorwicklung über einen Stromrichter ins Netz. Um möglichst kleine Stromrichter-Bemessungsleistungen bei gleichzeitig großem Drehzahlbereich zu erhalten, kann der ASG oberhalb und unterhalb der Synchrodrehzahl betrieben werden.

Die Führung des netzseitigen Wechselrichters besteht darin, die vom Generator kommende Energie in das Netz weiterzuleiten, wobei die Spannung am Zwischenkreiskondensator konstant bleibt. Eine weitere Aufgabe der Führung des netzseitigen Wechselrichters besteht in der Erzeugung sinusförmiger Netzströme, wobei der Leistungsfaktor  $\cos\varphi$  in einem weiten Bereich einstellbar ist. Die Regelung der doppeltgespeisten Drehstromasynchronmaschine als Generator einer drehzahlvariablen Windkraftanlage wurde in [35, 46, 56] untersucht.

Die Arbeit [55] befasste sich mit der optimalen Auslegung und der Sicherung einer optimalen Betriebsführung eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators mit rotorseitigem Stromrichter und statorseitigem Direktanschluss ans Netz. Die Berechnung und optimale Auslegung von PSM am Beispiel von langsam drehenden Synchrongeneratoren für direkt angetriebene Windkraftanlagen wurde in [44] durchgeführt.

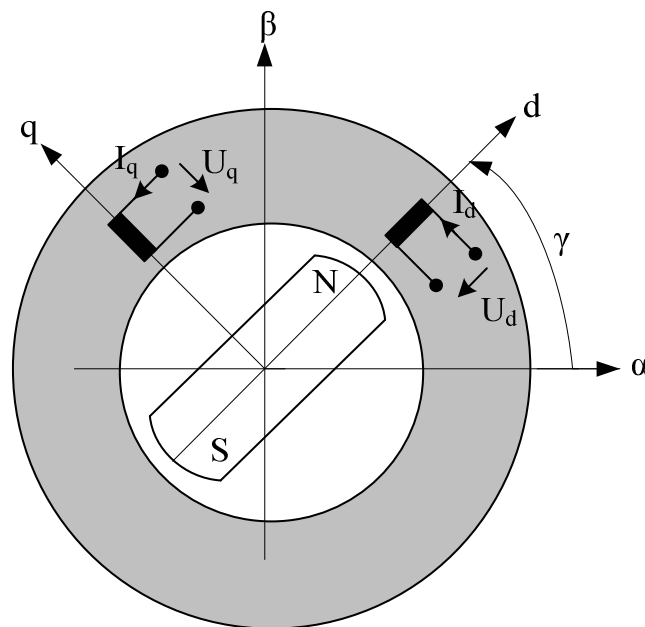
Der Bedarf an kleinen Windkraftanlagen besteht weltweit. Diese Anlagen sind leicht zu transportieren und zu errichten. Eine PMS kleiner Leistung (6,5kW) in Verbindung mit zwei-stufigen- Pulswechselrichter wurde in [47] experimentell untersucht.

Bei der Analyse des technischen Standes konnten Wissenslücken auf dem Gebiet der leistungsoptimalen Netzanbindung festgestellt werden. Diese galt es im Verlauf dieser Arbeit zu schließen. Die Untersuchung in der vorliegenden Arbeit zielt deshalb auf den Vergleich von zwei unterschiedlichen Systemkonfigurationen für Windkraftanlagen kleiner Leistung (2kW) auf der Basis einer PSM. Die erste Topologie verwendet einen Pulswechselrichter und die zweite eine Diodenbrücke in Verbindung mit einem Hochsetzsteller. Als signifikantes Vergleichskriterium wurde der Wirkungsgrad gewählt. Dazu wurde ein Verlustleistungsmodell zur Bestimmung der tatsächlichen Verluste der beiden Topologien im Matlab/Simulink implementiert. Die zweite Topologie besitzt einen höheren Wirkungsgrad. Die MPP-Regelung des untersuchten Systems wurde dabei durch einen Hochsetzsteller experimentell realisiert. Die Eingangsgröße der MPP-Reglung ist die Ausgangsleistung. Die Ausgangsgröße ist das Tastverhältnis. Ein weiterer Vorteil dieser Konfiguration ist der geringe Sensoraufwand. Um die Ausgangsleistung im Mikrocontroller zu bestimmen, werden nur die Zwischenkreisspannung und der Ausgangsstrom der Diodenbrücke benötigt.

## 2 Permanenterregte Synchronmaschine (PSM)

### 2.1 Einleitung

Dreiphasige PSM gehören zur Gruppe der elektrischen Drehfeldmaschinen. Sie können sowohl motorisch als auch generatorisch, wie im Falle des Windkraftgenerators, betrieben werden. Im generatorischen Betrieb wird mit Hilfe des umlaufenden Magnetfeldes des Polrades in der dreiphasigen Statorwicklung eine dreiphasige Wechselspannung erzeugt. Ihre Frequenz wird durch die Polpaarzahl der Statorwicklung und die Drehzahl des Polrades bestimmt. Diese Maschinen haben einen hohen Wirkungsgrad, können frei von Blindstrom betrieben und direkt oder über einen Wechselrichter ans Netz gekoppelt werden. Die Verwendung eines Wechselrichters ermöglicht die optimale Ausnutzung, da der Betrieb mit unterschiedlichen Drehzahlen möglich ist. Permanenterregte Synchronmaschinen werden im Allgemeinen als Innenpolmaschinen gebaut, um auf Bürsten und Schleifringe verzichten zu können. Die PSM ist zumeist eine hochpolige Maschine. In diesem Projekt wird eine PSM mit 24 Polpaaren benutzt. Die Vorteile der PSM liegen darin, dass schon bei kleiner Drehzahl eine Leistungsabgabe möglich ist und dass keine Energie für die Erzeugung des Erregerflusses benötigt wird. Mit diesem Maschinentyp erreicht man momentan den besten Wirkungsgrad. Die dreiphasige Darstellung der Maschine und ihrer Wicklungen geht nach einer Transformation in das in Abb. 2.1 gezeigte zweipolige Maschinenmodell mit nur zwei Ständerwicklungen über.



**Abb. 2.1** Permanenterregte Synchronmaschine in  $\alpha$ - $\beta$  und  $d$ - $q$  Koordinaten

## 2.2 Modellbildung der permanenterregten Synchronmaschine

Für die mathematische Beschreibung des Systems werden die Gleichungen einer PSM herangezogen. Dabei gelten für das Modell folgende Vereinfachungen:

- dreisträngiges, symmetrisches Wicklungssystem des Stators
- keine Nullkomponente des dreiphasigen Stromsystems
- keine Stromverdrängung in den Leitern der Statorwicklung
- temperatur- und stromunabhängige Maschinenparameter
- linearer magnetischer Kreis.

### 2.2.1 Gleichungen für das Modell

In der Regelungstechnik ist es wichtig, ein möglichst exaktes mathematisches Modell der Regelstrecke zu haben. Dieses ermöglicht eine Optimierung der Regelung und im Vorfeld eine simulative Untersuchung der geplanten praktischen Umsetzung.

Die Regelung einer Drehfeldmaschine kann grundsätzlich sowohl in Stator als auch in Rotorkoordinaten geschehen. Die Regelung der PSM geschieht vorteilhaft im Rotorkoordinatensystem. Dieses ist, wie das Erregerfeld, fest mit dem Rotor verbunden [8]. Der Winkelbezug zwischen Stator und Rotor muss bekannt sein und dem Regelalgorithmus mitgeteilt werden. In Abb. 2.2 ist das einphasige Ersatzschaltbild der Synchronmaschine gezeigt [25].

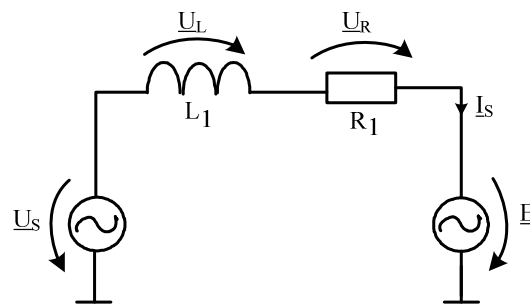


Abb. 2.2 Ersatzschaltbild der Synchronmaschine

Der Polradwinkel  $\gamma$  beschreibt die Lage des Polrades, bezogen auf das ständerfeste Koordinatensystem. Im ständerfesten  $\alpha$ - $\beta$ - Koordinatensystem definiert man mit dem Faktor  $\underline{a} = e^{j120^\circ}$  den Ständerspannungsraumzeiger

$$\underline{U}_S = \frac{2}{3}(U_R + U_S \cdot \underline{a} + U_T \cdot \underline{a}^2) = U_{S\alpha} + jU_{S\beta}, \quad (2.1)$$

den Ständerstromraumzeiger

$$\underline{I}_S = \frac{2}{3}(I_R + I_S \cdot \underline{a} + I_T \cdot \underline{a}^2) = I_{S\alpha} + jI_{S\beta}, \quad (2.2)$$

sowie den Ständerflussraumzeiger

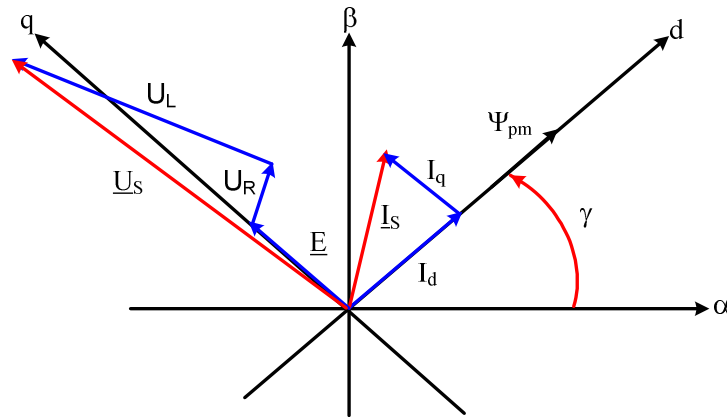
$$\underline{\Psi}_S = \frac{2}{3}(\Psi_R + \Psi_S \cdot \underline{a} + \Psi_T \cdot \underline{a}^2) = \Psi_{s\alpha} + j\Psi_{s\beta} \quad (2.3)$$

Hierin sind  $U_{R,S,T}$ ,  $I_{R,S,T}$  und  $\Psi_{R,S,T}$  die Momentanwerte der jeweiligen Größen.

Mit dem Polradwinkel  $\gamma$  gilt die Transformation:

$$\underline{X}_{dq} = X_d + jX_q = \underline{X}_{\alpha\beta} e^{-j\gamma} \quad (2.4)$$

Der verkettete magnetische Fluss im Rotor  $\Psi_{pm}$  wird in die d- Achse gelegt. Damit liegt die induzierte Spannung  $\underline{E}$ , die sich aus der Ableitung des Flusses ergibt, in der q- Achse. Der Vorteil dieser Darstellung liegt darin, dass das System nun mit der Winkelgeschwindigkeit der Raumzeiger rotiert, d. h. es entstehen Gleichgrößen, die in einer Regelung einfacher gehandhabt werden können als Wechselgrößen. In Abb. 2.3 zeigt das Zeigerdiagramm der Ströme und Spannungen einer PSM.



**Abb. 2.3** Zeigerdiagramm der Ströme und Spannungen einer PSM

Das dynamische Verhalten einer PSM kann im d,q- Koordinatensystem durch folgende Differentialgleichungen beschrieben werden:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = U_d - R_l \cdot I_d + \Omega_L \cdot \Psi_q \quad (2.5)$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = U_q - R_l \cdot I_q - \Omega_L \cdot \Psi_d \quad (2.6)$$

$$\Psi_d = \Psi_{pm} + L_d \cdot I_d \quad (2.7)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot I_q \quad (2.8)$$



Die Gleichung (2.9) dient zur Ermittlung des elektrischen Drehmomentes. Unter Nutzung der Momentenbilanz (2.10) kann die Bewegungsgleichung (2.11) des Systems abgeleitet werden.

$$M_{mi} = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d) \quad (2.9)$$

$$M_b = M_{mi} - M_W = J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (2.10)$$

$$\Omega_m = \frac{1}{J} \int (M_{mi} - M_W) dt \quad (2.11)$$

$$\Omega_L = p_p \cdot \Omega_m \quad (2.12)$$

J ist das gesamte Trägheitsmoment der Maschine,  $\Omega_m$  und  $\Omega_L$  sind die mechanische und elektrische Winkelgeschwindigkeit.  $p_p$  ist Polpaarzahl der Maschine.

$$\gamma = \theta_m \cdot p_p \quad (2.13)$$

$$\theta_m = \int \Omega_m \cdot dt \quad (2.14)$$

$$\gamma = \int \Omega_m \cdot p_p \cdot dt \quad (2.15)$$

Anhand der Gleichungen der PSM wurde der Signalflussplan Abb. 2.4 erstellt.

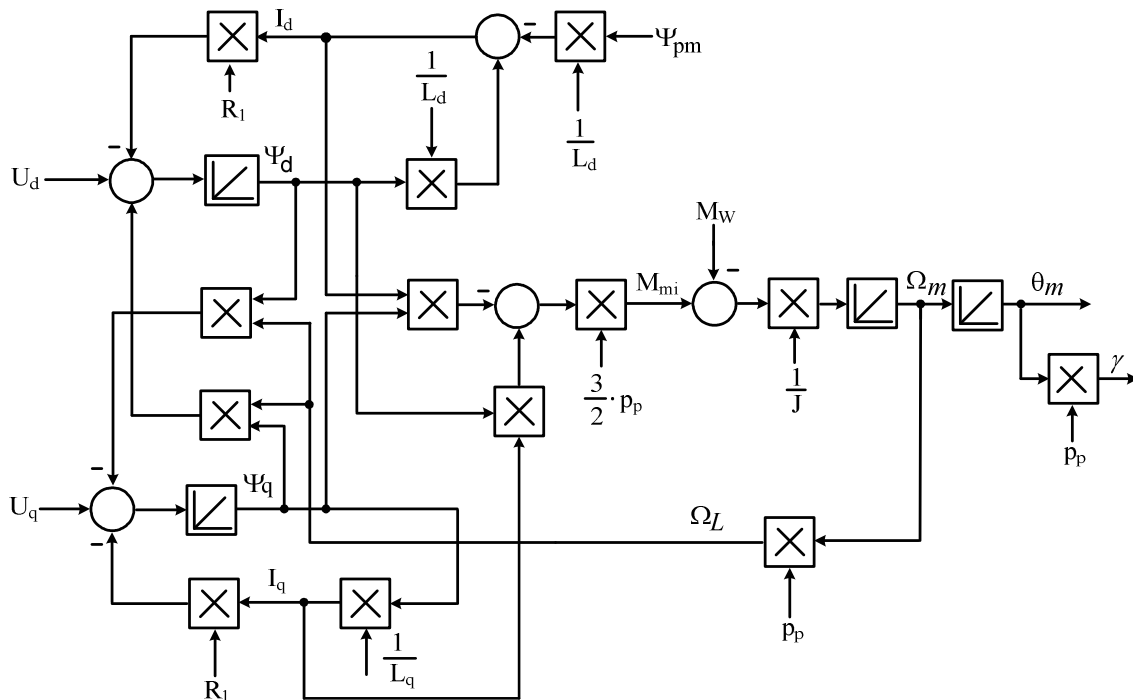


Abb. 2.4 Signalflussplan der PSM

Dieser Signalflussplan kann weiter vereinfacht werden, wenn nur der Ankerstellbereich genutzt wird. In diesem Spezialfall ist Gl. (2.16) gültig:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = 0 \tag{2.16}$$

Außerdem kann  $I_d = 0$  gesetzt werden. Dadurch wird  $\Psi_d = \Psi_{pm} = \text{konstant}$ .

$$\Psi_q = L_q \cdot I_q \tag{2.17}$$

Aus 2.16 und 2.17 finden wir:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = U_d + \Omega_L \cdot I_q \cdot L_q = 0 \tag{2.18}$$

Unter Nutzung der vorstehend getroffenen Aussagen lässt sich Gl. (2.19) ableiten:

$$U_d = -\Omega_L \cdot I_q \cdot L_q \tag{2.19}$$

Setzt man  $\Psi_d = \Psi_{pm}$  und  $I_d = 0$  und  $\Psi_q = L_q \cdot I_q$  in Gleichungen (2.6) und (2.9) ein, so erhält man folgende Gleichungen:

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = U_q - R_l \cdot I_q - \Omega_L \cdot \Psi_{pm} \tag{2.20}$$

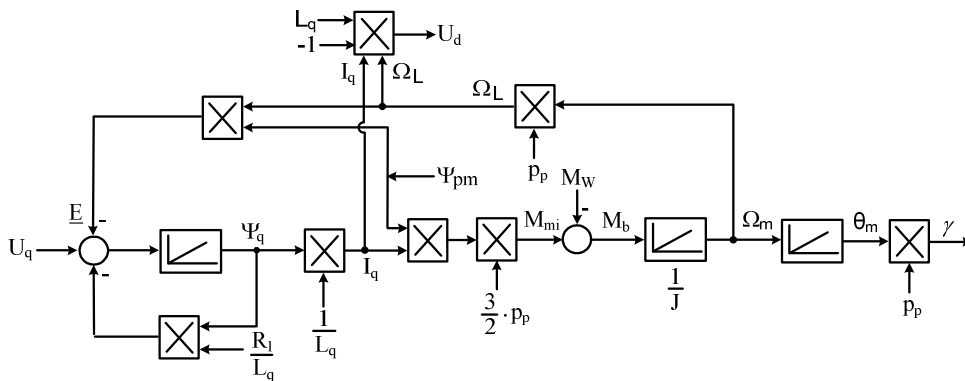
$$\frac{d\Psi_q}{dt} = U_q - \frac{R_l}{L_q} \Psi_q - \Omega_L \cdot \Psi_{pm} \tag{2.21}$$

$$\underline{E} = \Omega_L \cdot \Psi_{pm} \text{ (Induzierte Spannung)} \tag{2.22}$$

$$M_{mi} = \frac{3}{2} p_p \cdot \Psi_{pm} \cdot I_q \tag{2.23}$$

$$\Omega_m = \frac{1}{J} \cdot \left[ \left( \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_{pm} \cdot I_q - M_w \right) dt \right] \tag{2.24}$$

Mit diesen durch die Steuerung bedingten Voraussetzungen vereinfacht sich der Signalflussplan in Abb.2.4 und es ergibt sich der in Abb. 2.5.



**Abb. 2.5** Vereinfachter Signalflussplan der PSM

### 2.3 Koordinatentransformation

Die Transformation der Stranggrößen  $U_R$ ,  $U_S$  und  $U_T$  in das d, q- Koordinatensystem wird meist in zwei Schritten durchgeführt. Zuerst werden die drei Stranggrößen in ein statorfestes, zweiachsiges  $\alpha$ ,  $\beta$ - Koordinatensystem umgerechnet. Es soll die Randbedingung gelten:

$$U_R + U_S + U_T = 0 \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Im nächsten Schritt wird der durch  $U_\alpha$  und  $U_\beta$  gebildete Raumzeiger der Ständerspannung eine Drehtransformation um den Polradwinkel  $\gamma$  in das läuferfeste d, q- Koordinatensystem umgerechnet [9].

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Die beiden Transformationen kann man aber auch zusammenfassen und in einem Rechengang ausführen:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\gamma) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Die Transformationsgleichung für die Umrechnung der Stromvektoren  $I_d$  und  $I_q$  in die drei Strangsströme  $I_R$ ,  $I_S$  und  $I_T$  lautet:

$$\begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Durch die Transformation der Statorspannungen  $U_R$ ,  $U_S$  und  $U_T$  in ein rotorfestes Bezugssystem erhält man für den stationären Betrieb zeitlich konstante Werte der Komponenten  $U_d$  und  $U_q$ . Diese fungieren als Eingangsgrößen des Maschinenmodells. Der Vektordreher VD+ in Verbindung mit einem 2/3-Wandler transformiert die Eingangsgrößen von dem Rotorkoordinatensystem ( $I_d$  und  $I_q$ ) in das Statorkoordinatensystem  $I_R$ ,  $I_S$  und  $I_T$ . Abb. 2.6 zeigt diese Transformation.

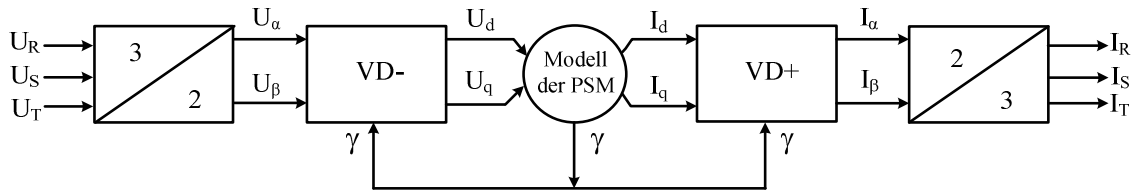


Abb. 2.6 Blockdarstellung zur Bildung der Statorströme

## 2.4 Messung am Maschinensatz

Der Maschinensatz besteht aus der PSM und einer starr mit ihr gekoppelten fremderregten Gleichstrommaschine.

### 2.4.1 Bestimmung der Maschinenparameter

Für die Beschreibung der PSM werden ihre Parameter benötigt. Da für die PSM aus dem Laboraufbau keine Kenntnisse zu ihren Parametern vorliegen, müssen diese messtechnisch bestimmt werden.

### 2.4.2 Wicklungswiderstand $R_1$

Die Messung des Wicklungswiderstands  $R_1$  erfolgte, nachdem die Maschine sich auf Betriebstemperatur erwärmt hatte. Die Ständerwicklung wurde nach Abb. 2.7 in die Messschaltung einbezogen.

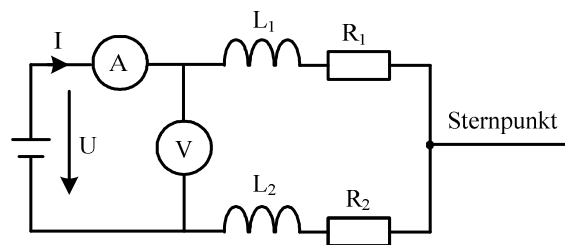


Abb. 2.7 Schaltung zur Messung der Statorwicklungswiderstände

Es wurde eine Gleichspannung  $U$  angelegt und der Strom  $I$  gemessen. Der mittlere Statorwiderstand eines Stranges berechnet sich dann zu  $R_1 = \frac{U}{2 \cdot I}$  ( $\Omega$ ). Bei den folgenden Versuchen ergab sich ein mittlerer Strangwiderstand von  $R_1 = 0,54 \Omega$ .

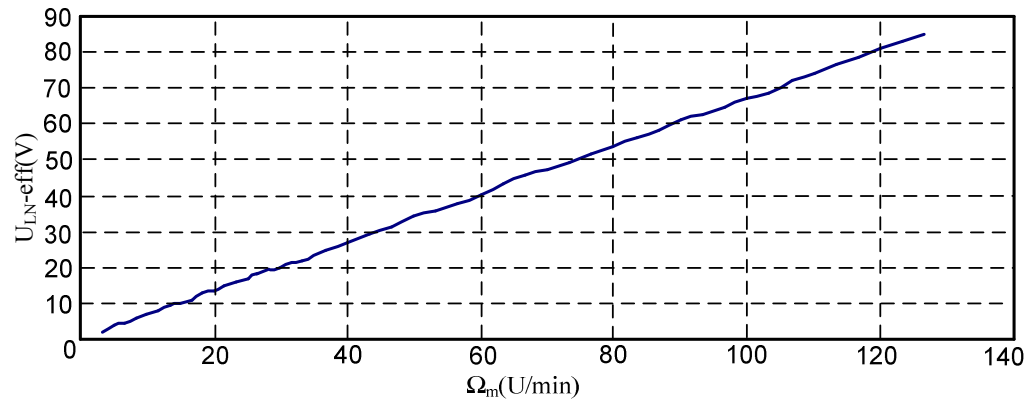
### 2.4.3 Polpaarzahl

Die permanenterregte Synchronmaschine wurde von der Gleichstrommaschine angetrieben. Durch die Messung der elektrischen  $\Omega_L$  und mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_m$  wurde folgende Polpaarzahl ermittelt.

$$P_p = \frac{\Omega_L}{\Omega_m} = 24$$

### 2.4.4 Hauptflussbestimmung

Die PSM wird im Leerlauf angetrieben. Der Effektivwert der Leerlaufspannung ist der Drehzahl proportional. Abb. 2.8 zeigt die Effektivwerte der induzierten Leerlaufspannung (Leiter- Null Größe) über der Drehzahl  $\Omega_m$ .



**Abb. 2.8** Effektivwert der induzierten Strangspannung (Leiter- Null) über der Drehzahl

Es kann folgende Umrechnung zwischen der effektiven Leerlaufspannung (Leiter-Null) und der Drehzahl dieser Maschine vorgenommen werden:

$$U_{LN,eff} \text{ (V)} = 0,67 \left( \frac{\text{V}}{\text{min}^{-1}} \right) \cdot \Omega_m \text{ (min}^{-1}) \quad (2.30)$$

Es ergibt sich für den Hauptfluss der Permanentmagneten [21]:

$$\Psi_{Pm} = \frac{\hat{U}_{LN}}{\Omega_L} = \frac{\hat{U}_{LN}}{P_p \cdot \frac{2\pi}{60} \Omega_m} \quad (2.31)$$

Bei den folgenden Versuchen ergab sich der mittlere Hauptfluss der PMS zu:

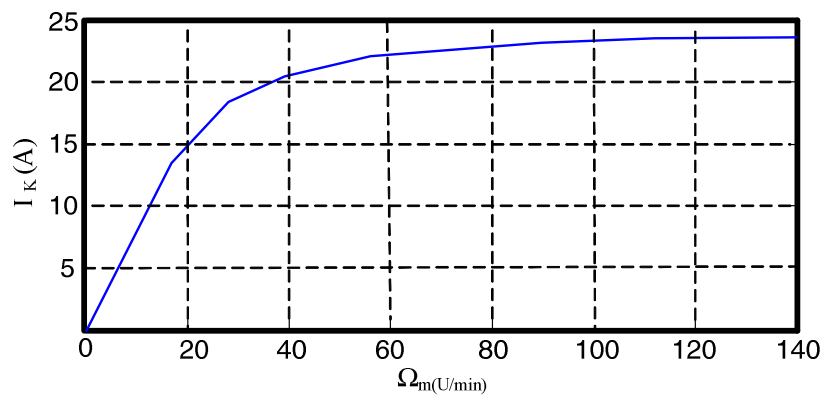
$$\Psi_{Pm} = 0,38 \text{ Vs.}$$

### 2.4.5 Ermittlung der Induktivität der Längsachse $L_d$

Die Induktivität  $L_d$  kann über die Messung des Dauerkurzschlussstroms bestimmt werden [3]. Hierzu wird die Synchronmaschine dreipolig kurzgeschlossen und mit dem Gleichstrommotor angetrieben. Der Strom  $I_K$  wurde in einem Strang bei verschiedener Drehzahl gemessen. Der Dauerkurzschlussstrom errechnet sich aus der Formel:

$$I_K = \frac{U_p}{\sqrt{(R_1)^2 + (\omega L_d)^2}} \quad (2.32)$$

Die Abb. 2.9 zeigt die Messwerte des Dauerkurzschlussstroms in Abhängigkeit von der Drehzahl  $\Omega_m$

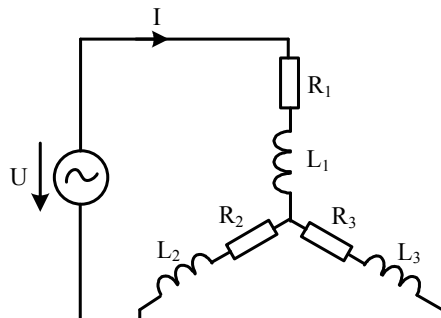


**Abb. 2.9** Effektivwerte des Dauerkurzschlussstroms über der Drehzahl

$U_p$  errechnet sich aus der Gl. (2.30). Mit Hilfe von Gl. (2.32) folgt die Induktivität in Richtung der Längsachse zu  $L_d=11,5\text{mH}$ .

### 2.4.6 Ermittlung der Induktivität der Querachse $L_q$

Die drei Phasen der Ständerwicklung der PSM wurden nach Abb. 2.10 an die Wechselspannung  $U$  angeschlossen.



**Abb. 2.10** Schaltung zur Messung der Querinduktivität  $L_q$

Nach einem Drehwinkel von jeweils 15 Grad wurde der Rotor angehalten und eine 50Hz-Wechselspannung  $U$  angelegt. Der dann fließende Strom  $I$  wurde gemessen und die Induktivität  $L_1$  durch die Gleichung (2.33) ermittelt.

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{3}{2} \sqrt{(R_1)^2 + (\omega L_1)^2} \quad (2.33)$$

Die Induktivität  $L_1$  hängt von dem Polradwinkel  $\gamma$  wie folgt ab [10]:

$$L_q = L_1 (\gamma = 90^\circ, 270^\circ) = 12,9\text{mH}$$

$$L_d = L_1 (\gamma = 0^\circ, 180^\circ) = 11,5\text{mH}$$

Abb. 2.11 zeigt die Messwerte der Ständerinduktivität  $L_1$  in Abhängigkeit von dem Polradwinkel.

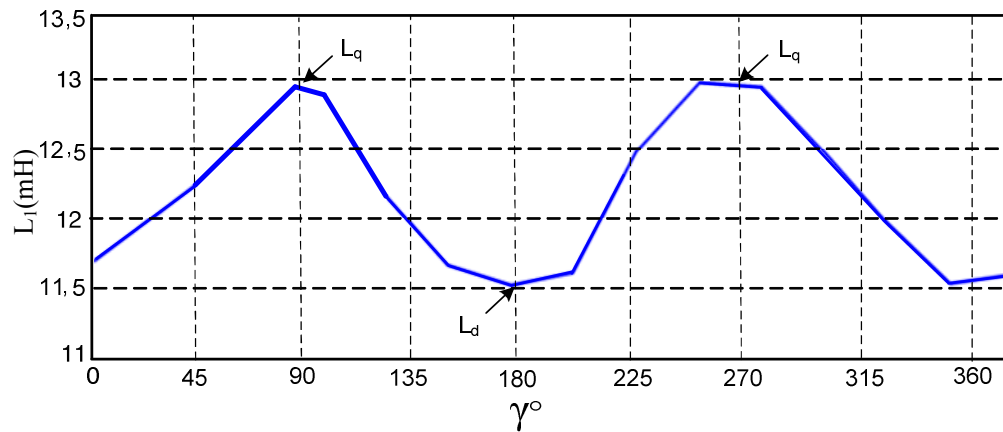


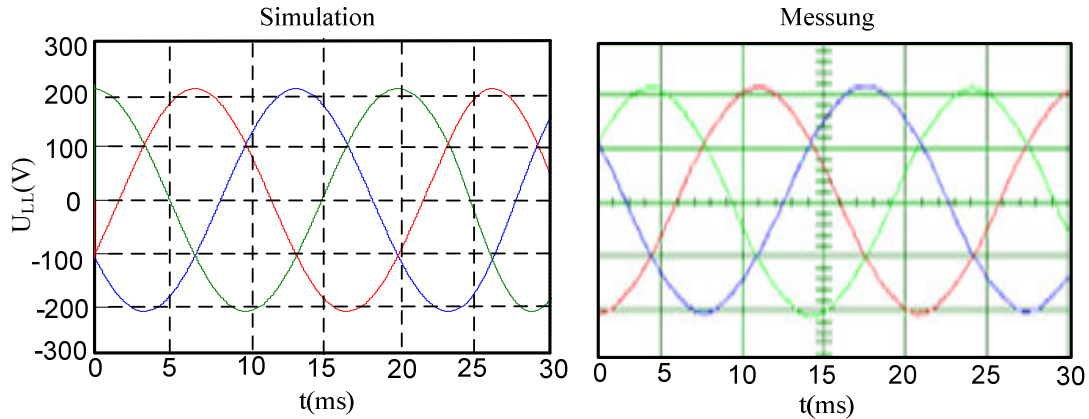
Abb. 2.11 Verlauf der Ständerinduktivität  $L_1$  über dem Polradwinkel  $\gamma$

## 2.5 Überprüfung des Maschinenmodells

Zur Überprüfung der gemessenen Parameter wurden unter Nutzung des Programmsystems Matlab/Simulink diverse Simulationen durchgeführt. Diese werden nachfolgend vertiefend betrachtet.

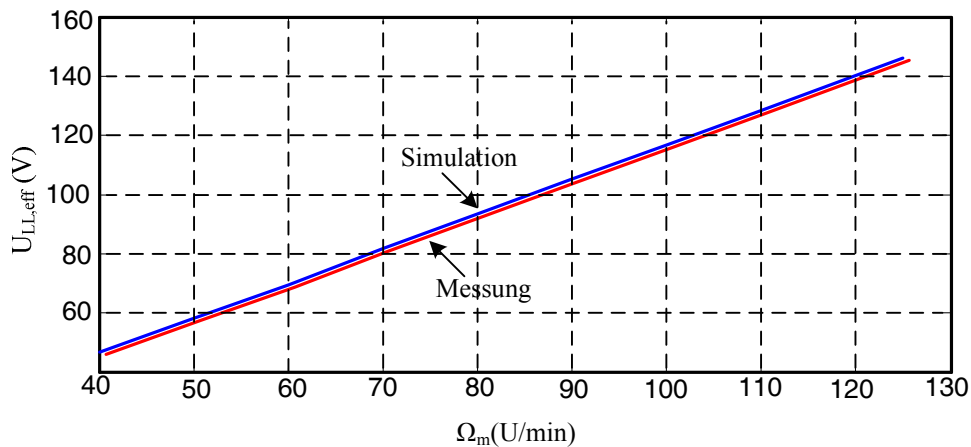
### 2.5.1 Leerlaufversuch

Um Aussagen über die Qualität der induzierten Spannung der PSM machen zu können, wurden für verschiedene Drehzahlen die Leerlaufspannungen gemessen und die enthaltenen Oberschwingungen bestimmt. Abb. 2.12 zeigt den gemessenen und simulierten zeitlichen Verlauf der induzierten Leiter-Leiter-Spannungen  $U_{LL}$  der 3 Stränge im Leerlauf bei der Nenndrehzahl von  $\Omega_{\text{mnenn}} = 125U/\text{min}$ .



**Abb. 2.12** Zeitlicher Verlauf der Leerlaufspannungen der PSM bei der Nenndrehzahl

Es wird der gesamte Drehzahlbereich durchgeföhren und jeweils die Spannung an den offenen Klemmen der einzelnen Stränge gemessen. Abb. 2.13 zeigt die Effektivwerte der Leerlaufspannungen  $U_{LL}$  über der Drehzahl bei der Messung und der Simulation.



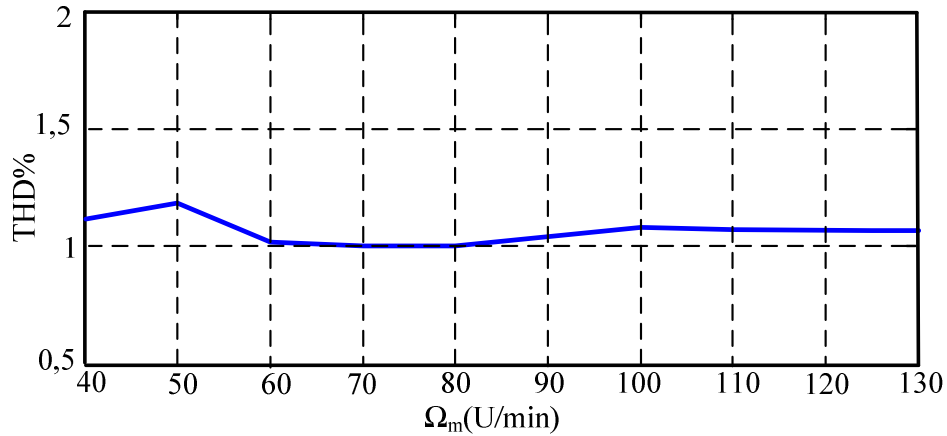
**Abb. 2.13** Effektivwerte der induzierten Leerlaufspannungen Leiter- Leiter über der Drehzahl

Mit den aus der Fourieranalyse der Leerlaufspannungen erhaltenen Amplituden der Harmonischen wird der Gesamtverzerrungsfaktor THD (Total Harmonic Distortion) gemäß Gl. (2.34):

$$\text{THD}[\%] = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} U_v}}{U_1} \times 100 \quad (2.34)$$

berechnet, der kleiner als 1,3% ist. Das zeigt die gute Annäherung der induzierten Leerlaufspannung an die Sinusform. Abb. 2.14 zeigt den experimentell ermittelten THD-Wert der Leerlaufspannung der Maschine für verschiedene Drehzahlen.

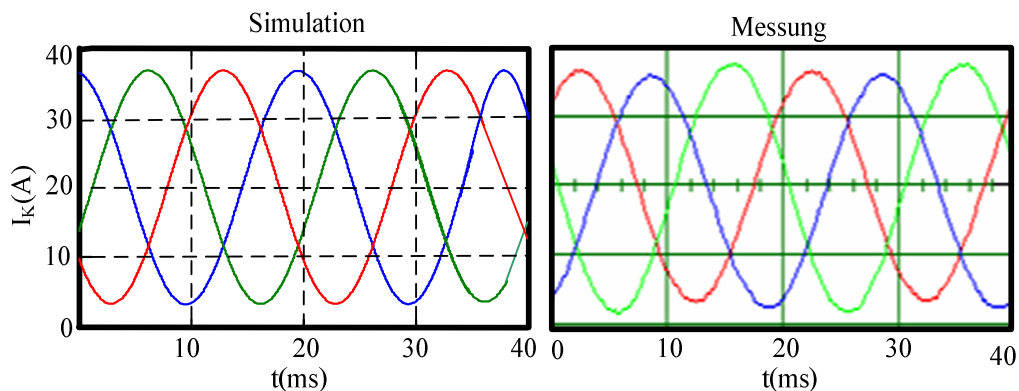




**Abb. 2.14** THD der Leerlaufspannung der Maschine für verschiedene Drehzahlen

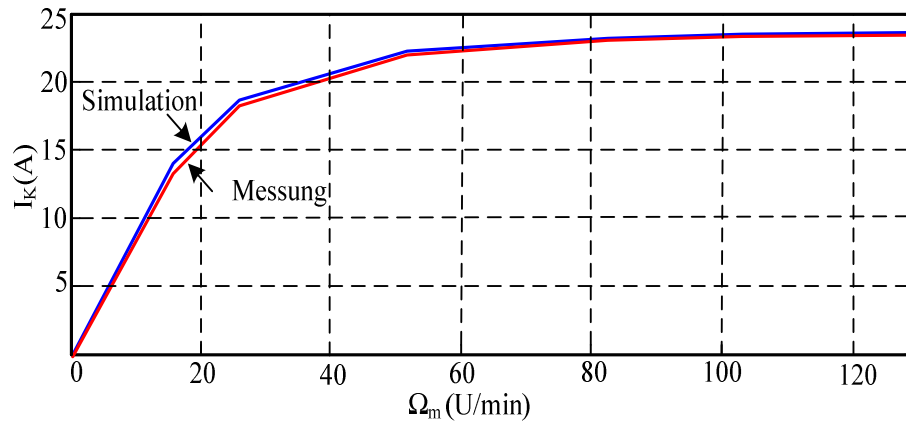
### 2.5.2 Kurzschlussversuch

Für die Auslegung geeigneter Maßnahmen zum Schutz der elektrischen Komponenten muss das Kurzschlussverhalten der PSM bekannt sein. Sie wurde dreiphasig kurzgeschlossen. Mit der Gleichstrommaschine wurde die PSM angetrieben. Abb. 2.15 zeigt die gemessenen und simulierten Kurzschlussströme der PSM bei der Nenndrehzahl von  $\Omega_{\text{menn}}=125\text{U/min}$ .



**Abb. 2.15** Gegenüberstellung des Kurzschlussstroms der Nenndrehzahl ermittelt durch Messung und durch Simulation

Für verschiedene Drehzahlen wurde der Kurzschlussstrom in einem Strang gemessen. In Abb. 2.16 sind die Effektivwerte des Kurzschlussstroms über der Drehzahl, die durch Messung und anhand des Modells gewonnen wurden, dargestellt.



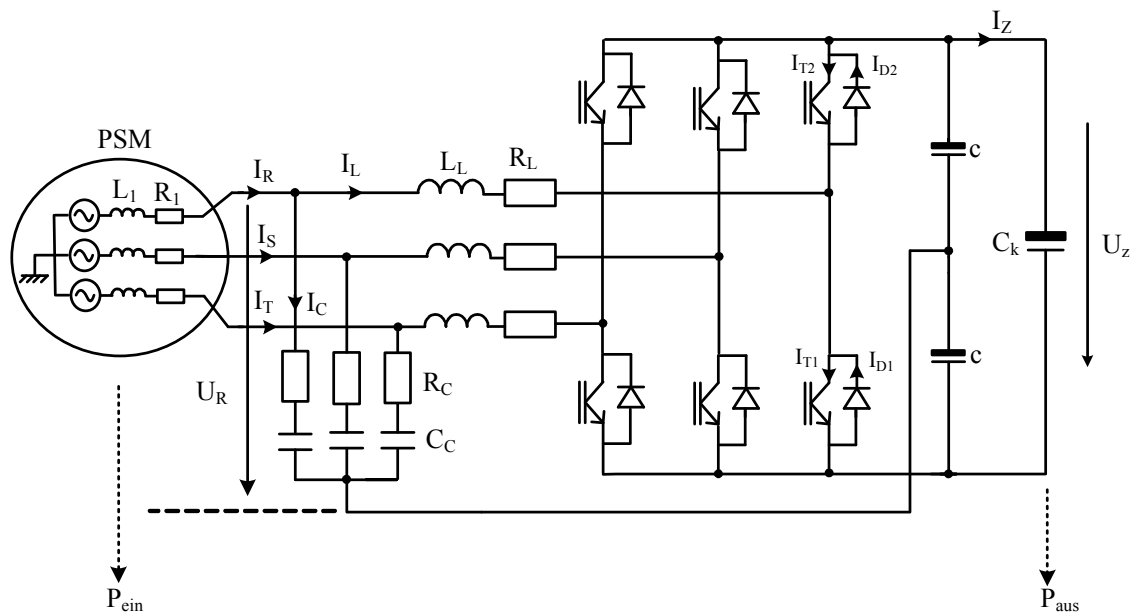
**Abb. 2.16** Effektivwerte des Kurzschlussstroms über der Drehzahl

Die Abbildungen (2.12, 2.13, 2.15 und 2.16) zeigen eine gute Übereinstimmung der Simulation mit dem realen Objekt, was auf eine hohe Güte des Modells hindeutet. Somit ist der Einsatz des Modells für die weitere Arbeit gerechtfertigt.

### 3 PSM mit Pulswechselrichter (Topologie 1)

#### 3.1 Einleitung

Die Abb. 3.1 zeigt das Prinzipschaltbild der betrachteten Topologie. Die Ständerwicklung des Synchrongenerators ist mit dem Stromrichtersystem, bestehend aus du/dt-Filter, Pulswechselrichter und Gleichspannungszwischenkreis, verbunden. Der Wechselrichter besteht im Wesentlichen aus einer Anordnung von sechs IGBT und den dazugehörigen Freilaufdioden. Dabei ist jeweils einer Phase eine Halbbrücke zugeordnet. Das du/dt-Filter reduziert die Spannungssteilheit  $du/dt$  und begrenzt die max. Amplitude der transienten Spannungsspitzen an den Motorklemmen auf einen zulässigen Wert. Der Sternpunkt des du/dt-Filters ist mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises verbunden. Die Kapazitäten des du/dt-Filters wurden so klein wie möglich gewählt, um die Filterströme entsprechend klein zu halten. Dadurch resultiert wiederum eine Minimierung der Verluste.

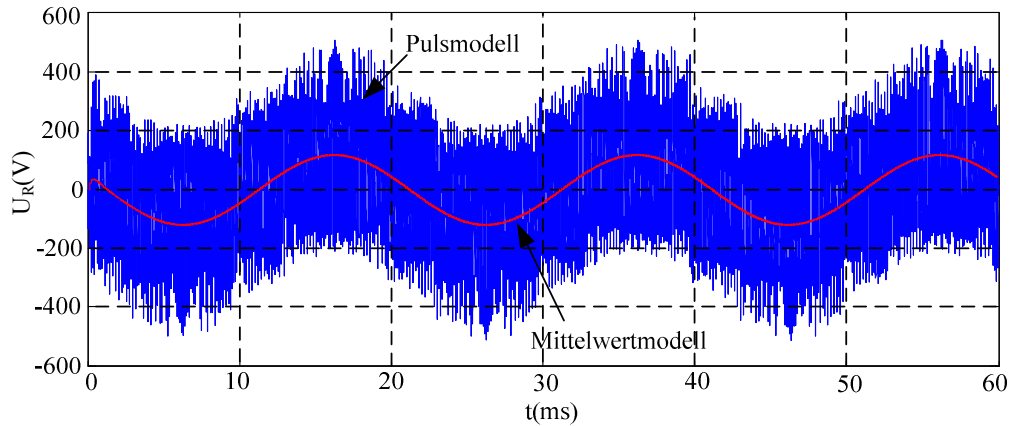


**Abb. 3.1** PSM mit Pulswechselrichter und Gleichspannungszwischenkreis

Die Simulation des Wechselrichters kann mittels zweier unterschiedlicher Modelle [28] erfolgen:

- dem Mittelwertmodell, in dem das Schalten der Transistoren nicht berücksichtigt wird, so dass sich ideale sinusförmige Strangspannungen ergeben.
- dem Pulsmodell, in dem alle aufgrund des Schaltens der Transistoren mit der Taktfrequenz der Pulsweitenmodulation auftretenden Frequenzen berücksichtigt werden.

Abb. 3.2 zeigt die Strangspannung der Maschine  $U_R$  bei unterschiedlicher Modellierung des Wechselrichters. Das Modell des Wechselrichters wurde an der TU Ilmenau entwickelt [29].



**Abb. 3.2** Strangspannung bei unterschiedlicher Modellierung des Wechselrichters

## 3.2 Regelung der PSM

### Feldorientierung

Es ist bekannt, dass Drehfeldmaschinen mit ihrem Wicklungssystem ein komplexes mathematisches Gebilde darstellen, welches zunächst keine getrennte Steuerung von feldbildender und drehmomentbildender Komponente des Ständerstroms zuließ. Demzufolge galt es ein Verfahren zu finden, das es ermöglicht, diese beiden Stromanteile zu entkoppeln. Ergebnis der Forschungen war das Prinzip der Feldorientierung. Basis einer feldorientierten Modellierung ist ein komplexer Raumzeiger der Ständergrößen gemäß (3.1). Dieser wird definiert, um das Dreiphasensystem einer einfacheren Beschreibung zu unterziehen.

$$\underline{X}_{\alpha\beta} = X_\alpha + jX_\beta = \frac{2}{3}(X_1 + \underline{a}X_2 + \underline{a}^2X_3) \quad \text{mit } \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.1)$$

Nach dem Prinzip der Feldorientierung ist es nun erforderlich, den in (3.1) formulierten Raumzeiger in ein mit dem Polrad umlaufendes Koordinatensystem zu transformieren. Die vollständige Gleichung der Transformation von Ständergrößen in ein polradflussorientiertes Koordinatensystem lautet damit:

$$\underline{X}_{dq} = X_d + jX_q = \underline{X}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma} \quad (3.2)$$

Die reale Umsetzung von (3.2) erfolgt in zwei Schritten. Im ersten Schritt werden die Komponenten des Raumzeigers im ständerfesten  $\alpha\beta$ - Koordinatensystem ermittelt. Anschließend erfolgt als zweiter Schritt die Transformation in das dq- System.

### 3.2.1 Stromregler

Die Aufgabe der Regelung ist, den Istwert  $I_{\text{ist}}$  möglichst schnell und genau dem Sollwert  $I_{\text{soll}}$  nachzuführen, damit die Regelabweichung  $\Delta I$  klein ist. Der PI- Regler ist nach dem Betragsoptimum ausgeführt [6,7]. Dabei wird die größte Streckenzeitkonstante, die sehr viel größer als die anderen Zeitkonstanten ist, kompensiert. Zur Regelung werden die Größen des Generators vom statorfesten Bezugssystem in das rotorfeste Bezugssystem transformiert. Mit dem Stromregler wird der Blindstrom  $I_d$  auf Null geregelt, um die Verluste in der Maschine gering zu halten. Um die gegenseitige Beeinflussung der Größen  $I_d$  und  $I_q$  in der Maschine zu verhindern, muss ein Entkopplungsnetzwerk vorgesehen werden.

#### 3.2.1.1 Entkopplung

Die Komponenten der Ständerspannung können mit Hilfe der Gleichungen (3.3) und (3.4) beschrieben werden.

$$U_d = \frac{d\Psi_d}{dt} + R_l \cdot I_d - \Omega_L \cdot \Psi_q \quad (3.3)$$

$$U_q = \frac{d\Psi_q}{dt} + R_l \cdot I_q + \Omega_L \cdot \Psi_d \quad (3.4)$$

$$\Psi_d = \Psi_{pm} + L_d \cdot I_d \quad (3.5)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot I_q \quad (3.6)$$

Betrachtet man die Rückwirkung der elektrischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors  $\Omega_L$  und der Ströme  $I_d$  und  $I_q$  als Störgrößen, die auf die Strecken der Ströme  $I_d$  und  $I_q$  einwirken, kann die Maschine durch zwei unabhängige Strecken beschrieben werden. Wenn die Maschinenparameter  $L_d$ ,  $L_q$  und  $\Psi_{pm}$  bekannt sind, kennt man damit auch die Störgrößen und kann diese durch eine Störgrößenvorsteuerung kompensieren.

$$U_{d \text{ Entkopplung}} = \Omega_L \cdot L_q \cdot I_q \quad (3.7)$$

$$U_{q \text{ Entkopplung}} = - \Omega_L \cdot \Psi_{pm} - \Omega_L \cdot L_d \cdot I_d \quad (3.8)$$

Abb. 3.3 veranschaulicht die Entkopplung für die Maschinenstrecke der Ströme  $I_d$ ,  $I_q$ .

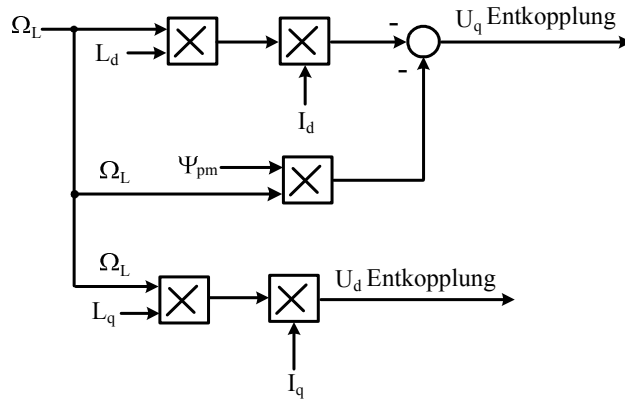


Abb. 3.3 Entkopplung der Maschinenstrecke

### 3.2.1.2 Einstellung des Stromreglers nach dem Betragsoptimum

Abb.3.4 zeigt die Blockstruktur des Stromreglers. Die Sollwerte werden vorgegeben, die Istwerte werden aus den gemessenen Strömen über zwei Transformationen gebildet. Als Reglerausgangsgrößen erhält man die Spannungen  $U_d$  und  $U_q$ . Diese Spannungen wurden mit denen der Entkopplung addiert und dann wieder ins Ständerkoordinatensystem transformiert. Schließlich wurde noch der Faktor  $2/U_Z$  berücksichtigt. Daraus können die Ansteuersignale für die Wechselrichter erzeugt werden.

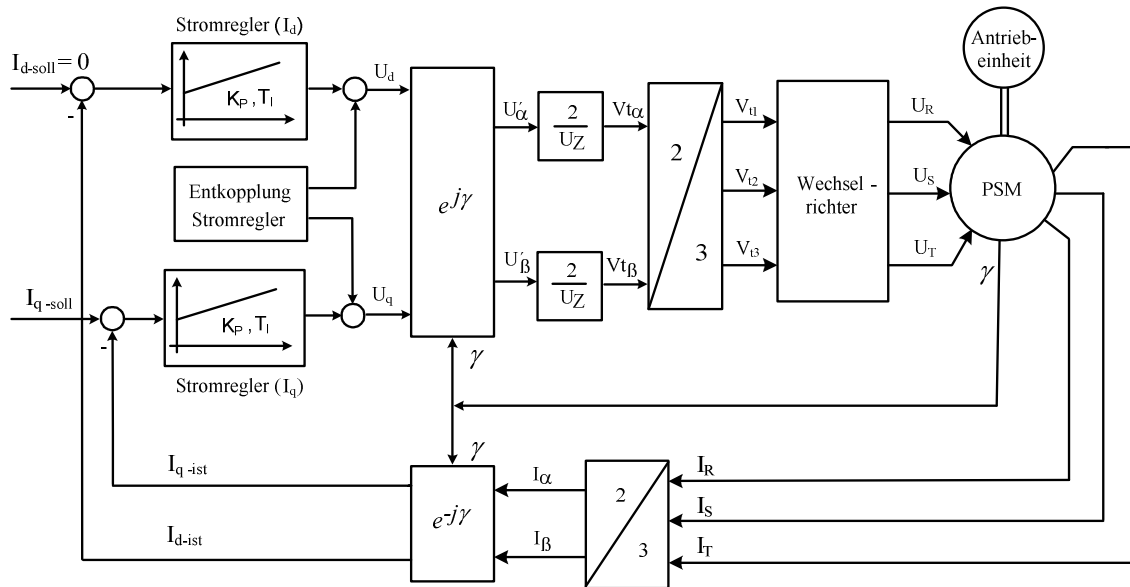


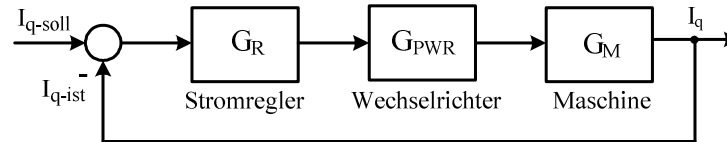
Abb. 3.4 Blockstruktur des Stromregelkreises

Eine Dimensionierung der PI-Regler wurde über das Betragsoptimum vorgenommen [32]. Somit ist ein schnelles Ausregeln der Führungsgröße im Fall eines Sprunges möglich. Die Zeitdauer, bis der Istwert den Sollwert erreicht, lässt sich wie folgt berechnen:  $\tau=2\pi T_k$ , wobei

$T_k$  die Summenzeitkonstante des Stromregelkreises ist, die dessen dynamischen Verhalten bestimmt. Mit betragsoptimaler Reglereinstellung hat die Übertragungsfunktion der offenen Kette eines Regelkreises diese Form [33]:

$$G_0(p) = \frac{1}{2 \cdot p \cdot T_k (1 + pT_k)} \quad (3.9)$$

Abb. 3.5 zeigt den Regelkreis für Strom  $I_q$ .



**Abb. 3.5** Stromregelkreise

Die gesamte Übertragungsfunktion der Regelstrecke  $G_S$  setzt sich aus  $G_M$  und  $G_{PWR}$  zusammen, wobei  $G_M$  die Übertragungsfunktion der PSM ist:

$$G_M(p) = \frac{1}{R_1 + pL_1} = \frac{\frac{1}{R_1}}{1 + p \cdot \frac{L_1}{R_1}} = \frac{K_M}{1 + pT_M} \quad (3.10)$$

$R_1=0,54\Omega$  und  $L_1=11,5\text{mH}$  sind die Parameter der PSM, die im Kapitel 2 gemessen wurden.

$G_{PWR}$  ist die Übertragungsfunktion des Pulswechselrichters, die in allgemeiner Form folgendes Aussehen hat:

$$G_{PWR}(p) = \frac{1}{1 + pT_{TOT}} \quad (3.11)$$

mit  $T_{TOT} = \frac{1}{f_s} = 0,1\text{ms}$ .

Für den Regler ergibt sich somit die nach Gleichung (3.12) hergeleitete Übertragungsfunktion  $G_R(p)$ .

$$G_R(p) = \frac{G_0(p)}{G_{PWR}(p) \cdot G_M(p)} = \frac{(1 + pT_{TOT}) \cdot (1 + pT_M)}{2pT_k (1 + pT_k) \cdot K_M} \quad (3.12)$$

Da die Zeitkonstante  $T_M$  der PSM wesentlich größer ist als des Totzeitglied  $T_{TOT}$ , setzt man  $T_k$  und  $T_{TOT}$  gleich, um die größte Zeitkonstante  $T_M$  durch den Regler zu kompensieren. Demzufolge gilt:

$$G_{R(p)} = \frac{(1 + pT_M)}{2pT_{TOT} \cdot K_M} = \frac{T_M}{2T_{TOT} \cdot K_M} \left(1 + \frac{1}{pT_M}\right) \quad (3.13)$$

Hier wurde ein PI-Regler eingesetzt, da er eine hohe Regeldynamik durch den P-Anteil und eine große statische Verstärkung durch den I-Anteil miteinander vereint.

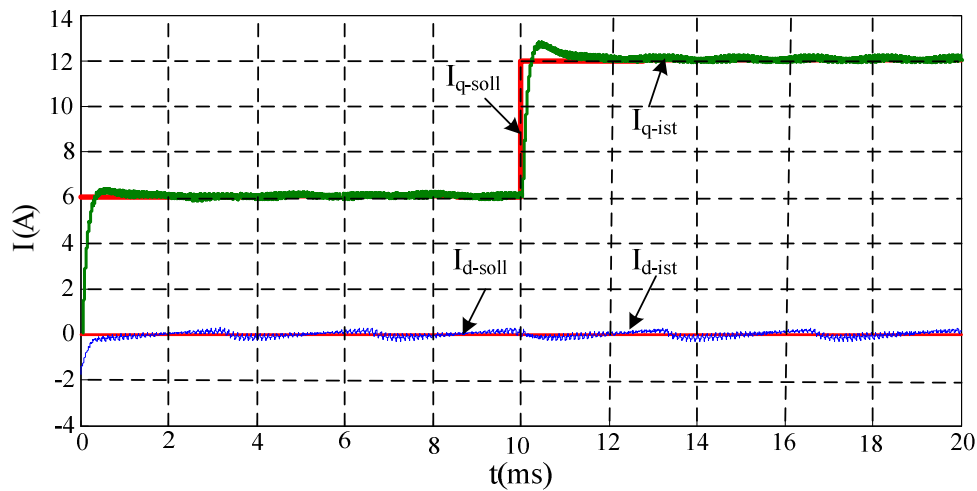
Die Übertragungsfunktion eines PI-Reglers lautet:

$$G_R(p) = K_P \left(1 + \frac{1}{pT_I}\right) \quad (3.14)$$

Um die Parameter des PI-Reglers zu ermitteln, setzt man die Gleichung (3.13) und (3.14) gleich.

$$K_P \left(1 + \frac{1}{pT_I}\right) = \frac{T_M}{2T_{TOT} \cdot K_M} \left(1 + \frac{1}{pT_M}\right) \quad (3.15)$$

Durch den Koeffizientenvergleich ergeben sich die Parameter des PI-Reglers:  $K_P=57,5$  und  $T_I=21,3\text{ms}$ . Abb. 3.6 zeigt die Sprungantwort der Stromregelung nach dem Betragsoptimum.



**Abb. 3.6** Sprungantwort nach dem Betragsoptimum

In Abb. 3.6 ist die Sprungantwort des Stroms auf einen Sollwertsprung abgebildet.  $I_{q-soll}$  springt dabei nach 10ms von 6A auf 12A. Der Signalverlauf des Ständerstroms  $I_q$  entspricht vom Überschwingungsverhalten dem des Betragsoptimums von ca. (5%).



### 3.2.2 Drehzahlregler

Feldorientierte Regelverfahren mit und ohne Drehzahlgeber sind seit vielen Jahren bekannt und in industriellen Antrieben implementiert [18]. Sie arbeiten üblicherweise in einem durch Koordinatentransformation erzeugten rotorbezogenen Koordinatensystem. Mittlere und kleine Drehzahlen können feldorientiert und ohne Drehzahlgeber mit verschiedenen Verfahren realisiert werden [19]. Als Drehzahlregler wird ein PI -Regler mit der Reglerverstärkung  $K_P$  und der Nachstellzeit  $T_I$  eingesetzt. In den meisten Fällen wird der Drehzahlregler in Bezug auf ein gutes Störverhalten optimiert. Dieser Forderung kann mit der Reglereinstellung nach dem Symmetrischen Optimum Genüge getan werden. Um eine konstante Drehzahl zu erhalten, muss der wirkliche Drehzahlwert ständig mit dem Sollwert verglichen werden. Bei einer Differenz zwischen beiden Werten soll ein PI-Regler die Maschinendrehzahl auf den gewünschten Wert einstellen. Üblicherweise werden zur Drehzahlregelung Kaskadenregler eingesetzt, da diese viele Vorzüge aufweisen.

Diese sind auch bei einer sensorlosen Regelung von Vorteil. Die Kaskadenregelung weist unter den hier vorliegenden Bedingungen ein deutlich verbessertes dynamisches Gesamtverhalten [36] auf als der einschleifige Regelkreis.

Ein Drehzahlregler erzeugt den Sollwert für die q-Komponente des Stromes, der anschließend auf den maximal zulässigen Sollwert  $I_{q\text{-soll}}$  begrenzt wird. Dieser Grenzwert wird in Abhängigkeit von der Drehzahl unter Berücksichtigung der Maschinenparameter berechnet. Daraus erhält man den Sollwert  $I_{q\text{-soll}}$ . Wird die Maschine im Ankerstellbereich betrieben, so kann der Sollwert  $I_d$  zu Null gesetzt werden [45]. Als Reglerausgangsgrößen erhält man die Spannungen  $U_d$  und  $U_q$ . Zu diesen Spannungen werden die Entkopplungsausgänge addiert und dann wieder ins Ständerkoordinatensystem transformiert. Schließlich wurde noch der Faktor  $2/U_Z$  berücksichtigt. Aus dem Ergebnis können die Ansteuersignale für die Wechselrichter erzeugt werden [21]. Das entsprechende Blockschaltdiagramm ist in Abb. 3.7 dargestellt. Es wird mit konstanter Zwischenkreisspannung von  $U_Z=300V$  gerechnet.

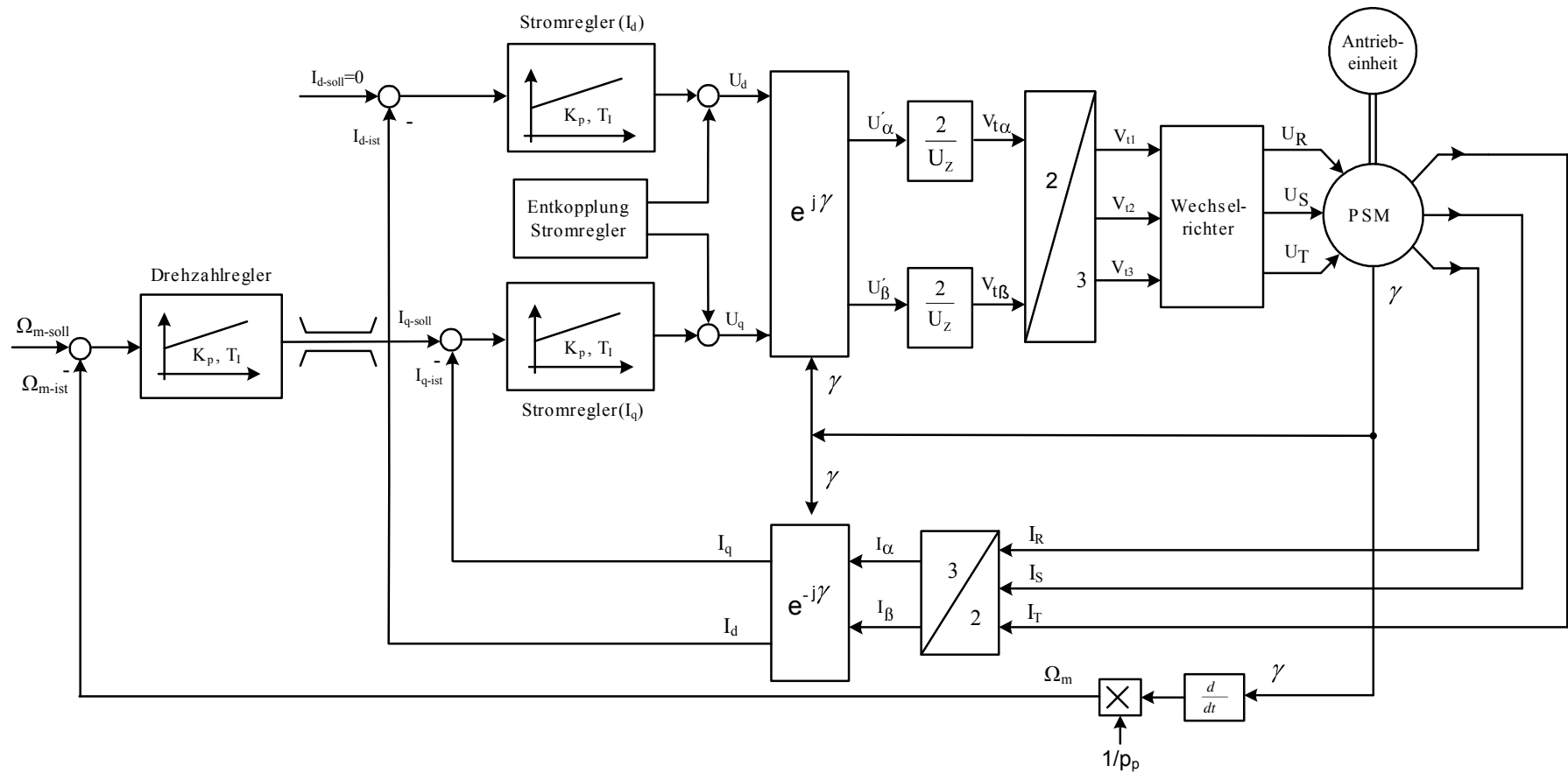
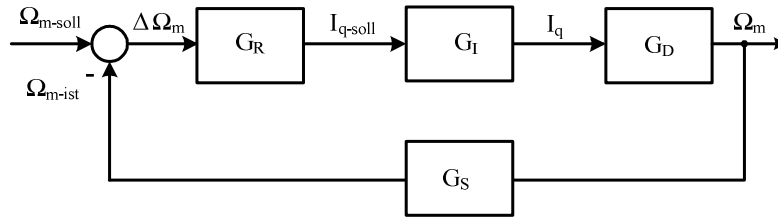


Abb .3.7 Blockschaltbild der feldorientierten Regelung der Drehzahl in Rotorkoordinaten

### 3.2.2.1 Einstellungen des Regelkreises nach dem Symmetrischen Optimum

Um eine auftretende Regeldifferenz  $\Delta\Omega_m$  zu Null zu regeln wird ein Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) eingesetzt. Bei der vorliegenden Strecke ( $G_I$ ,  $G_D$  und  $G_S$ ) wird ein PI-Regler eingesetzt. Abb. 3.8 zeigt den allgemeinen Drehzahlregelkreis.



**Abb. 3.8** Allgemeiner Drehzahlregelkreis

$G_I$  entspricht der Führungsübertragungsfunktion des inneren Stromregelkreises.

$$G_I(p) = \frac{G_0(p)}{1 + G_0(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2pT_K(1+pT_K)}} = \frac{1}{1 + 2pT_K + 2p^2T_K^2} \approx \frac{1}{1 + 2\sqrt{2}pT_K} \quad (3.16)$$

$G_D$  entspricht der Übertragungsfunktion zwischen der Drehzahl und dem Drehmomentbildenden Strom.

$$\Omega_m = \frac{1}{J} \int \left( \frac{3}{2} p_p \Psi_{pm} I_q - M_W \right) \cdot dt \quad (3.17)$$

Für die Übertragungsfunktion  $\frac{\Omega_m(p)}{I_q(p)}$  wird das Lastmoment  $M_W$  zu Null gesetzt. Unter Nutz-

ung der Laplace-Transformation folgt aus der Gl. (3.17):

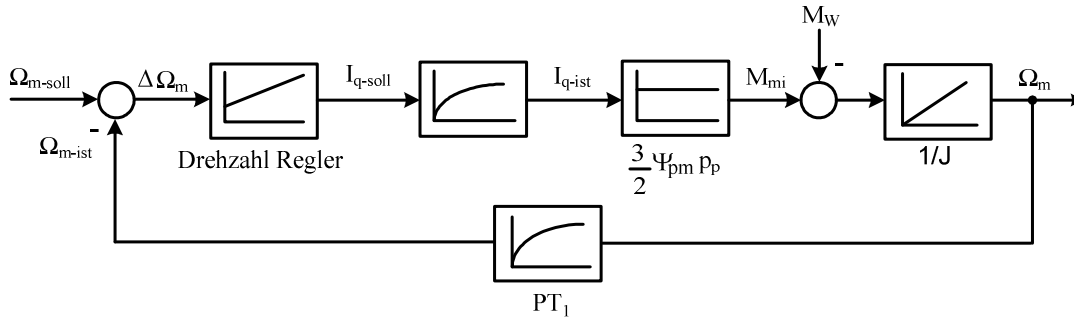
$$G_D(p) = \frac{\Omega_m(p)}{I_q(p)} = \frac{\frac{3}{2} p_p \cdot \Psi_{pm}}{J \cdot p} = \frac{K}{p} \quad (3.18)$$

$$K = \frac{\frac{3}{2} p_p \cdot \Psi_{pm}}{J} \quad (3.19)$$

$G_S$  entspricht der Übertragungsfunktion des Messgliedes:

$$G_S(p) = \frac{1}{1 + pT_S} \quad (3.20)$$

Damit erhält man den Drehzahlregelkreis einer PSM (Abb. 3.9).



**Abb. 3.9** Drehzahlregelkreis einer PSM

Berechnet man den Drehzahlregelkreis nach dem Symmetrischen Optimum, so erhält man für den Drehzahlregler einen PI-Regler.

Laut symmetrischoptimaler Reglereinstellung hat die Übertragungsfunktion der offenen Kette eines Regelkreises die Form:

$$G_0(p) = \frac{1 + 4pT_{KP}}{4pT_{KP}} \cdot \frac{1}{2pT_{KP}(1 + pT_{KP})} = G_R(p) \cdot G_I(p) \cdot G_D(p) \cdot G_S(p) \quad (3.21)$$

Damit kann man die Übertragungsfunktion des PI-Reglers ermitteln:

$$G_R(p) = \frac{G_0(p)}{G_I(p) \cdot G_D(p) \cdot G_S(p)} = \frac{\frac{1 + 4pT_{KP}}{4pT_{KP}} \cdot \frac{1}{2pT_{KP}(1 + pT_{KP})}}{\frac{1}{1 + 2\sqrt{2} \cdot pT_{KP}} \cdot \frac{K}{p} \cdot \frac{1}{(1 + pT_S)}} \quad (3.22)$$

Fast man in der Gleichung (3.22) die Terme  $(1 + 2\sqrt{2} \cdot pT_{KP})$  und  $(1 + pT_S)$  zu dem Term  $(1 + p\sum T)$  mit  $\sum T = 2\sqrt{2} \cdot T_{KP} + T_S$  zusammen, so ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$G_R(p) = \frac{\frac{1 + 4pT_{KP}}{4pT_{KP}} \cdot \frac{1}{2pT_{KP}(1 + pT_{KP})}}{\frac{K}{p} \cdot \frac{1}{(1 + p\sum T)}} \quad (3.23)$$

Setzt man  $T_{KP} = \sum T$  ein, so ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$G_R(p) = \frac{1 + 4pT_{KP}}{8KpT_{KP}^2} = \frac{1}{2KT_{KP}} \left(1 + \frac{1}{4pT_{KP}}\right) \quad (3.24)$$

$$G_R(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{pT_I}\right) \quad (3.25)$$

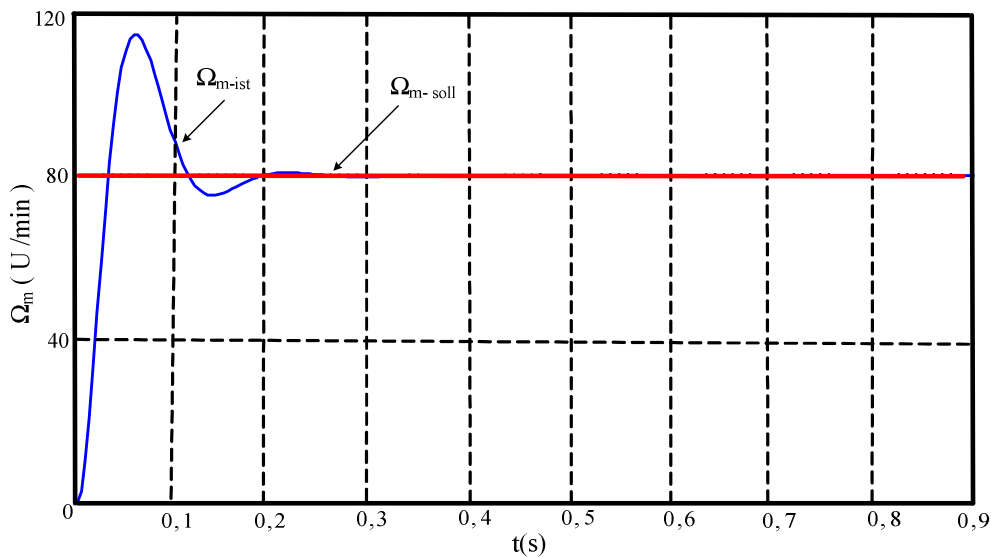
Ein Koeffizientenvergleich zwischen Gl. (3.24) und Gl. (3.25) liefert schließlich die Parameter des PI-Reglers.

$$K_p = \frac{1}{2KT_{kp}} \quad (3.26)$$

$$T_I = 4T_{KP} \quad (3.27)$$

$$T_{KP} = \sum T = 2\sqrt{2} \cdot T_K + T_s \quad (3.28)$$

Mit  $T_K = T_{TOT} = 0,1\text{ms}$  und  $T_S = 10\text{ms}$ , erhält man:  $T_{KP} = 10,28\text{ms}$ ,  $K = 4,56$ . Demgemäß sind die Parameter des PI- Reglers:  $K_p = 10,66$  und  $T_I = 41,12\text{ms}$ . Mit diesen nach dem Symmetrischen Optimum berechneten Parametern beträgt das relative Überschwingen 43% des Sollwertes. Dieses Verhalten weist zwar ein hohes Überschwingen auf, hat aber andererseits eine gute Regeldynamik. Der Istwert erreicht den Sollwert in ca. 0.25s. Abb. 3.10 zeigt das Führungsverhalten mit symmetrisch optimal eingestelltem Regler.



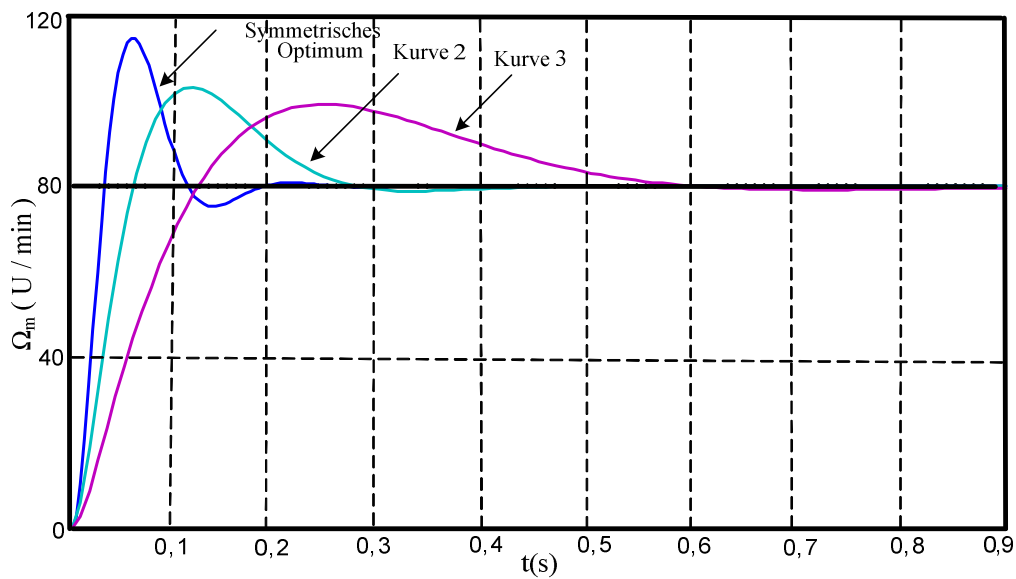
**Abb. 3.10** Führungsverhalten mit symmetrischem Optimum

Da sich die Windgeschwindigkeit bei Windkraftanlagen nicht so schnell ändert, kann die Verstärkung  $K_p$  halbiert und die Zeitkonstante  $T_I$  verdoppelt werden. Somit ergibt sich eine neue Kurve, die ein relatives Überschwingen von 28% besitzt. Der Istwert erreicht den Sollwert in diesem Fall in gut 0,4s. Bei weiterer Halbierung des Verstärkungswertes und Verdoppelung der Zeitkonstante beträgt das Überschwingen nur noch 23%. Die Zeit, die vergeht bis der Istwert den Sollwert erreicht, beträgt hier ca. 0.2s. Die Verringerung des Überschwingens geht auf Kosten der Systemdynamik. Nachfolgend ist eine Tabelle mit den berechneten Parametern für die zwei Fälle dargestellt:

Die untersuchte Übertragungsfunktion	Parameter des PI-Reglers	Überschwingen %	Darstellung
$G_0(p) \frac{1 + 8pT_{KP}}{8pT_{KP}} \cdot \frac{1}{4pT_{KP}(1 + pT_{KP})}$	$K_p=5.33$ $T_I=82.24\text{ms}$	28%	Kurve 2
$G_0(p) \frac{1 + 16pT_{KP}}{16pT_{KP}} \cdot \frac{1}{8pT_{KP}(1 + pT_{KP})}$	$K_p=2.665$ $T_I=164.48\text{ms}$	23%	Kurve 3

**Tabelle 3.1** Parameter des PI-Reglers mit verschiedenen Übertragungsfunktion

Abb. 3.11 zeigt das Führungsverhalten für verschiedene Übertragungsfunktion


**Abb. 3.11** Führungsverhalten für verschiedene Übertragungsfunktion

In Abb. 3.11 zeigt das Führungsverhalten für verschiedene Parameter des PI-Reglers. Man sieht, dass mit kleiner werdenden Verstärkungsfaktoren  $K_p$  das dynamische Verhalten träger wird. Eine gegenläufige Tendenz ist bei der Überschwingweite zu verzeichnen (Kurve 3).

### 3.3 Verluste und Wirkungsgrad des elektrischen Systems

Der Wirkungsgrad des Systems wird gemäß (3. 29) berechnet:

$$\eta = \frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{ein}}} = \frac{P_{\text{ele}}}{P_{\text{me}}} = \frac{I_z \cdot U_z}{\Omega_m \cdot M_{\text{mi}}} = \frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{aus}} + P_{\text{ver}}} \quad (3.29)$$

Um diesen Wirkungsgrad zu berechnen, müssen alle Verluste des Systems berechnet werden. Dazu zählen die Verluste in der PSM, im Wechselrichter und im Filter. Die PSM hat vernachlässigbare Verluste im Rotor. Die Statorverluste werden durch die ohmschen Wicklungswiderstände hervorgerufen. Im du/dt-Filter entstehen die Verluste durch die Widerstände  $R_L$  und  $R_C$ . Die Wechselrichterverluste setzen sich aus Schalt- und Durchlassverlusten zusammen.

#### 3.3.1 Verluste im Pulswechselrichter

Bei idealen Halbleiterschaltern geschieht das Einstellen der Spannung verlustlos. In der Realität haben die verwendeten Leistungshalbleiter (hier: IGBTs und Dioden) Schalt- und Durchlassverluste. Im folgenden Abschnitt werden alle Verluste im Pulswechselrichter behandelt:

- Durchlassverluste
- Ein- und Ausschaltverluste der IGBT's
- Ausschaltverluste der Dioden.

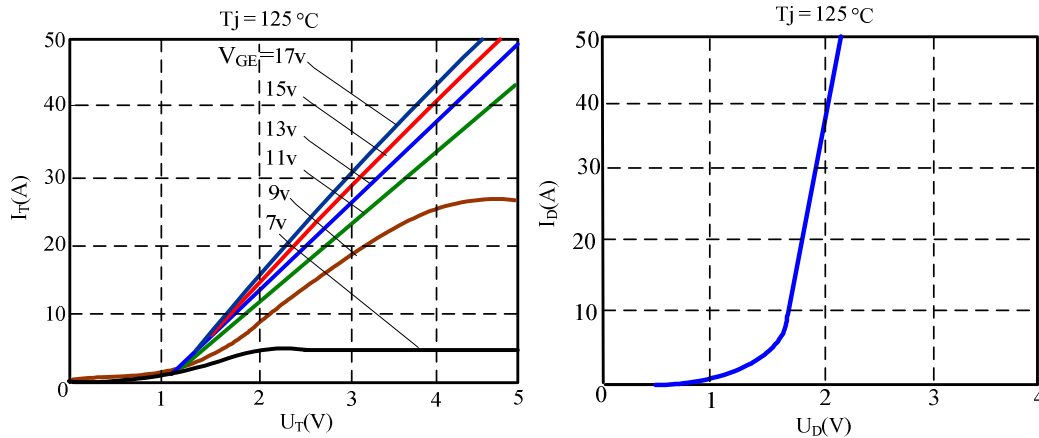
Die Verluste wurden für die Nenndrehzahl  $\Omega_{\text{mnenn}}=125\text{U/min}$ ,  $U_z=300\text{V}$  und bei Regelung des Stroms auf  $I_q=11\text{A}$  und  $I_d=0$  berechnet.

##### 3.3.1.1 Durchlassverluste

Die Ursache der Verluste liegt in der Physik der Bauelemente. Im ausgeschalteten Zustand befinden sich im Siliziumkörper des Schalters fast keine freibeweglichen Elektronen, und deshalb kann kein Strom fließen. Schaltet man das Element ein, so wird der Siliziumkörper mit beweglichen Elektronen gesättigt und der Schalter kann einen großen Strom leiten. Deshalb entsteht ein Spannungsabfall im leitenden Zustand. Die damit verbundenen Verluste nennt man Durchlassverluste [21].

### 3.3.1.1 Berechnung und Erstellen eines Modells mit Berücksichtigung der Durchlassverluste des Pulswechselrichters mittels Matlab /Simulink

In dieser Arbeit wurde ein Modul SKM40 GD 123 D mit 1200V und 25A benutzt. Die Abhängigkeit der Durchlasseigenschaften von Leistungs- IGBTs und Dioden geht aus deren Ausgangskennlinienfeldern gemäß Abb. 3.12 hervor.



**Abb. 3. 12 a)** Durchlasscharakteristik des Transistors **b)** Durchlasscharakteristik der Diode

Die Kennlinien in Abb. 3.12 wurden aus den Datenblättern des IGBT- Moduls entnommen. Abb. 3.12.a zeigt die Ausgangskennlinienfelder für  $T_j=125^\circ\text{C}$  mit der Gate-Emitter-Spannung ( $V_{GE}$ ) als Parameter. Die IGBT Kennlinie für den Fall  $V_{GE}=15\text{V}$  und die Diodenkennlinie können durch folgende Gleichungen approximiert werden:

$$U_T = \frac{A_1 \cdot I_T + A_2 \cdot I_T^2}{1 + A_3 \cdot I_T + A_4 \cdot I_T^2} \quad (3.30)$$

$$U_D = \frac{A_1 \cdot I_D + A_2 \cdot I_D^2}{1 + A_3 \cdot I_D + A_4 \cdot I_D^2} \quad (3.31)$$

Die Koeffizienten der Kennlinien wurden mit Hilfe eines 'Curve-Fitting' Programms ermittelt. Diese sind in der folgenden Tabelle (3.2) aufgeführt.

Koeffizienten	Transistor	Diode
$A_1$ [V/A]	3,162	1,896
$A_2$ [V/A <sup>2</sup> ]	0,2561	0,2213
$A_3$ [1/A]	2,231	2,521
$A_4$ [1/A <sup>2</sup> ]	0,02252	0,06135

**Tabelle 3.2** Koeffizienten der Durchlasscharakteristik



Die Durchlassverluste der IGBTs sind:

$$P_{DV\_T} = U_T \cdot I_T \quad (3.32)$$

$U_T$  ist der Spannungsabfall über dem Transistor,  $I_T$  ist der Strom durch den Transistor

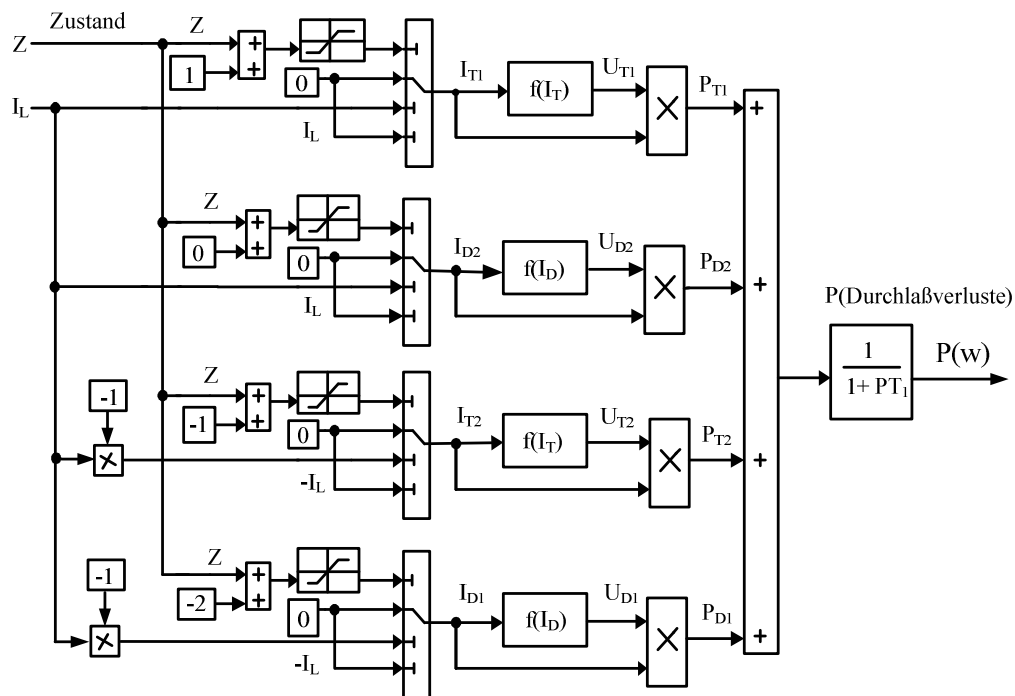
Die Durchlassverluste der Diode sind:

$$P_{DV\_D} = U_D \cdot I_D \quad (3.33)$$

$U_D$  ist der Spannungsabfall über der Diode,  $I_D$  ist der Strom durch die Diode.

Die Abb. 3.13 zeigt das Modell der Durchlassverluste in einer Phase des Pulswechselrichters.

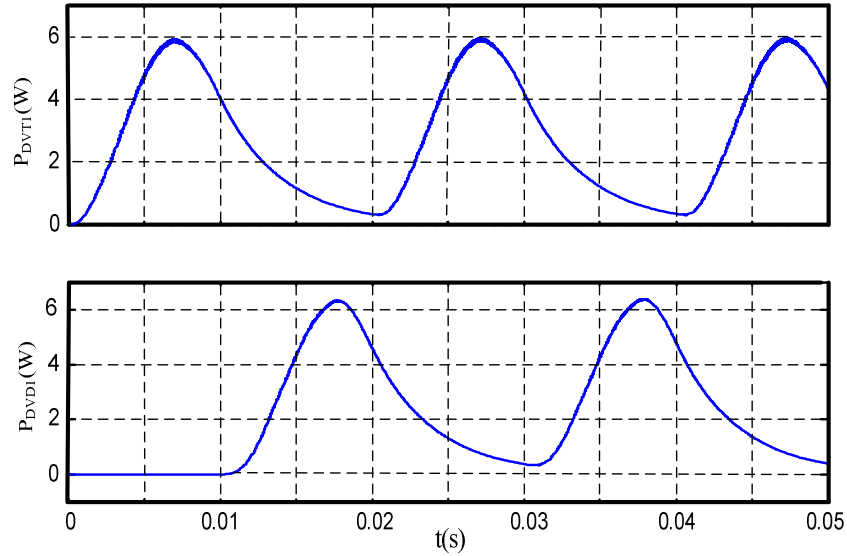
Dieses wurde in Matlab /Simulink implementiert.



**Abb. 3.13** Modell der Durchlassverluste in einer Phase des Pulswechselrichters

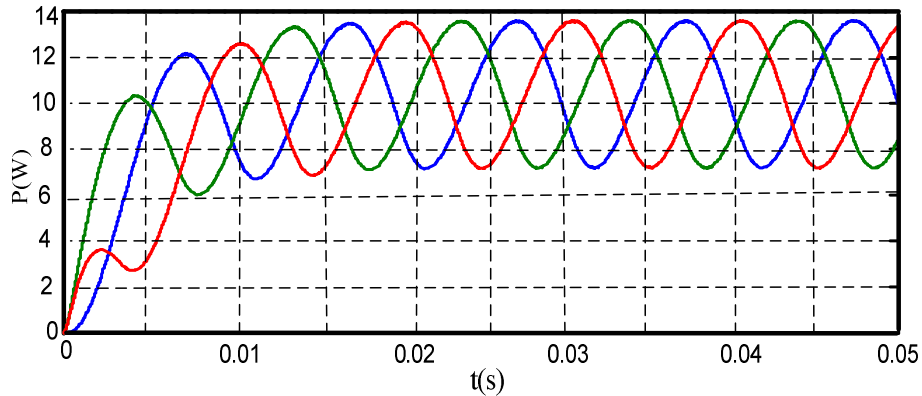
Bei der Berechnung der Durchlassverluste in einer Phase müssen die Schalterzustände ( $Z$ ) beachtet werden. Es gibt 4 Schalterzustände, in denen der Laststrom ( $I_L$ ) in einer bestimmten Richtung fließt. Setzt man den Momentanstrom in eine Polynomgleichung  $f(I_T)$ ,  $f(I_D)$  ein, so erhält man den zugehörigen Momentanspannungsabfall ( $U_{T1}$ ,  $U_{T2}$ ,  $U_{D1}$ ,  $U_{D2}$ ). Durch Multiplikation des Momentanstroms mit dem zugehörigen Momentanspannungsabfall lassen sich die Momentandurchlassverluste berechnen. Die gesamten Durchlassverluste einer Phase des Pulswechselrichters können durch Summation der Verluste in den vier Zuständen ermittelt werden. Anschließend wird die Summe mit einem  $PT_1$ -Glied geglättet.

Abb.3.14 zeigt dem zeitlichen Verlauf der Durchlassverluste von  $T_1$  und von  $D_1$ , die durch das Modell in Abb. 3.13 berechnet wurden.



**Abb. 3.14** Zeitlicher Verlauf der Durchlassverluste des Transistors  $T_1$  und der Diode  $D_1$

Abb. 3.15 zeigt die Mittelwerte der dreiphasigen Durchlassverluste des Pulswechselrichters.



**Abb. 3.15** Mittelwerte der dreiphasigen Durchlassverluste des Pulswechselrichters

Die Gesamtdurchlassverluste des Pulswechselrichters erhält man aus der Addition der Transistor- und Diodendurchlassverluste. Sie sind in Abb. 3.16 enthalten. Die Gesamtdurchlassverluste des Pulswechselrichters sind:

$$P_{DV} = \sum_{\mu=1}^6 U_{T\mu} \cdot I_{T\mu} + \sum_{\mu=1}^6 U_{D\mu} \cdot I_{D\mu} \quad (3.34)$$

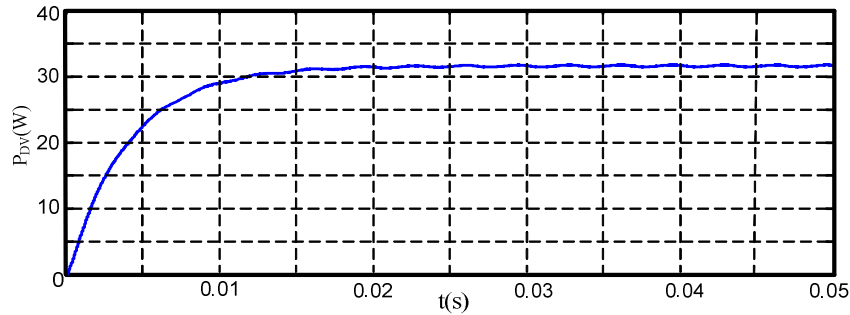


Abb. 3.16 Gesamte Durchlassverluste des Pulswechselrichters

### 3.3.1.2 Ein- und Ausschaltverluste der IGBTs

Für die Berechnung der Ein- und Ausschaltverluste des Transistors werden folgende Gleichungen zugrunde gelegt [5].

$$\text{Einschaltverluste: } P_{\text{on}/T} = f_s \cdot E_{\text{on}/T} \quad (3.35)$$

$$\text{Ausschaltverluste: } P_{\text{off}/T} = f_s \cdot E_{\text{off}/T} \quad (3.36)$$

$E_{\text{on}/T}$  ist Einschaltenergie,  $E_{\text{off}/T}$  die Ausschaltenergie des Transistors und  $f_s$  ist die Pulsfrequenz.

#### 3.3.1.2.1 Berechnung und Erstellen eines Modells unter Berücksichtigung der Ein- und Ausschaltverluste der Leistungshalbleiter des Pulswechselrichters mittels Matlab/Simulink

Für einen typischen Arbeitspunkt mit hoher IGBT- Auslastung (z.B. Chiptemperatur  $T_j=125^\circ\text{C}$ , Betriebsspannung  $V_{\text{CC}}=600\text{V}$ ) sind bei spezifizierten Ansteuerparametern, die in der Messschaltung mit ohmsch-induktiver Last ermittelten Ein- und Ausschaltverlustenergien  $E_{\text{on}}$ ,  $E_{\text{off}}$  bei unterschiedlichen Kollektorströmen  $I_T$  aufgetragen [5]. Die Ein- und Ausschaltenergie des IGBTs als Funktion vom Kollektorstrom  $I_T$  sind in Abb. 3.17 dargestellt.

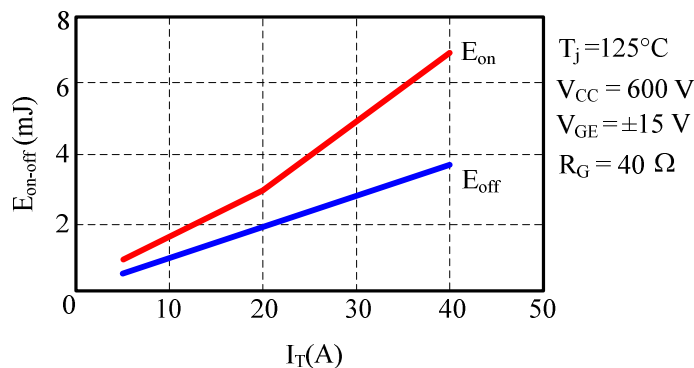


Abb. 3.17 Ein- und Ausschaltenergie des Transistors in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

Die Kennlinien können durch folgende Gleichungen approximiert werden:

$$E_{\text{on}} \text{ (mJ)} = f(I_T) = A_1 \cdot I_T + A_2 \cdot I_T^2 \quad (3.37)$$

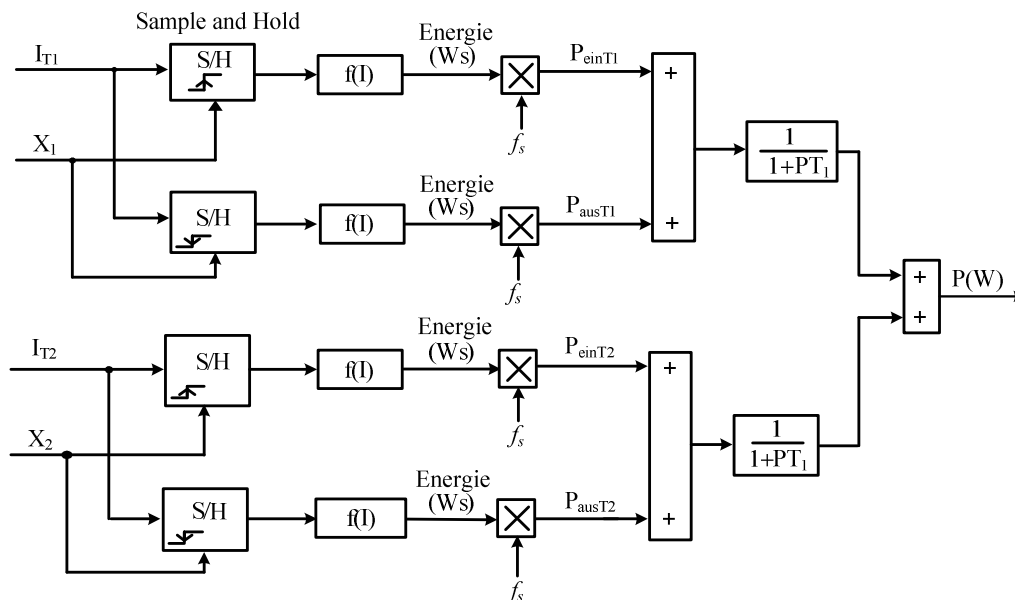
$$E_{\text{off}} \text{ (mJ)} = f(I_T) = A_1 \cdot I_T + A_2 \cdot I_T^2 \quad (3.38)$$

Die Koeffizienten der beidem Kennlinien in Abb. 3.17 wurden mit Hilfe eines "Curve-Fitting" Programms ermittelt. Diese sind in der folgenden Tabelle (3.3) aufgeführt.

Koeffizienten	Einschalt	Ausschalt
A <sub>1</sub> [mJ/A]	0,1267	0,09175
A <sub>2</sub> [mJ/A <sup>2</sup> ]	0,001257	0

**Tabelle 3.3** Koeffizienten für Ein- und Ausschaltenergie des Transistors

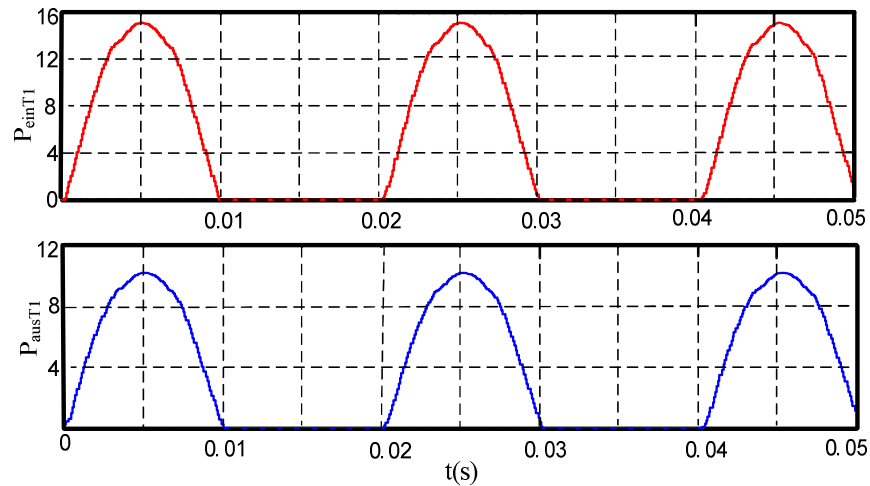
Das Modell der Ein- und Ausschaltverluste der IGBTs einer Phase des Pulswechselrichters ist In Abb. 3.18 dargestellt, wie es im Matlab implementiert wurde.



**Abb. 3.18** Modell der Ein- und Ausschaltverluste der Transistoren für eine Phase

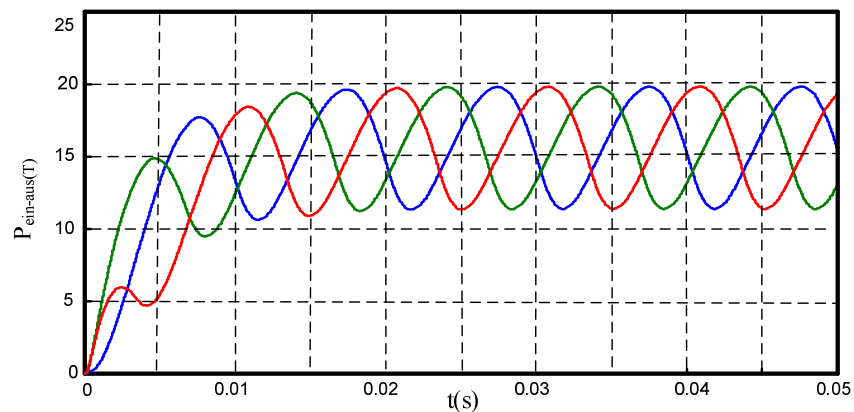
Die Leiterströme wurden durch ein Abtastglied, welches durch ein geeignetes Signal gesteuert wird, genau im Schaltpunkt ermittelt (Abb.3.18). Bei der Berechnung der Ein- und Ausschaltverluste in einer Phase müssen die Steuersignale der IGBTs (X<sub>1</sub> für T<sub>1</sub> und X<sub>2</sub> für T<sub>2</sub>) beachtet werden. Setzt man den Momentanstrom in eine Polynomgleichung f(I) ein, so erhält man die zugehörige Momentanenergie E<sub>on-off</sub>. Durch Multiplikation der Momentanenergie E<sub>on-off</sub> mit der Pulsfrequenz lassen sich die momentanen Ein- und Ausschaltverluste berechnen.

Die gesamten Ein- und Ausschaltverluste einer Phase des Pulswechselrichters (Abb. 3.18) ergeben sich jeweils durch Summation der in dem Modell ermittelten Ein- und Ausschaltverluste einer Phase. Anschließend wird diese mit einem  $PT_1$ -Glied geglättet.



**Abb. 3.19** Ein-Ausschaltverluste  $T_1$

Abb. 3. 19 zeigt im zeitlichen Verlauf die Ein- und Ausschaltverluste des Transistors  $T_1$ . Auf Grund der in Abb. 3.17 dargestellten Eigenschaften in Bezug auf die Ein- und Ausschaltenergie sind die mittleren Einschaltverluste des Transistors  $T_1$  größer als dessen Ausschaltverluste  $T_1$ . Abb. 3.20 zeigt die Mittelwerte der dreiphasigen Ein- und Ausschaltverluste der Transistoren.



**Abb. 3.20** Mittelwerte der dreiphasigen Ein- und Ausschaltverluste der Transistoren

Die gesamten Ein- und Ausschaltverluste des Transistors erhält man mit Gl. (3.39):

$$P_T = f_s \cdot E_{on/T} + f_s \cdot E_{off/T}, \text{ d. h.} \quad (3.39)$$

aus der Addition der Ein- und Ausschaltverluste der drei einzelnen Phasen. Abb. 3.21 zeigt das Ergebnis.

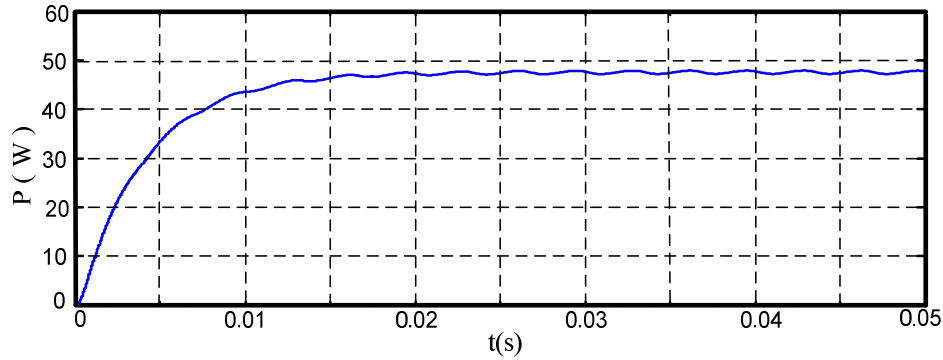


Abb. 3.21 Gesamte Ein- und Ausschaltverluste der Transistoren

### 3.3.1.2.2 Berechnung und Erstellen eines Modells der Ausschaltverluste der Dioden des Pulswechselrichters mittels Matlab/Simulink

In Abb. 3.22 ist dargestellt, inwieweit bei der Stromkommutierung zwischen Freilaufdiode und IGBT (hartes Schalten) die Ausschaltverlustenergie  $E_{\text{off}}$  der Diode vom vorher geflossenen Diodenstrom  $I_D$  und der Einschaltgeschwindigkeit des IGBT abhängt. Die Ausschaltenergie wird dabei über den Gatewiderstand  $R_G$  bestimmt wird [5].

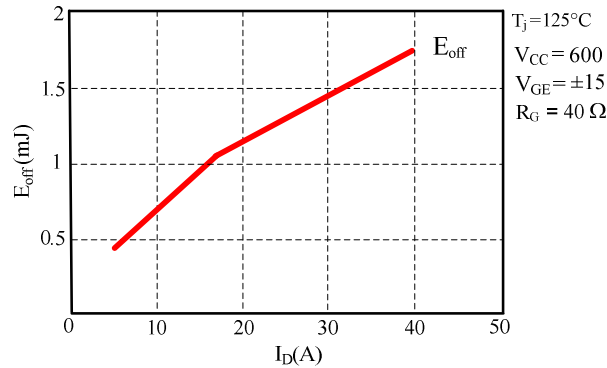


Abb. 3 22 Ausschaltenergie der Diode in Abhängigkeit vom Diodenstrom

Die Kennlinie können durch folgende Gleichung approximiert werden:

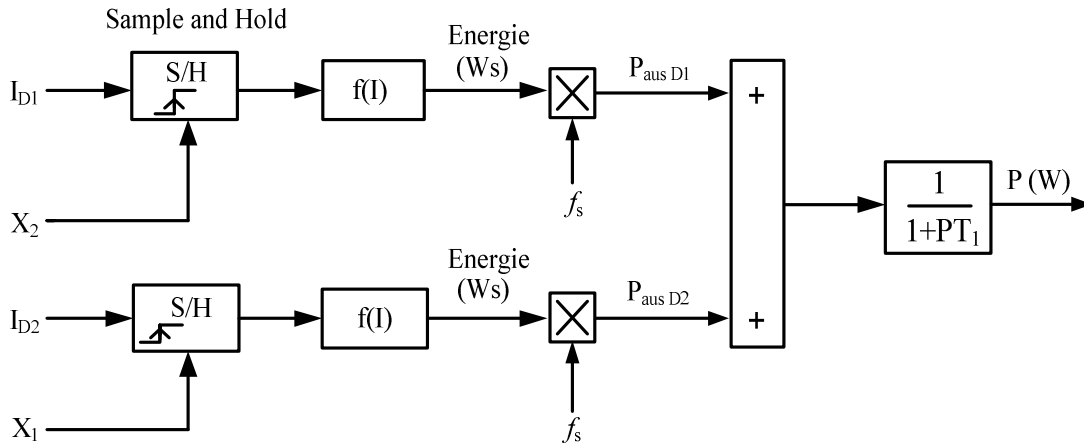
$$E_{\text{off}} \text{ (mJ)} = f(I_D) = A_1 I_D + A_2 I_D^2 + A_3 I_D^3 \quad (3.40)$$

Die Koeffizienten der Kennlinien wurden erneut mit Hilfe eines "Curve-Fitting" Programms ermittelt. Sie sind in der folgenden Tabelle (3.4) aufgeführt.

Koeffizienten	Ausschalt
$A_1$ [mJ/A]	0,09158
$A_2$ [mJ/A <sup>2</sup> ]	-0,002098
$A_3$ [mJ/A <sup>3</sup> ]	$2,202 \cdot 10^{-5}$

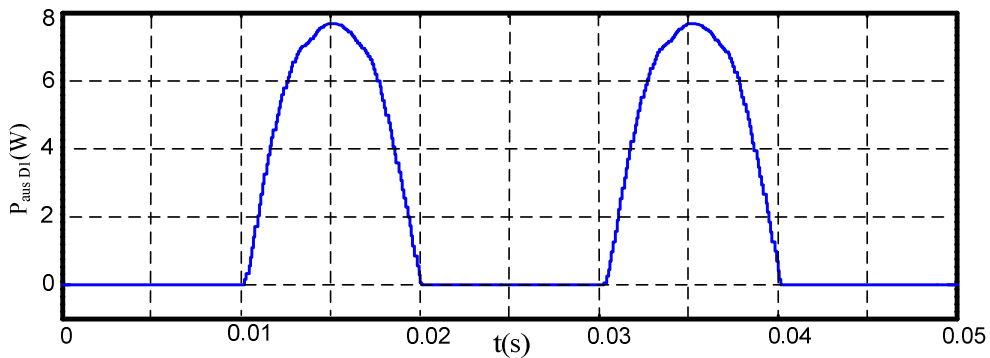
Tabelle 3.4 Koeffizienten für die Ausschaltenergie der Diode

Das in Matlab implementierte Modell der Ausschaltverluste der Dioden einer Phase des Pulswechselrichters ist in Abb. 3.23 dargestellt.



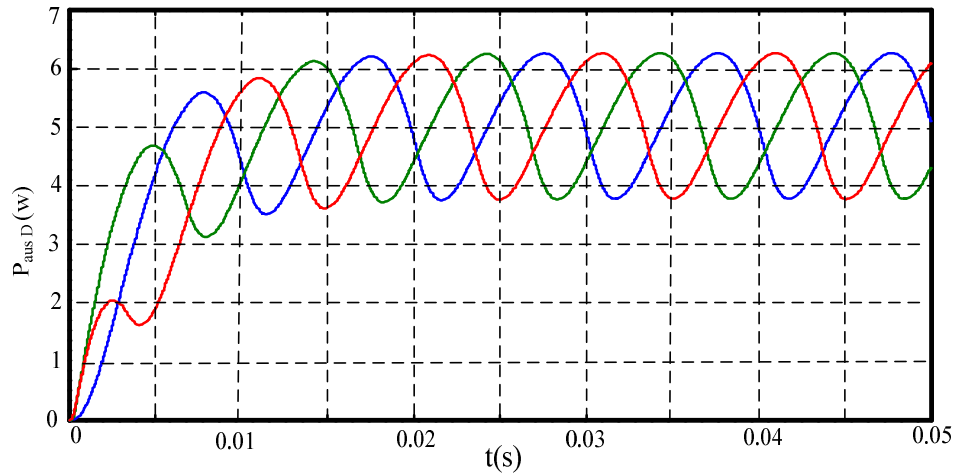
**Abb. 3.23** Modell der Ausschaltverluste der Dioden für eine Phase

Die Leiterströme wurden durch je ein Abtastglied, welches durch ein geeignetes Signal ( $X_1$ ,  $X_2$ ) gesteuert wird, genau im Schaltpunkt ermittelt. Abb. 3.23 verdeutlicht dies. Bei der Berechnung der Ausschaltverluste der Dioden in einer Phase müssen die Steuersignale ( $X_1$  für  $T_1$  und  $X_2$  für  $T_2$ ) beachtet werden. Setzt man den Momentanstrom in eine Polynomgleichung  $f(I)$  ein, so erhält man die zugehörige Momentanenergie  $E_{\text{off}}$ . Durch Multiplikation der Momentanenergie  $E_{\text{off}}$  mit der Pulsfrequenz lassen sich die momentanen Ausschaltverluste der Diode berechnen. Die gesamten Ausschaltverluste der Dioden einer Phase des Pulswechselrichters sind jeweils die Summe der in dem Modell ermittelten Ausschaltverluste der Phase. Anschließend wird diese mit einem  $PT_1$ -Glied geglättet. Abb. 3.24 zeigt den zeitlichen Verlauf der Ausschaltverluste der Diode  $D_1$ .



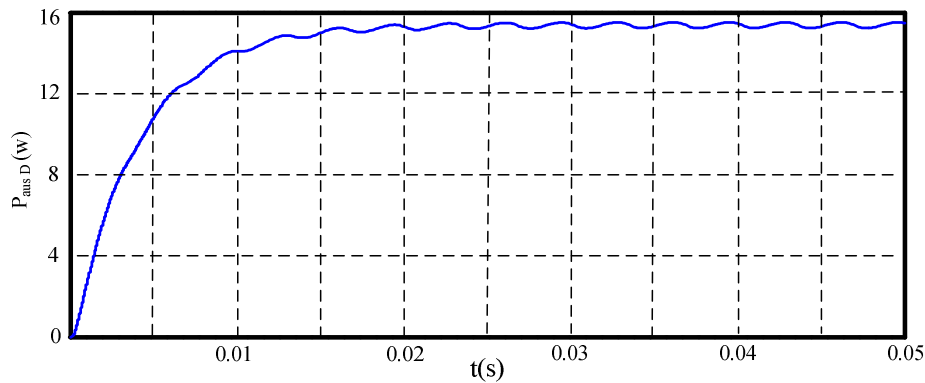
**Abb. 3.24** Ausschaltverluste  $D_1$

Abb. 3.25 zeigt die Mittelwerte der Ausschaltverluste der Dioden der drei Phasen



**Abb. 3.25** Mittelwerte der Ausschaltverluste der Dioden der drei Phasen

Die gesamten Ausschaltverluste der Dioden des Pulswechselrichters erhält man aus der Addition der Ausschaltverluste der drei Phasen. Das Ergebnis ist in Abb. 3.26 enthalten.



**Abb. 3.26** Gesamte Ausschaltverluste der Dioden

### 3.3.2 Verluste der PSM

Die Kurvenform der Leiterströme bestimmt den Oberschwingungsgehalt [37] im Strom der PSM. Dieser Oberschwingungsgehalt wirkt sich in zusätzlichen Stromwärmeverlusten, Eisenverlusten und Pendelmomenten in der Maschine aus. In der PSM entstehen nahezu keine Verluste im Rotor. Im Stator entstehen Verluste durch den ohmschen Widerstand der Wicklungen. Im Rahmen dieser Arbeit werden nur diese Verluste in die Modellbildung einbezogen. Die ohmschen Verluste können wie folgt berechnet werden:

$$P_m = R_l (I_{R \text{ eff}}^2 + I_{S \text{ eff}}^2 + I_{T \text{ eff}}^2) \quad (3.41)$$



Abbildung 3.27 zeigt die Verluste in der Maschine im Nennarbeitspunkt (vgl. Abschnitt 3.3.1).

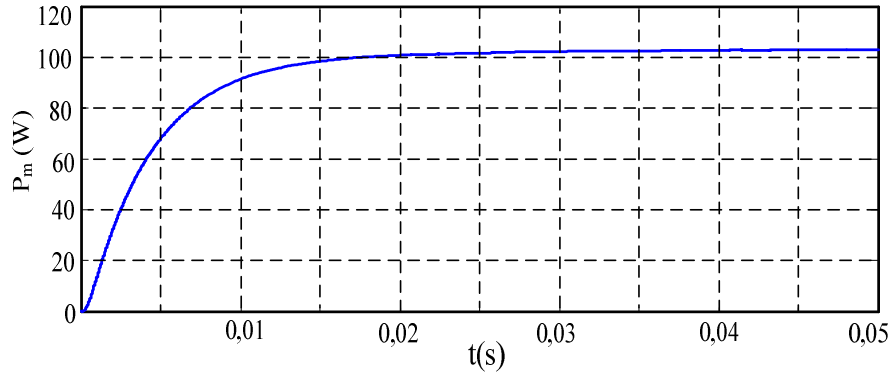


Abb. 3.27 Verluste in der Maschine

### 3.3.3 Verluste im Filter

Im du/dt-Filter entstehen die Verluste durch die Widerstände  $R_L=1\text{m}\Omega$  und  $R_C=1\Omega$ . Die Verluste im Filter können wie folgt berechnet werden:

$$P_f = 3 \cdot R_L \cdot I_{L,\text{eff}}^2 + 3 \cdot R_C \cdot I_{C,\text{eff}}^2 \quad (3.42)$$

Abbildung 3.28 zeigt die Verluste im Filter du/dt.

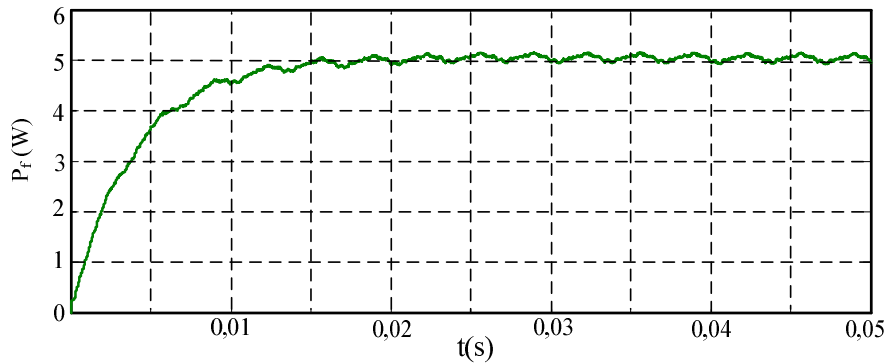


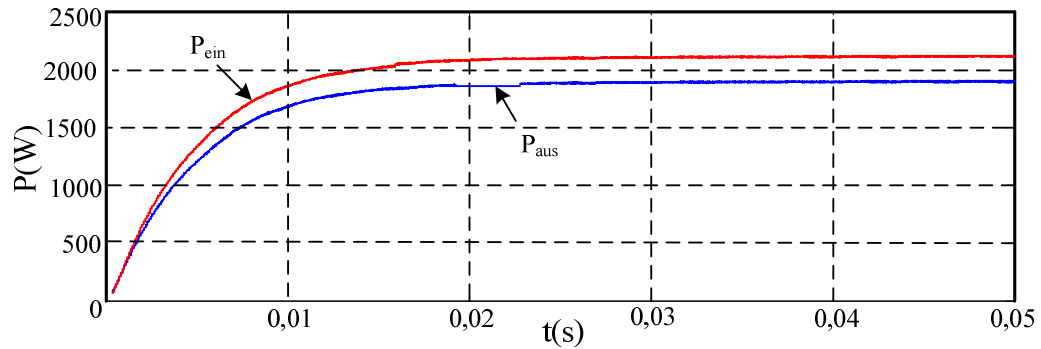
Abb. 3.28 Verluste im Filter

### 3.3.4 Wirkungsgrad des Systems

Der Wirkungsgrad des Systems Maschine- Wechselrichter ist abhängig sowohl von den Leiterströmen als auch von der Pulsfrequenz des Wechselrichters und der Drehzahl der Maschine (Kapitel 5). Der Wirkungsgrad des Systems  $\eta$  kann schlussendlich mit der Hilfe der oben berechneten Verluste ermittelt werden:

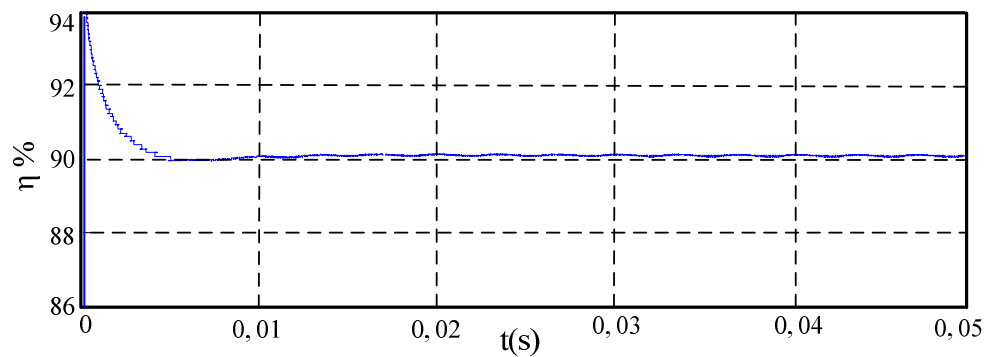
$$\eta = \frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{ein}}} = \frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{aus}} + P_{\text{ver}}} \quad (3.43)$$

Abb. 3.29 zeigt die Ein- und Ausgangsleistung des untersuchten Systems bei der Stromregelung  $I_q=11\text{A}$  und der Nenndrehzahl  $\Omega_{\text{mnenn}}=125\text{U/min}$ .



**Abb. 3.29** Ein- und Ausgangsleistung

Der Wirkungsgrad  $\eta$  des gesamten Systems ist das Verhältnis von Ein- und Ausgangsleistung. Dieses ist in Abb. 3.30 dargestellt.



**Abb. 3.30** Wirkungsgrad des Gesamtsystems

## 4 PSM mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller (Topologie 2)

### 4.1 Hochsetzsteller

Oft soll eine Gleichspannung im Vergleich zur Eingangsspannung nicht auf einen niedrigeren Wert, sondern auf einen höheren Wert umgesetzt werden. Dies kann z.B. mit einem Hochsetzsteller erfolgen. Abb. 4.1 zeigt das Schaltbild eines Hochsetzstellers, bei welchem die Ausgangsspannung  $U_Z$  immer größer oder gleich der Eingangsspannung  $U_L$  ist. Die Funktionsweise des Hochsetzstellers ist sehr einfach [11]: während der Zeit  $t_1$  leitet der Transistor den Strom, während  $t_2$  ist er gesperrt (Abb. 4.2).

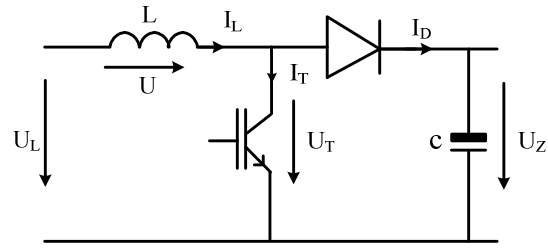


Abb. 4.1 Hochsetzsteller

Das Verhalten des Hochsetzstellers kann durch Mittelwerte oder Effektivwerte beschrieben werden [13, 30]:

$$\frac{U_Z}{U_L} = \frac{I_L}{I_D} = \frac{1}{1-D_t} \quad (4.1)$$

Mit der Einführung des Duty-Cycles folgt:

$$D_t = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (4.2)$$

Durch die Veränderung der Einschaltdauer des Hochsetzstellers wird theoretisch eine beliebige hohe Ausgangsspannung erreicht.

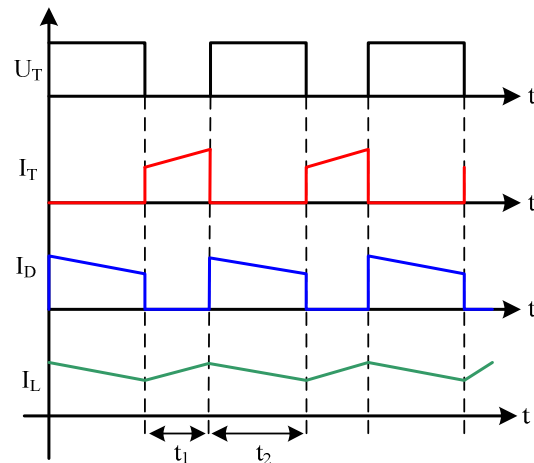


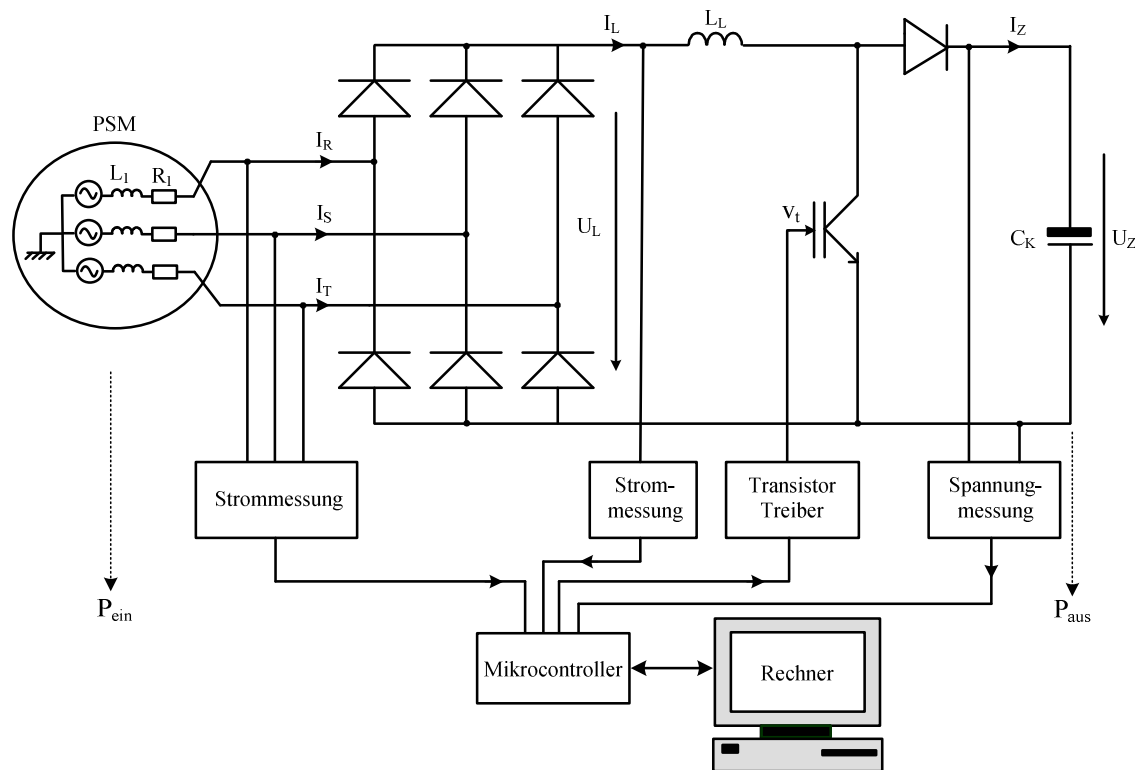
Abb. 4.2 Strom- und Spannungsverlauf eines Hochsetzstellers

Aus Gleichung (4.1) ist ersichtlich, dass die Schaltgeschwindigkeit des Transistors die begrenzende Eigenschaft für den Hochsetzfaktor ( $1/(1-D_t)$ ) ist. Da ein realer Transistor nicht beliebig schnell ein- und ausschalten kann, kann  $D_t$  nicht den Wert "1" annehmen. Damit existiert eine Obergrenze für die Ausgangsspannung. Hochsetzfaktoren im Bereich  $(1/(1-D_t))=10\dots 20$  haben sich als realisierbar erwiesen [31]. Wegen der Verluste im Hochsetzsteller wird die Spannungsvergrößerung jedoch nicht mehr als den Faktor (5...6)

erreichen [12]. Der Hochsetzsteller hat einen einfachen Aufbau, eine gute Ansteuerungsmöglichkeit, kann die Ausgangsspannung erhöhen und ist kostengünstig.

## 4.2 Beschreibung der Versuchsanlage

Der Diodengleichrichter formt das von der PSM erzeugte Spannungssystem in eine Gleichspannung um. Diese wird dann vom nachfolgenden Wechselrichter (in Abb. 4.3 nicht dargestellt) in eine Wechselspannung umgewandelt. Die Abbildung 4.3 zeigt die Versuchsanlage: PSM, Diodenbrücke, Hochsetzsteller und Zwischenkreiskondensator  $C_K$ .



**Abb. 4.3** Versuchsanlage mit PSM, Diodenbrücke, Hochsetzsteller und Zwischenkreiskondensator

Der Hochsetzsteller stellt die eigentliche Schlüsselkomponente des gesamten Systems dar. Er setzt die niedrige Eingangsspannung  $U_L$  mit einem hohen Wirkungsgrad im Betriebsbereich auf die Zwischenkreisspannung  $U_Z$  hoch.

Für die Maschineregulation wird die Zwischenkreisspannung  $U_Z$  als konstant vorausgesetzt. Zu dieser Annahme ist man berechtigt, solange die Netzeinspeiseregulation zur Erfüllung ihrer Aufgabe in der Lage ist.

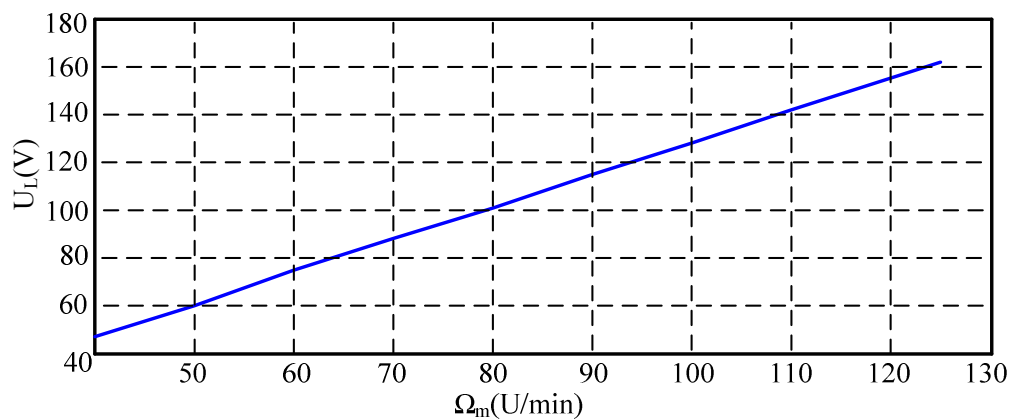
Der Strom der Gleichspannungsseite  $I_L$  wird normalerweise durch eine Induktivität geglättet. Er ist daher nahezu konstant.

Der Ständerstrom und der Ausgangsstrom  $I_L$  wurden mittels Stromwandler gemessen. Die Zwischenkreisspannung wird ebenfalls durch einen Wandler dieses Typs erfasst. Die Berechnung des Steuersignals für den Transistor erfolgt mit einem Mikrocontroller C-167 der Firma SIEMENS. Die Schaltfrequenz des Transistors ist auf 10kHz festgelegt. Mit einem Rechner kann auf den Mikrocontroller zugegriffen werden. Dadurch ist es ebenfalls möglich, die Parameter des Ansteuerautomaten zu beeinflussen. In Tabelle 4.1 sind die wichtigsten Parameter der Versuchsanlage zusammengefasst:

Parameter	Maschine mit Leistungsanteil
Schaltfrequenz des Hochsetzstellers	$f=10\text{kHz}$
Zwischenkreisspannung	$U_Z=300\text{V}$
Zwischenkreiskapazität	$C_K=10\text{mF}$
Induktivität	$L_L=1,5\text{mH}$

**Tabelle 4.1** Parameter des untersuchten Systems

Mittels eines Diodengleichrichters in B6-Brückenschaltung gelingt zwar die Gleichrichtung des vom Generator gelieferten Drehspannungssystems, es besteht jedoch weiterhin die Proportionalität zwischen der erzeugten Gleichspannung und der Generatordrehzahl [16]. Dies ist in der Abbildung 4.4 verdeutlicht.



**Abb. 4.4** Ausgangsspannung der Diodenbrücke  $U_L$  über die Drehzahl  $\Omega_m$  bei Regelung des Ausgangsstroms  $I_L$  auf (8A)

### 4.3 Modellbildung des Gesamtsystems

Als Basis für die mathematische Nachbildung der Maschine, des leistungselektronischen Stellglieds und aller Regelstrukturen wurde das Simulationssystem Matlab/ Simulink eingesetzt. Bei Betrachtung von Abbildung 4.5 erkennt man die Verbindungen zwischen PSM, Diodenbrücke, Hochsetzsteller und Zwischenkreisspannung.

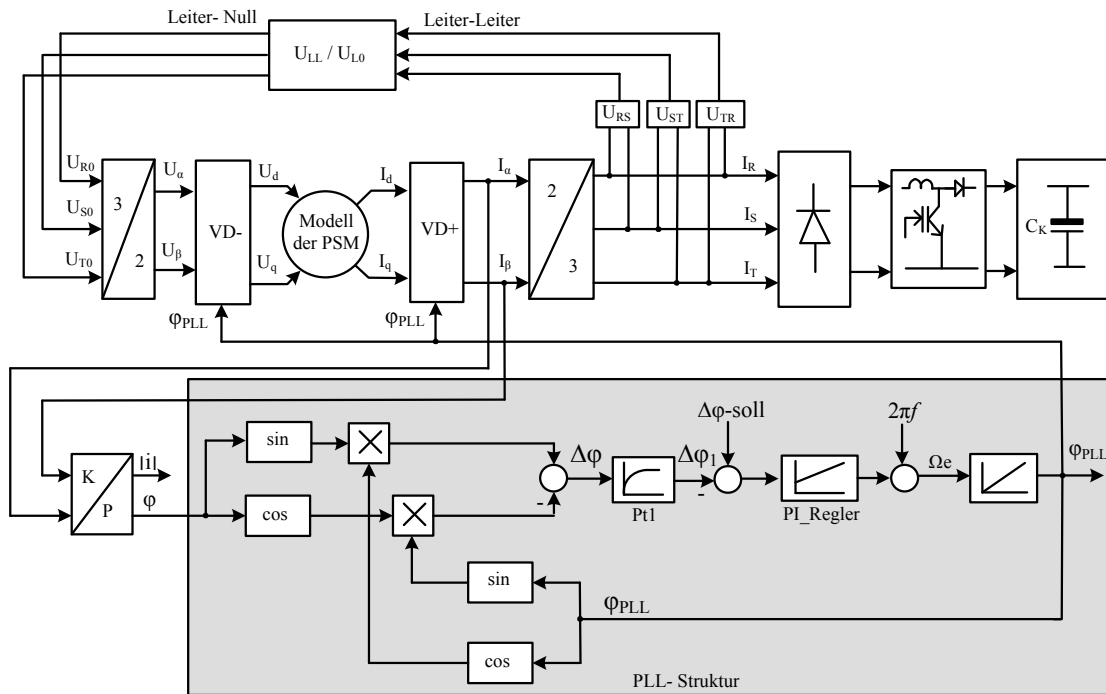


Abb. 4.5 Bildung des Gesamtsystem im Matlab/ Simulink

Die Eingangsspannungen der Diodenbrücke  $U_{RS}$ ,  $U_{ST}$  und  $U_{TR}$  wurden unter Nutzung der Gl. (4.3) von Leiter-Leiter-Größen zu Leiter-Erde-Größen transformiert:

$$\begin{aligned}
 U_{R0} &= \frac{1}{3}(U_{RS} - U_{TR}) \\
 U_{S0} &= \frac{1}{3}(U_{ST} - U_{RS}) \\
 U_{T0} &= \frac{1}{3}(U_{TR} - U_{ST})
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Dann werden die Spannungen unter Nutzung von 3/2 Wandlern in Modalkoordinaten überführt. Die Wandler nehmen dabei eine Koordinatentransformation entsprechend Gl. (2.1), vor. Durch die Transformation der Statorspannungen in ein rotorfestes Bezugssystem erhält man für den stationären Betrieb konstante Werte der Komponenten  $U_d$  und  $U_q$ .

Diese fungieren als Eingangsgrößen des Modells der PSM. Der Vektordreher VD+ in Verbindung mit einem 2/3-Wandler transformiert die Eingangsgrößen von dem Rotorkoor-

dinatensystem ( $I_d$  und  $I_q$ ) in das Statorkoordinatensystem  $I_R$ ,  $I_S$  und  $I_T$ . Der Raumvektor des Ständerstroms, bestehend aus den Komponenten  $I_\alpha$  und  $I_\beta$ , wird anschließend der Synchronisationseinrichtung bzw. der PLL zugeführt. Diese berechnet daraus den zeitvarianten Phasenwinkel des Grundschwingungsvektors des Stromes  $\varphi_{PLL}$  (Polradwinkel) [14]. Die Koordinatensysteme rotieren dann mit dem Polradwinkel  $\varphi_{PLL}$ .

## 4.4 Bestimmung der elektrischen und mechanischen

### Winkelgeschwindigkeit

In der praktischen Umsetzung wurde die PLL-Struktur (Phase-Locked-Loop) gemäß Abb. 4.6 in einem Mikrocontroller implementiert [20, 22]. Dieses Verfahren ermöglicht die Erfassung der elektrischen und mechanischen Winkelgeschwindigkeit ( $\Omega_e$ ,  $\Omega_m$ ) der PSM bei sensorloser Regelung [24].

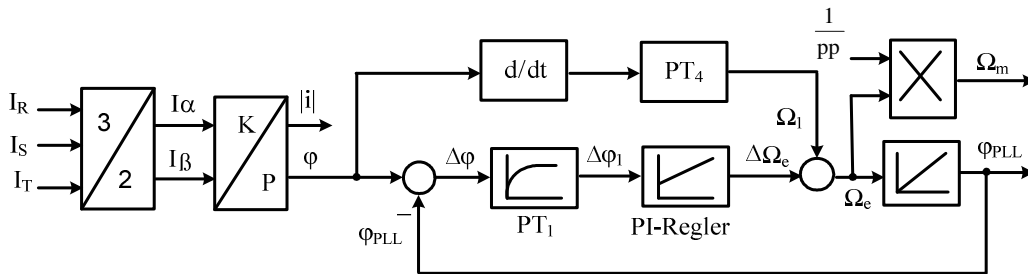


Abb. 4.6 PLL- Struktur

Dabei wird der Winkel  $\varphi$  mit Hilfe eines Kartesisch- Polar- Wandlers (KPW) ermittelt. Der Phasenwinkel des Stroms  $\varphi$  dient dann als Eingangsgröße eines Phasenregelkreises. Dieser Winkel wird nach der Zeit abgeleitet und einem  $PT_4$ -Glieder geführt. Dieses wird hier eingesetzt, damit die schnellen Frequenzänderungen erfasst werden können [23]. Dann erfolgt die Berechnung der Winkeldifferenz

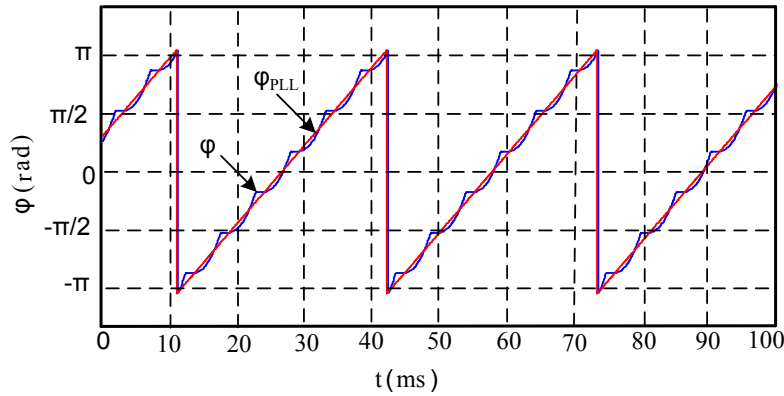
$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_{PLL} \quad (4.4)$$

Das so berechnete Differenzsignal wird anschließend unter Nutzung eines  $PT_1$ -Glieds gefiltert. Dieses Signal  $\Delta\varphi_1$  bildet die Eingangsgröße des nachfolgenden PI-Reglers. Dieser regelt unter Nutzung Stellgröße  $\Delta\Omega_e$  die Phasendifferenz  $\Delta\varphi_1$  stationär genau zu Null.

Die Summenkreisfrequenz

$$\Omega_e = \Delta\Omega_e + \Omega_1 \quad (4.5)$$

wird im darauf folgenden Schritt von einem Integrierer aufintegriert und als Ergebnis stellt sich an dessen Ausgang der gewünschte Winkel  $\varphi_{PLL}$  ein. Abb. 4.7 zeigt den experimentell ermittelten Verlauf des Winkels  $\varphi_{PLL}$ .



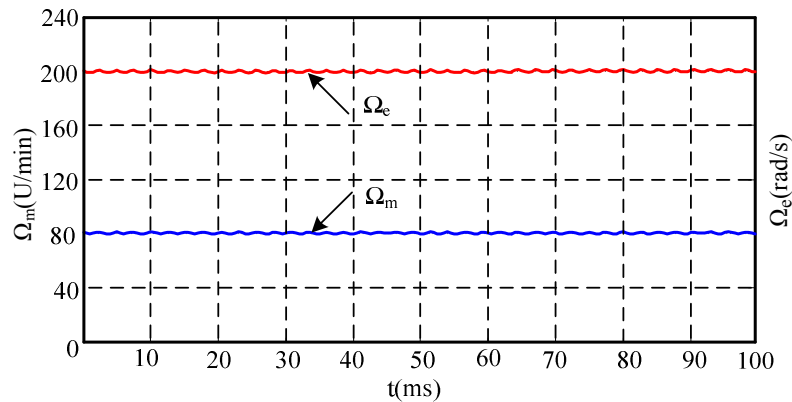
**Abb. 4.7** Experimentell ermittelter Verlauf des durch PLL erhaltenen Winkels  $\varphi_{PLL}$

Dann wurden die elektrische und mechanische Geschwindigkeit der Maschine praktisch ermittelt:

$$\Omega_e = \frac{d \varphi_{PLL}}{dt} \quad (4.6)$$

$$\Omega_m = \frac{\Omega_e}{p_p} \quad (4.7)$$

Die Abb. 4.8 zeigt den experimentell ermittelten Verlauf der elektrischen und mechanischen Geschwindigkeit der PSM bei 80U/min Drehzahl.



**Abb. 4.8** Experimentelle Verläufe der elektrischen und mechanischen Geschwindigkeit der PSM

Durch das untersuchte System gemäß Abb.4.3 konnten das Drehmoment, die Ständerströme und der Ausgangstrom  $I_L$  geregelt werden. Im nächsten Abschnitt werden alle Regelungen behandelt. Das MPP-Trackingverfahren wird im Kapitel 6 ausführlich beschrieben.



## 4.5 Regelung des Drehmoments

Folgende Vorüberlegung zur Drehmomentbildung soll angestellt werden, um das Verhalten der Drehmomentstrecke zu verdeutlichen. Zu diesem Zweck wird von der allgemeinen Drehmomentgleichung für die PSM

$$M_{mi} = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d) \quad (4.8)$$

ausgegangen. Dabei wird lediglich eine von mehreren Möglichkeiten zur Berechnung des Drehmoments von Drehfeldmaschinen dargestellt. Sie ist jedoch für Betrachtungen permanenterregter Synchronmaschinen vorteilhaft, da bei diesem Maschinentyp nur die Ständergrößen sowie die Statorflusskomponenten als Parameter zur Verfügung stehen. Folglich gelten für die Ständerflussverkettungen die Beziehungen

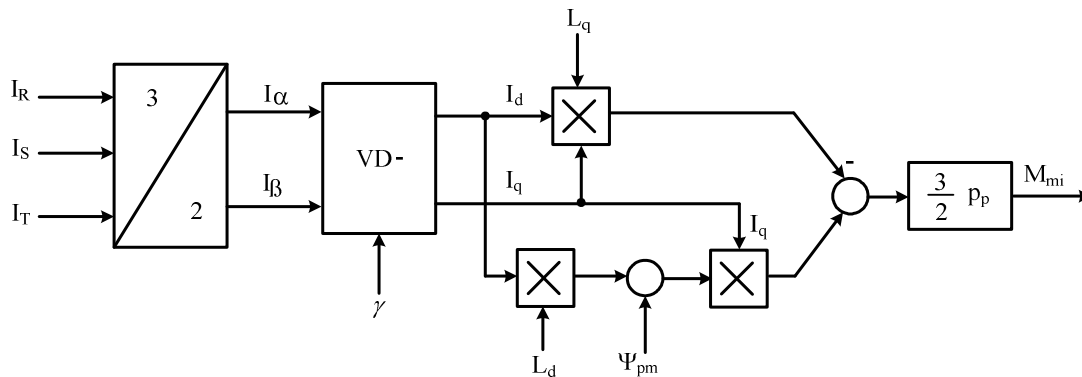
$$\Psi_d = \Psi_{pm} + L_d \cdot I_d \quad (4.9)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot I_q \quad (4.10)$$

Durch Einsetzen von Gl. (4.9) und Gl. (4.10) in (4.8) ergibt sich die Gleichung:

$$M_{mi} = \frac{3}{2} p_p I_q [(\Psi_{pm} + L_d \cdot I_d) - L_q \cdot I_d] \quad (4.11)$$

als allgemein gültige Formel zur Berechnung des Drehmoments der PSM. Der entsprechende Signalflussplan ist in Abbildung 4.9 dargestellt.



**Abb. 4.9** Signalflussplan der allgemeinen Drehmomentbildung

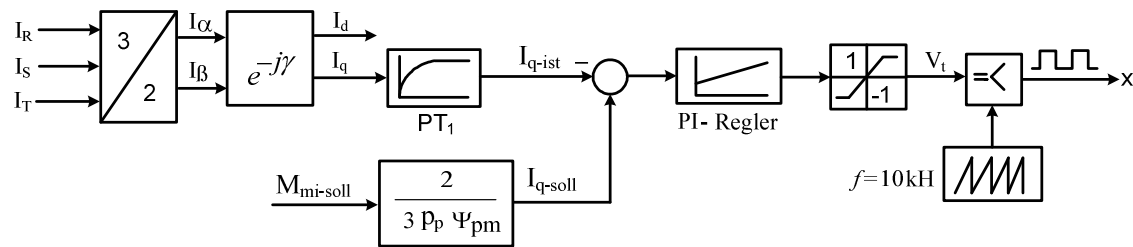
Wegen  $I_d=0$  kann bei diesem Maschinentyp im Normalfall der direkte Einfluss der d-Komponente des Ständerstroms auf die Drehmomentbildung vernachlässigt werden. Da diese Näherung im Falle des Betriebs im Ankerstellbereich ( $I_d=0$ ) gültig ist, soll die daraus resultierende Drehmomentgleichung (4.12) als Grundlage für das Modell der Drehmomentregelstrecke dienen.

$$M_{mi} = \frac{3}{2} p_p I_q \Psi_{pm} \quad (4.12)$$

Mit dem im vorhergehenden Abschnitt realisierten Vektorregler ist es nun möglich, durch Vorgabe der drehmomentbildenden Stromkomponente  $I_q$  das Drehmoment direkt zu steuern. Dabei wird im Ankerstellbereich typischerweise die Stromkomponente  $I_d$  der PSM zu Null geregelt. Dazu wird der Stromregler zugleich als Drehmomentregler verwendet. Damit können die Stromsollwerte nach Gl. (4.13) direkt vorgegeben werden.

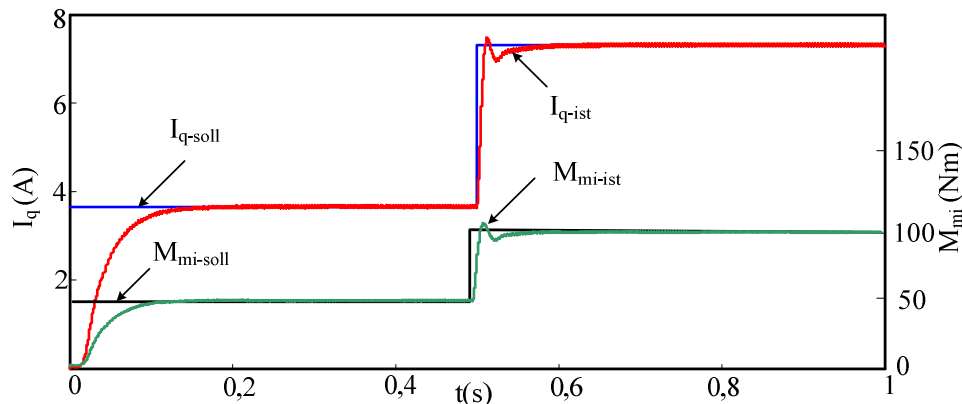
$$I_{q\text{-soll}} = \frac{2 M_{\text{mi-soll}}}{3 p_p \Psi_{\text{pm}}} \quad (4.13)$$

In Abb. 4.10 ist die Blockstruktur der Drehmomentregelung dargestellt.



**Abb. 4.10** Blockstruktur der Drehmomentregelung

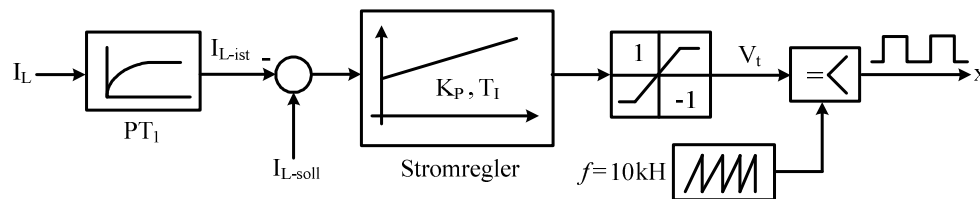
Der Stromwert wird mit Hilfe der Stromregelung auf den Stromsollwert geregelt. Das Tastverhältnis  $V_t$  des Hochsetzstellers wird anschließend unter Nutzung des PI-Stromreglerausganges erzeugt. Zur Generierung der Zündimpulse des Hochsetzstellers wird ein Komparator eingesetzt. Der Komparator vergleicht das Ausgangssignal des Stromreglers mit einem Sägezahn, der eine Frequenz von 10kHz hat. In Abbildung 4.11 ist ein Übergangsvorgang dargestellt, bei dem das aufgenommene Drehmoment der Maschine um 50Nm erhöht wird. Der Drehmomentistwert wird aus dem Maschinenmodell entnommen.



**Abb. 4.11** Übergangsvorgang bei Sollwertsprung von  $M_{\text{mi-soll}}=50\text{Nm}$  auf  $M_{\text{mi-soll}}=100\text{Nm}$

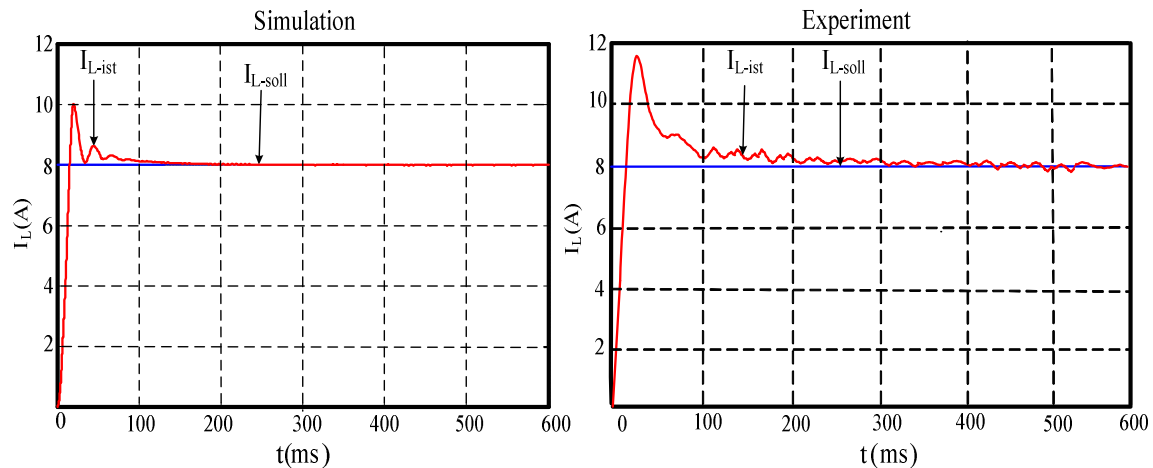
#### 4.6 Regelung des Hochsetzstellerausgangsstroms $I_L$

In den meisten Fällen kommt als Stromregler ein PI- Regler mit der Regelverstärkung  $K_P$  und der Nachstellzeit  $T_I$  zum Einsatz [15]. Die Realisierung dieser Regelung gestaltet sich mit analoger Schaltungstechnik sehr aufwendig und ist daher nicht wirtschaftlich. Die schnelle Entwicklung der Mikroelektronik führte aber dazu, dass seit Beginn der 90er Jahre geeignete Mikrocontroller, digitale Signalprozessoren und anwendungsspezifische Schaltkreise für die vollständig digitale Regelung zur Verfügung stehen [17]. In Abb. 4.12 ist die vollständige Regelstruktur zur Stromregelung für das System angegeben.



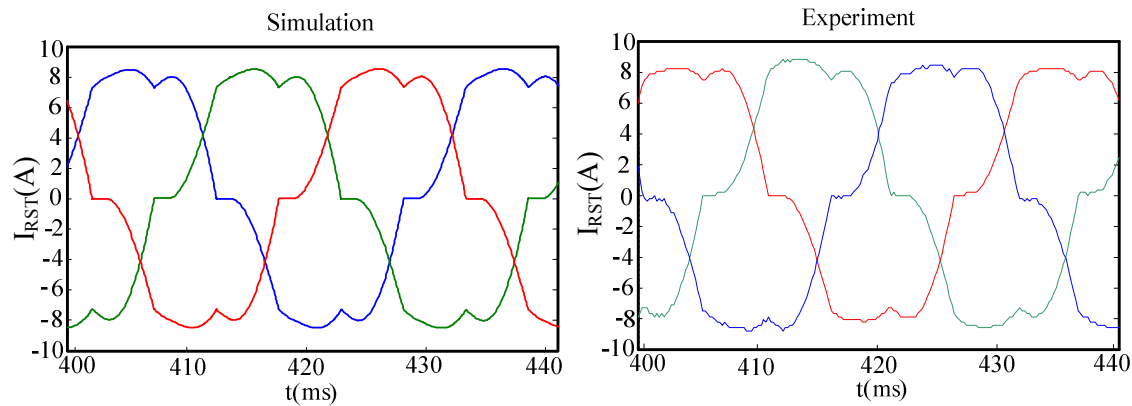
**Abb. 4.12** Blockstruktur des Stromreglers

Der Strom  $I_L$  wird messtechnisch erfasst und anschließend durch ein  $PT_1$ -Glied mit der Zeitkonstant  $T_1$  gefiltert. Die Regeldifferenz ( $I_{L-soll} - I_{L-ist}$ ) ist die Eingangsgröße des Stromreglers. Er berechnet das Tastverhältnis  $V_t$ . Dieses Signal wurde mit dem Sägezahn, der eine Frequenz  $f=10\text{kHz}$  hat, verglichen. Der Steuersatz erzeugt anschließend das Ansteuersignal des Hochsetzstellers. Die Regelstruktur wurde im Labormuster realisiert. Das Ergebnis von Simulation und der praktischen Umsetzung ist in Abbildung 4.13 dargestellt.



**Abb. 4.13** Führungsverhalten der Regelung (Simulation- Experiment)

Die Strommessung wird für die Stromregelung oder die Strombegrenzung benötigt. Außerdem wird sie zum Schutz der PSM vor Entmagnetisierung sowie zum Schutz des Umrichters vor Überströmen herangezogen. Die Ergebnisse von Simulation und Experiment sind in Abb. 4.14 gestellt. Sie zeigen eine hinreichend gute Übereinstimmung, sodass die Praxistauglichkeit der unter Laborbedingungen erprobten Schaltung angenommen werden kann.



**Abb. 4.14** Ständerströme (Simulation- Experiment) bei der Stromregelung  $I_L=8$  A

Simulation und praktische Versuche zeigen eine gute Übereinstimmung, sodass man mit Hilfe der Simulation eine ausreichend gute Vorstellung über das Systemverhalten ableiten kann. Für die Regelung wurde der Mikrocontroller C 167 der Firma SIEMENS verwendet. Die dafür notwendigen Funktionen wurden in der Programmiersprache C realisiert.

Der maschinenseitige Mikrocontroller erfüllt folgende Teilaufgaben [4]:

- Messwernerfassung
- Pulsweitenmodulation
- Regelung von Strom, Drehmoment und Drehzahl
- Überwachung und Schutz von Strom, Spannung und Drehmoment.

Zu den Aufgaben des netzseitigen Controllers gehören:

- Messwernerfassung
- Zwischenkreisspannungsregelung
- Netzstromregelung.

## 4.7 Verlustberechnung

### 4.7.1 Verluste der Diodenbrücke

Verluste entstehen beim Halbleiterschalter als

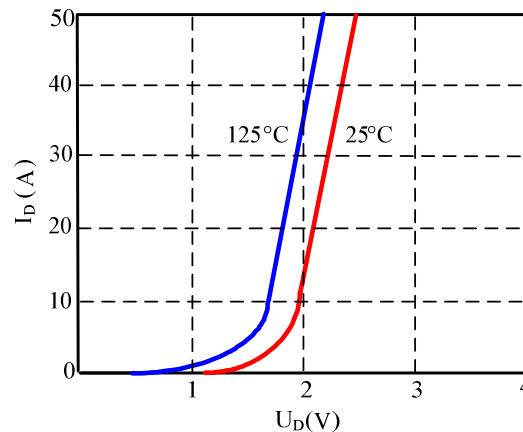
- Sperrverluste beim Anliegen einer Sperrspannung sowie Durchlassverluste beim Stromfluss
- Schaltverluste werden durch die endliche Schaltzeit, d.h. beim Übergang vom stationären Schaltzustand „Aus“ in den Zustand „Ein“ und umgekehrt verursacht.

In der Praxis können die Sperrverluste meist vernachlässigt werden. Die Diodenbrückenmodule werden elektrisch durch die Durchlassverluste  $P_{\text{Durch}}$  sowie auch die Schaltverluste  $P_{\text{Schalt}}$  modelliert. Die resultierenden Modulverluste der Diodenbrücke setzen sich aus den Durchlass- und den Schaltverlusten zusammen:

$$P_{\text{Diodenbrücke}} = P_{\text{Durch}} + P_{\text{Schalt}} \quad (4.14)$$

### Durchlassverluste

Die Durchlassverluste der Diode wurden anhand der Durchlasscharakteristiken in Abb. 4.15 modelliert. Diese wurden aus den Datenblättern des Dioden-Moduls entnommen.



**Abb. 4.15** Durchlasscharakteristik der Diode

Diese geben die Vorwärtsspannung  $U_D$  der Diode bei den Junction- Temperaturen  $T_j=125^\circ\text{C}$  und  $T_j=25^\circ\text{C}$  an. Jede Kennlinie kann für sich durch folgende Gleichung approximiert werden:

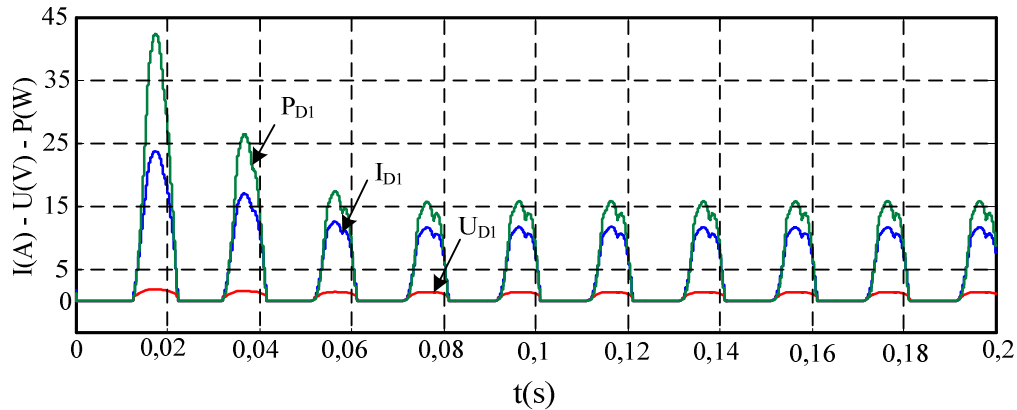
$$U_D = \frac{A_1 \cdot I_D + A_2 \cdot I_D^2}{1 + A_3 \cdot I_D + A_4 \cdot I_D^2} \quad (4.15)$$

Die Koeffizienten der Kennlinie für  $T_j = 125^\circ\text{C}$  wurde mit Hilfe eines "Curve-Fitting" Programms ermittelt (siehe Tabelle (3.2) Kapitel 3).

Die Durchlassverluste der Diode  $D_1$  der Diodenbrücke ergeben sich zu:

$$P_{D1} = U_{D1} \cdot I_{D1} \quad (4.16)$$

$U_{D1}$  ist der Spannungsabfall über der Diode  $D_1$ ,  $I_{D1}$  ist der zugehörige Strom durch die Diode  $D_1$  im betrachteten Arbeitspunkt. Abb. 4.16. zeigt den zeitlichen Verlauf des Stroms, der Spannung und der Durchlassverluste der  $D_1$ .

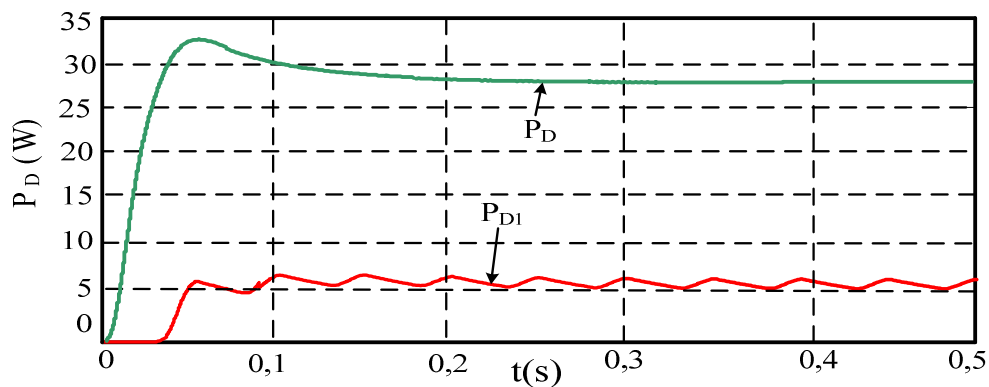


**Abb. 4.16** Zeitlicher Verlauf des Stroms, der Spannung und der Durchlassverluste der  $D_1$

Die Durchlassverluste der Diodenbrücke ergeben sich mit:

$$P_D = \sum_{\mu=1}^6 U_{D\mu} \cdot I_{D\mu} \quad (4.17)$$

Abb. 4.17. zeigt den Mittelwert der Durchlassverluste der Diode  $D_1$  sowie der gesamten Diodenbrücke.



**Abb. 4.17** Durchlassverluste der Diodenbrücke

## Schaltverluste

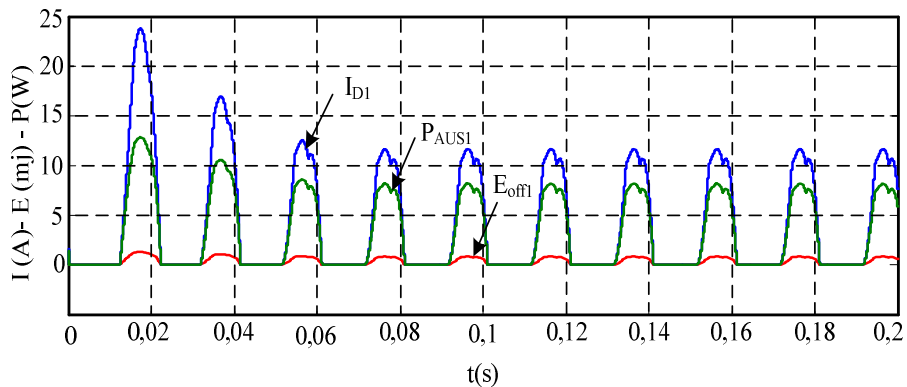
Die Schaltverluste entstehen aufgrund der kurzzeitigen Strom- und Spannungsüberlappungen während eines Schaltvorgangs in den IGBT's und den Dioden. Die Einschaltverluste einer Diode können bei schnellen Dioden meist vernachlässigt werden. Die Ausschaltverluste der Diodenbrücke lassen sich bei gegebener Schaltfrequenz  $f_s$  aus der Funktion des geschalteten Stromes  $I_D$  und der Junction- Temperatur  $T_j$  berechnen:

$$P_{\text{AUS, D}}(I_D, T_j) = E_{\text{off}}(I_D, T_j) \cdot f_s \quad (4.18)$$

Die Kennlinien der Diodenausschaltverluste wurden wiederum aus den Datenblättern des Moduls entnommen. Dabei ergibt sich ein zu Abbildung 3.22 identischer Kurvenverlauf. Die Kennlinien können auch hier durch folgende Gleichung approximiert werden:

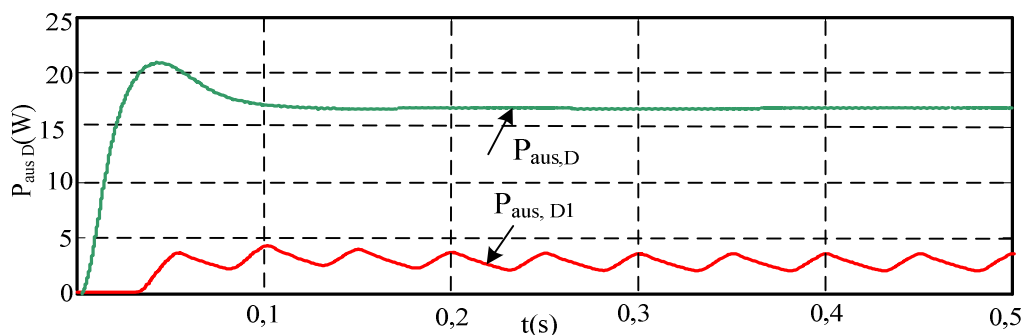
$$E_{\text{off}}(\text{mJ}) = f(I_D) = A_1 I_D + A_2 I_D^2 + A_3 I_D^3 \quad (4.19)$$

Bezüglich der Koeffizienten der Kennlinie sei auf Tabelle (3.4) Kapitel 3 verwiesen. Abb. 4.18 zeigt den zeitlichen Verlauf des Stroms, der Ausschaltenergie und der Ausschaltverluste von  $D_1$ .



**Abb. 4.18** Zeitlicher Verlauf des Stroms, der Ausschaltenergie und der Ausschaltverluste von  $D_1$

Abb. 4.19 zeigt den Mittelwert der Ausschaltverluste von  $D_1$  und der Diodenbrücke  $D$ .



**Abb. 4.19** Ausschaltverluste der Diodenbrücke  $D$

## 4.7.2 Verluste des Hochsetzstellers

Die Verluste des Hochsetzstellers setzen sich aus folgenden Anteilen zusammen [38]

- Durchlassverluste, Ein- und Ausschaltverluste im Transistor
- Durchlassverluste und Ausschaltverluste in der Diode

### Durchlassverluste

Die Durchlassverluste des Hochsetzstellers setzen sich aus den Durchlassverlusten des Transistors und den Durchlassverlusten der Diode zusammen. Man kann die mittleren Durchlassverluste berechnen, in dem man die Spannung, die am Ventil abfällt, mit dem Ventilstrom multipliziert und danach den Mittelwert der Durchlassverluste berechnet.

$$P_{D, \text{Hochsetzsteller}} = P_{D(T)} + P_{D(D)} = U_T \cdot I_T + U_D \cdot I_D \quad (4.20)$$

Abb. 4.20 zeigt ein Modell zur Ermittlung der Durchlassverluste des Hochsetzstellers, wie es im Matlab implementiert wurde.

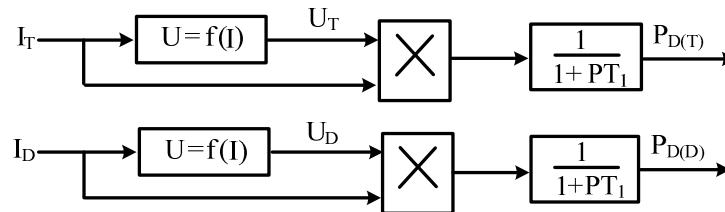


Abb. 4. 20 Modell der Durchlassverluste des Hochsetzsteller

Setzt man den Momentanstrom des Transistors und der Diode in eine Polynomgleichung  $f(I_T)$ ,  $f(I_D)$  ein, so erhält man die zugehörigen Momentanspannungsabfälle  $U_T$  und  $U_D$ . Durch Multiplikation des Momentanstroms mit dem zugehörigen Momentanspannungsabfall lassen sich die Momentandurchlassverluste berechnen. Anschließend wird dieser mit einem  $PT_1$ -Glied geglättet. Abb. 4.21 zeigt die Mittelwerte der Ausschaltverluste des Hochsetzstellers, die durch das Modell in Abb. 4.20 berechnet wurden.

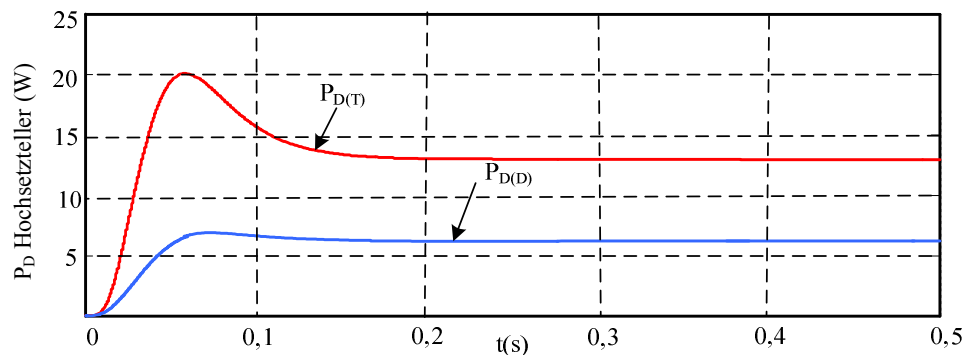


Abb. 4.21 Durchlassverluste des Hochsetzstellers



## Schaltverluste

Während des Ein- und Ausschaltens von Leistungshalbleitern des Hochsetzstellers treten kurzzeitig sehr hohe Verlustleistungen auf. Der auftretende Augenblickswert der Leistung berechnet sich aus:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) \quad (4.21)$$

Während des Schaltens entstehen folgende Verlustenergien:

$$E_{\text{on}} = \int_{T_{\text{on}}} P(t) \cdot dt \quad (4.22)$$

$$E_{\text{off}} = \int_{T_{\text{off}}} P(t) \cdot dt \quad (4.23)$$

Die mittlere Schaltverlustleistung ergibt sich somit zu:

$$P_{\text{Schalt}} = \frac{1}{T} \int_{T_{\text{on}}} P(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{T_{\text{off}}} P(t) \cdot dt = f_s \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \quad (4.24)$$

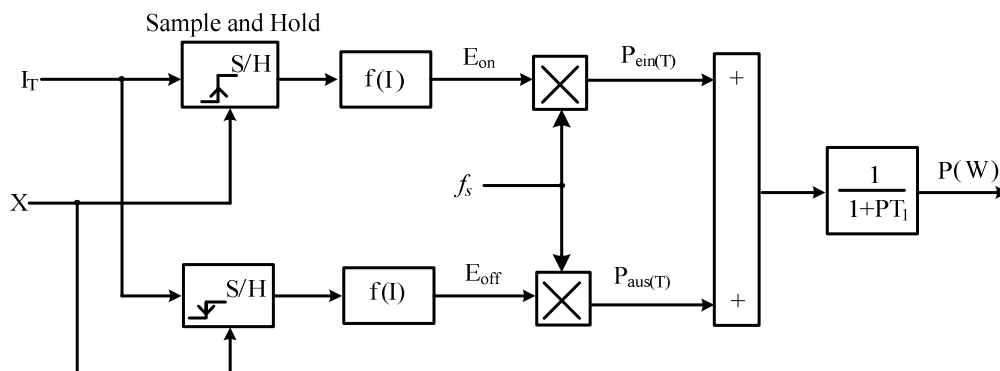
Hierbei ist  $T_{\text{on}}$  die Zeitdauer des Einschaltvorgangs,  $T_{\text{off}}$  die Zeitdauer des Ausschaltvorgangs,  $T$  die Periodendauer und  $f_s=1/T$  die Schaltfrequenz.

Die Schaltverluste sind proportional zur Schaltfrequenz. Deshalb müssen sie bei zunehmender Schaltfrequenz (> ca. 5kHz) immer berücksichtigt werden [26]. Die Kennlinien der Ein- und Ausschaltenergie des Transistors sind in Abb. 3.17 (Kapital 3) dargestellt. Diese wurden aus den Datenblättern des IGBT- Moduls entnommen. Die Kennlinien können durch folgende Gleichungen approximiert werden:

$$E_{\text{on}} \text{ (mJ)} = f(I_T) = A_1 \cdot I_C + A_2 \cdot I_C^2 \quad (4.25)$$

$$E_{\text{off}} \text{ (mJ)} = f(I_T) = A_1 \cdot I_C + A_2 \cdot I_C^2 \quad (4.26)$$

Die Koeffizienten der Kennlinie sind in Tabelle (3.3) im Kapitel 3 enthalten. Das Modell zur Berechnung der Ein- und Ausschaltverluste des Transistors des Hochsetzstellers ist in Abb. 4.22 dargestellt. Dieses wurde im Programmsystem Matlab implementiert.

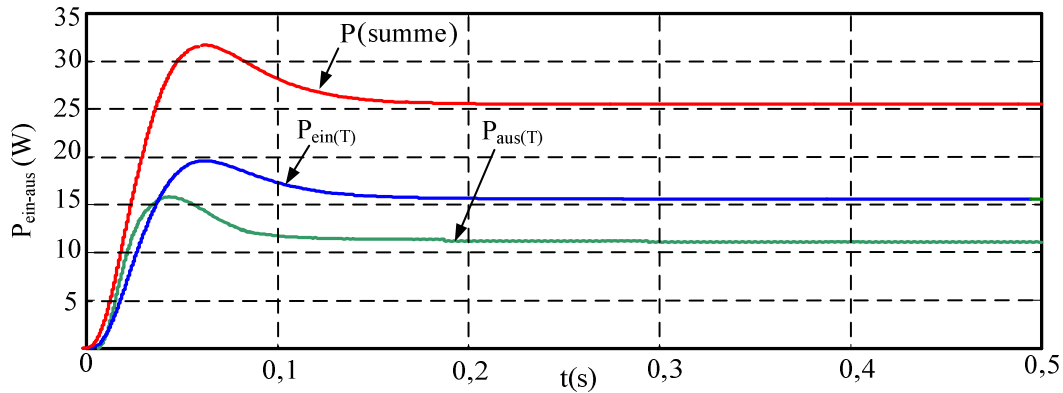


**Abb. 4.22** Modell der Ein- Ausschaltverluste des Transistors im Hochsetzsteller

Der Strom im Transistor  $I_T$  wurde durch ein Abtastglied, welches durch ein geeignetes Signal gesteuert wird, genau im Schaltpunkt ermittelt (Abb. 4.22). Setzt man den Momentanstrom in eine Polynomgleichung  $f(I)$  ein, so erhält man die dazugehörige Momentanenergie  $E_{on-off}$ . Durch Multiplikation der Momentanenergie  $E_{on-off}$  mit der Pulsfrequenz, so erhält man die momentanen Ein- und Ausschaltverluste. Die gesamten Ein- und Ausschaltverluste des Transistors bestehen jeweils aus der Summe der in dem Modell ermittelten Ein- und Ausschaltverluste.

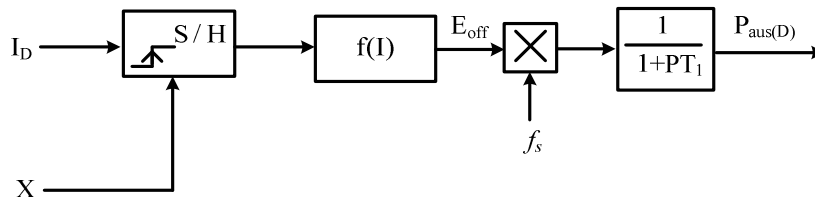
$$P_{\text{Schalt, T, Hochsetzsteller}} = P_{\text{ein(T)}} + P_{\text{aus(T)}} \quad (4.27)$$

Anschließend wird diese mit einem  $PT_1$ -Glied geglättet. Abb. 4.23 zeigt die Mittelwerte der Ein- und Ausschaltverluste des Transistors des Hochsetzstellers.



**Abb. 4.23** Ein- und Ausschaltverluste des Transistors im Hochsetzsteller

Die Kennlinie der Ausschaltenergie der Diode des Hochsetzstellers ist in Abb. 3.22 dargestellt. Das Modell zur Ermittlung der Ausschaltverluste der Diode des Hochsetzstellers ist in Abb. 4.24 dargestellt. Es wurde ebenfalls in Matlab implementiert.



**Abb. 4.24** Modell der Ausschaltverluste der Diode im Hochsetzsteller

Der Strom in der Diode  $I_D$  wurde durch ein Abtastglied, welches durch ein geeignetes Signal gesteuert wird, ermittelt. Setzt man den Momentanstrom durch eine Polynomgleichung  $f(I)$  ein, so erhält man den zugehörigen Momentanenergie  $E_{off}$ . Durch Multiplikation der Momentanenergie  $E_{off}$  mit der Pulsfrequenz lassen sich die momentanen Ausschaltverluste berechnen.

$$P_{\text{aus(D), Hochsetzsteller}} = E_{\text{off}} \cdot f_s \quad (4.28)$$

Anschließend wird diese mit einem PT<sub>1</sub>-Glied geglättet. Abb. 4.25 zeigt den Mittelwert der Ausschaltverluste der Diode des Hochsetzstellers.

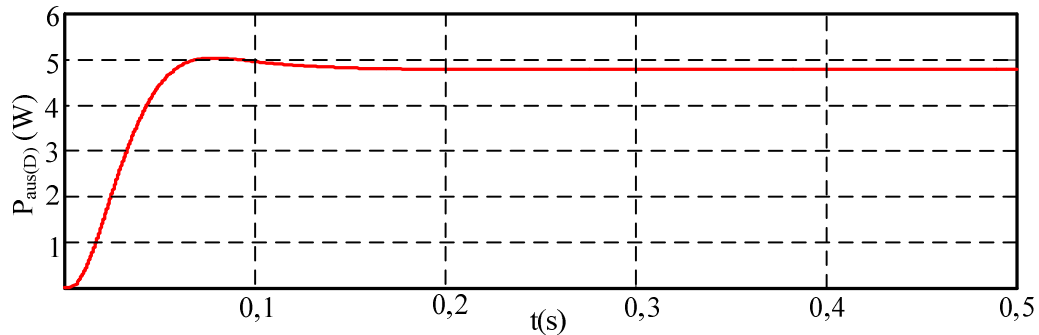


Abb. 4.25 Mittelwert der Ausschaltverluste der Diode im Hochsetzsteller

### 4.7.3 Verluste der PSM

Elektromechanische Generatoren sind Energiewandler, welche mechanische Energie in elektrische Energie umwandeln. Bei jeder Energiewandlung entstehen Verluste, welche im Energiewandler in Form von Wärme umgesetzt werden. Da durch die unerwünschten Verluste einerseits Nutzenergie verloren geht und andererseits die entstehende Wärme abgeführt werden muss, ist ein hoher Wirkungsgrad eines der wichtigsten Eigenschaften von Energiewandlern. Die im Rotor der PSM entstehenden magnetischen Verluste können vernachlässigt werden [27]. Bei den Wicklungsverlusten handelt sich um ohmsche Verluste in den Wicklungen. Die Verluste im Stator errechnen sich aus dem Produkt von Strangzahl, Widerstand und Quadrat des Effektivstroms:

$$P_m = 3 \cdot R_1 \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad (4.29)$$

Abb. 4.26 zeigt die Verluste in der Maschine bei der Nenndrehzahl  $\Omega_{\text{mnenn}}=125\text{U/min}$  und der Regelung des Ausgangsstroms  $I_L$  auf 11A.

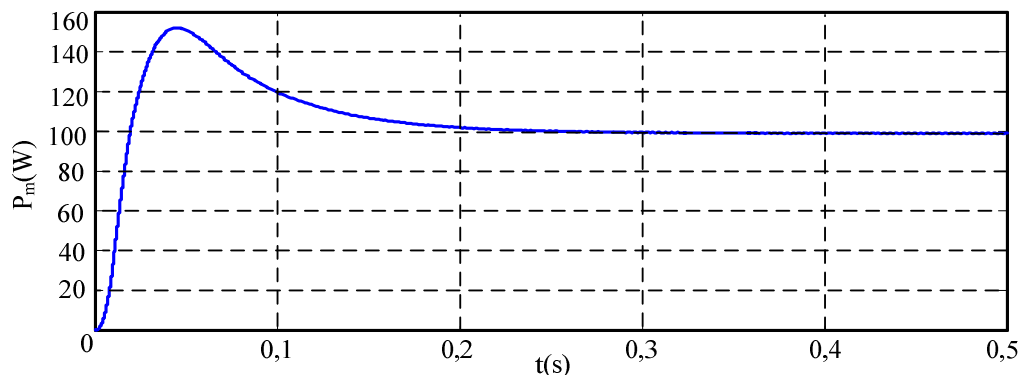


Abb. 4.26 Verluste der PSM

## 4.8 Wirkungsgrad des untersuchten Systems

Der Wirkungsgrad ist ein wichtiges Gütekriterium eines Energie übertragenden Systems und muss somit ermittelt werden. Der Wirkungsgrad  $\eta$  kann mit Hilfe der oben berechneten Verluste ermittelt werden:

$$\eta = \frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{ein}}} = \frac{P_{\text{ele}}}{P_{\text{me}}} = \frac{I_z \cdot U_z}{\Omega_m \cdot M_{\text{mi}}} = \frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{aus}} + P_{\text{ver}}} \quad (4.30)$$

Abb. 4.27 zeigt die Ein- und Ausgangsleistung bei der Nenndrehzahl  $\Omega_{\text{mnen}}=125\text{U/min}$  und der Regelung des Ausgangsstroms  $I_L$  auf 11A.

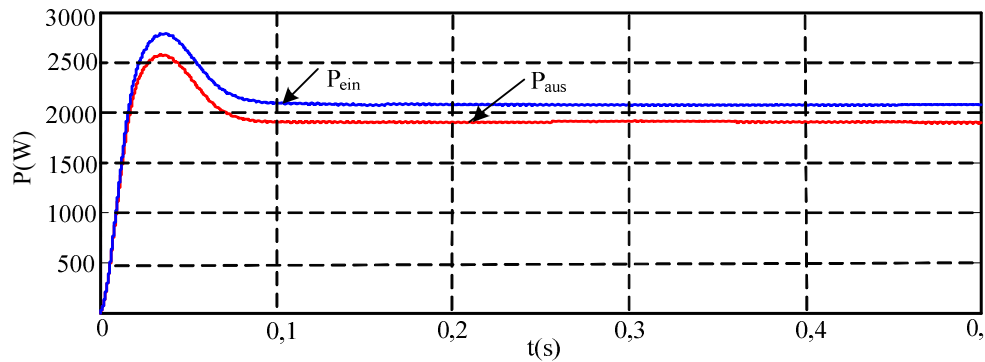


Abb. 4.27 Ein- und Ausgangsleistung

Der Wirkungsgrad  $\eta$  des gesamten Systems ist das Verhältnis von Ein- und Ausgangsleistung. Dieses ist in Abb. 4.28 dargestellt.

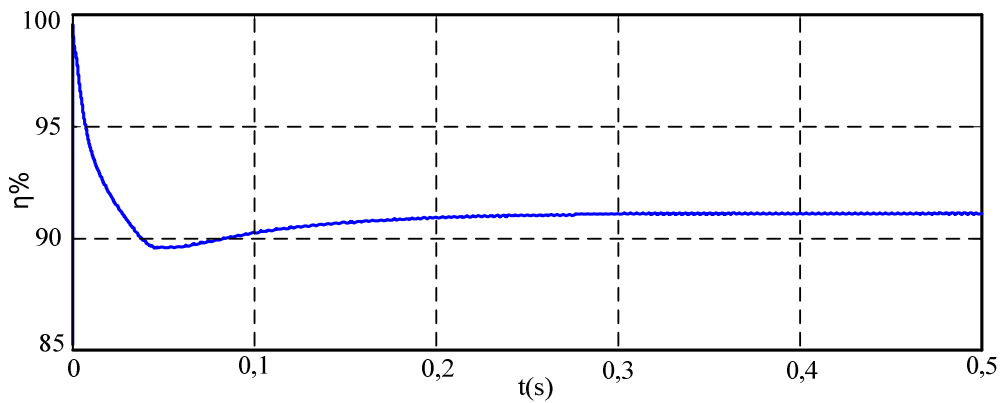


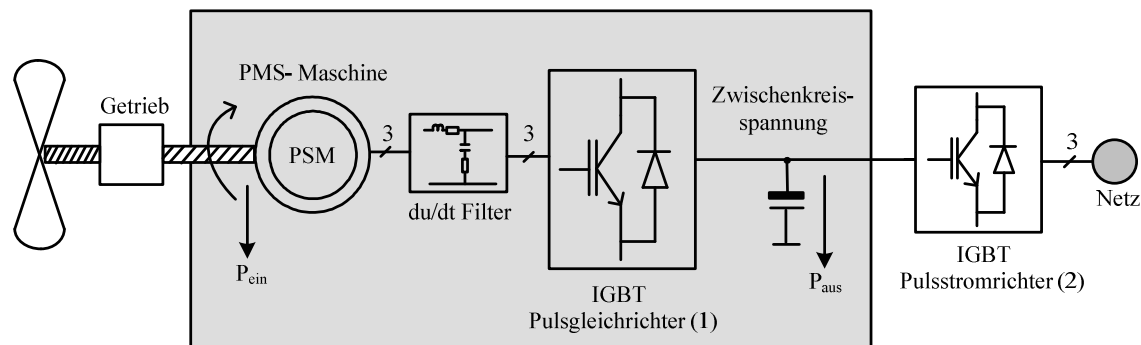
Abb. 4.28 Wirkungsgrad des untersuchten Systems

## 5 Vergleich der beiden Topologien

Zur Aufbereitung der frequenz- und spannungsvariablen Ausgangsleistung des permanent-erregten Synchrongenerators haben sich im Wesentlichen zwei prinzipielle Topologien durchgesetzt.

### 5.1 PSM mit Pulswechselrichter (Topologie 1)

Die Struktur dieser Topologie ist in Abb. 5.1 dargestellt. Maschinenseitig ist ein IGBT- Puls- gleichrichter über ein du/dt-Filter angekoppelt. Netzseitig wird die Energie ebenfalls unter Nutzung eines IGBT- Spannungswechselrichters in das Elektroenergienetz abgegeben. Der maschinenseitige Stromrichter arbeitet jetzt als Hochsetzsteller und prägt sinusformige Ströme in den Generator ein.



**Abb. 5.1** Leistungsaufbereitung einer Windkraftanlage mit maschinenseitigem Pulsleichrichter

Der Einsatz eines maschinenseitigen IGBT- Pulsleichrichter (1) eröffnet zudem die Möglichkeit, durch Einprägung entsprechender kapazitiver Blindströme die Abmessung des Generators nochmals zu reduzieren.

Der Nachteil dieser Anordnung ist allerdings, dass der Wirkungsgrad etwas ungünstiger wird, da der IGBT- Pulsleichrichter gegenüber einer ungesteuerten Brücke zusätzlich Durchlass- und Schaltverluste verursacht. Durch den maschinenseitigen IGBT- Stromrichter werden entweder der Ständerstrom oder die Drehzahl der Maschine geregelt (Kapital 3).

Die Zwischenkreisspannung soll durch den zweiten IGBT- Stromrichter (2) geregelt werden. In dieser Arbeit wird die Zwischenkreisspannung als konstant mit  $U_z=300V$  angenommen. In Tabelle 5.1 sind die Daten für einige relevante Betriebspunkte aufgeführt, welche sich bei der Regelung des Ständerstroms  $I_q$  und  $I_d$  (wie im Kapital 3) sowie bei verschiedenen Drehzahlen einstellen.

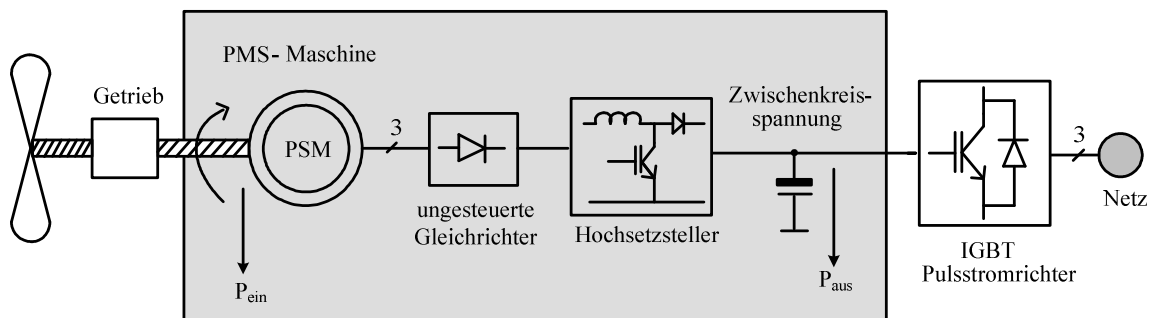
$\Omega_m(\text{U/min})$	$I_q(\text{A}), I_d=0(\text{A})$	$P_{\text{ein}}(\text{W})$	$P_{\text{aus}}(\text{W})$	$P_{\text{ver}}(\text{W})$	$\eta \%$
125	$I_q=11$	2080	1880	200	90
90	$I_q=8$	1100	960	140	87
60	$I_q=6$	560	470	90	84
40	$I_q=4$	260	210	50	80

**Tabelle 5.1** Wirkungsgrad des Gesamtsystems (Topologie 1) bei verschiedenen Betriebspunkten

Aus Tabelle 5.1 wird ersichtlich, dass der Wirkungsgrad des Systems im günstigsten Fall bei Nenndrehzahl  $\Omega_{\text{mnen}}=125\text{U/min}$  etwa 90% erreicht. Im ungünstigsten Fall, der bei niedriger Drehzahl auftritt, liegt er bei 80%.

## 5.2 Maschine mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller (Topologie 2)

Setz man - wie in Abb. 5.2 dargestellt - anstelle des IGBT- Wechselrichters und des du/dt-Filters maschinenseitig eine ungesteuerte Diodenbrücke mit Hochsetzsteller ein, so entsteht die Topologie 2. Die drehzahl- und lastabhängige Ausgangsspannung der Maschine wird hier über eine Diodenbrücke mit Hochsetzsteller an den Zwischenkreis angebunden. Der nachgeschaltete IGBT- Stromrichter wird so angesteuert, dass er grundsätzlich sinusförmigen Ausgangsstrom in das Netz einspeist. Die Regelungsstruktur wird vertiefend in Kapitel 7 beschrieben.



**Abb. 5.2** Leistungsaufbereitung einer Windkraftanlage mit maschinenseitigem Gleichrichter mit Hochsetzsteller

Diese Topologie besticht durch die Einfachheit des maschinenseitigen Gleichrichters und des damit verbundenen sehr guten Wirkungsgrades des gesamten Stromrichtersystems. Doch geht

diese Topologie auch mit einigen zum Teil gravierenden Nachteilen einher. So verursacht die Diodenbrücke im Zusammenhang mit dem Spannungszwischenkreis eine nicht unerhebliche Belastung der PSM mit Oberschwingungen. Diese reduzierten deren Wirkungsgrad und führen somit zu ihrer zusätzlichen Erwärmung [34]. Durch den Hochsetzsteller wird entweder das Drehmoment oder der Ausgangstrom geregelt (Kapital 4). In Tabelle 5.2 sind einige relevante Betriebspunkte aufgeführt, welche sich bei der Regelung des Ausgangstroms  $I_L$  und für verschiedene Drehzahl ergeben.

$\Omega_m$ (U/min)	$I_L$ (A)	$P_{\text{ein}}$ (W)	$P_{\text{aus}}$ (W)	$P_{\text{Ver}}$ (W)	$\eta$ %
125	11	2080	1892	188	91
90	8	1100	985	115	89,5
60	6	575	500	75	87
40	4	280	235	45	84

**Tabelle 5.2** Wirkungsgrad des Gesamtsystems (Topologie 2) bei verschiedenen Betriebspunkten

Der Wirkungsgrad des Systems liegt im günstigsten Fall bei  $\Omega_{\text{mnenn}}=125\text{U/min}$  bei 91%. Im ungünstigsten Fall, der wieder bei niedrigen Drehzahlen auftritt, liegt er bei 84%.

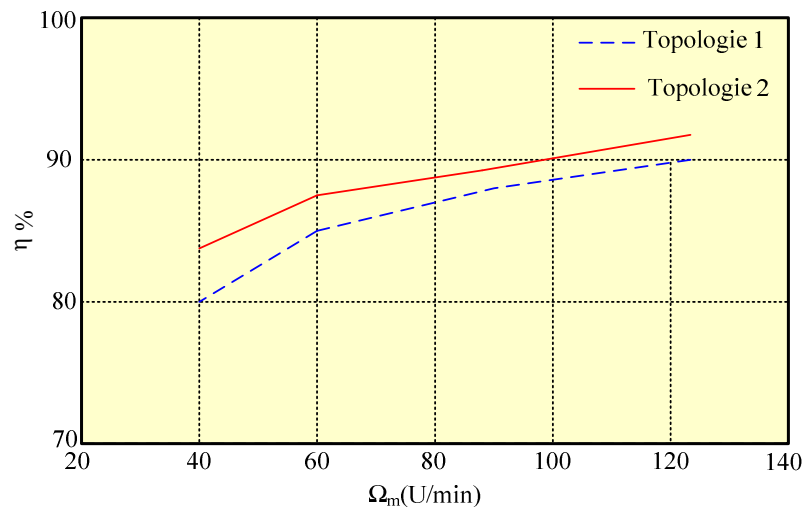
Gründe für die zweite Topologie (Diodenbrücke mit Hochsetzsteller) sind:

- guter Systemwirkungsgrad
- einfacher Aufbau des Leistungsteils
- einfache Regelstruktur
- geringe Bauteilanzahl
- niedriger Preis
- viele Möglichkeiten der Regelung (Drehmoment der Maschine, Ausgangstrom und MPP-Regelung).

### 5.3 Wirkungsgradvergleich der beiden Topologien

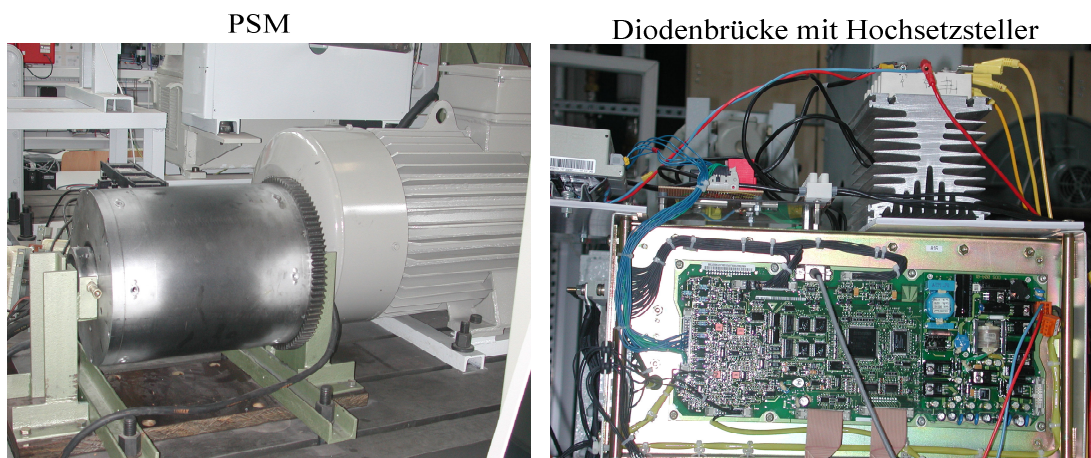
Das Potential der einzelnen Varianten bezüglich des Wirkungsgrades lässt sich anhand der Abb. 5.3 abschätzen. Es kann festgestellt werden, dass die Variante gemäß Abb. 5.2 in sämtlichen signifikanten Arbeitspunkten ein höheren Wirkungsgrad aufweist.

Dies kann mit den topologischen Besonderheiten dieser Variante erklärt werden. Sie enthält zum einen kein maschinenseitiges Sinusfilter. Weiteres Einsparungspotential an Verlustleistung ergibt sich natürlich auch durch die verminderte Anzahl von mit hoher Frequenz schaltender Ventile. Die Substitution des maschinenseitigen Wechselrichters durch die Diodenbrücke mit nachgeschaltetem Hochsetzsteller spart 5 Ventile mit hoher Pulsfrequenz ein. Die simulative Systemoptimierung ergab eine Favorisierung der zweiten Variante. Diese wurde deshalb auch experimentell in Form eines Laborsystems verifiziert.



**Abb. 5.3** Wirkungsgradvergleich der beiden Topologien

Zur besseren Verständlichkeit sind in der Abb. 5.4 die wesentlichen Komponenten des Laborsystems abgebildet. Die Darstellung erlaubt einen vertiefenden Einblick in das leistungselektronische Stellglied sowie in die Regelungshardware.



**Abb. 5.4** Bilder des Experimentalsystems



## 6 Maximum Power Point (MPP-Regelung)

### 6.1 Einleitung

In Abb. 6.1 ist zu erkennen, dass es für jede Drehzahl ein optimales Tastverhältnis gibt, bei dem eine maximale Leistung gewonnen werden kann [2]. Der MPP-Regler wurde entwickelt, um den Maximum Power Point (MPP) exakt online zu bestimmen. So gelingt es, das System ständig im Arbeitspunkt der maximalen Leistung zu betreiben.

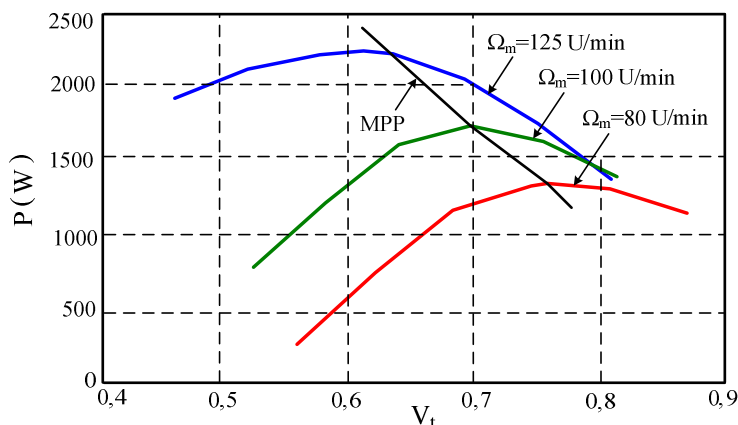


Abb. 6.1 Leistung der Maschine

Das Grundprinzip der MPP-Regelung wird deshalb nachfolgend vertiefend betrachtet. Abb. 6.2 zeigt die maximale Leistung der PSM bei der Messung und bei der Simulation in Abhängigkeit von der Drehzahl  $\Omega_m$ .

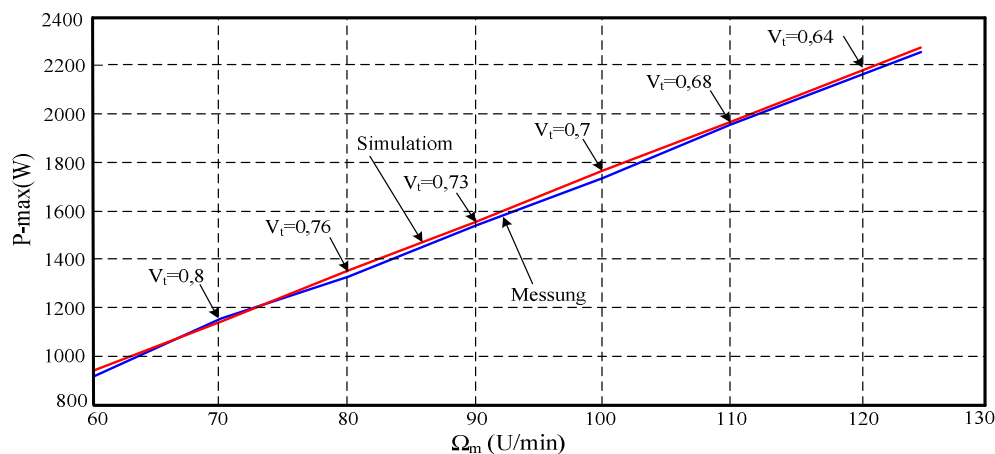


Abb. 6.2 Leistungsmaximum der Maschine in Abhängigkeit von der Drehzahl  $\Omega_m$   
bei  $U_Z = 300$  V

## 6.2 Struktur des Gesamtsystems

Die Abb. 6.3 zeigt das Gesamtsystem zuzüglich der implementierten MPP-Regelung. Es besteht eingangsseitig aus einer PSM, die über die dreiphasige Diodenbrückenschaltung einen Stromzwischenkreis speist. Der nachfolgende Hochsetzsteller prägt in den darauffolgenden Spannungszwischenkreis, unter Verwendung der MPP-Regelung, einen solchen Strom  $I_Z$  ein, dass der Arbeitspunkt mit maximaler Systemleistung ständig beibehalten wird. Ein zusätzlich implementierter Spannungswechselrichter regelt die Zwischenkreisspannung auf einen geeigneten Sollwert und realisiert so die Anbindung des Systems an das Elektroenergienetz. Durch die guten dynamischen Eigenschaften dieses Wechselrichters können eventuell auftretende Probleme mit der Elektroenergiequalität erfolgreich minimiert werden. Um weiterhin den finanziellen Aufwand für die Hardware gering zu halten, ist es zweckmäßig, wie in Abb. 6.3 dargestellt, die vom Generator in das Netz abgegebene Leistung unter Verwendung der Systemsgrößen  $I_Z$  und  $U_Z$  zu ermitteln. Dadurch gelingt eine Reduktion der notwendigen Messstellen zur Leistungsbestimmung. Die Parameter des Versuches sind:  $L_L=1,5\text{mH}$  und  $C_k=10\text{mF}$ .

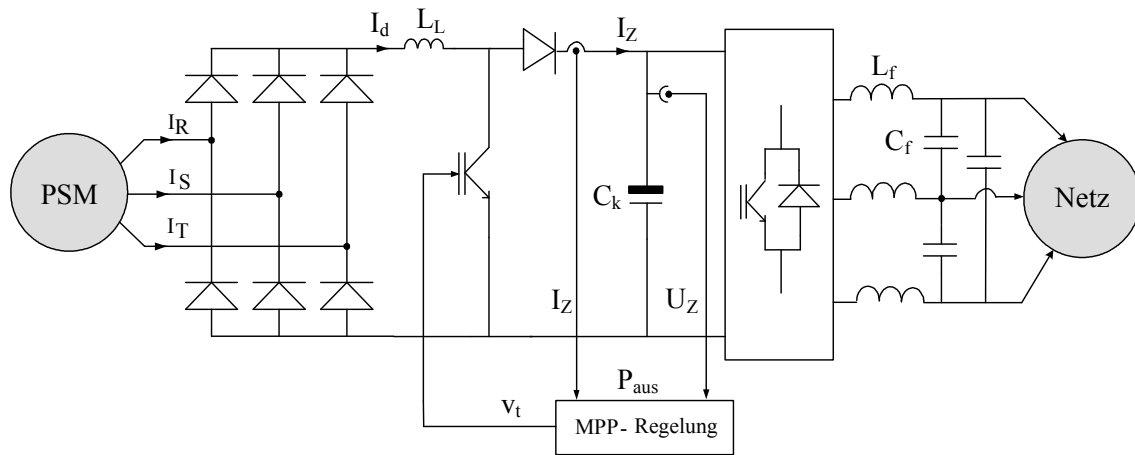
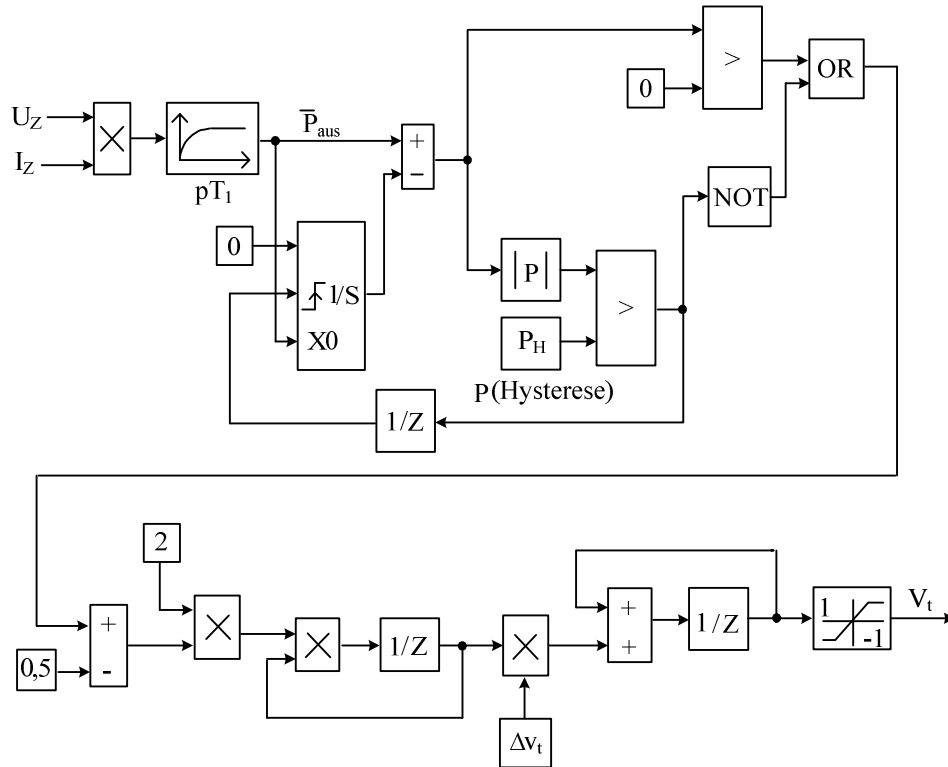


Abb. 6.3 Gesamtsystem des Versuchs

## 6.3 Prinzip der MPP-Regelung

Die in Abb. 6.4 enthaltene Blockstruktur der MPP-Regelung bestimmt wesentlich die Eigenschaften des Gesamtsystems und soll deshalb nachfolgend vertiefend analysiert werden. Eingangsseitig enthält die Struktur zunächst einen Multiplizierer zur on-line Berechnung der zeitvarianten Generatorleistung. Das nachfolgende Tiefpassfilter erster Ordnung dämpft störende hochfrequente Signalkomponenten im Nutzsignal. Die Wahl der Zeitkonstante ist ein Kompromiss, der von zwei gegenläufigen Kriterien abhängig ist. Eine große Zeitkonstante gestattet einerseits eine gute Glättung des Nutzsignals, was wiederum mit einem kleinen Wert

für die Schalthysterese korreliert. Eine sehr genaue Einhaltung der MPP-Bedingung ist unter diesen Bedingungen möglich. Andererseits wird bei einer übergroßen Filterzeitkonstante die Systemdynamik unnötig langsam. Die nachfolgende Blockstruktur zeigt die Umsetzung des MPP-Algorithmus im Programmsystem Matlab /Simulink.



**Abb. 6.4** Blockstruktureller Aufbau der MPP-Regelung

Die Wirkungsweise der oben gezeigten Struktur wird durch den in Abb. 6.5 enthaltenen Programmablaufplan verdeutlicht. Entsprechend der Abbildung werden zunächst die Anfangswerte gesetzt und die zur Leistungsberechnung notwendigen Systemgrößen gemessen. Nach der Bestimmung der zeitvarianten Ausgangsleistung des Systems wird diese einer Tiefpassfilterung zugeführt und steht nachfolgend für die dargestellten Vergleichsoperationen zur Verfügung. Wie ebenfalls in der Darstellung enthalten, ist für eine Vergleichsoperation die vorherige Bestimmung der beiden Grenzwerte  $P_{OG}$  (obere Grenze) und  $P_{UG}$  (untere Grenze) notwendig. Die Hysterese bewirkt, dass die Leistung immer zwischen einem unteren und einem oberen Wert liegt. Bei der nun folgenden Vergleichsoperation müssen gemäß Abb. 6.5 drei unterschiedliche Fälle betrachtet werden.

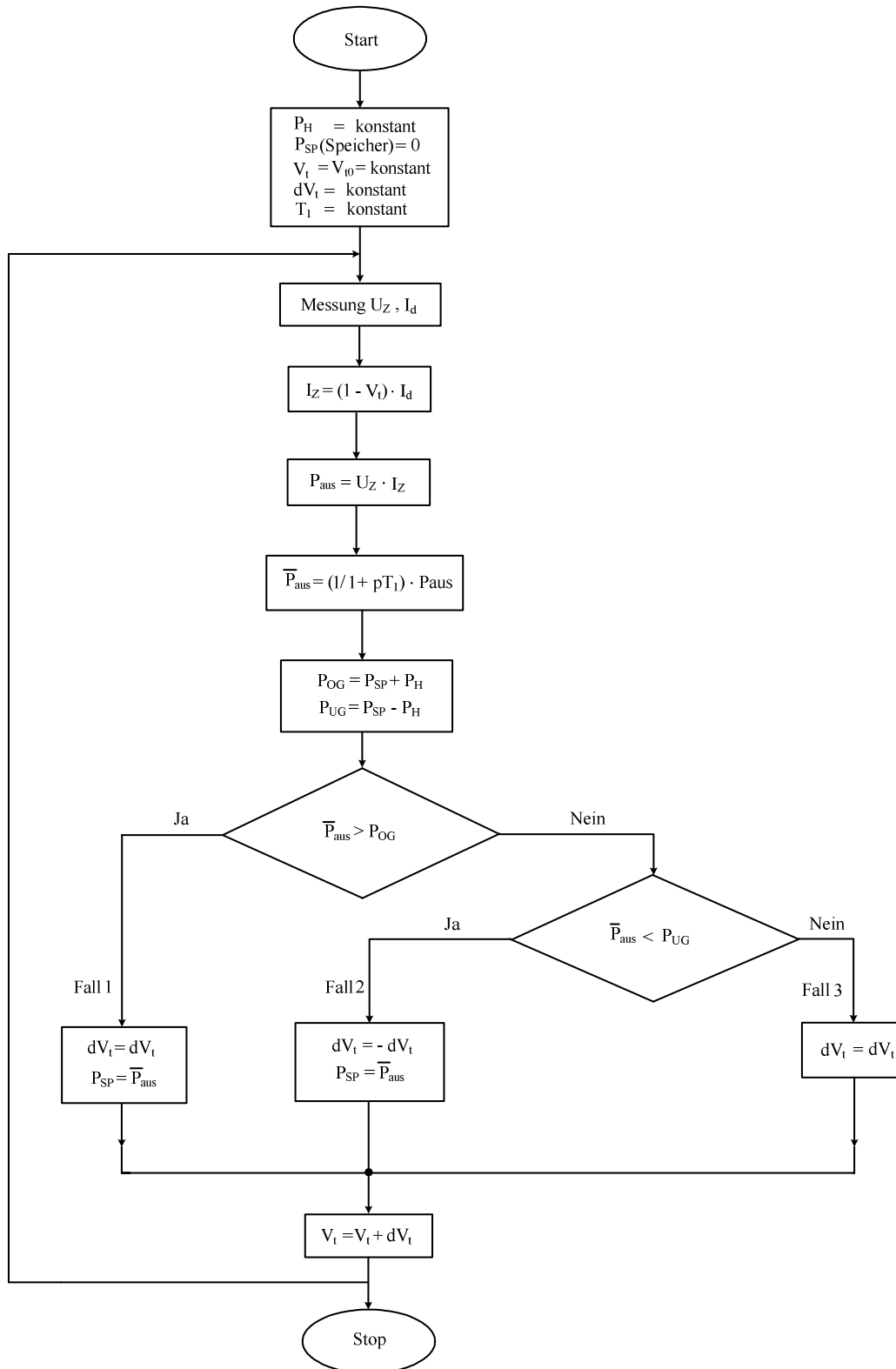


Abb. 6.5 Programmablaufplan der MPP-Regelung

Die Kausalkette zur Beschreibung des ersten Falles wird nachfolgend angegeben.

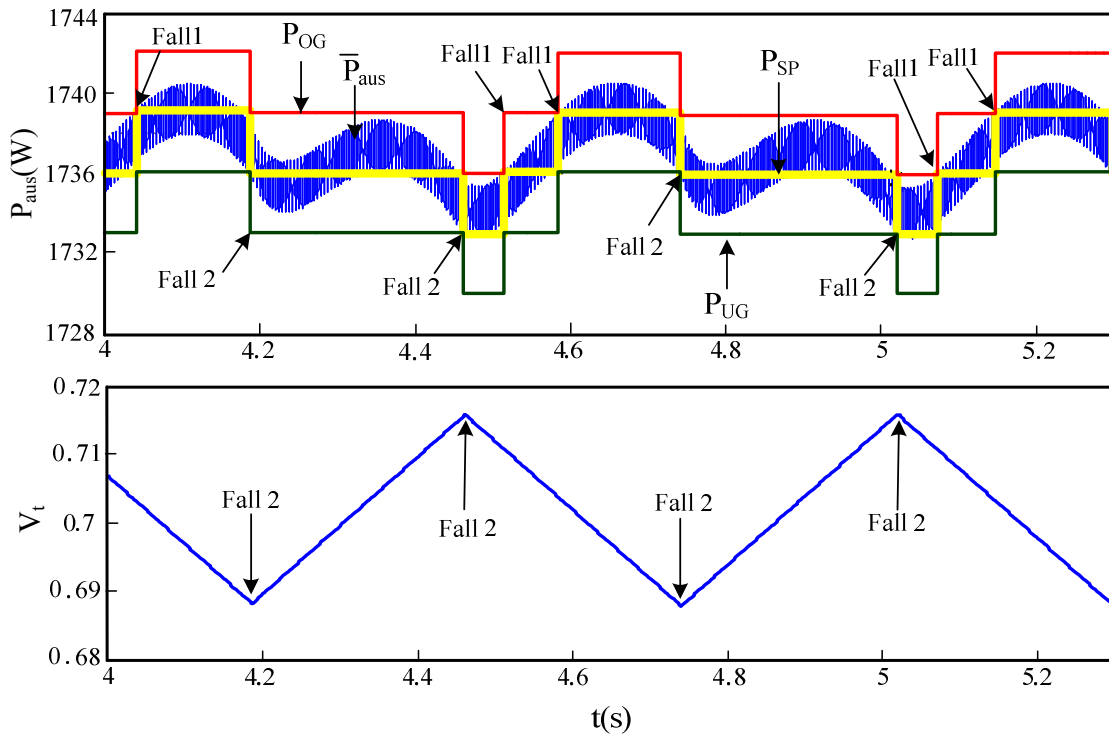
- $\bar{P}_{\text{aus}} > P_{\text{OG}} \Rightarrow dV_t = dV_t, P_{\text{SP}} = \bar{P}_{\text{aus}}$  (6.1)

Ist die Ausgangsleistung des Gesamtsystems größer als der berechnete obere Grenzwert kann das Tastverhältnis beibehalten werden, da der Gradient der Leistungsänderung positiv ist. Dieser angestrebte Zustand bedarf keiner Korrektur. Anschließend wird die gefilterte Ausgangsleistung abgespeichert. Mit diesem Wert gelingt es, nachfolgend neue Werte für die Hysterreseschwellwerte  $P_{OG}$  bzw.  $P_{UG}$  zu bestimmen. Bei der zweiten Fallunterscheidung wird untersucht, ob die Systemausgangsleistung den unteren Schwellwert  $P_{untere}$  Grenze unterschreitet. Ist dies der Fall, so muss das Tastverhältniss korrigiert werden.

- $\bar{P}_{aus} < P_{UG} \Rightarrow dV_t = -dV_t, P_{SP} = \bar{P}_{aus}$  (6.2)

Liegt das Signal  $P_{aus}$  gemäß (Gl. 6.3) innerhalb der nachfolgend angegebenen Grenzwerte, so ist keine Korrektur des Tastverhältnisses erforderlich.

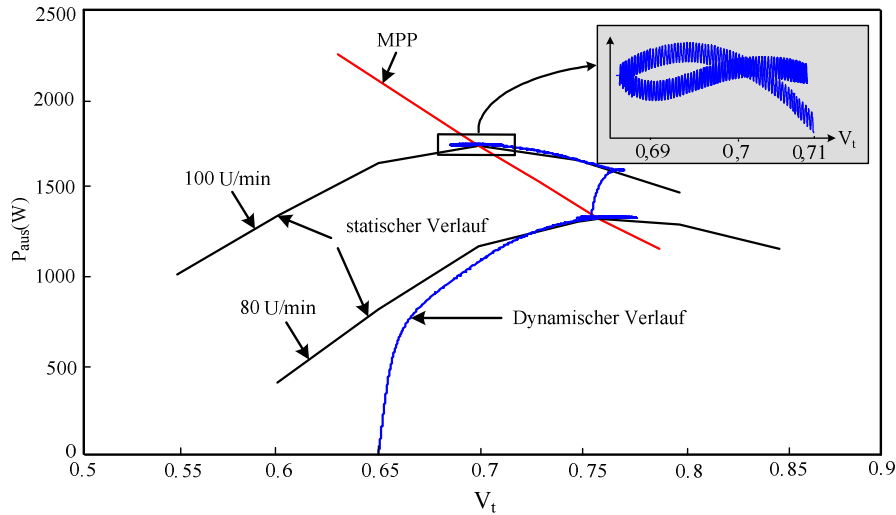
- $P_{UG} < \bar{P}_{aus} < P_{OG} \Rightarrow dV_t = dV_t$  (6.3)



**Abb. 6.6** Schaltverhalten der MPP-Regelung in stationären Zustand

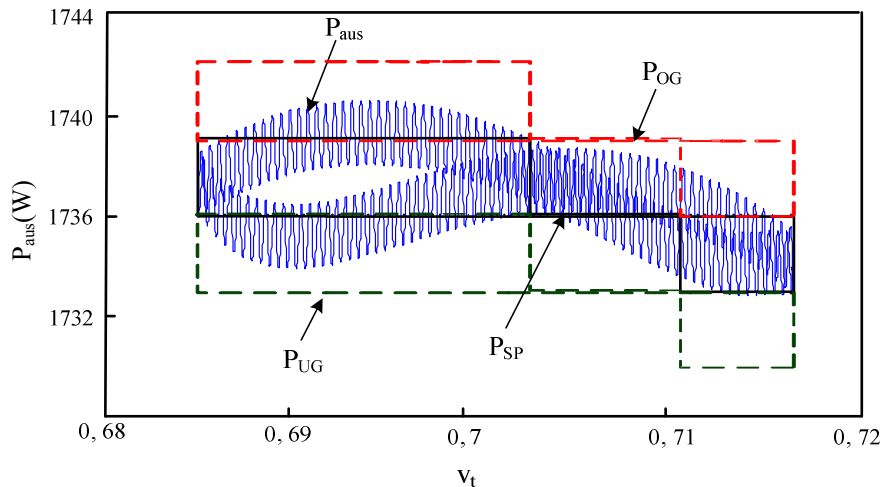
In Abb. 6.6 ist eine charakteristische Schaltfolge der MPP-Regelung dargestellt. Die typischen Schaltzeitpunkte wurden dabei separat gekennzeichnet. Sie treten gemäß der oben diskutierten Schaltbedingungen jeweils beim Unter- bzw. Überschreiten der entsprechenden Schwellwerte auf. Ein tieferer Einblick in das transiente Systemverhalten lässt sich anhand der in Abb. 6.7 enthaltenen Trajektorie gewinnen.

Der Graph zeigt die Antwort des Systems auf einen plötzlichen Drehzahlssprung. Ausgehend vom Punkt der maximalen Leistungsabgabe bei einer Drehzahl von 80U/min stellt sich automatisch wieder der optimale Punkt bei der um 20U/min erhöhten Drehzahl ein. Die Optima befinden sich dabei jeweils im Maximum der bereits oben diskutierten statischen Leistungskennlinien.



**Abb. 6.7** Transientes Verhalten der MPP-Regelung

Die Abb. 6.8 zeigt eine Vergrößerung des in Abb. 6.6. dargestellten Ausschnittes. Außerdem sind die sich ändernden Schaltschwellen des Komparators eingezeichnet. Dadurch wird der sich einstellende Suchvorgang um den optimalen Punkt (Punkt des maximalen Leistungsumsatzes) verständlich. Es ist deutlich erkennbar, dass der Suchvorgang innerhalb der vom Regelungsprogramm berechneten Hysterreschwellen erfolgt.

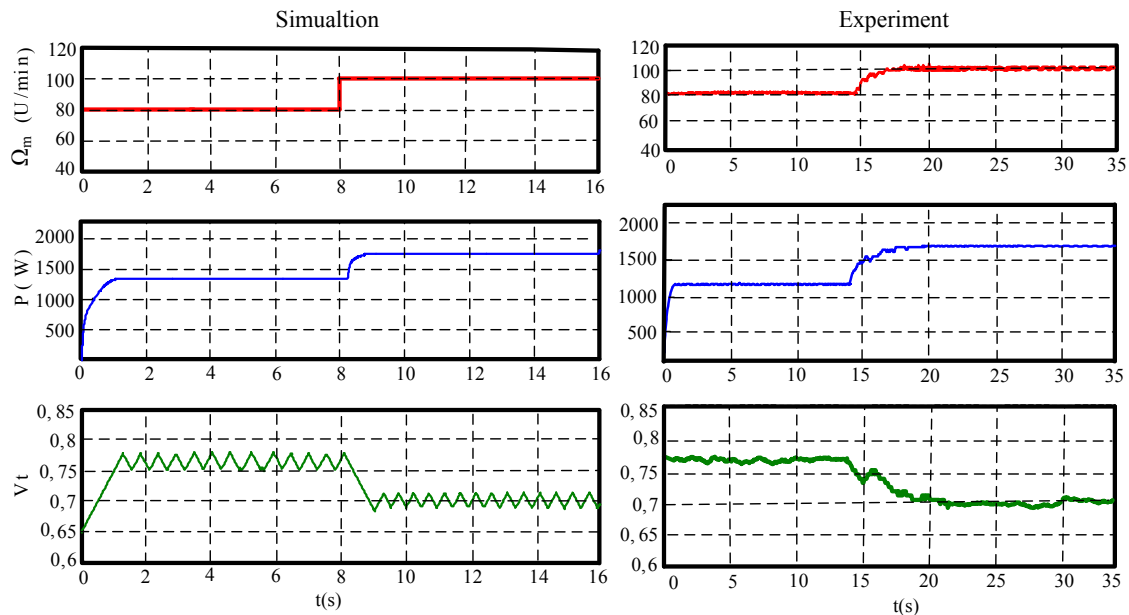


**Abb. 6.8** Schwingverhalten der  $P(v_t)$ -Kennlinie um den Punkt der maximalen Leistungsabgabe bei einer Drehzahl von 100U/min

Die in Abb. 6.8 dargestellte Trajektorie korreliert zugleich mit dem in Abb. 6.6 enthaltenen Zeitintervall von  $t=4,55\text{s}$  bis  $t=5,05\text{s}$ .

## 6.4 Simulative und experimentelle Ergebnisse

Zur Überprüfung der vorgestellten MPP-Regelung wurde das System auf dem Rechner mit Hilfe des Programmsystems Matlab simuliert und im Labor an einer Experimentieranlage mit dem Mikrokontroller C-167 in C programmiert. Die Ergebnisse von Simulation und Experiment sind in Abb. 6.9 und Abb. 6.10 gegenübergestellt. Sie zeigen eine hinreichend gute Übereinstimmung, so dass auch die Praxistauglichkeit der unter Laborbedingungen untersuchten Schaltung angenommen werden kann.



**Abb. 6.9** Simulative Ergebnisse

**Abb. 6.10** Experimentelle Ergebnisse

## 7 Koppelkonfigurationen

### 7.1 Einleitung

Die Bereitstellung elektrischer Energie kann nach den technischen Anforderungen in die Aufgaben:

- Einspeisung in leistungsstarke Netze
- Versorgung eines Systems mit Speicherelementen (Batterie) und
- Bildung von Inselnetzen.

unterteilt werden. Da bei einem leistungsstarken Netz die wesentlichen Netzgrößen vorgegeben sind, müssen zur Einspeisung lediglich die Netzanschlussbedingungen hinsichtlich Oberschwingungsgehalt und Leistungsfaktor eingehalten werden. Um ein Inselnetz generieren zu können, muss die elektrische Energie dagegen in definierten Toleranzen von Frequenz und Spannung bereitgestellt werden [41, 43]. Auf die Bildung von Inselnetzen wird nachfolgend nicht weiter eingegangen. Abb. 7.1 zeigt eine Zusammenstellung der Einspeisemöglichkeiten, die im nächsten Abschnitt behandelt werden.

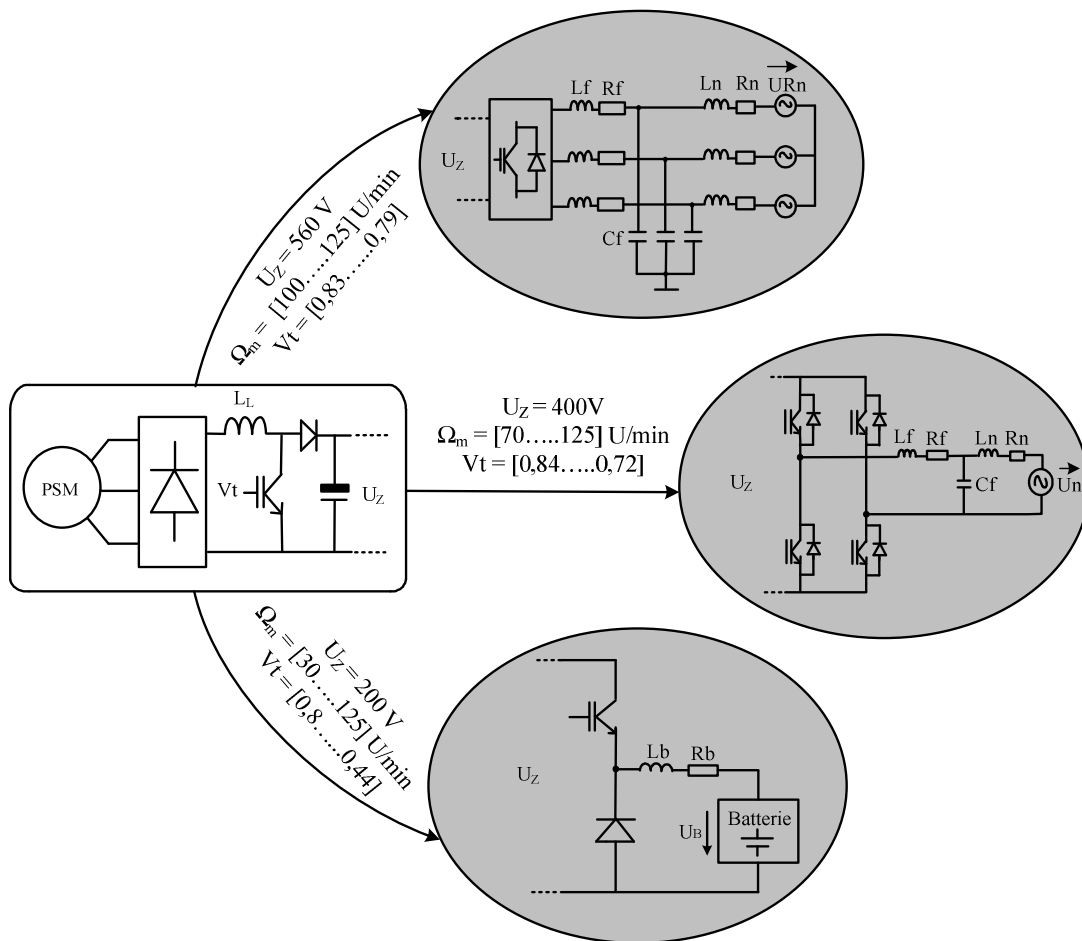
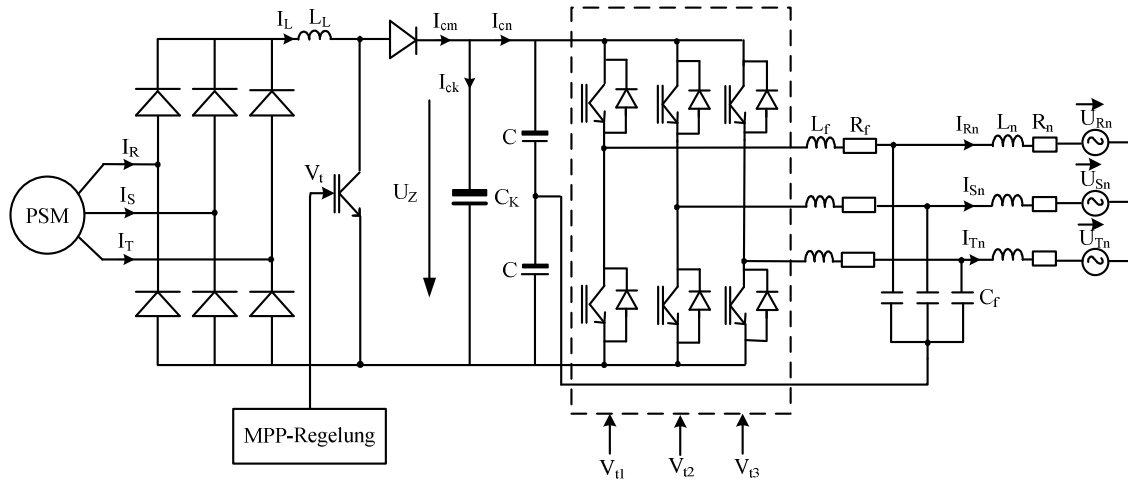


Abb. 7.1 Einspeisemöglichkeiten ausgehend von einer PSM



## 7.2 Anbindung des Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz

In Windkraftanlagen und anderen Kleinkraftwerken kommen als mechanisch- elektrische Wandler Systeme zunehmend Synchrongeneratoren oder doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren mit Netzanbindung über selbstgeführte Pulsumrichter zum Einsatz [39]. Abb. 7.2 zeigt die Anbindung des Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz.



**Abb. 7.2** Anbindung des Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz

Der Generator wird mit maximaler Leistung mittels MPP-Regelung betrieben. Die maschinenseitige Diodenbrücke mit Hochsetzsteller ist das Stellglied für die Generatorregelung und erzeugt die erforderliche Spannung. Der netzseitige PWR wandelt die anfallende DC-Leistung in eine AC-Leistung um, die in das Niederspannungsnetz eingespeist wird. Zur Entkopplung der beiden Umrichter und zur Spannungsstützung ist im Zwischenkreis ein Kondensator mit 10mF vorhanden. Das LC-Filter ist zur Verminderung der Spannungs- und Stromverzerrung vorgesehen [40]. Die IGBT's mit antiparalleler Diode werden zwecks Simulation durch ideale, verlust- und verzögerungsfreie Schalter repräsentiert. Nachfolgend wird das Regelungskonzept für die Zwischenkreisspannung und die Netzströme simulativ untersucht.

### 7.2.1 Regelung der Netzströme und der Zwischenkreisspannung

Das Ziel der Netzregelung besteht darin, die Wirkleistungs- und Blindleistungsabgabe in das Netz bei allen Drehzahlen der PSM zu sichern. Dies wird durch die Regelung der Netzstromkomponenten realisiert. Der netzseitige PWR ist das Stellglied für die Regelung, welches aus der konstant geregelten Zwischenkreisspannung eine symmetrische Dreiphasenspannung (Stellgröße) erzeugt.

Die Regelung der Zwischenkreisspannung ist dem Netzstromregler überlagert und erzeugt dessen Sollwert ( $I_{d-soll}$ ), wie in Abb. 7.3 dargestellt.

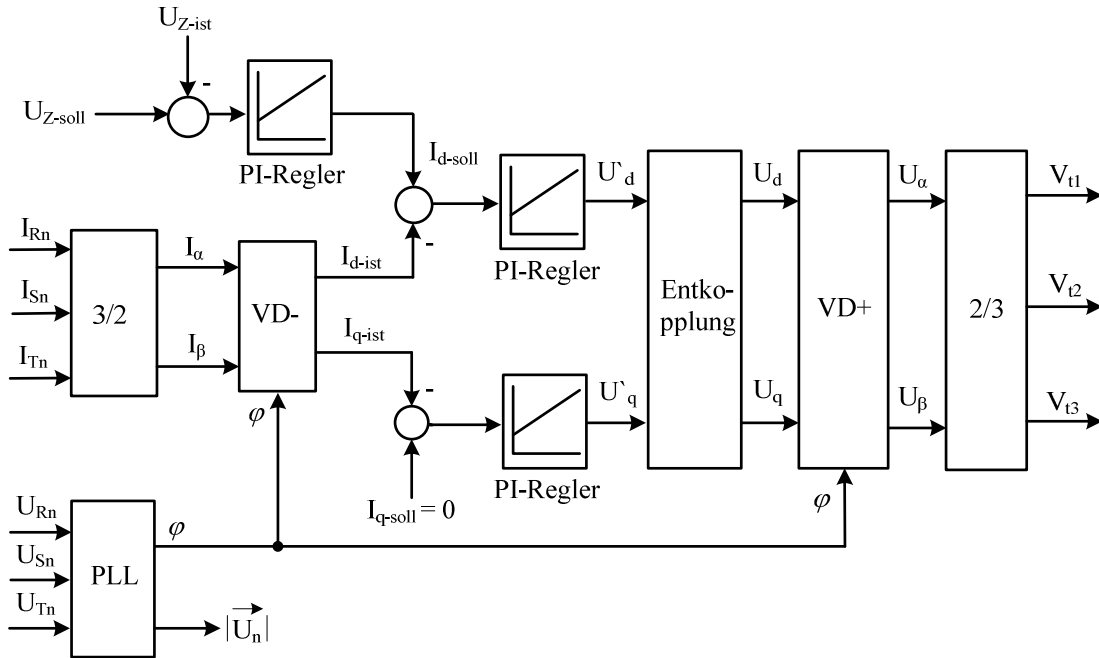


Abb. 7.3 Struktur der Netzregelung

Für den Netzstromregler wird wiederum ein PI-Regler gewählt, um durch den I- Anteil eine bleibende Regelabweichung zu verhindern und andererseits mit dem P-Anteil einen schnellen Eingriff des Reglers zu gewährleisten [42]. Der Netzblindstrom  $I_q$  wird auf den Wert Null geregelt. Dies bedeutet, dass keine Grundschwingungsblindleistung ins Netz eingespeist wird; der Leistungsfaktor beträgt nahezu eins. Da d- und q- Komponenten in der PSM miteinander verkoppelt sind, wird ein Entkopplungsnetzwerk benötigt. Dadurch wird erreicht, dass Änderungen, die in einer der beiden Komponenten durchgeführt werden, die jeweils andere nicht beeinflussen. Abb. 7.4 zeigt das Prinzipschaltbild der Entkopplung.

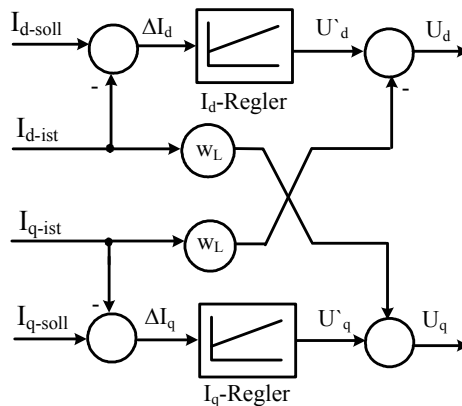


Abb. 7.4 Prinzipschaltbild der Entkopplung

Der Vorteil bei der Behandlung von Gleichgrößen ist, dass zur Regelung ein herkömmlicher PI-Regler eingesetzt werden kann. Die bleibende Regelabweichung kann so vollständig eliminiert werden. Aus den mit 50Hz drehenden Zeigern des Dreiphasensystems werden ruhende Größen, indem man das Koordinatensystem mit der Frequenz des Dreiphasensystems mitdreht. Für die Transformation von dreiphasigen Drehstromgrößen in die dq- Ebene ist zusätzlich noch der von einer PLL-Struktur generierte Phasenwinkel der Netzspannung notwendig.

### 7.2.2 Dimensionierung der Stromregler

Die Einstellung der PI-Regler wurde über das Betragsoptimum vorgenommen. Laut betragsoptimaler Reglereinstellung hat die Übertragungsfunktion der offenen Kette eines Regelkreises die Form [33]:

$$G_0(p) = \frac{1}{2 \cdot p \cdot T_K (1 + pT_K)} \quad (7.1)$$

Die gesamte Übertragungsfunktion der Regelstrecke  $G_S$  setzt sich aus der Wechselrichterübertragungsfunktion  $G_{PWR}$  und der Netzübertragungsfunktion  $G_n$  zusammen. Für die Stromregelung ergibt sich somit die in Abb. 7.5 dargestellte Regelstruktur.

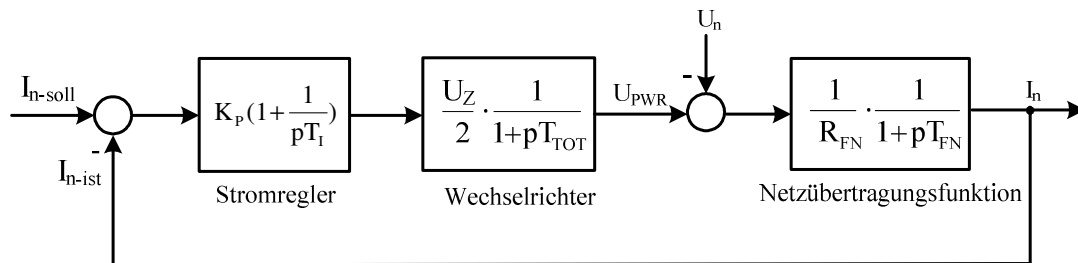


Abb. 7.5 Regelkreis der Grundswingungskomponenten des Netzstroms

Die Regelstrecke kann man aus dem einphasigen Ersatzschaltbild der Netzseite ableiten, siehe Abb. 7.6. Die Netzübertragungsfunktion kann somit durch Gleichung (7.2) als ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit Vernachlässigung der Filterkapazität  $C_f$  beschrieben werden.

$$G_n(p) = \frac{I_N}{(U_{PWR} - U_N)} = \frac{1}{R_F + R_N} \cdot \frac{1}{1 + pT_{FN}} \quad (7.2)$$

$$\text{mit } T_{FN} = \frac{L_F + L_N}{R_F + R_N} \quad (7.3)$$

Für das Netz wird eine Leitungsinduktivität von  $L_n=12,3\mu\text{H}$  und ein ohmscher Widerstand von  $R_n=2,3\text{m}\Omega$  angenommen. Diese Werte wurden für ein dreiphasigen Netz mit einer Kurzschlussleistung von  $S_{KS}=35\text{MVA}$  und einer Phasenverschiebung von  $\varphi_I=60^\circ$  berechnet.

Die Parameter des Filters sind: Filterinduktivität  $L_f=100\mu\text{H}$  und Filterwiderstand  $R_f=10\text{m}\Omega$ . Somit ergibt sich nach Gleichung (7.4) die Zeitkonstante  $T_{FN}$  der Netzübertragungsfunktion.

$$T_{FN} = \frac{12,3\mu\text{H} + 100\mu\text{H}}{2,3\text{m}\Omega + 10\text{m}\Omega} = 9,13\text{ms} \quad (7.4)$$

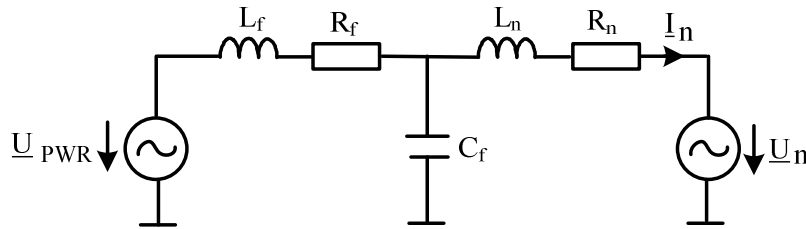


Abb. 7.6 Einphasiges Ersatzschaltbild der Netzseite

Das Übertragungsverhalten des Pulsspannungswechselrichters kann näherungsweise ebenfalls durch ein Verzögerungsglied 1.Ordnung dargestellt werden, dessen Verstärkungsfaktor  $k_{PWR} = U_Z/2$  beträgt und dessen Zeitkonstante  $T_{TOT}$  im Bereich der Pulsperiode (bzw. der Stromabtastzeit) liegt [46].

$$G_{PWR}(p) = \frac{U_Z}{2} \cdot \frac{1}{1 + pT_{TOT}} \quad (7.5)$$

Für den Stromregler ergibt sich somit die nach Gleichung (7.6) hergeleitete Übertragungsfunktion  $G_R(p)$ .

$$G_R(p) = K_P \left(1 + \frac{1}{pT_I}\right) = \frac{G_0(p)}{G_{PWR}(p) \cdot G_n(p)} = \frac{2(R_F + R_N)}{U_Z} \cdot \frac{(1 + pT_{TOT})(1 + pT_{FN})}{2pT_K \cdot (1 + pT_K)} \quad (7.6)$$

Für die Dimensionierung des PI-Reglers werden die Proportionalverstärkung  $K_P$  und die Nachstellzeit  $T_I$  aus der Übertragungsfunktion  $G_R(p)$  ausgeklammert. Mit  $T_K = T_{TOT} = 0,1\text{ms}$  und  $U_Z = 560\text{V}$  ergibt sich:

$$K_P = \frac{(R_F + R_N) \cdot T_{FN}}{U_Z \cdot T_{TOT}} = 2 \text{ (1/A)}$$

Die Nachstellzeit  $T_I$  entspricht der Zeitkonstante der Netzübertragungsfunktion

$$T_I = T_{FN} = 9,13\text{ms}.$$

### 7.2.3 Dimensionierung des Zwischenkreisspannungsreglers

Zur Sicherung der Leistungsübertragung ist ebenfalls die Regelung der Zwischenkreisspannung notwendig. Sie wird mit einem PI-Regler realisiert. Dieser ist in Abb. 7.3 dargestellt. Der Sollwert für die Zwischenkreisspannung  $U_{Z-soll}$  wird mit der aktuellen Zwischenkreisspannung  $U_{Z-ist}$  verglichen. Die Differenz aus geforderter und tatsächlicher Spannung wird auf den Regler gegeben. Am Ausgang erhält man die d-Komponente des Netzstroms  $I_{d-soll}$  [57]. Abb. 7.7 zeigt die Regelstruktur der Zwischenkreisspannung.

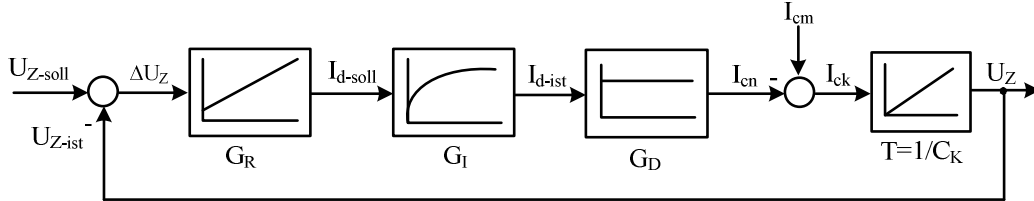


Abb. 7.7 Regelstruktur der Zwischenkreisspannung

$G_I$  entspricht der Führungsübertragungsfunktion des inneren Stromregelkreises

$$G_I(p) = \frac{G_0(p)}{1 + G_0(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2pT_K(1+pT_K)}} = \frac{1}{1 + 2pT_K + 2p^2T_K^2} \approx \frac{1}{1 + 2\sqrt{2}pT_K} \quad (7.7)$$

$G_D$  entspricht der Übertragungsfunktion zwischen dem Netzstrom  $I_{d-ist}$  und dem Eingangsstrom des Wechselrichters  $I_{cn}$ , (siehe Abb.7.2). Dabei wird zunächst eine Beschreibung der Zwischenkreisspannung  $U_Z$  in Abhängigkeit von der die Leistungbildenden Stromkomponente  $I_d$  gesucht. Da der Netzstrom über die IGBT/ Dioden des netzseitigen Umrichters nicht direkt auf die Zwischenkreisspannung wirkt, wird eine geeignete Beschreibung unter Nutzung des Leistungsflusses im Zwischenkreis ermittelt [47]. Diese über ein Abtastintervall  $T$  gemittelte elektrische Leistung  $P_{CK}$  lässt sich mit dem auf der Netzseite vom Zwischenkreis-kondensator abfließenden Strom  $I_N$  über Gl. (7.8) berechnen [48].

$$P_{CK} = \frac{1}{T} \int_0^T I_N(t) \cdot U_N(t) dt = I_{CN} \cdot U_Z \quad (7.8)$$

Die vom Zwischenkreis gelieferte Leistung muss gleich der in das Netz eingespeisten Leistung sein. Es ergibt sich also mit Gl. (7.9):

$$I_{CN} \cdot U_Z = \frac{3}{2} \hat{U}_N \cdot I_{d,N} \quad (7.9)$$

Aus Gl. (7.9) lässt sich die Stromrichterverstärkung berechnen:

$$G_D = \frac{I_{CN}}{I_{d,N}} = \frac{3 \hat{U}_N}{2 U_Z} \quad (7.10)$$

Berechnet man den Zwischenkreisspannungsregelkreis, um ein gutes Störverhalten zu erzielen, nach dem Symmetrischen Optimum, so folgt für den Regler ein PI-Algorithmus. Laut symmetrischoptimaler Reglereinstellung hat die Übertragungsfunktion der offenen Kette eines Regelkreises diese Form:

$$G_0(p) = \frac{2a \cdot p \cdot T_{KP} + 1}{2a \cdot p \cdot T_{KP}} \cdot \frac{1}{a \cdot p \cdot T_{KP} \cdot (1 + p \cdot T_{KP})} = G_R(p) \cdot \frac{1}{1 + 2\sqrt{2} \cdot p \cdot T_k} \cdot \frac{1,5 \cdot \hat{U}_N}{U_Z} \cdot \frac{1}{p \cdot C_K} \quad (7.11)$$

Damit kann die Übertragungsfunktion des PI- Reglers ermittelt werden:

$$G_R(p) = \frac{2a \cdot p \cdot T_{KP} + 1}{a \cdot p \cdot T_{KP} \cdot (1 + p \cdot T_{KP})} \cdot \frac{1 + 2\sqrt{2} \cdot p \cdot T_k}{2a \cdot p \cdot T_{KP}} \cdot \frac{U_Z}{1,5 \cdot \hat{U}_N} \cdot \frac{p \cdot C_K}{1} \quad (7.12)$$

Setzt man in einem weiteren Schritt  $T_{KP} = 2\sqrt{2} \cdot T_k$ , so ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$G_R(p) = \frac{2 \cdot a \cdot p \cdot T_{KP} + 1}{p \cdot \left( \frac{a^2 T_{KP}^2 \cdot 3 \cdot \hat{U}_N}{C_K \cdot U_Z} \right)} = \frac{2 \cdot C_k \cdot U_Z}{3 \cdot a \cdot \hat{U}_N \cdot T_{KP}} + \frac{1}{p \cdot \left( \frac{a^2 T_{KP}^2 \cdot 3 \cdot \hat{U}_N}{C_K \cdot U_Z} \right)} \quad (7.13)$$

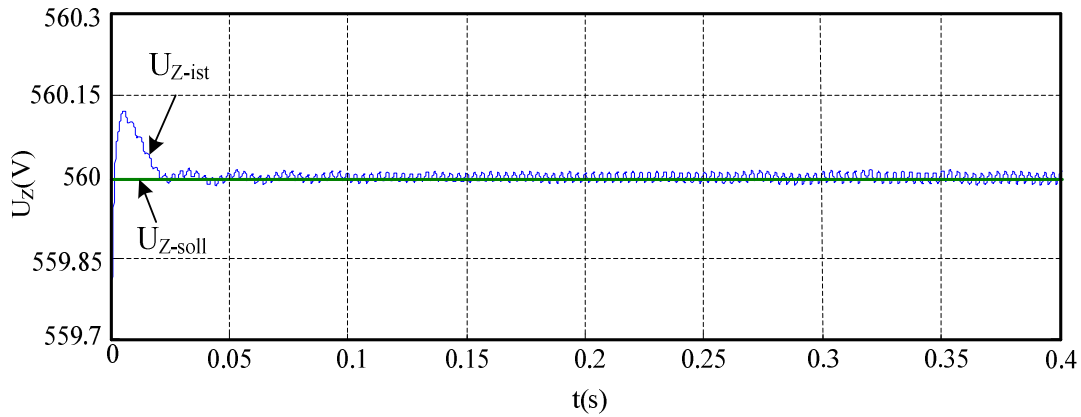
Mit  $T_k=0,1\text{ms}$ ,  $T_{kp}=0,28\text{ms}$ ,  $a=4$ ,  $U_Z=560\text{V}$ ,  $\hat{U}_N=311\text{V}$  und  $C_K=10\text{mF}$  folgt schließlich:

$$K_{P,UZ} = \frac{2 \cdot C_K \cdot U_Z}{3 \cdot a \cdot \hat{U}_N \cdot T_{KP}} = 10,7$$

$$T_{I,UZ} = \frac{a^2 T_{KP}^2 \cdot 3 \cdot \hat{U}_N}{C_K \cdot U_Z} = 0,21\text{ms.}$$

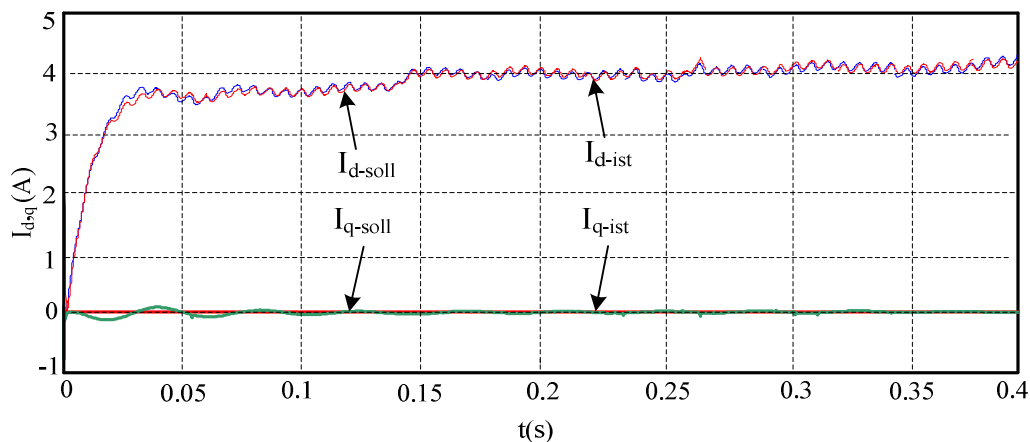
## 7.2.4 Simulationsergebnisse

Die simulativen Untersuchungen werden für eine PSM in Verbindung mit einer Diodenbrücke und einem Hochsetzsteller durchgeführt. Das Modell enthält außerdem einen Zwischenkreis-kondensator ( $C_K=10\text{mF}$ ) und ein dreiphasiges Netz. Der Generator wird bei maximaler Leistung, die sich durch MPP-Regelung einstellt, und bei einer Drehzahl  $\Omega_m=125\text{U/min}$  betrieben. Die Zwischenkreisspannung wird auf  $U_Z=560\text{V}$  geregelt. Abb. 7.8 zeigt die Soll- und Istwerte der Zwischenkreisspannung.



**Abb. 7.8** Soll und Istwert der Zwischenkreisspannung  $U_Z$

Wie durch die Vorgabe der Eingangswerte zu erwarten war, erfolgt das Laden des Zwischenkreiskondensators überschwingungsfrei. Die zum transienten Vorgang in Abb.7.9 gehörende Blindleistungskomponente  $I_{q-ist}$  des Netzwirkstroms sowie die Ausgangsgröße des Zwischenkreisreglers  $I_{d-soll}$  ist in Abb. 7.9 zu sehen.



**Abb.7.9** Simulierte Netzströme  $I_d$  und  $I_q$  beim Ladevorgang des Zwischenkreis auf  $U_Z=560V$

Da der Netzblindstrom auf den Wert Null geregelt ist, wird nur Wirkleistung von der Anlage in das Netz gespeist. Dies ist mit einem sinusförmigen Verlauf des Netzstromes und  $\cos\varphi=1$  im stationären Betrieb gleichzusetzen. Abb. 7.10 zeigt Spannung und Strom der Phase R des dreiphasigen Netzes.

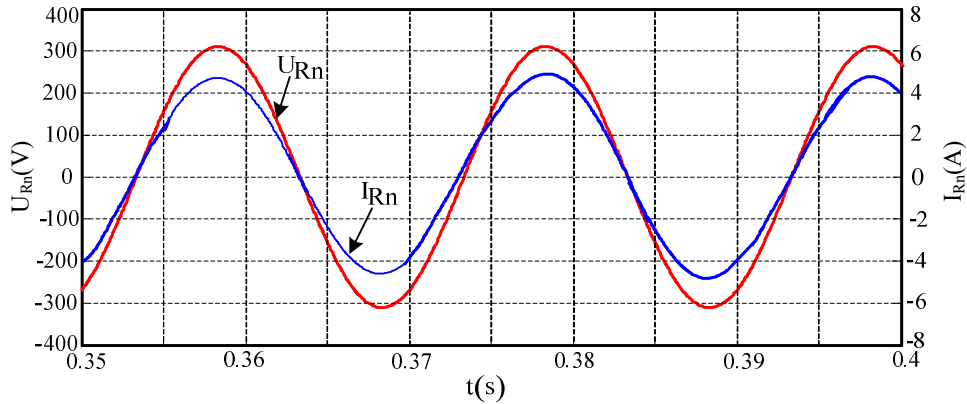


Abb. 7.10 Spannung und Strom der Phase R des dreiphasigen Netzes

### 7.3 Anbindung des Systems an das einphasige Elektroenergienetz

Für die Anbindung des Systems an das einphasige Elektroenergienetz wird eine einphasige selbstgeführte Wechselrichterbrücke gemäß Abb. 7.11 angewandt. Für die transformatorlose Netzeinspeisung benötigt der Wechselrichter eine hohe Eingangsgleichspannung von mehr als 340V- bei einer Netzeffektivwertspannung von  $U_{nrms}=230V$ - die durch die PSM bereitgestellt werden muss. Um die gepulste Ausgangsspannung des Wechselrichters zu glätten und um einen möglichst überschwingungsarmen Strom ins Netz einzuspeisen, wird ein LC-Netzfilter eingesetzt.

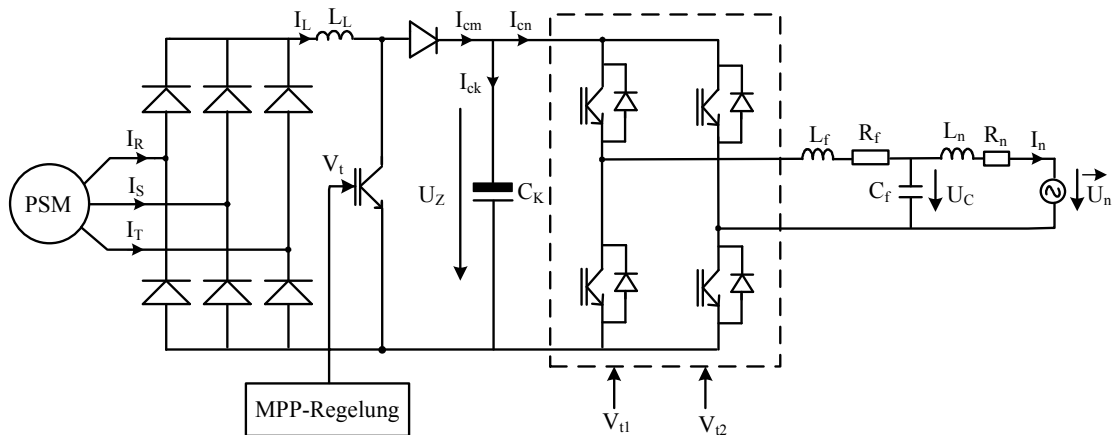


Abb. 7.11 Anbindung des Systems an das einphasige Elektroenergienetz

#### 7.3.1 Regelkreise

Der Pulswechselrichter ist Bestandteil zweier kaskadierter Regelkreise. Die zum netzseitigen Pulsspannungswechselrichter gehörenden Regelkreise regeln die Zwischenkreisspannung auf einen konstanten Wert wie in Abb. 7.12 dargestellt.



Dem Spannungsregelkreis ist ein Stromregelkreis unterlagert, der den Wirkanteil des Netzstromes regelt [46]. Über einen zweiten Stromregelkreis lässt sich der Netzblindstrom einstellen.

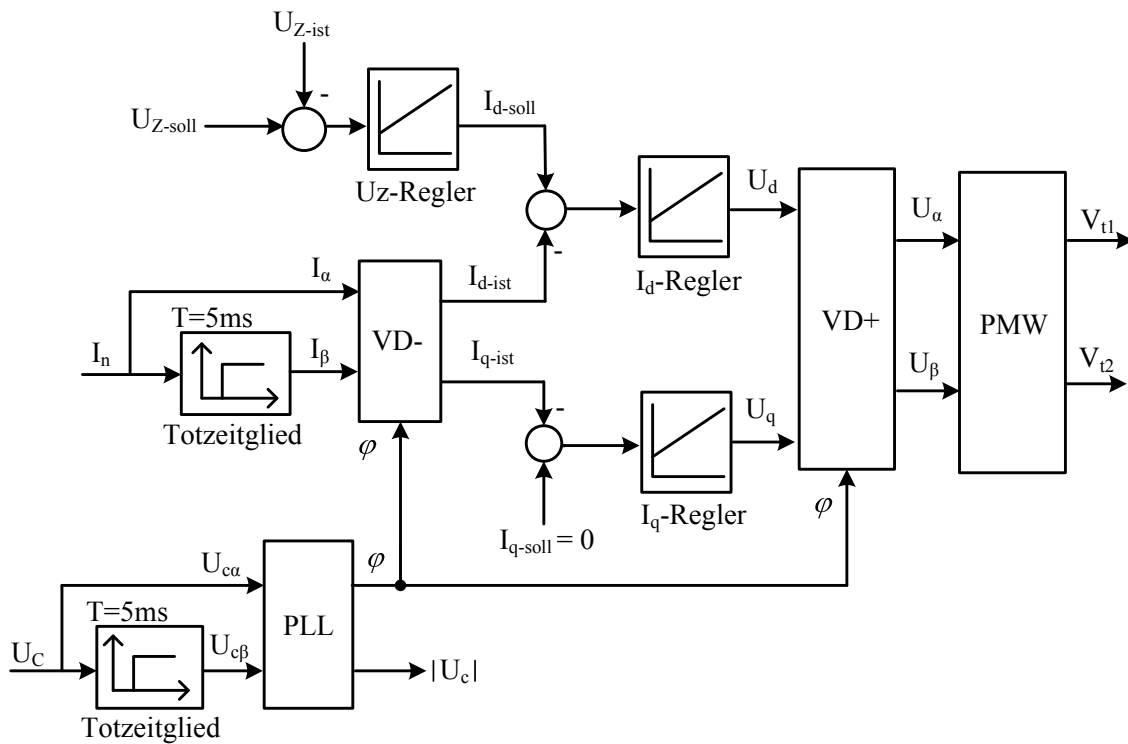


Abb. 7.12 Regelkreise des netzseitigen Umrichters

Der Zwischenkreisregler ist als PI-Regler ausgeführt und gibt dem Netzstromregler die Stromamplitude und damit die ins Netz einzuspeisende Wirkleistung vor. Der Sollwert für den q-Stromregler wird auf den Wert Null gesetzt. Um die für ein Orthogonalsystem notwendige Stromkomponente  $I_\beta$  zu generieren, wird der Netzstrom einem Totzeitglied mit  $T=5\text{ms}$  zugeführt. Diese beiden Komponenten  $I_\alpha$  und  $I_\beta$  werden jeweils mit Hilfe eines Vektordrehers in zwei bezüglich des umlaufenden Systems ruhende Komponenten (d-q) transformiert. Der für diese Transformation notwendige Winkel wird mit Hilfe einer Phasenregelschleife (PLL) gewonnen. Durch diese Vektordrehung entstehen die ruhenden Wirk- und Blindkomponenten des Netzstroms. Diese Komponenten bilden die Istwerte für die Stromregler. Unter Verwendung des Totzeitgliedes mit  $T=5\text{ms}$  wird auch aus der Filterspannung  $U_C$  die Orthogonalkomponente  $U_{c\beta}$  erzeugt. Die Dimensionierung der Strom- und Zwischenkreisregler wird wie Abschnitt 7.2.2 und 7.2.3 vorgenommen.

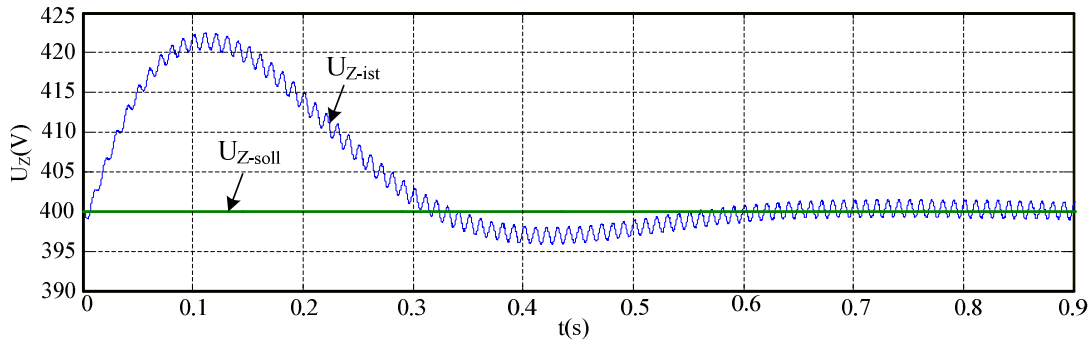
Tabelle 7.1 zeigt den berechneten Parameter der beiden PI-Regler:

Parameter	Stromregler	Zwischenkreisregler
$K_P$	0,625 [1/A]	0,32
$T_I$	0,79s	0,25s

**Tabelle 7.1** Parameter der PI-Regler

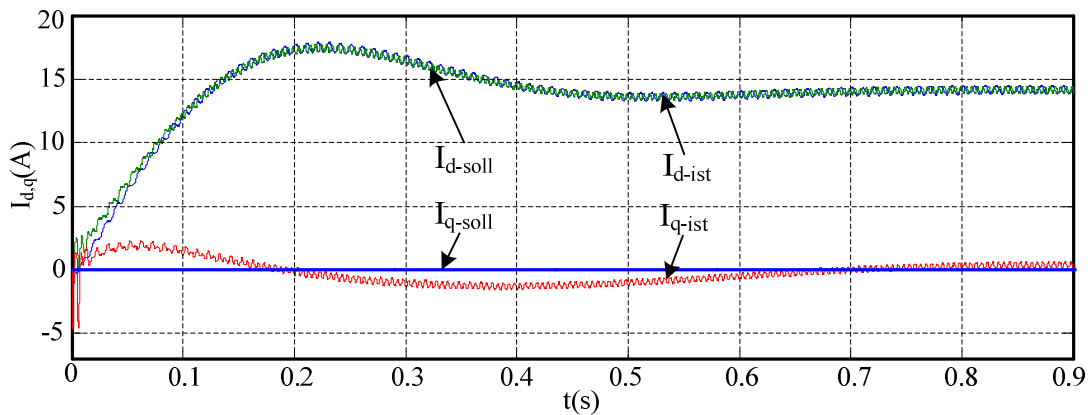
### 7.3.2 Simulationsergebnisse

Über die Regelung der Zwischenkreisspannung auf einen konstanten Wert und des Blindstroms  $I_q$  auf Null ( $\cos\varphi=1$ ) wird erreicht, dass der permanenterregten Synchrongenerator stets nur Wirkleistung liefert. Abb. 7.13 zeigt die Regelung der Zwischenkreisspannung auf 400V bei Nenndrehzahl  $\Omega_{\text{mnen}}=125\text{U/min}$ . Es ist ersichtlich, dass sich bereits nach ca. 0,6s der Sollwert der Zwischenkreisspannung einstellt.



**Abb. 7.13** Soll und Istwert der Zwischenkreisspannung  $U_Z$

Abb. 7.14 zeigt die Simulationsergebnisse des in das Netz abgegebenen Wirk- und Blindstromes.



**Abb.7.14** Simulierte Netzströme  $I_d$  und  $I_q$  beim Ladevorgang des Zwischenkreis auf  $U_Z=400\text{V}$

Da der Netzblindstrom auf den Wert Null geregelt ist, wird nur Wirkleistung von der Anlage in das Netz gespeist. Dies ist mit einem sinusförmigen Verlauf des Netzstromes bei  $\cos\varphi=1$  gleichzusetzen. Abb. 7.15 zeigt Spannung und Strom des Netzes.

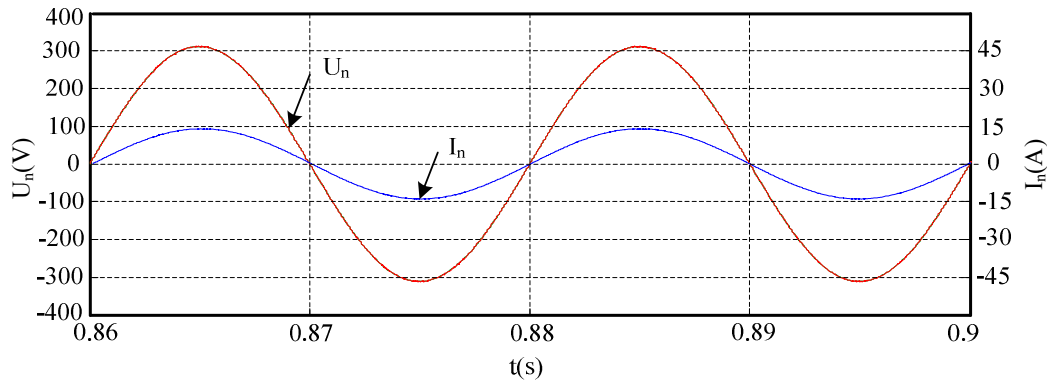


Abb. 7.15 Spannung und Strom des Netzes

## 7.4 Anbindung des untersuchten Systems an eine Batterie

Für ausgewählte Einsatzzwecke bietet es sich an, die von einer autonomen Anlage, z. B. von einer Windkraftanlage kleiner Leistung, bereitgestellte Elektroenergie in einem elektrochemischen Speicher zwischenspeichern. Häufig eingesetzte Speicher sind Bleiakkumulatoren. Ein Bleiakkumulator, nachfolgend als Batterie bezeichnet, wurde auch in der Versuchsanlage im Rahmen der vorliegenden Arbeit eingesetzt.

Ziele dieser Anbindung des Systems sind:

- Kontinuierliche Einspeisung der maximalen Leistung bei niedriger Drehzahl der PSM. Bei niedriger Drehzahl kann keine ausreichend hohe Zwischenkreisspannung erreicht werden, da das Tastverhältnis des Transistors vom Hochsetzsteller praktisch auf den Wert  $V_t=0,85$  begrenzt ist.
- Ein einfaches einphasiges Inselnetz kann auch mit einem Batteriestromrichter und einer Bleibatterie aufgebaut werden. Die Regelung ermöglicht die Leistungserhöhung durch Parallelschaltung von bis zu drei Batteriestromrichtern in einer Phase [49].
- Batterien zählen, im Vergleich zu den anderen Technologien, zu den kostengünstigen Speichersystemen.

Die Anbindung an eine Batterie, ausgehend vom Zwischenkreiskondensator  $C_K$ , wurde durch einen Tiefsetzsteller realisiert. Abb. 7.16 zeigt die Anbindung des Systems an eine Batterie.

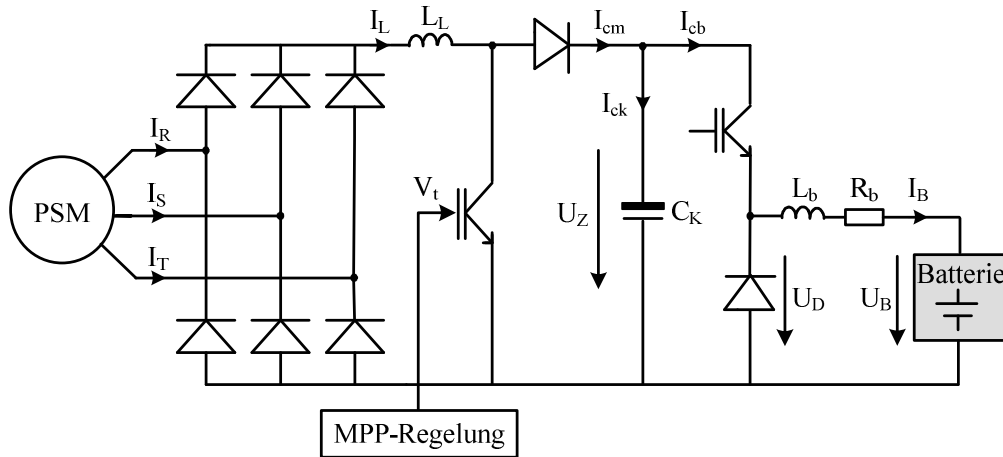


Abb. 7.16 Anbindung des untersuchten Systems mittels Tiefsetzsteller an eine Batterie

Der Tiefsetzsteller arbeitet nach dem Prinzip der PWM. Die Pulsfrequenz beträgt 10kHz. Die Steuerung der Ausgangsgrößen erfolgt durch Änderung des Tastverhältnisses. Die DC-Drossel dient zur Stromeinprägung auf der Ausgangsseite des Tiefsetzstellers [50]. Da es sich um eine DC-Drossel handelt, muss sie einen der Aufgabe angepassten Luftspalt aufweisen, da sonst der Kern in die Sättigung gehen würde. Die größte Belastung der Drossel tritt im vorliegenden Fall bei einer Batteriespannung von  $U_B=48\text{V}$  und einer maximalen Ausgangsleistung von  $P_{\text{max}}=2,25\text{kW}$  ein.

$$I_{B\text{-max}} = \frac{P_{\text{max}}}{U_B} = \frac{2,25 \text{ kW}}{48 \text{ V}} = 46 \text{ A} \quad (7.14)$$

### 7.4.1 Regelkreise

Zur Regelung der Zwischenkreisspannung wird eine Stromregelung mit überlagertem PI-Spannungsregler eingesetzt. Die Zwischenkreisspannung wird demzufolge mittels einer Kaskadenregelung konstant gehalten. Abb. 7.17 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild der Regelung.

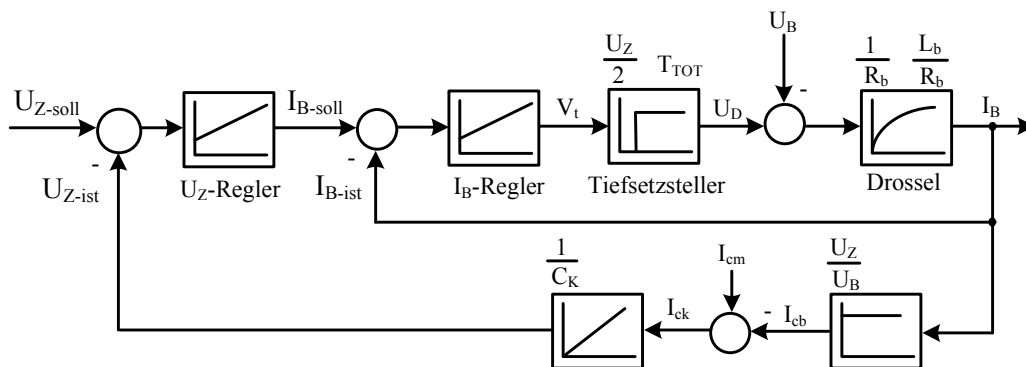


Abb. 7.17 Vereinfachtes Blockschaltbild der Regelung

Die zu regelnde Strecke besteht aus dem eigentlichen Tiefsetzsteller, der als Totzeitglied  $T_{TOT}=1/f_s$  mit einer Verstärkung  $U_Z/2$  angenähert wird, der Drossel als  $PT_1$ -Glieder, der Verstärkung mit  $U_Z/U_B$  und dem Kondensator als I-Glied.

### 7.4.2 Dimensionierung der Stromregler

Zur Dimensionierung des Reglers sind alle Größen außer der Zeit auf ihre SI-Einheiten normiert zu betrachten. Die Übertragungsfunktion der Regelstrecke wurde aus Abbildung 7.17 mit den bekannten Übertragungsgliedern berechnet:

$$G_S(p) = G_{Tief}(p) \cdot G_D(p) \quad (7.15)$$

$$G_S(p) = \frac{U_Z}{2} \cdot \left( \frac{1}{1+p \cdot T_{TOT}} \right) \cdot \left( \frac{1}{R_b} \cdot \frac{1}{1+p \cdot T_b} \right) \quad (7.16)$$

Soll der Regelkreis ähnlich dem Betragsoptimum eingestellt werden, so muss die Übertragungsfunktion des offenen Kreises der dargestellten Funktion folgen:

$$G_0(p) = \frac{1}{2 \cdot p \cdot T_K (1+pT_K)} \quad (7.17)$$

Da sich diese aus den Übertragungsfunktionen von Regler und Strecke zusammensetzt, lässt sich der Regler unter Nutzung der Gleichungen (7.16) und (7.17) berechnen:

$$G_R(p) = \left( K_P + \frac{1}{p \cdot T_I} \right) = \frac{G_0(p)}{G_S(p)} = \frac{2(1+pT_{TOT})}{U_Z \cdot 2 \cdot pT_K(1+pT_K)} \cdot R_b(1+pT_b) \quad (7.18)$$

$$\text{mit } T_b = \frac{L_b}{R_b} \quad (7.19)$$

Die größere der beiden Zeitkonstanten soll durch den Regler kompensiert werden, somit muss  $T_K$  gleich  $T_{TOT}$  gesetzt werden. Aus diesen beiden Gleichungen ergeben sich die Parameter für den Stromregler wie folgt:

$$K_P = \frac{L_b}{U_Z \cdot T_{TOT}} \quad (7.20)$$

$$T_I = \frac{U_Z}{R_b} \cdot T_{TOT} \text{ (s)}. \quad (7.21)$$

### 7.4.3 Dimensionierung der Zwischenkreisspannungsregler

Zur Dimensionierung des Zwischenkreisspannungsreglers werden zunächst zwei Vereinfachungen getroffen werden. Zum einen wird davon ausgegangen, dass der Stromregler optimal arbeitet und sich der unterlagerte Regelkreis wie ein  $PT_1$ -Glieder verhält. Zum anderen muss der Zusammenhang zwischen dem Batteriestrom und dem Eingangsstrom des Tiefsetzstellers linearisiert werden. Dies geschieht im einfachsten Fall über eine Leistungsbetrachtung. Die Wirkleistung muss auf beiden Seiten des Tiefsetzstellers gleich sein:

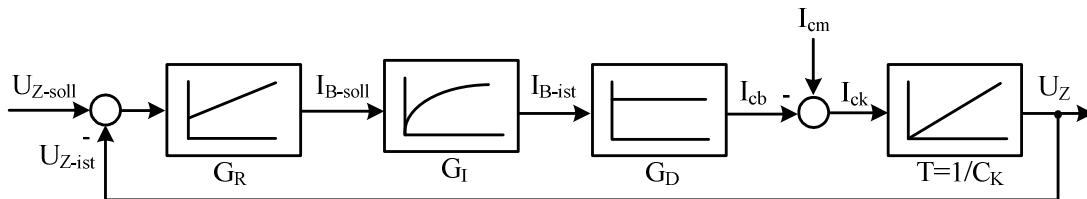
$$P_B = I_B \cdot U_B \quad (7.22)$$

$$P_{CK} = I_{cb} \cdot U_Z \quad (7.23)$$

Damit lässt sich nach dem Gleichsetzen der beiden Gleichungen ein Zusammenhang zwischen den beiden Ströme herstellen, der für den Arbeitspunkt  $U_Z$  gilt:

$$\frac{I_{cb}}{I_B} = \frac{U_B}{U_Z} \quad (7.24)$$

Abb. 7.18 zeigt die Regelstruktur für die Zwischenkreisspannung.



**Abb. 7.18** Regelstruktur für die Zwischenkreisspannung

Stellt man den Zwischenkreisspannungsregelkreis nach dem Symmetrischen Optimum ein, so ergibt sich für den Regler ein PI-Algorithmus.

Laut symmetrischoptimaler Reglereinstellung hat die Übertragungsfunktion der offenen Kette eines Regelkreises diese Form:

$$G_0(p) = \frac{2pT_{KP} + 1}{2pT_{KP}} \cdot \frac{1}{pT_{KP}(1 + pT_{KP})} = G_R(p) \cdot \frac{1}{1 + 2\sqrt{2}pT_k} \cdot \frac{U_B}{U_Z} \cdot \frac{1}{pC_K} \quad (7.25)$$

Damit kann die Übertragungsfunktion des PI- Reglers ermittelt werden:

$$G_R(p) = \frac{2pT_{KP} + 1}{pT_{KP}(1 + pT_{KP})} \cdot \frac{1 + 2\sqrt{2} \cdot pT_k}{2pT_{KP}} \cdot \frac{U_Z}{U_B} \cdot \frac{pC_K}{1} \quad (7.26)$$

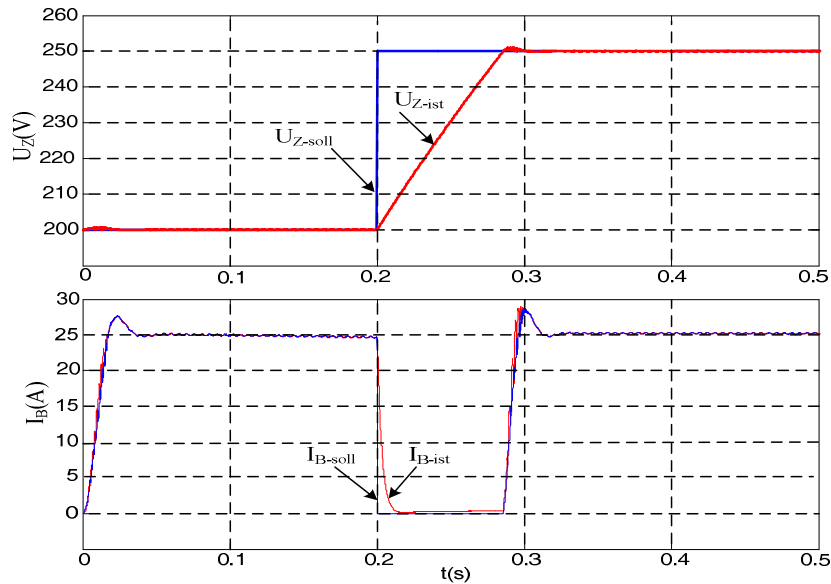
$T_{KP}$  wird durch  $2\sqrt{2} \cdot T_k$  ersetzt. Aus dieser Gleichung ergeben sich die Parameter für den Zwischenkreisregler wie folgt:

$$K_P = \frac{U_Z \cdot C_K}{U_B \cdot T_{KP}} \quad (7.27)$$

$$T_I = \frac{2T_{KP}}{U_Z \cdot C_K} U_B (s). \quad (7.28)$$

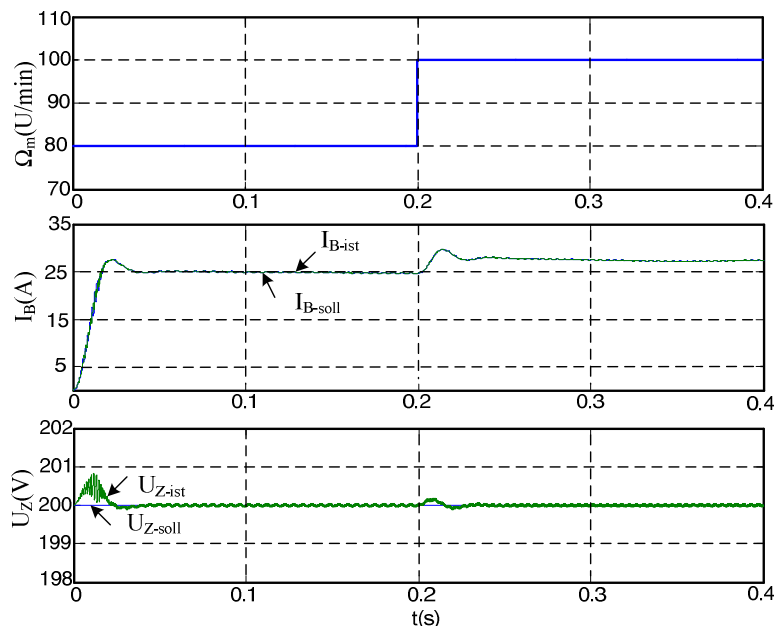
#### 7.4.4 Simulationsergebnisse

In Abb. 7.19 ist Sprungantwort bei Änderung der Zwischenkreisspannung  $U_Z$  von 200V auf 250V sowie bei konstanter Drehzahl von  $\Omega_m=80U/min$  und einer Batteriespannung von  $U_B=48V$  dargestellt.



**Abb. 7.19** Zwischenkreisspannung  $U_Z$  und Batteriestrom  $I_B$  bei einem Sprung der Zwischenkreisspannung

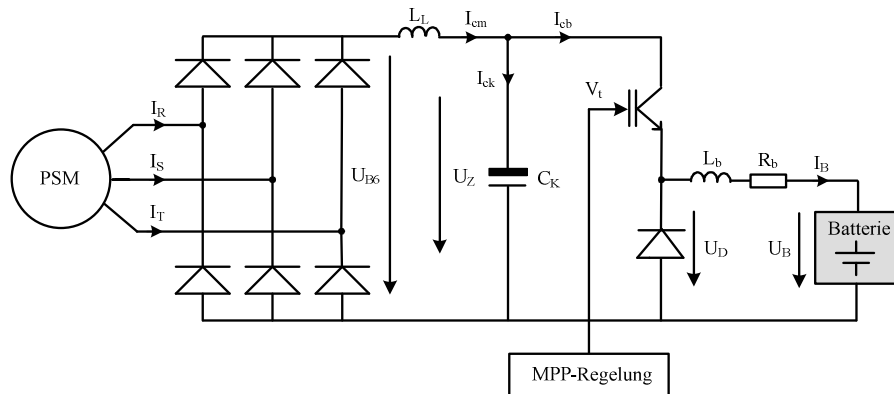
Zum Zeitpunkt  $t=0,2\text{s}$  erfolgt ein Sprung von  $U_{Z\text{-soll}}=200\text{V}$  auf  $250\text{V}$ . Zwischen  $t=0,2\text{s}$  und  $t=0,3\text{s}$  wird der Kondensator aufgeladen. In diesem Zeitintervall wird der Batteriestrom auf Null abgesenkt. Ab  $t=0,3\text{s}$  steigt der Batteriestrom wieder auf den Wert  $I_B=25\text{A}$ . Dies entspricht einer maximalen Leistungsabgabe von der Maschine an die Batterie, die sich für  $\Omega_m=80\text{U/min}$  einstellt. In Abb. 7.20 ist die Sprungfunktion bei der Änderung der Drehzahl der Maschine von  $\Omega_m=80\text{U/min}$  auf  $100\text{U/min}$  bei der Regelung der Zwischenkreisspannung auf einen konstanten Wert ( $U_{Z\text{-soll}}=200\text{V}$ ) und einer Batterie mit  $U_B=48\text{V}$  dargestellt.



**Abb. 7.20** Zwischenkreisspannung  $U_Z$  und Batteriestrom  $I_B$  bei Sprung der Drehzahl

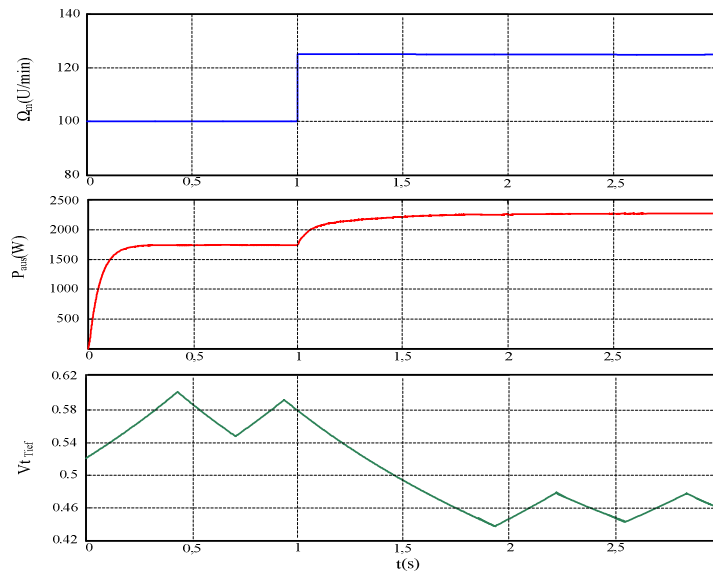
## 7.5 Anbindung des untersuchten Systems ohne Hochsetzsteller an eine Batterie

Um den Aufwand für die Topologie zu minimieren, gibt es die einfache Möglichkeit, den Energieeintrag in die Batterie ohne Hochsetzsteller zu realisieren. Diese Variante ist in Abb. 7.21 dargestellt.



**Abb. 7.21** Anbindung des untersuchten Systems ohne Hochsetzsteller an eine Batterie

Die MPP-Regelung kommt dabei durch einen Tiefsetzsteller zum Einsatz. Abb.7.22 zeigt die Antwort des Systems auf einen simulierten Drehzahlssprung. Ausgehend vom Punkt der maximal möglichen Leistungsabgabe der PSM bei einer Drehzahl von 100U/min (siehe Abb. 6.2) wird diese durch entsprechende Anpassung des Tastverhältnisses automatisch wieder erreicht bei der um 25 U/min erhöhten Drehzahl.



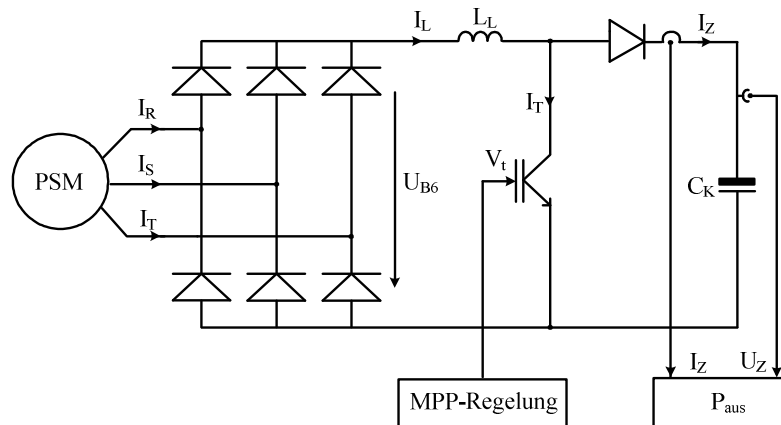
**Abb. 7.22** Ausgangsleistung der PSM und Tastverhältnis des Tiefsetzstellers bei einem Sprung der Drehzahl von  $\Omega_m=100$ U/min auf 125U/min



## 8 Variation der Synchronmaschinenparameter

### 8.1 Einleitung

Abb. 8.1 zeigt das untersuchte System bestehend aus der PSM mit Diodenbrücke und dem Hochsetzsteller. Das Systemverhalten wird durch die MPP-Regelung vorgegeben.



**Abb. 8.1** Maschine mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller

Die folgenden Probleme sollen nachfolgend vertiefend untersucht werden:

- Die Ausgangsspannung der Synchronmaschine ist niedrig. Daher ist auch die Ausgangsspannung der Diodenbrücke  $U_{B6}$  gering. Es soll betrachtet werden, welchen Einfluss diese Systemeigenschaften auf den Wirkungsgrad haben.
- Bei niedriger Drehzahl kann die Leistung nicht in das Netz gespeist werden, da das Tastverhältnis auf 0,85 begrenzt ist.
- Hohe Ständerströme bei MPP-Regelung führen zu hohen Durchlass-, Ein- und Ausschaltverlusten bei der Diodenbrücke sowie bei dem Hochsetzsteller.

Tabelle 8.1 zeigt die Simulationsergebnisse des untersuchten Systems bei Verwendung der MPP-Regelung und verschiedenen Drehzahlen und  $U_Z=400V$ .

$\Omega_m$ (U/min)	$v_t$	$P_{aus}$ (W)	$U_{B6}$ (V)	$P_m$ (W)	$P_{Sch}$ (w)	$I_T$ (A)	$I_Z$ (A)	$\eta\%$
125	0,71	2255	113	365	120	20,15	5,63	82,5
110	0,75	1950	100	350	115	20	4,87	80
100	0,78	1745	88	345	114	19,64	4,36	79
90	0,80	1540	80	335	109	19,5	3,86	78
80	0,82	1340	71	312	103	19,11	3,35	76
70	0,84	1130	64	280	95	18,3	2,8	75

**Tabelle 8.1** Simulationsergebnisse des untersuchten Systems mit MPP-Regelung bei

$U_Z=400V$

Die Probleme konnten durch Erhöhung der Eingangsspannung der Diodenbrücke gelöst werden. Als erste Maßnahme wurde ein idealer Trafo mit dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  verwendet. Dieser kann unter Nutzung der folgenden Gleichungen beschrieben werden:

$$u' = u \cdot \ddot{u} \quad (8.1)$$

$$i' = i / \ddot{u} \quad (8.2)$$

Identische Ergebnisse konnten durch Parameteränderung der Maschine erzielt werden, wobei folgende Gleichungen anzusetzen sind:

$$R'_1 = R_1 \cdot \ddot{u}^2 \quad (8.3)$$

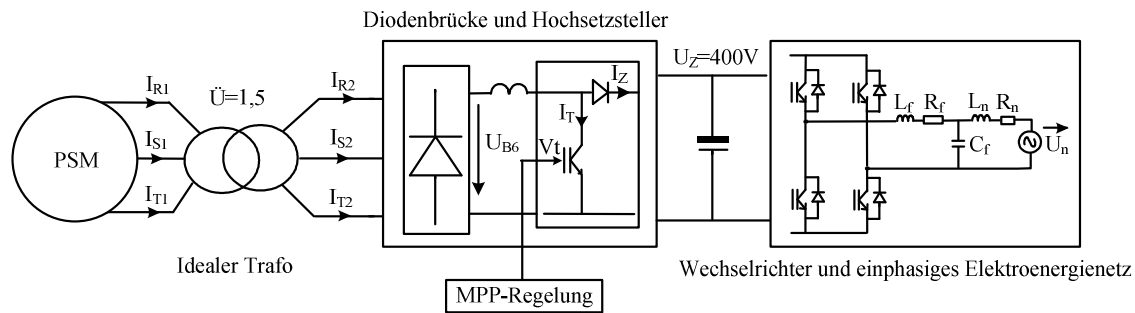
$$L'_d = L_d \cdot \ddot{u}^2 \quad (8.4)$$

$$L'_q = L_q \cdot \ddot{u}^2 \quad (8.5)$$

$$\Psi'_{pm} = \Psi_{pm} \cdot \ddot{u} \quad (8.6)$$

## 8.2 Anbindung des modifizierten Systems an das einphasige Elektroenergienetz

Abb.8.2 zeigt das untersuchte System mit idealem Trafo in Verbindung mit einem einphasigen Netz.



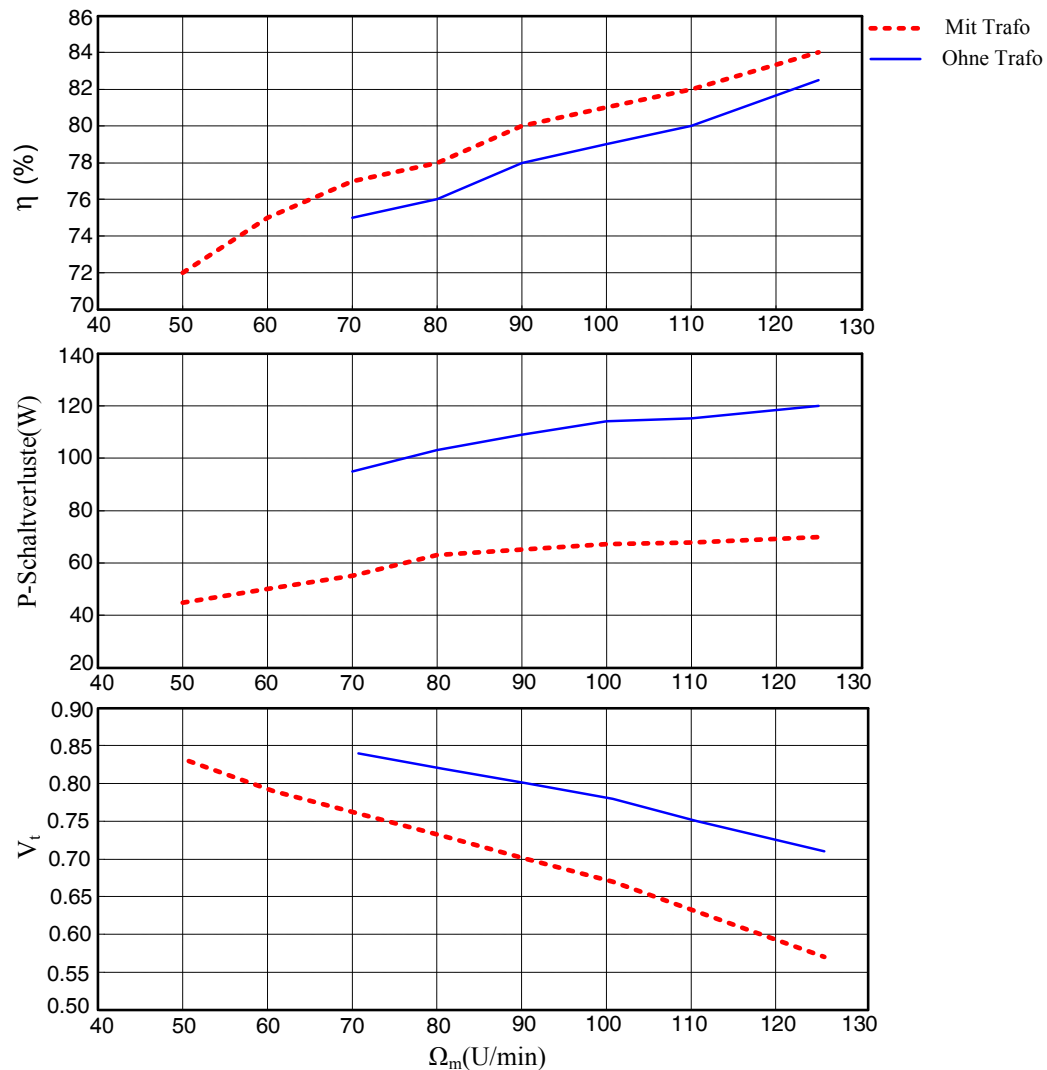
**Abb. 8.2** Das untersuchten System mit idealem Trafo in Verbindung mit einphasigem Netz

Tabelle 8.2 zeigt die Simulationsergebnisse des untersuchten Systems mit idealem Trafo  $\ddot{u}=1,5$  bei MPP-Regelung für verschiedene Drehzahlen und  $U_Z=400V$ .

$\Omega_m(U/min)$	$v_t$	$P_{aus}(W)$	$U_{B6}(V)$	$P_m(W)$	$P_{Sch}(w)$	$I_T(A)$	$I_Z(A)$	$\eta\%$
125	0,57	2255	170	365	70	13,43	5,63	84
110	0,63	1950	149	350	68	13,33	4,87	82
100	0,67	1745	132	345	67	13,1	4,36	81
90	0,70	1540	119	335	65	13	3,86	80
80	0,73	1340	105	312	63	12,74	3,35	78
70	0,76	1130	96	280	55	12,2	2,8	77
60	0,79	930	82	255	50	11,26	2,32	75
50	0,83	735	64	245	45	11,15	1,83	72

**Tabelle 8.2** Simulationsergebnisse des untersuchten Systems mit idealem Trafo  $\ddot{u}=1,5$  und  $U_Z=400V$

Die Einflüsse der Parametervariation bei der Synchronmaschine auf den Wirkungsgrad, die Schaltverluste und das Tastverhältnis des Hochsetzstellers in Abhängigkeit von der Systemdrehzahl sind in Abb. 8.3 dargestellt.

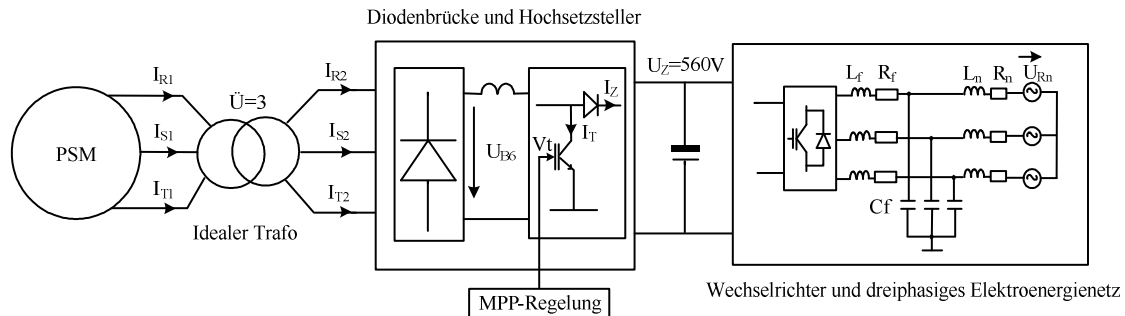


**Abb. 8.3** Verlauf des Wirkungsgrads, der Gesamtschaltverluste und des Tastverhältnisses des Systems ohne und mit Trafo  $\bar{u}=1,5$  in Abhängigkeit von der Drehzahl  $\Omega_m$  und bei  $U_Z=400V$

Es ist ersichtlich, dass das System mit  $\bar{u}=1,5$  einen um 2% höheren Wirkungsgrad hat. Das resultiert aus der Verkleinerung der Ständerströme. Dadurch werden auch die Schaltverluste geringer. Mit dem modifizierten Design der Maschine kann auch bei niedrigen Drehzahlen  $>50U/min$  die Energie an das einphasigen Netz abgegeben werden.

### 8.3 Anbindung des modifizierten Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz

Abb.8.4 zeigt das untersuchte System, wobei zusätzlich ein idealer Trafo mit  $\ddot{u}=3$  und ein dreiphasiges Netz implementiert wurde.



**Abb. 8.4** Das untersuchten System mit idealen Trafo in Verbindung mit dreiphasigem Netz

Tabelle 8.3 zeigt die Simulationsergebnisse des untersuchten Systems mit MPP-Regelung und ohne Trafo. Für die möglichen Drehzahlen und  $U_Z=560V$  sind die Ergebnisse in der folgenden Tabelle zusammengefasst.

$\Omega_m$ (U/min)	$V_t$	$P_{aus}$ (W)	$U_{B6}$ (V)	$P_m$ (W)	$P_{sch}$ (W)	$I_T$ (A)	$I_Z$ (A)	$\eta\%$
125	0,79	2255	113	365	120	19,5	4	82,5
110	0,82	1950	100	350	115	19,3	3,48	82
100	0,84	1745	88	345	114	19,27	3,11	80

**Tabelle 8.3** Simulationsergebnisse des untersuchten Systems ohne Trafo bei  $U_Z=560V$

Man sieht deutlich, dass nur in einem geringen Bereich der Drehzahlen ( $\Omega_m=100-125$ )U/min die Energie in das dreiphasigen Netz gespeist werden kann. Tabelle 8.4 zeigt die Simulationsergebnisse des untersuchten Systems. Dieses besteht wiederum aus einem idealem Trafo  $\ddot{u}=3$  und dem System mit MPP-Regelung. Für die verschiedene Drehzahlen und  $U_Z=560V$  werden die Ergebnisse angegeben.

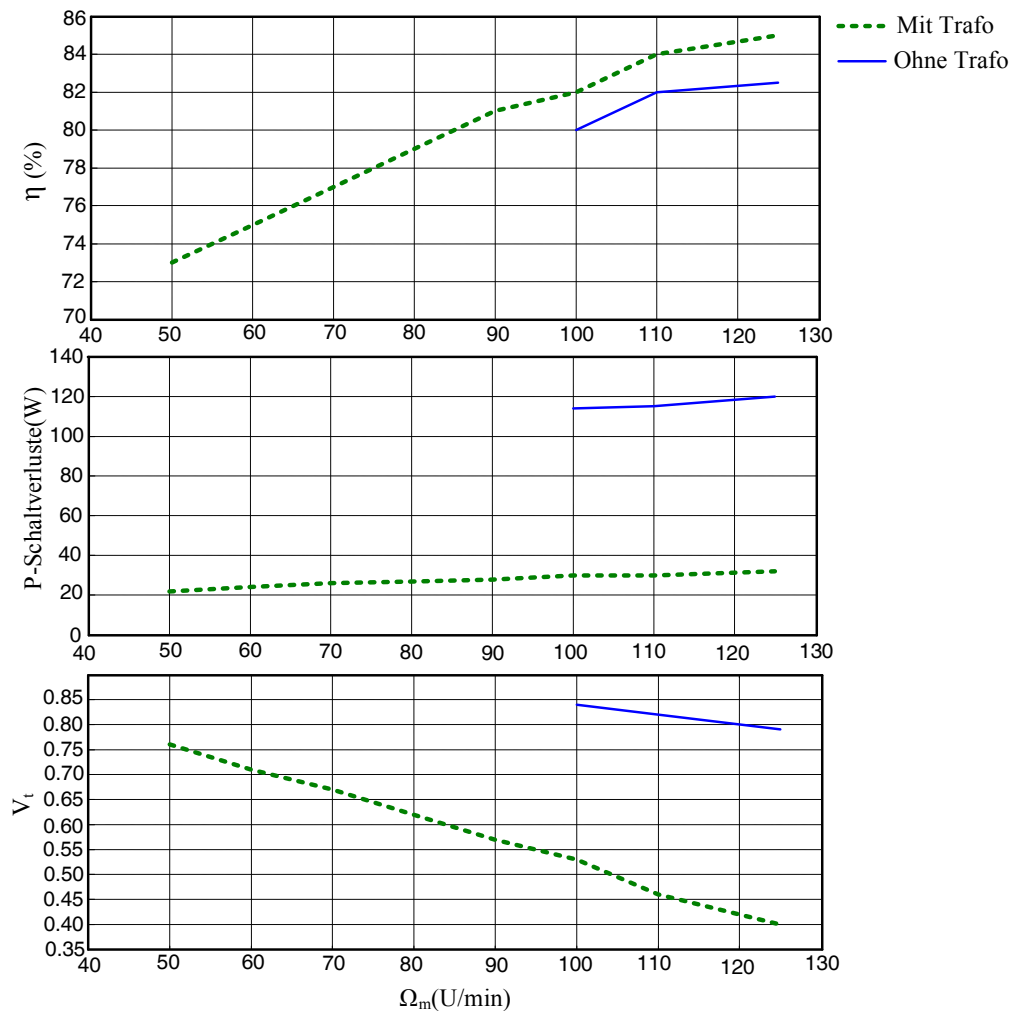
$\Omega_m$ (U/min)	$V_t$	$P_{aus}$ (W)	$U_{B6}$ (V)	$P_m$ (W)	$P_{Sch}$ (W)	$I_T$ (A)	$I_Z$ (A)	$\eta\%$
125	0,4	2255	336	365	32	6,5	4	85
110	0,46	1950	300	350	30	6,43	3,48	84
100	0,53	1745	265	345	30	6,42	3,11	82
90	0,57	1540	245	330	28	6,34	2,75	81
80	0,62	1340	213	325	27	6,33	2,39	79
70	0,67	1130	184	320	26	6,27	2	77
60	0,71	930	160	280	24	5,86	1,67	75
50	0,76	735	132	260	22	5,6	1,32	73

**Tabelle 8.4** Simulationsergebnisse des untersuchten Systems mit idealem Trafo  $\ddot{u}=3$  und  $U_Z=560V$

Anhand des Vergleiches der Ergebnisse in den beiden Tabellen 8.3 und 8.4 sieht man,

- dass sich der Bereich für die Anbindung an das dreiphasige Netz von  $\Omega_m=(100 \text{ bis } 125)\text{U}/\text{min}$  auf  $\Omega_m (50 \text{ bis } 125)\text{U}/\text{min}$  erweitert.
- dass die Ständerströme mit einem Faktor  $1/\bar{u}$  multipliziert werden. Dadurch werden die Schaltverluste kleiner und der Wirkungsgrad verbessert sich.
- dass mit den neuen Werten der Ausgangsspannung der Diodenbrücke  $U_{B6}$  die Differenz zu der Zwischenkreisspannung nicht so groß ist und sich das Tastverhältnis somit kleiner einstellt. Dies resultiert wiederum in einer Verringerung der Schaltverluste.

Abb. 8.5 zeigt die Verbesserung des Wirkungsgrades, die Reduzierung der Schaltverluste und die Ausdehnung des Drehzahlbereichs, bei dem eine Anbindung an das dreiphasige Netz erfolgreich realisiert werden kann.



**Abb. 8.5** Verlauf des Wirkungsgrades, der Gesamtschaltverluste und des Tastverhältnisses des Systems ohne und mit Trafo  $\bar{u}=3$  in Abhängigkeit von der Drehzahl  $\Omega_m$  und bei  $U_Z=560\text{V}$

## 9 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Vergleich von zwei unterschiedlichen Systemkonfigurationen für Windkraftanlagen kleiner Leistung (2kW). Als Generator wurde dabei eine PSM eingesetzt. Die beiden Konfigurationen unterscheiden sich grundsätzlich darin, wie die vom Generator erzeugte Energie in den Gleichspannungszwischenkreis eingespeist wird. Bei der ersten Topologie wird dazu ein konventioneller sechspulsiger Spannungswechsellrichter auf IGBT-Basis eingesetzt. Die zweite Variante verwendet dazu eine Diodenbrücke in Verbindung mit einer klassischen Hochsetzstellertopologie.

Zur Beurteilung der Systeme war zunächst die Entwicklung und Parametrierung eines geeigneten PSM-Modelles notwendig. Das Modell wurde anschließend in das Programmsystem Matlab/Simulink implementiert. Die Verifizierung der damit gewonnenen Simulationsergebnisse erfolgt durch laborpraktische Untersuchungen an einem Referenzsystem. Die Praxistauglichkeit des geschaffenen Modells konnte so einwandfrei nachgewiesen werden.

Aufbauend auf diesen Untersuchungen wurden für die beiden zu vergleichenden Strukturen - auf dem Konzept der Feldorientierung basierende Regelungstoplogien - für die PSM abgeleitet. Die Regelungsstrukturen berücksichtigen dabei jeweils die topologischen Besonderheiten der beiden zu vergleichenden Strukturen.

Ein wesentliches Vergleichskriterium für die beiden Konfigurationen war der damit zu erzielende Wirkungsgrad. Um diesen mit hinreichender Genauigkeit bestimmen zu können, war die Berechnung der im System auftretenden Verluste erforderlich. Besonders die simulative Bestimmung der von den Halbleiterbauelementen verursachten Durchlass- und Schaltverluste bildete einen Schwerpunkt dieser Arbeit.

Die Ergebnisse der vorstehend genannten Untersuchungen führten zur Favorisierung der 2. Variante- Diodenbrücke in Verbindung mit einem Hochsetzsteller. Bei dieser Topologie konnte für sämtliche praxisrelevante Arbeitspunkte ein höherer Systemwirkungsgrad nachgewiesen werden. Neben dem Vorteil der verlustminimalen Energieübertragung wurden weitere signifikante Vorteile bei dieser Variante festgestellt. Dieser Umstand war letztlich für die praktische Umsetzung der Topologie ausschlaggebend.

Durch die Entwicklung einer übergeordneten MPP-Regelung war es möglich, das Systemverhalten weiter zu optimieren. So gelingt es unter Einsatz dieser Regelung, ständig den für eine maximale Energieübertragung notwendigen Arbeitspunkt anzulaufen. Durch Implementierung der Regelungsstruktur in das Labormodell konnte die Regelung verifiziert sowie deren Praxistauglichkeit nachgewiesen werden.

Ein weiterer Untersuchungsgegenstand der Arbeit waren die möglichen Konfigurationen zur Netz- bzw. Batterieeinspeisung der durch die PSM bereitgestellten elektrischen Leistung. Die Netzeinspeisung erfolgte dabei unter Verwendung von gepulsten Wechselrichterkonfigurationen. Sie arbeiten im Gleichrichterbetrieb und ermöglichen - unter Verwendung einer geeigneten Regelungsstruktur - die Konstanz der Zwischenkreisspannung. Bedingt durch die zur Verfügung stehenden Steuerfreiheitsgrade der aktiven Gleichrichterschaltung ist zusätzlich noch eine blindleistungsfreie Netzeinspeisung möglich.

Um den Wirkungsgrad der Konfigurationen weiter zu erhöhen, wurde simulativ eine gezielte Parametervariation von ausgewählten Systemkomponenten vorgenommen. Aus den gewonnenen Ergebnissen können tendenzielle Aussagen über optimale Komponenteneigenschaften abgeleitet werden. Diese Aussagen sind nutzbringend z.B. bei der Entwicklung von für Windkraftanwendungen mit PSM einzusetzen.

Ein Punkt zukünftiger Systemoptimierungen ist die weitere Verbesserung der Elektroenergiequalität. Besonderer Beachtung ist in diesem Zusammenhang dem Qualitätsparameter „Spannungsflicker“ zu widmen. Dabei wäre zu klären, in wie fern systeminterne Energiespeicher zur Flickerminderung herangezogen werden können. Denkbar wäre z.B. eine suboptimale Einstellung der MPP-Regelung bei gleichzeitig verbesserter Nutzung der energiespeichernden Eigenschaften des PSM-Läufers.

Desweiteren ist zu klären, ob die bei niedrigen Systemleistungen gewonnenen Ergebnisse auf einen höheren Leistungsbereich übertragbar sind. So werden z.B. bei Wechselrichter-topologien im Grenzleistungsbereich parallel- bzw. reihen-kaskadierte Schaltungskonzepte eingesetzt. In Folge der dort zu erwartenden Kreisstromproblematik kann z.B. eine überproportional große Verlustleistung in den Halbleiterbauelementen entstehen.

## 10 Anhang

### 10.1 Daten der PSM

Generatorleistung	$P=2\text{kW}$
Nenn Drehzahl	$\Omega_{\text{mnenn}}=125\text{U/min}$
Polpaarzahl	$p_p=24$
Hauptfluss der Permanentmagneten	$\Psi_{\text{pm}}=0,38\text{Vs}$
Wicklungswiderstand	$R_1=0,54\Omega$
Längsinduktivität	$L_d=11,5\text{mH}$
Querinduktivität	$L_q=12,9\text{mH}$

### 10.2 Parameter der Topologie 1 (PSM mit Pulswechselrichter)

Zusätzlich zu den Parametern des Systems entsprechend Abschnitt 10.1 sind außerdem noch weitere Parameter von Bedeutung:

Filterinduktivität	$L_L=100\mu\text{H}$
Filterwiderstand	$R_L=1\text{m}\Omega$
du/dt- Filterkapazität	$C_C=0,01\mu\text{F}$
du/dt- Filterwiderstand	$R_C=1\Omega$
Zwischenkreisspannung	$U_Z=300\text{V}$
Zwischenkreiskapazität	$C_K=10\text{mF}$
Kapazität des Mittelpunktes des Zwischenkreises	$C=1\mu\text{F}$

### 10.3 Parameter der Anbindung des Systems an das dreiphasige Elektroenergienetz

Netz widerstand	$R_n=2,3\text{m}\Omega$
Netzinduktivität	$L_n=12,3\mu\text{H}$
Filterwiderstand	$R_f=10\text{m}\Omega$
Filterinduktivität	$L_f=100\mu\text{H}$
Filterkapazität	$C_f=10\mu\text{F}$
Zwischenkreiskapazität	$C_K=10\text{mF}$
Kapazität des Mittelpunktes des Zwischenkreises	$C=1\mu\text{F}$



## 10.4 Parameter der Anbindung des Systems an das einphasige Energienetz

Netzwiderstand	$R_n=10\text{m}\Omega$
Netzinduktivität	$L_n=50\mu\text{H}$
Filterwiderstand	$R_f=20\text{m}\Omega$
Filterinduktivität	$L_f=100\mu\text{H}$
Filterkapazität	$C_f=10\mu\text{F}$
Zwischenkreisspannung	$U_Z=400\text{V}$
Zwischenkreiskapazität	$C_K=10\text{mF}$

## 10.5 Formelzeichen und Abkürzungen

### Maschinengröße

$L_l$	Ständerinduktivität
$L_d$	Längsinduktivität
$L_q$	Querinduktivität
$M_{mi}$	Drehmoment
$M_W$	Lastmoment
$P_p$	Polpaarzahl
$R_l$	Ständerwiderstand
$J$	Massenträgheitsmoment
$\Psi_{pm}$	Hauptfluss der Permanentmagneten

### Formelzeichen

$C$	Kapazität des Mittelpunktes des Zwischenkreises
$C_C$	du/dt- Filterkapazität
$C_f$	Filterkapazität
$C_K$	Zwischenkreiskapazität
$D_t$	Duty-Cycles
$\underline{E}$	Induzierte Spannung
$E_{on/T}$	Einschaltenergie des Transistors
$E_{on/D}$	Einschaltenergie der Diode
$E_{off/T}$	Ausschaltenergie des Transistors
$E_{off/D}$	Ausschaltenergie der Diode

$f$	Frequenz
$f_s$	Pulsfrequenz
$G_M$	Übertragungsfunktion der PSM
$G_{pwr}$	Übertragungsfunktion des Pulswechselrichters
$G_R$	Übertragungsfunktion des PI- Reglers
$G_S$	Übertragungsfunktion des Messglieds
$I_B$	Batteriestrom
$I_d, I_q$	d-/q- Komponente des Statorstroms
$I_D$	Strom durch die Diode
$I_k$	Dauerkurzschlussstrom
$I_n$	Netzstrom
$\underline{I}_s$	Ständerstromzeiger
$I_R, I_S, I_T$	Statorstrangströme
$I_{Rn}, I_{Sn}, I_{Tn}$	Netzströme
$I_T$	Strom durch den Transistor
$K_P$	Reglerverstärkungsfaktor
$L$	Induktivität
$L_f$	Filterinduktivität
$L_L$	Filterinduktivität
$L_n$	Netzinduktivität
$p$	Laplace-Operator
$P_{aus}$	Ausgangsleistung
$P_D$	Durchlassverluste der Diodenbrücke
$P_{DV(D)}$	Durchlassverluste der Diode
$P_{DV(T)}$	Durchlassverluste des Transistors
$P_{ein}$	Eingangsleistung
$P_{ele}$	Elektrische Leistung
$P_f$	Filterverluste
$P_{me}$	Mechanische Leistung
$P_m$	Ohmsche Verluste
$P_{on/T}$	Einschaltverluste des Transistors
$P_{on/D}$	Einschaltverluste der Diode
$P_{off/T}$	Ausschaltverluste des Transistors
$P_{off/D}$	Ausschaltverluste der Diode

$P_{OG}$	Obere Grenzleistung
$P_{Sch}$	Schaltverluste
$P_{SP}$	Speicherleistung
$P_{ver}$	Gesamte Verluste
$P_{UG}$	Untere Grenzeleistung
$R$	Ohmscher Widerstand
$R_c$	du/dt- Filterwiderstand
$R_f$	Filterwiderstand
$R_L$	Filterwiderstand
$R_n$	Netzwidestand
$U_d, U_q$	d-/q- Komponente der Statorspannung
$U_\alpha, U_\beta$	Kartesische Komponenten des Spannungsraumzeigers
$U_B$	Batteriespannung
$U_{B6}$	Ausgangsspannung der Diodenbrücke
$U_n$	Netzspannung
$U_{Rn}$	Netzspannung der Phase R
$U_D$	Spannungsabfall über der Diode
$U_{LL, eff}$	Effektive Leerlaufspannung (Leiter- Leiter)
$U_{LN, eff}$	Effektive Leerlaufspannung (Leiter-Null)
$U_R, U_S, U_T$	Statorstrangspannung
$\underline{U}_S$	Ständerspannung
$U_T$	Spannungsabfall über dem Transistor
$U_Z$	Zwischenkreisspannung
$T_I$	PI-Regler Zeitkonstante
$T_{ToT}$	Totzeit
$V_t$	Tastverhältnis
$Z$	Schalterzustände
$X$	Steuersignal
$\gamma$	Elektrische Rotorwinkel
$\eta$	Wirkungsgrad
$\varphi$	Phasenwinkel des Raumzeigers
$\varphi_{PLL}$	Ausgangssignal des Phasenregelkreises
$\Psi_d, \Psi_q$	d-/q- Komponente Statroflussverkettung
$\Omega_L$	Elektrische Winkelgeschwindigkeit

$\Omega_m$  Mechanische Winkelgeschwindigkeit

$\Omega_{mnenn}$  Nenndrehzahl

### Abkürzungen

Abb. Abbildung

ADW Analog-Digital-Wandler

Gl. Gleichung

GR Gleichrichter

IGBT Insulated Gate-Bipolar Transistor

ist Istwert

KPW Kartesisch-Polar-Wandler

KW Koordinaten Wandler

MPP Maximum Power Point

PLL Phase Locked Loop

PI-Regler Proportional-Integral-Regler

PSM Permanenterregte Synchronmaschine

PT<sub>1</sub>-Glieder Verzögerungsglied erster Ordnung

PT<sub>4</sub>-Glieder Glied Verzögerungsglied vierter Ordnung

PWM Pulsweitenmodulation

PWR Pulswechselrichter

S&H Sample & Hold

soll Sollwert

THD Total Harmonic Distortion

VD Vektordreher

WKA Windkraftanlage

WR Wechselrichter

## 11 Literaturverzeichnis

- [1] Müller, G.: Grundlagen elektrischer Maschinen. VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim 1994.
- [2] Yasin Dali, M.; Rädcl, U.; Ellinger, Th.; Büttner, J.; Petzoldt, J.: Vergleich zweier Topologien von Windkraftanlagen auf der Basis einer PSM sowie die Realisierung einer MPP-Regelung für das Gesamtsystem, TU Ilmenau 2006.
- [3] Bonfert, K.: Betriebsverhalten der Synchronmaschine. Springer- Verlag, Berlin 1962.
- [4] Kroitze, J.: Die Bürstenlose Doppeltgespeiste Induktionsmaschine als Generator in dezentralen Elektroenergieerzeugungsanlagen, Universität Magdeburg September 2006.
- [5] Nicolai, U.; Reiman, T.; Petzoldt, J.; Lutz, J.: Semikron Applikationsbuch IGBT-MOSFET- Leistungsmodulc (SKM 40 GD 123 D), Ilmenau 1998.
- [6] Isermann, R.: Vorlesungsskript (Regelungstechnik), Institut für Automatisierungstechnik, Darmstadt. 2002.
- [7] Lutz, H; Wendet, W.: Taschenbuch der Regelungstechnik, Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/ M, 3. Auflage 2000.
- [8] Holtz. J.: The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, N. 03 June 1995, PP- 263- 271.
- [9] W. Höger.: Feldorientierte Regelung einer PSM FH München 2006.
- [10] Dal Y. Ohm.: Dynamic Model of PM synchronous Motors. 2000.
- [11] Hirschmann, W.: Schaltnetzteilc: Konzepte, Bauelemente, Anwendungen. Berlin, 1990.
- [12] Thiel, U. L.: Schaltnetzteilc erfolgreich Planen und dimensionieren: Grundschalungen, induktive Komponenten, Prüf- und Fertigungstechnik, EMV- Maßnahmen, Schalungsbeispiele. Popping: Franzis, 1995.
- [13] Burger, B.: Transformatorloses Schalungskonzept für ein dreiphasiges Inselnetz mit Photovoltaikgenerator und Batteriespeicher. Dissertation, Hüfingen, 1997.
- [14] Ellinger, T.: Entwicklung eines hybriden Kompensatorkonzeptes für einen Drehstromlichtbogenofen, Dissertation, Oktober 2003, Technische Universität Ilmenau.
- [15] Steinhart, H.: Dynamik Elektrischer Antriebe Wintersemester 2006/2007 Hochschule Aalen.

- [16] Schulz, M.: Ein Beitrag zur Nutzung regenerativer Energie in Kleinstkraftwerken im Inselbetrieb, Dissertation, September 2005, Universität Siegen.
- [17] Kiel, E.: Anwendungsspezifische Schaltkreise in der Drehstromantriebstechnik. Dissertation. Technische Universität Carolo- Wilhelmina zu Braunschweig, 1994.
- [18] Holtz, J.: Sensorless control of AC Machine Drives, Guest Editorial, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 53, No. 1, Feb.2006, PP.5-6.
- [19] Linke, M.; Kennel, R.; Holtz, J.: Sensorless speed and Position Control of synchronous machines using alternating carrier injection, IEEE International Electric Machines and Drives conference IEMDC' 03, Madison/ Wi., USA, 2003.
- [20] Holtz, J.: Sensorless Position Control of Induction Motors - an Emerging Technology. Konferenzband der AMC'98, Coimbra, Portugal, 1998, S. 1-14.
- [21] Yasin Dali, M.: Entwurf und Auslegung einer dezentralen Energieerzeugungsanlage auf Basis einer PSM. Diplomarbeit, 2004 TU Ilmenau Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik.
- [22] Briz, F.: Dynamic Operation of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Direct Field-Oriented AC Drives. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 36, No. 5, September/ October 2000, pp. 1360-1368.
- [23] Harsha, M.: Regelverfahren zur Realisierung dezentraler Drehstromnetze für 3 Leiter-systeme mittels parallelgeschalteter Spannungswechselrichter. Dissertation, Juni 2005, Technische Universität Ilmenau.
- [24] Aicher, P.: Winkelrekonstruktion und sensorlose Regelung von Hybridschrittmotoren. Dissertation Technische Universität München 2004.
- [25] Schröder, D.: Elektrischer Antriebe 2. Springer- Verlag, München im 1995
- [26] Roth, Stielow. J.: Bauelemente der Leistungselektronik. Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart.
- [27] Zwysig, C.; Kolar, J.W.; Thaler, W.; Vohrer, M.: Design of a100 w, 500000 rpm permanent- Magnet Generator for Mesoscale Gas Turbines. IEEE Industry Applications Conference, 40 th IAs Annunal Meeting 2005.
- [28] Cravero ,L.: Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung, Dissertation Technische Universität Ilmenau 2005.
- [29] Petzoldt, J. Rädcl, U.: Modell des Pulswechselrichters. Unveröffentlichte Arbeit. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerung. TU Ilmenau.

- [30] Mohan, N; Undeland, M.; Robbins. William P.: Power Electronics Converters, Applications and Design 3rd ed. Wiley, New York, 2003.
- [31] Schulz, M.: Ein Beitrag zur Nutzung regenerativer Energie in Kleinstkraftwerken im Inselbetrieb, Dissertation, September 2005, Universität Siegen.
- [32] Jäger, R.; Stein, E.: Leistungselektronik: Grundlagen und Anwendungen, 5. Auflage, VDE-Verlag, Berlin, 2000.
- [33] Kloss, A.: Oberschwingungen: Netzrückwirkungen der Leistungselektronik., 2. Auflage, VDE-Verlag, Berlin, 1996.
- [34] Cramer, G; Wimmer, D.; Grebe, R.; Zacharias, P.: Drehzahlvariable Systeme mit PSM., Universität Gesamthochschule Kassel. ISET. 1999.
- [35] Navarro, D.: Beitrag zur Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine ohne Lagegeber für Windkraftanlagen. Dissertation, Januar 2004, Technische Universität Ilmenau.
- [36] Föllinger, O.: Regelungstechnik. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1990
- [37] Hahn, A.: Technische Reife und Zuverlässigkeit von den photovoltaischen Pumpensystemen. Solarenergie & Wärmetechnik 6/95.
- [38] Duschl, G.: Experimentelle und theoretische Untersuchungen an Solarelektrischen Systemen mit MPP Reglern. Dissertation, Verlag Sharker, Aachen, 1993.
- [39] Heier, S.: Netzregelung mit regenerativen Energieversorgungssystemen. Universität Gesamthochschule Kassel. ISET. 1999.
- [40] Jony, K.: Beitrag zur Modellierung dezentraler Energieversorgungssysteme. Dissertation, 1999, Universität Rostock.
- [41] Schau, J.: Netzbildung mit Synchronmaschine und batteriegekoppeltem Stromrichter zur Nutzung erneuerbarer Energiequellen. Dissertation, 1991 Kassel.
- [42] Föllinger, O.: Regelungstechnik. Hüthig- Verlag, Heidelberg, 8 Aufgabe, 1994.
- [43] Müller, A.: Untersuchung von Regelverfahren zur Bereitstellung eines dreiphasigen Inselnetzes unter Berücksichtigung von Qualität-, Zuverlässigkeits- und Schutzanforderung. Diplomarbeit, 2000, TU Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik.
- [44] Henschel, M.: Berechnung und Optimierung permanenterregter Maschinen am Beispiel von Generatoren Windkraftanlagen. Dissertation, 2006, Universität Darmstadt.
- [45] Hünemörder, S; Bierhoff, M; Fuchs, W.: Drive with Permanent Magnet Synchronous Machine and Voltage Source Inverter for Wind Power Application, IEEE 2002.

- [46] Rädcl, U.: Simulation einer stallgeregelten drehzahlvariablen Windkraftanlage mit Asynchrongenerator und gepulstem Spannungswechselrichter. 9. Symposium Maritime Elektronik. Universität Rostock, 1998.
- [47] Schiemenz, I.: Regelung einer drehzahlvariablen Windenergieanlage mit PSM mittels eines Suchverfahrens. Dissertation, 2002 Berlin.
- [48] Hofstetter, M.: Umrichter mit quasiresonant gepulstem Gleichspannungszwischenkreis für Drehstromantriebssystem. Universität Karlsruhe, 1995.
- [49] Burger, B.; Gramer G.: Modulare Batteriewechselrichter für den Einsatz in Hybrid-system. Kasseler Symposium Energie- Systemtechnik, ISET 1999.
- [50] Eisenhut, S.: Konzeption und Realisierung einer rückspeisefähigen elektronischen Last Diplomarbeit, 2003, TU Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informations-technik.
- [51] Heier, S.: Nutzung der Windenergie. TÜV Verlage, 4. Auflag, 2000.
- [52] N, N.: Gesetz über den Vorrang Erneuerbarer Energien vom 29.03.2000. BGBl I 2000. Seite 305 ff, 2000.
- [53] Heier, S.: Windkraftanlagen im Netzbetrieb. Stuttgart: Teubner, 1994.
- [54] Keller, C.: Stromrichter für Windkraftanlagen. ALSTOM Power Conversion GmbH, Culemeyerstr.1, D-12277 Berlin, Deutschland.
- [55] Sinelnikova, E.: Design und optimale Betriebsführung doppelt gespeister Asynchron-generatoren für die regenerative Energieerzeugung, Dissertation, 2005, Universität Chemnitz.
- [56] Jony, K.: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine als drehzahl-variabler Generator im Netzbetrieb. 9. Symposium Maritime Elektronik. Universität Rostock, 1998.
- [57] Kolar, J.: Inbetriebnahme und Regelung eines Symmetrierkompensators, Semester-arbeit Sommersemester 2001. Technische Hochschule Zürich.