

**Beitrag zur Entwicklung leistungselektronischer Komponenten für
Windkraftanlagen**

DISSERTATION

**Zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)**

der

**Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau**

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Uwe Rädcl

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt, TU Ilmenau

Prof. Dr.-Ing. habil. Gerhard Herold, Universität Erlangen-Nürnberg

Dr.-Ing. Torsten Schütt, Wind to Energy GmbH

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 26.09.2008

Zusammenfassung

Rädel, Uwe

Beitrag zur Entwicklung leistungselektronischer Komponenten für Windkraftanlagen

173 Seiten, 163 Bilder, 72 Lit.

Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Dissertation A, 2008

Die Arbeit beschäftigt sich mit ausgewählten Problemen von Windkraftanlagen (WKA), die den elektrischen Energiewandler bestehend aus Generator und Umrichter betreffen.

Drehzahlfeste Stallanlagen speisen bei einem Anlaufvorgang mit starkem Wind den Netzstrom oberhalb des Nennwertes ins Netz. Es konnte mit einem patentierten Verfahren gezeigt werden, dass durch Nutzung eines parallelen Lastwiderstandes dieser Strom unterhalb des Nennwertes gehalten werden kann. Bei Abbremsvorgängen von der schnelleren auf die langsamere Drehzahlstufe polumschaltbarer Generatoren können elektrische Schwingungen mittels regelungstechnischen Eingriffs über einen Drehstromsteller vermieden werden.

Es werden Ansätze, wie der Betrieb einer drehzahlvariablen Stallanlage aussehen kann, besprochen. Die Wahl der Arbeitspunkte im Leistungskennlinienfeld der WKA bestimmt den Drehzahlbereich der Anlage und die davon abhängige notwendige Überdimensionierung des Umrichters oder alternativer Lasten zur Leistungs- und Energieaufnahme.

Des Weiteren werden verschiedene Umrichtertopologien (gepulster Spannungs- und Stromwechselrichter, Hoch- und Tiefsetzsteller sowie Diodenbrücke) für die Doppeltgespeiste Asynchronmaschine (DGASM) miteinander verglichen. Für die Variante rotorseitige Diodenbrücke mit Hochsetzsteller wird simulativ gezeigt, dass das Drehmoment mit dem Hochsetzsteller auf konstante Werte geregelt werden kann. Dabei wird die Asynchronmaschine jedoch mit starken Stromüberschwingungen belastet, die vom netzseitigen Wechselrichter ausgeglichen werden müssen.

Für das Unterschwingungsverfahren werden ausgewählte Offsetfunktionen in Bezug auf die entstehenden pulsrequenten Spektren untersucht. Eine neue Erkenntnis liegt insbesondere darin, dass durch ein gezieltes Verschieben der Phasenlage des Trägersignals von netz- zu maschinenseitigem Wechselrichter der DGASM der Oberschwingungsanteil des Netzstromes mit doppelter Pulsfrequenz verringert werden kann. Verschiedene Konfigurationen des Pulsfrequenzfilters werden ausgelegt.

Detaillierte Entwurfsgleichungen für die Wechselrichter der DGASM unter Berücksichtigung der Streuinduktivität des Generators und der Filterinduktivität des netzseitigen Wechselrichters werden vorgestellt. Mit diesen Gleichungen werden ausgehend von den Parametern bei maximaler Sperrschichttemperatur der Halbleiter deren Verlustleistungsanteile arbeitspunktabhängig ermittelt.

Schließlich werden Konfigurationen des Schutzkonzeptes von Generator und Umrichter der DGASM bei Stator- bzw. Netzspannungseinbrüchen vorgestellt. Für einige Worst-Case-Annahmen werden kritische maximale Strom- und Drehmomentbelastungen bestimmt.

Es wird kurz eine 2,5MW-Versuchsanlage mit DGASM und feldorientierter Regelung vorgestellt.

Abstract

Rädel, Uwe

Development of Power Electronics converter topologies and control concepts for Wind turbines

173 pages, 163 figures, 72 reference literatures

Technical University Ilmenau, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Dissertation, 2008

This thesis deals over certain selective problems occurring in the wind turbine, more specific to electrical energy conversion using generator and converter.

The fixed speed stall controlled wind turbines generally inject more current over and above the rated current during the starting phase under strong wind conditions. A developed patented concept illustrates the use of parallel load resistors under such conditions, to reduce the total current delivered to grid and to bring its magnitude within the rated current range. By switching from a faster to a slower speed steps, the pole changeable generators can deal with electrical oscillations through control of anti parallel thyristor bridge.

The basic working concept of variable speed stall controlled wind turbine is illustrated in this work. The choice of the operating point on the power curve of the wind turbine determines the generator speed range and therefore, this necessitates the over dimensioning of converter or alternative loads, to consume extra power and energy of the wind rotor.

Furthermore, the several converter topologies (PWM based voltage and current converter, boost and buck converter and diode bridge) for the doubly fed induction generator (DFIG) are compared with each other. For the case of rotor side diode bridge with boost converter, a simulation based result shows that the torque can be regulated at a constant value by the boost converter. In doing so, however the induction generator draws harmonics currents, which is needed to be compensated by the grid side converter.

For the sine triangle modulation, various offset functions were chosen and there corresponding pulse frequency spectrum was analyzed. During this analysis, one newer insight comes to light, that on selective phase shifting of the modulating triangle wave of the rotor side inverter with respect to the grid side inverter modulation of DFIG, one can compensate a part of the current harmonics. Various configurations of the switching ripple filter were designed.

Detailed design equations were formulated for the DFIG - inverters, taking into account the stray inductance of the generator and the filter inductance of the grid side inverter. With these equations, the various portions of power losses of the semiconductor devices for a given operating point were calculated assuming maximum junction temperature.

Finally, various configurations of the protection concept for the generator and DFIG-inverter against the stator/grid side voltage dips are proposed. For certain worst case conditions, critical maximum current and torque limits were estimated.

In this thesis, a 2.5 MW-prototype wind turbine with DFIG and field oriented control strategy is briefly illustrated.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meines Promotionsstudiums an der Technischen Universität Ilmenau im Fachgebiet „Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik“ der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik. Mein Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Professor Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt für die Gelegenheit, Anregung und Unterstützung zur Durchführung dieser Arbeit sowie für die Übernahme der Begutachtung.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. W. Gens und Herrn Dipl.-Ing. J. Fortmann möchte ich besonders für das große Interesse danken, das sie mir während der Abfassung der Arbeit entgegenbrachten.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. G. Herold der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg und Herrn Dr.-Ing. T. Schütt der Firma Wind to Energy GmbH bedanke ich mich ganz herzlich für die Übernahme der beiden Begutachtungen.

Weiterhin möchte ich mich bei den Kollegen des Fachgebietes für die kameradschaftliche Hilfe und Zusammenarbeit bedanken und beim ISLE für die Unterstützung zur Fertigstellung der Arbeit. Frau Büttner und Frau Schöne danke ich für das Erstellen vieler Zeichnungen.

Schließlich möchte ich mich bei meinen vielen Freunden für ihre moralische Unterstützung bedanken.

Ilmenau, im Herbst 2008

Uwe Rädcl

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	5
1.1	Überblick	5
1.2	Physikalische Grundlagen zur Windkraft	7
1.3	Simulationsmethodik	10
2	Konzepte für Windkraftanlagen großer Leistungen.....	13
2.1	Übersicht.....	13
2.2	Anforderungen aus Netzsicht.....	14
2.3	Anforderungen aus Sicht der Windkraftanlage	15
2.4	Vergleich der Anlagentypen	16
2.4.1	Gegenüberstellung von Stall- und Pitchanlagen	18
2.4.2	Gegenüberstellung von drehzahlfesten und drehzahlvariablen Anlagen	19
2.4.3	Gegenüberstellung der Varianten ASM und SM mit Vollumrichter und Doppeltgespeiste Asynchronmaschine.....	20
2.5	Zielstellungen für die Arbeit.....	22
3	Einschaltverhalten der drehzahlfesten Asynchronmaschine bei Stallregelung.....	25
3.1	Problembeschreibung	25
3.2	Untersuchung des Anlaufverhaltens von Stallanlagen	26
3.3	Aktive Schwingungsdämpfung.....	29
4	Drehzahlvariable Stallanlage.....	32
4.1	Konzept.....	32
4.2	Überlagerte Leistungsregelung.....	33
4.3	Simulation der überlagerten Regelung	36
4.4	Anmerkungen	38

5	Topologien für rotorseitige Umrichter	41
5.1	Vergleich von gepulstem Spannungswechselrichter mit gepulstem Stromwechselrichter	41
5.2	Vergleich des Drehzahlbereiches zwischen über-/untersynchroner und nur untersynchroner Betriebsweise	44
5.3	Topologienvergleich	47
5.3.1	Variante 1: Gepulste Spannungswechselrichter	47
5.3.2	Variante 2: Gepulste Stromwechselrichter	48
5.3.3	Variante 3: Rotorseitig gepulster Stromwechselrichter mit Hochsetzsteller	48
5.3.4	Variante 4: Gepulste Spannungswechselrichter mit Hoch- und Tiefsetzsteller	49
5.3.5	Variante 5: Rotorseitige Sechspulsdiodenbrücke mit Hochsetzsteller	50
5.3.6	Variante 6: Rotorseitige Parallelschaltung von Spannungswechselrichter und Diodenbrücke	51
5.3.7	Variante 7: Netzseitige Diodenbrücke und rotorseitiger Spannungswechselrichter	52
5.3.8	Fazit	53
6	Modulationsverfahren	54
6.1	Entstehung von pulsfrequenten Stromüberschwingungen	54
6.2	Herleitung des Spannungsspektrums	55
6.3	Vergleich sinusförmiger Offsetfunktionen	59
6.4	Vergleich mit stochastischer Offsetfunktion	64
6.5	Besonderheiten bei der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine	67
7	Filter für die Doppeltgespeiste Asynchronmaschine	75
7.1	Sinusfilter	75
7.2	Netz- und Transformatorimpedanz	77
7.3	Netzstromgrenzwerte für Oberschwingungen	78

7.4	Filterkonfiguration.....	80
7.4.1	Wahl der Pulsfrequenz.....	80
7.4.2	Filterübertragungsfunktion.....	81
7.4.3	Parameterbestimmung.....	82
7.5	Einfluss des maschinenseitigen Wechselrichters.....	83
7.5.1	Stromrippel durch den maschinenseitigen Wechselrichter.....	83
7.5.2	Resultierende pulsfrequente Seitenbänder der Wechselrichterausgangsspannung.....	85
8	Dimensionierung der Stromrichter für die Doppeltgespeiste Asynchronmaschine.....	89
8.1	Leistungskurven, idealisierte Stromkurven und Aussteuerungsgrade.....	89
8.2	Detailliertere Bestimmung von Strömen und Spannungen.....	90
8.3	Aufteilung des Wechselrichterstromes auf Dioden und IGBT.....	94
8.4	Bestimmung der Verlustleistungen der Wechselrichter.....	95
9	Schutzkonzept.....	98
9.1	Problematik.....	98
9.2	Schaltungsvarianten.....	99
9.3	Fehlerfallsimulationen.....	101
10	Versuchsanlage.....	104
10.1	Aufbau.....	104
10.2	Regelstruktur der ASM.....	105
10.3	Ausgewählte Strom- und Spannungsverläufe.....	106
11	Zusammenfassung und Ausblick.....	108
11.1	Bewertung der Ergebnisse.....	108
11.2	Benennung zukünftiger Aufgaben.....	110

12	Anhang.....	113
12.1	Simulation der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller.....	113
12.2	Bestimmung einer Modulationsfunktion mit drei- und neunfachem Sinus.....	124
12.3	Simulation der Ansteuerung der Wechselrichter mit zeitversetztem Sägezahnsignal	126
12.4	Bestimmung der Rippel im Strom durch die Filterinduktivität.....	130
12.5	Simulationsergebnisse zu den Stromüberschwingungen am netzseitigen Filter	135
12.6	Gleichungen zur Stromrichterdimensionierung.....	140
12.6.1	Vereinfachte Gleichungen der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine	140
12.6.2	Detailliertere Berechnungen der Arbeitspunkte.....	143
12.6.3	Gleichungen zur Stromaufteilung des Phasenstromes auf Diode und IGBT am Wechselrichter	145
12.7	Variation des Leistungsfaktors und der Netzspannung	150
12.8	Fehlerfallsimulationen zur Doppeltgespeisten Asynchronmaschine bei Netzspannungseinbruch.....	154
13	Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen	163
14	Literaturverzeichnis	167

1 Einleitung

1.1 Überblick

Der vom Menschen verursachte Anteil am sich abzeichnenden Klimawandel ist eine der kritischsten Bedrohungen für die Menschheit unserer Zeit. Nach der Erklärung des Weltklimarates ist der Anstieg der Durchschnittstemperatur auf maximal 2 Grad zu begrenzen [IPCC, Nit]. Um dies zu erreichen, ist der weitere Eintrag anthropogener Treibhausgase in die Atmosphäre in den nächsten Jahrzehnten stark zu reduzieren. Dabei kommt dem Ersatz fossiler Energieträger durch regenerative eine zentrale Bedeutung zu. Neben der Nutzung von Wasserkraft, Biomasse, Solarenergie und Erdwärme ist dies mittelfristig durch den verstärkten Ausbau der Windkraft zu erreichen.

In Deutschland hat die Windkraft mit Stand Ende 2007 mit 22,25 GW installierter Leistung und einem potenziellen Jahresenergieertrag von 40 TWh einen Anteil von 7,4% am Nettostromverbrauch [End]. Da viele windgünstige Flächen bereits belegt sind, geht die Entwicklung hin zu Offshoreanlagen und dem Austausch kleinerer und älterer Anlagen durch weniger und leistungsstärkere neue Windkraftanlagen (WKA), d. h. zum sogenannten Repowering. Bis 2020 ist laut Leitstudie 2007 „Ausbaustrategie Erneuerbare Energien“ [Nit] der Ausbau auf 37 GW installierter Windkraftleistung mit einem potentiellen Jahresenergieertrag von 82 TWh/a geplant: Onshore 27 GW mit 47 TWh/a und Offshore 10 GW mit 35 TWh/a, im Jahre 2030 Offshore dann 21 GW.

Weltweit geht man von einem starkem Wachstum neben in Europa auch in Nordamerika, Indien und China aus, von derzeit 74 GW (Ende 2006) auf 203 GW (bis Ende 2011) [BTM]. Die durchschnittliche Leistung derzeit installierter Anlagen liegt bei knapp 2 MW, die der größten Anlagen schon über 5 MW [End].

Zielstellung der Arbeit ist es, auf ausgewählte Probleme, die im Zusammenhang mit dem elektrischen Teil des Energiewandlers, der Einheit aus Generator und Leistungselektronik, bestehen, detaillierter einzugehen und Lösungsansätze anzubieten.

Zu Beginn werden einige für die vorliegende Arbeit wichtige Grundlagen zur Physik der Windkraft und zur genutzten Simulationsmethodik vermittelt. Die Arbeit gibt dann einen Überblick und einen Vergleich über die derzeitig technisch sinnvollen Windkraftanlagenkonzepte. Daraus wird ihre detaillierte Zielstellung abgeleitet, siehe Abschnitt 2.5. Beginnend

bei dem elektrotechnisch gesehen einfachen Konzept drehzahlfester Anlagen mit Asynchronkurzschlussgenerator in Kapitel 3 werden deren Anlaufverhalten untersucht und Verbesserungen vorgeschlagen. In Kapitel 4 werden grundlegende Überlegungen zur derzeit nicht umgesetzten Variante *drehzahlvariabler Stallanlagen* angestellt. Mögliche Umrichtertopologien insbesondere für die derzeit den Markt dominierenden Energiewandler mit Doppeltgespeister Asynchronmaschine (DGASM) werden in Kapitel 5 aufgeführt und mit der typischen Variante bestehend aus rotor- und netzseitigem Pulsspannungswechselrichter verglichen. Dabei wird die Variante mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller näher betrachtet. Das Kapitel 6 behandelt dann verschiedene Offsetfunktionen für Verfahren zur Modulation von Wechselrichterausgangsspannungen und zeigt Besonderheiten bei der DGASM. Auf die Bestimmung der Filterkomponenten wird in Kapitel 7 eingegangen, bevor dann in Kapitel 8 die Stromrichterdimensionierung für die DGASM und eine Verlustleistungsabschätzung für die Halbleiter vorgenommen wird. In Kapitel 9 wird der Focus auf den Einfluss von Netzfehlerfällen auf die Leistungselektronik gelegt, inklusiv einiger Simulationen zu Worst-Case-Belastungen u. a. des Generators. Ergebnisse zu einer 2,5 MW-Versuchsanlage einer DGASM werden in Kapitel 10 gezeigt.

Darüber hinaus gibt es weitere Themenfelder in Bezug auf die Windkraftnutzung, die nicht Bestandteil dieser Arbeit sind: Die Offshoretechnologie stellt neben besonderen konstruktiven (raue Umgebungsbedingungen) und Zuverlässigkeitsanforderungen (schwierige Wartungs- und Reparaturbedingungen) auch Fragen an eine günstige „Einsammlung“ der Energie innerhalb des Windparks sowie an die Anbindung des lokalen Netzes an das Festland: Zur Debatte stehen derzeit die herkömmliche Drehstrom- oder die Hochspannungsgleichstromübertragung (HVDC). Dabei sind auch eine Kopplung der Umrichter der WKA innerhalb des Windparks bzw. mit der HVDC-Übertragung wie z. B. ein gemeinsamer Gleichspannungszwischenkreis oder ein lokales Inselnetz in der Diskussion [ABB], [Ash], [Bau1-4], [Lu], [Lun1], [Lun2], [Mar].

Die Integration der künftig stark ansteigenden Zahl von Windkraftanlagen in das bestehende Elektroenergienetz ist eine weitere zulösende Aufgabe. Stichworte sind der erhöhte Regelleistungsbedarf, der Netzausbau und die Windstromprognosen [Dena], [eon1], [Leo1], [Kli], [Dan]. Zur Untersuchung der Wechselwirkung zwischen den WKA und dem Versorgungsnetz spielt auch die Modellbildung für die einzelnen Anlagentypen im Zusammenhang mit Stabilitätsproblemen im Netz eine gewichtige Rolle [Mor], [Tru], [Pet1], [Zho1], [Zho2], siehe auch Kapitel 9 *Schutzkonzept*.

1.2 Physikalische Grundlagen zur Windkraft

Als Ergebnis der einfachen Impulstheorie nach Betz [Hau] erhält man die an einem Windrotor umgesetzte Leistung:

$$P_w = c_p(\lambda) \cdot \frac{\rho}{2} \cdot v_w^3 \cdot A \quad (1.1)$$

mit:	P_w	am Rotor umgesetzte Windleistung (W)
	$c_p(\lambda)$	Rotorleistungsbeiwert (-)
	ρ	Luftdichte (kg/m^3), 1,23 kg/m^3 bei Normal Null
	v_w	Windgeschwindigkeit (m/s)
	A	Rotorkreisfläche (m^2)

Die Windleistung ist demnach proportional zur Rotorfläche und zur dritten Potenz der Windgeschwindigkeit. Der Rotorleistungsbeiwert ist das Verhältnis aus mechanischer Leistung und der des ungestörten Luftstromes. Er beträgt im Idealfall 0,59 und ist eine Funktion der Schnelllaufzahl λ , siehe auch Kapitel 2.4.1.

$$\lambda = \frac{v_u}{v_w} \quad (1.2)$$

mit:	λ	Schnelllaufzahl (-)
	v_u	Umfangsgeschwindigkeit der Blattspitze (m/s)

Sie ist abhängig vom Blatteinstellwinkel, siehe Abb. 1.1. Man kann die Schnelllaufzahl auch als ein Maß für den Anströmwinkel des Windes zum Flügel betrachten. Dabei gibt es genau einen Winkel (eine Schnelllaufzahl), bei dem der Rotorleistungsbeiwert maximal wird, siehe auch Abb. 4.4:

$$c_{p,\text{opt}} = f(\lambda_{\text{opt}})$$

mit:	$c_{p,\text{opt}}$	optimaler Rotorleistungsbeiwert
	λ_{opt}	optimale Schnelllaufzahl

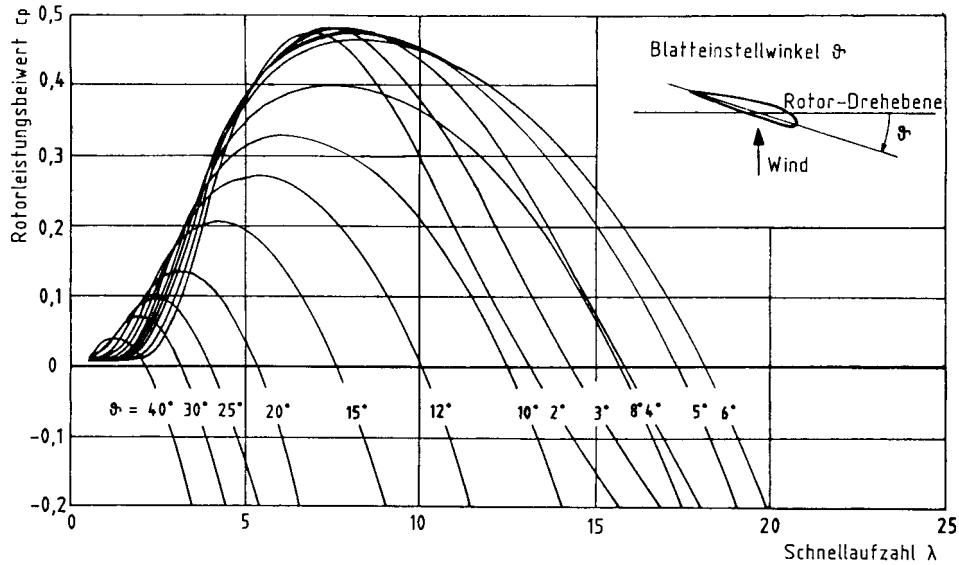


Abb. 1.1 Rotorleistungskennfeld bei Pitchanlagen (aus [Hau], Bild 5.8)

Weiterhin kann man in dieser Kennlinie aufgrund der kubischen Abhängigkeit der Windleistung von der Windgeschwindigkeit auch einen Punkt ausmachen, bei dem auf eine konstante Drehzahl bezogen die Windleistung maximal wird. Bei $c_{p,Pmax}$ entspricht folglich der Anstieg der Kennlinie einer kubischen Funktion (Abb. 4.4).

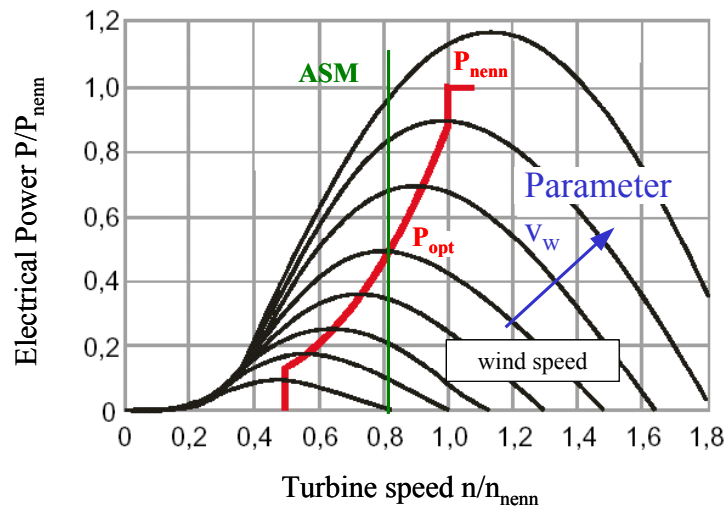


Abb. 1.2 Elektrische Leistung in Abhängigkeit von der Drehzahl (aus [DeDo])

Die Abhängigkeit der Windleistung von der Drehzahl (für einen konstanten Blatteinstellwinkel) ist in Abb. 1.2 dargestellt. Die Kennlinie für eine drehzahlvariable Anlage (rot) verbindet die Leistungsmaxima für die jeweilige Windgeschwindigkeit ($P_{el}=P_{opt}=f(c_{p,opt})$) miteinander, währenddessen die Leistungskurve für eine drehzahlfeste ASM (grün) in dieser Abbildung lediglich eine Gerade darstellt. Die Arbeitskennlinie für drehzahlvariable Anlagen

(bzw. die Grenzleistungskurve) kann auch von der mit optimalem Rotorleistungsbeiwert abweichen und somit einen nichtkubischen Verlauf haben. Insbesondere größere Anlagen werden aus Gründen der Geräuschemission im oberen Leistungsbereich bei niedrigeren Drehzahlen betrieben; die maximal nutzbare Drehzahl ist somit begrenzt. Weiterhin gibt es noch einen Drehzahlbereich mit konstanter Nennleistung, innerhalb dessen die Drehzahl über den Blatteinstellwinkel (Pitchwinkel) geregelt wird.

Die Leistungskurve für eine drehzahlfeste Stallanlage wird gewöhnlich als Funktion der Windgeschwindigkeit dargestellt, siehe Abb. 1.3 (gelbe Kurve). Deutlich ist ein ausgeprägtes (lokales) Maximum bei der ungefähren Nennleistung zu erkennen ($P_{\max} = f(c_{p, P_{\max}})$). Bei höheren Windgeschwindigkeiten fällt die Leistung wieder deutlich ab. Zum Vergleich dazu ist auch die Kurve einer drehzahlvariablen Pitchanlage eingetragen. Im unteren Drehzahlbereich wird ein Leistungsgewinn durch Betrieb mit optimalem Rotorleistungsbeiwert ($c_{p, \text{opt}}$) erreicht. Im oberen Leistungsbereich kann die abgegebene Leistung durch den Pitchantrieb konstant gehalten werden.

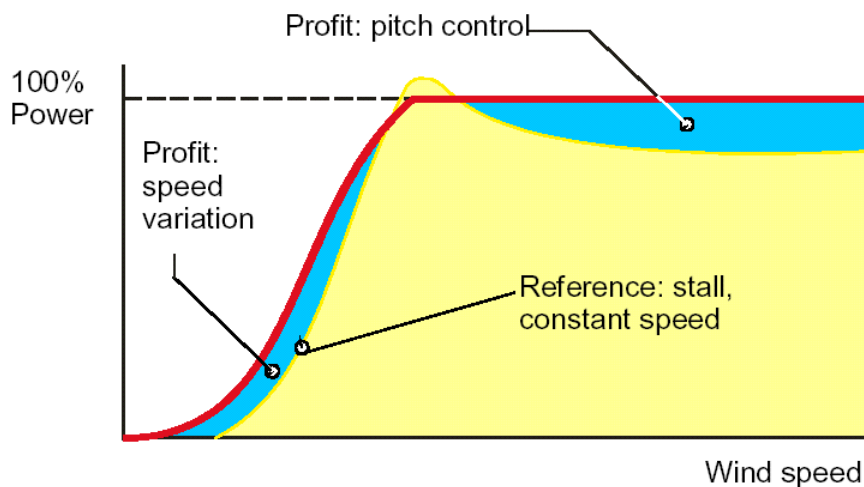


Abb. 1.3 Leistungskurve einer Stallanlage (gelb) und Leistungsgewinn (blau) bei Vergleich mit einer drehzahlvariablen Pitchanlage (rot), (aus [DeDo])

WKA werden erst oberhalb einer minimalen Einschaltwindgeschwindigkeit betrieben. Darunter ist die Anlage nicht wirtschaftlich betreibbar. Nach oben hin bleibt die WKA ab der Ausschaltwindgeschwindigkeit aus Sicherheitsgründen außer Betrieb.

Neben der stochastischen Windcharakteristik verursachen u. a. noch der Turmschatteneffekt und in dessen Folge auch die Torsionswelle, insbesondere bei drehzahlfesten Anlagen, Schwankungen im Drehmoment und in der Leistungsabgabe. Der Turmschatteneffekt

verursacht aufgrund des Windstaus einen periodischen Leistungseinbruch, der bei jedem Vorbeigang eines Flügels am Turm der WKA auftritt. Er kann mittels einer Kosinusfunktion nachgebildet werden (siehe Abb. 3.3 mit m'_w). Angeregt von Momentschwankungen auf der Windrotor- oder der Generatorseite führt das bei der zwischen beiden zur Dämpfung bzw. Entkopplung angebrachten Torsionswelle zu zusätzlichen Schwingungen, siehe Abb. 3.1 und Abb. 3.4.

Näheres zur Technik und zu den Grundlagen von WKA sowie auch tlw. zu den anderen in dieser Arbeit behandelten Problematiken wird in der folgenden Literatur ausführlich behandelt: [Hau], [Hei], [Gas], [Bur].

1.3 Simulationsmethodik

Um leistungselektronische und mit ihnen verbundene regelungstechnische, mechanische und windspezifische Systeme zu untersuchen, sind je nach Untersuchungsgegenstand verschiedene Herangehensweisen sinnvoll. Eine ist die Simulation anhand geeigneter Modelle. Dabei ist der Prozess der Modellierung für kontinuierliche Systeme mittels expliziter Differentialgleichungen darzustellen. Insbesondere für die Windproblematik sind nichtlineare Kennlinien einzuarbeiten. Für regelungstechnische Aufgaben kann die Darstellungsform von Differenzgleichungen für diskontinuierliche Systeme mit fester Schrittweite sinnvoll sein.

Je nach Aufgabenstellung ist die Wahl der Modellebene zu treffen. Je detaillierter die Ergebnisse werden sollen, desto höher ist der Aufwand zur Erstellung des Simulationsmodells und der Rechenzeitaufwand. So kann ein Stromrichter sowohl als Mittelwertmodell bis hin zu einem detaillierten Schaltermodell incl. Durchlass- und Schalterverluste nachgebildet werden [Del].

Als Simulationswerkzeuge für diese Arbeit dienen die Programme Digsim, ein an der TU Ilmenau entwickeltes Tool [Kra], und Simulink[®], ein kommerzielles Produkt von MathWorks und zugehörig zu Matlab[®]. Beide Programme beinhalten eine Nulldurchgangserkennung und ermöglichen die Berechnung in verschiedenen Strukturen, d.h. je nach Schaltzustand die Nutzung verschiedener Differentialgleichungssysteme, und die Umschaltung zwischen ihnen. Beispielhaft sind die Bedingungen für die Umschaltung bei aktiven und passiven Schaltvorgängen von idealen leistungselektronischen Schaltern in der Abb. 1.4 bis Abb. 1.7 dargestellt. Die Darstellung eines Umrichters im Mittelwertmodell basiert dagegen auf konti-

nuerlichen Gleichungen, siehe Gl. (1.3) und Gl. (1.4) für einen dreiphasigen Pulsspannungswechselrichter, die zur Berechnung mit Raumvektoren geeignet sind, näheres dazu in [Del].

$$\underline{u}_{\text{pwr}} = \underline{v}_t \cdot \frac{\underline{u}_{\text{zk}}}{2} \quad (1.3)$$

$$\underline{i}_{\text{zk}} = \frac{3}{4} \text{Re} \left\{ \underline{v}_t \cdot \underline{i}_{\text{pwr}}^* \right\} \quad (1.4)$$

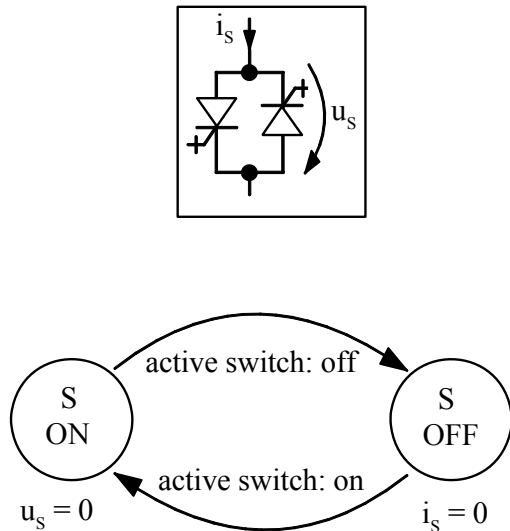


Abb. 1.4 Idealer aktiver Schalter

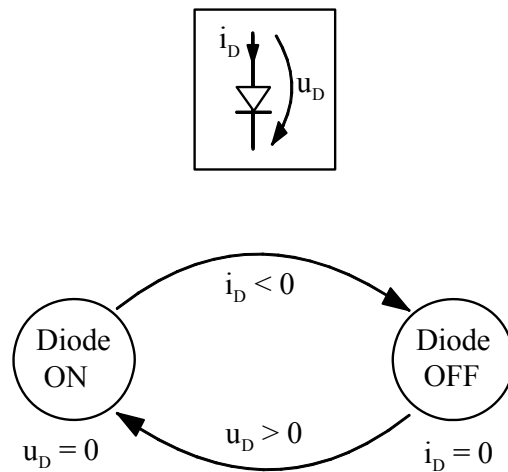


Abb. 1.5 Idealer passiver Schalter

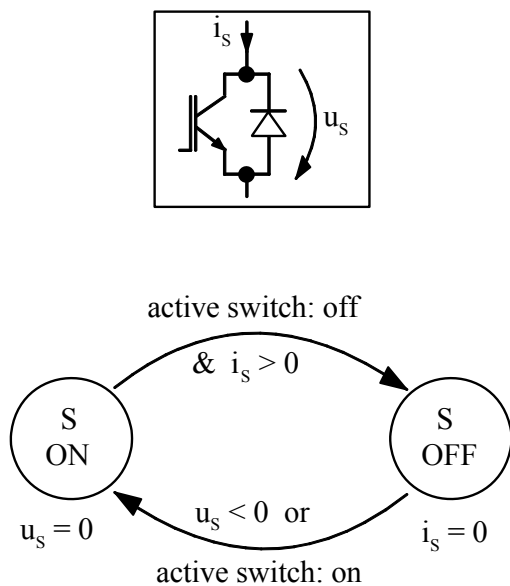


Abb. 1.6 Idealer aktiver und passiver Schalter (IGBT mit antiparalleler Diode)

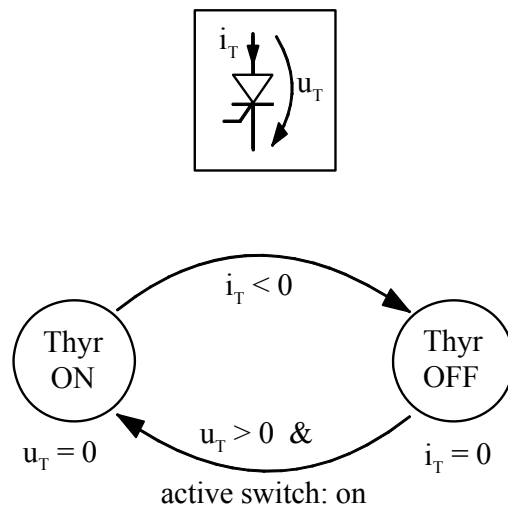


Abb. 1.7 Idealer aktiver und passiver Schalter (Thyristor)

Entsprechend obigen Bemerkungen sind geeignete simulative Umsetzungen für die jeweilige spezifische Problemstellung gewählt worden: aktive Schalter für den Drehstromsteller in Kapitel 3, eine Kombination aus passiven Schaltern für die Diodenbrücke und das Mittelwertmodell für den Hochsetzsteller im Anhang 12.1 (zugehörig zu Kapitel 5), ein ideales Schaltermodell für den Pulsspannungswechselrichter im Anhang 12.3 (zu Kapitel 6), 12.4 und 12.5 (jeweils zu Kapitel 7) und Kapitel 8 und ein Mittelwertmodell für den Wechselrichter im stationären Zustand und idealen passiven Schaltern für die Diodenbrücke im nichtstationären Übergangsvorgang im Fehlerfall im Anhang 12.8 (zu Kapitel 9). Für die Berechnungen im Kapitel 4 war es ausreichend, lediglich Trajektorien in idealen Leistungskennlinienfeldern der WKA darzustellen.

Die Asynchronmaschine (ASM) wurde im Grundswingungsmodell nachgebildet, gemäß den folgenden Gleichungen, ohne Berücksichtigung der magnetischen oder der Wirbelstromverluste, ohne Nutungseffekte usw. und mit festen Parametern.

Spannungsgleichungen:

$$\underline{u}_s^s = R_s \underline{i}_s^s + \dot{\underline{\psi}}_s^s \quad (1.5)$$

$$\underline{u}_r^r = R_r \underline{i}_r^r + \dot{\underline{\psi}}_r^r \quad (1.6)$$

Flussverkettungsgleichungen:

$$\underline{\psi}_s^s = L_s \underline{i}_s^s + L_h \underline{i}_r^s \quad (1.7)$$

$$\underline{\psi}_r^s = L_r \underline{i}_r^s + L_h \underline{i}_s^s \quad (1.8)$$

Drehmomentengleichung:

$$m_{\text{gen}} = \frac{3}{2} p_p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{i}_s^s \cdot \underline{\psi}_s^{s*} \right\} \quad (1.9)$$

Bewegungsgleichung:

$$\ddot{\gamma} = \frac{p_p}{J} (m_{\text{gen}} - m_l) \quad (1.10)$$

2 Konzepte für Windkraftanlagen großer Leistungen

2.1 Übersicht

Die Konzepte von WKA kann man unter verschiedenen Gesichtspunkten vergleichen. In der folgenden Übersicht geht es um Anlagen im Megawattbereich, die i. a. für den Netzparallelbetrieb vorgesehen sind. Gegenüberstellungen von Windkraftanlagentypen oder auch nur von Generatoren für WKA sind in vielen Beiträgen zu finden [Hau], [Hei], [Gas], [Bur], [Risø], [Bau4], [Sei], [eco].

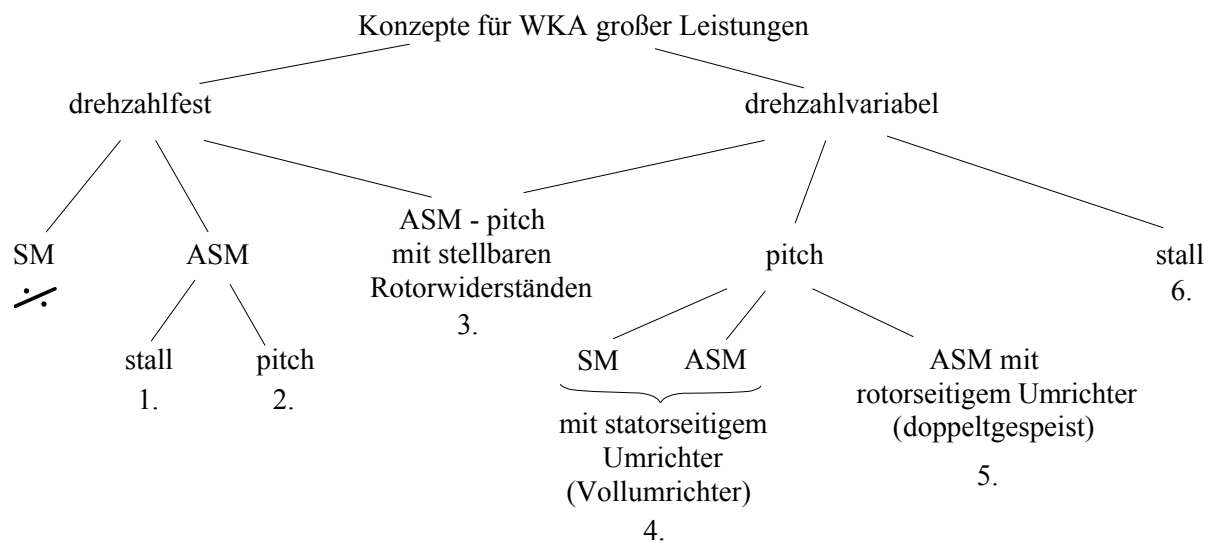


Abb. 2.1 Übersicht zu Konzepten für WKA

Die einzelnen Konzepte können generell danach unterschieden werden, ob sie mit fester Drehzahl arbeiten (ohne Umrichter) oder mit variabler und dann folglich mit einem Umrichter ausgestattet sein müssen. Zwischenlösungen für WKA mit sehr kleinem Drehzahlband sind die hydrodynamische Kupplung bei HSW 1000 und Suzlon S64 oder für die mit etwas größerem Drehzahlband Widerstände im Rotorkreis (Vestas z.B. V80 1.8, Suzlon S88). Ein weiteres Kriterium ist die Art der Flügel. Sie können fest an der Nabe angebracht sein. Dann wirkt der Stalleffekt bei höheren Windgeschwindigkeiten von allein zur Leistungsbegrenzung. Sie können aber auch um ihre eigene Achse drehbar sein, so dass die Leistungsbegrenzung durch ein aktives *in den Wind drehen* der Flügel geschieht, dem sogenannten Pitchen. Die Variante des *active stall*, bei der der Flügel aus dem Wind gedreht und so der Stalleffekt herbeigeführt wird, soll hier zu der Variante *pitch* (Typ 2, engl.: *pitch to stall*) gerechnet werden, da es sich auch um einen aktiven Vorgang zur Leistungsbegrenzung handelt. Normalerweise können Synchronmaschinen (SM) nicht ohne Umrichter am Netz betrieben

werden, da die Gefahr des *Außer-Tritt-Fallens* bei starken Böen (Polradwinkel $> 90^\circ$) zu groß ist, es sei denn, dass Windrotor und Generator mit einem hydrodynamischem Getriebe gekuppelt sind, z. B. bei DeWind, so dass die erforderliche Drehzahlelastizität zwischen Windrotor und Generator ähnlich dem Schlupf der ASM sichergestellt ist.

Um auf die einzelnen Varianten näher einzugehen und sie zu vergleichen, sollen zuvor die Anforderungen aufgezeigt werden, die insbesondere an den Generator, den Umrichter und das Elektroenergienetz gestellt werden. Dabei wird zwischen den Anforderungen aus Netzsicht und denen aus Sicht der WKA unterschieden.

2.2 Anforderungen aus Netzsicht

Die Anforderungen aus Netzsicht werden für eine Einzelanlage im Netzparallelbetrieb formuliert, auch wenn klar ist, dass heutzutage mehrere Einzelanlagen überwiegend in Windparks zusammengefasst betrieben werden. Die Gewichtung der Anforderungen unterliegt dabei stetigen Veränderungen. Während es vormals eher um Einflüsse einzelner Anlagen im lokalen Netzbereich ging, richtet sich der Focus heute zunehmend auf die Netzstabilität von Regelzonen aufgrund des zeitweise hohen Anteils an eingespeister Windenergie.

Kriterien aus der Sicht des Netzes:

- gleichmäßige Leistungsabgabe im Sekunden- bis Minutenbereich trotz
 - o Turmschatteneffekt
 - o Windböen im Teillast- und Volllastbereich
- keine Überströme bei
 - o Zu- und Abschaltvorgängen
 - o Umschaltvorgängen
 - o Volllastbetrieb
- bei Netzhavarien
 - o Sicheres Abschalten oder
 - o Netzstabilisierung (Stichwort: Kurzschlussleistung, Fault-Ride-Trough)
- bei speziellen Anforderungen

- Bereitstellung von Grundsicherungsleistung
- Leistungsreduzierung
- Einhaltung von Stromgrenzwerten
 - bei subharmonischen und niederfrequenten harmonischen Stromüberschwingungen (5., 7., 11. ...)
 - bei höher harmonischen (pulsfrequenten) Stromanteilen

Darüber hinaus kann auch die Inselnetzfähigkeit ein Kriterium sein:

- autonomer Betrieb einzeln oder im Verbund mit anderen WKA und Eigenerzeugungsanlagen
- sicherer Übergang zwischen Insel- und Netzparallelbetrieb

2.3 Anforderungen aus Sicht der Windkraftanlage

Die Anforderungen an die WKA, die sich gegenseitig beeinflussen und die sich im Zusammenhang mit dem eingesetzten Typ ergeben, sind im Folgenden aufgeführt:

- mechanische Beanspruchung aufgrund von
 - Momentenspitzen am Generator und Getriebe
 - Schwingneigungen, Eigenfrequenzen
- ggf. daraus resultierende Kosten und Dimensionierung von
 - Getriebe u. a. mechanischen Komponenten (Gewicht)
 - Generator
 - Umrichter
- optimaler aerodynamischer Wirkungsgrad
- Geräusentwicklung
- elektrische Verluste (Generator, Umrichter)
- Aufwand zur sicheren Begrenzung der vom Windrotor gewandelten Leistung
- Robustheit (Selbstschutz) der Komponenten bei Teilhavarien (Ausfall anderer Anlagenkomponenten) oder Netzhavarien (Schutzkonzept z. B. mit Crowbar)

- sowie weitere Anforderungen: Wartungsfreundlichkeit, Offshorefähigkeit, Lebensdauer, Zuverlässigkeit und Exportfähigkeit (Klima, Transport, Wartung ...)

2.4 Vergleich der Anlagentypen

Anforderungen aus Netz-Sicht	Drehzahlfest		Drehzahl- elastisch	Drehzahlvariabel		
	ASM		ASM mit verstellb. R_r	Pitch		Stall
	Stall 1.	Pitch 2.	Pitch 3.	Voll- umrichter 4.	DGASM 5.	(Vorüber- legung) 6.
Gleichmäßige Leistungs- abgabe (geringer Flicker): Turmschatteneffekt	-	-	-	+	+	
Böen bei $<P_{max}$	-	-	-	+	+	←
Böen bei P_{max}	--	-	+	+	+	
Zu- und Abschaltvorgänge (Überströme)	-	+	+	+	+	+
Umrichter- bzw. Kurzschlussleistung	5..7 P_n	5..7 P_n	5..7 P_n	P_n	f(AP)	←
Fault Ride Trough (FRT)	--	-	+	+	+ (*)	←
Regelbarkeit $I_{blind}(\cos(\phi))$, mit passiver Kompensation	- +	- +	- +	+	+	←
Leistungsreduzierung	-	+	+	+	+	(-)

Tab. 2.1 Vergleich der Anlagentypen nach Anforderungen aus Netzsicht

Anforderungen aus WKA-Sicht	Drehzahlfest		Drehzahl- ausweichend	Drehzahlvariabel		
	ASM		ASM mit verstellb. R_r	Pitch		Stall
	Stall 1.	Pitch 2.	Pitch 3.	Voll- umrichter 4.	DGASM 5.	(Vorüber- legung) 6.
Mechanische Beanspruchung aufgrund von Momentspitzen bei Böen	--	-	+	+	+	(+)
Gewicht & Kosten von Getriebe u. a. mechanischen Komponenten (Gondel incl. Generator)	--	-	+	++ (beim SG je nach Art ++ bis --)	+	(-)
Umrichter und -verluste	/	/	-	--	-	←
Aerodynamischer Wirkungsgrad (Drehzahlbereich)	--	-	-	++	+	←
Sichere Begrenzung der vom Windrotor gewandelten Leistung						eigentliches Problem
Selbstschützende Komponenten bei Netzhavarien	-	+		++	(erfordert mehr Aufwand)	←
Strom- und Momentspitzen bei Netzhavarien	-	-	-	++	-	←

Tab. 2.2 Vergleich der Anlagentypen nach Anforderungen Sicht der WKA

In den beiden oben stehenden Tabellen wurden die Anlagentypen anhand der für sie formulierten Anforderungen gegenübergestellt und vereinfachend bewertet, siehe auch [Gas], [Bau4]. Die Symbolik ist wie folgt zu verstehen:

- | | | | |
|----|----------------|-----|-------------------------------------|
| + | günstig | / | spielt keine Rolle |
| ++ | sehr günstig | () | nur bedingt aussagefähig |
| - | ungünstig | ← | Verhalten der Variante 6 orientiert |
| -- | sehr ungünstig | | sich an dem der Variante 5 |

Die Bewertung der Eigenschaften der Anlagentypen ist generell schwierig, da es *die Anlage* nicht gibt bzw. zusätzlich installierte Komponenten die Eigenschaften stark beeinflussen. So ist z.B. eine DGASM mit einem lediglich für normalen fehlerfreien Netzparallelbetrieb ausgelegten Umrichter bei einem Netzkurzschluss gefährdet^(*). Erst durch weitere Maßnahmen wie Einfügung eines Bremschoppers, ähnlich zu anderen Industrieantrieben, einer Crowbar u. a. (siehe Kapitel 9) ist ein sicherer Betrieb bei Netzhavarien und darüber hinaus ein FRT-Betrieb möglich.

Die Abgrenzungen der Anlagentypen gegeneinander sind auch nur bedingt möglich, da zusätzliche Komponenten die Variantenvielfalt erhöhen und dann einzelnen Anforderungen mehr oder weniger entsprechen können. Ein Beispiel ist die auch am Markt etablierte Variante 3, ASM mit elektronisch einstellbarem Rotorwiderstand, deren Eigenschaften eine Mischung ist aus denen drehzahlfester und drehzahlvariabler Anlagen. Denkbar wären auch Anlagen mit einem Umrichter kleinerer Leistung für den Teillastbereich, um den besseren aerodynamischen Wirkungsgrad für kleinere Windgeschwindigkeiten zu nutzen. Bei den drehzahlfesten Anlagen kommen auch polumschaltbare ASM zum Einsatz, die zwei feste Drehzahlen erlauben, einmal für den Stark- und einmal für den Schwachwindbereich und so zu einer Verbesserung des aerodynamischen Wirkungsgrades führen. Das System der DGASM kann im unteren Drehzahlbereich erweitert werden, indem für die Statorwicklung eine Umschaltung von Dreieck auf Stern vorgesehen wird [Ehr] oder durch Kurzschluss der Statorwicklung (bei gleichzeitiger Trennung vom Netz) ein Drehzahlbereich bis Null möglich ist.

Die Entwicklung der Windkraftanlagentypen hat sich in den letzten 20 Jahren prinzipiell von den technologisch einfachen und kostengünstigen Anlagen, dem sogenannten dänischen Konzept mit drehzahlfester ASM und Stallregelung (Stallanlage), hin zu den elektrotechnisch komplexeren heutigen drehzahlvariablen Anlagen, bestehend aus elektrischer Maschine mit Umrichter und schwenkbaren Flügeln, vollzogen.

2.4.1 Gegenüberstellung von Stall- und Pitchanlagen

Der Stalleffekt besteht in einem Abreißen der Strömung ab einem bestimmten Anströmwinkel γ am Flügel. Das entspricht bei einer festen Drehzahl f_{rot} einer Windgeschwindigkeit v_w oberhalb der Nennwindgeschwindigkeit.

$$\gamma = \arctan(\lambda) = \arctan\left(\frac{v_u}{v_w}\right) = \arctan\left(\frac{2\pi \cdot R_{\text{rot}} \cdot f_{\text{rot}}}{v_w}\right) \quad (2.1)$$

Beim Pitchantrieb, meist mit einem Antrieb pro Flügel, wird bei Bedarf über einen geringeren Anstellwinkel des Flügels zum Wind hin ein verringerter Auftrieb bewirkt. Der Strömungsabriss beim Stall verursacht höhere strukturmechanische Belastungen an den Flügeln und am Antriebsstrang, so dass diese Komponenten bei Stallanlagen tendenziell stärker ausgelegt werden müssen. Dieses *Zerren* an den Flügeln ist auch Ursache für eine erhöhte Geräuschentwicklung. Weiterhin tritt das Abreißen der Strömung zeitlich verzögert auf, so dass die Momentanleistung kurzzeitig erheblich über der Nennleistung liegen kann. Das ist ggf. bei der Auslegung der Umrichter für drehzahlvariable Stallanlagen zu beachten.

Anlagen mit schwenkbaren Flügeln haben weiterhin durch einen der Windstärke angepassten Anstellwinkel einen leicht erhöhten aerodynamischen Wirkungsgrad.

Das weiter oben schon beschriebene *active stall*-Prinzip erhöht im Gegensatz zum Pitchen den Anstellwinkel, so dass die mit dem Stalleffekt verbundenen Nachteile auch hier zum Tragen kommen. Der Vorteil gegenüber dem Pitchen liegt in einer kleineren Wegstrecke bzw. Winkel, so dass die Leistungsreduzierung beim *active stall* schneller erfolgen kann oder aber der Pitchantrieb (meist ein Umrichter) leistungsschwächer ausgelegt werden kann. *Active stall* wird seltener eingesetzt.

2.4.2 Gegenüberstellung von drehzahlfesten und drehzahlvariablen Anlagen

Drehzahlvariable Anlagen gab es schon am Beginn der Entwicklung von WKA. Dass es mittlerweile nur noch wenige drehzahlfeste Anlagen im oberen Leistungsbereich gibt, liegt an dem Hauptvorteil der drehzahlvariablen: den geringeren strukturmechanischen Belastungen der Triebstrangkomponenten bei Windböen infolge geringerer Drehmomentenstöße durch *Ausweichen* in die Drehzahl. Das bedeutet, dass die Energie der Böen mit ihren starken Leistungsgradienten in den rotierenden Massen zwischengespeichert wird. Mit größer werdender Leistung erhält diese Eigenschaft aus maschinenbautechnischer Sicht ein wachsendes Gewicht und ist entscheidend für die Wahl eines drehzahlvariablen Systems. Für Binnenlandanlagen gilt dies umso mehr, da durch die Oberflächenstruktur höhere Rauigkeiten wirksam sind, d.h. die Intensität der Böen stärker ist. Gleichzeitig wird eine gleichmäßigere Leistungsabgabe ins Netz erreicht und Flickererscheinungen aufgrund des Turm-

schatteneffektes praktisch eliminiert. Gewicht bzw. Kosten für die mechanischen Komponenten wie Getriebe können somit im Vergleich zu den drehzahlfesten Anlagen verringert werden, der Aufwand für den Umrichter ist dagegen wieder größer. Auch muss die anfallende Schlupfleistung bei drehzahlfesten Anlagen aus dem Rotor abgeführt werden, die z.B. bei einer 1 MW-Anlage mit 1% Schlupf 10 kW ausmacht. Der Nennschlupf ist bei den großen Anlagen entsprechend geringer. Das verschärft aber durch die geringere Nachgiebigkeit die strukturmechanische Belastung. Ein weiterer Vorteil der Drehzahlvariabilität ist der erhöhte aerodynamische Wirkungsgrad, verbunden mit einem höheren finanziellen bzw. *Ernteertrag*, da über einen weiten Bereich der Windgeschwindigkeit die Drehzahl im Mittel proportional mit optimalen Leistungsbeiwert mitgeführt werden kann. Der für die Drehzahlvariabilität notwendige Einsatz der Leistungselektronik bedingt im Vergleich zu den drehzahlfesten Anlagekonzepten weitere Vorteile. Eine Regelbarkeit der Netzleistung (jedoch nur eine Verringerung) ist durch den Umrichter praktisch ohne Zeitverzögerung möglich. Bei den drehzahlfesten Pitchanlagen muss die Verstellzeit zum Schwenken des Flügels hinzugerechnet werden. Die stets sichere Begrenzung der abzugebenden Leistung und der maximalen Stromamplituden ist auch bei An- und Abfahrvorgängen gegeben. Bei den drehzahlfesten Anlagen sind meist Thyristorschaltungen zur Strombegrenzung beim Einschalten der ASM nötig (Stichwort: Aufmagnetisierung) mit dem entsprechenden Nachteil von zeitweiligen Stromüberschwingungen wie 5., 7. usw. Je nach Auslegung des Umrichters ist die Bereitstellung kapazitiver und induktiver Blindleistung und damit auch eine Netzstabilisierung möglich. Prinzipiell ist bei Vorhandensein entsprechender Regelungssoftware auch die Inselnetzfähigkeit gegeben. Demgegenüber können drehzahlfeste ASM bei Netzspannungseinbrüchen nach Abklingen der Übergangsvorgänge keinen größeren Anteil mehr zum Kurzschlussstrom und auch keinen, bzw. nur bedingt, Blindstrom zur Netzspannungsstützung liefern.

2.4.3 Gegenüberstellung der Varianten ASM und SM mit Vollumrichter und Doppeltgespeiste Asynchronmaschine

Bei den drehzahlvariablen Systemen werden gemäß Abb. 2.1 zwei Varianten unterschieden:

- der ASM und SM mit Vollumrichter, d.h. einem Umrichter für die gesamte Generatorleistung (Variante 4)
- und der DGASM mit einem Umrichter lediglich für die Rotorleistung (Variante 5).

Für die Variante 4 spricht, dass es so eine „saubere“ Trennung zwischen dem Generator und dem Netz gibt. Dass aber die Hersteller sich überwiegend bisher für die Variante 5 entschieden haben, liegt u. a. an den geringeren Kosten eines Umrichters für lediglich etwa 1/3 der Nennleistung. Bei Fehlerfällen im Netz kann sich bei der Variante 4 der netzseitige Wechselrichter einfach ausschalten oder übernimmt in den Grenzen seiner Auslegung, z. B. für den Nennstrom, Netzstützfunktionen bis zur vollständigen Netzspannungswiederkehr. Vom Generator kann im Netzfehlerfall je nach verbleibender Netzspannung keine oder nur noch vermindert Leistung abgenommen werden, um die Zwischenkreisspannung nicht zu gefährden. Wenn die Generatorleistung nicht schlagartig zu Null geregelt oder die maschinenseitige Leistungselektronik nicht ausgeschaltet werden kann, muss sie gegebenenfalls von einer entsprechenden Schutzschaltung wie einem Bremschopper aufgenommen werden. Im unregulierten Zustand (B6-Brücke sowie bei ausgeschaltetem Wechselrichter) muss sich bei der ASM erst der magnetische Streufluss und bei der SM die magnetische Energie der Statorinduktivität abbauen, bevor der (Wirk-) Strom im Zwischenkreis abklingt. Bei der Variante 5 droht dagegen bei Netzspannungseinbruch kurzzeitig oder dauerhaft der Verlust der Regelfähigkeit beim maschinenseitigen Wechselrichter und es sind, wie schon kurz erwähnt, noch weitere zusätzliche Maßnahmen zu dessen Schutz nötig, siehe Kapitel 9.

Den höheren Verlusten der Variante 4 steht sein erhöhter Drehzahlbereich (theoretisch bis Drehzahl Null) für den Schwachwindbereich (höherer aerodynamischer Wirkungsgrad) gegenüber. Für die Variante 5 ist für den unteren Drehzahlbereich eine Erweiterung möglich. Es wird die Statorwicklung von Stern auf Dreieck umgeschaltet. Noch niedrigere Drehzahlen sind bei einer Trennung des Stators vom Netz und Betrieb der ASM mit kurzgeschlossenem Stator möglich. Die im Vergleich zur Nennleistung geringere Leistung des Wechselrichters korrespondiert dabei mit der für den unteren Drehzahlbereich geringeren Windkraftleistung.

Bei der Variante 4 spielt es aus Sicht der hier aufgezeigten Anforderungen eher eine untergeordnete Rolle, ob eine ASM oder eine SM eingesetzt wird. In der Praxis fand in der Vergangenheit hauptsächlich die hochpolige stromerregte SM Verwendung (Enercon). Sie hat den Vorteil, dass auf ein Getriebe verzichtet werden kann. Bei ASM gibt es bisher aufgrund ihres geringeren Luftspaltes keine hochpolige Ausführung. Mit sinkenden Preisen für Permanentmagnete sind diese für Anwendungen mittlerweile attraktiver geworden. General Electric, Areva, Gamesa (4,5MW) und Multibrid (5MW) setzen permanenterregte SM mit Getriebe und Vollumrichter ein. Vom Gondelgewicht her gibt es bei den SM-Konzepten im 5MW-Bereich sehr starke Unterschiede. Das beträgt bei Multibrid 302t gegenüber bei

Enercon ca. 500t [Gas]. Siemens Wind Power als derzeit größter Hersteller für Offshore-WKA bevorzugt die Variante 4 mit ASM.

Bei Anlagen mit SM ist für den maschinenseitigen Umrichter sowohl ein Pulswechselrichter als auch eine ungesteuerte 6-Puls-Diodenbrücke (alternativ auch mit Thyristoren und daher abschaltbar) mit Hochsetzsteller möglich.

Einige der Anforderungen aus Netzsicht, siehe Tab. 2.1, die für die drehzahlfesten Anlagen negativ bewertet werden, relativieren sich, geht man nicht von Einzelanlagen aus, sondern von hinreichend großen Windparks. So verringern sich die Auswirkungen der Flickererscheinungen einzelner Anlagen je größer deren Zahl ist. Eine Ausnahme kann ein Windpark mit baugleichen Typen von Anlagen mit ASM bilden. Dort kann es zu einer Synchronisation des Turmschatteneffektes kommen. Werden Schalthandlungen (Zu-, Ab- und Umschaltungen) drehzahlfester Stallanlagen über eine zentrale Windparksteuerung stets nacheinander vorgenommen, so sind am Parkanschlusspunkt die möglichen Überströme der einzelnen Anlagen nur noch wenig oder gar nicht relevant. In einem Windpark von drehzahlfesten Stallanlagen kann man durch gezieltes Abschalten einzelner für sich allein genommen nicht regelbarer Anlagen eine Leistungsreduzierung in grober Abstufung vornehmen.

2.5 Zielstellungen für die Arbeit

Wie bereits dargelegt resultieren veränderte Anforderungen an den Energiewandler bestehend aus Generator und Umrichter für WKA aus ihren Anwendungen in Offshore-Windparks, aus der Forderung nach verstärkter Netzstützfunktion und dem Trend kontinuierlich ansteigender Einzel- und Windparkleistungen. Die Weiterentwicklung wird vor allem durch Verbesserungen im Detail vorhandener Varianten bestimmt und dem Hinterfragen von *State-of-the-Art* Konzepten. Aber auch die Betrachtung von zurzeit unüblichen Varianten ist eine Zukunftsaufgabe. Neue oder verbesserte technische Möglichkeiten und verbunden damit günstigere ökonomische Kennwerte ergeben sich aus der Verfügbarkeit neuer Materialien und Technologien, sowie neuen theoretischen Erkenntnissen zur Steuerung und zum Schutz. Integral gesehen können zukünftig andere, sicher erhöhte Anforderungen an WKA erfüllt werden. Die Technik für den Energiewandler entstammt ursprünglich dem Bereich der elektrischen Industrie- und Bahnantriebe. Im Bereich der Windkraft muss die Einheit Generator-Umrichter im ständigen Netzparallelbetrieb über Jahre hinweg wartungsarm und zuverlässig betrieben werden können.

In Auswertung einer sorgfältigen Analyse des Standes der Technik zum elektrotechnischen Teil moderner WKA haben sich die nachfolgend formulierten Schwerpunkte für die Zielstellung der vorliegenden Arbeit ergeben. Ab Kapitel 5 werde ich mich auf Fragestellungen zur meist genutzten Variante mit der DGASM beschränken.

Beim Anfahren der WKA unter starkem Wind ist die drehzahlbeste Stallanlage gegenüber der drehzahlbesten Pitchanlage im Nachteil, da die Wirkleistung, die ins Netz abgegeben wird, die Nennleistung überschreiten kann. Ebenso können bei dem Anlagentyp mit polumschaltbarer ASM beim Wechsel von der höheren auf die niedrigere Generator Drehzahl elektrische und mechanische Schwingungsvorgänge auftreten. Es werden in Kapitel 3 Lösungen vorgestellt, mit denen diese Nachteile weitgehend vermieden werden können.

Drehzahlvariable Stallanlagen gibt es bisher in der Praxis nicht. Es besteht das Problem, dass die *eingefangene* Windleistung kurzzeitig stark oberhalb der Nennleistung liegen und nicht aktiv begrenzt werden kann und demzufolge die Umrichterleistung entsprechend größer zu wählen wäre. Wie und unter welchen Bedingungen und bei welchem Arbeitspunkt eine solche Betriebsweise denkbar ist und ob es Alternativen zu einer Überdimensionierung des Umrichters gibt, soll in Kapitel 4 behandelt werden.

Der Standardumrichter für die Variante mit DGASM ist der gepulste IGBT-Spannungswechselrichter. Ob es andere sinnvolle Umrichtertopologien für diese Variante gibt und welche Vor- und Nachteile mit ihnen verbunden sind, soll in Kapitel 5 näher beleuchtet werden.

Pulswechselrichter verursachen Stromüberschwingungen mit Pulsfrequenz und ihrer Vielfachen. Ihre Amplituden müssen mit entsprechendem Filteraufwand zum Netz hin begrenzt werden, um Netzurückwirkungen zu vermeiden und vorgegebene Grenzwerte einzuhalten. Die entstehenden Spektren sind abhängig von den verwendeten Modulationsverfahren und den Arbeitspunkten der Wechselrichter. Lassen sich nun bezüglich der Reduzierung der pulsfrequenten Stromüberschwingungen günstigere als die bisher angewendeten Modulationsverfahren finden, d.h. durch Softwaremaßnahmen Einsparungen bei der Filterhardware erreichen? Wie verhält es sich mit dem rotorseitigen Wechselrichter bei der DGASM? Während der netzseitige mit annähernd konstantem Tastverhältnis arbeitet überstreicht der rotorseitige entsprechend der schlupfabhängigen Rotorspannungsamplitude und -frequenz

einen weiten Arbeitsbereich. Diese Fragen sollen anhand ausgewählter modifizierter Unterschwingungsverfahren in Kapitel 6 untersucht werden.

Filterkonfigurationen für die pulsfrequenten Ströme können unterschiedlich gestaltet werden. Welche Konfiguration erweist sich als günstig? In Kapitel 7 soll an einem konkreten Beispiel für die DGASM unter Berücksichtigung der Ergebnisse aus Kapitel 6 die Filterdimensionierung für ausgewählte Konfigurationen vorgenommen werden.

Ausgehend von der Leistungsdrehzahlkennlinie der WKA lässt sich der Betriebsbereich für Spannung und Strom der Wechselrichter und des Generators bei Vernachlässigung von Streu- und Filterinduktivitäten für die DGASM relativ leicht abschätzen (Kapitel 8). Entwurfsgleichungen, die auch Streu- und Filterinduktivitäten berücksichtigen, können möglicherweise helfen, den Umfang nötiger Simulationen zur Bestimmung der Wechselrichtergrenzen zu reduzieren. Mittels solcher Entwurfsgleichungen kann man unter bestimmten Bedingungen auch Verlustabschätzungen in den Halbleitern des Wechselrichters arbeitspunktabhängig vornehmen. Es ergeben sich darüber hinaus weitere Möglichkeiten für interessierende Untersuchungen.

Fehlerfälle im Netz führen zu besonderen Belastungen des Generators und der Leistungselektronik. Beide müssen für diese Belastungen ausgelegt werden. Dabei sind Konfigurationen wünschenswert, die diese besonderen Belastungen möglichst gering und den Mehraufwand für die erforderliche Schutztechnik in Grenzen halten. Diese Schutztechnik ist sinnvollerweise auch für die FRT-Fähigkeit der WKA (evtl. mit geringer Erweiterung) nutzbar. In Kapitel 9 sollen dazu Überlegungen für die Variante mit DGASM angestellt werden.

3 Einschaltverhalten der drehzahlfesten Asynchronmaschine bei Stallregelung

3.1 Problembeschreibung

Wird eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer direkt an das Netz geschaltet, treten Überströme auf, die in etwa dem fünf- bis siebenfachen Nennstrom entsprechen. Bei Erreichen der Synchrohdrehzahl und Aufbau des Magnetisierungsstroms sinkt der Strom dann wieder ab. Beim Anschluss von Windkraftanlagen kann dies für einen gegebenen Netzanschlusspunkt zur Begrenzung der Einspeiseleistung führen. Für jeden Windkraftanlagentyp existiert ein k-Faktor, der dem Verhältnis vom maximal auftretenden Netzscheinstrom zum Nennstrom entspricht. Die Anschlussleistung entspricht dem Produkt aus k-Faktor und Nennleistung (= maximale Scheinleistung). Um einen k-Faktor von 1 oder nahe 1 zu erreichen wird der Einschaltvorgang von drehzahlfesten Anlagen deshalb üblicherweise mit einem Thyristor-Drehstromsteller (DSS) (Abb. 3.1) vorgenommen, der den Netzstrom bis zum Erreichen der vollen Magnetisierung auf seinen Nennwert begrenzt. Dennoch kann es unter bestimmten Bedingungen bei Stallanlagen dazu kommen, dass der Netzstrom anschließend noch einmal über seinen Nennwert ansteigt wie im Folgenden beschrieben wird. Im sich anschließenden Abschnitt soll auf Schwingungsvorgänge eingegangen werden, die bei Umschaltvorgängen polumschaltbarer ASM von der schnellen auf die langsame Generatorstufe vorkommen können, siehe auch [Mru], [Ptz1], [Ptz2].

3.2 Untersuchung des Anlaufverhaltens von Stallanlagen

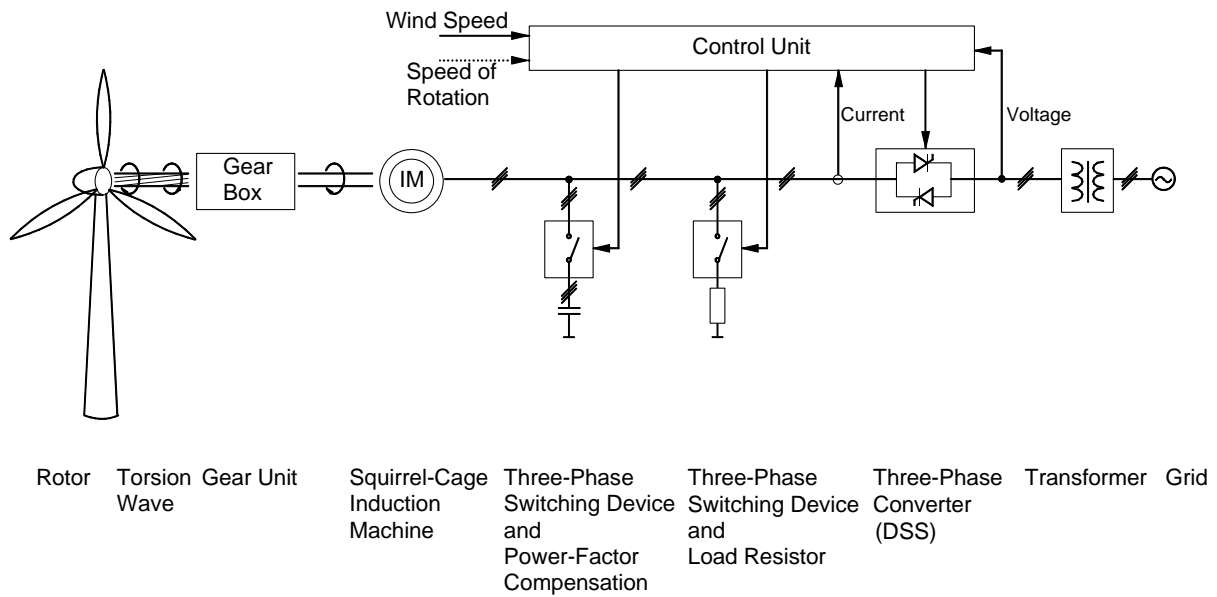


Abb. 3.1 Prinzipschaltbild

Das Konzept zur Begrenzung des Netzstromes während des Anlaufvorganges, von der Fa. Nordex patentiert [Nor], ist in der Abb. 3.1 dargestellt. Der von der Windkraft angetriebene Rotor beschleunigt über ein Getriebe die noch vom Netz getrennte ASM bis zur Einkoppelgeschwindigkeit, ab der der DSS zugeschaltet wird. Die sechs paarweise antiparallel geschalteten Thyristoren des DSS werden mit einer Phasenanschnittsteuerung betrieben. Der Zündwinkel α (auf den Wertebereich $0 \dots 1$ normiert) wird mit einem PI-Regler gebildet, der als Sollwert den maximalen Netzscheinstrom hat, Abb. 3.2.

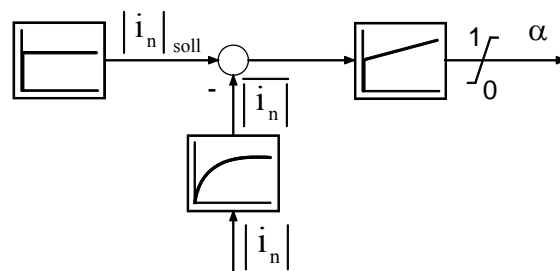


Abb. 3.2 Regelung des Drehstromsteller (DSS)

Sinkt der Netzscheinstrom unter den maximalen Vorgabewert, so geht der PI-Regler in die untere Begrenzung ($\alpha=0$) und die Thyristoren bleiben durchgehend eingeschaltet. Die Leistung, die stallgeregelte WKA dem Wind entnehmen, ist nicht regelbar und auch nur bedingt reduzierbar. Lediglich eine Schräganströmung – *Aus dem Wind drehen* – des

Windrotors kann die maßgebliche Komponente der Windgeschwindigkeit und somit die Leistung reduzieren. Die dabei auftretenden Querkräfte verursachen dann aber nicht gewollte mechanische Beanspruchungen der WKA. Im Normalbetrieb steht die vom Rotor aufgespannte Fläche senkrecht zum Wind.

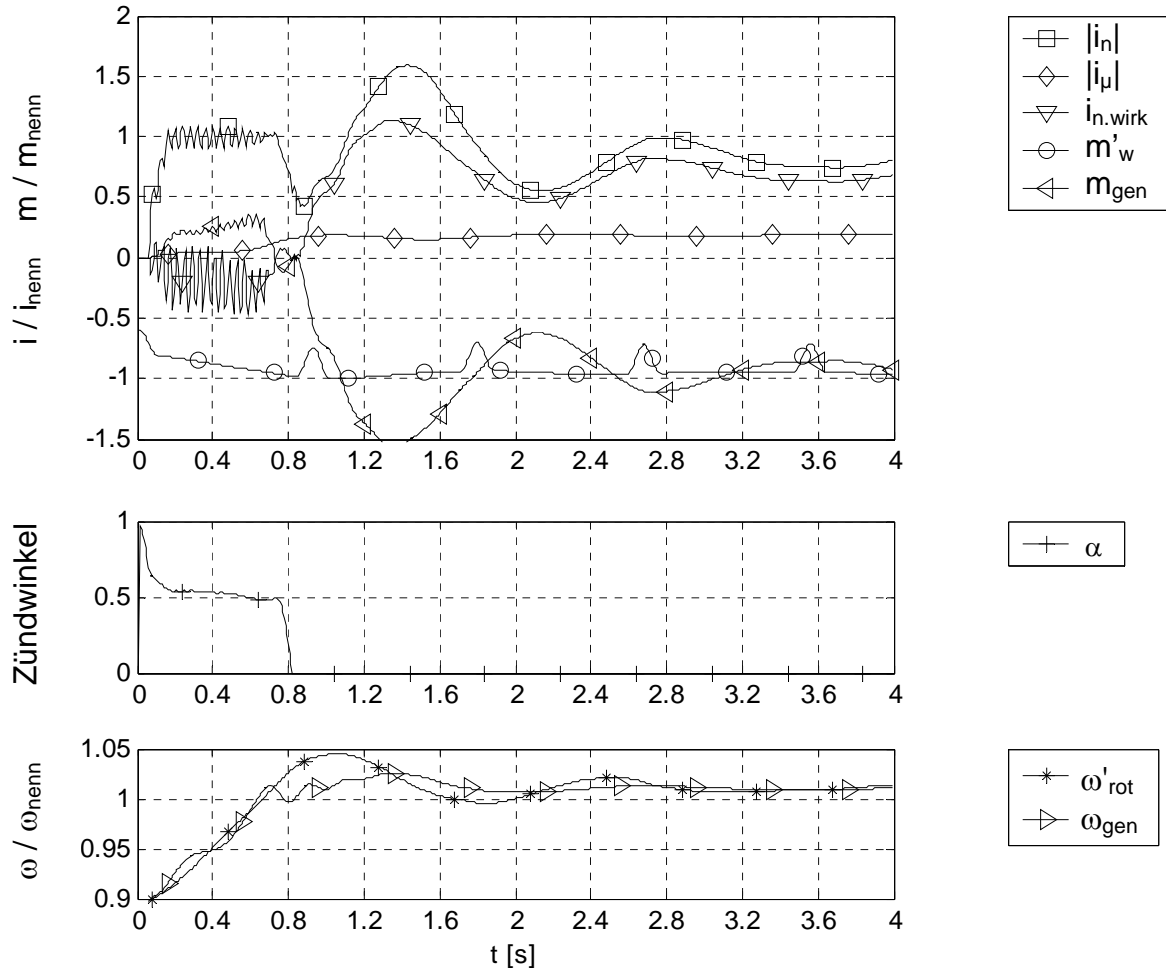


Abb. 3.3 Üblicher Hochlaufvorgang bei einer Windgeschwindigkeit von 15 m/s

Der simulierte Hochlaufvorgang einer Anlage bei einer konstanten Windgeschwindigkeit oberhalb der Nennwindgeschwindigkeit wird in Abb. 3.3 dargestellt. Bei Erreichen von etwa 90% der Nenndrehzahl wird der DSS eingeschaltet und der Netzscheinstrom i_n auf seinen Nennwert geregelt. In Höhe der Nenndrehzahl kann sich der Magnetisierungsstrom i_μ aufbauen, der Scheinstrom geht zurück und der Zündwinkel α des DSS kann zu Null gehen. Die ASM kann ein Moment entwickeln und die Maschine in einen stationären AP übergehen.

Um die strukturmechanischen Belastungen, die vom Windrotor auf das Getriebe bzw. die gesamte WKA einwirken, zu vermindern, ist in WKA zwischen Generator und Windrotor auf

der langsam laufenden Welle des Getriebes eine Torsionswelle angebracht. Diese schwingungsfähige Struktur wurde durch ein Zweimassenmodell mit den beiden Massenträgheitsmomenten von Generator J_{gen} und Rotor J'_{rot} und der Federsteifigkeit C'_{tw} und Dämpfung D'_{tw} der Torsionswelle in der Simulation berücksichtigt, siehe Abb. 3.4. Im eingeschwungenen Zustand sind die auf die gleiche Übersetzungsseite des Getriebes bezogenen Drehzahlen von Rotor und Generator gleich der Netzfrequenz respektive zuzüglich des Schlupfes.

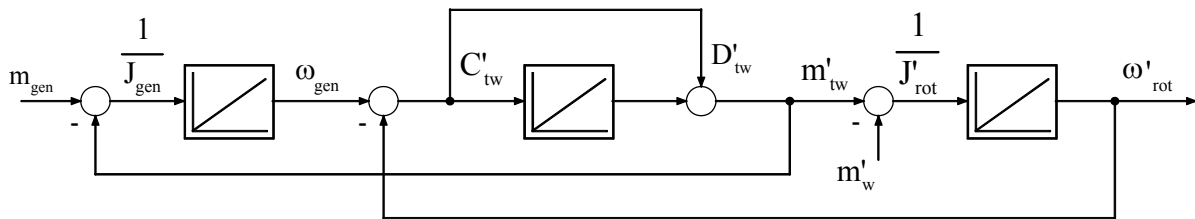


Abb. 3.4 Ersatzschaltbild des Triebstranges mit Torsionswelle

Während des Einschwingvorganges kann es jedoch bei höheren Windgeschwindigkeiten zu Abweichungen um einige Prozente zwischen der Drehzahl der Generatorwelle und des Windrotors, bezogen auf die gleiche Übersetzungsseite des Getriebes, kommen, siehe Abb. 3.3. Infolgedessen überschreiten das Moment des Generators und somit auch der Scheinstrom in einem abklingenden Schwingungsvorgang bis zum Erreichen des stationären Zustandes ihre Nennwerte. Auf den Einsatz des DSS muss nun jedoch verzichtet werden, da sonst das nötige Moment nicht mehr entwickelt werden kann, der Magnetisierungsstrom sich wieder abbaut, eine Reduktion des Kippmomentes folgt und die Maschine kippt, über ihre Nenndrehzahl hinausgeht bzw. *überdreht*.

Eine Variante, um dennoch sicherzustellen, dass der Netzstrom unterhalb des Nennwertes bleibt, besteht darin, Lastwiderstände parallel zur ASM zu schalten. Sie werden eingeschaltet, wenn der Zündwinkel des DSS zu Null geht oder ein bestimmter Grenzwert unterschritten wird, siehe Abb. 3.1 und Abb. 3.5. Die Einschaltdauer beträgt eine Halbe bis eine Periodendauer des oben beschriebenen Einschwingvorganges. Bei höheren Windgeschwindigkeiten kann es notwendig werden, die Einschaltdauer um eine Periode zu verlängern. Unter der Annahme, dass die Generatordrehzahl bei Erreichen ihres Nennwertes konstant gehalten wird, ergibt sich die Schwingfrequenz in Abhängigkeit des Massenträgheitsmomentes des Windrotors J'_{rot} und der Federsteifigkeit der Torsionswelle C'_{tw} näherungsweise zu:

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{C'_{\text{tw}}}{J'_{\text{rot}}}} \quad (3.1)$$

In dieser Simulation werden die Parallelwiderstände in 3 Stufen bei $t=1$ s ein- und bei $t=2$ s ausgeschaltet. Wie am Verlauf des Wirkanteiles im Netzstrom $i_{\text{n.wirk}}$ zu erkennen, werden die Parallelwiderstände gestaffelt innerhalb von 100ms zugeschaltet. Die Kapazitäten zur Blindleistungskompensation der ASM werden zusammen mit den Widerständen eingeschaltet.

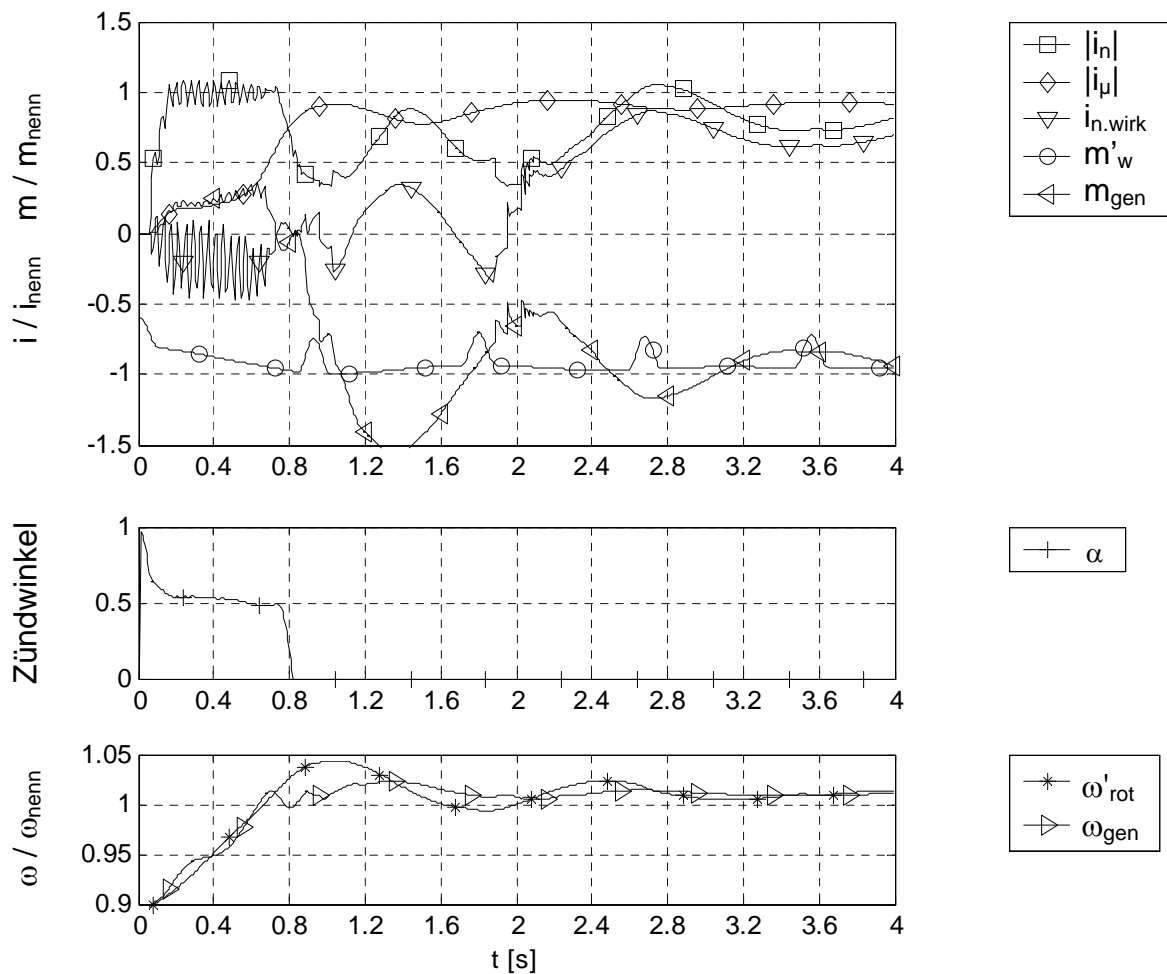


Abb. 3.5 Hochlaufvorgang mit parallelen Lastwiderständen

3.3 Aktive Schwingungsdämpfung

Viele drehzahlfeste Windkraftanlagen sind mit einer zweiten Generatorstufe für den Schwachwindbereich ausgestattet. Diese Generatorstufe hat dementsprechend eine kleinere Nennleistung und wird mit einer höheren Polpaarzahl ausgelegt. So drehen die Flügel den geringeren Windgeschwindigkeiten angepasst langsamer und der aerodynamische Wirkungsgrad des Rotors ist gegenüber der schnell laufenden Generatorstufe erhöht. Beim Umschalten

von der großen auf die kleine Generatorstufe wird die Asynchronmaschine auf die nun neue Nenndrehzahl hin abgebremst. Bei Pitchanlagen kann das Abbremsen durch die Flügelverstellung geschehen. Bei Stallanlagen wird das Bremsmoment mit dem Generator erzeugt. Das natürliche Verhalten der ASM führt aber im übersynchronen Betrieb im Bereich des positiven Gradienten oberhalb des Kippmomentes der Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinie zu Schwingungen. Jede Anregung des elektromechanischen Systems wird im Sinne einer Mitkopplung verstärkt. Das Umschalten der zweiten Generatorstufe wird wieder mittels des DSS realisiert, der den Netzstrom i_n auf einen festgelegten maximalen Wert begrenzt (ähnlich dem Anlaufvorgang). Die Schwingungen dieses Übergangs von der großen auf die kleine Generatorstufe sind in Abb. 3.6 deutlich zu sehen. Sie halten bis kurz vor Erreichen der Nenndrehzahl an.

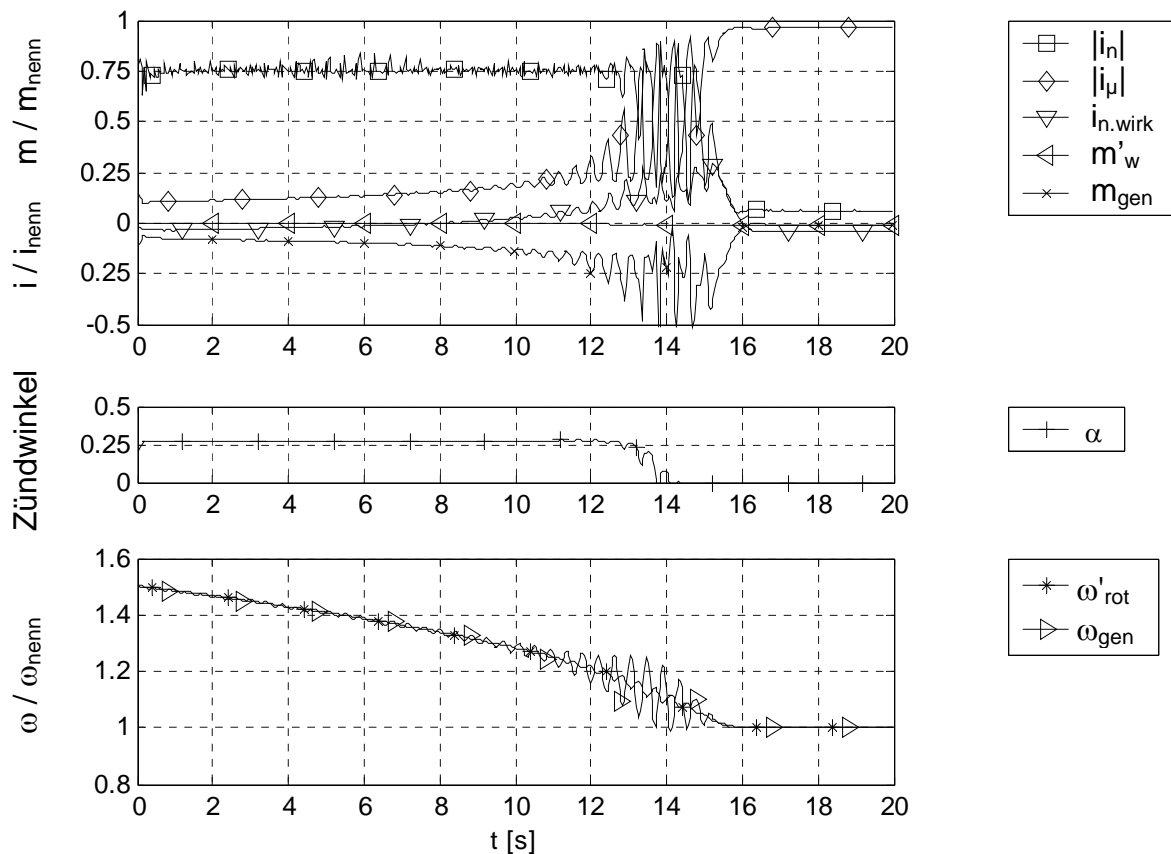


Abb. 3.6 Ungedämpfter Abbremsvorgang auf die 2. Generatorstufe

Aufgrund der geringen Windgeschwindigkeit bei diesem Vorgang ($v_w = 3$ m/s in der Simulation) ist die Maschine im unteren Teillastbereich nahe dem lastlosen Zustand, d. h. dass das Moment, was vom Wind an den Flügeln ansetzt, recht gering ist. Nur wenn das Moment, das die Maschine entwickelt, größer ist als das des Windes, kann sie abgebremst werden.

Anderenfalls muss der Rotor über mechanische Bremsen auf die niedrigere Drehzahl gebracht werden.

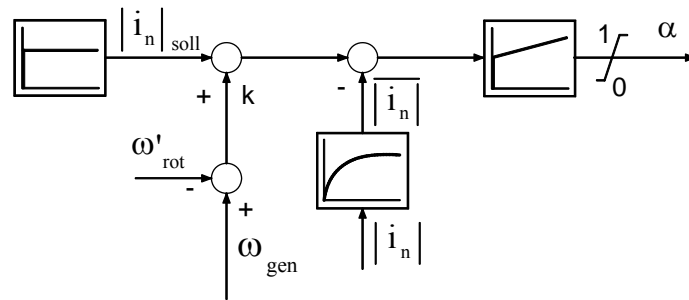


Abb. 3.7 Regelung des DSS mit Stellsignal zur Dämpfung von Drehzahlsschwingungen

Zur Bedämpfung der Schwingungen kann während der Regelphase des Netzstromes i_n dem Netzstromsollwert ein Stellsignal aufgeschaltet werden. Es ist proportional zur Drehzahldifferenz zwischen der Generator- (ω_{gen}) und der bezogenen Windrotordrehzahl (ω'_{rot}), siehe Abb. 3.7. Um dieses Verfahren nutzen zu können, ist eine Erfassung beider Drehzahlen mit einer ausreichenden Genauigkeit notwendig. Die mittels dieses Stellsignals sich ergebenden gedämpften Kurvenverläufe sind in Abb. 3.8 dargestellt.

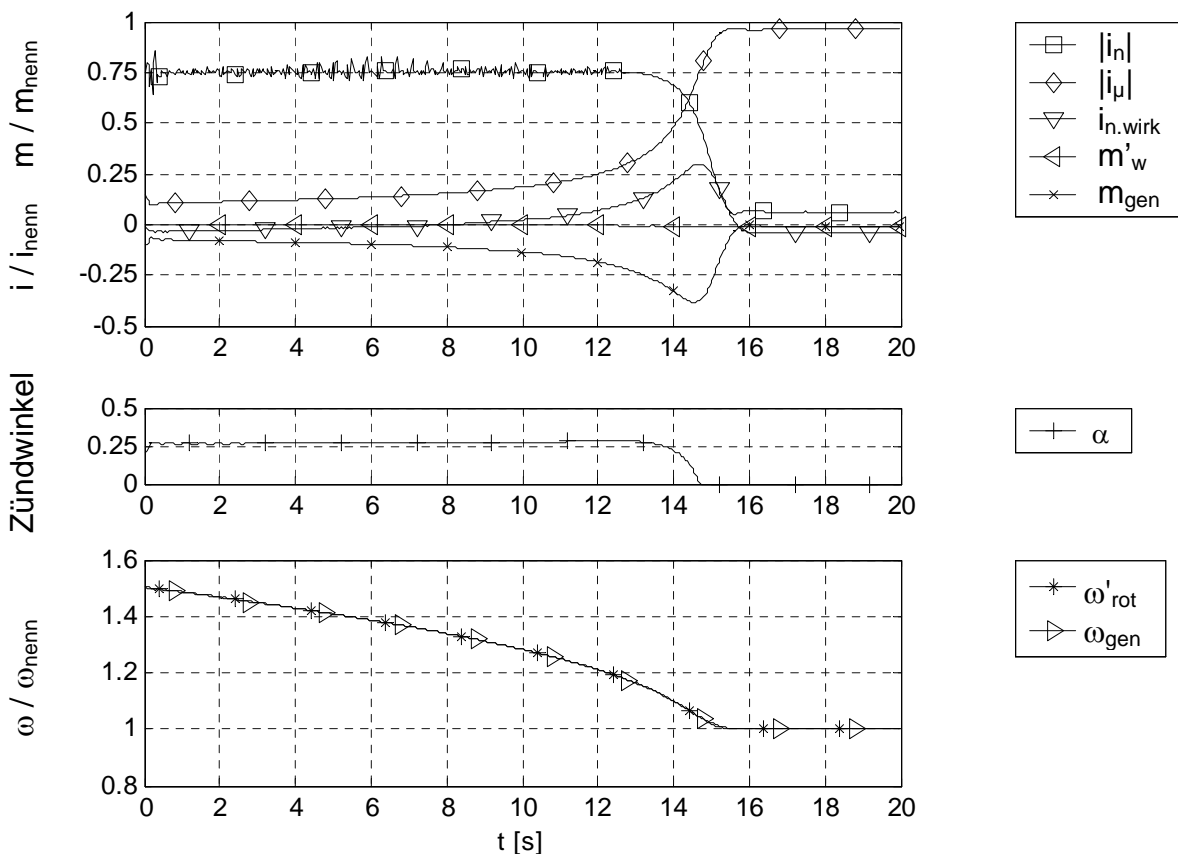
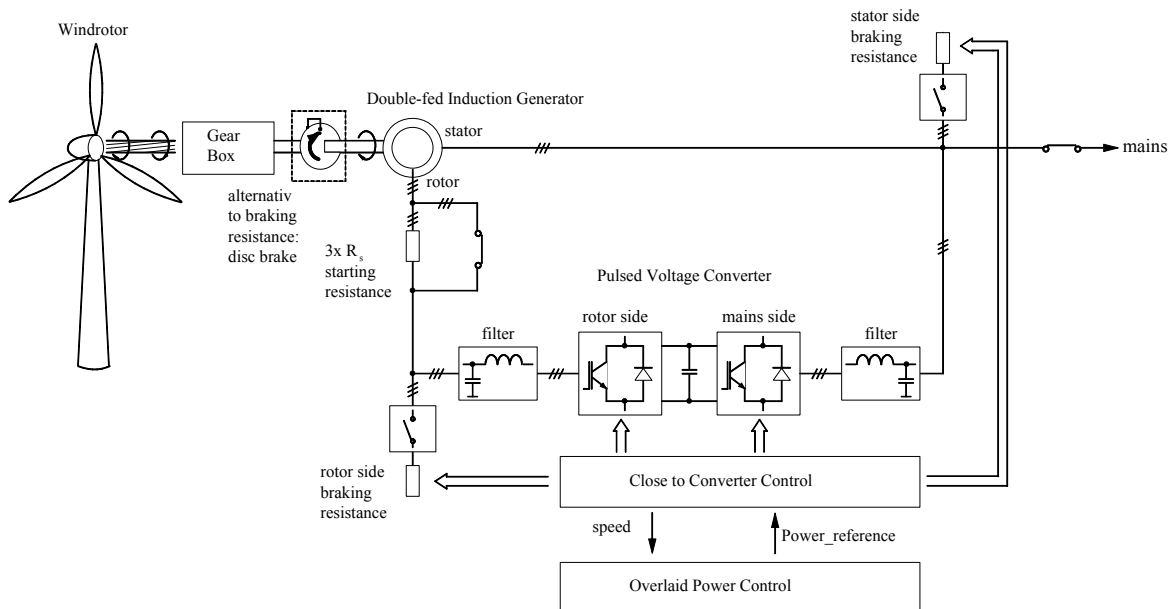


Abb. 3.8 Abbremsvorgang der 2. Generatorstufe mit aktiver Dämpfung

4 Drehzahlvariable Stallanlage

4.1 Konzept

Drehzahlvariable Anlagen sind zur sicheren Reduzierung der vom Wind an die WKA abgegebenen Leistung ausschließlich als Pitchanlagen ausgeführt, siehe Kapitel 2.4.1. Sie benötigen im Gegensatz zu Stallanlagen jedoch zusätzliche Antriebe für die Flügelverstellung. Sollen drehzahlvariable Anlagen mit Stallflügeln betrieben werden, muss entweder der Umrichter stark überdimensioniert werden oder aber es muss mindestens kurzzeitig möglich sein, Leistung über eine zusätzliche Last abzuführen, um eine Regelbarkeit der WKA zu gewährleisten. Wie eine solche Anlage im Prinzip betrieben werden kann, soll im Folgenden gezeigt werden.



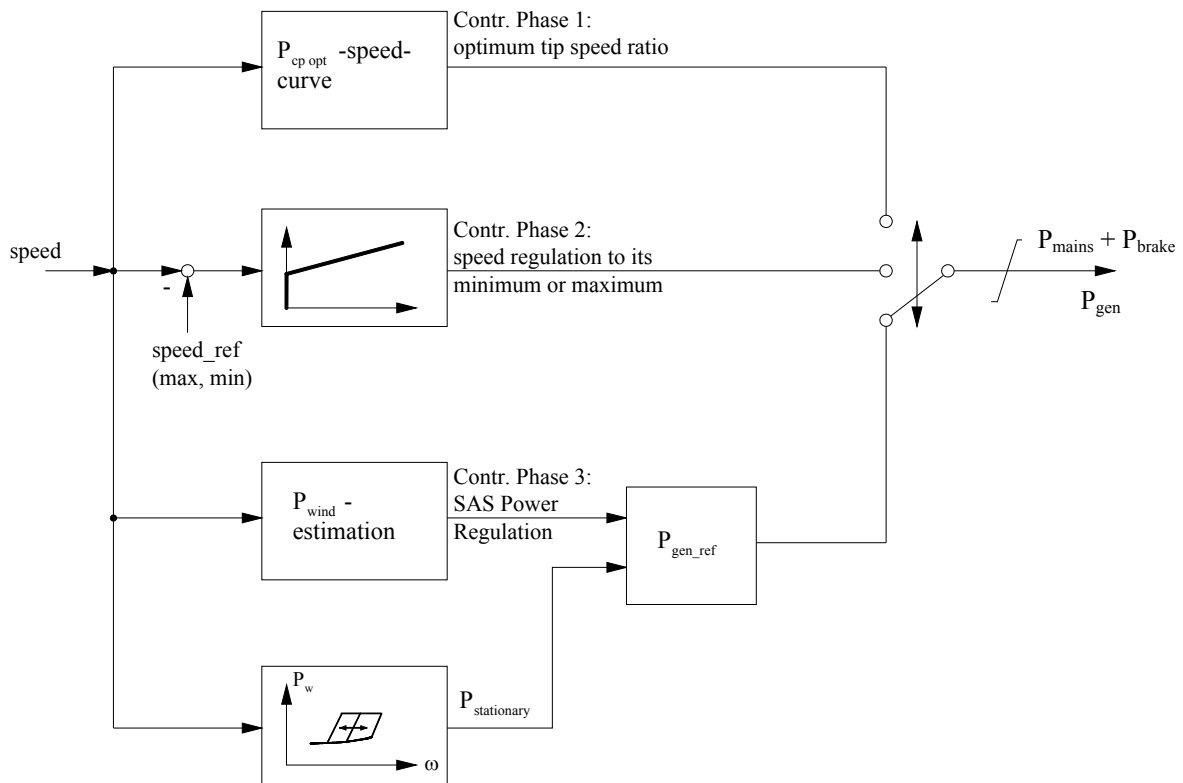
Double-fed Induction generator with PWM Converter

Abb. 4.1 Drehzahlvariable WKA mit zusätzlicher Last für Stallbetrieb

In Abb. 4.1 ist eine Variante für eine DGASM mit zusätzlicher Last dargestellt. Auf der Rotorseite der ASM sind zusätzliche Bremswiderstände vorgesehen, die die abführbare Leistung des Rotors vergrößern. Soll die Netzleistung auf die Nennleistung begrenzt bleiben, sind auch auf der Statorseite Bremswiderstände vorzusehen. Alternativ wäre auch der Einsatz einer Scheibenbremse oder einer anderen geeigneten Bremse auf der mechanischen Welle bzw. die Nutzung und Modifizierung der aus Sicherheitsgründen vorhandenen Feststellbremse denkbar. Eine ähnliche Konfiguration kommt ggf. auch für Maschinen mit Voll-

umrichter in Betracht. Die zusätzlichen Widerstände und die Bremse sind sowohl für die Leistung als auch die Energie, die sie vorübergehend aufnehmen müssen, auszulegen.

4.2 Überlagerte Leistungsregelung



Block diagram of the power control

Abb. 4.2 Leistungsregelung einer stallgeregelten drehzahlvariablen WKA

Die überlagerte Leistungsregelung einer stallgeregelten drehzahlvariablen WKA kann in drei unterschiedliche Phasen eingeteilt werden, siehe Abb. 4.2. In der Phase 1 wird die Generatorleistung drehzahlabhängig entsprechend der Leistungs-Drehzahlkennlinie ($P_{w, opt} = f(\omega')$) für den optimalen Leistungsbeiwert $c_{p, opt}$ eingestellt, siehe Abb. 4.3 – dort für Windgeschwindigkeiten v_w zwischen ca. 6 und 9 m/s. An den Drehzahlgrenzen wird eine Drehzahlregelung wirksam (Phase 2). Der Drehzahlregler kann als ein Proportional-Regler ausgelegt werden, so dass sich eine Kennlinie mit entsprechendem Gradienten ergibt, siehe blaue Kurve in Abb. 4.3. Je geringer der Gradient der Kennlinie gewählt wird, desto gleichmäßiger ist die von der WKA in das Netz eingespeiste Leistung. Bei einem zu großen Gradienten nähert sich das Verhalten der WKA in dieser Phase dem einer drehzahlfesten Anlage an, was der ursprünglichen Intention einer drehzahlvariablen WKA entgegensteht.

Der kritische Teil der Leistungsregelung wird durch die Phase 3 repräsentiert. Wird die Windleistung bzw. deren Mittelwert größer als die Nennleistung der WKA, für die i. a. auch die Leistungselektronik ausgelegt ist, muss die WKA unter Einsatz der zusätzlichen Widerstände geregelt werden. Wäre dies nicht möglich, würde die Differenz aus Windleistung und Generatorleistung den Windrotor beschleunigen. Damit verbunden ist bei gleichbleibender Windgeschwindigkeit eine weitere Zunahme der Windleistung, da sich auch der Rotorleistungsbeiwert c_p vergrößert (siehe $c_p(\lambda)$ -Kennlinie, linker Ast der roten Kurve Abb. 4.4). Dies würde oberhalb einer bestimmten Grenzdrehzahl zur Abschaltung des Umrichters und dann zur Notbremsung der Anlage führen.

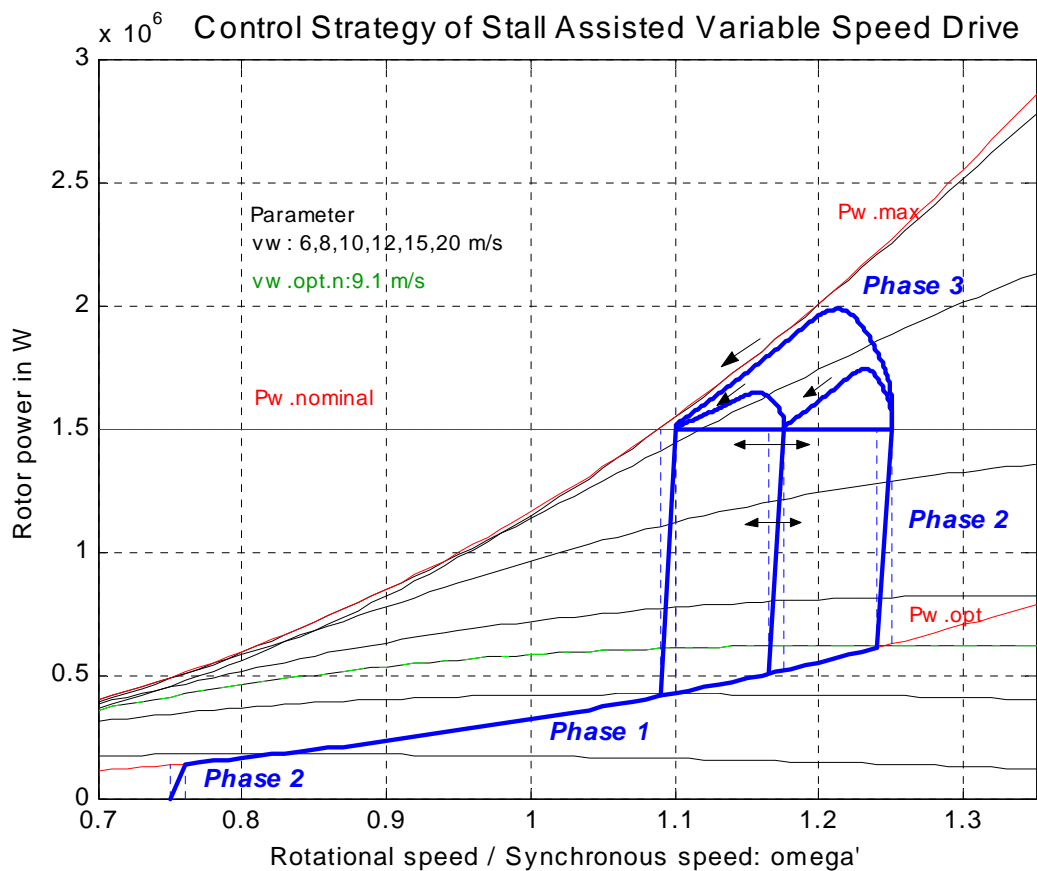


Abb. 4.3 Regelstrategie für eine drehzahlvariable Stallanlage: zu regelnde Leistung der WKA im Leistungskennlinienfeld

Die von der WKA abzunehmende Rotorleistung ist im Leistungskennlinienfeld in Abb. 4.3 als blaue Kurve zu erkennen. Die schwarzen Kurven stellen die Windleistung am Windrotor in Abhängigkeit von dessen bezogener Geschwindigkeit $\omega' = \left(\frac{\omega_r}{\omega_{syn}} \right)$ und als Parameter der

Windgeschwindigkeit v_w dar. Die Kurve mit dem optimalen Leistungsbeiwert $P_{w,opt}$ verbindet

die Maxima der Windleistungskurvenschar. Die je Drehzahl auftretende maximale Windleistung ist mit $P_{w,max}$ eingezeichnet. Oberhalb der Nennleistung P_{nenn} ($=P_{nominal}$) sind die Leistungen dann von der Zusatzlast aufzunehmen. Der Drehzahlbereich ist hier mit $\pm 0,25 \omega_{syn}$ ($\omega' = 0,75 \dots 1,25$) angenommen.

Es gibt prinzipiell zwei Möglichkeiten zur Auslegung der ohmschen Zusatzlast und/oder mechanischen Bremse (Dump load):

Variante a: die Leistung, für die sie ausgelegt ist, kann sie dauerhaft aufnehmen. Dann wäre sie so festzusetzen, dass sie plus der Nennleistung etwas größer als die bei maximaler Drehzahl auftretende maximale Windleistung $P_{w,max}(\omega' = 1,25)$ ist. Die einzuspeisende Netzleistung wäre dann konstant und entspräche der Nennleistung. Mit der Zusatzlast wird die Drehzahl geregelt. Besteht die Zusatzlast z.B. aus Widerständen, die zwischen Generator und Netz angeordnet sind, ist zu beachten, dass auch der Generator für die erhöhte Leistung ausgelegt wird (Kühlung!).

Variante b: die Leistung, die sie dauerhaft aufnehmen bzw. wieder abgeben kann, ist kleiner als die Differenz aus maximaler Windleistung (bei maximaler Drehzahl) $P_{w,max}(\omega' = 1,25)$ und Nennleistung. In diesem Fall ist die Momentanleistung der Zusatzlast weit größer als die Differenz aus maximaler Windleistung und Nennleistung auszulegen, so dass der Windrotor gleichzeitig auch noch auf eine niedrigere Drehzahl abgebremst werden kann. Die dabei aufzunehmende Energie:

$$W_{Zusatzlast} = \int (P_w - P_{nenn}) dt + \frac{1}{2} J_{rot} (\omega_{rot,max}^2 - \omega_{rot,end}^2) \quad (4.1)$$

beinhaltet auch die Rotationsenergie des Windrotors, die beim Abbremsen frei wird. Als Enddrehzahl ω_{end} ist die Drehzahl festzusetzen, bei der die Nennleistung $P_{w,nenn}$ gleich der maximalen Windleistung $P_{w,max}$ ist, in diesem Beispiel für ω'_{end} bei knapp 1,1. Je höher die zur Verfügung stehende Leistung der Zusatzlast ist, desto schneller wird die Enddrehzahl ω_{end} erreicht und desto kleiner ist die aufzunehmende Energie der Zusatzlast $W_{Zusatzlast}$.

Alternativ als Kombination von *Variante a* mit *Variante b* wäre ω_{end} die Drehzahl, bei der die maximale Windenergie $P_{w,max}$ gleich der Summe aus Nennleistung und Dauerleistung der Zusatzlast (nun kleiner als bei *Variante a*) ist. Dies bzw. die *Variante b* ist in obiger Regelstrategie in Abb. 4.3 zu Grunde gelegt.

4.3 Simulation der überlagerten Regelung

Für eine simulative Untersuchung soll von einem verlust- und schwingungsfreien System ausgegangen werden. Es sollen lediglich die Vorgänge innerhalb der Wind-Kennlinienfelder nachgebildet werden. Für die Zusatzlast soll ihre Realisierung unerheblich sein. Sie soll aber stetig einstellbar sein.

Der Referenzwert für die Regelung der Zusatzlast wird wie folgt berechnet:

$$P_{\text{Zusatzlast_soll}} = 4(P_w - P_{\text{nenn}}) \quad (4.2)$$

Je höher der Faktor gewählt wird, desto schneller kann die Anlage abgebremst werden, vorausgesetzt die Zusatzlast ist für diese Leistung ausgelegt.

Dazu ist es nötig, die anliegende Windkraft am Rotor zu berechnen:

$$P_w = P_{\text{nenn}} + P_{\text{Zusatzlast}} + \frac{d}{dt} W_{\text{rot}} \quad (4.3)$$

$$\text{mit } \frac{d}{dt} W_{\text{rot}}(t) = J_{\text{rot}} \cdot \omega_{\text{rot}}(t) \cdot \frac{d}{dt} \omega_{\text{rot}}(t) \quad (4.4)$$

Als Ausgangspunkt der Simulation wird angenommen, dass sich die WKA in einem Nennarbeitspunkt befindet: maximale Drehzahl, Windleistung gleich Netzeinspeiseleistung gleich Nennleistung. Der Worst Case ist dann gegeben, wenn in diesem Arbeitspunkt eine starke Windbö wie folgt auftritt. Es wird ein maximaler Anstieg der Windgeschwindigkeit von 5 m/s je Sekunde angenommen. Bei Erreichen der maximalen Windleistung $P_{w,\text{max}}$ stellt sich die Windgeschwindigkeit so ein, dass sie proportional zur Drehzahl bleibt. Auf diese Weise bleibt die Windleistung auf der Kurve von $P_{w,\text{max}}$. Zur maximalen Windleistung $P_{w,\text{max}}$ zugehörig ist der konstante Rotorleistungsbeiwert $c_p = c_{p,\text{Pmax}}$, siehe Abb. 4.4 bis Abb. 4.8. Dieser liegt auf einem Punkt der Kennlinie $c_p(\lambda)$ mit dem Anstieg einer kubischen Funktion x^3 , so dass der Term $v_w^3 \cdot c_p(\lambda(v_w))$ aus Gl. (1.1) bei gegebener Drehzahl ω (lokal) maximal ist. Das entspricht jeweils dem lokalen Maximum der Rotorleistung in Abb. 4.8, verbunden durch $P_{w,\text{max}}$.

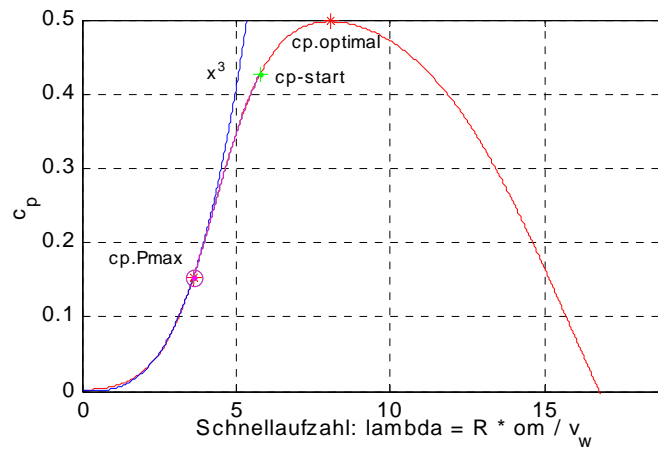


Abb. 4.4 Rotorleistungsbeiwert

Der Vorgang (bzw. hier die Simulation) kann als abgeschlossen betrachtet werden, wenn die Drehzahl erreicht ist, bei der die maximale Windleistung gleich der Anlagennennleistung ist (entspricht der *Variante b*). Für die hier gewählten Randbedingungen, u. a. einer Zusatzlast von $2/3$ der Nennleistung, dauert dieser Vorgang bis etwa 5 s. Dieser Arbeitspunkt soll als ein *Sicherer Arbeitspunkt* definiert werden, bei dem man also theoretisch ohne die Nutzung der Zusatzlast auskommen sollte. Die in den Leistungs-Kennlinienfeldern der WKA von Abb. 4.7 und Abb. 4.8 eingetragenen Trajektorien beginnen bei dem Sternsymbol * und enden bei dem Kreissymbol o.

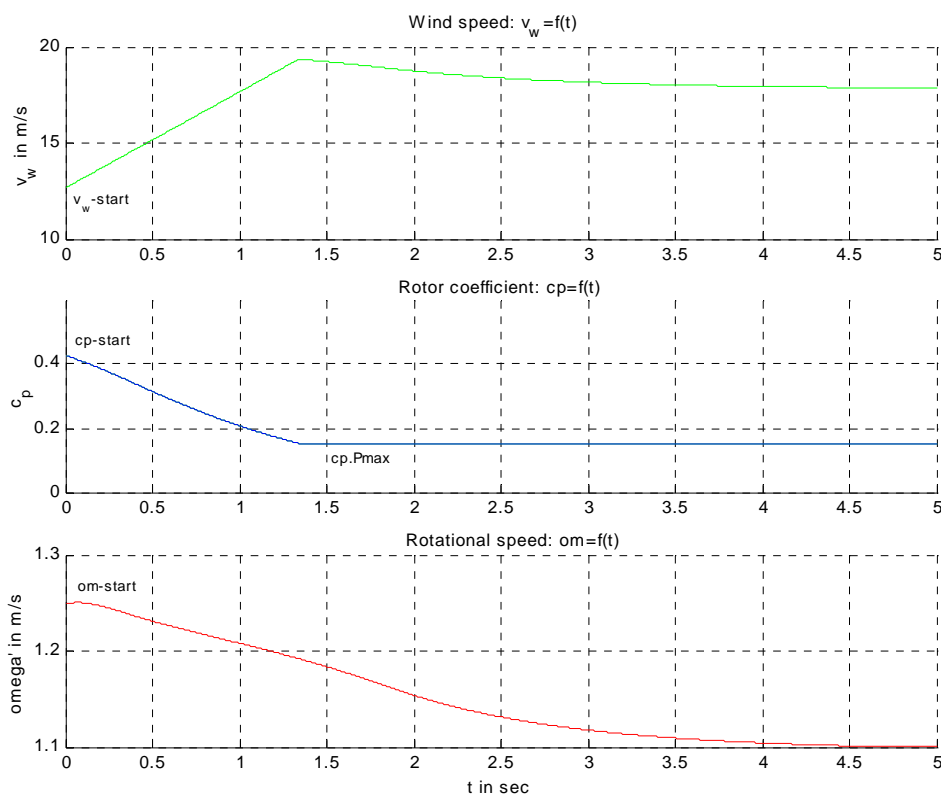


Abb. 4.5 Windgeschwindigkeit, Rotorleistungsbeiwert und Drehzahl bei starker Bö (Worst Case)

Die während dieses Vorganges von der Zusatzlast aufzunehmende Energie ist aus Abb. 4.6 (unten) ersichtlich. Der größte Anteil der Energie der Zusatzlast stammt aus der im Rotor gespeicherten kinetischen Energie, die bei der Drehzahlverringering frei gesetzt wird, etwa 2MWs. Bei anderen Randbedingungen kann der Anteil aufzunehmender *Überschussenergie*, der direkt aus dem über die Nennleistung hinausgehenden Windleistungsanteil stammt, aber weitaus höher sein, z. B. bei höherer Anfangsdrehzahl oder geringerer Leistung der Zusatzlast (entspricht einem verlangsamten Abbremsen).

Bei Erreichen des Endarbeitspunktes greift dann wieder die Drehzahlregelung (steile P-n-Kennlinie). Diese Kennlinie bzw. der Drehzahl Sollwert kann dann allmählich wieder zu höheren Drehzahlen hin verschoben werden, sobald die Zusatzlast nach einer Abkühlphase wieder genügend Energie aufnehmen kann, um bei einer weiteren Worst-Case-Bö den *Sicheren Arbeitspunkt* zu erreichen.

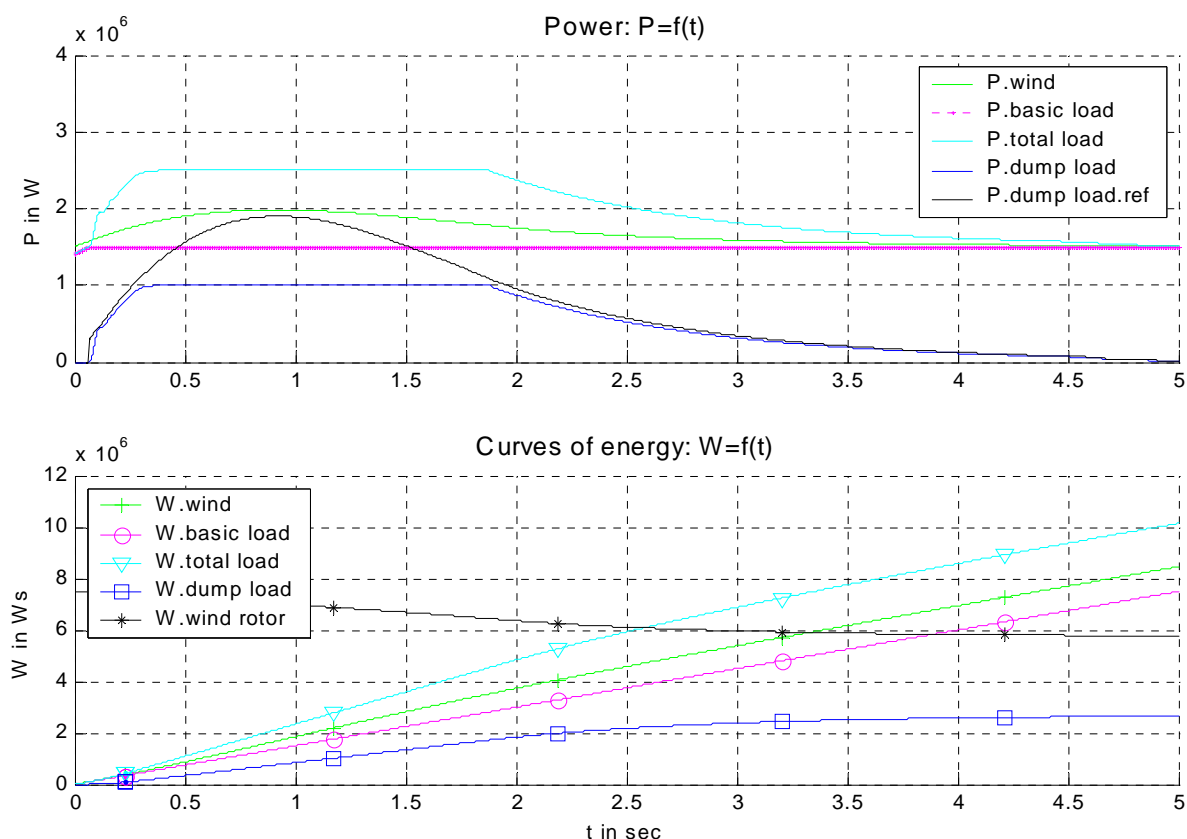


Abb. 4.6 Leistungen und Energien beim Worst-Case-Szenario

4.4 Anmerkungen

Kritisch ist bei dieser Simulation darauf hinzuweisen, dass für diese Rechnung ein stationärer Rotorleistungsbeiwert verwendet wurde (Abb. 4.4 und Abb. 4.5). Dynamisch kann er jedoch

einen höheren Wert annehmen, da wie oben beschrieben der Strömungsabrisse nicht abrupt erfolgt. Das ist auch ganz allgemein bei drehzahlfesten Stallanlagen zu beobachten. Dort können die auftretenden Momentanleistungen kurzfristig weit über die Nennleistung hinausgehen. So ist davon auszugehen, dass bei der Auslegung der Zusatzlast eine höhere Leistung und aufzunehmende Energie anzusetzen ist. Auch ist der hier genutzte *Sichere Arbeitspunkt* dann möglicherweise neu zu definieren.

Genauere Untersuchungen diesbezüglich und der genauen Verfahrensweise zur Regelung der drehzahlvariablen Anlage im Nennleistungsbereich wurden nicht vorgenommen. Für die Zielstellung der Arbeit reicht es aus, einen groben Richtwert zu erhalten, welche Energien bei einer drehzahlvariablen Stallanlage umgesetzt werden und wie die Regelung vom Prinzip her erfolgen kann.

Weiterhin ist es denkbar, dass man sich im Kennliniefeld (Abb. 4.3) soweit links aufhält ($\omega'_{\max} = \omega'_{\text{end}} = 1,1$), dass die maximale stationäre Windleistung stets unterhalb der Nennleistung bleibt. Das kommt für den Leistungsbereich mit $\omega' = \omega'_{\text{end}}$ der Variante einer drehzahlfesten ASM mit Stallregelung und einstellbarem Schlupf nahe (Drehzahlregelung mit einstellbarer Kennlinie: blaue Kurve der Phase 2). Im unteren Drehzahlbereich kann mit optimalen Rotorleistungsbeiwerten gefahren werden. Die Zusatzlast ist nur noch für die Differenz aus dynamischer Überhöhung der Windkraftleistung und ihrem stationären Wert auszulegen. Interessant ist diesbezüglich auch die kurzzeitige Überlastbarkeit von Umrichter-konzepten für die DGASM (siehe auch Kapitel 9 *Schutzkonzept*). Die FRT-Fähigkeit wäre wie bei drehzahlfesten Stallanlagen jedoch schwieriger zu lösen.

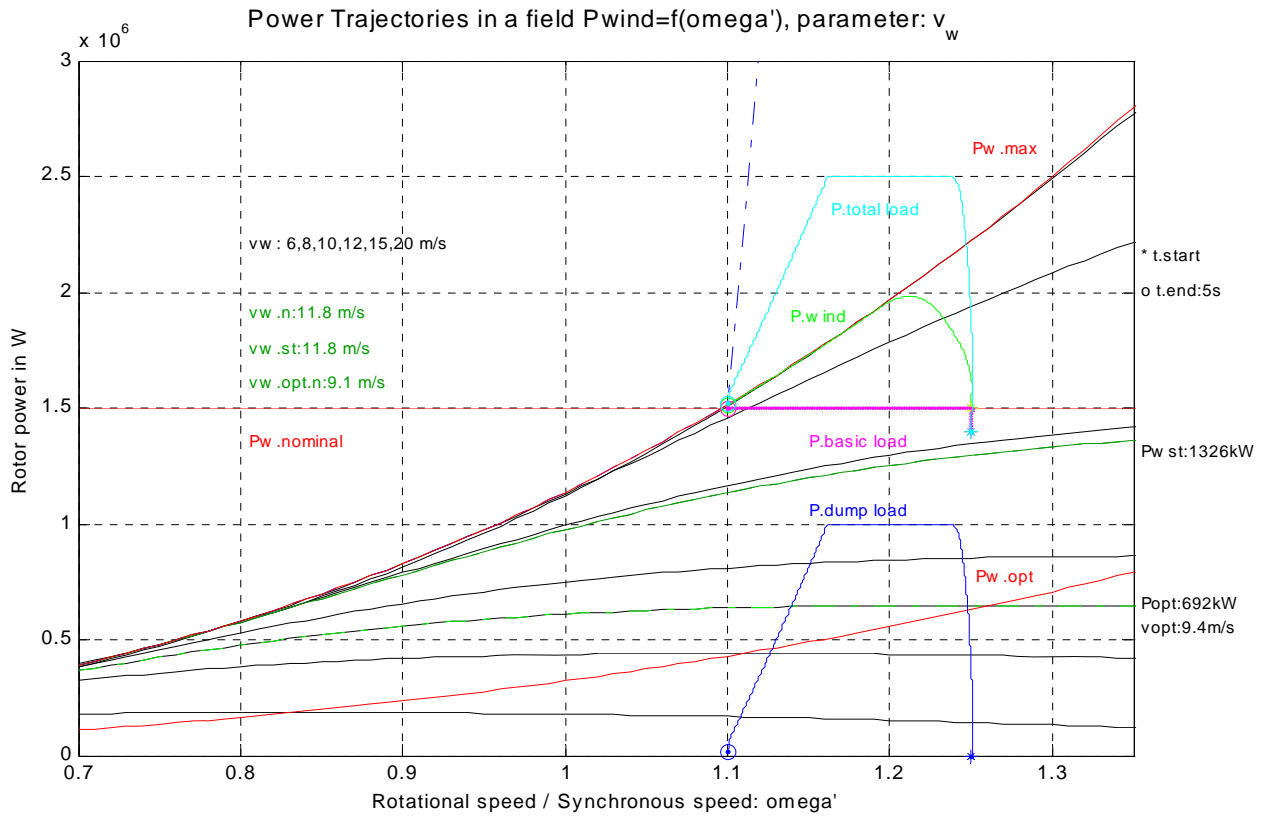


Abb. 4.7 Leistungsspuren (Trajektorien) im Leistungs-Drehzahl-Kennlinienfeld der WKA bei einer starken Bö

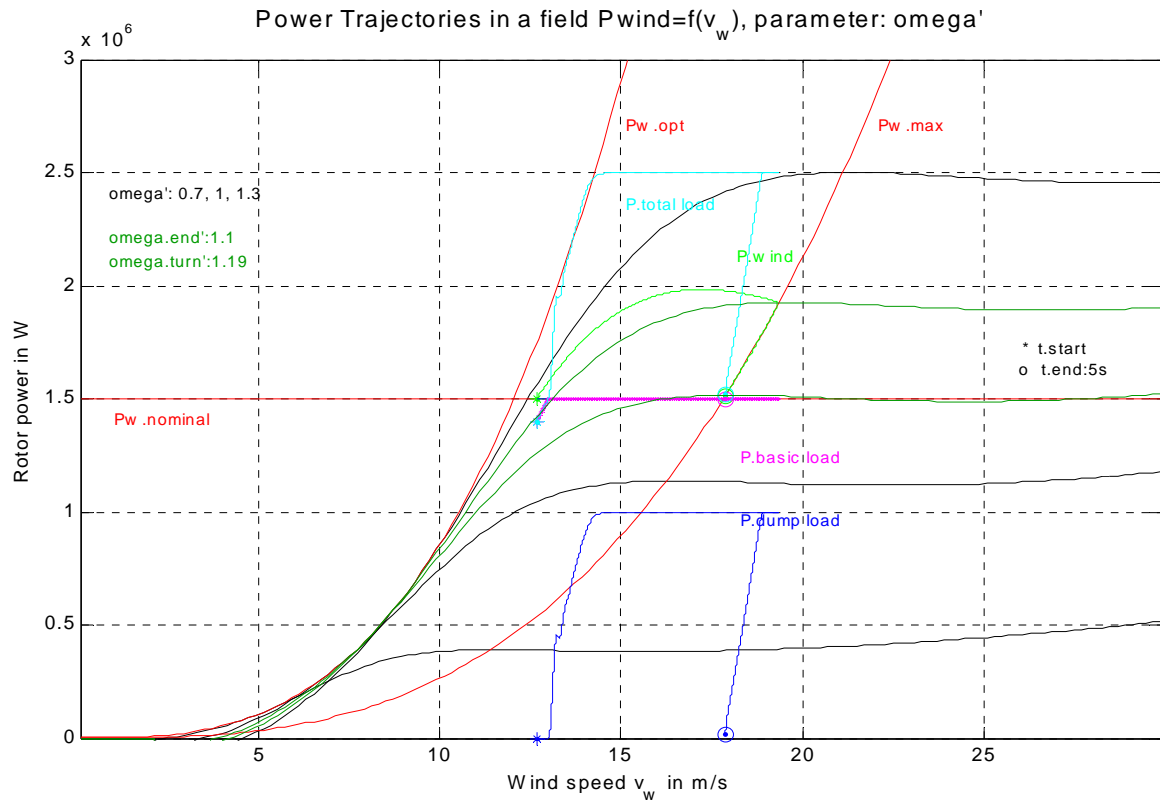


Abb. 4.8 Leistungsspuren im Leistungs-Windgeschwindigkeits-Kennlinienfeld der WKA bei einer starken Bö

5 Topologien für rotorseitige Umrichter

Die typischen Umrichter in der Praxis für die Variante mit DGASM und auch für die Variante mit Vollumrichter für die kurzgeschlossene ASM sind Pulsspannungswechselrichter mit IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Bei der SM wird maschinenseitig auch eine Sechspulsbrücke mit Thyristoren und einem Hochsetzsteller zum Spannungszwischenkreis hin eingesetzt (Enercon). Auf mögliche Alternativen und deren Bewertung für die Anwendung an der DGASM soll im folgenden Kapitel eingegangen werden. Bei den Größenordnungen der Leistung gegenwärtiger WKA wird die erforderliche Umrichterleistung zumeist auf mehrere Einheiten aufgeteilt. Das gilt noch verstärkt bei den WKA mit Vollumrichter. Für die sich hieraus ergebenden Möglichkeiten der Serien- und Parallelkaskadierung mit versetzter Pulsung (Pulsfrequenzvervielfachung) und der daraus folgenden Einsparung von Filterelementen wird auf die Literatur verwiesen werden [Del]. Weitere Schaltungszusammenstellungen sind u. a. in [Risø], [Sin] zu finden.

5.1 Vergleich von gepulstem Spannungswechselrichter mit gepulstem Stromwechselrichter

Da im Folgenden vor allem sowohl gepulste Spannungs- als auch Stromwechselrichter als Topologien in Frage kommen, soll ein prinzipieller Vergleich zwischen beiden vorangestellt werden, zumeist ohne Berücksichtigung von Regelreserven, Kommutierungsvorgängen, Spannungsabfällen an Filterinduktivitäten usw.

Während der Spannungswechselrichter von der AC- zur DC-Seite aus gesehen nach dem Hochsetzstellerprinzip arbeitet, wird beim gepulsten Stromwechselrichter das Tiefsetzstellerprinzip angewendet. Die DC-Spannung beim Spannungswechselrichter hat stets mindestens so groß wie die verkettete Phasenspannung zu sein (zuzüglich einiger Prozente für die Regelreserve):

$$u_{zk} \geq \hat{u}_{12} \quad (5.1)$$

Für die mittlere DC-Spannung beim Stromwechselrichter gilt dagegen:

$$|\bar{u}_d| \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{u}_{12} \quad (5.2)$$

Nach dieser Gleichung kann die Rotorspannung beim Stromwechselrichter im Vergleich zum Spannungswechselrichter bezogen auf die gleiche Zwischenkreisspannung u_{zk} bzw. \bar{u}_d auch größer werden.

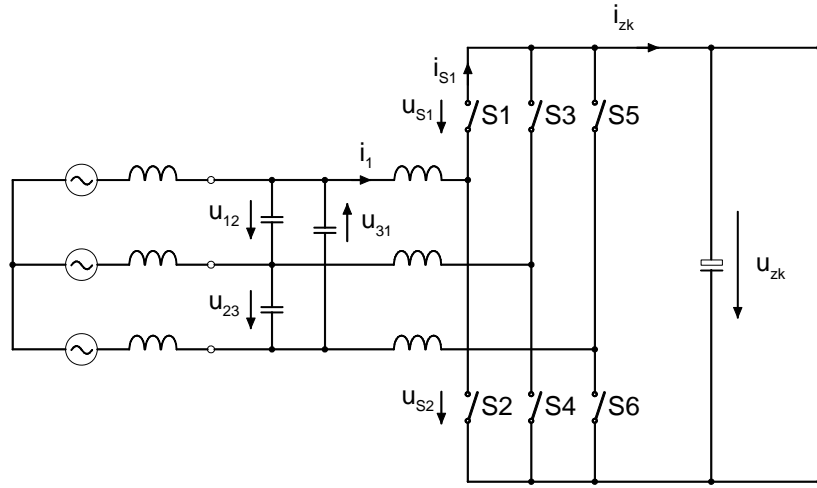


Abb. 5.1 Gepulster Spannungswechselrichter

Das begrenzende Kriterium für den Einsatz der beiden Schaltungen liegt jedoch u. a. bei der Spannungs- und Strombelastbarkeit des einzelnen Schalters.

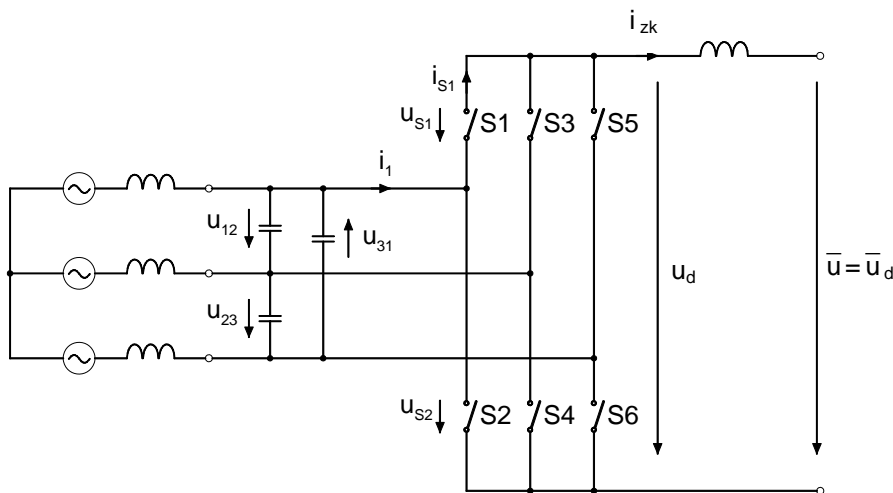


Abb. 5.2 Gepulster Stromwechselrichter

Im theoretischen Grenzfall entspricht beim Spannungswechselrichter die Zwischenkreisspannung u_{zk} also mindestens dem Spitzenwert der verketteten Spannung. Die Sperrspannung, die ein Schalter (z. B. u_{S1}) in einem Zweig (S1, S2) aufzunehmen hat, ist $u_{zk} = \hat{u}_{12}$, Abb. 5.1. Beim Stromwechselrichter muss von den oberen und von den unteren Schaltern immer genau einer eingeschaltet sein. So fällt hier die verkettete Spannung stets über zwei obere oder untere Schalter ab, z. B. S1 und S3, so dass auch hier die maximale Sperrspannung eines Schalters gleich dem Spitzenwert der verketteten Spannung \hat{u}_{12} ist, siehe Abb. 5.2. Die

maximale Strombelastung der Schalter ist prinzipiell auch gleich ($i_{S1,max} = i_{zk} = \hat{i}_1$). Bezüglich der Arbeitsbereiche von Strom und Spannung sowie der zu übertragenden Leistung sind somit keine grundsätzlichen Unterschiede vorhanden. Beim Spannungswechselrichter muss allerdings noch ein erhöhte Strombelastung für die Schalter aufgrund des Stromrippel berücksichtigt werden, währenddessen beim Stromwechselrichter der Spannungsrippel die Spannungsbelastung vergrößert.

Anders ist es dagegen bei der Wahl der Schalter und den Verlusten. Beim Spannungswechselrichter werden strombidirektionale aber spannungsunidirektionale Schalter eingesetzt (im Leistungsbereich der WKA: IGBT mit antiparalleler Freilaufdiode), beim Stromwechselrichter müssen es sperr- und blockierfähige sein (spannungsbidirektional), aber lediglich für eine Stromrichtung (stromunidirektional). Das können die mit einem höheren Ansteuer Aufwand verbundenen GTO (Gate Turn Off-Thyristor) sein oder aber IGBT mit serieller Diode, siehe Abb. 5.3, die dann aber höhere Durchlassverluste gegenüber dem Spannungswechselrichter (IGBT oder Freilaufdiode) aufweisen. Für kleinere Leistungen sind auch schon rückwärts sperrfähige IGBT (spannungsbidirektional – reverse blockable: RB-IGBT) verfügbar [Kap, Mot].

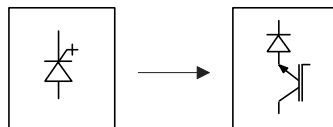


Abb. 5.3 Sperr- und blockierfähiger Stromschalter als GTO oder alternativ mit IGBT und Diode

GTO sind bisher nicht für Pulsfrequenzen größer 1kHz verfügbar, weisen bezüglich ihrer Strom- und Spannungsbelastbarkeit aber grundsätzlich höhere Arbeitsbereiche auf. Die höhere Spannungsbelastbarkeit der GTO macht sie für den rotorseitigen Wechselrichter verbunden mit einem erhöhten Drehzahlbereich der ASM interessant. Vorteilhaft beim Stromwechselrichter ist weiterhin, dass die Schalterströme des rotorseitigen Wechselrichters dem Arbeitspunkt angepasst werden können: der Zwischenkreisstrom i_{zk} wird entsprechend \hat{i}_1 über die Regelung mitgeführt und im unteren Leistungs- oder besser Strombereich abgesenkt. Jedoch müssen bei ihm stets beide Wechselrichter den gleichen Zwischenkreisstrom führen, auch wenn eine Seite keinen Strom einzuspeisen hat (z.B. der netzseitige Wechselrichter im Synchronpunkt). Die Schalterspannungen und damit auch die mit ihr verbundenen Verluste sind beim rotorseitigen Stromwechselrichter im Gegensatz zum Spannungswechselrichter arbeitspunktabhängig ($u_r \sim |s|$, s: Schlupf). Dagegen sind beim netzseitigen Spannungswechsel-

richter die Schalterströme (mit den entsprechenden Verlusten) stärker arbeitspunktabhängig ($i_{nwr} \sim P_r$) bzw. insgesamt geringer im Vergleich zum netzseitigen Stromwechselrichter ($i_{zk} \geq \hat{i}_r$).

Für den Spannungswechselrichter wird bei Verwendung von Elektrolytkondensatoren für die Zwischenkreiskapazität die Lebensdauer im Vergleich zum Stromwechselrichter negativ begrenzt, bzw. sie müssen innerhalb gewisser Intervallzyklen ausgetauscht werden.

Zum gegenwärtigen Zeitpunkt haben sich gepulste Spannungswechselrichter gegenüber gepulsten Stromwechselrichtern in dem in Frage kommenden Leistungsbereich für WKA durchgesetzt.

5.2 Vergleich des Drehzahlbereiches zwischen über-/untersynchroner und nur untersynchroner Betriebsweise

Die Auslegung der Wechselrichter ist stark von der jeweiligen Betriebsweise der Anlage abhängig. Den folgenden beiden Abbildungen ist u. a. die zu übertragende Rotorwirkleistung zu entnehmen. Es wird für alle folgenden Untersuchungen angenommen, dass die gesamte zu übertragende Leistung (hier verlustfrei betrachtet: $P_{gen} = P_n = P_r + P_s$) unterhalb der Nennleistung P_{nenn} mit abnehmender Drehzahl ($n < n_{Pnenn}$) kubisch abnimmt, Gl. (5.3), siehe auch Abschnitt 1.2. Bei anderen Arbeits- oder Grenzleistungskurven verändern sich die Ergebnisse entsprechend leicht.

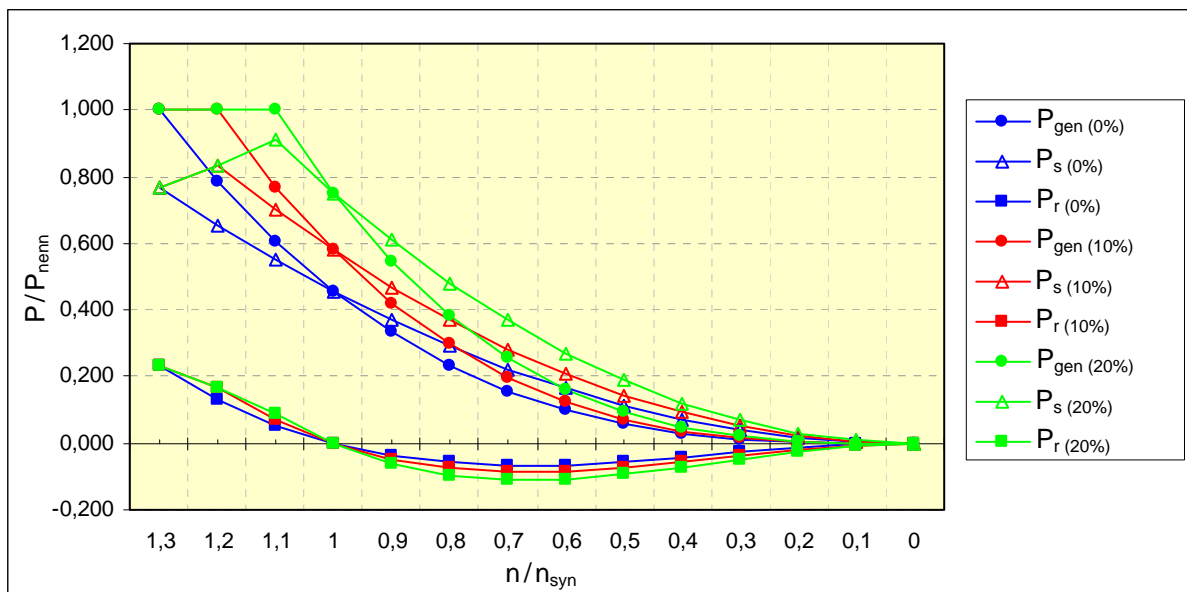


Abb. 5.4 Leistung und Wirkleistungsaufteilung Rotor/Stator als Funktion der Drehzahl bei über- und untersynchronem Betrieb

$$P_{\text{gen}} = \left(\frac{n}{n_{\text{Pnenn}}} \right)^3 \cdot P_{\text{nenn}} \quad (5.3)$$

Bei stärkerem Wind (bzw. höheren Drehzahlen) soll die Leistung mit $P_{\text{gen}}=P_{\text{nenn}}$ konstant bleiben. Die Fluktuationen in der Windleistung werden durch die Flügelverstellung ausgeglichen. Da die Pitchantriebe der Flügel einige Zeit zum Verstellen brauchen, ist ein bestimmter Drehzahlbereich nötig, in dem die Anlage konstant Nennleistung abgibt.

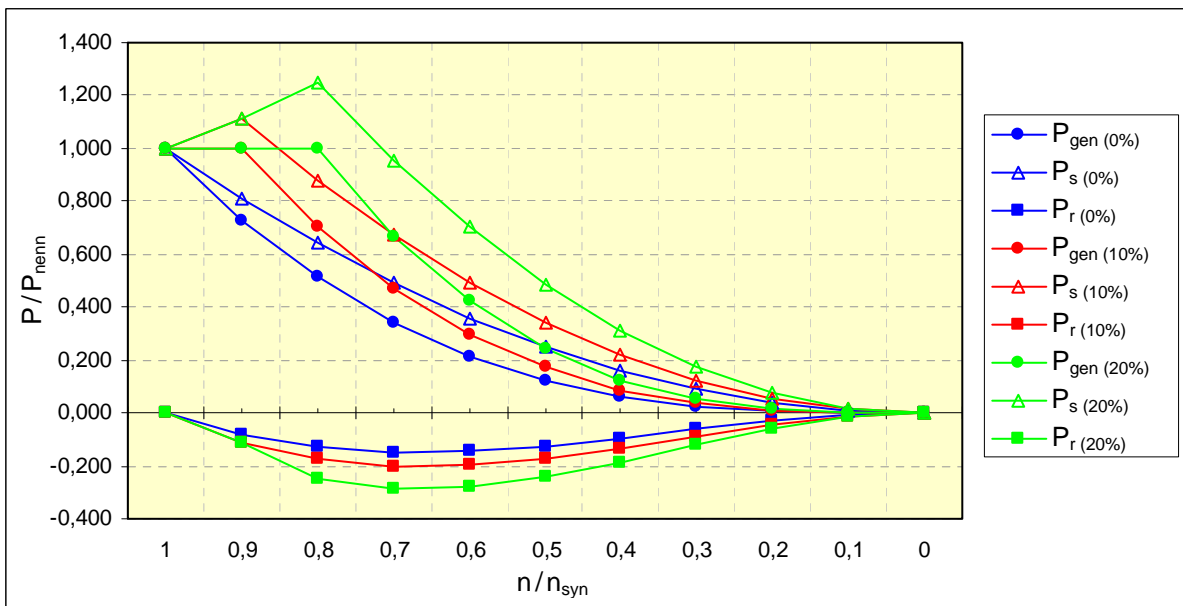


Abb. 5.5 Leistung und Wirkleistungsaufteilung Rotor/Stator als Funktion der Drehzahl für unter-synchronen Betrieb

Ausgehend von einer maximalen Drehzahl bei 30% Schlupf im übersynchronen Bereich (typischer Anwendungsfall) ist die Leistung der WKA (P_{gen}) in Abhängigkeit von der Drehzahl der Abb. 5.4 zu entnehmen. Die Kurve $P_{\text{gen}(20\%)}$ hat dabei bezogen auf die Synchrondrehzahl einen Drehzahlbereich von 20% mit konstanter Nennleistung. Entsprechendes gilt für $P_{\text{gen}(10\%)}$ und $P_{\text{gen}(0\%)}$ usw. Äquivalent ist die rein untersynchrone Betriebsweise in Abb. 5.5 dargestellt. Die Aufteilung zwischen Rotor- und Statorwirkleistung ist schlupfabhängig:

$$\frac{P_r}{P_s} = s \quad (5.4)$$

Eine detaillierte Dimensionierung für die über- und untersynchrone Betriebsweise mit $P_{\text{gen}(20\%)}$ ist Kapitel 8 zu entnehmen.

Ein Vergleich zwischen über-/untersynchroner und alleiniger untersynchroner Betriebsweise mit einem Schlupfbereich von 30% ($n=1,3\dots0,7n_{\text{syn}}$ bzw. $n=1\dots0,7n_{\text{syn}}$) und bei einem realistischen Drehzahlbereich mit konstanter Leistung P_{nenn} von 20% der Synchrondrehzahl ($P_{\text{gen}(20\%)}$) zeigt:

Spannungsmäßig sind beide Betriebsweisen für den netz- als auch den maschinenseitigen Wechselrichter ungefähr gleich, da die Rotorspannung grob nur vom Betrag des Schlupfes abhängt und die Netz- bzw. Statorspannung ohnehin konstant ist.

Für die strommäßige Belastung muss zwischen dem maschinenseitigen und dem netzseitigen Wechselrichter unterschieden werden. Nach Kapitel 8.1, Abb. 8.1, hängt der Wirkanteil des Stator- und damit auch des Rotorstromes direkt von der Statorwirkleistung ab:

$$\frac{P_s}{P_{\text{nenn}}} = \frac{i_{s,\text{wirk}}}{i_{\text{nenn,wirk}}} = \frac{i_{r,\text{wirk}}}{i_{\text{nenn,wirk}}} \cdot \ddot{u}$$

So beträgt der statorseitig bezogene maximale Rotorwirkstrom $i_{r,\text{wirk}} \cdot \ddot{u}$ in der über- und untersynchronen Betriebsweise etwa 91% vom Nennwirkstrom der gesamten WKA $i_{\text{nenn,wirk}}$, in der untersynchronen Betriebsweise ist er mit etwa 125% dagegen um einiges größer (siehe $P_{s(20\%)}$ in den beiden obigen Abbildungen).

Wechselrichterstrom	über- und untersynchron	untersynchron
$i_{\text{nwr,wirk}}/i_{\text{nenn}}$ (siehe $P_r(20\%)$) ($P_r(10\%); P_r(0\%)$)	0,23 (0,23; 0,23)	0,29 (0,20; 0,15)
$i_{r,wirk}/i_{\text{nenn}}$ (siehe $P_s(20\%)$) ($P_s(10\%); P_s(0\%)$)	0,91/ \ddot{u} (0,83/ \ddot{u} ; 0,77/ \ddot{u})	1,25/ \ddot{u} (1,11/ \ddot{u} ; 1,00/ \ddot{u})

Tab. 5.1 Vergleich der Strombelastbarkeit (Wirkanteil) der Wechselrichter in Abhängigkeit des Drehzahlbereichs (+/-30% und +30%) und des Drehzahlbereiches mit Nennleistung (20%, 10% und 0%)

Der Wirkstrom des netzseitigen Wechselrichters ist dagegen von der Rotorleistung abhängig,

siehe Abb. 8.1: $\frac{P_r}{P_{\text{nenn}}} = \frac{i_{\text{nwr,wirk}}}{i_{\text{nenn,wirk}}}$. In der über- und untersynchronen Betriebsweise beträgt der

maximale Wirkstrom des Netzwechselrichters $i_{\text{nwr,wirk}}$ etwa 23% vom Nennwirkstrom und in der untersynchronen Betriebsweise etwa 29% (siehe $P_r(20\%)$). Der letzte Wert kann bei einem geringeren Drehzahlband mit konstanter Nennleistung jedoch auch unter dem Wert für die

über- und untersynchrone Betriebsweise liegen, siehe dazu auch die Tab. 5.1, d.h. der Netzwechselrichter kann abhängig von der Gestaltung der Leistungsdrehzahlkennlinie der WKA in der untersynchronen Betriebsweise größer oder kleiner sein.

Der Magnetisierungsbedarf der DGASM ist natürlich stets der gleiche. Er wird je nach verwendeter Schaltungskonfiguration rotor- oder statorseitig (über den netzseitigen Wechselrichter oder zusätzlichen Blindleistungskondensatoren) abgedeckt. Er muss bei der strommäßigen Dimensionierung der Wechselrichter berücksichtigt werden.

Der rein übersynchrone Betrieb ergibt die gleichen maximalen Schalterbeanspruchungen wie der über- und untersynchrone Betrieb (siehe Abb. 5.4 mit $n=1,3 \dots 1 n_{syn}$).

Weiterhin ist eine DGASM für den rein untersynchronen Betrieb wegen des höheren Stroms größer auszulegen. Dazu gegenläufig würde aber das Getriebe aufgrund der kleineren Maximaldrehzahl mit einer geringeren Übersetzung auskommen.

5.3 Topologienvergleich

Der folgende Vergleich verschiedener möglicher Topologien für den Einsatz in WKA mit DGASM geschieht hauptsächlich anhand der unterschiedlichen arbeitspunktabhängigen Strom- und Spannungsbelastungen bzw. Arbeitsbereiche der Halbleiterschalter.

5.3.1 Variante 1: Gepulste Spannungswechselrichter

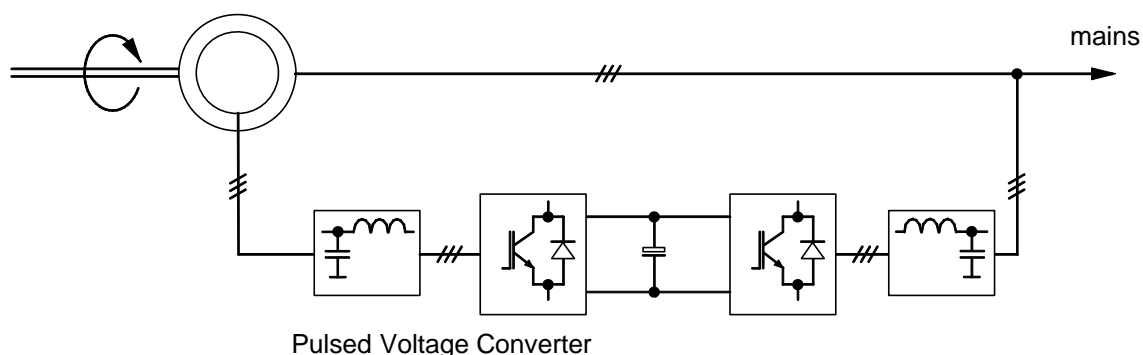


Abb. 5.6 Gepulste Spannungswechselrichter

Der gepulste Spannungswechselrichter ist der standardmäßig eingesetzte Wechselrichter bei der DGASM und wird hier auch zum Vergleich genutzt.

Die Zwischenkreisspannung muss stets größer als der Spitzenwert der AC-seitigen verketteten Spannung sein. Die strommäßige Schalterbelastung ist lediglich an den zur eigenen Wechselrichterseite gehörenden AC-Scheitelwert gebunden.

5.3.2 Variante 2: Gepulste Stromwechselrichter

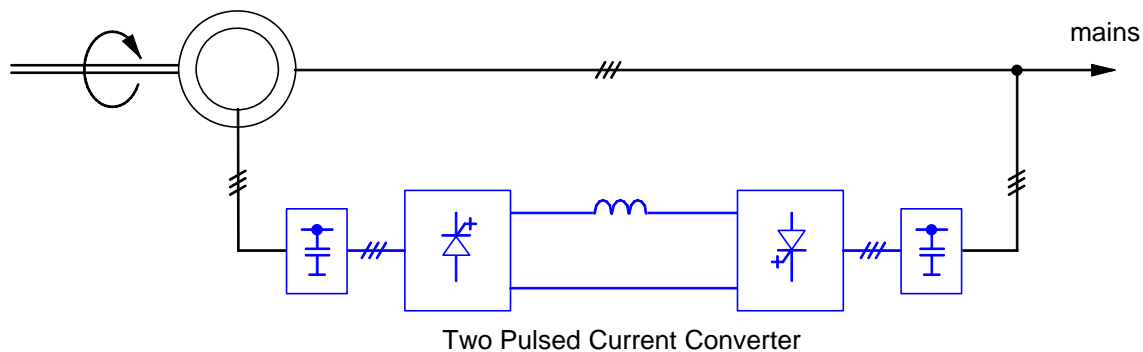


Abb. 5.7 Gepulste Stromwechselrichter

Beim Stromwechselrichter werden die Schalter der beiden Wechselrichter spannungsmäßig unabhängig voneinander nur von der eigenen AC-seitigen Spitzenspannung her belastet. Die Strombelastung der Schalter ist an den jeweils größeren der beiden AC-seitigen Spitzenwerte der beiden Wechselrichter gebunden.

Bei Vergrößerung der rotorseitigen Spannung über die Netzspannung hinaus (z.B. zur Erweiterung des Drehzahlbereiches oder der Nutzung eines anderen Transformationsverhältnisses der Maschine) ist evtl. eine Erhöhung des Zwischenkreisstromes nötig, um die Rotorwirkleistung über den Zwischenkreis zu übertragen.

5.3.3 Variante 3: Rotorseitig gepulster Stromwechselrichter mit Hochsetzsteller

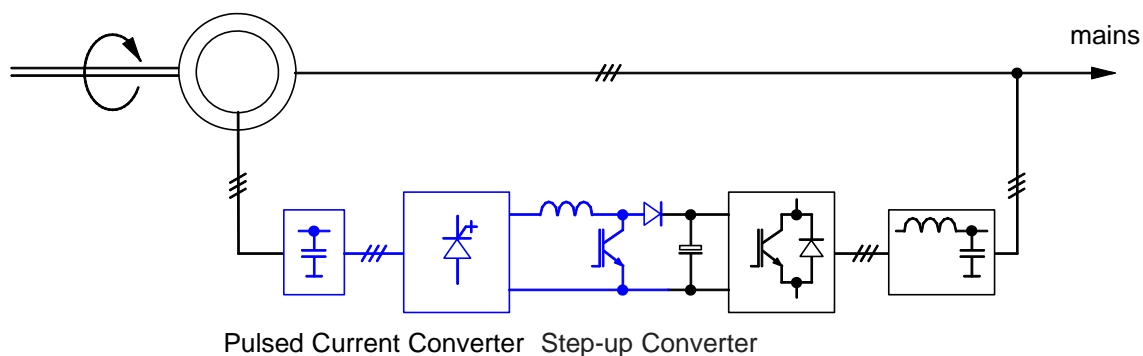


Abb. 5.8 Rotorseitig gepulster Stromwechselrichter mit Hochsetzsteller und netzseitigem Spannungswechselrichter (übersynchrone Betriebsweise)

Hier ist die Kombination eines gepulsten Stromwechselrichters für die Rotorseite und eines gepulsten Spannungswechselrichters für die Netzseite gekoppelt über einen Hochsetzsteller dargestellt. Rotorseitig ist somit, wie beim Stromwechselrichter üblich, eine dem Arbeitspunkt angepasste Betriebsweise mit niedrigeren Schalterspannungen möglich sowie mit einer über die Netzspannung erhöhten Rotorspannung. Der netzseitige Wechselrichter wird nur mit der netzseitigen Stromamplitude belastet. Bei Verwendung eines Hochsetzstellers für Einquadrantenbetrieb ist lediglich der übersynchrone Betrieb möglich. Nachteilig sind die zusätzlichen Verluste und die Drossel des Hochsetzstellers.

Ein über- und untersynchroner Betrieb würde sowohl einen bidirektionalen Hoch-/Tiefsetzsteller (Zweiquadrantensteller wie in Abb. 5.9) als auch bidirektionale Schalter (z.B. antiparallele GTO) für den Stromwechselrichter für beide Energiefluss- und Stromrichtungen benötigen.

5.3.4 Variante 4: Gepulste Spannungswechselrichter mit Hoch- und Tiefsetzsteller

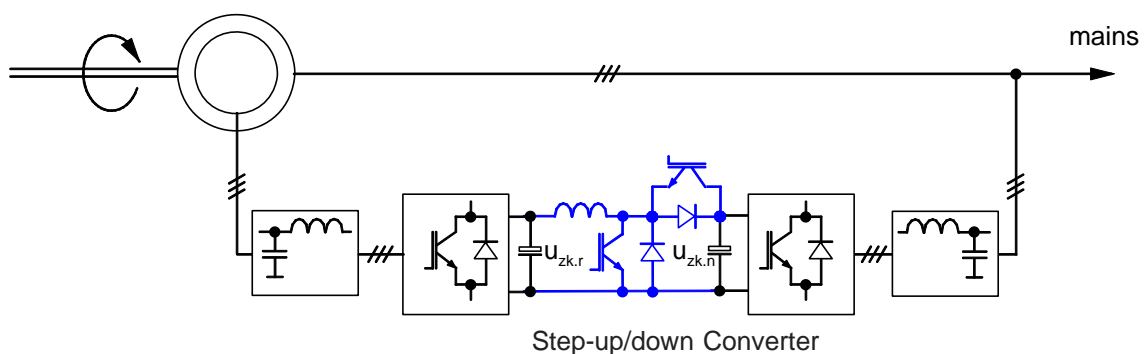


Abb. 5.9 Gepulste Spannungswechselrichter mit Hoch- und Tiefsetzsteller

Mit den zwei Spannungswechselrichtern, je einer rotor- und einer netzseitig, mit je eigener Zwischenkreisspannung ist wiederum ein rotorseitige spannungsmäßige angepasste Betriebsweise möglich. Strommäßig arbeiten die beiden Spannungswechselrichter ohnehin getrennt. Eine Erhöhung der rotorseitigen Zwischenkreisspannung $u_{zk,r}$ über die der netzseitigen $u_{zk,n}$ hinaus ist mit dieser Schaltung nicht möglich.

Die Verwendung eines Hoch-/Tiefsetzsteller (Zweiquadrantensteller) zur Anpassung der beiden Spannungsebenen ermöglicht beide Energieflussrichtungen (über- und untersynchroner Betrieb).

Niedrigeren Schaltverlusten des rotorseitigen Wechselrichters stehen jedoch zusätzliche Verluste bzw. zusätzlicher Aufwand durch den Hoch-/Tiefsetzsteller sowie die Drossel gegenüber.

5.3.5 Variante 5: Rotorseitige Sechspulsdiodenbrücke mit Hochsetzsteller

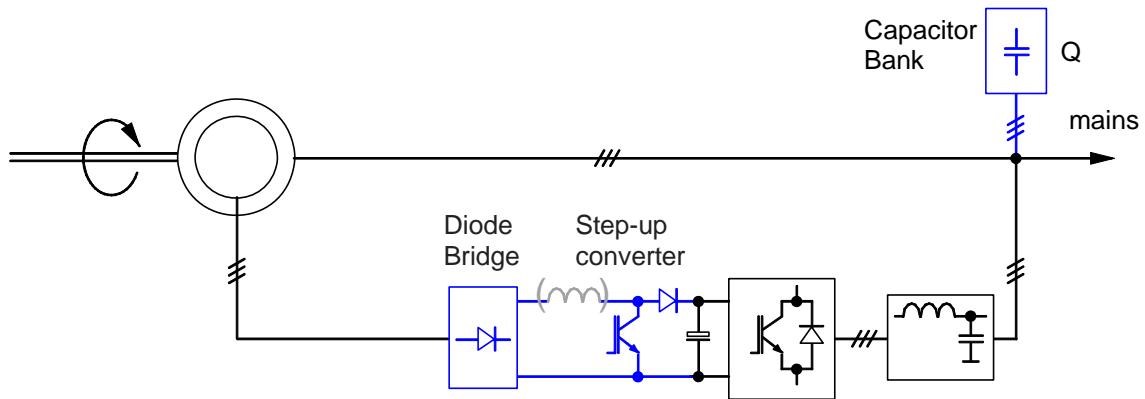


Abb. 5.10 Rotorseitige Sechspulsdiodenbrücke mit Hochsetzsteller und Spannungswechselrichter (übersynchrone Betriebsweise)

Während bei den bisherigen Varianten nur gepulste Wechselrichter vorkamen, soll nun rotorseitig der Einsatz einer ungesteuerten Sechspulsdiodenbrücke betrachtet werden. Die Diodenbrücke hat gegenüber einem Pulswechselrichter generell einen besseren Wirkungsgrad, kann aber nur übersynchron Wirkleistung in Richtung Netz übertragen.

Die maximale DC-Spannung der Diodenbrücke $u_{d,max}$ liegt bei der Zwischenkreisspannung des Spannungswechselrichters u_{zk} und somit kann auch der Spitzenwert der Rotorspannung (Phase-Phase) nicht größer werden: $\hat{u}_{12} \leq u_{d,max} = u_{zk}$. Das Drehmoment der Maschine kann mittels des Hochsetzstellers konstant geregelt werden. Die Grundschiwingung der Rotorspannung $\hat{u}_{12(1)}$ ist somit von der Regelung abhängig.

Der Blindleistungsbedarf der Maschine muss bei Einsatz einer Diodenbrücke statorseitig zur Verfügung gestellt werden, wofür zusätzliche Kapazitäten sinnvoll sind, damit der netzseitige Wechselrichter nur noch einen kleineren Teil der Grundschiwingungsblindleistungskompensation übernehmen muss. Die durch die Diodenbrücke entstehenden Oberschwingungen im Rotor und Stator verursachen in der Maschine zusätzliche Verluste. Zum Netz hin müssen die Oberschwingungen dann vom netzseitigen Umrichter ausgeregelt werden.

Wie die Regelung dieser Variante zu erfolgen hat, soll im Anhang 12.1 näher betrachtet werden. Dabei soll auf die Hochsetzstellerdrossel verzichtet werden, deren Funktion die Streuinduktivitäten der ASM übernehmen.

5.3.6 Variante 6: Rotorseitige Parallelschaltung von Spannungswechselrichter und Diodenbrücke

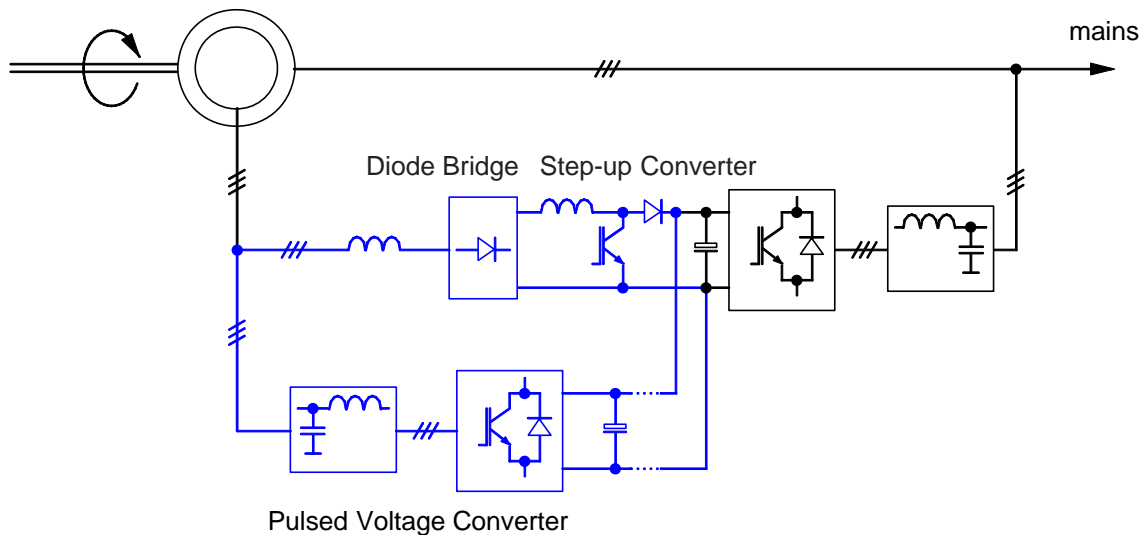


Abb. 5.11 Rotorseitige Parallelschaltung aus Spannungswechselrichter und Sechspulsdiodenbrücke mit Hochsetzsteller und netzseitigem Spannungswechselrichter

Die Funktionsweise ist der vorigen Variante ähnlich. Zusätzlich kann der rotorseitige Pulswechselrichter den Flussaufbau der Maschine und einen Teil der Rotorleistung übernehmen. Die Oberschwingungen im Rotor sind nur bedingt durch den zusätzlichen Wechselrichter ausregelbar, da die Diodenbrücke eine Verzerrung der Rotorspannung erzwingt. Bei ausreichender Induktivität auf der AC-Seite der Diodenbrücke kann der Wechselrichter aber als aktiver Filter fungieren. Zwischen Diodenbrücke und rotorseitigen Pulswechselrichter können Kreisströme auftreten! Im untersynchronen Bereich ist die Diodenbrücke ausgeschaltet und die Schaltung arbeitet wie ein herkömmlicher Spannungswechselrichter (Variante 1).

Von der Leistung wäre ein solcher zusätzlicher Wechselrichter für den untersynchronen Bereich betrachtet in etwa nur halb so groß auszulegen wie in Variante 1 (siehe Abb. 5.4: $P_{r(20\%)}$). Er ist für den vollen Spannungsbereich wie in Variante 1 zu dimensionieren. Strommäßig sind die möglichen Einsparungen eher gering, da bei einer üblichen Auslegung im Synchronpunkt allein die Wirkkomponente des Rotorstromes über 80% von ihrem

Maximalwert bei $\omega = 1,1 \cdot \omega_{\text{syn}}$ beträgt (siehe Abb. 8.1 bis Abb. 8.8 oder siehe Abb. 5.4 mit $P_s(n/n_{\text{syn}}=1,1)$ zu $P_s(n/n_{\text{syn}}=1)$).

5.3.7 Variante 7: Netzseitige Diodenbrücke und rotorseitiger Spannungswechselrichter

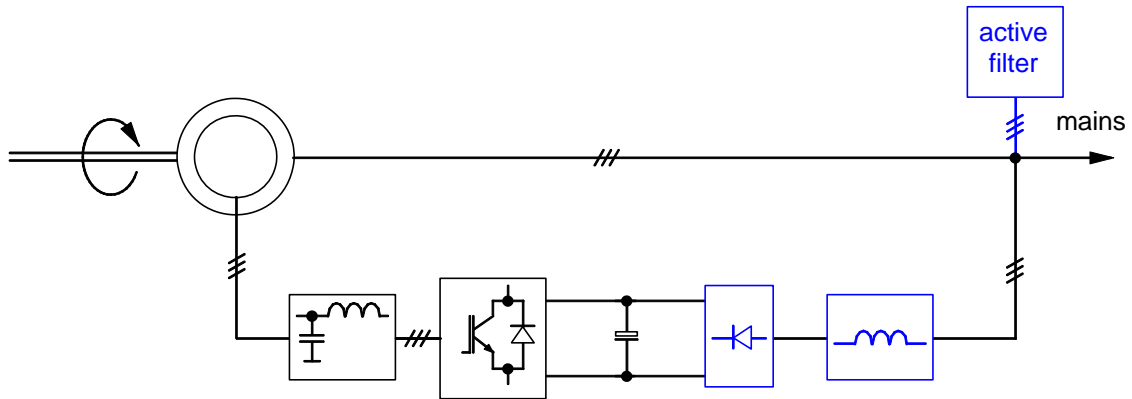


Abb. 5.12 Netzseitige Sechspulsdiodenbrücke mit aktivem Filter und rotorseitigem Spannungswechselrichter (untersynchrone Betriebsweise)

Diese Schaltungsvariante ist für den rein untersynchronen Betrieb denkbar. Im oberen Drehzahlbereich nahe dem Synchronpunkt ist die Rotorleistung als Schlupfleistung gering und im unteren Drehzahlbereich, wo der Anteil der Rotorleistung wieder zunimmt, fällt die gesamte Maschinenleistung wiederum kubisch ab. Doch bleibt der Anteil der Rotorleistung immer noch relativ hoch. Sie kann bei größerem Drehzahlbereich mit konstanter maximaler Maschinenleistung auch höher im Vergleich zum über- und untersynchronem Betrieb liegen, siehe Abb. 5.4 und Abb. 5.5 mit $P_{r(20\%)}$, zumal im untersynchronen Bereich die mechanische Leistung gleich der Differenz aus Stator- und Rotorleistung ist. Wie auch in der vorigen Schaltungsvariante muss der rotorseitige Wechselrichter für den gesamten rotorseitig bezogenen Maschinenwirkstrom ausgelegt werden (zuzüglich eines Anteils zum Magnetisierungsbedarf) bei voller Zwischenkreisspannung. Für den annähernd gleichen Spannungsbereich wie in Variante 1 erhält man nur den halben Drehzahlbereich ($\omega = \omega_{\text{syn}} \dots 0,7 \omega_{\text{syn}}$). Die Zwischenkreisspannung bleibt durch die Diodenbrücke jedoch etwas kleiner gegenüber der Variante 1. Weiterhin müssen die von der Diodenbrücke verursachten Oberschwingungen von einem zusätzlichen aktiven Filter kompensiert werden, dessen Aufgabe zumindest tlw. vom rotorseitigen Wechselrichter oder auch von einem zusätzlichen statorseitigen Wechselrichter übernommen werden muss. Bei Einsatz des rotorseitigen Wechselrichters muss auf die Konstanz des Drehmomentes geachtet werden und darauf dass die zusätzlichen Verluste in der Maschine nicht zu groß werden. Der statorseitige Wechselrichter kann evtl. auch mit dem

Zwischenkreis verbunden werden, so dass die Betriebsweise noch geringfügig in den übersynchronen Bereich hineinreichen würde. Der Einsatz eines Bremswiderstandes im Zwischenkreis würde auch ein kurzzeitiges Ausweichen in den übersynchronen Bereich ermöglichen.

5.3.8 Fazit

Generell kann es für diese oder ähnliche Varianten, bei denen am Rotor tendenziell entweder ein hoher Strom oder eine hohe Spannung anliegt, sinnvoll sein, rotorseitige Schaltungen mit an den Arbeitspunkt angepasster Betriebsweise zu nutzen, also eine Kombination mit Hochsetzsteller und Spannungswechselrichter oder einen Stromwechselrichter. Nahe dem Synchronpunkt werden die rotorseitigen Schalter spannungsmäßig dann eher gering belastet und es treten in diesem Arbeitsbereich hauptsächlich durchlassbedingte Verluste auf, währenddessen im unteren Drehzahl- und Leistungsbereich wieder die Rotorspannung und damit schaltbedingte Verluste ansteigen und durchlassbedingte geringer werden.

Keine der Varianten 2-7 hat bei den gegebenen Randbedingungen entscheidende Vorteile gegenüber der *Standard*-Variante 1. Im Gegenteil überwiegen meist die Nachteile, beispielsweise ein eingeschränkter Drehzahlbereich oder erhöhter Bauelementeaufwand.

Um ein Gesamtoptimum mit der *besten* Schaltungsvariante für die WKA zu finden, sind noch weitere Faktoren zu berücksichtigen:

- Mit welchem Aufwand ist der Drehzahlbereich mit konstanter Leistung verkleinerbar? Leistungstärkere Pitchantriebe ermöglichen z.B. eine schnellere Drehzahlregelung.
- Welche Drehzahl bzw. mittlere Windgeschwindigkeit ist wie viele Stunden im Jahr anliegend (Windgeschwindigkeitsverteilung)?
- Wie hoch ist der kostenmäßige Mehrgewinn bzw. Verlust bei optimalem oder nicht optimalem Rotorleistungsbeiwert? Das hat Einfluss auf den Drehzahlbereich, in dem kleinere Leistungen anfallen.

6 Modulationsverfahren

Die Dimensionierung der Filter wird von der Größe der Stromberschwingungen im pulsfrequenten Bereich mitbestimmt. Diese wiederum sind maßgeblich von der Wahl der Modulationsverfahren abhängig, die in den folgenden Abschnitten für das Unterschwingungsverfahren mit fester Pulsfrequenz untersucht werden.

6.1 Entstehung von pulsfrequenten Stromberschwingungen

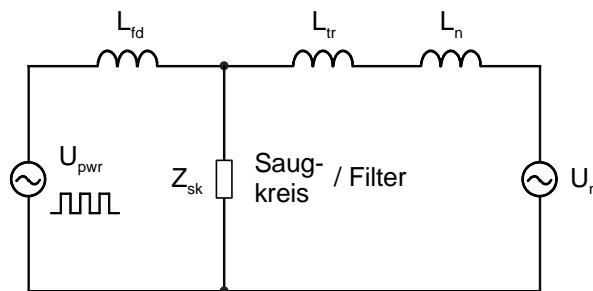


Abb. 6.1 Einphasiges Ersatzschaltbild von Pulswechselrichter und Netz

Das Netz des Elektroenergieversorgungsunternehmens kann aus Sicht des Wechselrichters in erster Näherung aus einer reinen Induktivität (Summe aus Netzinduktivität L_n und gegebenenfalls Streuinduktivität des Transformators L_{tr}) und einer idealen sinusförmigen Spannungsquelle U_n angesehen werden.

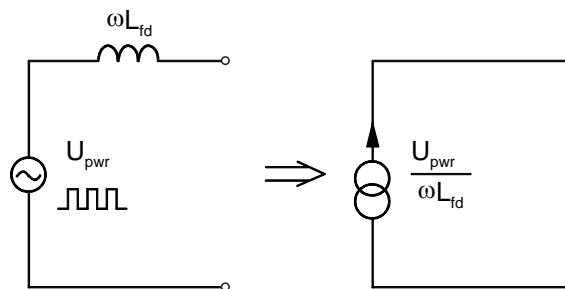


Abb. 6.2 Einphasiges Ersatzschaltbild des Pulswechselrichters als Stromquelle für die Stromberschwingungen

Unter der Annahme, dass die Filterinduktivität L_{fd} sehr viel größer ist als die Summe aus Netz- und Transformatorstreuinduktivität, kann die Einheit aus Pulswechselrichter und Filterinduktivität als eine Stromquelle angesehen werden.

$$L_{fd} \gg L_n + L_{tr} \quad (6.1)$$

Etwaige Saugkreise o. ä. zur zusätzlichen Filterung sind als Parallelschaltung zur Netz- und Transformatorinduktivität zu betrachten und verstärken die obige Annahme, siehe Abb. 6.1. Die vom Pulswechselrichter erzeugten Stromberschwingungen können nun direkt aus dem Spannungsspektrum abgeleitet werden.

6.2 Herleitung des Spannungsspektrums

Anhand des Unterschwingungsverfahrens sollen unter der Annahme idealer Schaltvorgänge, z.B. ohne Berücksichtigung einer Zweigverriegelungszeit, die Spektralanteile hergeleitet werden.

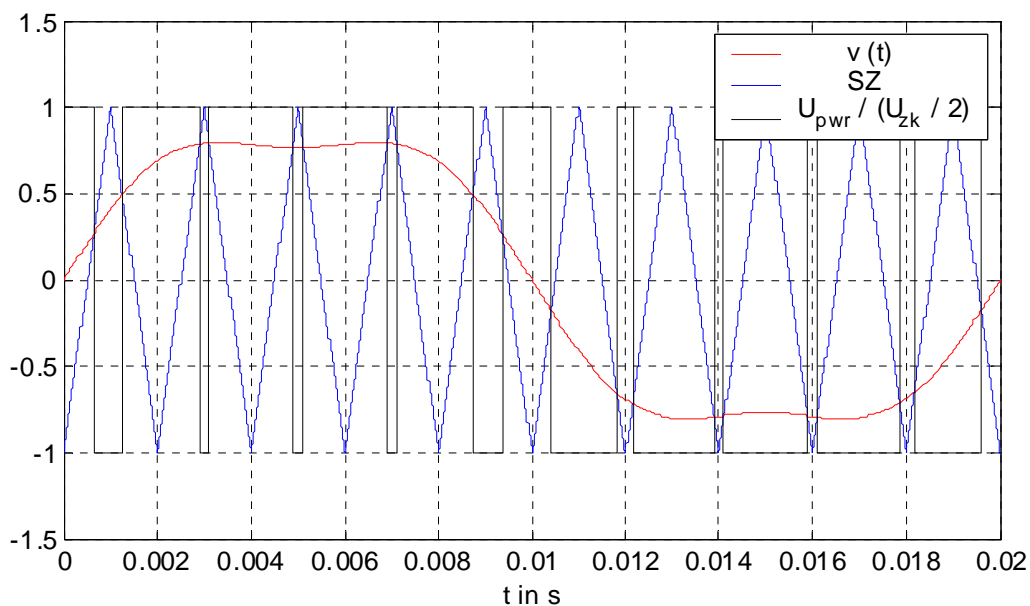


Abb. 6.3 Prinzip des Unterschwingungsverfahrens

Wie in Abb. 6.3 zu erkennen, besteht die Pulswechselrichterspannung U_{pwr} , d.h. die Phasen-spannung bezogen auf die halbe Zwischenkreisspannung, siehe Abb. 6.4, aus einer Rechteckimpulsfolge mit unterschiedlicher Breite, die sich im eingeschwingenen Zustand periodisch mit der Netzfrequenz wiederholt. Die Breite der Rechtecke ist proportional zur Modulationsfunktion $v(t)$.

Zur Untersuchung der entstehenden Spektralanteile, werden die Rechtecke als einzelne Signale aufgefasst. Als Laufvariable wird die Größe m eingeführt, die sich über einen Wertebereich bis zum Verhältnis aus Puls- zur Netzfrequenz erstreckt, siehe Gl. (6.2).

$$m = \left[1, 2, \dots, \frac{f_p}{f_n} \right] \quad (6.2)$$

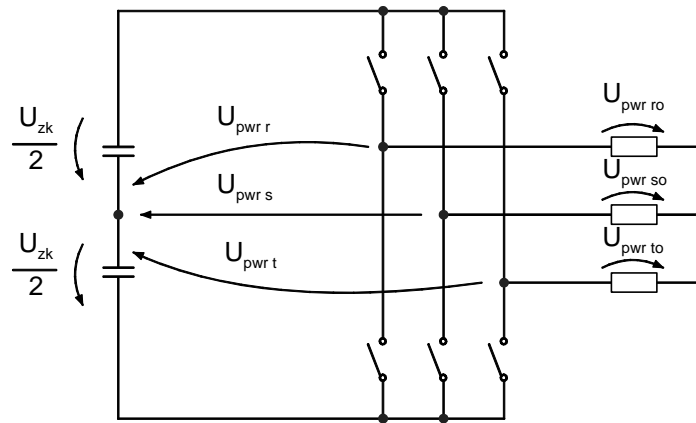


Abb. 6.4 Prinzipschaltbild PWR

Die Modulationsfunktion $v(m)$ sei über eine Pulsperiode konstant. Sie besteht aus einer Grundschwingung, hier die der Phase r, und einem Offset, der für alle 3 Phasen gleich ist.

$$v_r(m) = v_t \cdot \cos\left(m \cdot \frac{f_n}{f_p} \cdot 2\pi\right) + \text{offset}(m) \quad (6.3)$$

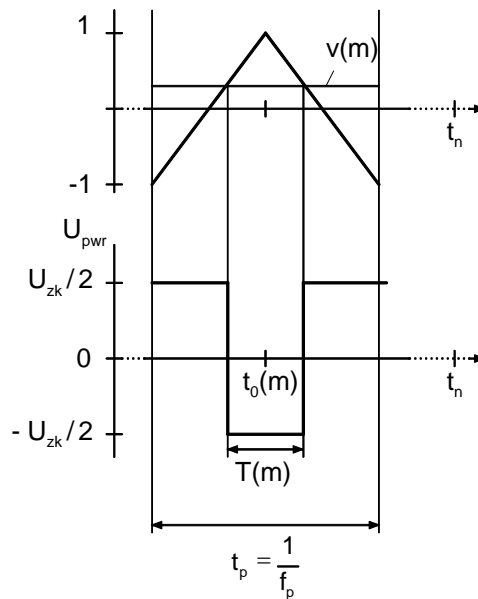


Abb. 6.5 Pulsweitenmodulation eines Rechteckimpulses

$T(m)$ ist die Impulsbreite eines jeden Rechteckes.

$$T(m) = \frac{1}{2}(1 - v(m)) \cdot \frac{1}{f_p} \quad (6.4)$$

Durch Fouriertransformation eines um $U_{zk}/2$ verschobenen Rechteckimpulses, siehe Abb. 6.5 unten, entsteht die komplexe spektrale Amplitudendichtefunktion $\underline{U}_{\text{Rechteck}}(f, m)$ [Kre].

$$\underline{U}_{\text{Rechteck}}(f, m) = -U_{\text{zk}} \cdot T(m) \cdot \text{si}(\pi \cdot T(m) \cdot f) \cdot e^{j2\pi t_0(m)f} \quad (6.5)$$

Die Si-Funktion lautet $\text{si}(x) = \sin(x)/x$. t_0 stellt die zeitliche Verschiebung des Rechteckimpulses gegenüber $t=0$ dar.

$$t_0(m) = m \cdot \frac{1}{f_p} \quad (6.6)$$

Da die Rechteckimpulse mit der Netzfrequenz periodisch wiederkehrend sind, ist die Funktion der Gl. (6.5) mit einer Stoßfolge abzutasten.

$$\underline{U}_{\text{Rechteck}}(f, m) = -U_{\text{zk}} \cdot T(m) \cdot \text{si}(\pi \cdot T(m) \cdot f) \cdot e^{j2\pi t_0(m)f} \cdot f_n \sum_{\mu=-\infty}^{+\infty} \delta(f - \mu f_n) \quad (6.7)$$

Die nun diskret vorliegenden Frequenzen sind durch eine auf die Netzfrequenz f_n bezogene Reihe ersetzbar.

$$f(k) = k \cdot f_n \quad k \in \mathbb{N} \quad (6.8)$$

Unter Anwendung der Fouriertransformation von Cosinus- und Sinusfunktion (6.9), (6.10) kann die frequenzdiskrete Funktion (6.7) in eine Reihe von komplexen Fourierkoeffizienten überführt werden (6.11), wobei deren Realteil den Amplituden der Cosinus- und der Imaginärteil den der Sinusfunktionen entspricht.

$$\cos(2\pi f_0 t) \quad \circ \rightarrow \bullet \quad \frac{1}{2} [\delta(f + f_0) + \delta(f - f_0)] \quad (6.9)$$

$$\sin(2\pi f_0 t) \quad \circ \rightarrow \bullet \quad \frac{j}{2} [\delta(f + f_0) - \delta(f - f_0)] \quad (6.10)$$

$$\underline{U}_{\text{Rechteck}}(k, m) = -\frac{2 \cdot U_{\text{zk}}}{\pi \cdot k} \cdot \sin(\pi \cdot T(m) \cdot k \cdot f_n) \cdot e^{j2\pi t_0(m)k f_n} \quad (6.11)$$

Werden die einzelnen periodischen Rechteckimpulse einer Periode (Laufvariable m , siehe Gl. (6.2)) addiert, entsteht das Spektrum der Wechselrichterausgangsspannung in Form von komplexen Fourierkoeffizienten.

$$\underline{U}_{\text{pwr}}(k) = -\frac{2 \cdot U_{\text{zk}}}{\pi \cdot k} \cdot \sum_{m=1}^{f_0/f_n} [\sin(\pi \cdot T(m) \cdot k \cdot f_n) \cdot e^{j2\pi t_0(m)k f_n}] \quad (6.12)$$

Die wie oben beschriebene Differenz zwischen U_{pwr} und U_{Rechteck} von $U_{\text{zk}}/2$ entspricht dem Gleichanteil ($k=0$) von U_{Rechteck} . Unter Berücksichtigung der Gl. (6.3), (6.4) und (6.6) erhält man aus (6.12) die folgenden Gleichungen für die drei Phasen.

$$\underline{U}_{\text{pwr}_r}(k) = -\frac{2 \cdot U_{\text{zk}}}{\pi \cdot k} \cdot \sum_{m=1}^{f_p/f_n} \left[\sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot \frac{k}{f_p/f_n} \cdot \left(1 - v_t \cdot \cos \left(\frac{m}{f_p/f_n} \cdot 2\pi \right) - \text{offset}(m) \right) \right] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{f_p/f_n} m} \right] \quad (6.13)$$

$$\underline{U}_{\text{pwr}_s}(k) = -\frac{2 \cdot U_{\text{zk}}}{\pi \cdot k} \cdot \sum_{m=1}^{f_p/f_n} \left[\sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot \frac{k}{f_p/f_n} \cdot \left(1 - v_t \cdot \cos \left(\frac{m}{f_p/f_n} \cdot 2\pi - \frac{2\pi}{3} \right) - \text{offset}(m) \right) \right] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{f_p/f_n} m} \right] \quad (6.14)$$

$$\underline{U}_{\text{pwr}_t}(k) = -\frac{2 \cdot U_{\text{zk}}}{\pi \cdot k} \cdot \sum_{m=1}^{f_p/f_n} \left[\sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot \frac{k}{f_p/f_n} \cdot \left(1 - v_t \cdot \cos \left(\frac{m}{f_p/f_n} \cdot 2\pi + \frac{2\pi}{3} \right) - \text{offset}(m) \right) \right] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{f_p/f_n} m} \right] \quad (6.15)$$

Aus den Ausgangsspannungen des Wechselrichters U_{pwr} , die auf das Potential der halben Zwischenkreisspannung bezogen sind, lassen sich bei symmetrischen Netzimpedanzen (hier incl. Filter) die Komponenten der Wechselrichterspannung $U_{\text{pwr.o}}$ ohne Nullspannungsanteil ableiten, siehe Abb. 6.4.

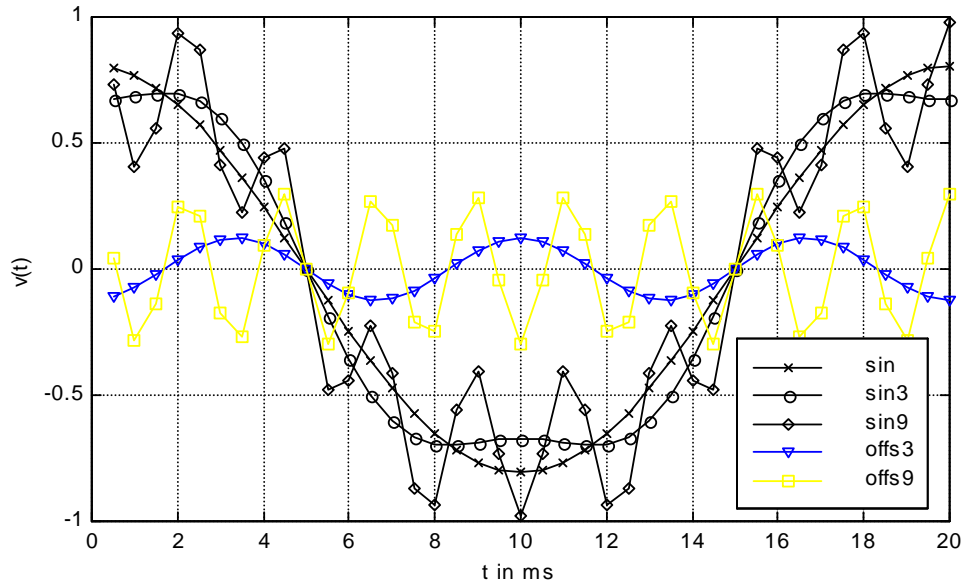


Abb. 6.6 Modulationsfunktionen:
einfacher Sinus (sin),
Sinus mit Offset dreifacher Frequenz (sin3, offs3),
Sinus mit Offset drei- und neunfacher Frequenz (sin9, offs9)

$$\underline{U}_{\text{pwr}_{r0}}(k) = \frac{2}{3} \underline{U}_{\text{pwr}_r}(k) - \frac{1}{3} \underline{U}_{\text{pwr}_s}(k) - \frac{1}{3} \underline{U}_{\text{pwr}_t}(k) \quad (6.16)$$

$$\underline{U}_{\text{pwr}_{s0}}(k) = -\frac{1}{3} \underline{U}_{\text{pwr}_r}(k) + \frac{2}{3} \underline{U}_{\text{pwr}_s}(k) - \frac{1}{3} \underline{U}_{\text{pwr}_t}(k) \quad (6.17)$$

$$\underline{U}_{\text{pwr to}}(k) = -\frac{1}{3}\underline{U}_{\text{pwr r}}(k) - \frac{1}{3}\underline{U}_{\text{pwr s}}(k) + \frac{2}{3}\underline{U}_{\text{pwr t}}(k) \quad (6.18)$$

6.3 Vergleich sinusförmiger Offsetfunktionen

In einem wie hier vorausgesetzten Dreiphasensystem ist der Offset der Modulationsfunktion für den im Netz fließenden Strom der Grundfrequenz und der niederen Harmonischen (5., 7., 11. u. ä.) theoretisch ohne Einfluss und damit frei wählbar. Jedoch bestimmt er maßgeblich die bei Pulsfrequenz und deren Vielfachen auftretenden Seitenbänder.

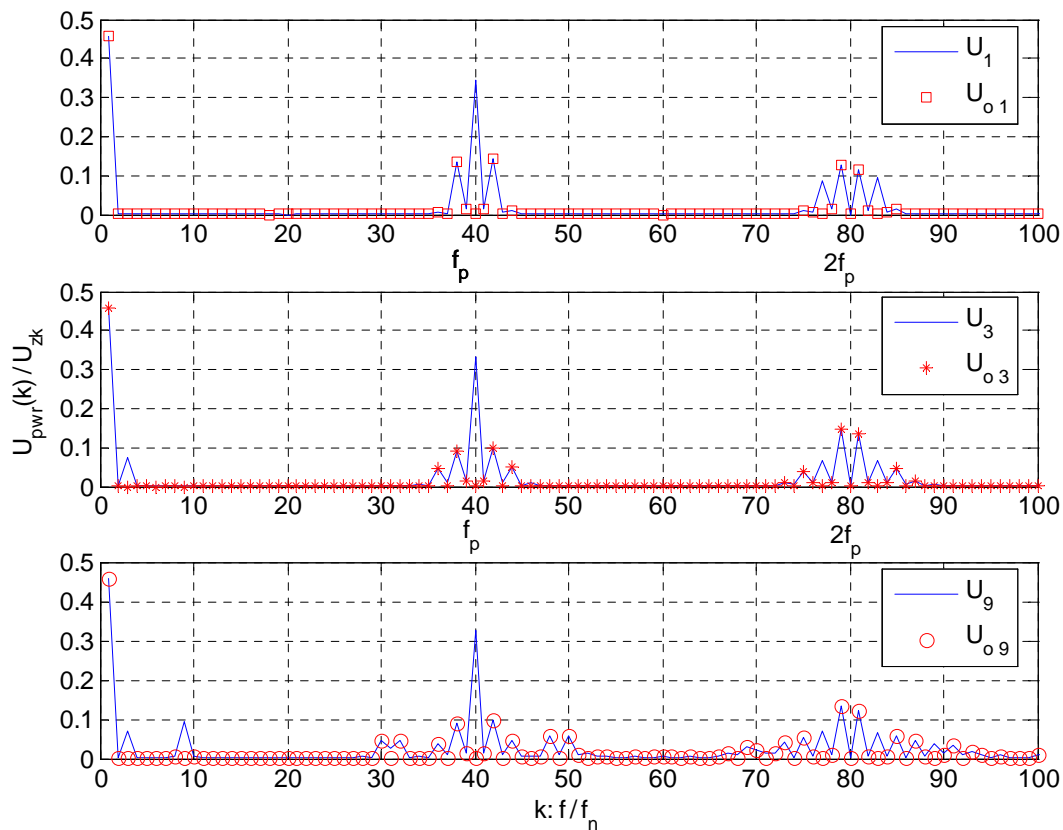


Abb. 6.7 Spektrum der Pulswechselrichterspannung mit (U) und ohne (U_o) Nullspannungsanteil verschiedener Modulationsfunktionen (ohne Offset: Index 1, mit Offset 3-facher GS-Frequenz: Index 3, mit Offset 3- und 9-facher GS-Frequenz: Index 9)

Zunächst soll ein Vergleich zwischen drei verschiedenen Modulationsfunktionen (zweimal mit sinusförmigem Offset) gezeigt werden, siehe Abb. 6.6. Neben der Modulationsfunktion eines einfachen Sinus ohne Offset wird der häufig genutzte sogenannte Supersinus, bei dem der Offset die dreifache Grundfrequenz besitzt, eingesetzt und als drittes ein Offset mit dreifacher und neunfacher Grundfrequenz. Die Amplitude des dreifachen Sinus beträgt $-1/6$ der Grundschwingung. Die Amplitude des neunfachen Sinus $v_{t9}(v_t)$ ist in Abhängigkeit der

Grundschwingungsamplitude v_t möglichst groß gewählt, siehe Gl. (6.19). So überstreicht diese Modulationsfunktion ($\sin 9$) nahezu den gesamten Aussteuerbereich $[-1 \dots +1]$ ohne Übersteuerung, siehe Anhang 12.2.

$$v_{t9}(v_t) = \frac{5}{6} \left(\frac{2}{\sqrt{3}} - v_t \right) \approx 0.962 - v_t \left(1 - \frac{1}{6} \right) \quad (6.19)$$

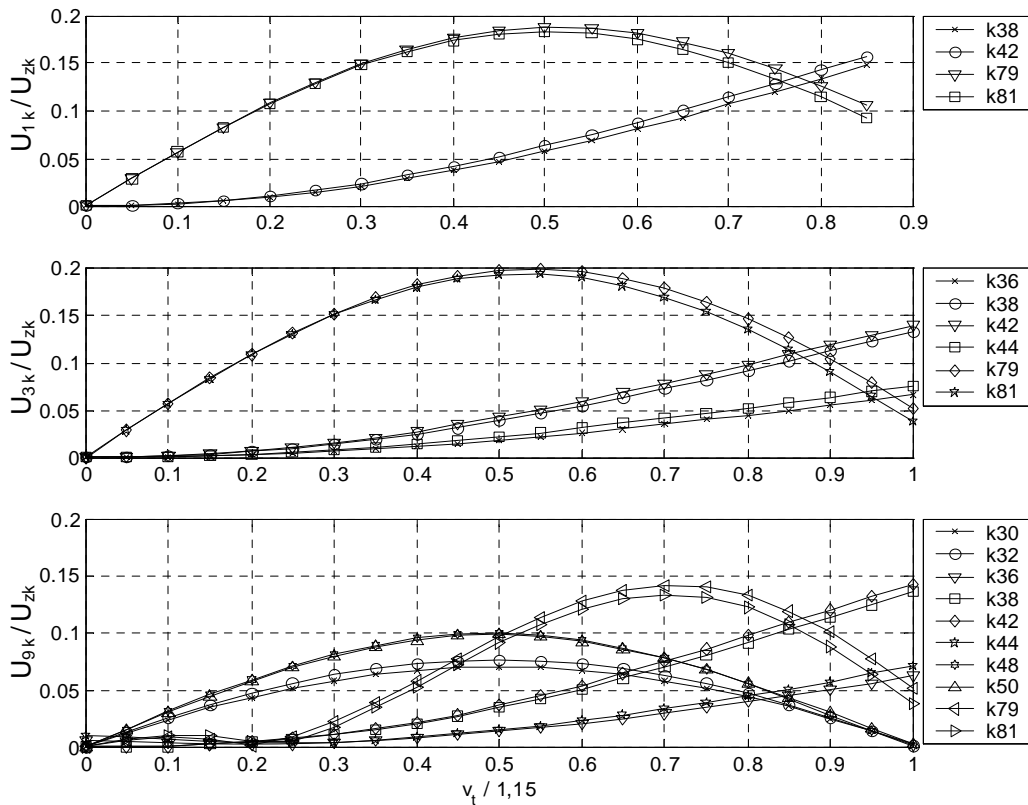


Abb. 6.8 Spektralanteile der Pulswechselrichterausgangsspannung

In Abb. 6.7 sind die Spektren der Pulswechselrichterausgangsspannung mit den drei vorgestellten Modulationsfunktionen dargestellt. Die Spektren sind bis zur 2,5-fachen der Pulsfrequenz bei einer Pulsfrequenz von 2 kHz und einer Aussteuerung von $v_t \cdot \sqrt{3}/2 = 0,8$ bezogen auf eine maximale Aussteuerung ($v_{t,max} \cdot \sqrt{3}/2 = 1$, daraus folgt für die Grundschwingung: $\hat{U}_{pwr(1)} = U_{zk}/\sqrt{3}$) dargestellt, siehe auch Abb. 6.6. Es sind deutlich Spannungsanteile mit drei- und neunfacher Netzfrequenz bei der auf den Zwischenkreis bezogenen Spannung U_{pwr} (U_3, U_9) zu erkennen. Sie sind auf die Offsetfunktion zurückzuführen und bilden daher ein Nullsystem aus, sind also bei den Phasenspannungen $U_{pwr.o}$ (U_{o3}, U_{o9}) nicht vorhanden. Bei der Pulsfrequenz ($k=40$) wie auch manchen Seitenbändern ($k=77, 83$) bilden sich ebenfalls Nullsysteme heraus. Weiterhin zeigt sich, dass die Nutzung einer Offset-

funktion mit höherer Frequenz ein Spektrum mit breiterer Verteilung um die Pulsfrequenz und deren Vielfachen herum ergibt. So können beispielsweise die entstehenden relevanten Seitenbänder f_{SB} der Pulsfrequenz f_p mit folgenden Gleichungen dargestellt werden: für die Spannung $U_{0,9}$ mit der Offsetfunktion drei- und neunfacher Frequenz (sin9)

$$f_{SB,U_{0,9}} = f_p \pm (3 \pm 1) \cdot f_{GS} \pm (9 \pm 1) \cdot f_{GS} \quad (6.20)$$

und für die Spannung $U_{0,3}$, basierend auf der Modulation mit dem Supersinus (sin3)

$$f_{SB,U_{0,3}} = f_p \pm (3 \pm 1) \cdot f_{GS}, \quad (6.21)$$

mit f_{GS} – Frequenz der Grundschwingung.

In Abb. 6.8 sind die ausgeprägten Spektrallinien, die kein Nullsystem ausbilden, über den gesamten Aussteuerbereich von v_t dargestellt. Die nicht dargestellte Spektrallinie $k=32$ von der Spannung U_9 ist nahe bei der von $k=30$ und die von $k=50$ nahe bei der von $k=48$. Der Aussteuerbereich für die Spannung ohne Offsetfunktion (U_1) endet bei $v_t = 1$ bzw. $v_t / 1,15 = 0,87$, da eine Übersteuerung nicht erwünscht ist. Die Spannungen U_1 und U_3 haben ein signifikantes Maximum bei der doppelten Pulsfrequenz ($k=79,81$) und ungefähr der Hälfte des Aussteuerbereiches. Das Spektrum der Spannung von U_9 ist insgesamt etwas niedriger. Das kann ein Vorteil sein, wird aber mit einem breiteren Spektrum und vor allem

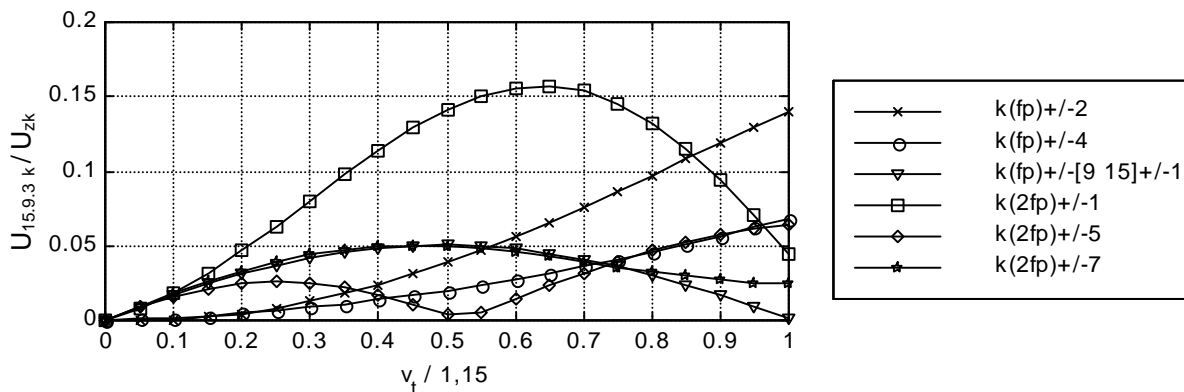


Abb. 6.9 Spektralanteile der Pulswechselrichterausgangsspannung mit Offset 3-, 9- und 15-facher Grundfrequenz

jedoch mit kleineren auftretenden Frequenzen (hier $k_{min}=30$, statt $k_{min}=36$, siehe Abb. 6.7) erkaufte. Die Spektrallinien um die Pulsfrequenz, die mit dem neunfachen Sinus des Offset zusammenhängen ($k=30,32,48,59$), siehe Gl. (6.20), können weiter minimiert werden, in dem die Amplitude des neunfachen Sinus z. B. halbiert wird. Damit vergrößert sich jedoch die

Spektrallinie der doppelten Pulsfrequenz $(k(2f_p) \pm 1)$. Diese Erhöhung fällt nicht so stark aus, wird zum Offset noch eine Sinusfunktion fünfzehnfacher Frequenz hinzu addiert – mit gleicher Amplitude wie der neunfache Sinus, siehe Abb. 6.9 im Vergleich zu Abb. 6.8. Für diese Rechnung wurde eine Pulsfrequenz von 20kHz gewählt, so dass, wie in der Legende zu sehen, paarige Spektrallinien idealisiert den gleichen Verlauf aufweisen. Es können auch weitere Sinusfunktionen zum Offset addiert werden. Aus Symmetriegründen für die drei Phasen sollte deren Frequenz der Gl. (6.22) folgen.

$$f_{\text{offset}} = (3 + 6 \cdot n) \cdot f_{\text{GS}} \quad \text{mit } n \in \mathbb{N} \quad (6.22)$$

Bei der Wahl von Offsetfunktionen muss beachtet werden, dass entsprechend den Spektralanteilen des Offset ein mehr oder weniger breites Spektrum um die Pulsfrequenz und deren Vielfachen herum entsteht, vergleiche Gl. (6.20).

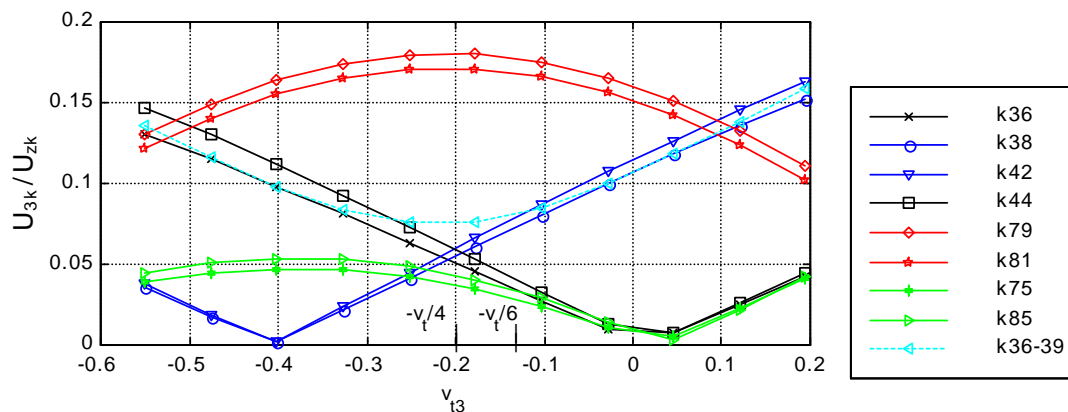


Abb. 6.10 Variation der Amplitude des dreifachen Sinus v_{13} bei Supersinusmodulation mit $v_t/1,15 = 0,7$

Eine andere Optimierungsvariante ergibt sich bei Variation der Amplitude des dreifachen Sinus v_{13} bei der Supersinusmodulation. Während die Amplitude v_{13} für eine maximale Aussteuerung $-1/6$ von der Grundschwingungsamplitude v_t beträgt, ist ein Minimum der Seitenbänder der einfachen Pulsfrequenz bei $v_{13} = -1/4 \cdot v_t$ gegeben ($k=36,39$), siehe Abb. 6.10 mit $v_t/1,15 = 0,7$. Dagegen haben die Seitenbänder der doppelten Pulsfrequenz dort ein ausgeprägtes Maximum. Um eine Übersteuerung zu vermeiden, ist diese verringerte Amplitude v_{13} dann oberhalb von $v_t/1,15 \approx \frac{v_t}{2\sqrt{3}} = \sqrt{3/2} \cdot (6/7)^{(3/2)} \approx 0,97$ wieder anzuheben. Das Frequenzband $k=36-39$ stellt eine geometrische Addition seiner Teilkomponenten dar, hauptsächlich $k=36$ und $k=38$. Das Spektrum über den gesamten Aussteuerbereich mit $v_{13} = -1/4 \cdot v_t$ ist in Abb. 6.11 dargestellt. Sind andererseits möglichst niedrige Seitenbänder

bei der doppelten Pulsfrequenz angestrebt, so ist es eine Variante, v_{t3} gemäß Gl. (6.23) so groß wie möglich zu wählen, in Abb. 6.10, rechter Randwert mit:

$$v_{t3.\max} \left(v_t = 0,7 \cdot 2 / \sqrt{3} \right) \approx 0,2.$$

$$v_{t3.\max} = 1 - v_t \tag{6.23}$$

Die Seitenbänder $k(2f_p)+/-1$ werden dabei maximal gedämpft, während dessen die anderen Seitenbänder der doppelten Pulsfrequenz teilweise und die Seitenbänder der einfachen Pulsfrequenz $k(f_p)+/-2$ durchgängig vergrößert werden, siehe Abb. 6.12. Eine zum Teil ähnliche Reduzierung der Seitenbänder der doppelten Pulsfrequenz ist bei einer größtmöglich negativen Amplitude von v_{t3} möglich, Abb. 6.10, linker Randwert.

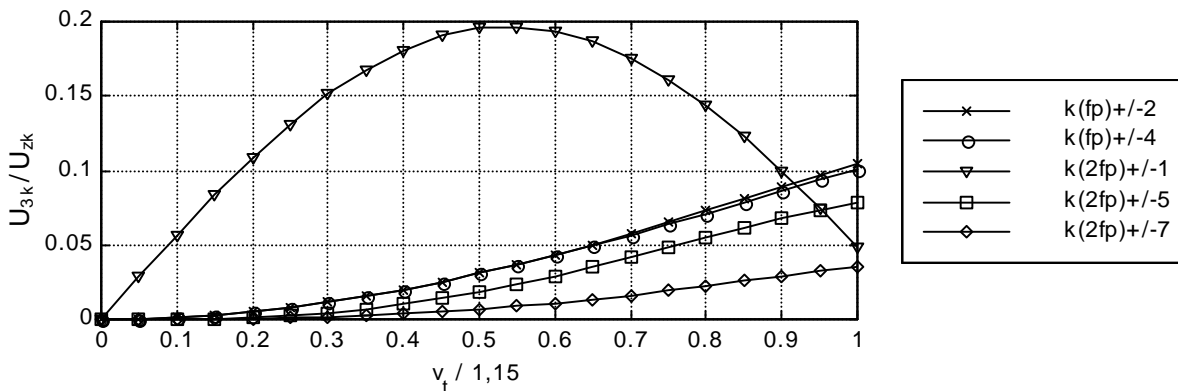


Abb. 6.11 Minimierte Spektralanteile bei der Pulsfrequenz mit Supersinus ($v_{t3} = -v_t/4$)

Die jeweilige Wahl der Offsetfunktionen ist abhängig von den weiteren Optimierungskriterien, incl. Filteraufwand, bzw. dem Arbeitsbereich von v_t . Die bisher verwendeten Offsetfunktionen sind unter der Maßgabe ausgewählt worden, dass keine Übersteuerung auftritt, die entstehenden Frequenzen der Seitenbänder fest und begrenzt sind (daher reine Sinusfunktionen ohne Übersteuerung, Abb. 6.6) und die Dreiphasensymmetrie gewahrt bleibt, Gl. (6.22). Für eine tiefere systematische Analyse der entstehenden Spektren ist nach [Mac] die Behandlung von Besselfunktionen notwendig, auf die hier verzichtet werden soll.

Es sei noch erwähnt, dass neben kontinuierlichen Offsetfunktionen auch verschiedene diskontinuierliche (mit entsprechend breiterem Spektrum) in der Literatur behandelt werden [Hav], [Hol], [Zho3], bei denen stets der gesamte mögliche Wertebereich der Modulatorfunktion ausgenutzt wird, jedoch eher mit dem Ziel der Verringerung der Schaltverluste oder der Reduzierung des Verzerrungsfaktors des Stromes. Ein weiteres Optimierungsziel ist die Verringerung der Gleichtaktspannung des Wechselrichters, um die auftretenden Lagerströme

der ASM gering zu halten [Zit]. Bezüglich der Gleichtaktspannung wären die hier vorgeschlagenen Modulationsverfahren zukünftig noch zu untersuchen.

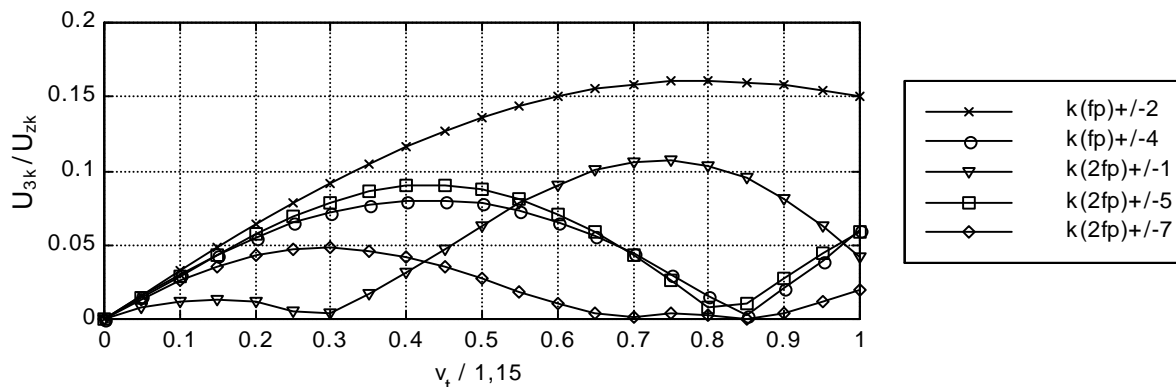


Abb. 6.12 Spektralanteile mit maximaler Amplitude $v_{t3,max}$

6.4 Vergleich mit stochastischer Offsetfunktion

Besteht das Ziel darin, eine möglichst kleine maximale Spannung bei den durch die Pulsung verursachten Seitenbändern zu erreichen, ist ein gleichförmig verteiltes Spektrum anzustreben zu sein. Dagegen steht, dass eine feste Pulsfrequenz vorgegeben sein soll. Die Größe der Offsetfunktion ist jedoch wie schon festgestellt frei wählbar. Weiterhin wird angenommen, dass eine Verteilung der Modulationsfunktion über ihren gesamten möglichen Wertebereich weitab der gewöhnlichen Supersinus-Modulationsfunktion dem oben formulierten Ziel näher kommt. So wurde ein stochastischer Offset gewählt, dessen Amplitude maximal ist.

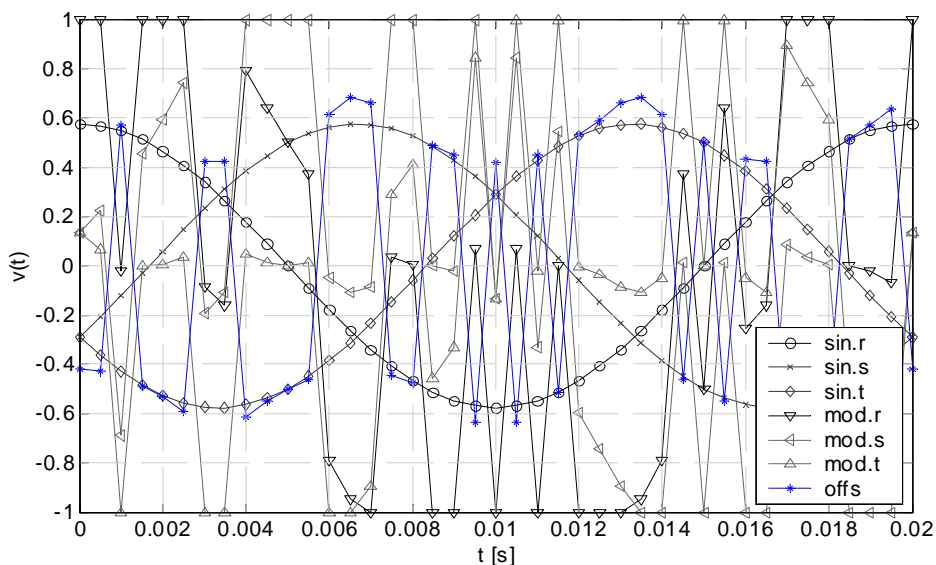


Abb. 6.13 Modulation mit maximalem Offset und Zufallsfunktion

Ob der Wert positiv oder negativ ist, soll von einer Zufallsfunktion abhängig sein. Bei den so erzeugten Modulationsfunktionen für die drei Phasen erreicht stets eine von ihnen den oberen oder unteren Grenzwert von „+1“ oder „-1“, so dass keine Übermodulation auftritt, siehe Abb. 6.13. Es ergibt sich damit entweder ein Nullvektor in der Mitte oder je zur Hälfte am Anfang und Ende der Pulsperiode. Gewöhnlich ist das Ziel bei Einsatz von Random-Techniken die Reduzierung von Geräuschen [Bec1], [Bec2], [Bis].

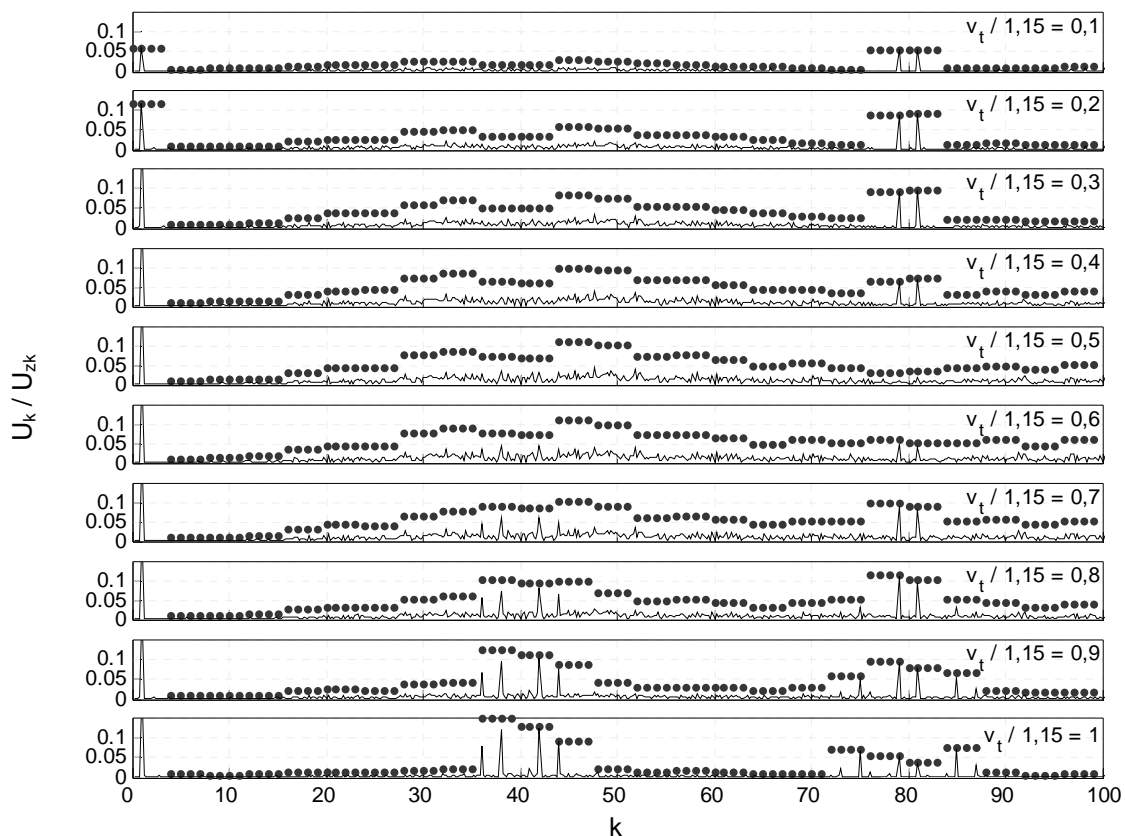


Abb. 6.14 Spektrum bei Modulation mit maximalem Offset und Zufallsfunktion
Parameter: Modulationsgrad

Das hiermit erreichbare Spannungsspektrum ist in Abb. 6.14 dargestellt. Mit steigendem Modulationsgrad werden immer stärker die ausgeprägten Seitenbänder sichtbar wie sie auch bei der normalen Supersinusmodulation auftreten (verbunden mit einem lokalen Minimum für die doppelte Pulsfrequenz bei mittlerem Tastverhältnis). Der Random-Anteil an der Modulationsfunktion geht gleichzeitig zurück. In dem Bild sind die Spektralanteile wieder durch geometrische Addition zu 200 Hz-Bändern zusammengefasst.

Ein Vergleich zwischen der Modulation mit stochastischen und sinusförmigen Offset zeigt, dass das Spektrum mit Random-Anteil im mittleren Bereich (Modulationsgrad $v_t/1,15$ von

0,3 bis 0,8) etwas niedriger ist. Das betrifft vor allem die Spektralanteile bei der doppelten Pulsfrequenz. Dagegen gleichen sich die Spektren bei großen Modulationsgraden (0,9 bis 1) aneinander an, da neben der Grundschwingung auch der Offsetanteil der dritten Harmonischen relativ groß ist und somit kaum noch *Platz* ist für andere Anteile, weder eines neunfachen noch eines zufälligen Offsets.

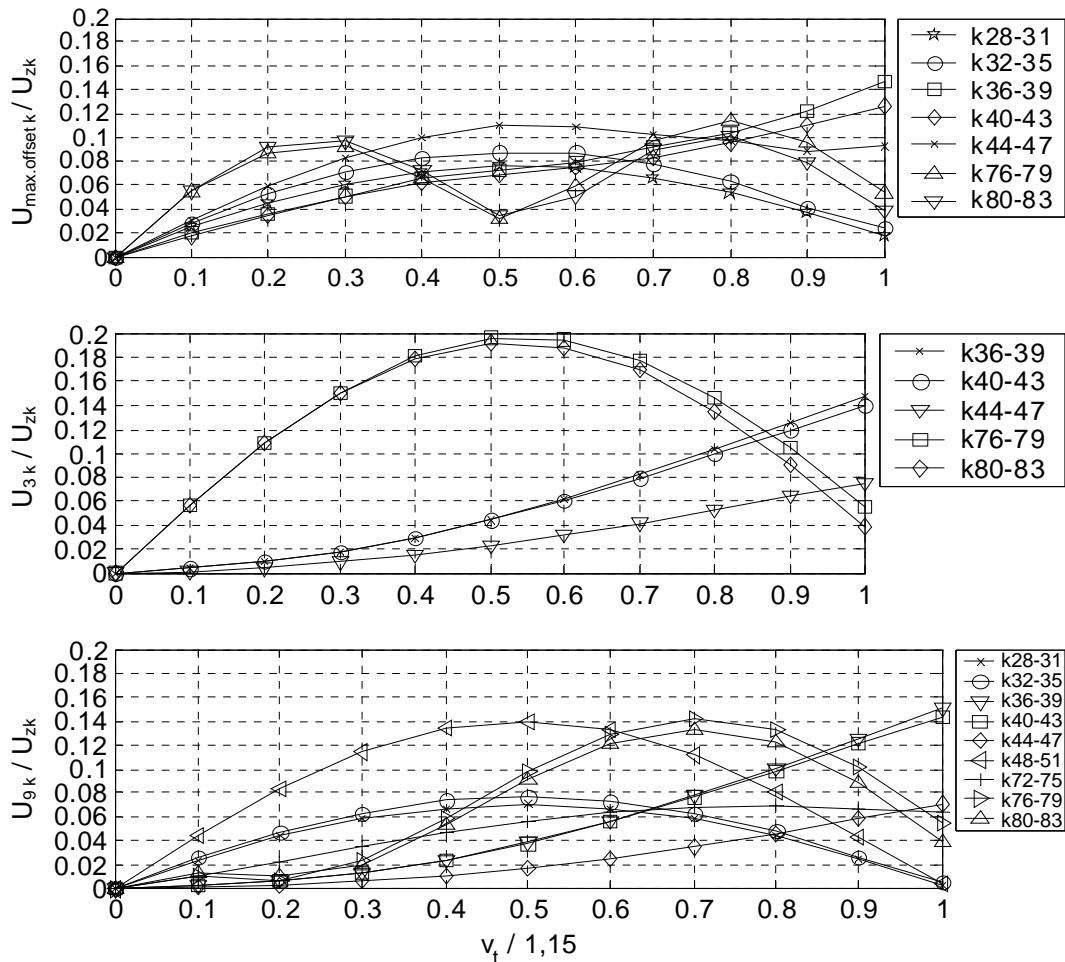


Abb. 6.15 Vergleich von Modulationstypen (200 Hz)

Oben: Maximaler Offset mit Zufallsfunktion

Mitte: Supersinus

Unten: Sinus mit Offset drei- und neunfacher Frequenz

Der Vorteil eines niedrigeren Spektrums ist jedoch verbunden mit dem Nachteil eines breiteren Spektrums (wie bei diskontinuierlichen Offsets bzw. Offsets mit Vielfachen der Grundschwingung), was sich besonders im unteren Frequenzbereich nachteilig auswirken kann. Wenn diese Spektralanteile herausgefiltert werden sollen, ist ein entsprechend höherer Aufwand an Induktivitäten bzw. Kapazitäten notwendig bzw. der Vorteil des niedrigeren Spektrums verringert sich entsprechend.

6.5 Besonderheiten bei der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine

Die Frequenzen der Seitenbänder, die bei der Pulsweitenmodulation entstehen, sind von der Pulsfrequenz, der Frequenz der Grundschwingung und der Modulationsart abhängig. Bei der DGASM ist die Grundschwingungsfrequenz der Rotorspannung jedoch weder 50 Hz noch konstant. Sie ist an die elektrische Drehzahl des Generators f_{gen} gebunden und bewegt sich im Bereich zwischen 0 und +/-15 Hz, wenn ein Schlupfbereich von +/-30% gewählt wird:

$$f_{r_GS} + f_{\text{gen}} = f_n \quad (6.24)$$

Bei Modulation mit der Supersinusfunktion werden hauptsächlich folgende Seitenbänder generiert, siehe Abb. 6.7:

$$f_{r_SB1} = f_p \pm 2 \cdot f_{r_GS} \quad (6.25)$$

$$f_{r_SB2} = f_p \pm 4 \cdot f_{r_GS} \quad (6.26)$$

$$f_{r_SB3} = 2 \cdot f_p \pm f_{r_GS} \quad (6.27)$$

$$f_{r_SB4} = 2 \cdot f_p \pm 5 \cdot f_{r_GS} \quad (6.28)$$

Durch die mechanische Drehung des Rotors bilden sich sämtliche Frequenzen des Rotorkoordinatensystems um die elektrische Frequenz des Generators f_{gen} verschoben im Statorkoordinatensystem ab.

$$f_{s_SB} = f_{r_SB} \pm f_{\text{gen}} \quad (6.29)$$

Ob die Frequenz des Generators positiv oder negativ hinzu addiert wird, hängt von der Drehrichtung der Seitenbänder ab, d. h. ob das Dreiphasensystem bei diesen Frequenzen ein Mit- oder Gegensystem ausbildet. Die Verschiebung der Frequenzen vom Rotor zum Stator ist anhand der Ströme in Abb. 6.16 dargestellt.

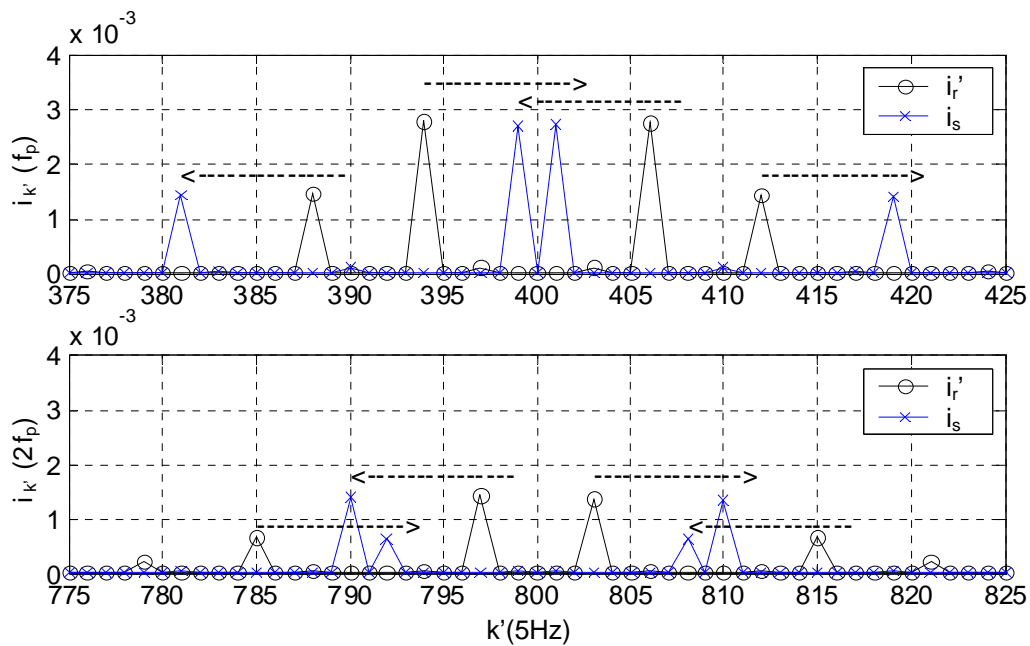


Abb. 6.16 Verschiebung der Spektrallinien vom Rotor- zum Statorkoordinatensystem anhand der Ströme

Entsprechend lässt sich die Rotorspannung im Statorkoordinatensystem darstellen, siehe Abb. 6.17. Der dargestellte Bereich des Modulationsfaktors entspricht einem Schlupfbereich von $+...-30\%$. Die Seitenbänder des Stators sind näher beieinander im Vergleich zu direkt netzgekoppelten Umrichtern, siehe Abb. 6.7. Bei Zusammenfassungen in 200Hz-Bändern gehören sie daher auch eher in gleiche Frequenzbänder. Beachtenswert ist das resultierende konstante Frequenzpaar $\pm 50\text{Hz}$ um die doppelte Pulsfrequenz herum ($k=79,81$). Es ist unabhängig von der jeweiligen Drehzahl und ergibt sich aus den folgenden Gleichungen:

$$f_{s_SB3} = f_{r_SB3} \pm f_{gen} \tag{6.30}$$

$$f_{s_SB3} = (2 \cdot f_p \pm f_{GS}) \pm (f_n - f_{GS}) \tag{6.31}$$

$$f_{s_SB3} = 2 \cdot f_p \pm f_n \tag{6.32}$$

Da auch beim netzseitigen Umrichter bei diesen Frequenzen ein bedeutendes Paar von Seitenbändern liegt (siehe Abb. 6.8), kann dies genutzt werden, um diese Harmonischen um die doppelte Pulsfrequenz herum zu reduzieren, siehe Gl. (6.32). Dazu kann der Verschiebungssatz aus der Systemtheorie [Kre] genutzt werden, der besagt, dass eine Verschiebung im Zeitbereich einer Phasendrehung im Frequenzbereich entspricht:

$$u(t-t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(f) \cdot e^{+j2\pi(t-t_0)f} df \quad (6.33)$$

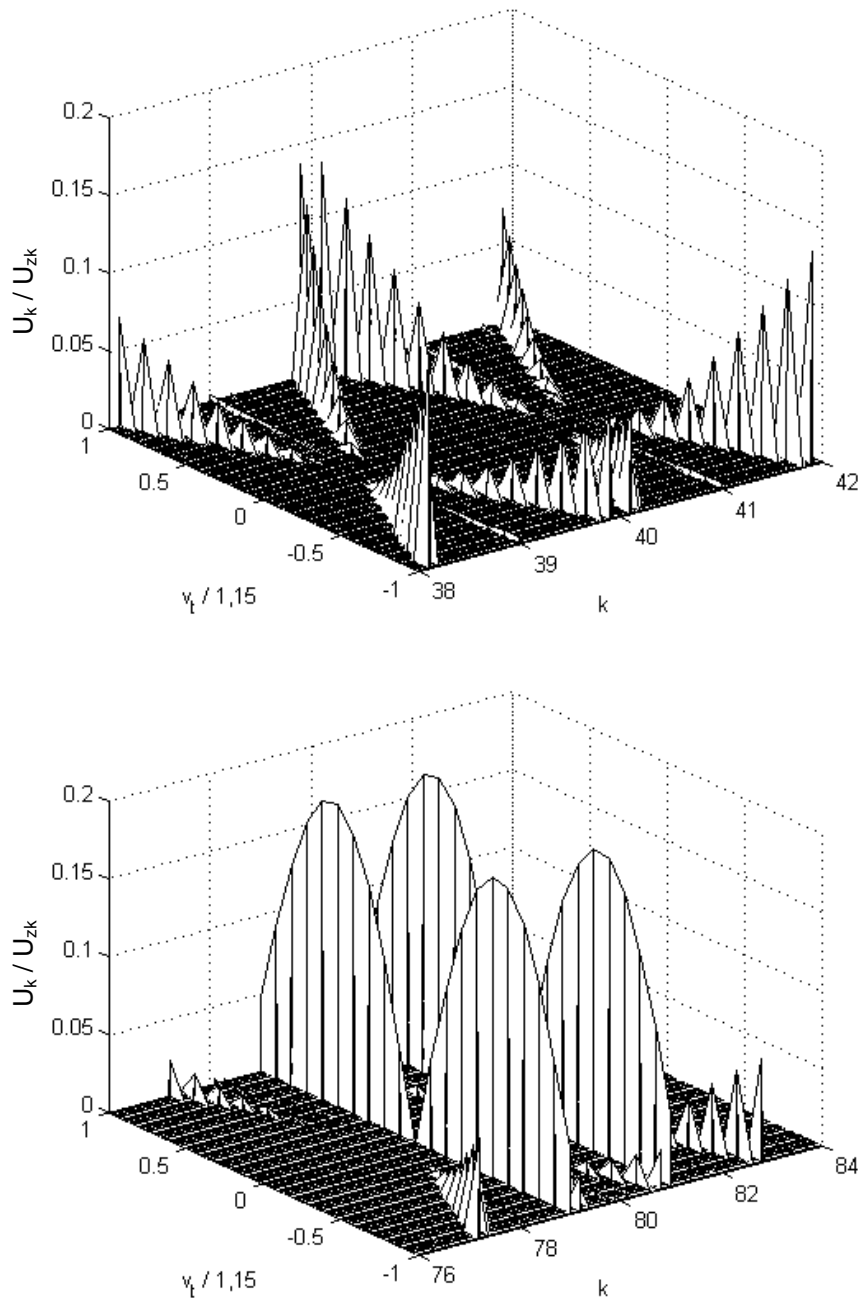


Abb. 6.17 Seitenbänder der Rotorspannung im Statorkoordinatensystem (im unter- und über-synchronen Arbeitsbereich); oben: Pulsfrequenz, unten: doppelte Pulsfrequenz

Vergleicht man die beiden Ausgangsspannungen des netz- und des maschinenseitigen Wechselrichters im Statorkoordinatensystem jeweils miteinander und vernachlässigt die Spannungsabfälle über den Filter- und Streuinduktivitäten, so sind die beiden Grundschwingungen dieser Wechselrichterspannungen im untersynchronen Betrieb phasengleich,

im übersynchronen Betrieb dagegen um 180° phasenverschoben. Betrachtet man weiter im Frequenzbereich die Phasen der Seitenbänder der doppelten Pulsfrequenz $2f_p \pm f_n$, so zeigen die Fouriertransformierten von Simulationen, dass diese Phasen um 180° phasenverschoben zur ihrer Grundschwingung sind, wenn man ein Zeitfenster einer Netzperiode beginnend mit dem Anfang einer Pulsperiode wählt.

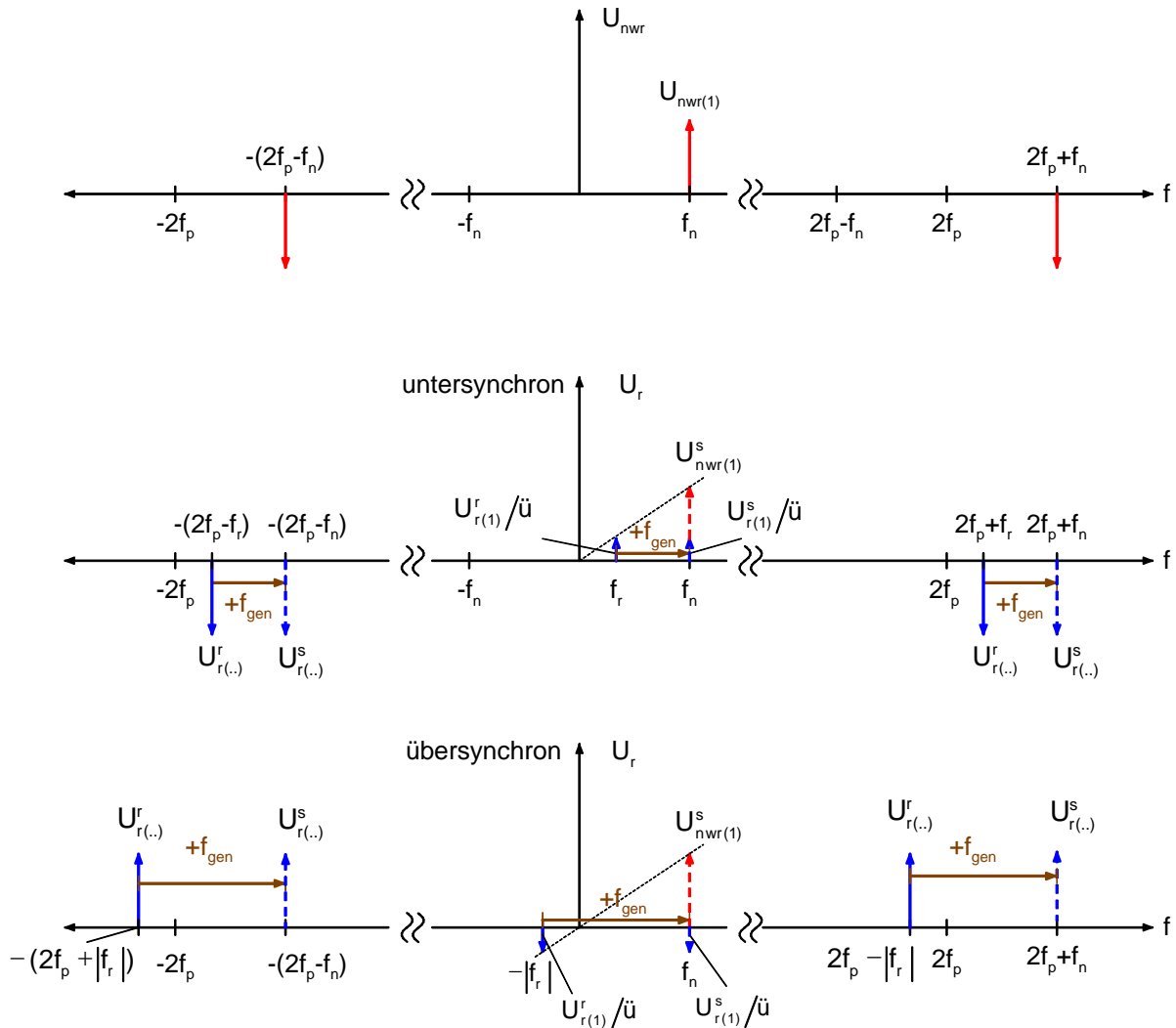


Abb. 6.18 Prinzipielle Phasenlagen der Grundschwingung und Seitenbänder der doppelten Pulsfrequenz ($2f_p \pm f_r$ bzw. f_n) zueinander, ohne Zeitverschiebung zwischen den Sägezahnsignalen

Sind nun die beiden Wechselrichter zueinander synchronisiert, also mit synchronen der Pulsweitenmodulation zugrunde liegenden Sägezahnsignalen, dann folgt unter den oben genannten idealen Annahmen, dass im untersynchronen Betrieb die Seitenbänder bei $2f_p \pm f_n$ der Wechselrichterspannungen ($U_{mwr}^s \cong U_r^s, U_{nwr}^s$) wie die Grundschwingung phasengleich und übersynchron um 180° phasenverschoben zueinander sind, siehe Abb. 6.18. Entsprechend addieren bzw. subtrahieren sich die Amplituden dieser Seitenbänder von Stator- und Netz-

wechselrichterstrom arithmetisch im Netzstrom. Sollen sich die Ströme vom netzseitigen Wechselrichter und vom Stator bei den Seitenbändern der doppelten Pulsfrequenz im unter-synchronen Bereich auch subtrahieren, so müssen für diesen Arbeitsbereich die Pulsperioden der beiden Wechselrichter (deren Sägezahnsignale, siehe Abb. 6.19) um ein Viertel der Pulsperiode zueinander versetzt sein, siehe Gl. (6.33) und (6.34). Dies korrespondiert zu einer Zeitverschiebung einer halben Periode bei der doppelten Pulsfrequenz, was wiederum einer Phasenverschiebung von 180° entspricht.

$$t_0 = \frac{t_p}{4} \quad (6.34)$$

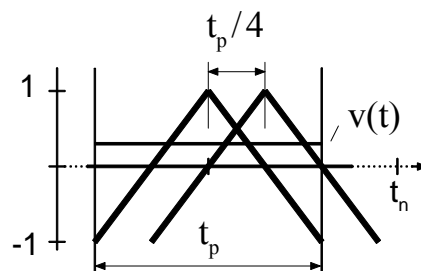


Abb. 6.19 Verschiebung des Sägezahnsignals zwischen beiden Wechselrichtern

Die Höhe der Seitenbänder des Statorstroms ist vom Transformationsverhältnis der ASM und der effektiven Induktivität (Streuinduktivität und mögliche Filterinduktivität) abhängig. Netz- wie auch maschinenseitiger Umrichter erzeugen in ihrer Amplitude bei gleichen Spannungsseitenbändern auch gleiche Stromseitenbänder (i_s^s, i_{nwr}^s) bei $2f_p \pm f_n$, insofern folgende Bedingungen vorliegen: das Transformationsverhältnis vom Stator zum Rotor (i. a. rund drei) ist gleich dem Verhältnis von der Filterinduktivität des netzseitigen Umrichters zur statorseitig bezogenen effektiven Induktivität des rotorseitigen Umrichters. Unter diesen und den oben gemachten Voraussetzungen bzw. Vereinfachungen können beide Spannungsspektren bezüglich ihrer Seitenbänder (Spannung des netzseitigen Umrichters und des rotorseitigen Umrichters im Statorkoordinatensystem) addiert und in einem Ersatzschaltbild zusammengefasst werden, als wäre es ein Umrichter mit der gleichen Filterinduktivität, siehe Abb. 6.20.

Da die Zwischenkreisspannung und die Netzspannung i. a. wenig veränderlich sind, kann bei Vernachlässigung des Spannungsabfalls über der Filterinduktivität für den netzseitigen Umrichter von einem konstanten Tastverhältnis (Modulationsfaktor) ausgegangen werden, siehe Abb. 6.21, oben.

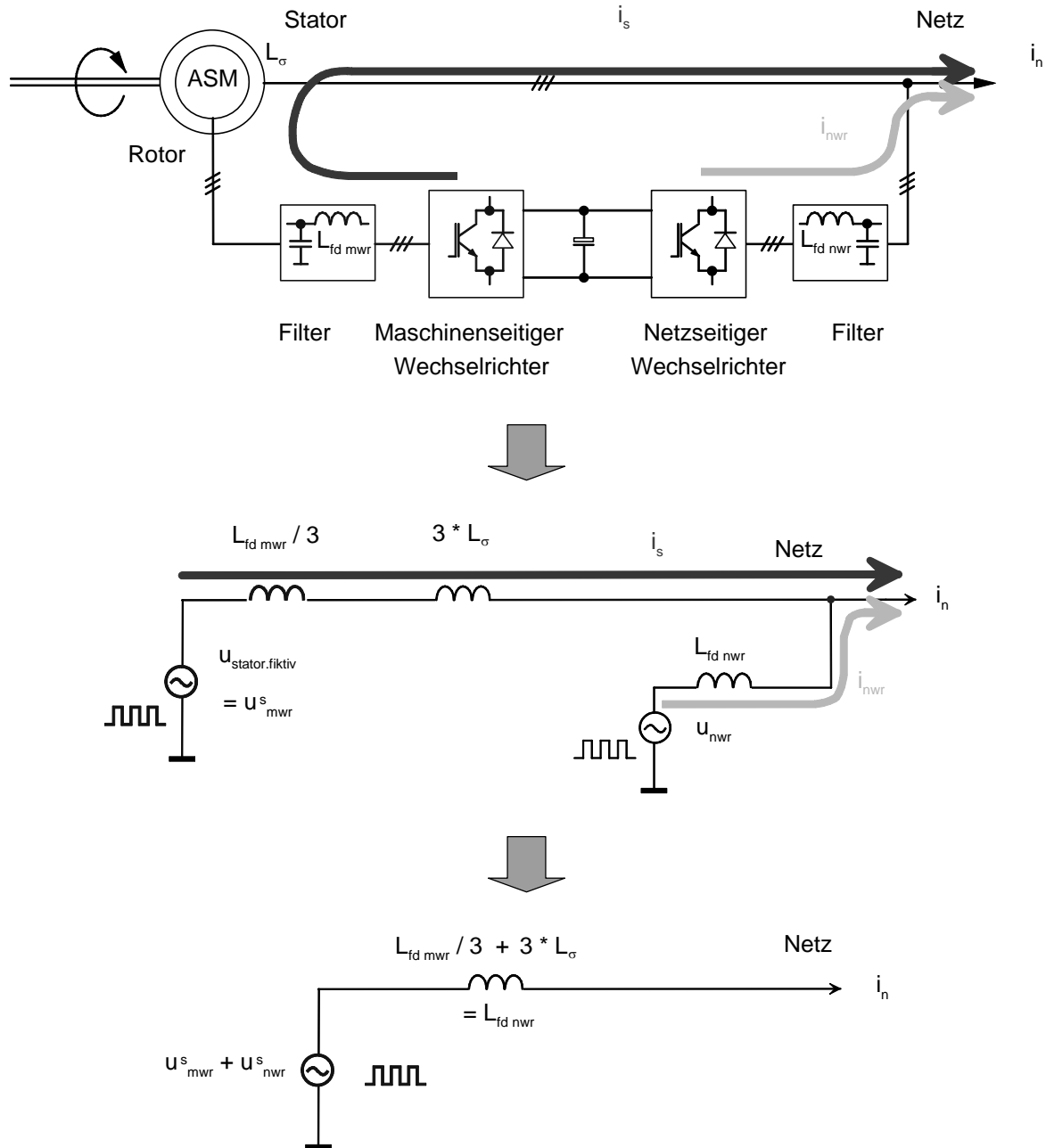


Abb. 6.20 Ersatzschaltbild für die Spannungsseitenbänder der DGASM
(mit $L_{fd\ mwr} / \ddot{u} + \ddot{u} \cdot L_\sigma = L_{fd\ nwr}$ und $\ddot{u} = 3$)

Die abgebildeten Spannungsamplituden bei den Frequenzen f_p und $2f_p$ des maschinenseitigen Umrichters (u_{mwr}^s) sind in dieser Abbildung in 200Hz-Bänder zusammengefasst. Und wie dargelegt sind die am meisten interessierenden Spektrallinien innerhalb von 200Hz-Bändern *links* und *rechts* der einfachen und der doppelten Pulsfrequenz. Weiterhin sind in der Amplitude keine signifikanten Unterschiede weder zwischen den *linken* und den *rechten* Seitenbändern noch zwischen unter- und übersynchroner Betriebsweise vorhanden. Deshalb ist jeweils nur ein Frequenzband (für f_p und $2f_p$) und der Modulationsbereich nur für den positiven Bereich dargestellt (siehe auch Abb. 6.17: 200Hz jeweils für $k=36-40, 40-44, 76-80$)

und 80-84). Im mittleren Teil der Abb. 6.21 werden die Spektren (Amplituden) der beiden Umrichter addiert, das entspricht bei der untersynchronen Betriebsweise keiner Verschiebung beider Sägezahnsignale ($t_0=0$). Im unteren Teil werden die Spektren subtrahiert (untersynchron mit $t_0=t_p/4$). Für den übersynchronen Bereich sind jedoch das mittlere und untere Bild auszutauschen, d.h. die niedrigeren Spektren bei der doppelten Pulsfrequenz ergeben sich dann in der Summe ohne eine Zeitverschiebung t_0 der Pulsperioden zueinander.

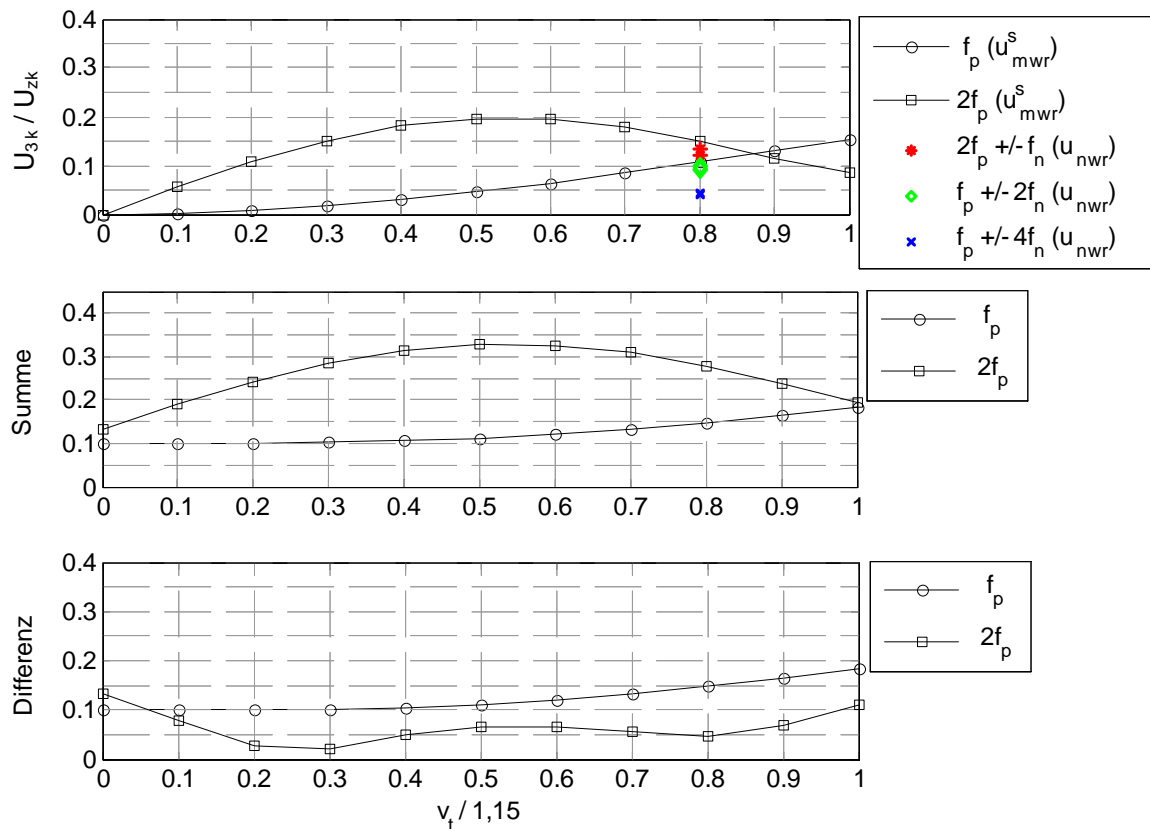


Abb. 6.21 Summe der Seitenbänder-Spektren von netz- (nwr) und maschinenseitigem (mwr) Wechselrichter mit Supersinusmodulation (bei untersynchroner Betriebsweise)
Oben: jedes separat
Mitte: ohne Zeitverschiebung ($t_0=0$, Addition bei doppelter Pulsfrequenz)
Unten: mit Zeitverschiebung ($t_0=t_p/4$, Subtraktion bei doppelter Pulsfrequenz)

Die Seitenbänder um die einfache Pulsfrequenz herum ergeben sich einfach aus der geometrischen Addition der Spektren beider Umrichter und unabhängig von einer möglichen Zeitverschiebung t_0 , da die jeweiligen Spektren (u_{mwr}^s, u_{nwr}^s) sich innerhalb der gegebenen Betriebsbedingungen nicht überschneiden. Bei der doppelten Pulsfrequenz addieren oder subtrahieren sich je nach Phasenlage zwar die Spektralanteile, dass es bei der Subtraktion beim Modulationsgrad von $v_t/1,15=0,8$ nicht zur Auslöschung kommt (siehe Abb. 6.21 ganz unten), liegt aber daran, dass in dem 200Hz-Spektralband noch weitere Spektralanteile vorhanden sind, siehe Abb. 6.17 unten.

Auch wenn die auf die Statorseite bezogenen Induktivitäten des maschinenseitigen Wechselrichters nicht gleich dem Dreifachen (bzw. dem Transformationsverhältnis) der Induktivität des netzseitigen Wechselrichters sind, so kann mit der gezeigten Methode doch eine deutliche Reduzierung der Spektralanteile bei der doppelten Pulsfrequenz erzielt und so gegebenenfalls der Filteraufwand reduziert werden. Im Anhang 12.3 sind Simulationsergebnisse zu der hier vorgeschlagenen Variante dargestellt.

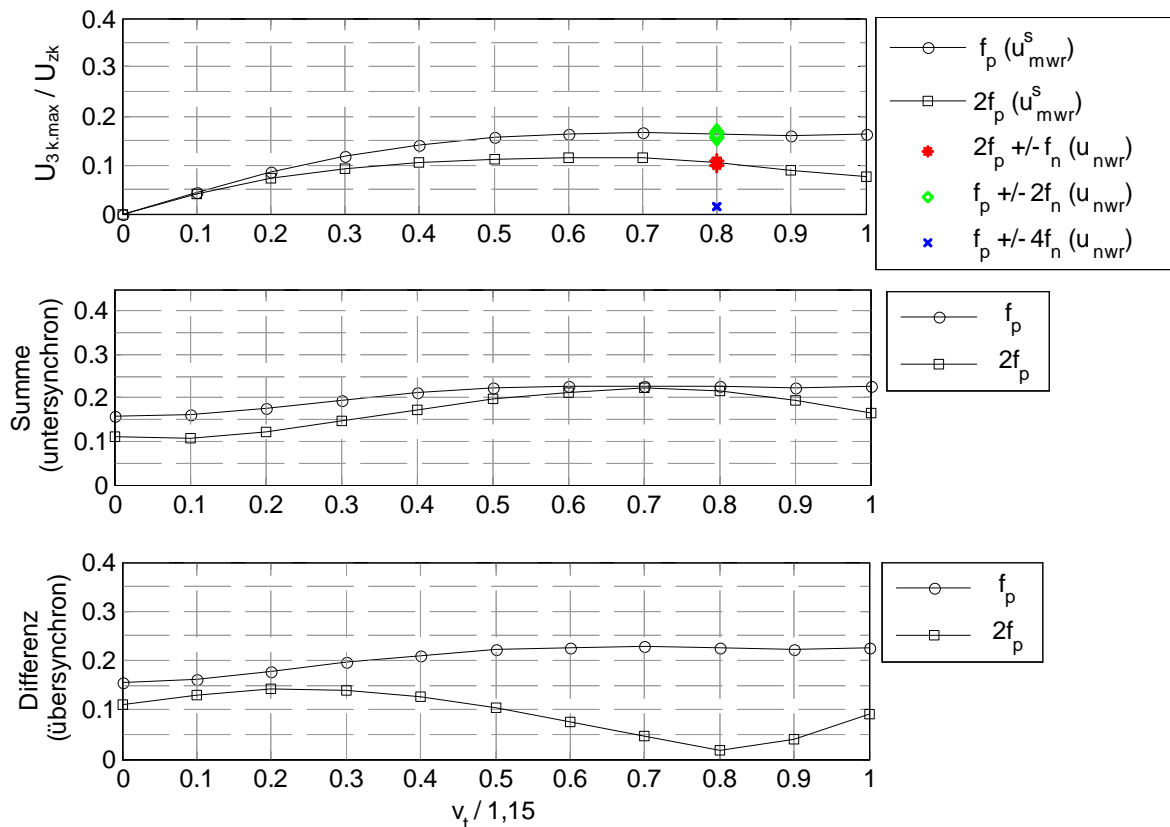


Abb. 6.22 Summe der Seitenbänder-Spektren von netz- (nwr) und maschinenseitigem (mwr) Wechselrichter mit Supersinusmodulation und maximaler Amplitude der dreifachen Frequenz (ohne Zeitverschiebung, $t_0=0$)

Oben: jedes separat

Mitte: Summe (von $2f_p$) der Spektren (untersynchron)

Unten: Differenz (von $2f_p$) der Spektren (übersynchron)

Ist eine zeitliche Verschiebung der Modulationssignale nicht möglich, kann für beide Wechselrichter evtl. eine Absenkung der Spannungsamplitude der doppelten Frequenz hilfreich sein – unter Inkaufnahme einer leichten Spannungserhöhung bei der einfachen Pulsfrequenz, siehe Abb. 6.10, ganz rechts mit Gl. (6.23). Das resultierende Spektrum ist in Abb. 6.22 dargestellt.

Eine Kombination verschiedener Varianten ist natürlich ebenso vorstellbar ($v_{t3,max}$ und $t_0=[0, t_p/4]$).

7 Filter für die Doppeltgespeiste Asynchronmaschine

7.1 Sinusfilter

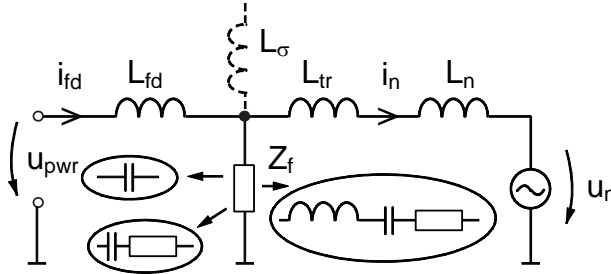


Abb. 7.1 Filterkonfigurationen

Bei der Dimensionierung der Filter ist zwischen der Induktivität, die den gesamten Wechselrichterstrom führt (Sinusfilter) und dem Filter, der hauptsächlich nur die pulsfrequenten Stromteile führt (Pulsfrequenzfilter) und damit vom Netz fern hält zu unterscheiden, siehe Abb. 7.1, L_{fd} und Z_f . Die Induktivität L_{fd}

des Sinusfilters ist im Allgemeinen so auszulegen, dass betragsmäßig der Momentanwert des Stromes nicht unzulässig den Spitzenwert der Grundschwingung überschreitet und somit der Stromrippel begrenzt bleibt, da bei der Auslegung des Wechselrichters der maximal auftretenden Strom berücksichtigt werden muss. Weiterhin nehmen der Effektivwert des Stromes und damit die Verluste in Wechselrichter und Filter mit zunehmendem Rippel zu. Als ein möglicher Kompromiss kann z. B. die Auslegung mit 10-20%-igen Stromrippelanteil (in dieser Arbeit definiert als Strombetrag Spitze-Spitze innerhalb einer Pulsperiode) bezogen auf den Spitzenwert des Grundschwingungsstromes gelten. Die Auslegung der Induktivität kann simulativ oder gemäß Gl. (7.1) (gilt für höhere bzw. normale Aussteuerungsgrade, siehe Anhang 12.4) geschehen. Sie ist ideal gesehen nur von der Pulsfrequenz und der Netzspannung (genau genommen von der Grundschwingung der Pulswechselrichterspannung $u_{pwr(1)}$) abhängig.

$$i_{ss,max} \approx \frac{1}{L_{fd}} \cdot \frac{1}{3} \cdot \hat{U}_{12,nenn} \cdot \frac{1}{2f_p} \quad (7.1)$$

$$\text{Rippel} = \frac{i_{ss,max}}{\hat{i}_{nenn}} \quad (7.2)$$

$$\hat{i}_{nenn} = \frac{P_{nenn}}{\hat{U}_{12,nenn}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (7.3)$$

$$L_{fd} = \frac{U_{12,nenn}^2}{\text{Rippel}} \cdot \frac{1}{P_{nenn}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{2f_p} \quad (7.4)$$

Mit der Definition eines bezogenen Rippel, siehe Gl. (7.2), lässt sich somit die Induktivität L_{fd} in Abhängigkeit von der Wechselrichternennspannung $U_{12.nenn}$ (Effektivwert), dem zulässigen Stromrippel, der Nennleistung P_{nenn} (genauer der Grundschiebungsscheinleistung des Wechselrichters) und der Pulsfrequenz f_p bestimmen, siehe Gl. (7.4).

Bei einer WKA mit DGASM tritt die maximale Leistung für den Umrichter $P_{r.max}$ beim minimalen Schlupf s_{min} und Nennleistung $P_{nenn.WKA}$ auf (jeweils nur bei Berücksichtigung der Grundschiebungswirkleistung), siehe Gl. (7.5) und Abb. 5.4 ($n/n_{syn}=1,3$ entspricht $s=-0,3$). Für den typischen Schlupfbereich von $s=-0,3 \dots +0,3$ ergibt sich eine anteilmäßige maximale Wirkleistung des Rotors an der Nennleistung der WKA von $3/13$. Die Induktivität L_{fd} ist nun mittels Gl. (7.6) bestimmbar.

$$P_{r.max} = \frac{s_{min}}{s_{min} - 1} \cdot P_{nenn.WKA} \quad (7.5)$$

$$L_{fd} = \frac{U_{12.nenn}^2}{\text{Rippel}} \cdot \frac{s_{min} - 1}{s_{min}} \cdot \frac{1}{P_{nenn.WKA}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{2f_p} \quad (7.6)$$

In Kombination mit dem gewählten Ansteuerverfahren und dem Aussteuerungsgrad ergibt sich nun aus den Spannungsseitenbändern der Pulsfrequenz und der doppelten Pulsfrequenz der Wechselrichterspannung und der Induktivität L_{fd} der Oberschwingungsstrom, der sich annähernd wie eine Stromquelle von L_{fd} auf die beiden Strompfade von Pulsfrequenzfilter Z_f und Netz L_n und L_{tr} aufteilt, siehe Kapitel 6 *Modulationsverfahren* und Gl. (6.1). Bei der DGASM kommt noch ein dritter Strompfad über die Streuinduktivität L_σ hinzu, der jedoch aufgrund seiner vergleichsweise hohen Impedanz nahezu keinen Oberschwingungsstrom aufnimmt, sondern stattdessen auch als Stromquelle weitere vom maschinenseitigen Wechselrichter ausgehende pulsfrequente Oberschwingungsströme in den Stromknoten einspeist, siehe Abb. 7.1 und Kapitel 6.5 *Besonderheiten bei der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine*.

Um die maximale Filterimpedanz Z_f zu bestimmen, muss sowohl eine Aussage zur resultierenden Netzimpedanz L_n+L_{tr} getroffen werden als auch zu Grenzwerten zum maximal ins Netz einzuspeisenden pulsfrequenten Oberschwingungsstrom.

7.2 Netz- und Transformatorimpedanz

Zur Betrachtung der Netzverhältnisse kann man beispielhaft einmal von einem *harten* (Netz mit hoher Kurzschlussleistung) und einmal von einem *weichen* Netz (niedrige Kurzschlussleistung) ausgehen. Entsprechend der Stromteilerregel (siehe Abb. 7.1) ist dabei ein *hartes* Netz mit geringer Netzimpedanz der kritischere Fall, betrachtet man lediglich die Höhe des ins Netz fließenden Anteils am Oberschwingungsstrom.

Beispiele für Netzimpedanzen:

Ausgehend von der Kurzschlusscheinleistung S_{ks} und dem Netzimpedanzwinkel ψ_{ks} können die Netzimpedanz und ihre Anteile in Abhängigkeit der Spannungsebene bestimmt werden.

$$Z_n = \frac{U_{12.nenn}^2}{S_{ks}} \quad (7.7)$$

$$R_n = \sin(\psi_{ks}) \cdot Z_n \quad (7.8)$$

$$L_n = \frac{1}{2\pi f_n} \cdot \cos(\psi_{ks}) \cdot Z_n \quad (7.9)$$

	hartes Netz	weiches Netz	sehr weiches Netz
S_{ks}	266 MVA	125 MVA	35 MVA
ψ_{ks}	87,5°	60°	60°
R_n	0,077 mΩ	1,9 mΩ	6,8 mΩ
L_n	5,68 μH	10,5 μH	37,5 μH

Tab. 7.1 Netzparameter für verschieden starke Netze bezogen auf die 690 V-Ebene ($U_{12.nenn}$)

Transformator:

Typisch für Transformatoren sind Kurzschlussspannungen u_k von 6%, die sich auf den induktiven und den ohmschen Anteilen mit etwa $u_x=5,9\%$ und $u_r=1\%$ aufteilen. Davon ausgehend lassen sich gemäß den beiden folgenden Gleichungen resultierende Werte für Widerstand und Induktivität bilden.

$$R_{\text{tr.ges}} = u_r \cdot \frac{U_{12,\text{nenn}}^2}{S_{\text{nenn}}} \quad (7.10)$$

$$L_{\text{tr.ges}} = \frac{1}{2\pi f_n} \cdot u_x \cdot \frac{U_{12,\text{nenn}}^2}{S_{\text{nenn}}} \quad (7.11)$$

Für eine Transformatorleistung von $S_{\text{nenn}}=2,5\text{MVA}$ ergeben sich so bezogen auf die 690V-Ebene $R_{\text{tr.ges}}=1,9\text{m}\Omega$ und $L_{\text{tr.ges}}=36\mu\text{H}$.

Entsprechend den Wachstumsgesetzen bzw. Gl. (7.10) und (7.11) nehmen die Parameter $R_{\text{tr.ges}}$ und $L_{\text{tr.ges}}$ indirektproportional zu steigenden Transformatorleistungen ab.

Für den pulsfrequenten Bereich sind die ohmschen Anteile von Netz und Transformator $R_n+R_{\text{tr.ges}}$ gegenüber deren Reaktanzen $2\pi f_p(L_n+L_{\text{tr.ges}})$ vernachlässigbar

7.3 Netzstromgrenzwerte für Oberschwingungen

Grundlage für die jeweils zulässigen einzuspeisenden Stromgrenzwerte für Oberschwingungen ist in Deutschland u. a. die „Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz“ [VDEW]. Ausgangspunkt ist die Überlegung, dass die Stromüberschwingungen über den Netzimpedanzen Spannungsabfälle hervorrufen, die andere am Netz angeschlossene Anlagen beeinträchtigen können. So gibt es die Festlegung, dass „die von allen in einem Netz betriebenen Eigenerzeugungsanlagen“ verursachten Spannungsanhebungen „am ungünstigsten Verknüpfungspunkt ein Wert von 2% gegenüber der Spannung ohne Einspeisung grundsätzlich nicht überschreiten“ dürfen. Bei Spannungspegeln im Frequenzbereich zwischen 2 und 9kHz sind es 0,2% für eine Bandbreite von 10Hz bzw. 0,3% für eine Bandbreite von 200Hz.

Die zulässigen Grenzwerte richten sich nach den konkreten Netzverhältnissen am Anschlusspunkt.

$$I_{\text{v.zul}} = i_{\text{v.zul}} \cdot S_{\text{ks}} \quad (7.12)$$

$$i_{\text{v.zul}} = \frac{0,03}{\mu} \frac{\text{A}}{\text{MVA}} \quad [20\text{kV Netz}] \text{ für } 25 < \mu < 40 \text{ (1,25 bis 2kHz)} \quad (7.13)$$

$$i_{\text{v.zul}} = \frac{0,09}{\mu} \frac{\text{A}}{\text{MVA}} \quad [20\text{kV Netz}] \text{ für } \mu > 40 \text{ (ab 2kHz), mit 200Hz-Bandbreite} \quad (7.14)$$

$$I_{v.Azul} = I_{v.zul} \cdot \frac{S_A}{S_{AV}} \quad (7.15)$$

$$\hat{i}_{max} = \frac{0,09}{\mu} \frac{A}{MVA} \cdot S_{ks} \cdot \frac{S_A}{S_{AV}} \cdot \frac{20kV}{690V} \cdot \sqrt{2} \quad [690V \text{ Netz}] \text{ für } \mu > 40 \text{ (ab 2kHz),} \quad (7.16)$$

mit 200Hz-Bandbreite

Bei einer einzelnen anzuschließenden Anlage sind die Grenzwerte $I_{v.zul}$ von der Kurzschlussleistung am Verknüpfungspunkt S_{ks} abhängig. Für den spezifischen Stromgrenzwert $i_{v.zul}$ macht der Verfasser der Richtlinie bei der Ordnungszahl von $\mu=40$ (2kHz) einen Sprung, so dass die Pulsfrequenz sinnvollerweise oberhalb von 2kHz zu wählen ist. Der Grenzwert für den Oberschwingungsstrom oberhalb von 2kHz bezieht sich dabei auf eine Bandbreite von 200Hz. Bei mehreren anzuschließenden Anlagen verringert sich der maximal einzuspeisende Oberschwingungsstrom je Anlage $I_{v.Azul}$ gemäß dem Verhältnis aus Anlagenscheinleistung dieser Anlage S_A und der insgesamt geplanten Einspeiseleistung S_{AV} .

Die maximale Einspeiseleistung $S_{A,max}$ bewegt sich nach obiger Richtlinie in Abhängigkeit vom Netzimpedanzwinkel ψ_{ks} und dem Verschiebungsfaktor $\cos(\varphi)$ (i. a. Betrag von 1) zwischen 1/5 und 1/50 der Netzkurzschlussleistung S_{ks} , siehe Gl. (7.17) bzw. (7.18).

$$S_{A,max} = \frac{1}{5} \dots \frac{1}{50} \cdot S_{ks} \quad (7.17)$$

$$S_{A,max} \leq \frac{2\% \cdot S_{ks}}{\cos(\psi_{ks} + \varphi)} \quad (7.18)$$

$$k_{kl} = \frac{S_{ks}}{S_{AV}} \quad (7.19)$$

Aus den vorhergehenden Gleichungen lässt sich nun abhängig vom KurzschlussLeistungsverhältnis k_{kl} (hier 5...50) der maximale Oberschwingungsstrom für eine Anlage bestimmen. Dabei wird angenommen, dass die maximale Einspeiseleistung ausgenutzt wird.

$$I_{v.Azul} = \frac{0,03/0,09}{\mu} \frac{A}{MVA} \cdot k_{kl} \cdot S_A \cdot \frac{20 \text{ kV}}{690 \text{ V}} \quad [690V \text{ Netz}] \quad (7.20)$$

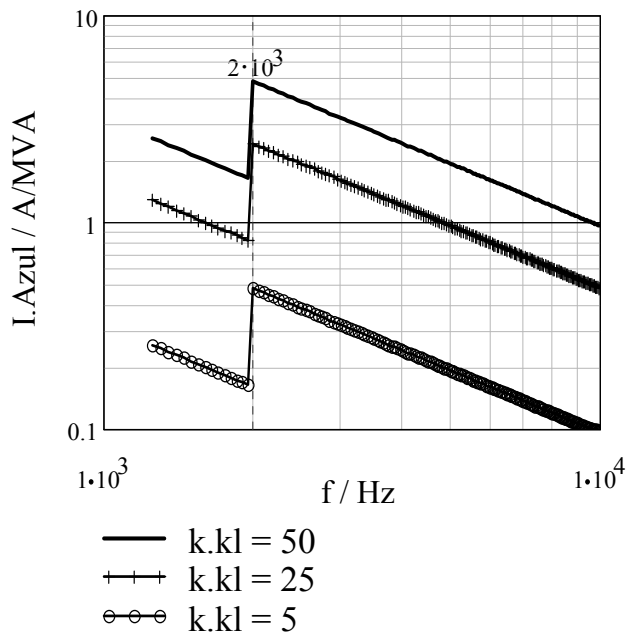


Abb. 7.2 Zulässiger Einspeisestrom in Abhängigkeit vom Kurzschluss-Leistungsverhältnis k_{kl} bei einer Einspeiseleistung von $S_A = 1 \text{ MVA}$

Bei einem für ein schwaches Netz typischen Phasenwinkel der Netzimpedanz von $\psi_{ks} = 60^\circ$ ergibt sich ein Kurzschluss-Leistungs-Verhältnis von $k_{kl} = 25$. In Abb. 7.2 sind die zugehörigen zulässigen Oberschwingungsströme für eine Anlage von 1 MVA ablesbar. Bei 2 MVA sind z. B. doppelt so hohe Oberschwingungsströme je Anlage einspeisbar. Der für eine Anlagenscheinleistung S_A zulässig einspeisbare Strom ist bei maximaler Einspeiseleistung ($S_{A,max} = S_{AV}$) somit nur noch vom Kurzschluss-Leistungsverhältnis k_{kl} bzw. dem Netzimpedanzwinkel ψ_{ks}

abhängig. Am geringsten ist der zulässige bezogene Einspeisestrom bei hohem Netzimpedanzwinkel ($\psi_{ks} > 84,26^\circ$), also starken Netzen (unter der Bedingung von $S_{A,max} = S_{AV}$).

Für ein Beispiel ($S_{ks} = 125 \text{ MVA}$, $\psi_{ks} = 60^\circ$, $S_{AV} = 5 \text{ MVA}$, $k_{kl} = 25$, $S_A = S_{tr} = 2,5 \text{ MVA}$) ist der einspeisbare Strom (mit $I_{max} = I_{v,Azul} \cdot \sqrt{2}$) in Abb. 7.3 dargestellt.

7.4 Filterkonfiguration

Bei der Wahl der Filterkomponenten sind nun verschiedene Konfigurationen denkbar, siehe Abb. 7.1. Der Filterteil Z_f , der lediglich die pulsfrequenten Anteile zu führen hat, kann dabei aus einer reinen Kapazität, einem RC-Glied, einem LC oder LCR-Saugkreis bestehen.

7.4.1 Wahl der Pulsfrequenz

Für die Dimensionierung sind mehrere Aspekte zu berücksichtigen. Da die Stromober-schwingungen in 200Hz-Bändern (beginnend mit 2010Hz–2200Hz, 2210Hz–2400Hz usw.) gemessen werden, ist es sinnvoll die Pulsfrequenz so zu legen, dass die Seitenbänder der Pulsfrequenzen möglichst in verschiedenen 200Hz-Bändern erscheinen. Bei einer Pulsfrequenz von $f_p = 2400 \text{ Hz}$ erscheinen so von den relevanten Seitenbändern des netzseitigen

Wechselrichters (f_p : 2200, 2300, 2500, 2600 Hz, $2f_p$: 4550, 4750, 4850, 5050 Hz) lediglich die zwei oberhalb von f_p (2500 und 2600 Hz) innerhalb eines 200 Hz-Bandes.

7.4.2 Filterübertragungsfunktion

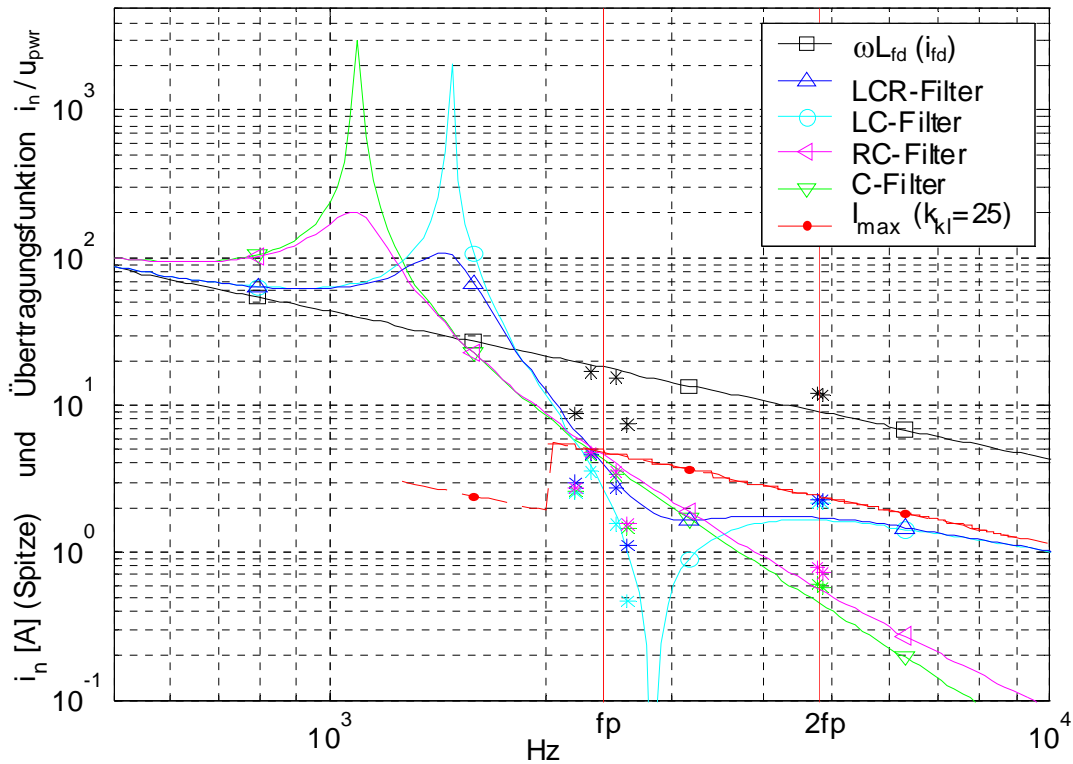


Abb. 7.3 Übertragungsfunktion des Netzstromes zur Pulswechselrichterspannung i_n/u_{pwr} (mit $u_{pwr}=134\text{V}$) bei verschiedenen Filterkonfigurationen (durchgezogene Linien) und jeweilige Oberschwingungsströme der pulsfrequenten Seitenbänder (*); bei ωL_{fd} handelt es sich um den Drosselstrom nach $u_{pwr}/\omega L_{fd}$

Für das hier gewählte Beispiel von $P_{\text{nenn,WKA}}=2,5\text{MVA}$ erhält man für den netzseitigen Wechselrichter eine Filterdrossel von $L_{fd}=496\mu\text{H}$ (bei $s_{\text{min}}=-0,3$, Rippel=20%, $f_p=2,4\text{kHz}$, $U_{12,\text{nenn}}=690\text{V}$, $i_{\text{nwr,ss,max}}=137\text{A}$, siehe Gl. (7.1) – (7.6)). Nach Wahl der Filterdrossel L_{fd} steht in Abhängigkeit von Pulsfrequenz, Unterschwingungsverfahren (z. B. Sinusdreieckvergleich mit Supersinus), Zwischenkreisspannung und Tastverhältnis (Verhältnis Netzspannung und Zwischenkreisspannung mit $v_t/1,15$ ca. 0,8 bei $U_{zk}=1200\text{V}$, siehe U_{3k}/U_{zk} in Abb. 6.8) der vom Wechselrichter emittierte Oberschwingungsstrom $i_{fd}(f)$ der pulsfrequenten Seitenbänder ungefähr fest, (siehe Abb. 7.3: $i_{fd}\approx u_{pwr}/\omega L_{fd}$, schwarze Sterne * bei $f_p\pm 100\text{Hz}$, $f_p\pm 200\text{Hz}$ und $2f_p\pm 50\text{Hz}$). Real sind die Oberschwingungsströme von i_{fd} ein wenig kleiner, da zu L_{fd} noch die Impedanz aus der Parallelschaltung von Z_f und L_n+L_{tr} hinzukommt, die jedoch sehr viel kleiner als L_{fd} ist. Die Auslegung der jeweiligen Filterkonfiguration, siehe Tab. 7.2, hat nun so zu erfolgen, dass die ins Netz eingespeisten Oberschwingungsströme (farbige Sterne *)

in Abb. 7.3) unterhalb der zulässigen Grenzwerte liegen (I_{\max}). Da sich die Oberschwingungen bei 2500Hz ($f_p+100\text{Hz}$) und 2600Hz ($f_p+200\text{Hz}$) für die Messung innerhalb eines 200Hz-Bandes (2410 – 2600Hz) geometrisch addieren, wurde dafür die Übertragungsfunktion i_n/u_{pwr} – genau genommen deren Amplitudenfrequenzkennlinie – mit dem Wert

$$\sqrt{\left(\frac{U_{\text{pwr } f_p+2f_n}}{U_{\text{zk}}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{pwr } f_p+4f_n}}{U_{\text{zk}}}\right)^2} \cdot U_{\text{zk}} = \sqrt{0,05^2 + 0,1^2} \cdot 1200\text{V} = 134\text{V}$$

multipliziert, siehe Abb.

6.8. Das heißt nun, dass für dieses Frequenzband (2410 – 2600Hz) die in der Abbildung dargestellte Stromübertragungsfunktion i_n/u_{pwr} bzw. \hat{i}_n auch unterhalb des Grenzwertes I_{\max} sein sollte. Die weiteren im Netzstrom auftretenden und hier berücksichtigten Frequenzen ($f_p-200\text{Hz}$, $f_p-100\text{Hz}$, $2f_p-50\text{Hz}$ und $2f_p+50\text{Hz}$) liegen bei $f_p=2,4\text{kHz}$ in getrennten 200Hz-Bändern. Die Stromüberschwingungen im Statorstrom wurden vorerst noch nicht berücksichtigt.

7.4.3 Parameterbestimmung

Bei der Wahl eines C- oder RC-Filters spielen nur die Oberschwingungen bei der Pulsfrequenz eine Rolle, nach denen die Kapazität bestimmt wird. Beim LC- oder LCR-Filter richtet sich die Wahl der Induktivität maßgeblich nach den Oberschwingungen bei der doppelten Pulsfrequenz. Mit zunehmender Frequenz spielt die Kapazität des LC-Saugkreises eine kleinere Rolle, es läuft dann auf eine Parallelschaltung von Filterinduktivität und Netzimpedanz (incl. Transformator) hinaus. Die Saugkreisinduktivität darf somit nicht zu groß angesetzt werden. Die Schwingkreisfrequenz des Saugkreises kann oberhalb der Pulsfrequenz gewählt werden, so dass die Oberschwingungen sowohl bei der Pulsfrequenz ausreichend gedämpft werden als auch noch bei der doppelten Pulsfrequenz. Die genauen Parameter L und C des Saugkreises können iterativ bestimmt werden.

Für die Strombelastung des Filters mit Oberschwingungen kann vereinfacht von denen des Drosselstromes i_{fd} ausgegangen werden. Hinzu kommt noch die Stromgrundschiwingung aufgrund der Netzspannung mit etwa: $U_n \cdot 2\pi f_n \cdot C_{\text{sk/F}}$. Für die Wahl eines dämpfenden ohmschen Anteils R im Filter spricht der Schutz des Filters vor dem *Absaugen* von weiteren im Netz vorhandenen Oberschwingungen bzw. ohne ausreichende Dämpfung werden dem Netz ausgeprägten Resonanzstellen hinzugefügt, siehe Abb. 7.4. Zudem können unterhalb von 2kHz Rundsteuersignale auftreten, die nicht negativ beeinflusst werden dürfen. Die Verluste im ohmschen Widerstand sind entsprechend dem Filterstrom als Nachteil dann in Kauf zu

nehmen. Es ist zu beachten, dass bei dieser Impedanzcharakteristik für das Netz idealisiert eine rein ohmsch-induktive Charakteristik angenommen wurde, wovon in der Realität eher nicht ausgegangen werden kann.

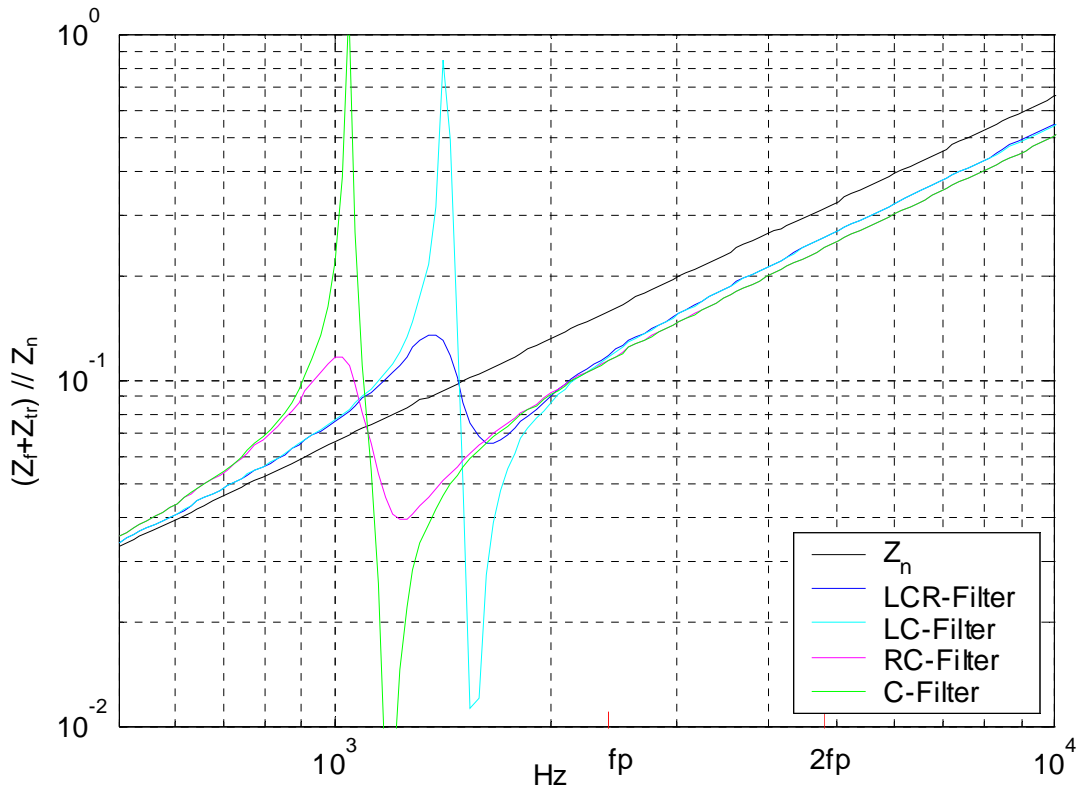


Abb. 7.4 Resultierende Impedanz am Netzverknüpfungspunkt der verschiedenen Filtervarianten im Vergleich mit der reinen Netzimpedanz $Z_n = j\omega L_n (+R_n)$

Sind die Grenzwerte für die einspeisbaren Stromüberschwingungen viel niedriger (z. B. bei hohen Einspeiseleistungen an einem starken Netz) und es würden sich somit zu große Filterparameter ergeben, können weitergehende Untersuchungen zu den tatsächlichen Verhältnissen am Netzeinspeisepunkt erfolgen, näheres in obiger Richtlinie.

Es besteht auch die Möglichkeit, die Netz- bzw. Transformatorimpedanz künstlich zu erhöhen, in dem zum Transformator eine weitere Drossel in Reihe geschaltet wird. Dies hätte zudem den Vorteil, dass das Filter stärker vom Netz entkoppelt wird.

7.5 Einfluss des maschinenseitigen Wechselrichters

7.5.1 Stromrippel durch den maschinenseitigen Wechselrichter

Für das maschinenseitige Filter wirkt die Gesamtstreuinduktivität der ASM $L_\sigma (\approx L_{\sigma s} + L_{\sigma r})$ als Rippelfilter, so dass nicht unbedingt eine weitere Filterdrossel zur Begrenzung des Strom-

rippel zum Einsatz kommen muss. Der sich einstellende maximale rotorseitige Ripplestrom $i_{r.ss.max}$ ergibt sich dann analog zu Gl. (7.1):

$$i_{r.ss.max} \approx \frac{1}{L_{\sigma} \cdot \ddot{u}^2} \cdot \frac{1}{3} \cdot \hat{u}_{r12.max} \cdot \frac{1}{2f_p} \quad (7.21)$$

Die maximale Rotorspannung $\hat{u}_{r12.max}$ korrespondiert dabei mit dem maximalen Betrag des Schlupfs $|s|_{max}$:

$$\hat{u}_{r12.max} \approx \hat{U}_{12.nenn} \cdot \ddot{u} \cdot |s|_{max} \quad (7.22)$$

Um das Verhältnis aus Ripplestrom zur maximalen Grundschiwingung des Rotorstromes zu erhalten (siehe Ripple, Gl. (7.2) und (7.5)), wird noch für letzteres der Wirkanteil bestimmt:

$$\hat{i}_{r.wirk.max} = \frac{P_{r.max}}{\hat{u}_{r12.max}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (7.23)$$

Somit ergibt sich für dieses Beispiel ($P_{nenn.WKA}=2,5MVA$, $L_{\sigma}=105\mu H$, $|s_{min}/s_{max}|=0,3$, $\ddot{u}=3,6$) mit $i_{r.ss.max}=53,8A$ ein Ripple von 8,5% (ohne rotorseitigen Magnetisierungsstrom) bzw. 7,7% (mit rotorseitigen Magnetisierungsstrom). Der zeitliche Verlauf des puls-frequenten Statorstroms ist mit dem des Rotorstromes zwar nicht mehr zu vergleichen, da dessen einzelne Spektralanteile um +/- der mechanischen Rotorfrequenz (f_{gen}) verschoben werden und somit anders gelegene Seitenbänder entstehen, der maximale Ripplestrom bleibt jedoch unter der Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses \ddot{u} ideal der gleiche. Entsprechend ist auch der statorseitige Ripple der gleiche: 8,5% (ohne statorseitigen Magnetisierungsstrom) bzw. 7,7% (mit statorseitigen Magnetisierungsstrom). Relativ gesehen ist der Ripple vom maschinenseitigen Wechselrichter im Vergleich zum netzseitigen Wechselrichter also kleiner. Absolut ist jedoch der statorseitige Ripplestrom $i_{s.ss.max}=193,7A$ größer als der vom netzseitigen $i_{nwr.ss.max}=136,6A$.

Zusammengefasst lässt sich das Verhältnis der Ripple von Statorstrom $i_{s.ss.max}$ zu netzseitigen Wechselrichterstrom $i_{nwr.ss.max}$ aus Gl. (7.1), (7.21) und (7.22) herleiten (hier 1,42):

$$\frac{i_{s.ss.max}}{i_{nwr.ss.max}} \approx \frac{L_{fd}}{L_{\sigma}} \cdot |s|_{max} \quad (7.24)$$

Ähnlich verhält es sich mit den pulsfrequenten Oberschwingungsströmen von Stator $i_s(k)$ und netzseitigem Wechselrichter $i_{\text{nw}}(k)$, die bei gleicher treibenden Oberschwingungsspannung in folgendem Verhältnis stehen (in diesem Beispiel 1,31):

$$\frac{i_s(k)}{i_{\text{nw}}(k)} \approx \frac{L_f}{L_\sigma \cdot \ddot{u}} \quad (7.25)$$

7.5.2 Resultierende pulsfrequente Seitenbänder der Wechselrichterausgangsspannung

Beim maschinenseitigen Wechselrichter sind die pulsfrequenten Spannungsanteile stark vom Arbeitspunkt abhängig, siehe Abb. 6.21.

Für die Seitenbänder der doppelten Pulsfrequenz ist ein Maximum beim Modulationsgrad $v_t/1,15$ von ca. 0,5 zu verzeichnen, für die der einfachen Pulsfrequenz beim maximalen Modulationsgrad, der jedoch im Normalbetrieb (ohne Netzüberspannung) bei minimaler und maximaler Drehzahl nur bis etwa $v_t/1,15=0,9$ geht, beim hiesigen Beispiel nach Gl. (7.22) bis $\hat{u}_{r12.\text{max}}/U_{zk}=0,88$ (bzw. nach Simulation mit Berücksichtigung zusätzlicher Spannungsabfälle: $v_t/1,15=0,96$).

Rechnet man die Oberschwingungen, die über den Statorstrom emittiert werden mit Gl. (7.25) auf den netzseitigen Wechselrichter mit L_f um, lassen sich die relevanten Spektralanteile der Wechselrichterspannung auch in einem Diagramm darstellen, siehe Abb. 7.5 und Kapitel 6.5 *Besonderheiten bei der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine*. Im oberen Subplot sind die Spektralanteile der Wechselrichter getrennt dargestellt, im mittleren addieren sich die Spektralanteile von $2f_p \pm f_n$ und im unteren subtrahieren sie sich jeweils arithmetisch. Die anderen Spektralanteile addieren sich jeweils geometrisch. Die resultierenden Spektralanteile sind je in einem 200Hz Band zusammengefasst, wobei jetzt auch bei der einfachen Pulsfrequenz f_p die Seitenbänder $f_p - 2f_n$ und $f_p - 4f_n$ vereinfachend in einem 200Hz-Band f_p zusammengefasst sind. Dadurch sind die 200Hz-Seitenbänder unter- und oberhalb der Pulsfrequenz f_p gleich. Die Einflüsse der Spannungsabfälle über L_{fd} und L_σ (wie z.B. die Phasenverschiebung von u_{pwr}) wurden für diese Betrachtung vernachlässigt.

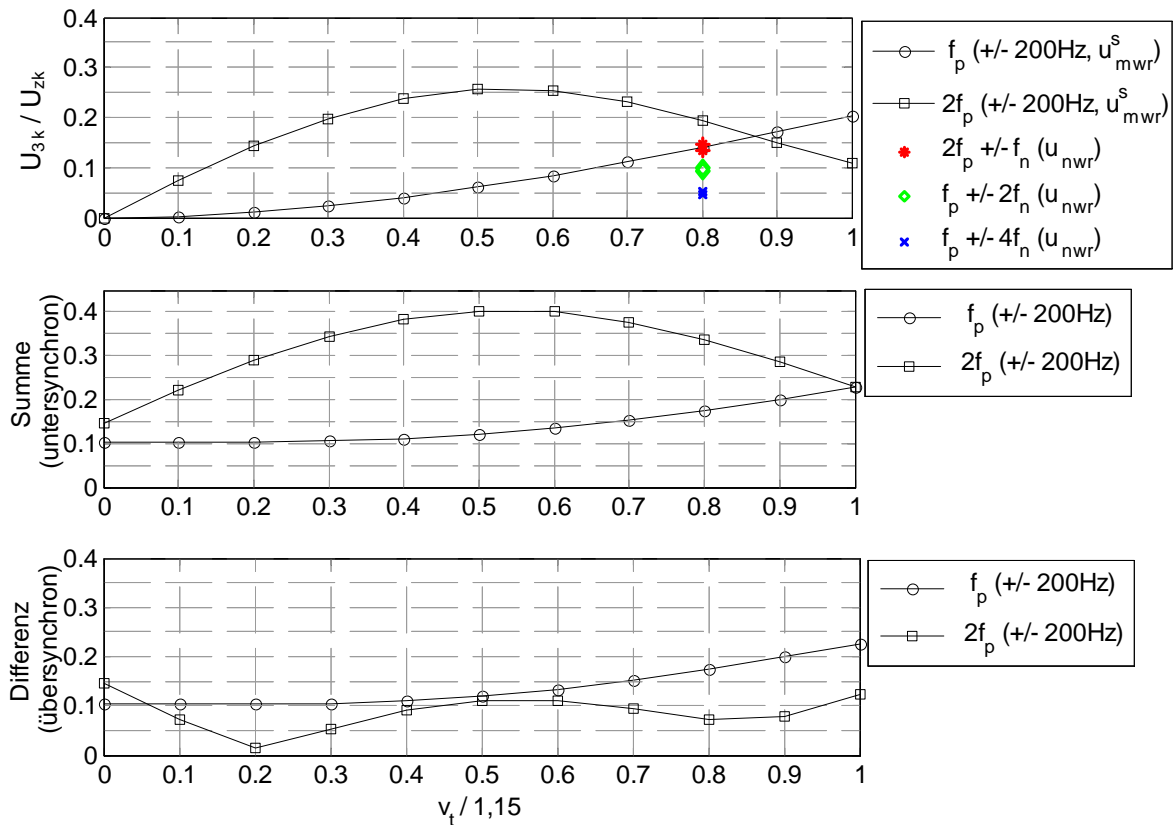


Abb. 7.5 Summe der Seitenbänder von netz- und maschinenseitiger Umrichterspannung, beim maschinenseitigen auf netzseitigen Umrichter und dessen Drossel umgerechnet (ohne Zeitverschiebung beider Sägezahnsignale, $t_0=0$)

Oben: jedes separat

Mitte: Summe (von $2f_p$) der Spektren (untersynchron)

Unten: Differenz (von $2f_p$) der Spektren (übersynchron)

Es gibt nun verschiedene ungünstige Arbeitspunkte aus Sicht der pulsrequenten Oberschwingungen:

- für die f_p -Seitenbänder, die mit maximalen Modulationsgrad $v_t/1,15$ von 0,9 (bei minimaler oder maximaler Drehzahl) mit U_{3k}/U_{zk} (Mitte oder Unten) von etwa 0,2 (würde das Seitenband f_p-4f_n herausgerechnet werden, da es bei $f_p=2,4\text{kHz}$ ja eigentlich in ein anderes 200Hz gehört, würde sich der Wert nur um etwa 3% verringern)
- für die $2f_p$ -Seitenbänder im untersynchronen Drehzahlbereich (ohne dass die Dreieckssignale der jeweiligen Ansteuerautomaten zeitversetzt sind), die mit dem Modulationsgrad von $v_t/1,15$ von 0,5, mit U_{3k}/U_{zk} von etwa 0,4, siehe mittleres Subplot

- für die $2f_p$ -Seitenbänder im übersynchronen Drehzahlbereich (bzw. auch im unter-synchronen Bereich bei um $t_p/4$ versetzten Dreiecksignalen) die mit dem Modulationsgrad von 0, also genau genommen bei Synchrondrehzahl, mit U_{3k}/U_{zk} von etwa 0,15, zumindest solange die Seitenbänder vom Stator (bei $v_t/1,15=0,5$) nicht über doppelt so groß werden können wie die des netzseitigen Wechselrichters

Die Auslegung der Filter ist anhand der *ungünstigen* Arbeitspunkte durchzuführen. Für die beiden Varianten (Addition und Subtraktion der Seitenbänder bei $2f_p \pm f_n$) ergeben sich unterschiedliche Parameter für den Filterschwingkreis:

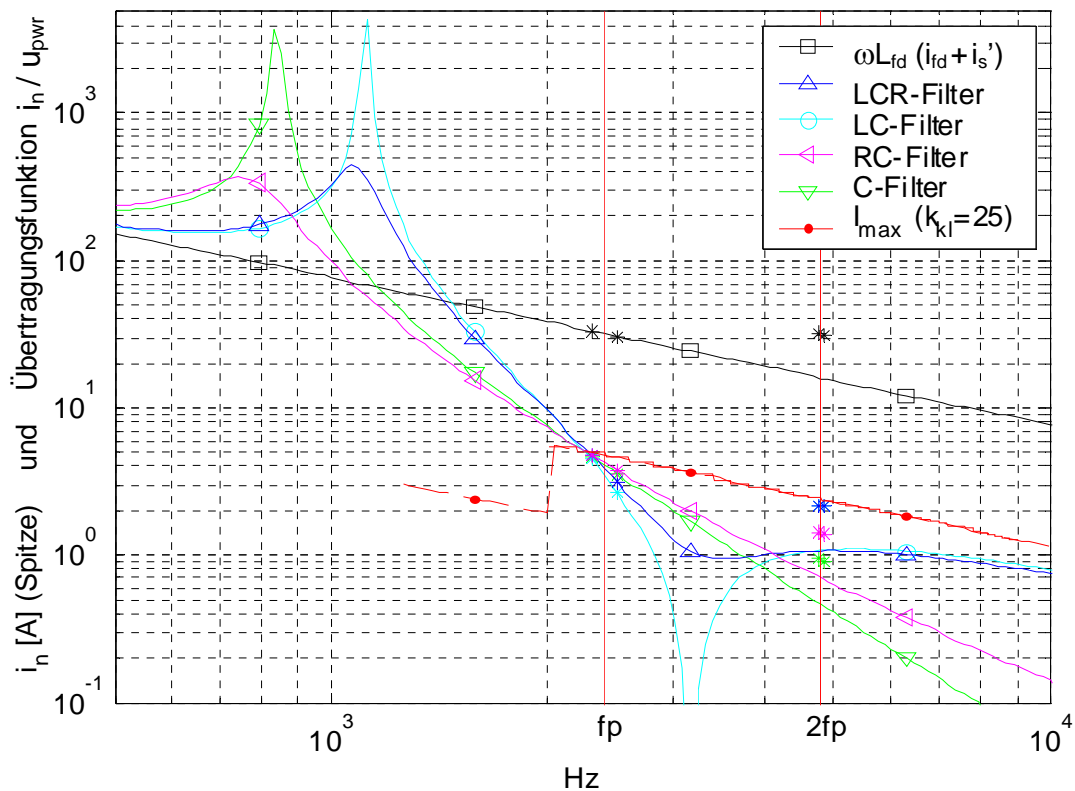


Abb. 7.6 Übertragungsfunktion von resultierender fiktiver Pulswechselrichterspannung (mit $u_{pwr}=0,2 U_{zk}$) zum Netzstrom i_n / u_{pwr} und abgeschätzte Netzstromüberschwingungen im jeweiligen 200 Hz-Band (Sterne) mit Addition bei $2f_p$

Die jeweils eingesetzten Filterparameter sind in der Tab. 7.2 zusammengefasst. Bei Wahl eines C- oder RC-Filters spielen die Seitenbänder bei $2f_p$ aufgrund der starken Dämpfung keine Rolle und somit ist es für den Fall auch unerheblich ob die Sägezahnsignale der beiden Wechselrichter zueinander versetzt sind ($t_0=t_p/4$) oder nicht ($t_0=0$).

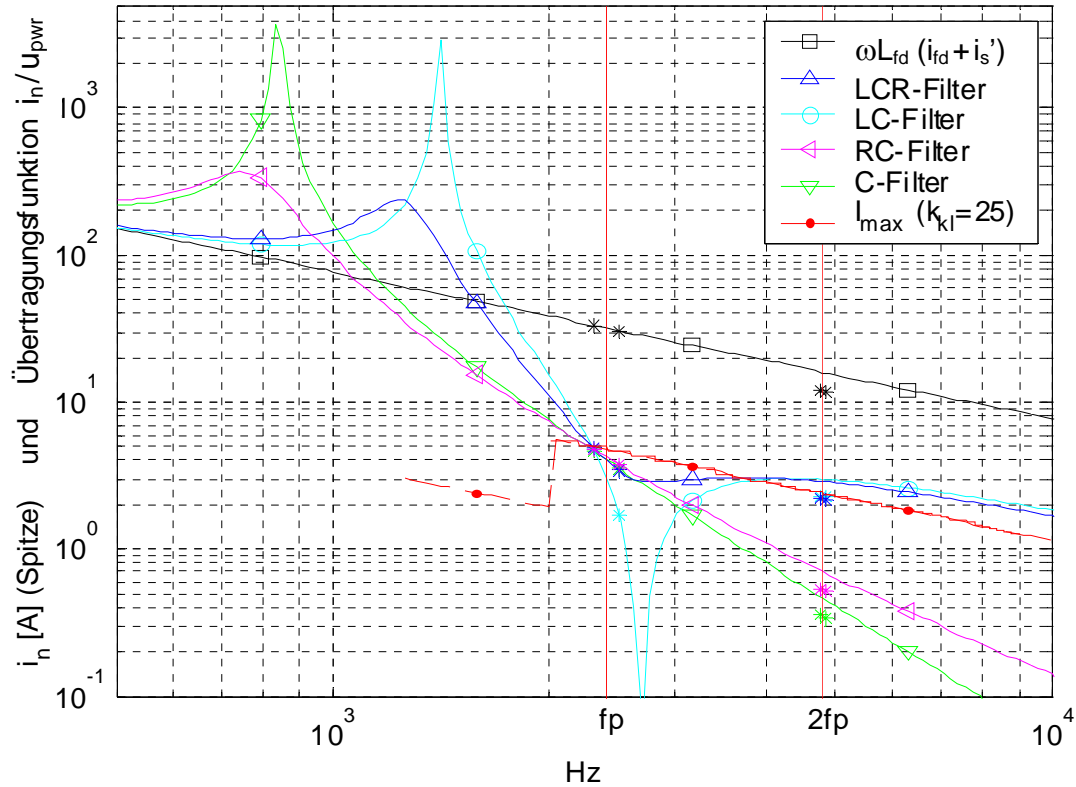


Abb. 7.7 Übertragungsfunktion von resultierender fiktiver Pulswechselrichterspannung (mit $u_{pwr}=0,2U_{zk}$) zum Netzstrom i_n/u_{pwr} und abgeschätzte Netzstromober-schwingungen im jeweiligen 200 Hz-Band (Sterne) mit Subtraktion bei $2f_p$

versetztes Sägezahn-signal	Filter nur für netzseitigen Wechselrichter				Filter für netzseitigen Wechselrichter und puls-frequente Statorströme					
					ohne bzw. egal		ohne ($t_0=0$)		mit ($t_0=t_p/4$)	
Typ	C	RC	LC	LCR	C	RC	LC	LCR	LC	LCR
L / μ H			16	16			6	5,5	16	14
C / μ F	500	500	200	200	850	1000	420	450	220	280
R / m Ω		50		100		50		40		80
Z_w / Ω			0,28	0,28			0,12	0,11	0,27	0,22
f_{sk} / kHz			2,81	2,81			3,17	3,2	2,68	2,54
Güte				2,83				2,76		2,8

Tab. 7.2 Filterparameter für unterschiedliche Konfigurationen in Abb. 7.3, Abb. 7.6 und Abb. 7.7 mit Schwingkreisparametern

Es sei noch auf den Anhang 12.5 *Simulationsergebnisse zu den Stromüberschwingungen am netzseitigen Filter* verwiesen.

8 Dimensionierung der Stromrichter für die Doppeltgespeiste Asynchronmaschine

8.1 Leistungskurven, idealisierte Stromkurven und Aussteuerungsgrade

Ausgehend von dem dem Umrichter überlagerten Betriebsführungskonzept ergeben sich Anforderungen, bei welcher Drehzahl der Generator welche Wirkleistung zu übertragen hat. Der Drehzahlbereich wird im Allgemeinen mit etwa 50% gewählt und gruppiert sich zu gleichen Teilen um die Synchrodrehzahl herum ($\omega = 0,7 \dots 1,3 \omega_{\text{syn}}$), vgl. Abb. 5.4. Im oberen Drehzahlbereich gibt es einen Bereich, in dem die Leistung der WKA ihrem Nennwert entspricht. In diesem Bereich konstanter Leistung wird die Drehzahl mittels Pitchverstellung der Flügel geregelt. Für die hier genutzte Kennlinie (Grenzleistungskurve) verhält sich die einzuspeisende Leistung im unteren Drehzahlbereich in Abhängigkeit von der Drehzahl entsprechend des optimalen Rotorleistungsbeiwertes kubisch. Diese Kennlinie kann durch die übergeordnete Betriebsführung dann auch noch, z.B. in Abhängigkeit von der mittleren Windgeschwindigkeit oder der Flügelstellung, variiert werden.

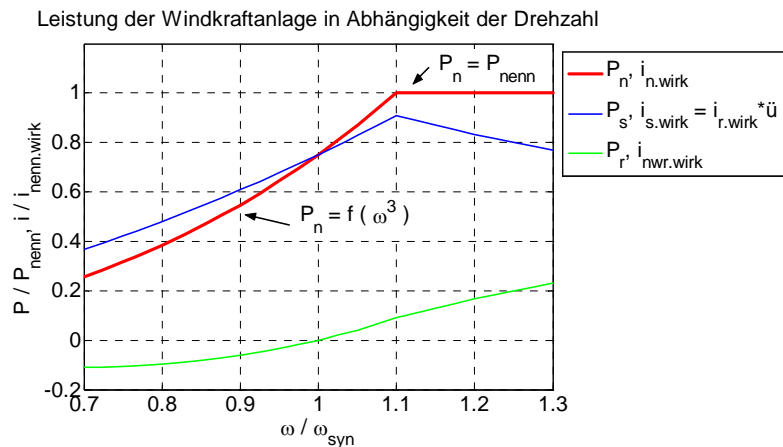


Abb. 8.1 Leistungssollwert über der Drehzahl und Aufteilung auf Rotor und Stator, sowie Wirkstromaufteilungen

Unter der Vernachlässigung der Verluste und insbesondere der Streuung L_σ ergibt sich nach Gl. (12.45) – (12.47) (siehe Anhang 12.6) auch die Aufteilung der Gesamtleistung auf Rotor und Stator. Die Verläufe der Wirkstromkomponenten von Netz-, Stator- und netzseitigem Wechselrichterstrom sind ausgehend von einer konstanten Netzspannung bezogen auf den Netznennwirkstrom die gleichen wie die von den bezogenen Netz-, Stator- und Rotorleistungen, siehe Abb. 8.1. Der Rotorwirkstrom ist mit dem des Stators über das Transformationsverhältnis des Generators verknüpft ($i_{s,\text{wirk}} = i_{r,\text{wirk}} \cdot \ddot{u}$). In Abb. 8.2 wird noch die Blind-

bzw. flussbildenden Stromkomponente (hier nur im Rotorstrom, der auch die gesamte Magnetisierung der Maschine übernimmt, siehe Gl. (12.42)) mit dargestellt. Der Vorzeichenwechsel der Rotorstromkomponenten im Synchronpunkt tritt auf, wenn man sie auf das Koordinatensystem der Rotorspannung bezieht, die an der Stelle ebenfalls das Vorzeichen wechselt. Unter idealisierten Voraussetzungen läßt sich auch gemäß Gl. (12.33) und Abb. 12.40 der Aussteuerungsgrad der beiden Wechselrichter darstellen, siehe Abb. 8.3 (mit

$$\frac{v_{t\text{nwr}}}{1,15} = v_{t\text{nwr}} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\hat{U}_n \sqrt{3}}{U_{zk}} = \frac{563V\sqrt{3}}{1200V}.$$

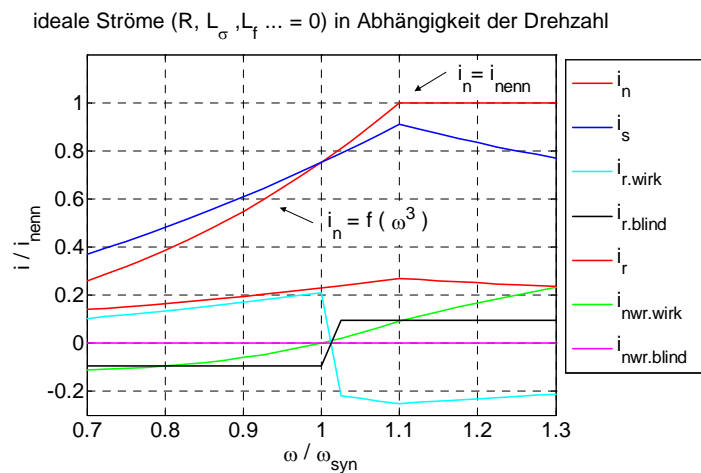


Abb. 8.2 Idealisierte Wirk-, Blind- und Scheinströme

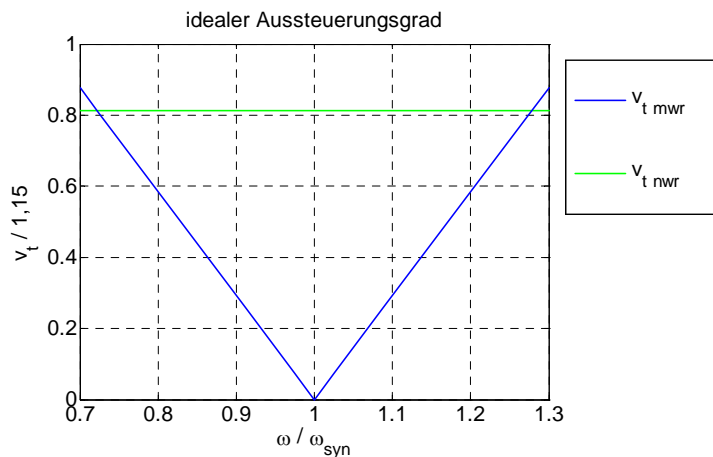


Abb. 8.3 Idealisierte Aussteuerung des rotor- und netzseitigen Wechselrichters

8.2 Detailliertere Bestimmung von Strömen und Spannungen

Im Anhang 12.6.2 sind desweiteren für die Blind- bzw. Rotorstromkomponenten detailliertere Berechnungsmöglichkeiten angeführt, deren Ergebnisse denen der Simulation sehr nahekommen.

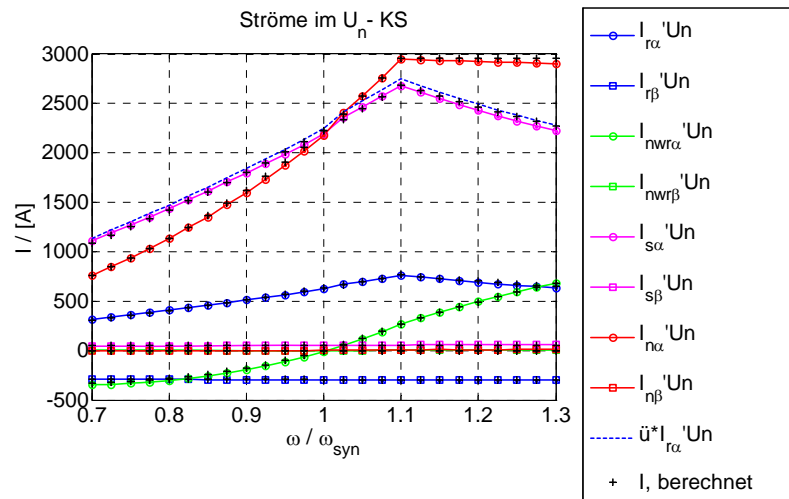


Abb. 8.4 Simulierte und berechnete Ströme im Netzspannungskordinatensystem

Ströme und Spannungen im U_n -Kordinatensystem sind in Abb. 8.4 und Abb. 8.5 dargestellt, einmal anhand von Simulationen jeweils drehzahlabhängig im stationären Arbeitspunkt und zum anderen analytisch berechnet. Die im Anhang beschriebene detailliertere Berechnung erweist sich aber erst bei den β -Komponenten der dargestellten Spannungen als relevant. Diese sind wichtig für die Phasenverschiebung der Ströme direkt am Eingang bzw. Ausgang der Wechselrichter (im Koordinatensystem der jeweiligen Grundschwingung der Wechselrichter-Spannung), d. h. für den Leistungsfaktor $\cos(\phi)$ der Grundschwingung des Wechselrichters, siehe Abb. 8.6 und Abb. 8.7, und der daraus ableitbaren Grundschwingungsbelastung von Diode und IGBT des Wechselrichters. Da die Rotorspannung im Synchronpunkt nahezu Null ist, ist die Phasenlage des Rotorstromes im Rotorspannungskordinatensystem in diesem Arbeitspunkt nicht eindeutig, so dass dort Abweichungen zwischen Simulation und Rechnung zu erklären sind ($I_{r\alpha}'U_r$, $I_{r\beta}'U_r$, Abb. 8.6). Entsprechendes gilt für den Leistungsfaktor ($\cos(\phi)$, Abb. 8.7).

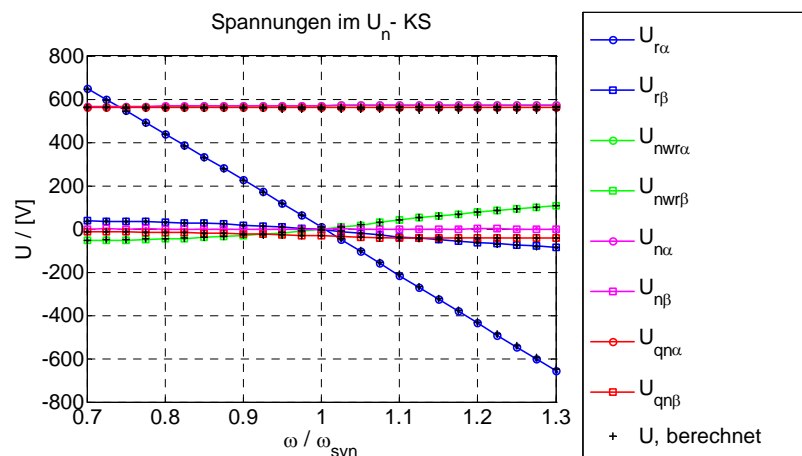


Abb. 8.5 Simulierte und berechnete Spannungen im Netzspannungskordinatensystem

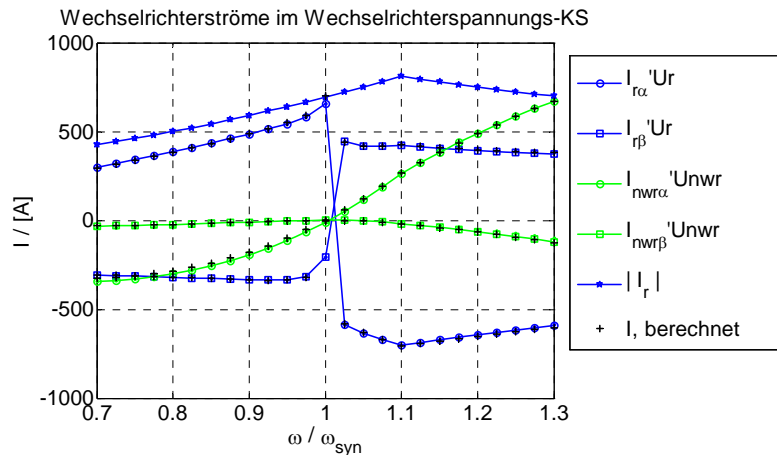


Abb. 8.6 Simulierte und berechnete Wechselrichterströme

Anhand von Abb. 8.6 lässt sich nun prinzipiell die Schalterauswahl für den Wechselrichter vornehmen. Man beachte aber, dass für diese Abbildung noch keine Variierung der Netzspannung oder des Leistungsfaktors $\cos(\phi)$ zum Netz hin (Netzstrom und -spannung) vorgenommen wurde, siehe dazu Anhang 12.7 *Variation des Leistungsfaktors und der Netzspannung*. Geht man von einer verminderten Netzspannung von z. B. 10% aus, so ergibt sich eine Stromerhöhung von auch etwa 10%. Zudem ist zu bedenken, dass die Frequenz des rotorseitigen Wechselrichter zwischen ca. 15Hz und 0Hz schwankt, was besonders bei kleinen Frequenzen nahe 0Hz zu erhöhter thermischer Beanspruchung der Halbleiter führt und eine Überdimensionierung (derating) erforderlich macht. Bei hohen Strömen wie hier ist eine Parallelanordnung von Schaltern nötig. Die Belastung von Diode und IGBT innerhalb der Wechselrichter ist den Betrachtungen im nächsten Abschnitt zu entnehmen.

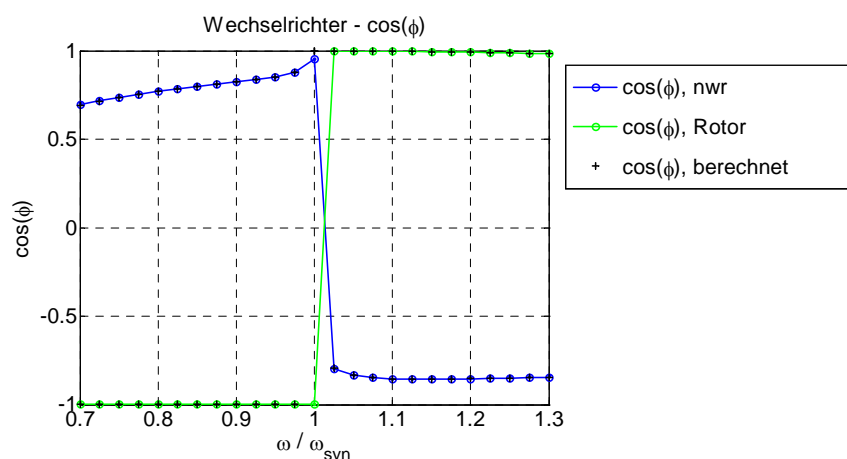


Abb. 8.7 Simulierter und berechneter Leistungsfaktor der Wechselrichter

Für die Aussteuerung der Wechselrichter hat die detailliertere Berechnung im Vergleich zur idealisierten Auswirkungen derart, das erst hier erkennbar wird, dass die Aussteuerungsgrenzen fast erreicht werden. Kommt noch eine Erhöhung der Netzspannung von z. B. 10%

hinzu, muss der Drehzahlbereich etwas eingeschränkt oder die Zwischenkreisspannung (1200 V) erhöht werden.

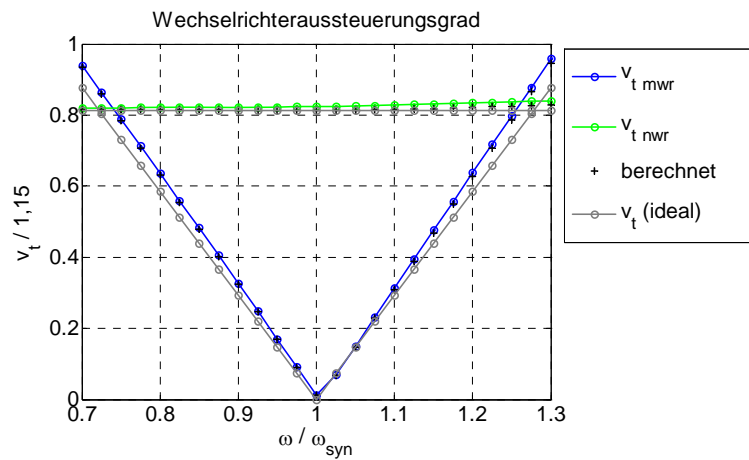


Abb. 8.8 Simulierter und berechneter Aussteuerungsgrad des Wechselrichters im Vergleich zum idealisierten

Die Strombelastung des Zwischenkreiskondensators wurde lediglich simulativ ermittelt, da die Gleichungen zu deren Herleitung nicht stetig sind. Da die genauen Schaltzeitpunkte beider Wechselrichter das Ergebnis bestimmen, variiert die Strombelastung entsprechend in Abhängigkeit davon, ob die Sägezähne beider Wechselrichter zueinander versetzt sind ($t_0=t_p/4$) oder nicht ($t_0=0$), siehe Kapitel 6.5.

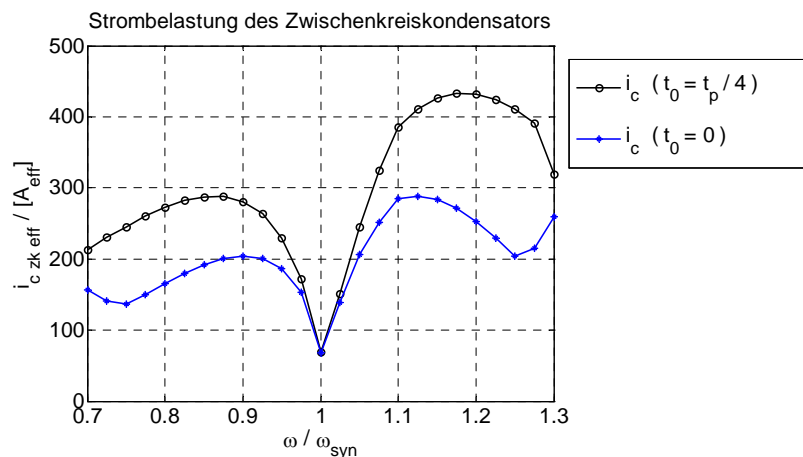


Abb. 8.9 Simulierter Effektivwert des Zwischenkreiskondensators in Abhängigkeit von der Sägezahnverschiebung

8.3 Aufteilung des Wechselrichterstromes auf Dioden und IGBT

Aus der Grundschwingungsamplitude des Wechselrichterausgangsstromes \hat{i} , des Ansteuer-signals des Wechselrichters v_t sowie deren Phasenverschiebung ϕ zueinander lässt sich der Gleich- und Effektivwert der IGBT- und Diodenströme bestimmen, siehe Anhang 12.6.3. Sind die Zweigverriegelungs- und Schaltzeiten klein gegenüber der Pulsperiode sowie der Ripplestrom klein gegenüber der Grundschwingungsamplitude sind die Fehler durch Vernachlässigung dieser Größen gering.

$$\bar{i}_D = \hat{i} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{v_t}{8} \cos(\phi) \right) \quad (8.1)$$

$$\bar{i}_T = \hat{i} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{v_t}{8} \cos(\phi) \right) \quad (8.2)$$

$$i_{D,\text{eff}} = \hat{i} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{v_t}{3\pi} \left(\cos(\phi) - \frac{1}{30} \cos(3\phi) \right)} \quad (8.3)$$

$$i_{T,\text{eff}} = \hat{i} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{v_t}{3\pi} \left(\cos(\phi) - \frac{1}{30} \cos(3\phi) \right)} \quad (8.4)$$

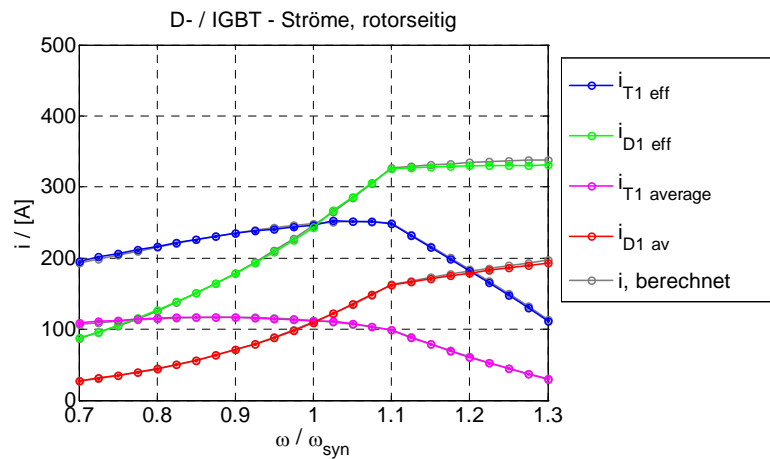


Abb. 8.10 Simulierte und berechnete Dioden und IGBT-Ströme des maschinenseitigen Wechselrichters

Der Anteil $\frac{1}{30} \cos(3\phi)$ resultiert aus der Ansteuerung mit dem Supersinus (3-fache Grundschwingung mit 1/6 der Amplitude). Der Vergleich der simulierten und der berechneten Halbleiterschalterströme ist in den folgenden beiden Abbildungen zu sehen. Gut zu erkennen ist die stärkere Belastung des Transistors gegenüber der Diode, wenn die Energieflussrichtung

von der DC- zur AC-Seite erfolgt. Für die Darstellung dieser Werte (\bar{i}, i_{eff}) wurde jeweils von nur einem Schalter ausgegangen (keine Parallelanordnung).

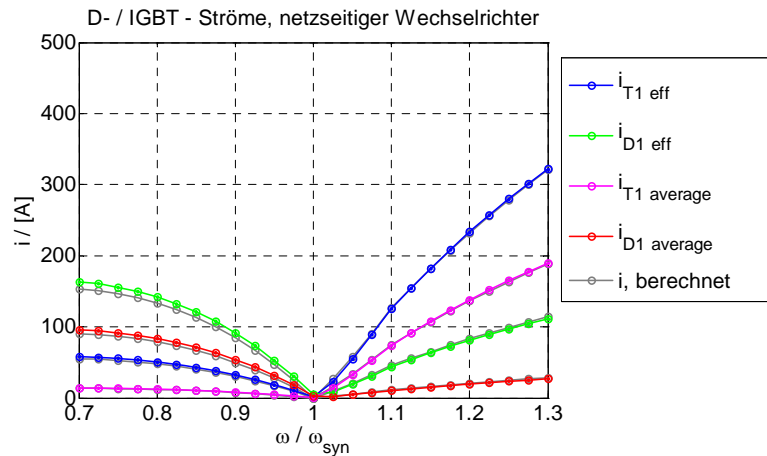


Abb. 8.11 Simulierte und berechnete Dioden und IGBT-Ströme des netzseitigen Wechselrichters

8.4 Bestimmung der Verlustleistungen der Wechselrichter

Soll eine Verlustleistungsabschätzung der Wechselrichter vorgenommen werden, müsste eigentlich die Temperatur der Sperrschichtflächen als variabler Parameter eingeführt werden [Nic]. Diese ist jedoch aufgrund der Einflussfaktoren wie Aufbau des Kühlsystems, Vorlauf-temperatur des Kühlwassers etc. nur schwer abzuschätzen. Mit einem für die obigen Stromparameter geeigneten konkreten Schalter lässt sich aber bei Annahme einer konstanten maximalen Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ eine Worst-Case-Abschätzung vornehmen. Approximiert man für diese Temperatur den Durchlassspannungsabfall mit einer linearen Gleichung, siehe Gl. (8.5), können die Durchlassverluste je Schalter für Diode und Transistor mit einer quadratischen Gleichung, siehe Gl. (8.7) und (8.8), bestimmt werden. Dabei kann für die Stromparameter von Diode und Transistor entweder der rippelbehaftete Strom (z. B. Ergebnis der Simulation) oder aber auch lediglich dessen Grundschwingung (wie hier Ergebnis der Rechnung) Ausgangspunkt sein, siehe Abb. 8.10 und Abb. 8.11, jedoch nun unter der Berücksichtigung der Parallelanordnung zweier Schalter.

$$u = u_0 + r \cdot i \quad (8.5)$$

$$P_{\text{DV}} = \frac{1}{T} \int_0^T (u_0 + r \cdot i) i \, dt \quad (8.6)$$

$$P_{DV_D} = u_{D0} \cdot \overline{i_D} + r_D \cdot i_{D,eff}^2 \quad (8.7)$$

$$P_{DV_T} = u_{T0} \cdot \overline{i_T} + r_T \cdot i_{T,eff}^2 \quad (8.8)$$

Für die Schaltverluste bzw. die zugehörigen Parameter ist noch die Zwischenkreisspannung von $U_{zk}=1200V$ relevant. Zur Bestimmung der Schaltverluste ist nicht die konkrete Stromaufteilung auf Diode und IGBT bzw. der Phasenverschiebung ϕ nötig, sondern der gesamte Phasenstrom. Soll der Einfluss des Stromrippel berücksichtigt werden, ist es nötig, in der Simulation die auftretenden stromabhängigen Verlustenergien zum Schaltzeitpunkt (getrennt nach Ein- und Ausschaltenergien) über eine Periode zu summieren, siehe [Del]. Da der Stromrippel hier keinen so großen Einfluss hat, soll aus Aufwandsgründen lediglich die Grundswingungsamplitude berücksichtigt werden. Mit einer approximierten Gleichung höchstens 2. Grades sind auch die Schaltverluste je Schalter mittels Gleichricht- (Gl. (8.9)) und Effektivwert (Gl. (8.10)) des Wechselrichterstromes bestimmbar, siehe Gl. (8.11) für die Diode. Für die Schaltverluste des Transistors ergibt sich eine vom Strom lineare Abhängigkeit, siehe Gl. (8.12). Die Gleichungsparameter (p_{d0} , p_{d1} , p_{d2} , p_{t1}) wurden für Schalter der Firma Semikron über ihren Internetauftritt bestimmt.

$$\overline{|i|}_{pwr} = \frac{2}{\pi} \hat{i}_{pwr} \quad (8.9)$$

$$i_{pwr,eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{i}_{pwr} \quad (8.10)$$

$$P_{SV_D} = \frac{1}{2} f_p \left(p_{d0} + p_{d1} \overline{i}_{pwr} + p_{d2} i_{pwr,eff}^2 \right) \quad (8.11)$$

$$P_{SV_T} = \frac{1}{2} f_p \cdot p_{t1} \overline{i}_{pwr} \quad (8.12)$$

Die unterschiedlichen Verlustanteile sind in Abb. 8.12 und Abb. 8.13 dargestellt. Dabei stellen die Verluste von Diode P_{DV_D1} , P_{SV_D1} bzw. IGBT P_{DV_T1} , P_{SV_T1} die Summe der parallel angeordneten Schalter dar. Die auf diese Weise berechneten gesamten Wechselrichterverluste sind in Abb. 8.14 dargestellt.

Im Anhang 12.7 sind Untersuchungen zur Variation der Netzspannung U_n und dem Leistungsfaktor $\cos(\phi)$ aufgeführt.

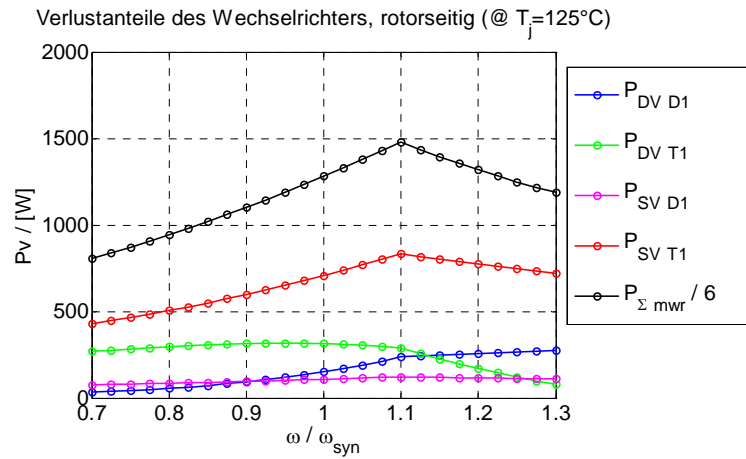


Abb. 8.12 Berechnete Schalt- und Durchlassverluste des maschinenseitigen Wechselrichters (jeweils auf 1/6 des Wechselrichters bezogen)

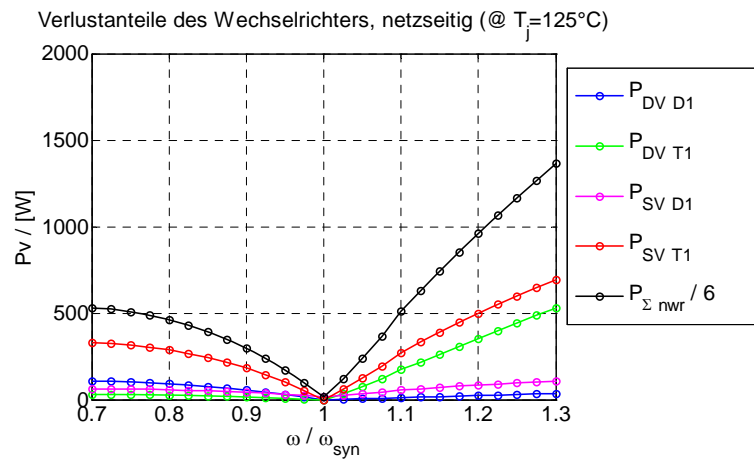


Abb. 8.13 Berechnete Schalt- und Durchlassverluste des netzseitigen Wechselrichters (jeweils auf 1/6 des Wechselrichters bezogen)

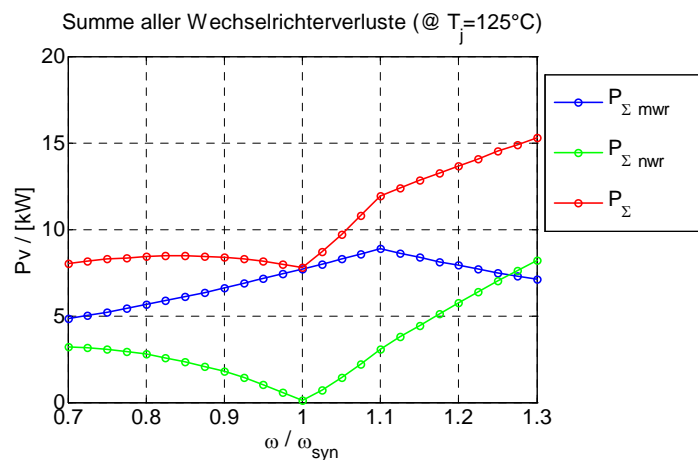


Abb. 8.14 Berechnete theoretische Gesamtverluste der Wechselrichterhalbleiter

9 Schutzkonzept

9.1 Problematik

Netzspannungseinbrüche oder auch Überspannungen stellen für die DGASM ein besonderes Problem dar [Pet2]. Die Statorspannung überträgt sich auf die Rotorseite entsprechend dem Transformationsverhältnis \hat{u} der ASM, üblicherweise bei rund drei liegend. Die Rotorspannung kann im stationären Zustand angenähert mit folgender Gleichung angegeben werden (siehe Anhang 12.6.1: Gl. (12.29) – (12.34)):

$$\underline{u}_r^n = \hat{u}(\hat{U}_n - j\dot{\gamma} \cdot L_h \dot{i}_\mu^n) \quad (9.1)$$

Im Synchronpunkt ($\dot{\gamma} = \omega_n$) sind die beiden Terme \hat{U}_n und $j\dot{\gamma} \cdot L_h \dot{i}_\mu$ in etwa gleich groß, die Rotorspannung ist ca. Null. Bei einer maximalen Drehzahl von $\dot{\gamma} = 1,3 \cdot \omega_{\text{syn}}$ erreicht die Rotorspannung mit $\underline{u}_{r,\text{max}} = \left| \hat{u}(-0,3\hat{U}_n) \right|$ durch die Zwischenkreisspannung begrenzt ungefähr ihren maximalen Betrag. Fällt nun die Statorspannung bei der maximalen Drehzahl aus, bleibt nur der hintere Term aus Gl. (9.1) $j1,3 \cdot \omega_n \cdot L_h \dot{i}_\mu$, die innere Spannung, übrig. Die Rotorspannung müsste nunmehr $\underline{u}_r^* = \hat{u}(-1,3\hat{U}_n) \approx -4\hat{U}_n$ betragen, um die Regelfähigkeit nicht zu verlieren. Oder anders ausgedrückt müsste die Rotorspannung um den Faktor: $\underline{u}_r^* / \underline{u}_{r,\text{max}} = \hat{u}(-1,3\hat{U}_n) / \hat{u}(-0,3\hat{U}_n) = 1,3/0,3 = 4,33$ steigen. Infolge eines dreiphasigen Statorspannungskurzschlusses fällt nun aber, geht man von etwa gleicher Rotorspannung aus, die Spannungsdifferenz von \hat{U}_n über der Gesamtstreuinduktivität von $L_\sigma \approx L_{\text{os}} + L_{\text{or}}$ ab und verursacht starke Überströme (verbunden mit hohen Drehmomentspitzen), vergleichbar mit den Anlaufströmen der ASM im Stillstand. Aufgrund von Sättigungserscheinungen ist von geringeren Werten für die Streuinduktivität auszugehen (bis ca. 2/3 der stationären Werte), die sich auch aus den Anlaufvorgängen ergeben.

Für symmetrische Fehlerfälle lässt sich eine Obergrenze für die auftretenden Ströme abschätzen, geht man von einem gleichzeitigen Kurzschluss am Stator und am Rotor (z.B. durch eine Crowbar) aus. Die vom Fluss $L_h \dot{i}_\mu^n$ induzierte Spannung $\dot{\gamma} / \omega_n \cdot \hat{U}_n$ treibt einen Strom durch die Streuimpedanz $\dot{\gamma} L_\sigma$. Hinzu kommt, dass der maximale Strom in einer Phase bei Übergangsvorgängen das Doppelte des stationären Wertes erreichen kann:

$$\left| \hat{i}_{s.\max} \right| = \hat{u} \cdot \left| \hat{i}_{r.\max} \right| = 2 \frac{\dot{\gamma} / \omega_n \cdot \hat{U}_n}{\dot{\gamma} L_\sigma} = 2 \frac{\hat{U}_n}{\omega_n L_\sigma} \quad (9.2)$$

Überschlagsmäßig ist der Maximalstrom hier nicht von der Drehzahl abhängig.

Der maximale Strom nimmt weniger große Werte an, werden folgende Punkte berücksichtigt:

- Mit der Streuzeitkonstante $L_\sigma / (R_r + R_s)$ verringern sich die DC-Komponenten in den Ausgangsgrößen.
- Die obigen Überlegungen gehen von einem konstanten Fluss für die innere Spannung aus, der sich auch mit der Streuzeitkonstanten verringert.
- Wird von einem Kurzschluss auf der Mittelspannungsschiene ausgegangen, so wirkt zusätzlich noch die Streuinduktivität des Netztransformators strombegrenzend.
- Der Rotor kann statt eines direkten Kurzschlusses z.B. mittels Crowbar über einen ohmschen Widerstand kurzgeschlossen werden.

Bei unsymmetrischen Fehlerfällen kann der Zweiphasige Kurzschluss in Bezug auf die auftretenden Ströme in der Maschine mit als der kritischste angesehen werden. Die Spannungsamplituden von Mit- und Gegensystem betragen jeweils 50% der Spannungsamplitude des Mitsystems vor dem Fehlerfall bzw. die Amplitude des Mitsystems springt um 50% von 100% auf 50% und die des Gegensystems von 0 auf 50% jeweils von \hat{U}_n . Für das Gegensystem wirkt anfänglich auch lediglich die Streuung der Maschine strombegrenzend. Bei einem Sprung der Amplitude des Spannungsvektors der Gegenspannung um 50% von \hat{U}_n sind analog zu obigen Betrachtungen vergleichbare maximale Stromamplituden mit $\hat{U}_n / (\omega_n L_\sigma)$ möglich, siehe Gl. (9.2). Somit sind bei diesem unsymmetrischen Fehlerfall in etwa die gleichen maximalen Stromwerte erreichbar wie beim dreiphasigen Kurzschluss am Stator. Das wird durch die simulativen Ergebnisse weiter unten bestätigt, siehe Tab. 9.1 (Fehlerfall b und c).

9.2 Schaltungsvarianten

Um die Leistungselektronik bei Netzfehlern zu schützen, sind verschiedene Maßnahmen möglich, siehe Abb. 9.1, [Pet3], [Fed]. Die einfachste ist wie oben angenommen, den Rotor mittels Crowbar direkt ohne Widerstand kurzzuschließen, verbunden aber mit den hohen Strom- und Drehmomentstößen. Der Einsatz von Widerständen für die Crowbar kann in

Kombination eines Drehstromstellers mit dreiphasigen Widerständen oder für eine B6-Brücke mit lediglich einem Widerstand erfolgen. Alternative Varianten sind:

- die Zuschaltung überbrückbarer Widerstände im Stator- oder Rotorkreis
- die Unterbrechung des Stator- oder Rotorstromkreises

Das erfordert den Einsatz von GTO, die im Normalbetrieb zusätzliche Verluste verursachen. Einfache Thyristoren wären auch ein Alternative, wenn jeweils ein Stromnulldurchgang zum Ausschalten sicher auftritt. In Zukunft wären aber auch andere Halbleiter-Circuit-Breaker denkbar, wie z.B. vom Grundprinzip her selbstabschaltende IGBT-ähnliche Strukturen mit niedrigem Durchlasswiderstand, siehe [Ros]. Alternativ oder zusätzlich zur Crowbar ist für bestimmte Zeitkonstanten auch die Überdimensionierung des maschinenseitigen Wechselrichters oder nur seiner Freilaufdioden sinnvoll. Die im Zwischenkreis anfallende Energie muss dann mittels Bremschopper abgeführt werden, da der netzseitige Wechselrichter sie i. a. nicht abführen kann (insbesondere bei Kurzschluss der Netzspannung). Der Bremschopper kann auch über eine separate B6-Brücke angeschlossen werden.

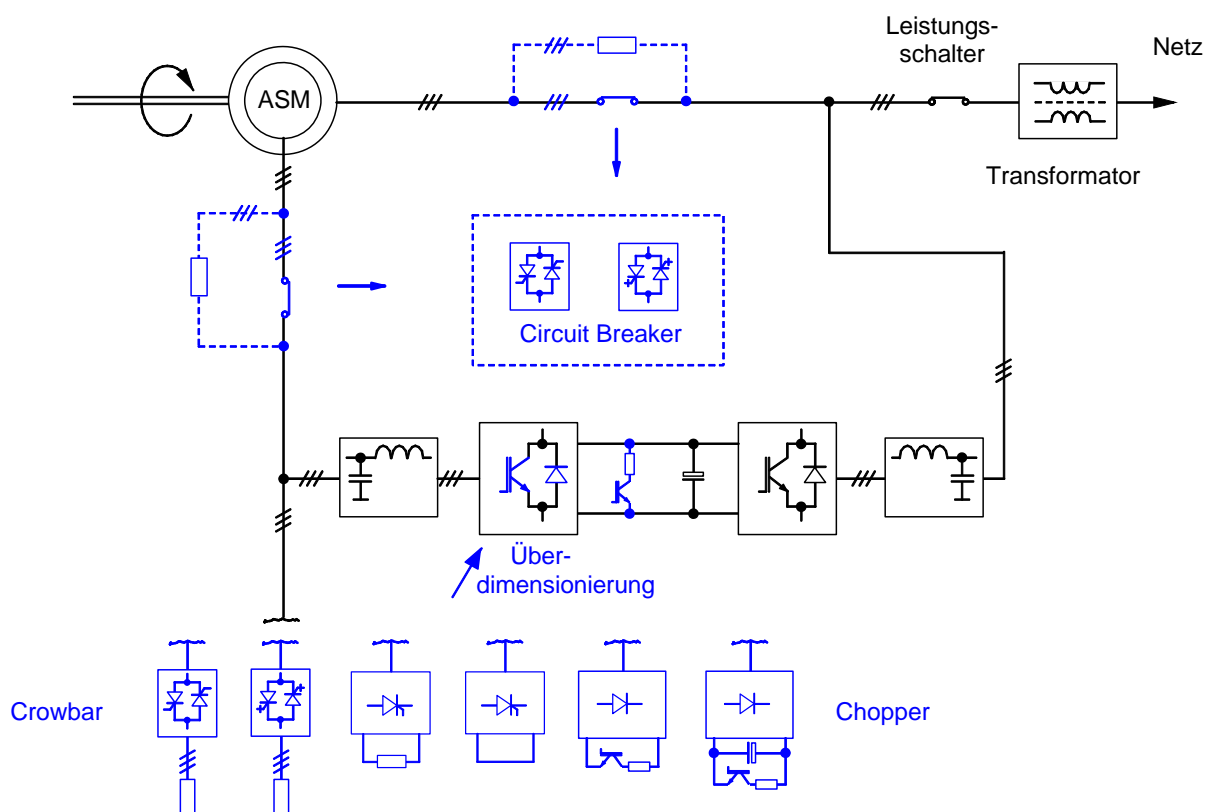


Abb. 9.1 Schutzkonzepte

Geht es lediglich um den Schutz der Halbleiter und besteht die Forderung, die Anlage bei Netzhavarien vom Netz zu trennen, dann ist dieser Schutz für etwa 60 – 100ms auszulegen bis der Leistungsschalter die Netztrennung vornimmt.

Zur Erfüllung der Forderungen nach dem sogenannten Fault-Ride-Trough (FRT) darf die Anlage sich bei definierten Netzhavarien nicht vom Netz getrennt werden. Sie soll bis zu 3 Sekunden zur Stützung der Netzspannung so viel Strom wie möglich einspeisen [eon2], [Boll], [San]. Das bedeutet, es kommen nur solche Schutzkonzepte in Frage, die nach Abklingen der Übergangsvorgänge wieder den normalen Betrieb ermöglichen. Demzufolge sind einfache Thyristoren auf der DC-Seite einer B6-Brückenordnung für FRT ungeeignet. Zusätzlich sind spezielle Regelstrategien nötig, um insbesondere bei unsymmetrischen Netzbedingungen oder auch nur kleinen Netzspannungseinbrüchen Mit- und Gegensystem getrennt zu regeln und dabei Schwingungen des Drehmomentes und der Zwischenkreisspannung zu minimieren bzw. asymmetrischen Anteile und abklingende DC-Komponenten in Statorspannung und -fluss beherrschen zu können [Ric], [Iov].

9.3 Fehlerfallsimulationen

Bei den Netzspannungseinbrüchen ist grundsätzlich zwischen symmetrischen und unsymmetrischen zu unterscheiden. Bei letzterem (siehe unten Fehlerfall b) besteht die Gefahr, dass sich kein stationär beherrschbarer Fall einstellt.

Für ausgewählte Fälle sind im Anhang 12.8 einige Simulationsverläufe für die ersten 60 – 70ms bei unterschiedlichen Netzspannungseinbrüchen und Schutzkonzepten aufgezeigt. Sie gehen jeweils von einem stationären Arbeitspunkt mit Nennleistung (2,5MW-Anlage) bei einer Drehzahl 10% oberhalb der Synchrodrehzahl aus. Das ist die Drehzahl bei der die Statorleistung und damit auch die Stator- und Rotorströme und das Moment am größten sind, bezogen auf die Kurven von Abb. 8.1 und Abb. 8.2. Der Netzspannungseinbruch ist (siehe unten Fehlerfälle a, d, e) auf die Hochspannungsseite des Transformators bezogen, so dass zusätzlich zur Streuinduktivität der ASM L_{σ} noch die Streuinduktivität des Transformators L_{tr} strombegrenzend wirkt. Eine Phasendrehung, wie sie bei einem Stern-Dreieck-Transformator (z.B. DY5) typisch ist, wurde in der Simulation nicht berücksichtigt. Die konkreten Verläufe in den einzelnen Phasen sind dadurch zwar beeinflusst, die Amplituden der Raumvektoren von Mit- und Gegensystem und deren Phasenlage zueinander bleiben bei der Transformation

jedoch bei Vernachlässigung der Sättigung u.ä. unverändert und die Aussagen zu den maximal auftretenden Strömen und Momenten erhalten.

- a) Dreiphasiger Netzspannungseinbruch auf 15% der Netzspannung mit dem Schutz Drehstromstellers (DSS) mit dreiphasigem Widerstand als Crowbar und Bremschopper im Zwischenkreis
- b) Zweiphasiger Netzkurzschluss auf der Statorseite mit dem Schutz Crowbar ohne Widerstand (direkter Rotorkurzschluss)
- c) Dreiphasiger Netzkurzschluss auf der Statorseite mit dem Schutz Crowbar ohne Widerstand (direkter Rotorkurzschluss)
- d) Dreiphasiger Netzspannungseinbruch auf 15% der Netzspannung mit dem Schutz Crowbar ohne Widerstand (direkter Rotorkurzschluss)
- e) Dreiphasiger Netzspannungseinbruch auf 15% der Netzspannung ohne Crowbar aber mit konstanter Zwischenkreisspannung auf der DC-Seite der B6-Brücke (Bremschopper nötig)

Die größten auftretenden Ströme und Drehmomentspitzen sind bei den Fehlerfällen Kurzschluss des Stator und des Rotor zu beobachten (Fehlerfall b und c), wobei beim symmetrischen Kurzschluss (Fehlerfall c) ungefähr das Siebenfache und beim unsymmetrischen Kurzschluss (Fehlerfall b) das zehnfache Nennmoment auftritt, siehe Tab. 9.1. Nach Gl. (9.2) kann ein Strom mit einem Maximalwert von etwa 41,7kA auftreten bzw. ein Verhältnis zum Netznennstrom (bei $\cos(\phi)=1$) von $\left| \hat{i}_s \right|_{\max} / \hat{i}_{n,\text{nenn}} \approx 14$, wobei eine Gesamtstreuinduktivität gemäß Datenblatt wie im Anlauf von etwa 82% des stationären Falls im Nennarbeitspunkt gewählt wurde.

Fehlerfall	a) 15% U_n DSS, Chopper	b) KS, 2ph. $U_r=0V$	c) U_s -KS $U_r=0V$	d) 15% U_n $U_r=0V$	e) 15% U_n $U_r=f(U_z)$
$\left \hat{i}_s \right _{\max} / \hat{i}_{n,\text{nenn}}$	5,1	13,3	12,0	8,4	4,9
$m_{\max} / m_{\text{nenn}}$	3,5	10,3	7,4	5,4	3,4

Tab. 9.1 Maximale Statorströme und Drehmomente bei unterschiedlichen Fehlerfällen ($\hat{i}_{n,\text{nenn}}$ bei Nennleistung und $\cos(\phi)=1$, m_{nenn} bezieht sich auf eine Drehzahl bei 1,1 ω_{syn})

Fehlerfall a und e sind vergleichbar. Es stellt sich jeweils am Rotor eine Phasenspannung eingepägt durch die Zwischenkreisspannung ein. Wie beim Fehlerfall d tritt jeweils ein Netzspannungseinbruch auf 15% der Netzspannung auf. Im Vergleich zum Fehlerfall d mit einem direkten Rotorkurzschluss haben sie deutlich geringere Ströme und Momente, müssen jedoch die in den Chopper- und Crowbarwiderständen anfallende Verlustenergie abführen. Es besteht dabei die Gefahr, dass die ohmschen Widerstände von ihrem Wert her zu groß dimensioniert werden und die Rotorenergie die Zwischenkreisspannung unzulässig ansteigen lässt. Die Dimensionierung der Widerstände ist also an den jeweils *schlimmsten* zu beherrschenden Fehlerfall gebunden, oder es wird zur Sicherheit noch eine Kurzschlusscrowbar am Rotor mit vorgesehen (u. a. Berücksichtigung von Überspannung und Sättigung der Streuinduktivitäten). Bei den Fehlerfällen a und e fällt für den simulierten Fehlerfall jeweils Verlustenergie in Höhe von etwa 130kWs an. Bezogen auf die Dauer von 67ms entspricht das einer durchschnittlichen bezogenen Leistung von $\bar{P}_r/P_{\text{nenn}} = 0,78$, wobei das Verhältnis P_r/P_{nenn} anfangs auf etwa das Doppelte steigt.

Die Simulationen wurden unter der Annahme einer ASM mit einer Stern-Stern-Wicklung vorgenommen. Werden phasenabhängig nichtlineare Parameter der Maschine eingeführt (z. B. eine stromabhängige Streuinduktivität je Wicklung), weicht das Verhalten einer ASM mit einer Dreieckwicklung im Stator insbesondere bei unsymmetrischen bzw. nichtstationären Vorgängen leicht ab, siehe [Bol2, Bol3]. Ähnliche Simulationen sind auch in [Han], [Jen], [SEG] dargestellt.

10 Versuchsanlage

10.1 Aufbau

Es wurde eine Versuchsanlage für die DGASM als Laboranlage mit 30kW aufgebaut und des Weiteren eine industrielle Versuchsanlage für 2,5 MW errichtet. Einige Ergebnisse dazu sollen hier kurz aufgezeigt werden, weitergehendes ist [Nav] und [Räd] zu entnehmen.

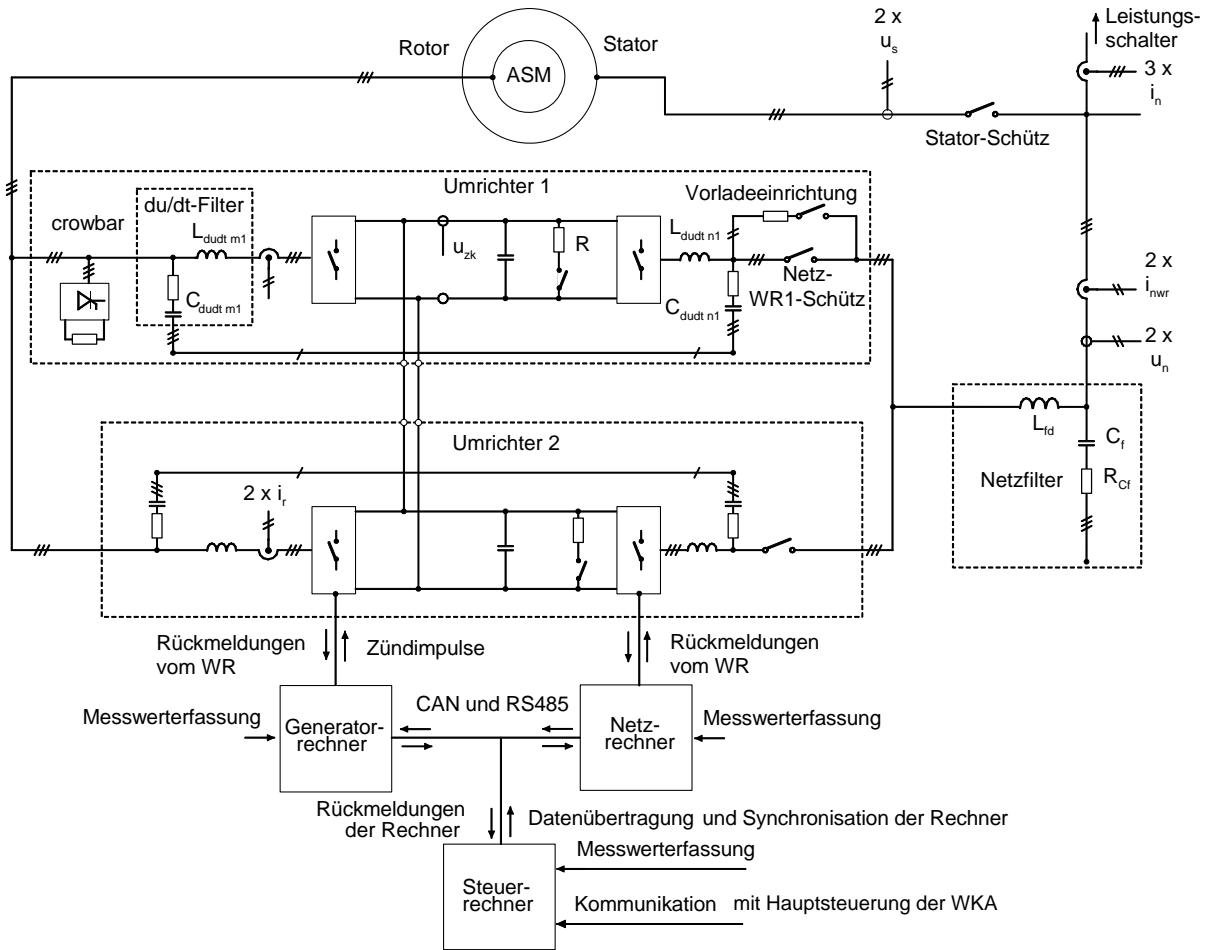


Abb. 10.1 Aufbau der Versuchsanlage

Der Umrichter wurde auf zwei parallel kaskadierte Einheiten aufgeteilt. Eine Crowbar dient zum Schutz der Leistungselektronik bei Netzspannungseinbrüchen. An den Ausgängen der Umrichter sind du/dt-Filter zum Schutz des Rotors, zur Symmetrierung der Wechselrichterströme sowie zur Verringerung der Ausbreitung von elektromagnetischen Störungen angebracht. Das Statorschutz wird für den Inselbetrieb der ASM gebraucht. Bevor der Stator ans Netz geschaltet werden kann, wird dessen Spannung mit der Netzspannung synchronisiert.

10.2 Regelstruktur der ASM

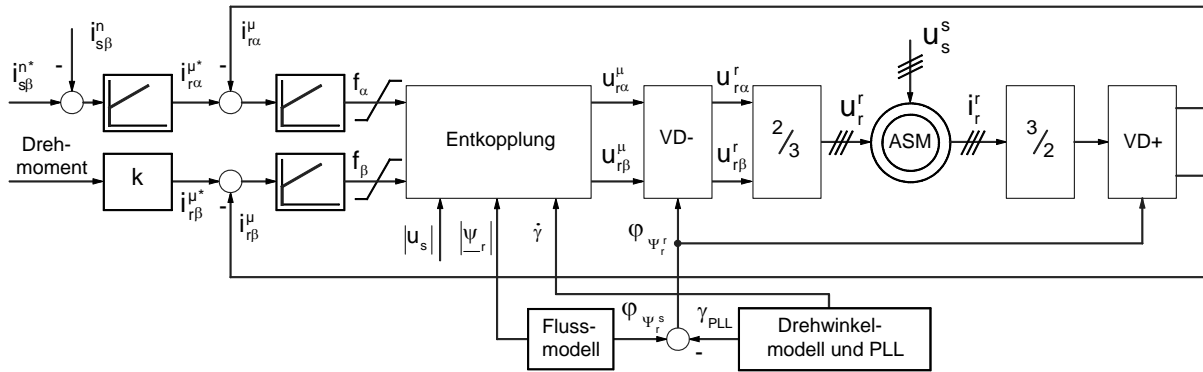


Abb. 10.2 Feldorientierte Regelung der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine

Die Regelung der Rotorströme basiert auf der Feldorientierten Regelung. Sie ist im Netzbetrieb überlagert von zwei Regelkreisen zur Regelung des Statorblindstromes und der Netzwirkleistung (wahlweise auch durch die Maschinenwirkleistung oder des Drehmomentes ersetzbar). Im Inselbetrieb sind zwei Regelkreise, je einer für die Amplitude und einer für den Winkel der Statorspannung, überlagert.

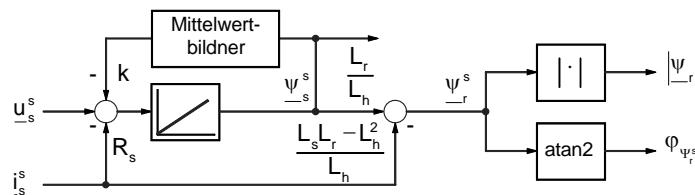


Abb. 10.3 Flussmodell

Die Regelung erfolgt sensorlos, so dass neben dem Flussmodell, siehe Abb. 10.3, noch ein Modell zur Bestimmung des Rotorwinkels, siehe Abb. 10.4, implementiert wurde.

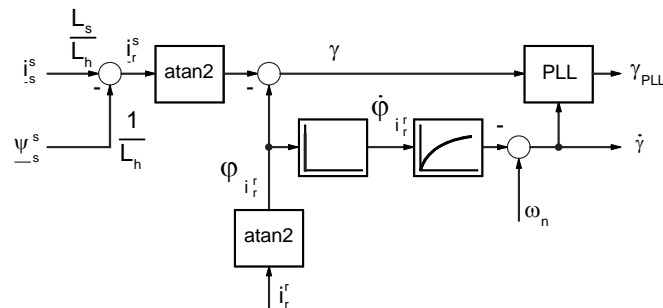


Abb. 10.4 Drehwinkelmodell

Der netzseitige Wechselrichter übernimmt standardgemäß die Regelung der Zwischenkreisspannung und der Netzströme (oder wahlweise seiner Ströme).

10.3 Ausgewählte Strom- und Spannungsverläufe

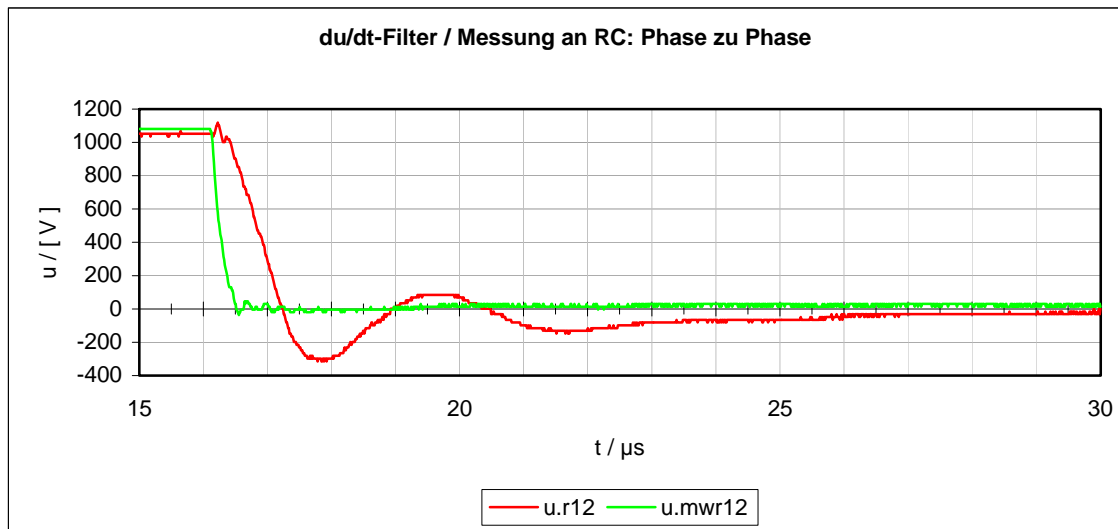


Abb. 10.5 Spannung am du/dt-Filter und Wechselrichter

Die du/dt-Filter sind als gedämpfte LCR-Filter ausgelegt. Sie begrenzen den Spannungsanstieg an den Generatorklemmen auf $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$. Die Parameter wurden als Kompromiss zwischen Eigenverlusten und Überschwingungsbegrenzung gewählt.

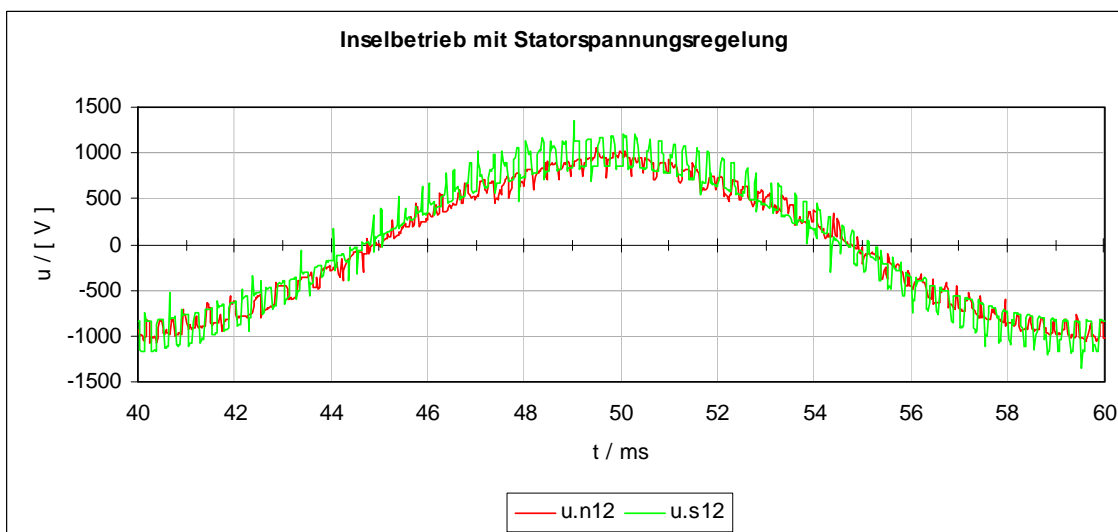


Abb. 10.6 Inselbetrieb zur Synchronisation

Vor der Synchronisation muss die Statorspannung in Betrag und Phase mit der Netzspannung übereinstimmen. Sie wird bei geöffnetem Statorschütz vom rotorseitigen Wechselrichter aus geregelt. Unterschreitet die Abweichung die vorgegebene Grenze, kann das Statorschütz geschlossen werden. Während des Synchronisationsvorganges werden im Controller die Regelstrukturen der überlagerten Regelkreise so umgeschaltet, dass sich die zu regelnden Ströme wie Rotor- bzw. Statorstrom nicht unzulässig vergrößern.

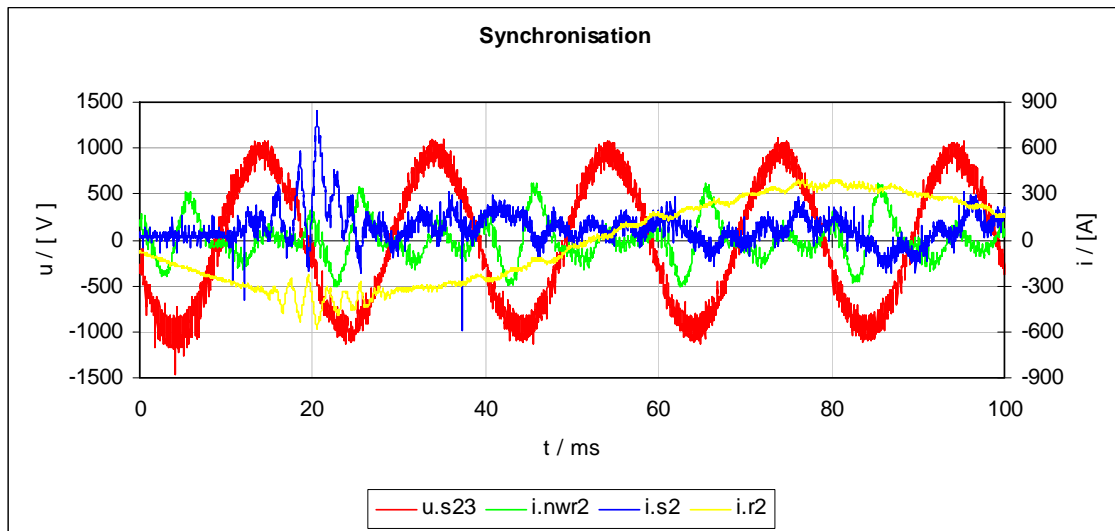


Abb. 10.7 Übergang in den Netzparallelbetrieb mit Statorspannung, Netzwechselrichter-, Stator- und Rotorstrom

Im Umschaltmoment kann es zu kleineren aber unkritischen Stromspitzen und leichten Schwingungen kommen, da das Verbinden aller drei Statorphasen mit dem Netz über die Kontakte des Rotorschützes nicht exakt zeitgleich mit dem Umschaltzeitpunkt der Regelstrukturen geschieht. Der in Abb. 10.7 dargestellte Rotorstrom dient zur Magnetisierung der ASM.

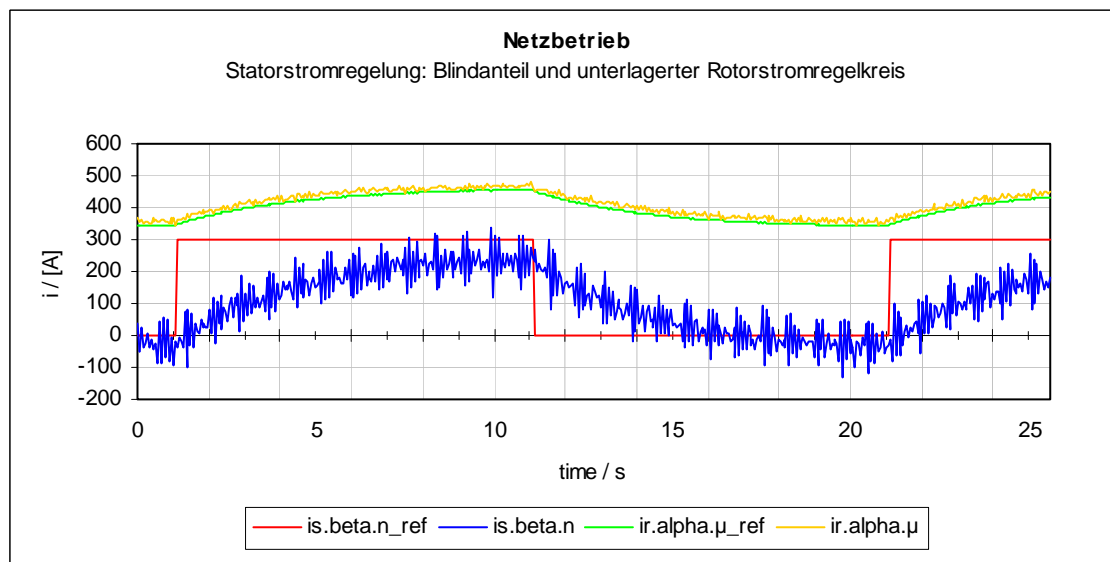


Abb. 10.8 Stator- und Rotorstromregelung im Netzparallelbetrieb (Soll- und Istwerte)

Diese Abbildung zeigt das Zusammenspiel von überlagerter statorseitiger Blindstromregelung und unterlagerter Regelung des rotorseitigen Magnetisierungsstromes.

11 Zusammenfassung und Ausblick

11.1 Bewertung der Ergebnisse

Diese Arbeit beschäftigt sich mit ausgewählten Problemen von WKA, die den elektrischen Energiewandler bestehend aus Generator und Umrichter betreffen.

In der Einleitung, Kapitel 1, erfolgt die Einordnung der Thematik, eine kurze Einführung zur Windkraft und eine Beschreibung der verwendeten Simulationsmethodiken.

Aus einer vergleichenden Übersicht der verschiedenen WKA-Konzepte und ihrer Anforderungen aus Netz- und WKA-Sicht werden die Zielstellungen für die Arbeit hergeleitet, Kapitel 2.

Es konnte in Kapitel 3 gezeigt werden, dass beim Anlaufvorgang von drehzahlfesten Stallanlagen mit Drehstromsteller auch bei starkem Wind durch Nutzung eines Shuntwiderstandes der Netzstrom unter seinem Nennwert gehalten werden kann. Dieses Verfahren ist patentiert worden. Auftretende elektrische Schwingungen, die beim Abbremsen mit dem Generatormoment von der ersten schnelleren auf die zweite langsamere Generatorstufe bei drehzahlfesten Anlagen auftreten, können mit einem regelungstechnischen Eingriff durch den Drehstromsteller, der ohnehin zur Begrenzung der ASM-Einschaltströme vorhanden ist, beseitigt werden.

Ansätze, wie der Betrieb einer drehzahlvariablen Stallanlage aussehen kann, werden in Kapitel 4 besprochen. Die Wahl der Arbeitspunkte (bzw. -kurven) im Leistungskennlinienfeld der WKA bestimmen einerseits den Drehzahlbereich der Anlage und andererseits die davon abhängige notwendige Überdimensionierung des Umrichters oder alternativer Lasten zur Leistungs- und Energieaufnahme. Hauptschwachpunkt der Betrachtungen ist die Annahme eines stationären Rotorleistungsbeiwertes, der die aerodynamischen Vorgänge des Stall-effektes nur unzureichend beschreibt.

In Kapitel 5 werden verschiedene Umrichtertopologien (gepulster Spannungs- und Stromwechselrichter, Hoch- und Tiefsetzsteller sowie Diodenbrücke) für die DGASM miteinander verglichen. Wird rotor- oder netzseitig lediglich eine Diodenbrücke eingesetzt, ist die Drehzahl auf den über- oder untersynchronen Bereich begrenzt. Ansonsten sind die Unterschiede bezüglich Strom-, Spannungs- und Drehzahlbereich nicht bedeutend. Die entstehenden Verlustanteile sind bei den einzelnen Topologien unterschiedlich und arbeitspunktabhängig.

Für die Variante rotorseitige Diodenbrücke mit Hochsetzsteller wurden Simulationen durchgeführt. Sie zeigen, dass das Drehmoment mit dem Hochsetzsteller auf konstante Werte geregelt werden kann. Dabei wird die Maschine jedoch mit starken Stromüberschwingungen belastet, die vom netzseitigen Wechselrichter ausgeglichen werden müssen.

Ausgewählte Offsetfunktionen für das Unterschwingungsverfahren wurden in Kapitel 6 in Bezug auf die entstehenden pulsfrequenten Spektren untersucht. Leichte Unterschiede in der Amplitudenhöhe und der Frequenzbreite der jeweiligen Spektren sind vorhanden. Niedrigere Spektren sind meist breiter, so dass sich so für den Filteraufwand keine größeren Vorteile ergeben. Eine Variation der Amplitude der Offsetfunktion mit dreifacher Grundschwingung lässt die Amplitude arbeitspunktabhängig bei der doppelten Pulsfrequenz absinken ohne die Amplitude bei der Pulsfrequenz in deren ungünstigstem Arbeitspunkt zu erhöhen, so dass sich diese Variante nutzen lässt. Noch stärker nutzbar ist für die DGASM der Effekt, dass u. a. bei der üblichen Offsetfunktion mit der dreifachen Grundschwingungsfrequenz sich ausgeprägte Seitenbänder bei der doppelten Pulsfrequenz im netzseitigen Wechselrichterstrom und im Statorstrom mit der gleichen Frequenz einstellen. So kann durch ein gezieltes Verschieben der Phasenlage der Spektren dafür gesorgt werden, dass sich diese Seitenbänder gegenseitig vermindern statt addieren. Der Nachweis dazu erfolgte simulativ. Diese Erkenntnis ist neu.

Im Kapitel 7 wurde für einen konkreten Fall die Filterdimensionierung vorgenommen. Für Pulsfrequenzfilter mit Kondensatoren spielt lediglich die dämpfende Wirkung bei der Pulsfrequenz eine Rolle, bei LC-Saugkreisen kann zwar an der Kapazität gespart werden, jedoch muss die Filterübertragungsfunktion auch bei der doppelten Pulsfrequenz ausreichend dämpfend wirken. Bei LC-Saugkreisen spielen also Überlegungen aus dem Kapitel 6 eine gewichtige Rolle.

Im Kapitel 8 werden ausgehend von vereinfachten Gleichungen der DGASM arbeitspunktabhängige Strom- und Spannungskurven für den maschinen- und den netzseitigen Wechselrichter abgeleitet. Detailliertere Entwurfsgleichungen unter Berücksichtigung vornehmlich der Streuinduktivität des Generators und der Filterinduktivität des netzseitigen Wechselrichters werden entwickelt und anhand eines simulativen Vergleiches für den Fall konstanter Netzspannung mit einem Leistungsfaktor $\cos(\phi)=1$ verifiziert. Mit Hilfe dieser Gleichungen werden in dem Kapitel 8 ausgehend von den Parametern bei maximaler Sperrschichttemperatur dieser Halbleiter auch deren Verlustleistungsanteile arbeitspunktabhängig ermittelt.

Im Kapitel 9 werden denkbare oder aussichtsreiche Konfigurationen (Circuit Breakers, Chopper- und Crowbarschaltungen, Überdimensionierung) des Schutzkonzeptes von Generator und Umrichter der DGASM bei Stator- bzw. Netzspannungseinbrüchen vorgestellt, die bedingt auch zur Unterstützung der FRT-Fähigkeit genutzt werden können. Für drei Konfigurationen werden simulativ ermittelte kritische maximale Strom- und Drehmomentbelastungen angeführt. Für die Variante *Kurzschluss am Rotor* werden drei verschiedene, u. a. kritische, Fehlerfälle mit ihren Belastungen dargestellt.

Auf die mit einer 2,5 MW-Versuchsanlage mit DGASM und feldorientierter Regelung gewonnenen Ergebnisse wird in Kapitel 10 eingegangen.

11.2 Benennung zukünftiger Aufgaben

In diesem Abschnitt soll kurz aufgezeigt werden, in welche Richtungen sich zukünftige Forschungen entwickeln sollten.

Die aerodynamischen Vorgänge des Stalleffektes für die drehzahlvariable Anlage konnten nur mit einem stationären Rotorleistungsbeiwert nachgebildet werden. Für eine detailliertere Beschreibung ist die Berücksichtigung der komplexen Vorgänge des Strömungsabrisses nötig, die dann Eingang in ein simulativ umsetzbares Modell finden müssen. Es wäre auch denkbar, eine vorhandene drehzahlvariable Versuchsanlage mit Pitchantrieb zu nutzen und sie mit festem Pitchwinkel zu betreiben. Um gewisse Regelreserven vorzuhalten, können Arbeitskennlinien wie in Kapitel 4 mit eingeschränktem Drehzahl- und Leistungsbereich genutzt werden, um eine drehzahlvariable Stallanlage zu simulieren und so Erfahrungen zu sammeln.

Die verschiedenen vorgestellten Umrichtertopologien für die DGASM können mit den aufgezeigten Strom- und Spannungsdrehzahlkennlinien hinsichtlich ihrer Verluste näher untersucht werden. Der unterschiedliche Bauelemente- und Filteraufwand wäre anhand zu wählender Kriterien vertiefend zu bewerten. Weitere Eigenschaften wie z. B. der FRT-Fähigkeit sollten auch Bestandteil weiterer Untersuchungen sein, ebenso das Einbeziehen anderer Topologien, z. B. des Direktumrichters. Vor allem kaskadierte Wechselrichter mit dem Vorteil der Frequenzvervielfachung, aber auch möglichen Kreisströmen, sollten in zukünftigen Überlegungen eine gewichtige Rolle spielen.

Für die Regelung der DGASM mit rotorseitiger Diodenbrücke und Hochsetzsteller steht der Nachweis der Ausregelung der starken Oberschwingungen mittels netzseitigen Wechselrich-

ters noch aus. Gegebenenfalls ist dazu die Schaffung eines geeigneten Maschinenmodells für die Drehzahl und den Drehwinkel zur Bestimmung der Frequenzen der Oberschwingungen erforderlich. Ebenso ist für die Regelung auf konstantes Drehmoment mit dem Hochsetzsteller die Bereitstellung des Drehmomentes durch das Maschinenmodell unerlässlich.

Die gezielte Beeinflussung der Modulationsfunktion beim Unterschwingungsverfahren zur Verringerung der Oberschwingungen bei der doppelten Pulsfrequenz ist anhand einer praktischen Umsetzung des Verfahrens noch nachzuweisen. Ähnliche Überlegungen bieten sich auch für andere Modulationsverfahren wie dem Trippelverfahren an.

Für die Bestimmung der Übertragungsfunktion zur Dimensionierung der Filter sind weitere Untersuchungen empfehlenswert: die Berücksichtigung realer Netz- und Transformatorimpedanzen [Plö] statt Annahme einer Ersatzinduktivität sowie Abschätzung entstehender Verluste und des Einflusses von Bauelementeparameterschwankungen auf die Filterparameter.

Die detaillierteren Entwurfsgleichungen zur Bestimmung der Strom- und Spannungskennlinien der DGASM (incl. der Wechselrichter) sind noch bei weiteren Bedingungen, wie Netzspannungsamplitude und verschiedenen Leistungsfaktoren, simulativ zu überprüfen. Weiterhin ist die Gültigkeit dieser Gleichungen gegebenenfalls für größere Stromrippel zu überprüfen. Bei ausreichender Verifizierung der Entwurfsgleichungen können auf diese Weise als Zwischenstufe oder als Ersatz für Simulationen die Grenzen des Wechselrichters für unterschiedliche Netzzustände bestimmt werden. Wünschenswert wäre auch eine Einbeziehung der Abhängigkeit der Verlustparameter von der Sperrschichttemperatur zur näheren Bestimmung der Wechselrichterverluste.

Zu der Thematik des Schutzkonzeptes von Generator und Umrichter der DGASM bei Netzspannungseinbrüchen ergibt sich für zukünftige Untersuchungen ein weites Feld: die Berücksichtigung des Transformators, der meist in Stern-Dreieck-Schaltung ausgeführt ist, mit der zugehörigen Schaltgruppe (z.B. DY5), die Einbeziehung des Statormodells der ASM in Dreieckschaltung, jeweils mit Berücksichtigung des phasenabhängigen Sättigungsverhaltens der Streuinduktivität, sowie den Einfluss der verschiedenen Schutzkonfigurationen auf die Worst-Case-Abschätzungen für symmetrische und unsymmetrische Fehlerfälle und auf die Eigenschaften der Regelungskonzepte zu FRT-Verfahren.

Die Fragestellungen zur Einhaltung bestimmter Netzparameter wie Stromoberschwingungsgrenzen bei Windparks müssen ggf. neu untersucht werden. Einerseits müssen die Anforde-

rungen seitens des Elektroenergieversorgungsunternehmens erst am Netzverknüpfungspunkt erfüllt werden, so dass für die Einzelanlage weniger Aufwand entsteht, andererseits müssen die Rückwirkungen der WKA untereinander innerhalb des Windparknetzes begrenzt werden.

Weitere Fragestellungen im Zusammenhang mit den Komponenten Wechselrichter, Filter und Generator betreffen die Erdungsproblematik des Systems, die Elektromagnetische Verträglichkeit und mögliche Lagerströme.

12 Anhang

12.1 Simulation der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller

Die Variante der Regelung der DGASM mittels Diodenbrücke und Hochsetzsteller aus dem Kapitel 5 *Topologien für rotorseitige Umrichter* soll im Folgenden als bedenkenswerte Alternative näher simulativ betrachtet werden, siehe Abb. 12.1. Dazu werden folgende Randbedingungen definiert:

- Die Drehzahl ist konstant.
- Die Statorspannung (=Netzspannung) ist ideal sinusförmig; Netz- oder Transformatorinduktivität u. ä. werden vernachlässigt
- Der Hochsetzsteller wird auf der Basis des Mittelwertmodells simuliert, so dass auf der DC-Seite der B6-Brücke u_d jede beliebige Spannung zwischen 0 und der Zwischenkreisspannung u_{zk} anliegen kann.
- Aus Simulationsgründen wird eine dreiphasige Induktivität zwischen Diodenbrücke und Rotor mit einem Wert von etwa 10% der rotorbezogenen Gesamtstreuinduktivität der Maschine sowie ein RC-Glied zur Entkopplung von Induktivität und Maschine (Kapazität lediglich im nF-Bereich) eingefügt.
- Das Drehmoment als Istwert für die Regelung wird direkt dem Maschinenmodell der Simulation entnommen.
- Die Betrachtung des netzseitigen Umrichters ist für die Simulation nicht nötig, die Zwischenkreisspannung wird als konstant angenommen.

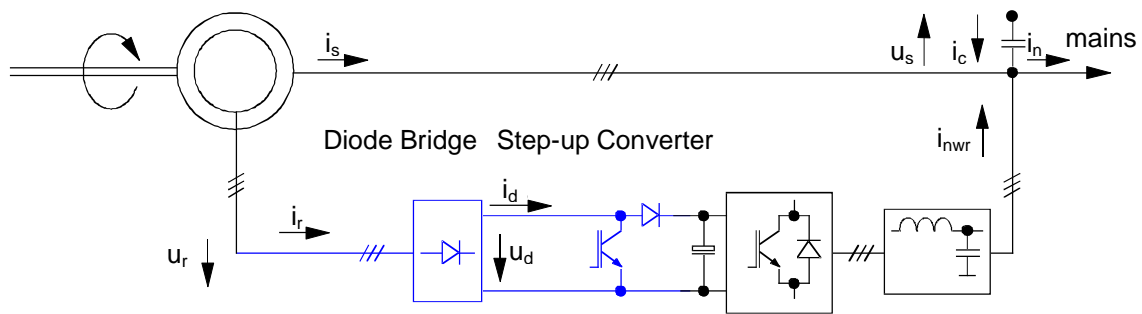


Abb. 12.1 DGASM mit Diodenbrücke und Hochsetzsteller

Als Regler wurde ein einfacher PI-Regler angenommen.

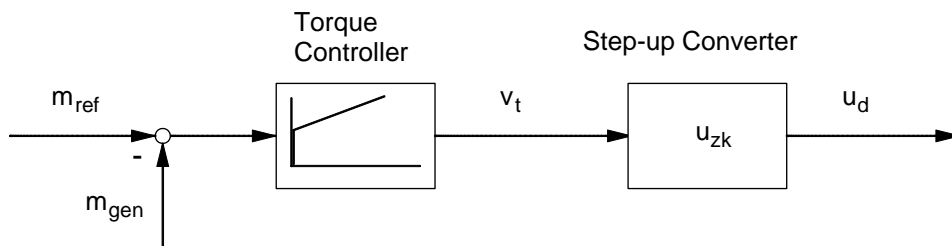


Abb. 12.2 Regelung des Drehmomentes mittels Hochsetzsteller

Es zeigt sich, dass das Drehmoment (m_{gen}) auf diese Weise prinzipiell konstant geregelt werden kann, siehe Abb. 12.3 (m_{gen} nur mit DC-Komponente). Allerdings trifft dies nicht für die elektrische Leistung an den Anschlussklemmen der Maschine zu. Sowohl Stator-, Rotor- sowie die Asynchronmaschinenleistung als deren Summe (P_s , P_r , P_{gen}) beinhalten nicht zu vernachlässigende Spektralanteile u. a. für P_r bzw. P_{gen} bei 6, 12, 18 ... -facher Schlupffrequenz. Die simulativen Verläufe bzw. Spektren für eine elektrische Drehzahl von $1,3 \omega_{syn}$ und einen Nennmomentensollwert von $m_{ref} = ca. 18,4 kNm$ (mit $P_{gen} = P_{nenn} = 2,5 MW$) sind in den folgenden Abbildungen dargestellt. Die gemäß der Drehzahl sich einstellende Rotorfrequenz von $f_r = 15 Hz$ ergibt durch die Diodenbrücke auch spektrale Komponenten in der 5., 7., 11., 13. ... Oberschwingung im Rotorstrom. Diese wiederum stellen sich im Statorstrom um die elektrische Drehfrequenz (hier $f_n + f_r = 1,3 f_n = 65 Hz$) verschoben dar. Je nachdem, ob es sich um ein Mit- oder Gegensystem handelt, erfolgt die Verschiebung in die eine oder die andere Richtung. Die systemtheoretisch möglichen negativen Frequenzen sind mit auf der positiven Frequenzachse dargestellt!

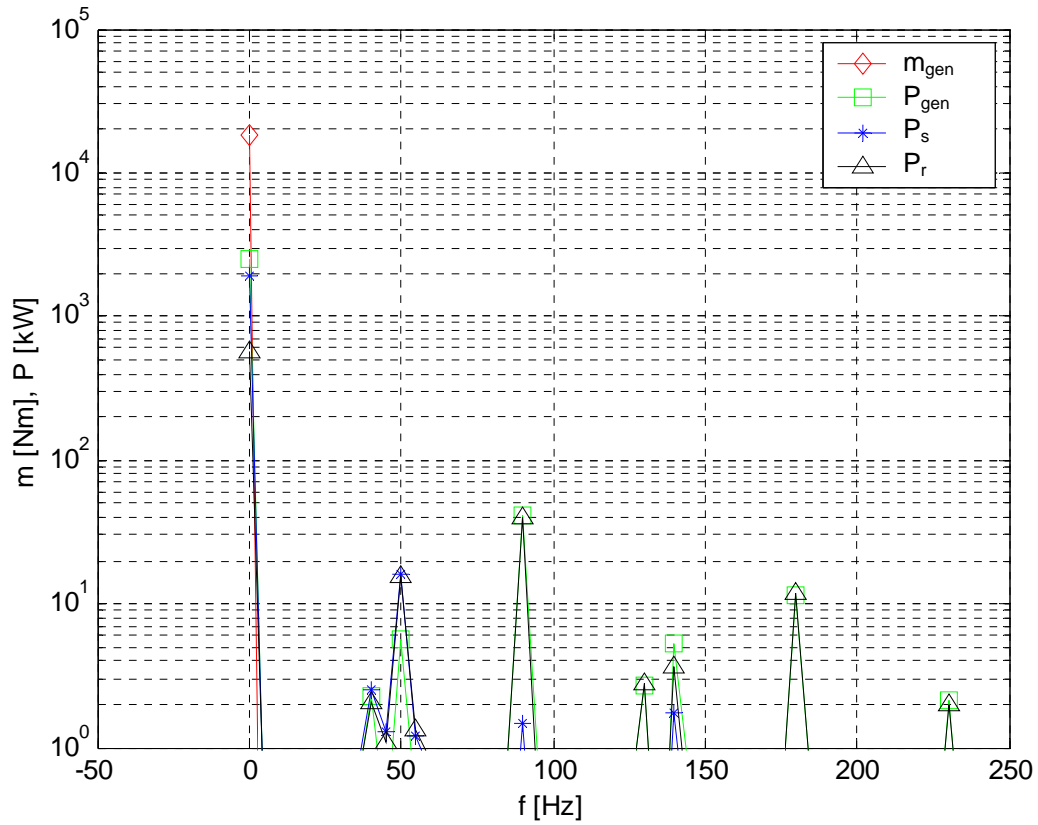


Abb. 12.3 Spektrum von Drehmoment, ASM-, Stator- und Rotorleistung, $\omega = 1,3 \omega_{syn}$, $m = m_{nenn}$

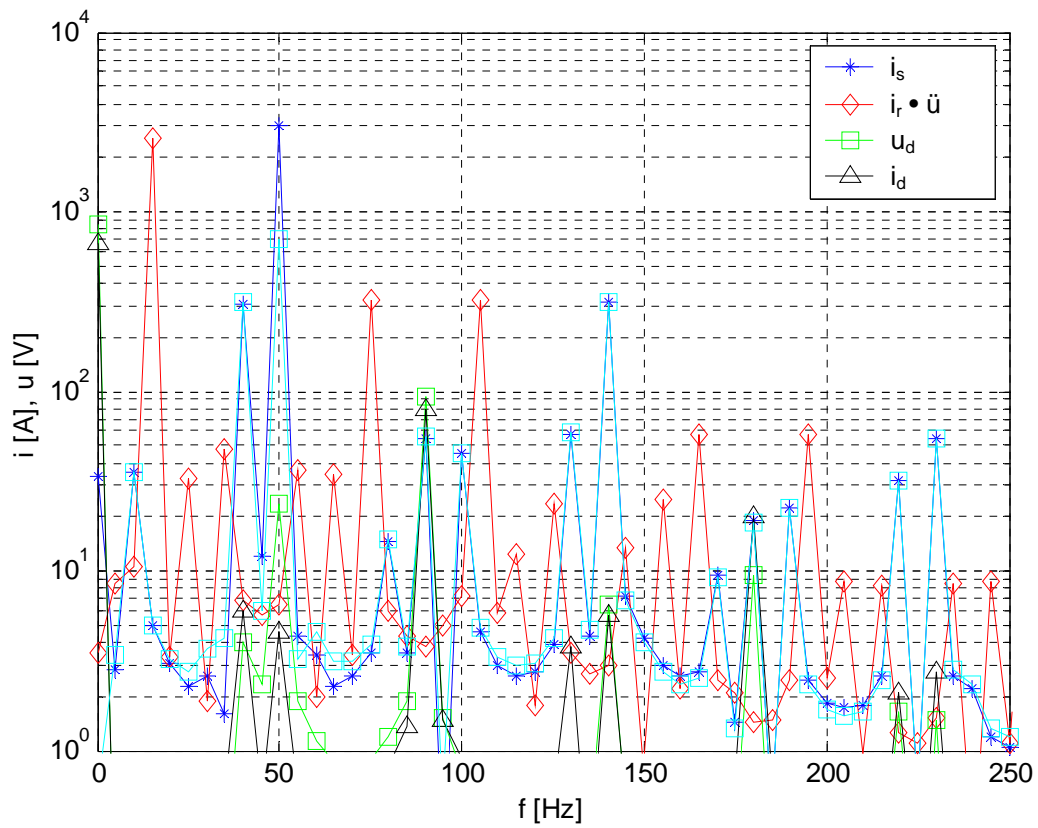


Abb. 12.4 Spektrum Stator-, Rotorstrom, DC-Spannung und DC-Strom der Diodenbrücke $\omega = 1,3 \omega_{syn}$, $m = m_{nenn}$ (\ddot{u} entspricht der Übersetzung Rotor zu Stator)

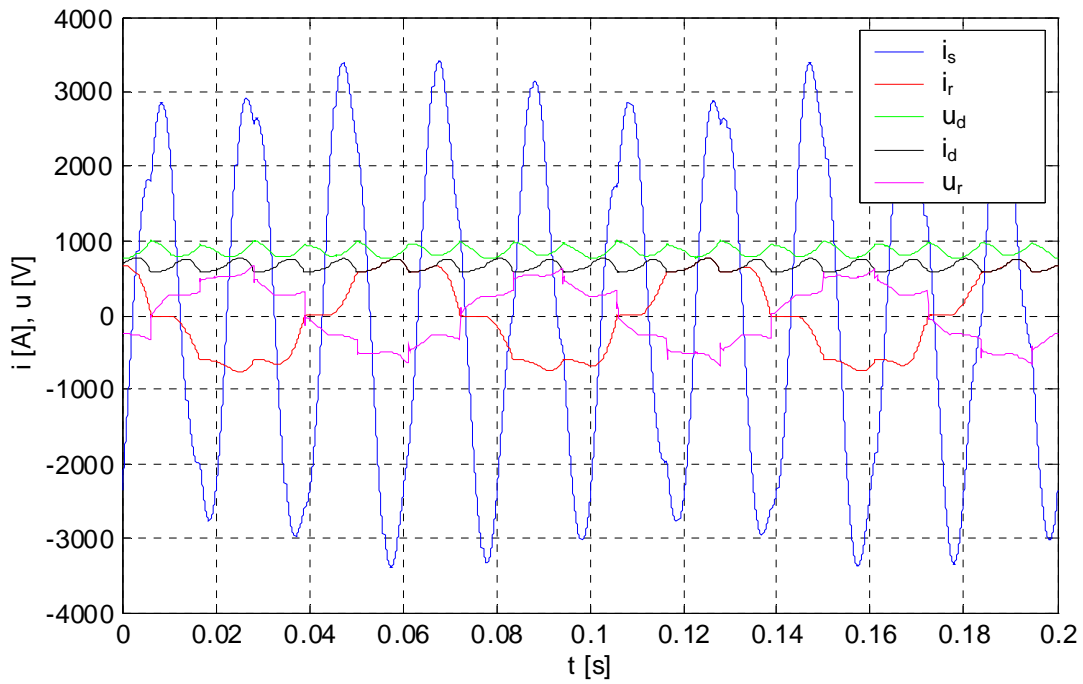


Abb. 12.5 Strom- und Spannungsverläufe bei Drehmomentenregelung, $\omega = 1,3 \omega_{\text{syn}}$, $m = m_{\text{nenn}}$

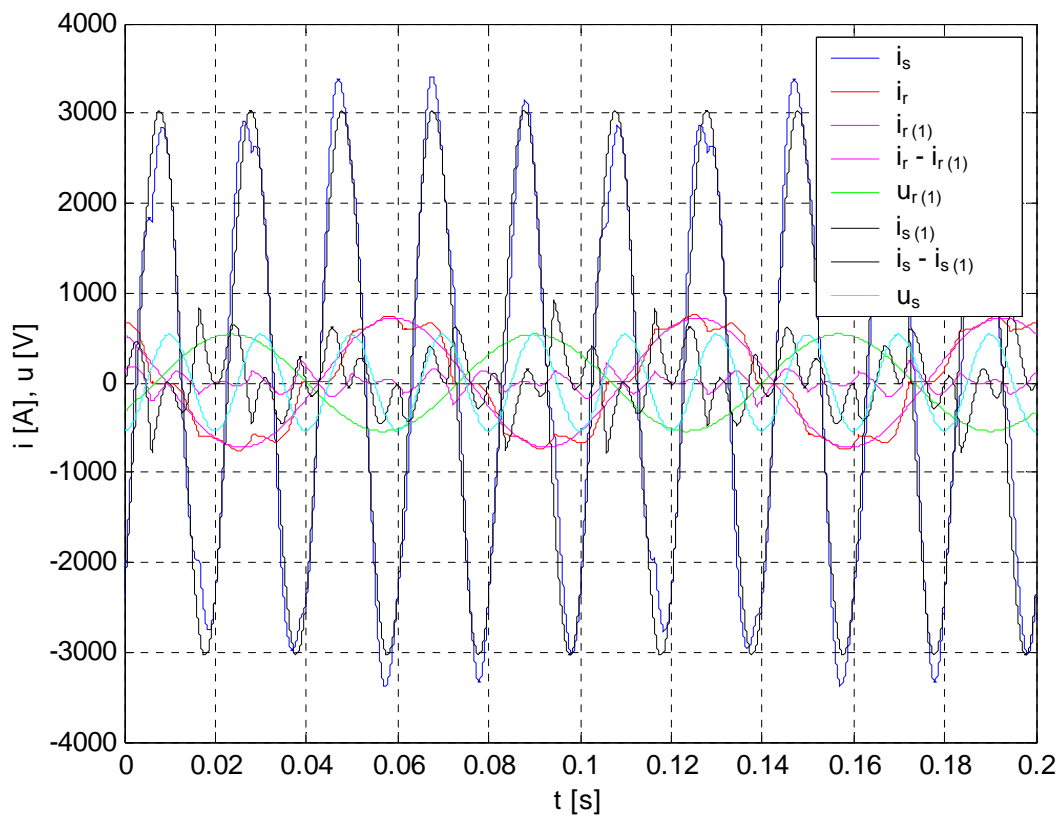


Abb. 12.6 Grundschwungsanteile und Differenzen zwischen Grundschwingung und Zeitverläufen, $\omega = 1,3 \omega_{\text{syn}}$, $m = m_{\text{nenn}}$

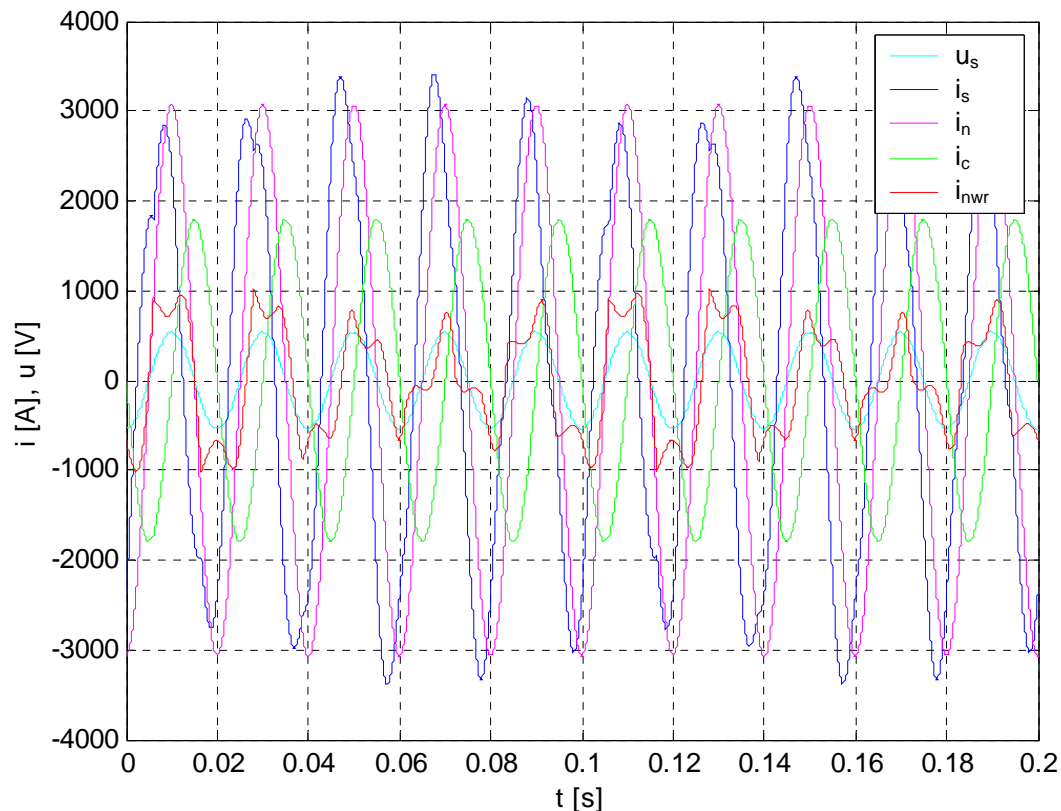


Abb. 12.7 Simulierte (i_s) und analytisch berechnete (i_n , i_c , i_{nwr}) Stromverläufe, $\omega = 1,3 \omega_{syn}$, $m = m_{nenn}$

Simuliert wurde lediglich die ASM mit B6-Diodenbrücke, Hochsetzsteller und Drehmomentenregelung. Die Größen Netzstrom i_n , netzseitiger Wechselrichterstrom i_{nwr} , statorseitige Kondensatorströme i_c und die Zwischenkreisspannung u_{zk} wurden dagegen unter idealen Voraussetzungen (z.B. keine Wechselrichterverluste) analytisch berechnet. Da die Wirkleistungseinspeisung ins Netz möglichst überschwingungsfrei und der Netzstrom in Phase zur Netzspannung ($=u_s$) sein soll, ergibt sich der Netzstrom aus dem Gleichanteil der gesamten elektrischen Maschinenleistung ($P_{gen}(f=0)$). Die Oberschwingungen in der elektrischen Maschinenleistung ($P_{gen} = P_r + P_s$) werden mittels der Zwischenkreiskapazität kompensiert. Daraus folgt in Abhängigkeit von der Zwischenkreiskapazität eine Schwankung der Zwischenkreisspannung, die aber, um die Regelfähigkeit nicht zu gefährden, nicht zu groß werden darf. Nach Abb. 12.12 *Min- und maximale Zwischenkreisspannung* ergibt sich bei einer Kapazität von 5mF und einer mittleren Zwischenkreisspannung von 1100V eine Spannungsdifferenz von max. etwa +/-15V (bei $m_{gen} = m_{nenn}$ und $\omega/\omega_{syn} = 4/3$).

Wie Abb. 12.10 zu entnehmen ist der Bedarf an Grundschwingungsblindleistung stark arbeitspunktabhängig. Um die Größe des netzseitigen Umrichters zu begrenzen, wurde am Stator eine Kapazität C_f parallel geschaltet, siehe Abb. 12.1. Die Auslegung des netzseitigen Umrichters hängt jedoch auch von den zu kompensierenden Harmonischen, Sub- und Zwischenharmonischen des Statorstroms ab. Der konkrete Verlauf des Stroms des netzseitigen Umrichters ergibt sich aus folgender Differenz: $i_{nwr} = i_n - i_s - i_c$.

Eine Variation der Kapazität C_f ergab für die betrachteten Arbeitspunkte den geringsten maximalen Strom i_{nwr} bei $C_f=15\text{mF}$, siehe Abb. 12.11. Der Verlauf von i_{nwr} für einen Arbeitspunkt ($1,3\omega_{syn}$, $P_{gen}=2,5\text{MW}$ bzw. $m_{gen}=m_{nenn}$) ist in Abb. 12.7 dargestellt.

Die Simulationen bzw. Berechnungen, wie in Abb. 12.8 bis Abb. 12.13 zu sehen, beziehen sich auf Drehzahlen zwischen $1,0125\omega_{syn}$ und $4/3\omega_{syn}$ und mechanische Leistungen von $P_{nenn}=2,5\text{MW}$ bzw. Teilen davon (0,75 0,5 0,25 0,1 0) – m_{nenn} entspricht hier dem Moment, das für die jeweilige Drehzahl die mechanische Leistung $P_{nenn}=2,5\text{MW}$ ergibt.

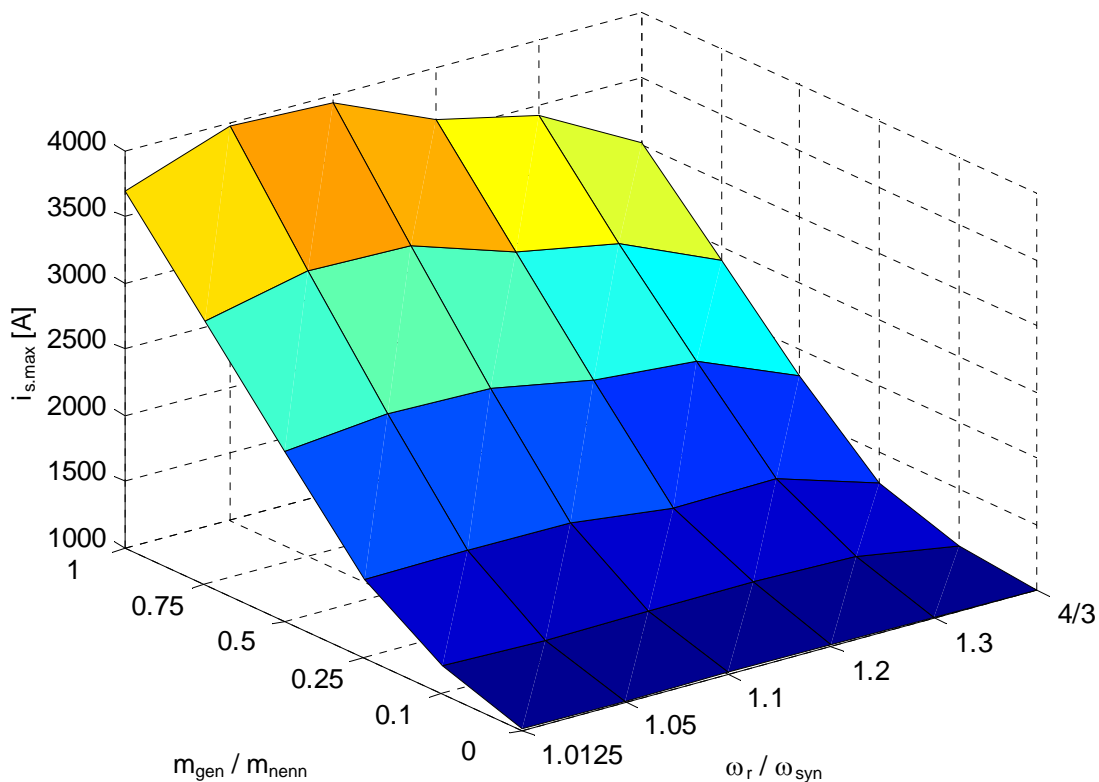


Abb. 12.8 Maximaler Statorstrom (Spitzenwert) als Funktion von Drehzahl und Moment

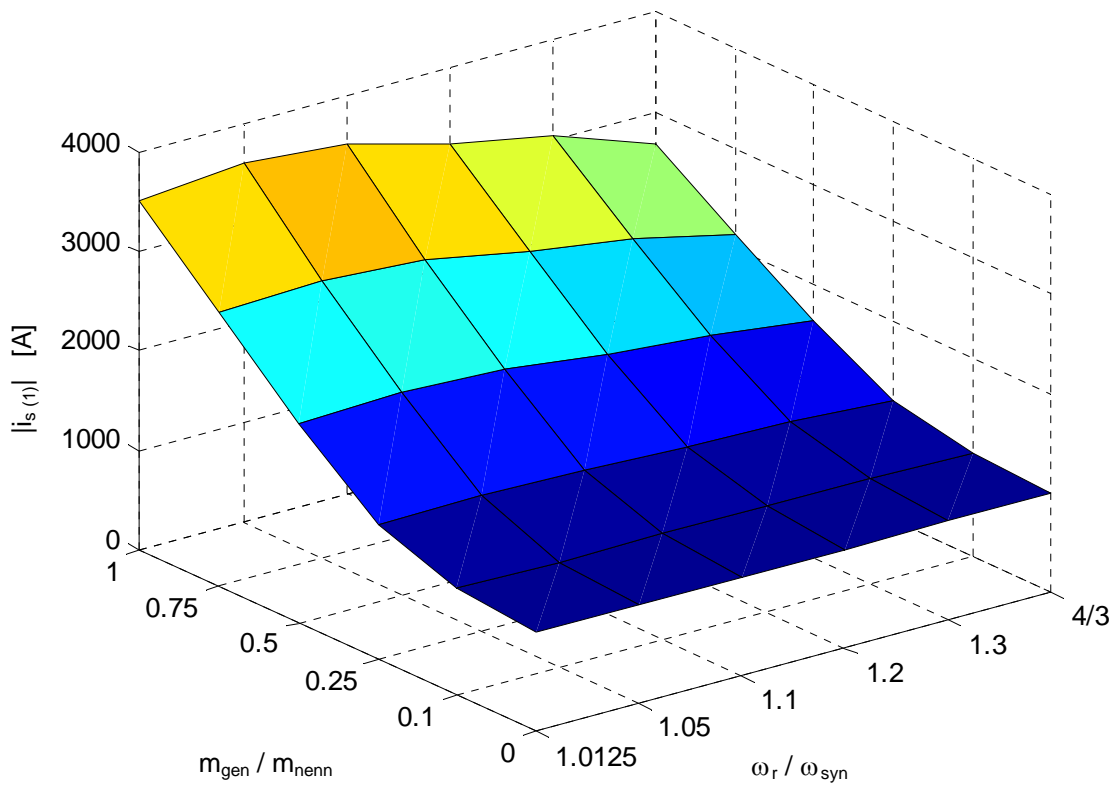


Abb. 12.9 Grundschwingung des Statorstroms (50 Hz-Spitzenwert) als Funktion von Drehzahl und Moment

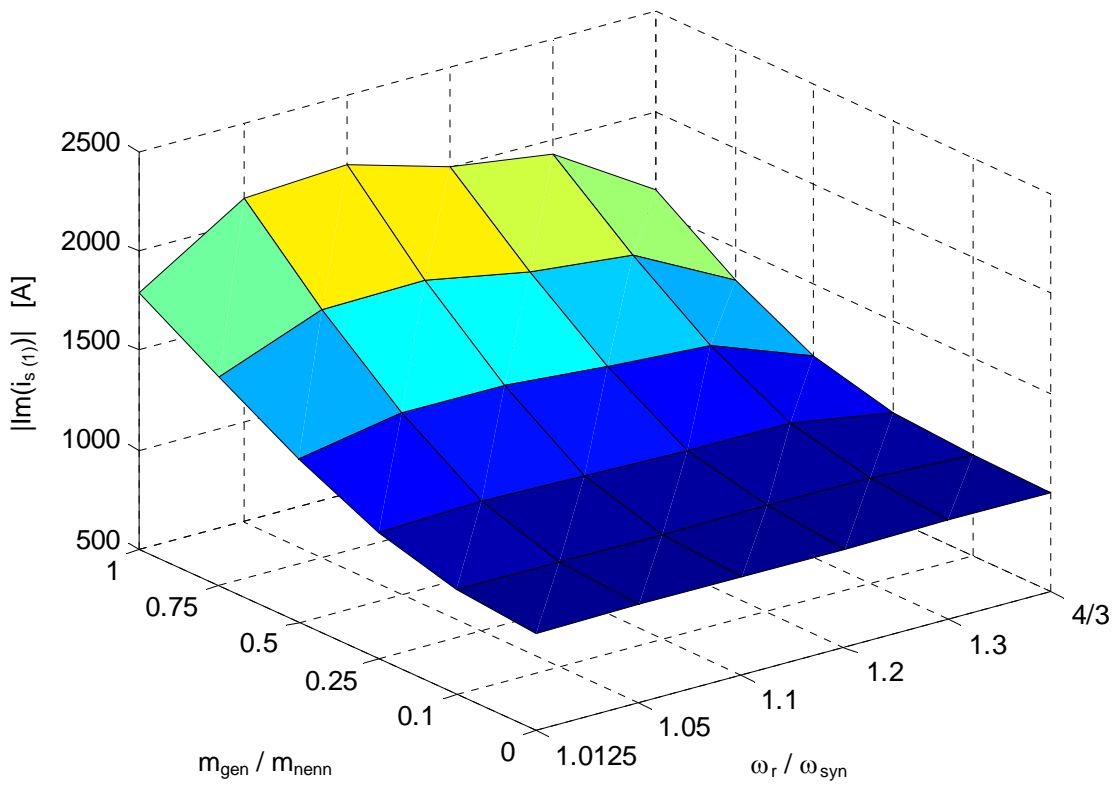


Abb. 12.10 Grundschwingung des Blindanteiles des Statorstroms (50 Hz-Spitzenwert) als Funktion von Drehzahl und Moment

Die Arbeitspunkte geringen Drehmomentes und hoher Drehzahl (also $m_{\text{gen}} = 0 \dots 0,75 m_{\text{nenn}}$ bei $\omega > 1,2 \omega_{\text{syn}}$) sind jedoch keine für WKA typische Arbeitspunkte.

Die gewählte Zwischenkreisspannung von 1100V reicht bei einer Drehzahl von $\omega = 4/3 \omega_{\text{syn}}$ nicht mehr ganz aus, siehe Abb. 12.13 und Abb. 12.14, es sei denn, man lässt einen kleinen pulsierenden Offset auf das Drehmoment zu, siehe Abb. 12.15. Ansonsten muss zumindest für den oberen Drehzahlbereich ($\omega \geq 1,3 \omega_{\text{syn}}$) die Zwischenkreisspannung angehoben werden.

Soll die Regelung umgesetzt werden, ist folgendes nötig:

- Maschinenmodell zur Bestimmung des Drehmomentes
- Zur sinusförmigen Netzstromregelung, Stromüberschwingungsregler für variierende vom Schlupf abhängige Frequenzen
- Für die Auslegung des netzseitigen Umrichters sind noch mögliche geforderte $\cos(\phi)$ -Bereiche des Netzstromes zu beachten usw.

Ein Vergleich zur Standardvariante der DGASM, Abschnitt 5.3.1, zeigt eine höhere Belastung der Komponenten, sowohl der Maschine aufgrund der Stromharmonischen und der erhöhten Grundschwingungsblindleistung als auch des netzseitigen Wechselrichters. So erreicht der netzseitige Wechselrichterstrom i_{nwr} nach Abb. 12.7 Momentanwerte um 1000 A, bei der üblichen Konfiguration aber nur Werte um die 700 A, siehe Abb. 8.4. Da die Variante mit der Diodenbrücke nur übersynchron arbeitet, ist auch nur der halbe Drehzahlbereich verfügbar. Für einen vergleichbaren Drehzahlbereich von etwa normal 50% ($1 - \omega_{\text{min}}/\omega_{\text{max}} = 1 - 0,7/1,3 = 46\%$) müsste aber die maximale Drehzahl bei der doppelten Synchrondrehzahl liegen. Dadurch würde die Rotorleistung bei der maximalen Drehzahl der halben Nennleistung entsprechen! Umgekehrt würde der Drehzahlbereich von $1 - \omega_{\text{min}}/\omega_{\text{max}} = 1 - 1/1,3 = 23\%$ der Variante mit Diodenbrücke für die Standardvariante einen Schlupf von $\pm 13\%$ ergeben ($1 - \omega_{\text{min}}/\omega_{\text{max}} = 1 - 0,87/1,13 = 23\%$) mit entsprechenden Möglichkeiten, deren Umrichter geringer auszulegen.

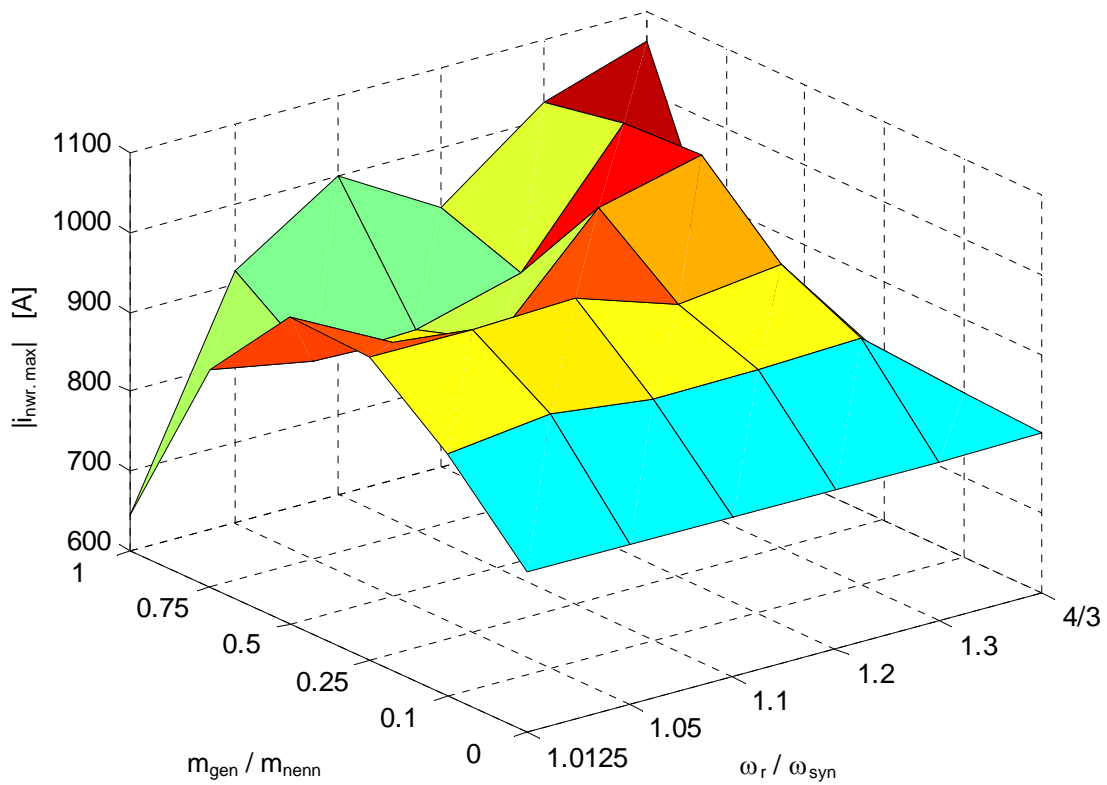


Abb. 12.11 Maximaler Strom des netzseitigen Wechselrichters (Spitzenwert) als Funktion von Drehzahl und Moment bei statorseitiger Kapazität von $3 \cdot 15 \text{ mF}$

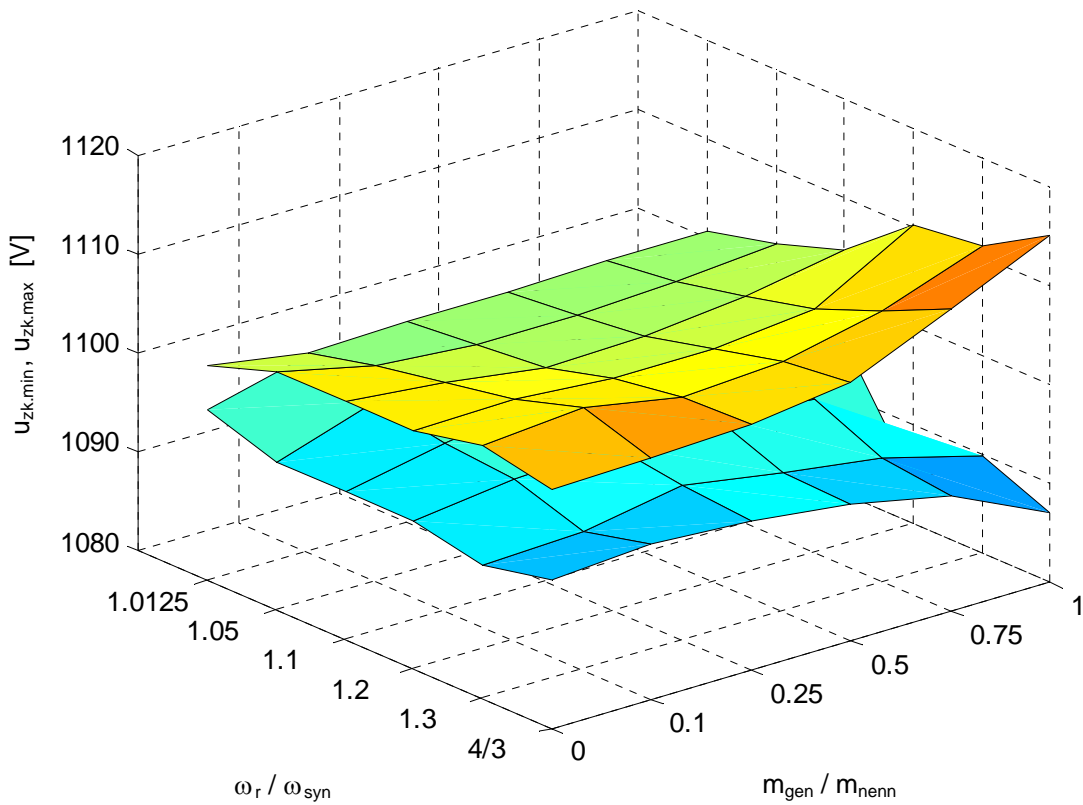


Abb. 12.12 Min- und maximale Zwischenkreisspannung bei $u_{zk,nenn} = 1100 \text{ V}$ mit $C_{zk} = 5 \text{ mF}$

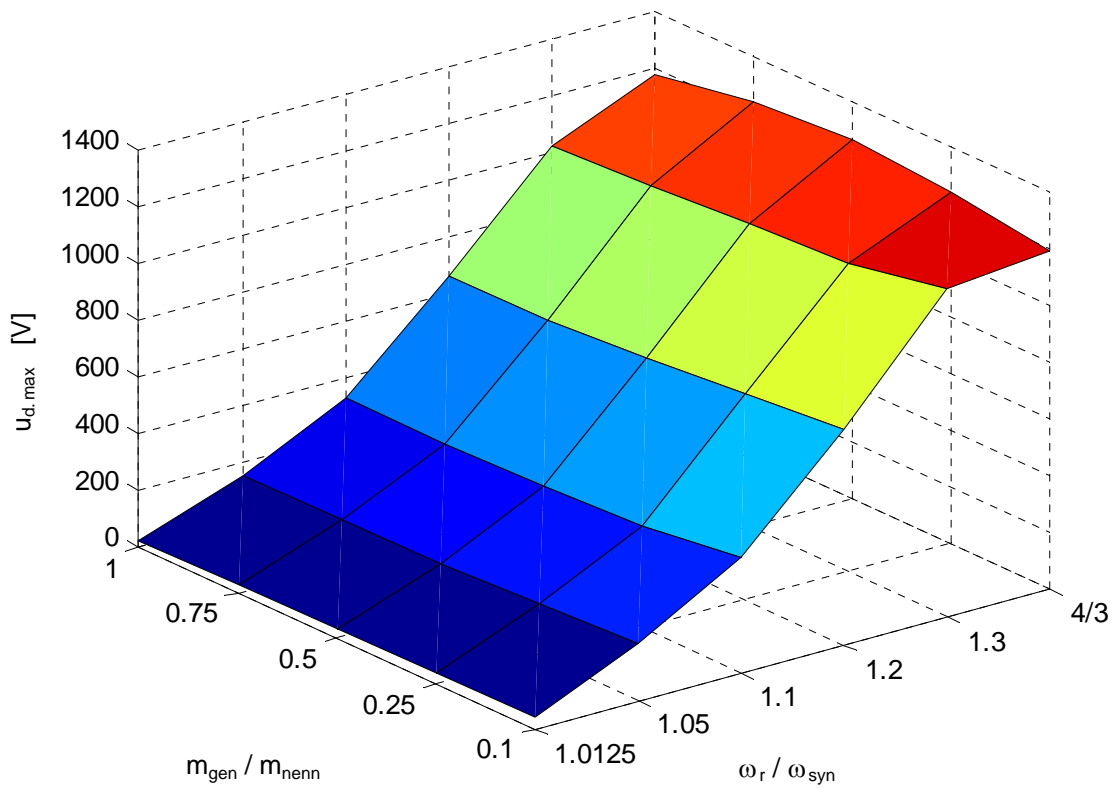


Abb. 12.13 Maximale DC-Spannung u_d an der B6-Brücke

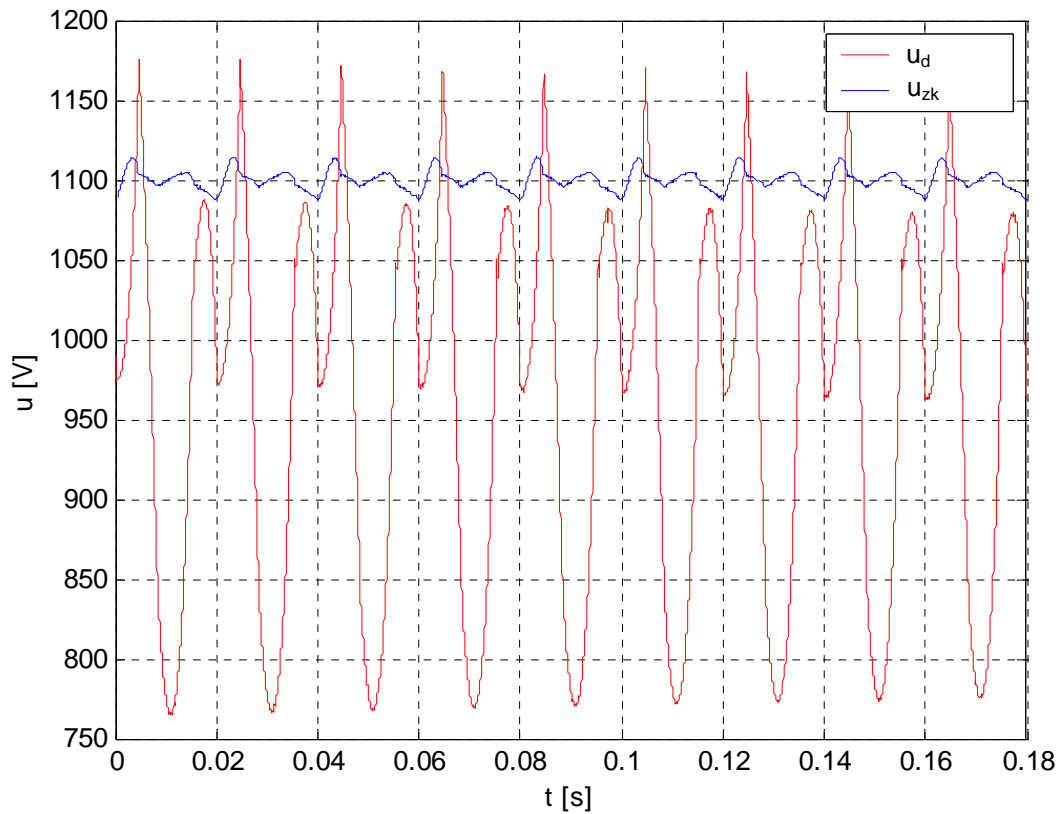


Abb. 12.14 Spannungen am Zwischenkreis ($\omega = 4/3 \omega_{syn}$, $m_{gen} = m_{nenn}$)
(für $u_d > u_{zk}$ ist u_d lediglich ein Sollwert)

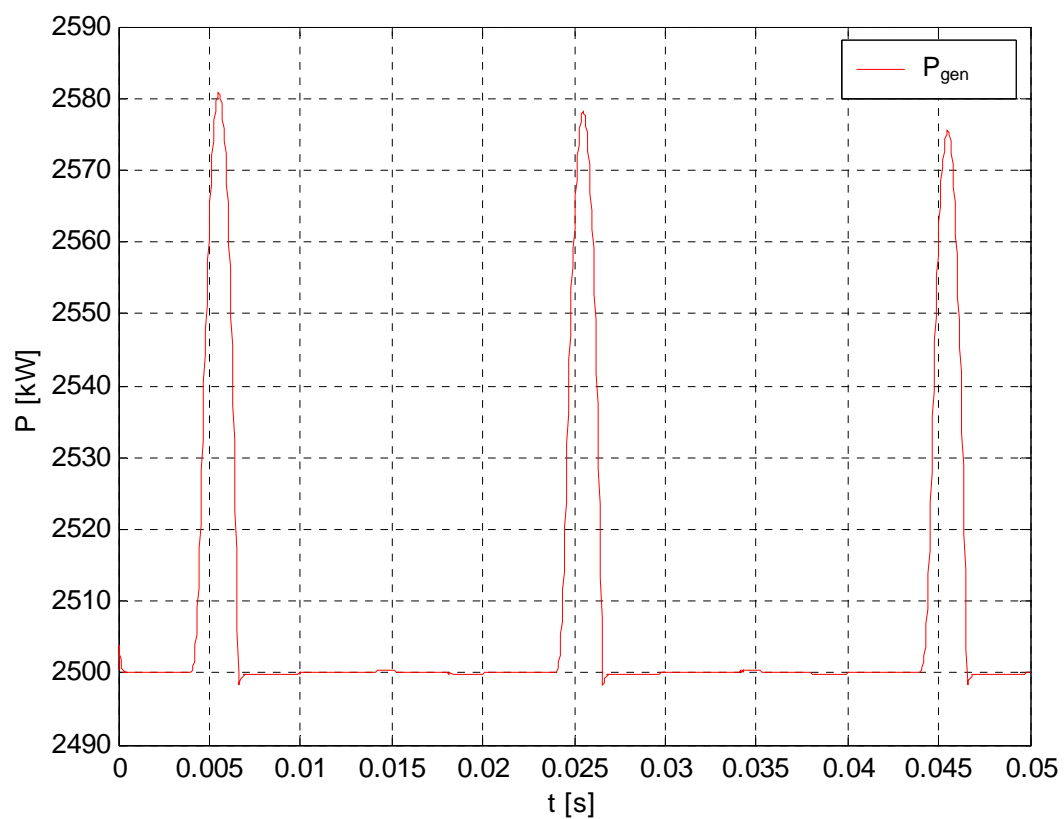


Abb. 12.15 Mechanische Leistung ($P_{gen} = m_{gen}/\omega$) bei Begrenzung von u_{zk} auf 1100 V
($\omega = 4/3 \omega_{syn}$, $m_{gen} = m_{nenn}$)

12.2 Bestimmung einer Modulationsfunktion mit drei- und neunfachem Sinus

Die Modulationsfunktion $v(t)$, siehe Kapitel 6.3 *Vergleich sinusförmiger Offsetfunktionen*, die neben der Grundschwingung als Offset eine Sinusfunktion mit drei- und neunfacher Grundfrequenz besitzt und ohne Übersteuerung praktisch den gesamten Aussteuerbereich überstreichen soll, hat der folgenden Bedingung zu genügen:

$$1 \geq v(t) = v_t \cos(\omega t) + v_{t3} \cos(3\omega t) + v_{t9} \cos(9\omega t) \quad (12.1)$$

$$\text{mit } \omega t = 0..2\pi, v_{t3} = -\frac{1}{6} v_t \text{ und } v_{t9} = f(v_t)$$

Da es sich um eine transzendente Funktion handelt, ist eine geschlossen analytische Lösung von $v_{t9} = f(v_t)$ nicht möglich.

Für $v_{t \max} = \frac{2}{\sqrt{3}}$ muss $v_{t9} = 0$ gelten, bei kleineren Amplituden von v_t darf v_{t9} entsprechend größer werden, ohne aber Gl. (12.1) zu verletzen. Dies wird mit der folgenden Bildungsvorschrift für v_{t9} , die empirisch überprüft wurde, hinreichend gut erfüllt:

$$v_{t9} = \frac{5}{6} \left(\frac{2}{\sqrt{3}} - v_t \right) \quad (12.2)$$

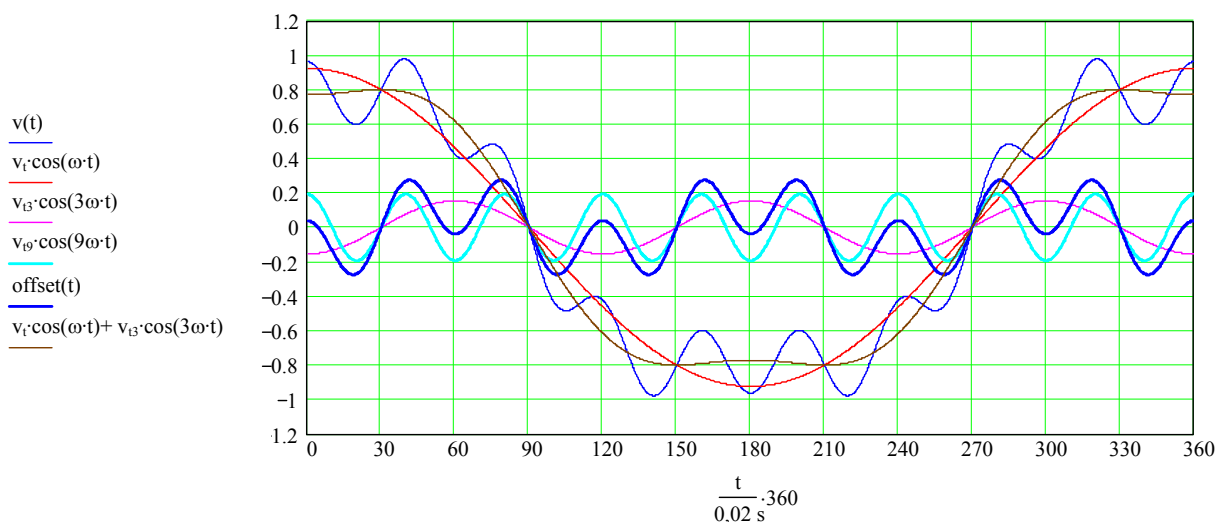


Abb. 12.16 Modulationsfunktion $v(t)$ mit $\text{offset}(t) = v_{t3} \cos(3\omega t) + v_{t9} \cos(9\omega t)$ und $v_t = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot 0,8$

Für $v(t=0)$ stellt sich dann unter Beachtung von Gl. (12.2) jeweils ein lokales Maximum oder Minimum ein, jedoch stets mit dem gleichen Wert:

$$v(t=0) = v_t + v_{t3} + v_{t9} = \frac{5}{6} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 0,962 \quad (12.3)$$

Ein weiteres lokales Maximum von $v(t)$ stellt sich bei $\omega t = 30^\circ \dots 40^\circ$ ein und erreicht Werte von 0.962 bis 1. In Abb. 12.16 sind die Verläufe für einen Wert von $v_t = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot 0,8$ dargestellt.

12.3 Simulation der Ansteuerung der Wechselrichter mit zeitversetztem Sägezahnsignal

Eine Verifizierung der unter Kapitel 6.5 *Besonderheiten bei der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine* vorgeschlagenen Methode zur Reduzierung der Spektralanteile bei doppelter Pulsfrequenz im Netzstrom durch teilweisen Versatz der Pulsperioden beider Wechselrichter konnte lediglich simulativ durchgeführt werden. Die Ergebnisse werden hier kurz dargestellt. Die Simulation wurde anhand des Wechselrichtermodells mit idealen Schaltern im Pulsbetrieb durchgeführt.

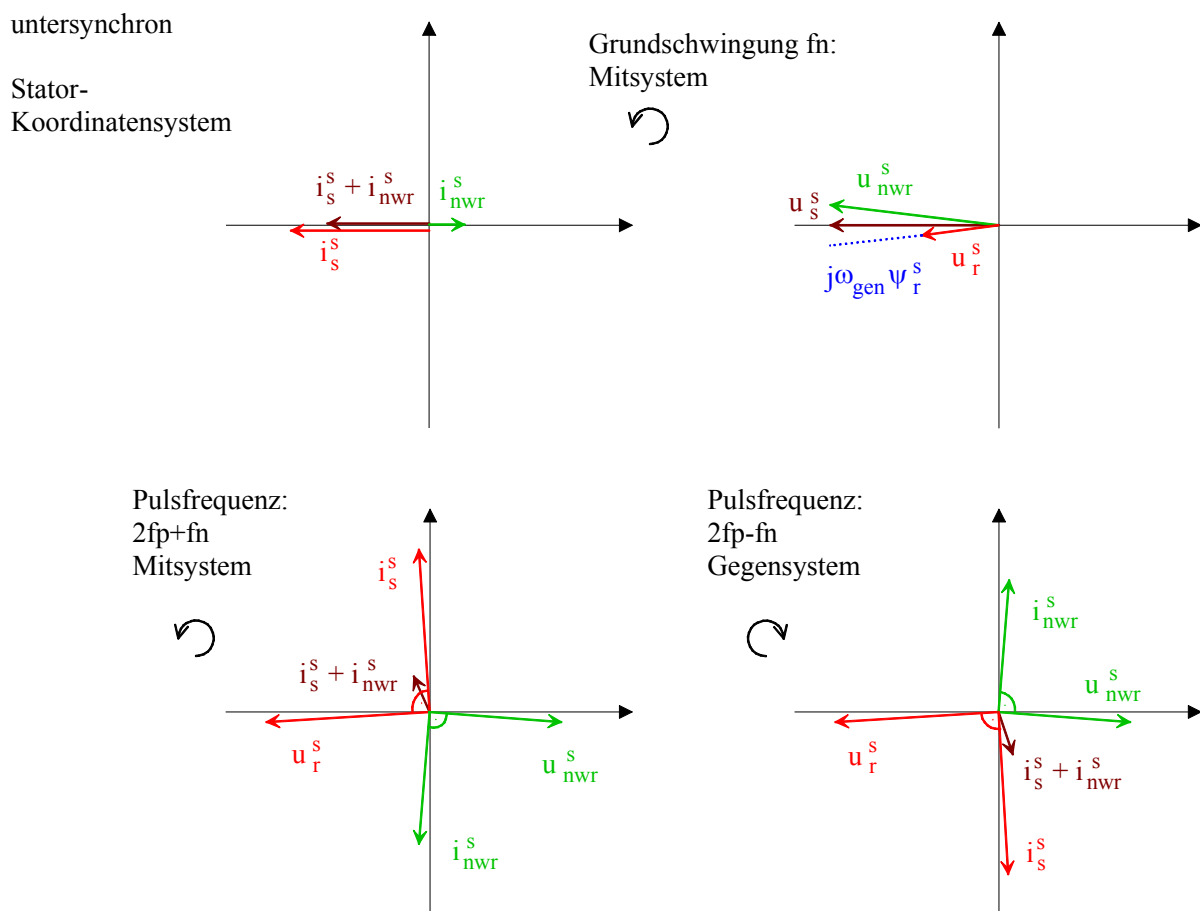


Abb. 12.17 Prinzipdarstellung der Zeiger von Strom und Spannung im untersynchronen Bereich (Sägezahnsignale der Wechselrichter zueinander verschoben)

Eine prinzipielle Darstellung der Strom- und Spannungszeiger für den untersynchronen Bereich mit Verschiebung der Sägezahnsignale beider Wechselrichter zueinander und für den übersynchronen Bereich ohne Verschiebung der Sägezahnsignale ist in den Abb. 12.17 und Abb. 12.18 dargestellt. Ohne Verschiebung der Sägezahnsignale sind die Wechselrichter-

spannungen u_r und u_{nwr} bei der doppelten Pulsfrequenz zur ihrer Grundschwingung jeweils um 180° phasenverschoben. Mit Verschiebung des Sägezahnsignals um ein Viertel der Pulsperiode sind beide Spannungsanteile, d.h. Grundschwingung und doppelte Pulsfrequenz, in Phase. Das betrifft im untersynchronen Bereich die Rotorspannung u_r . Die Spannungsabfälle über der Streuinduktivität der ASM und der Filterinduktivität des netzseitigen Wechselrichters sind in den beiden Abbildungen mit berücksichtigt. Diese Spannungsabfälle haben zur Folge, dass insbesondere untersynchron die Grundschwingungen beider Wechselrichter-Spannungen im Statorkoordinatensystem eine Phasenverschiebung zu einander haben, so dass auch die Stromkomponenten der doppelten Pulsfrequenz von Stator und netzseitigen Wechselrichter nicht 180° phasenverschoben sind.

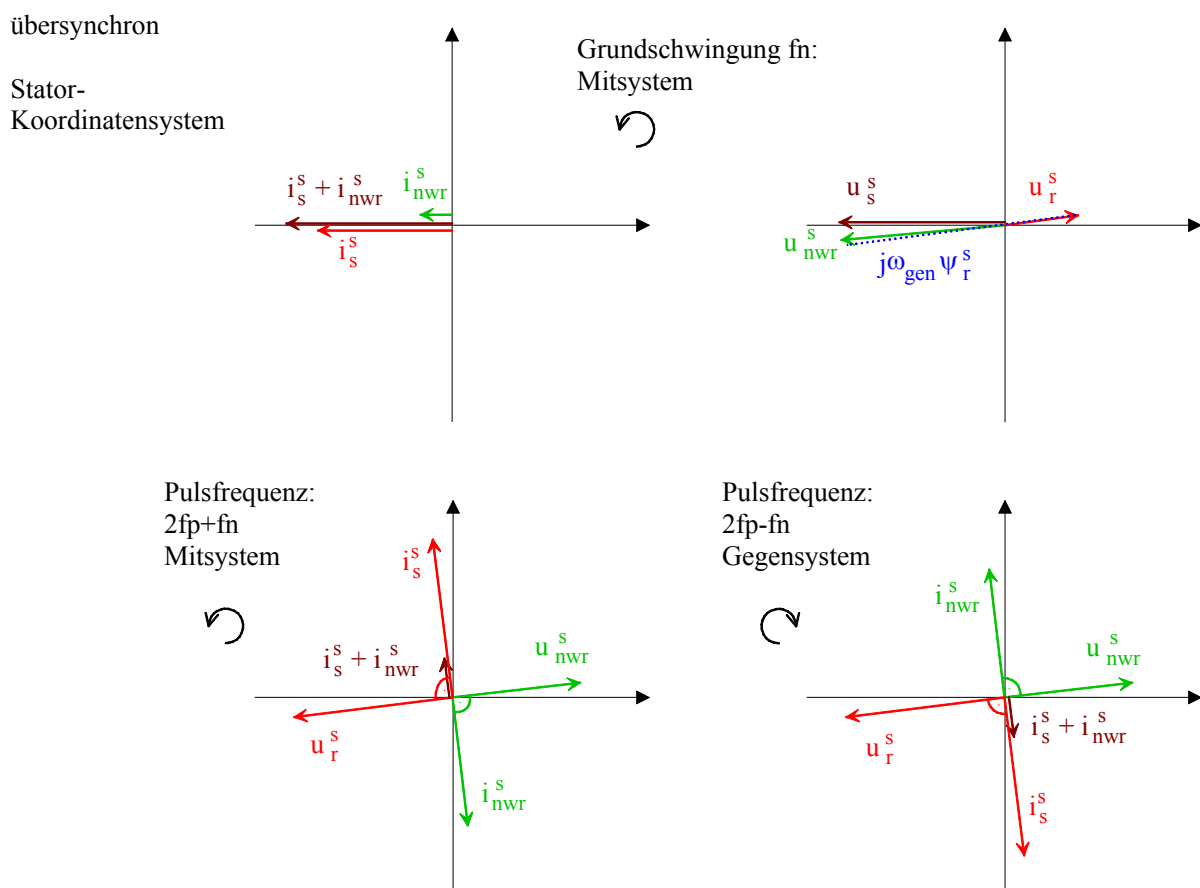


Abb. 12.18 Prinzipdarstellung der Zeiger von Strom und Spannung im übersynchronen Bereich (Sägezahnsignale der Wechselrichter nicht zueinander verschoben)

Die zugehörigen Zeitverläufe sind in den Abb. 12.19 und Abb. 12.20 dargestellt. Die Komponenten sind ihren Realanteilen (α -Anteil) der Raumvektoren, die auch den jeweiligen Zeitverläufen der Phase R entsprechen, dargestellt. Bei Rotor- und Statorstrom sind daneben noch die Imaginäranteile des Raumvektors (β -Anteil) wiedergegeben.

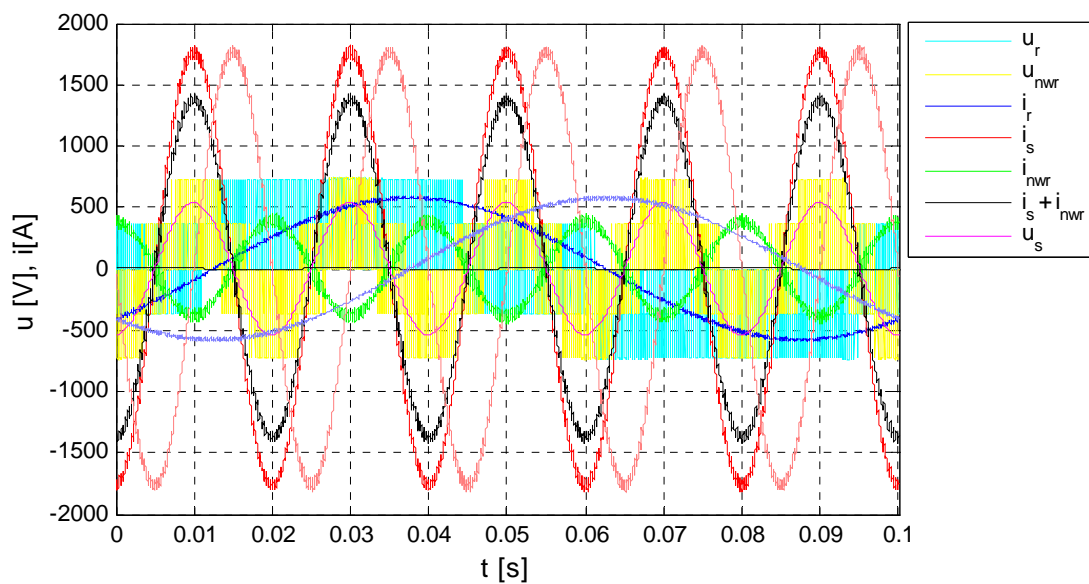


Abb. 12.19 Zeitlicher Verlauf im untersynchronen Bereich (Sägezahnsignale der Wechselrichter zueinander verschoben)

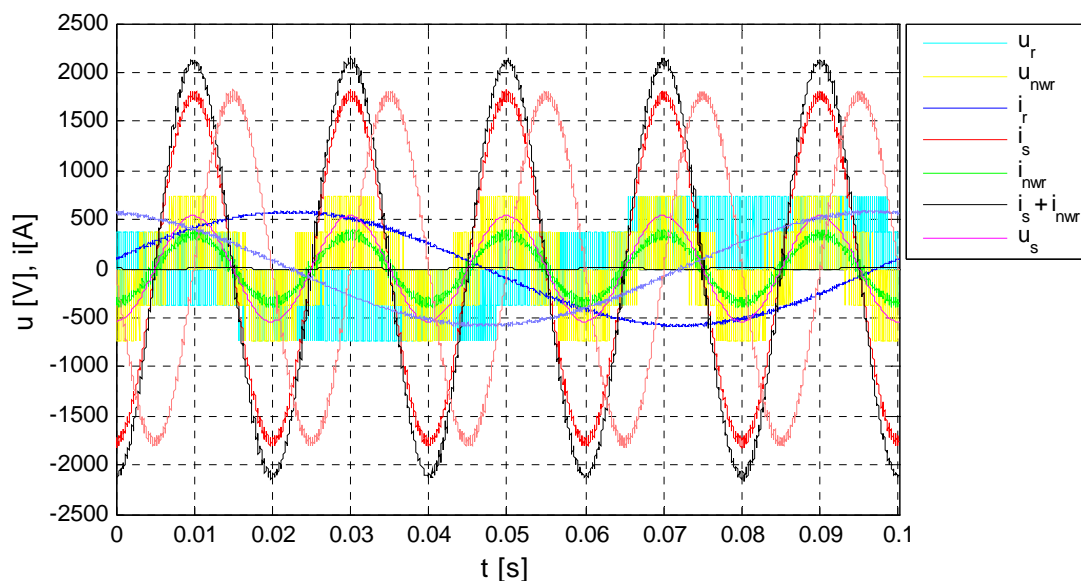


Abb. 12.20 Zeitlicher Verlauf im übersynchronen Bereich (Sägezahnsignale der Wechselrichter nicht zueinander verschoben)

Im Vergleich der Zeitverläufe von Abb. 12.21 und Abb. 12.22 sind für den untersynchronen Bereich, einmal ohne und einmal mit Verschiebung der Sägezahnsignale, die unterschiedlichen Stromrippel bei der Summe aus Statorstrom und netzseitigem Wechselrichterstrom $i_s + i_{nwr}$ gut zu erkennen. Der Effekt einer Verringerung des Stromrippels ist besonders beim Erreichen des Maximalwertes der Grundschwingung zu erkennen ($t=10$ ms). An diesem Zeitpunkt sind die Stromrippel mit doppelter Pulsfrequenz in Statorstrom i_s und netzseitigem

Wechselrichterstrom i_{nwr} besonders ausgeprägt, siehe dazu auch Anhang 12.4 *Bestimmung der Rippel im Strom durch die Filterinduktivität*.

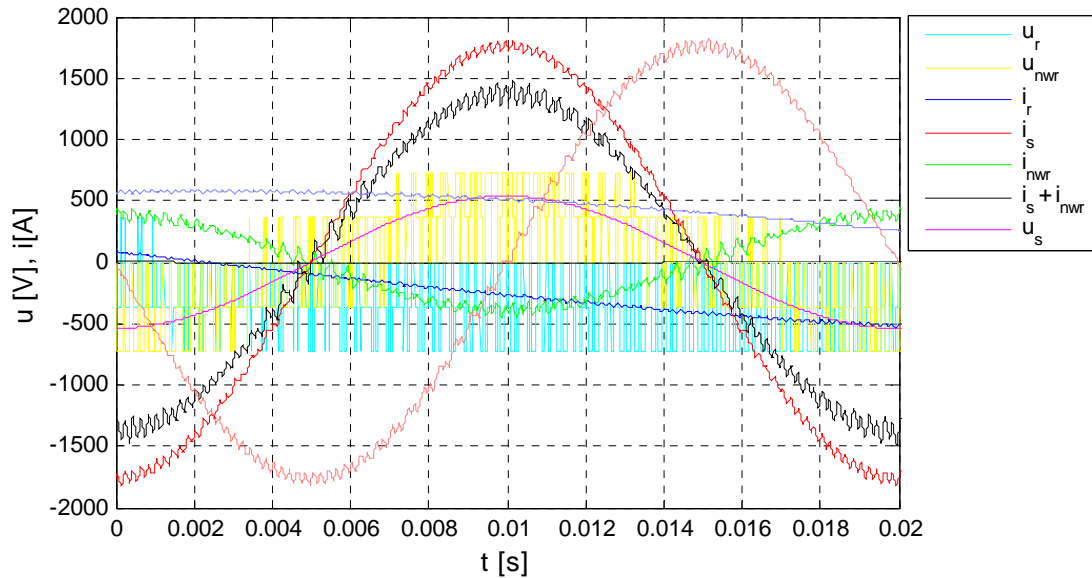


Abb. 12.21 Zeitlicher Verlauf, untersynchron, ohne Verschiebung der Sägezähne

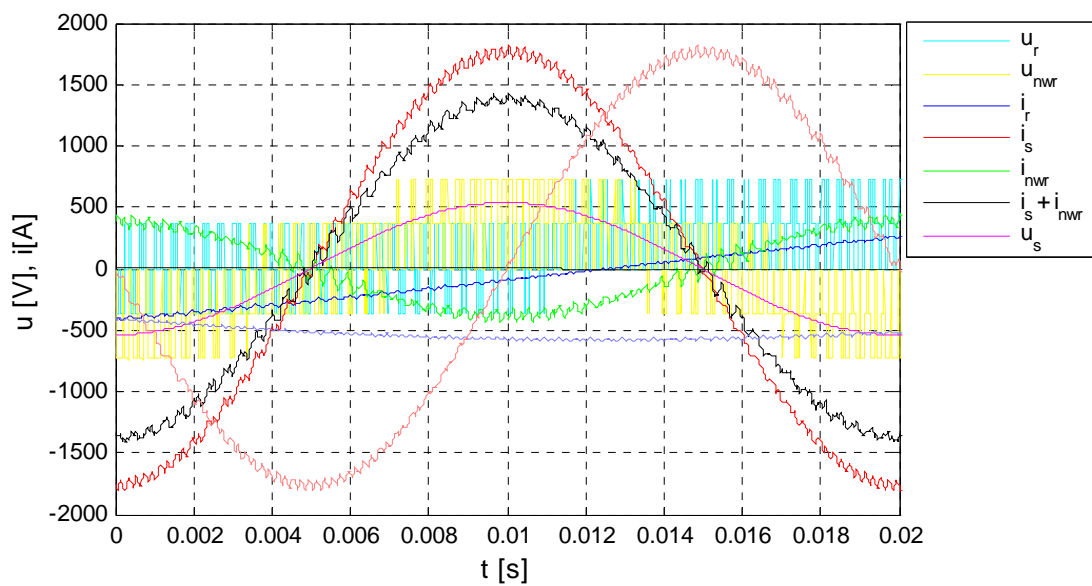


Abb. 12.22 Zeitlicher Verlauf, untersynchron, mit Verschiebung der Sägezähne

12.4 Bestimmung der Rippel im Strom durch die Filterinduktivität

Der Rippel im Ausgangsstrom eines dreiphasigen Wechselrichters weist zwei Maxima auf: eines beim Nulldurchgang der zugehörigen Grundschwungung der Wechselrichterspannung (= Phasenspannung des Netzes bei Stromsollwerten von 0 A) und eines im Maximum der Phasenspannung, siehe Abb. 12.23. Die Simulation basiert auf einem idealen nach dem Unterschwingungsverfahren gesteuerten Wechselrichter an einer idealen Netzspannung, Supersinus (siehe Kapitel 6.3), konstanter Zwischenkreisspannung und Stromsollwerten von 0 A, gemäß Abb. 12.24 und Abb. 12.25.

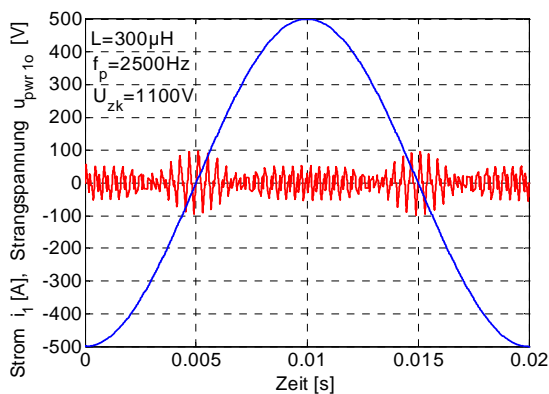


Abb. 12.23 Stromrippel

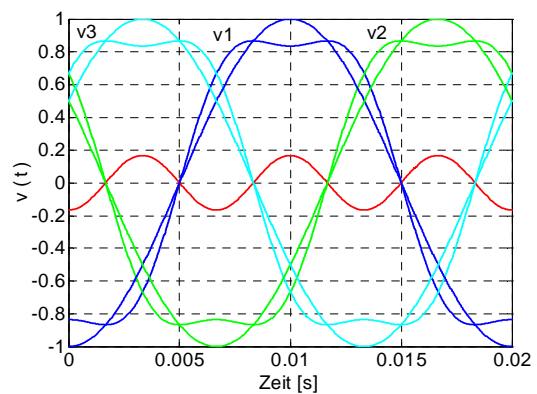


Abb. 12.24 Tastverhältnis mit Supersinus

Bei Stromsollwerten ungleich Null ist die Grundschwungung der Wechselrichterspannung $u_{pwr1(1)}(t)$ nicht mehr identisch mit der Netzspannung $U_{n1}(t)$. Dadurch würde bei den kommenden Abbildungen einer Pulsperiode vom Strom $i_1(t)$ und von der Spannung $u_{L1}(t)$ noch ein zusätzlicher Offset (Grundschwungsanteil) hinzukommen, der jedoch keine Veränderung für den Stromrippel $i_{ss}(t)$ zur Folge hat. Für den Stromrippel ist lediglich der Verlauf der Wechselrichterspannung innerhalb der Pulsperiode von Bedeutung. In den Gleichungen zum Stromrippel müsste zwar auch statt der Netzspannungsamplitude \hat{U}_{n1} bzw.

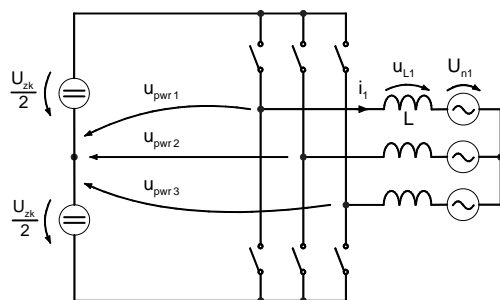


Abb. 12.25 Pulswechselrichter, Ersatzschaltbild

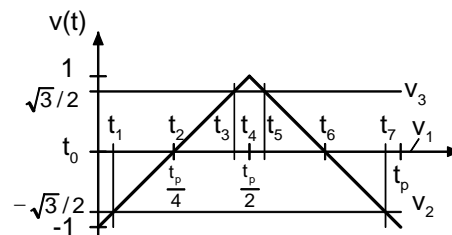


Abb. 12.26 Tastverhältnis bei $t=5\text{ms}$ (in Abb. 12.24)

\hat{U}_{n12} die Grundschwingsamplitude der Wechselrichterspannung $\hat{u}_{pwr1(1)}$ bzw. $\hat{u}_{pwr12(1)}$ erscheinen, doch weicht sie i. a. nicht wesentlich von der als gegeben anzusehenden Netzspannung ab.

Unter der Annahme, dass die Pulsfrequenz sehr viel größer als die Grundschwingsfrequenz ist, sind die Grundschwingskomponenten über eine Pulsperiode konstant. Die zwei lokalen Maxima des Stromrippel, bei $t=5\text{ ms}$ und bei $t=10\text{ ms}$, siehe Abb. 12.23, sollen im Folgenden näher betrachtet werden.

a) i_{ss_a} bei $t=5\text{ ms}$ (Nulldurchgang der Grundschwung der Wechselrichterspannung)

Die drei Phasen der Netzspannung addieren sich bei $t=5\text{ ms}$ über L_1 zu Null, so dass die Spannung u_{L1} die Werte 0 V oder $\pm U_{zk}/3$ annimmt, siehe Abb. 12.27.

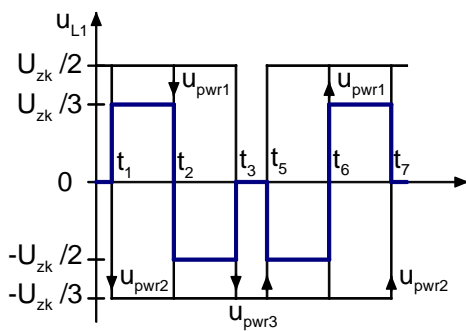


Abb. 12.27 Spannung über der Filterinduktivität bei $t=5\text{ ms}$

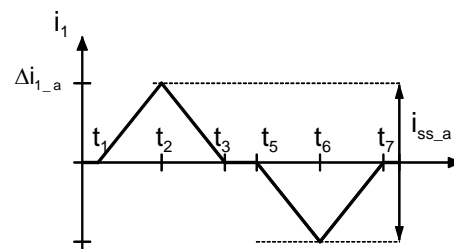


Abb. 12.28 Stromverlauf über der Filterinduktivität bei $t=5\text{ ms}$

Aus den Abbildungen lassen sich die nachfolgenden Beziehungen für den Stromrippel beim Nulldurchgang der Grundschwung der Wechselrichterstrangspannung (hier $t=5\text{ ms}$) herleiten. Aus Symmetriegründen reicht es, den Stromanstieg zwischen t_1 und t_2 zu betrachten, siehe Gl. (12.4) Es ist zu sehen, dass der Stromrippel zu diesem Zeitpunkt unabhängig von der Zwischenkreisspannung ist, siehe Gl. (12.8).

$$\Delta i_{1_a} = \frac{i_{ss_a}}{2} = \frac{u_{L1}}{L} \cdot (t_2 - t_1) \quad (12.4)$$

$$\Delta i_{1_a} = \frac{U_{zk}}{3 \cdot L} \cdot \frac{t_p}{4} \cdot (-v_2(t=5\text{ ms})) \quad (12.5)$$

$$\text{mit } -v_2(t=5\text{ ms}) \cdot \frac{U_{zk}}{2} = -U_{n1}(t=5\text{ ms}) = \hat{U}_{n1} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (12.6)$$

$$\Delta i_{1_a} = \frac{1}{3 \cdot L} \cdot \frac{t_p}{4} \cdot \hat{U}_{n1} \cdot \sqrt{3} \quad (12.7)$$

$$i_{ss_a} = \frac{1}{3 \cdot L} \cdot \frac{t_p}{2} \cdot \hat{U}_{n12} \quad (12.8)$$

b) i_{ss_b} bei $t=10\text{ms}$ (Maximalwert der Grundschwingung der Wechselrichterspannung)

Den folgenden Abbildungen ist zu entnehmen:

Die Spannung über $L1$ springt um $2/3 U_{zk}$. Der größere Stromrippel ergibt sich am Anfang bzw. am Ende der Pulsperiode, der kleinere in der Mitte. Dies gilt für das Unterschwingungsverfahren ohne Offsetsignal als auch mit sinusförmigem Offsetsignal. Beim Supersinus beträgt die Amplitude des Offsets v_{t3} $1/6$ der

Grundschwingungsamplitude, siehe Abb. 12.24. Bei einer möglichen Amplitude des Offsetsignals von $1/4$ würden beide Rippel gerade gleich groß sein, bei noch größeren Offsetsignalen wäre der mittlere Rippel der größere. Für die Berechnung des Rippel reicht aus Symmetriegründen eine Betrachtung des Stromes im Bereich von 0 bis t_1 , siehe Gl. (12.9) bis (12.13).

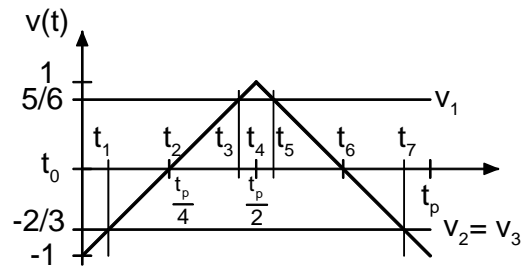


Abb. 12.29 Tastverhältnis bei $t=10\text{ms}$

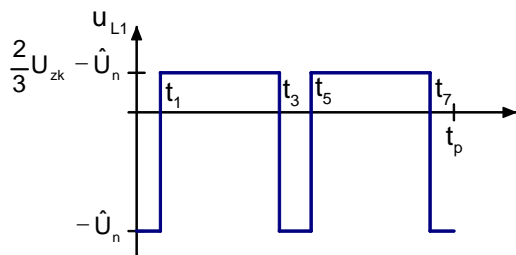


Abb. 12.30 Spannung über der Filterinduktivität bei $t=10\text{ms}$

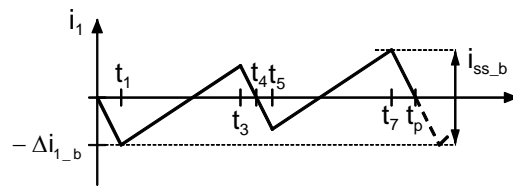


Abb. 12.31 Stromverlauf über der Filterinduktivität bei $t=10\text{ms}$

$$\Delta i_{1_b} = \frac{i_{ss_b}}{2} = \frac{-u_{L1}}{L} \cdot (t_1 - t_0) \quad (12.9)$$

$$\Delta i_{1_b} = \frac{\hat{U}_{n1}}{L} \cdot \frac{t_p}{4} \cdot (1 + v_2(t=10\text{ms})) \quad (12.10)$$

$$\text{mit } v_2(t=10\text{ms}) \cdot \frac{U_{zk}}{2} = -\frac{1}{2} \cdot \hat{U}_{n1} - v_{t3} \cdot \hat{U}_{n1} = -\frac{1}{2} \cdot \hat{U}_{n1} - \frac{1}{6} \cdot \hat{U}_{n1} \quad (12.11)$$

$$\Delta i_{l_b} = \frac{\hat{U}_{n1}}{L} \cdot \frac{t_p}{4} \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} - \frac{1}{6} \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}/2} \right) \quad (12.12)$$

$$i_{ss_b} = \frac{\hat{U}_{n12}}{\sqrt{3} \cdot L} \cdot \frac{t_p}{2} \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} - \frac{1}{6} \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}/2} \right) \quad (12.13)$$

$$i_{ss_b} = \frac{\hat{U}_{n12}}{\sqrt{3} \cdot L} \cdot \frac{t_p}{2} \cdot \left(1 - \frac{4}{3} \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} \right) \quad (12.14)$$

Ohne Offset, d. h. ohne Supersinus ergibt sich bei $t=10\text{ms}$ folgender Rippel:

$$i'_{ss_b} = \frac{\hat{U}_{n12}}{\sqrt{3} \cdot L} \cdot \frac{t_p}{2} \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} \right) \quad (12.15)$$

Die Beziehung zwischen den unterschiedlichen Stromrippel i_{ss_a} bei $t=5\text{ms}$ und i_{ss_b} bei $t=10\text{ms}$ zeigt die folgende Gleichung.

$$i_{ss_b} = \frac{\hat{U}_{n12}}{3 \cdot L} \cdot \frac{t_p}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} - \frac{1}{6} \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}/2} \right) = i_{ss_a} \cdot \sqrt{3} \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} - \frac{1}{6} \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}/2} \right) \quad (12.16)$$

Unter der folgenden Bedingung sind die Stromrippel i_{ss_a} und i_{ss_b} gleich groß.

$$1 = \sqrt{3} \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} - \frac{1}{6} \frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}/2} \right) \quad (12.17)$$

Für die Ansteuerung mit Supersinus geschieht dies bei einem Verhältnis von Netz- zu Zwischenkreisspannung bei:

$$\frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} = \frac{3 - \sqrt{3}}{4} \approx 0,317 \quad (\text{Bedingung für } i_{ss_a} = i_{ss_b}) \quad (12.18)$$

Ohne Supersinus ist die gleiche Höhe der Stromrippel bei folgendem Verhältnis gegeben:

$$\frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} = 1 - \frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0,423 \quad (\text{Bedingung für } i_{ss_a} = i_{ss_b} - \text{ohne Supersinus}) \quad (12.19)$$

Wie bekannt beträgt das maximale Verhältnis von Netzspannung zu Zwischenkreisspannung ohne Übersteuerung:

$$\frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} \Big|_{\max} = \frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0,577 \quad (12.20)$$

$$\frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} \Big|_{\max} = \frac{1}{2} \quad (\text{ohne Supersinus}) \quad (12.21)$$

Somit kann zusammengefasst werden, dass bei hohen Aussteuergraden (mit $v_t/v_{t,\max} > \frac{3}{4}(\sqrt{3}-1) \approx \frac{0,317}{0,577} = 0,55$ bzw. ohne Supersinus:) $2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \approx \frac{0,423}{0,5} = 0,85$ der maximale Stromrippel i_{ss_a} sich gemäß Gl. (12.8) ergibt und nur von der Netz- und nicht von der Zwischenkreisspannung abhängig ist.

Bei kleinen Aussteuergraden ergibt sich der maximale Stromrippel i_{ss_b} entsprechend Gl. (12.13) bzw. (12.14). Bei gegebener Netzspannung kann der Stromrippel i_{ss_b} im Grenzfall bis zum $\sqrt{3}$ -fachen des Stromrippel i_{ss_a} werden, siehe Gl. (12.16) (bei sehr kleinen Aussteuer-

graden: $\frac{\hat{U}_{n1}}{U_{zk}} \rightarrow 0$).

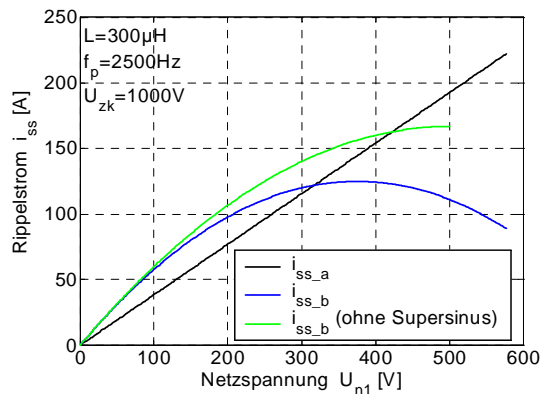


Abb. 12.32 Rippelstrom als Funktion der Netzspannung \hat{U}_{n1} (bei $i_{soll} = 0$)

Die Abb. 12.32 veranschaulicht noch mal den Einfluss des Verhältnisses von Netzspannung zur Zwischenkreisspannung auf die verschiedenen Stromrippel.

12.5 Simulationsergebnisse zu den Stromüberschwingungen am netzseitigen Filter

Zu den im Kapitel 7 *Filter für die Doppeltgespeiste Asynchronmaschine* durchgeführten Berechnungen zum netzseitigen Filter für die DGASM sollen vergleichende Simulationsergebnisse für die dortigen Annahmen und den Fall des LCR-Schwingkreisfilters (14µH, 280µF, 80mΩ) vorgestellt werden.

Es werden die relevanten Pulsfrequenz-Seitenbänder (einzeln bzw. im 200Hz-Band) bis zur vierfachen Pulsfrequenz sowie deren Netzstromgrenzwerte I_{\max} (die entsprechende Richtlinie gilt nur bis 9kHz, also hier bis $3f_p$) in Abhängigkeit von der Drehzahl (untersynchron und übersynchron) mit und ohne Verschiebung der Sägezahnträgersignale für das Unterschwingungsverfahren beider Wechselrichter dargestellt.

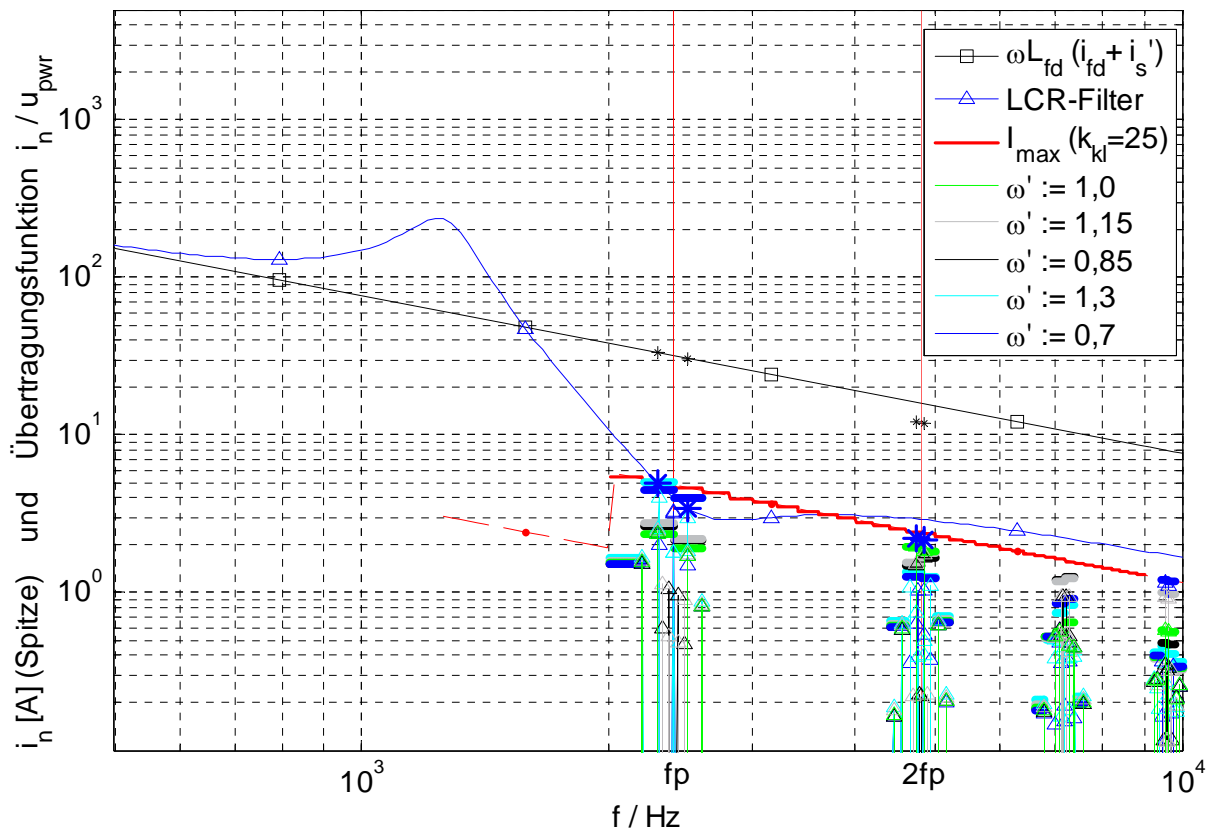


Abb. 12.33 Vergleich von abgeschätzten Überschwingungen (Rechnung: Sterne *) und Ergebnissen der Simulation für den Netzstrom i_n bei ausgesuchten Arbeitspunkten der Drehzahl mit LCR-Filter

In der Abb. 12.33 ist ein Vergleich zwischen den Berechnungen aus Kapitel 7.5.2 *Resultierende pulsfrequente Seitenbänder der Wechselrichterausgangsspannung* und Simulationen bei verschiedenen Arbeitspunkten der Drehzahl (*ungünstige* Arbeitspunkte bezüglich der Überschwingungen bei f_p und $2f_p$) sowohl unter- als auch übersynchron zu sehen. Für die

gewählten Drehzahlen bleiben die Netzüberschwingungsströme auch unterhalb der Grenzkurve I_{\max} . Zu den in dieser Arbeit erstmalig betrachteten Überschwingungsströmen der drei- und vierfachen Pulsfrequenz ist zu bemerken, dass sie bei anderen Drehzahlen als denen in Abb. 12.33 noch höher werden können wie aus den folgenden Abbildungen zu entnehmen ist.

In den kommenden beiden Abbildungen sind noch einmal die relevanten Seitenbänder der beiden Wechselrichterspannungen bis zur vierfachen Pulsfrequenz dargestellt. Dabei sind sie wieder jeweils in 200Hz-Bändern zusammengefasst. Beim netzseitigen Wechselrichter sind bei der einfachen Pulsfrequenz ($f_p=2400\text{Hz}$) die Frequenzen f_p-4f_n (2010 – 2200Hz: fp--), f_p-2f_n (2210 – 2400Hz: fp-) und f_p+2f_n und f_p+4f_n (2410 – 2600Hz: fp+) in drei 200Hz-Frequenzbändern zusammengefasst, beim rotorseitigen dagegen nur in zweien: fp- und fp+ (fp-- ist dort praktisch Null). Entsprechend sind die Seitenbänder fp- und fp+ beim rotorseitigen Wechselrichter gleich und beim netzseitigen entspricht fp+ der geometrischen Summe aus fp-- und fp-.

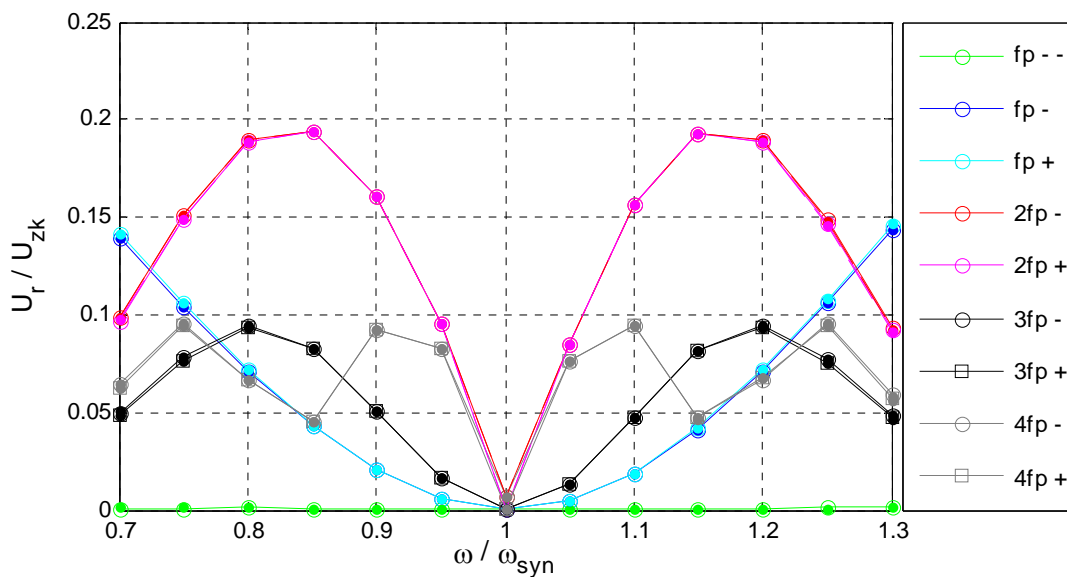


Abb. 12.34 Seitenbänder der Spannungen vom rotorseitigen Wechselrichter (Simulation)

In Abb. 12.36 sind die Seitenbänder der Summe aus Statorstrom und netzseitigem Wechselrichterstrom dargestellt. Gut zu sehen ist der Effekt der Verschiebung der Trägersignale ($\delta(SZ)=1$, $t_0 = t_p/4$) zur Subtraktion (statt einer Addition) der Seitenbänder bei der doppelten Pulsfrequenz im untersynchronen Bereich. In Abb. 12.37 sind die Seitenbänder des gefilterten Netzstromes sowie die zugehörigen Grenzwerte I_{\max} dargestellt, mit im Vergleich zur Abb. 12.33 mehr Arbeitspunkten. Bei der dreifachen Pulsfrequenz sind nun bei $\omega/\omega_s=0,8$ und $1,2$ die größten Überschwingungen vorhanden, aber noch unterhalb der Grenzwerte, bei der vierfachen Pulsfrequenz bei $\omega/\omega_s=0,75$ und $1,1$ und etwas größer als die der dreifachen.

Es sei aber noch mal darauf verwiesen, dass die Betrachtungen bisher von einem Modell mit konstanter Induktivität für Netz und Transformator ausgegangen sind. Für genauere Untersuchungen ist ein detailliertes Transformator- und Netzmodell erforderlich.

Abb. 12.38 und Abb. 12.39 zeigen die Aufteilung der Seitenbänder bei doppelter Pulsfrequenz mit und ohne Verschiebung des Trägersignals auf den Statorstrom i_s , den netzseitigen Wechselrichterstrom i_{wr} , deren Summe $i_s + i_{wr}$, den Netzstrom i_n sowie den Filterstrom des Schwingkreises i_c .

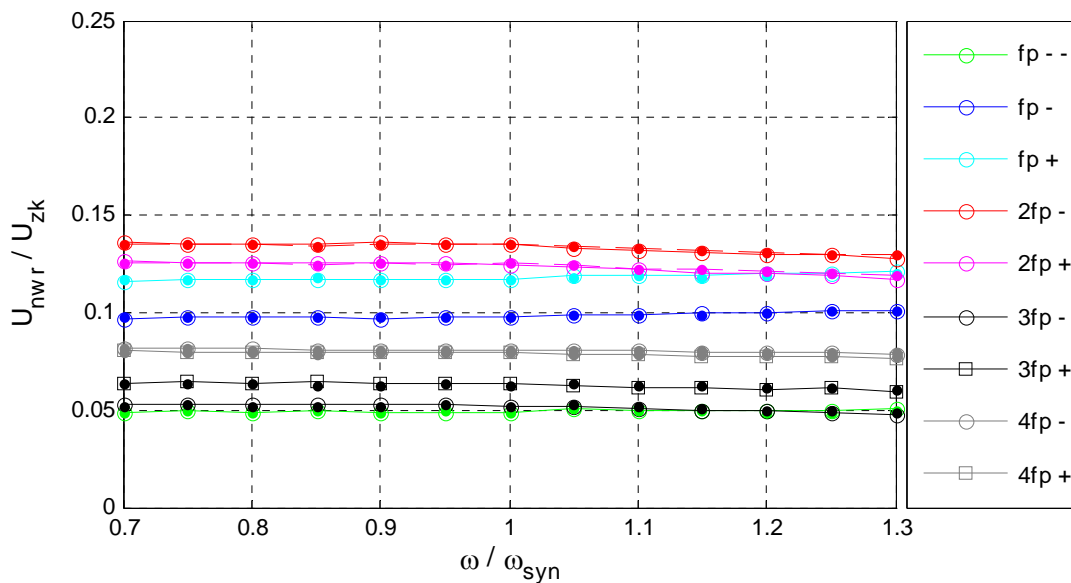


Abb. 12.35 Seitenbänder der Spannungen vom netzseitigen Wechselrichter (Simulation)

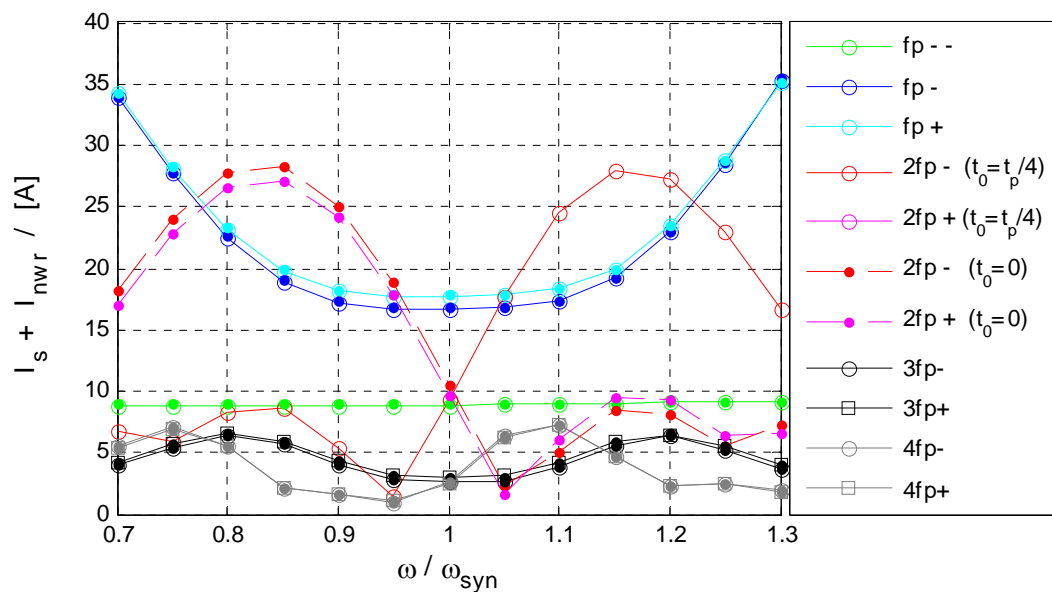


Abb. 12.36 Seitenbänder aus der Summe von Stator- und netzseitigen Wechselrichterstrom $i_s + i_{nwr}$ (Simulation)

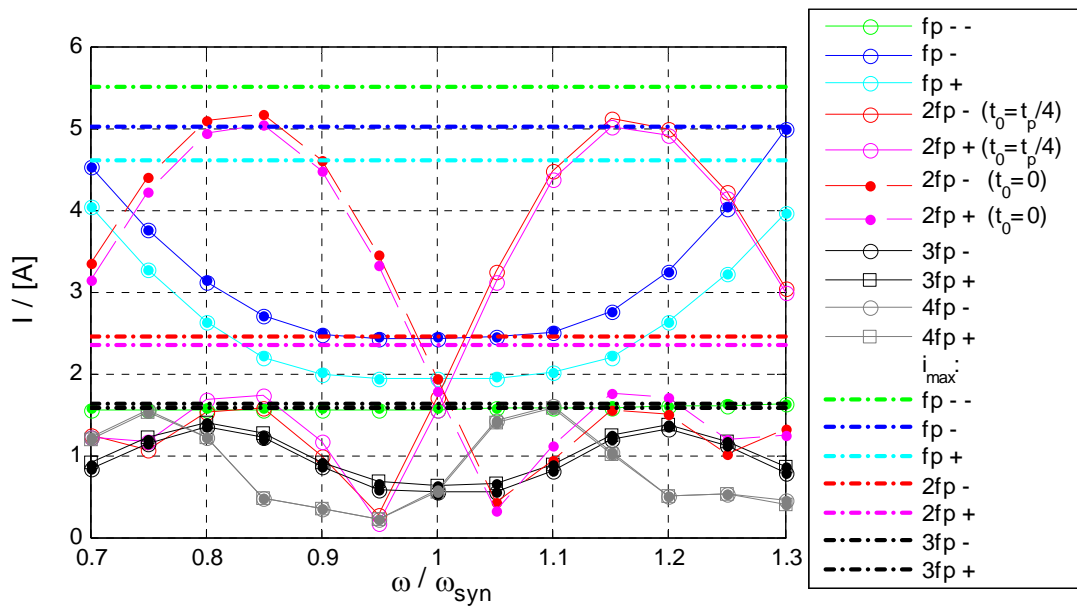


Abb. 12.37 Pulsfrequenz-Seitenbänder (Legende oben) und Grenzwerte (Legende unten, i_{\max} zwischen 2 und 9 kHz: Strich-Punkt-Linien) vom Netzstrom i_n (Simulation)

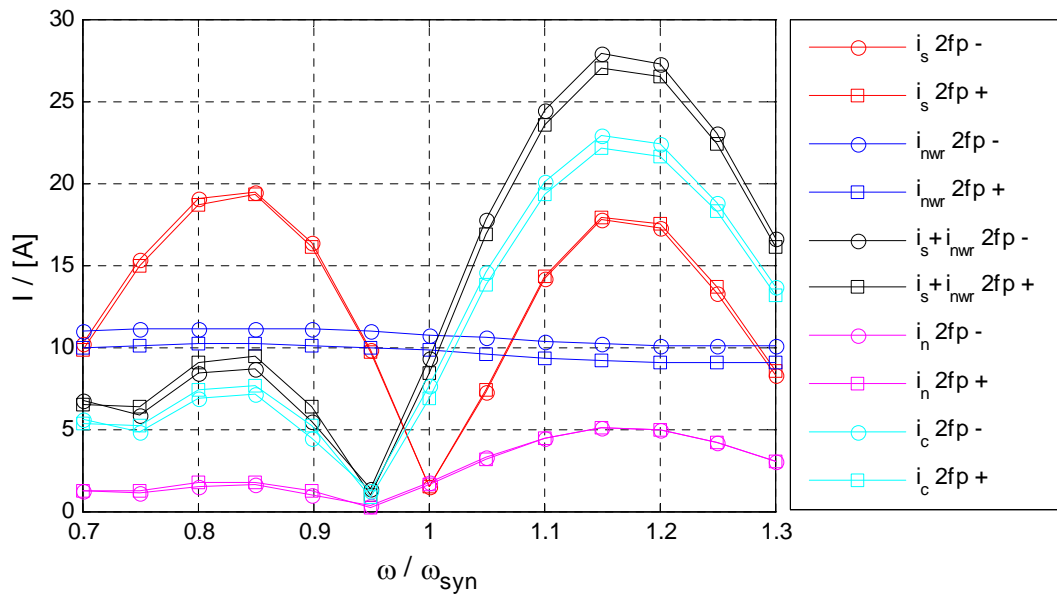


Abb. 12.38 Seitenbänder der Ströme bei $2f_p \pm 200$ Hz mit Verschiebung der Sägezahnsignale: $t_0 = t_p/4$ (Simulation)

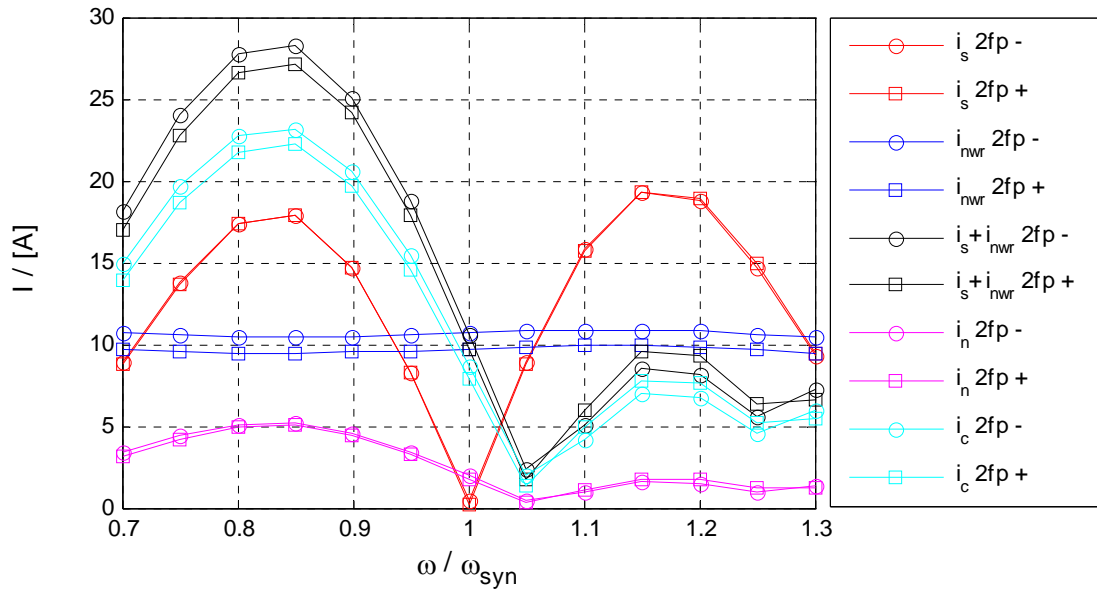


Abb. 12.39 Seitenbänder der Ströme bei $2f_p \pm 200$ Hz ohne Verschiebung der Sägezahnsignale: $t_0 = 0$ (Simulation)

12.6 Gleichungen zur Stromrichterdimensionierung

12.6.1 Vereinfachte Gleichungen der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine

Ausgehend von den Grundgleichungen für die ASM (1.5) bis (1.10), siehe Kapitel 1.3, ergeben sich bei Vernachlässigung der ohmschen Widerstände und Streuinduktivitäten im stationären Zustand vereinfachte Zusammenhänge für die DGASM.

$$R_s, R_r, L_{\sigma s}, L_{\sigma r} \rightarrow 0 \quad (12.22)$$

Diese Vereinfachungen sollen für dieses gesamte Unterkapitel gelten. Das Spannungsübersetzungsverhältnis von Rotor zu Stator wird vorerst mit Eins angenommen.

Das bedeutet, dass es dann nur noch *eine* Induktivität und *einen* verketteten Fluss zu berücksichtigen gibt.

$$L_s = L_r = L_h \quad (12.23)$$

$$\underline{\psi}_s^s = \underline{\psi}_r^s = \underline{\psi}^s \quad (12.24)$$

Stationär lässt sich der Fluss so wie folgt beschreiben.

$$\underline{\psi}^s = \hat{\underline{\psi}} \cdot e^{j\varphi(\underline{\psi}^s)} = \hat{\underline{\psi}} \cdot (\cos(\omega_n t + \varphi_0) + j \sin(\omega_n t + \varphi_0)) \quad (12.25)$$

$$\text{mit } \varphi(\underline{\psi}^s) = \omega_n t + \varphi_0 \text{ und } \dot{\varphi}(\underline{\psi}^s) = \omega_n = 2\pi \cdot f_n$$

Entsprechend werden die Spannungsgleichungen im Statorkoordinatensystem zu

$$\underline{u}_s^s = \dot{\underline{\psi}}^s \quad (12.26)$$

$$\underline{u}_r^s = \dot{\underline{\psi}}^s - j\dot{\gamma}\underline{\psi}^s \quad (12.27)$$

bzw. im stationären Zustand zu

$$\underline{u}_s^s = \frac{d}{dt} (\hat{\underline{\psi}} \cdot e^{j\varphi(\underline{\psi}^s)}) = j\dot{\varphi}(\underline{\psi}^s) \cdot (\hat{\underline{\psi}} \cdot e^{j\varphi(\underline{\psi}^s)}) = j\dot{\varphi}(\underline{\psi}^s) \cdot \underline{\psi}^s \quad (12.28)$$

$$\underline{u}_s^s = j\omega_n \underline{\psi}^s \quad (12.29)$$

$$\underline{u}_r^s = j\omega_n \underline{\psi}^s - j\dot{\gamma}\underline{\psi}^s \quad (12.30)$$

Rotor- und Statorspannung verhalten sich somit entsprechend dem Schlupf proportional:

$$\underline{u}_r^s = \underline{u}_s^s - j\dot{\gamma} \frac{\underline{u}_s^s}{j\omega_n} = \underline{u}_s^s \cdot \left(\frac{\omega_n - \dot{\gamma}}{\omega_n} \right) \quad (12.31)$$

mit dem Schlupf $s = \left(\frac{\omega_n - \dot{\gamma}}{\omega_n} \right)$ (12.32)

$$\underline{u}_r^s = \underline{u}_s^s \cdot s \quad (12.33)$$

Die bisherigen Gleichungen basieren auf von einem Transformations- oder Übersetzungsverhältnis von Rotor- zu Statorspannung von $\bar{u}=1$. Bei einem Transformationsverhältnis von $3\frac{1}{3}$ ergibt sich ein für WKA typischer Drehzahlbereich von knapp 50%, wenn die Rotorspannung die Statorspannung nicht überschreiten soll.

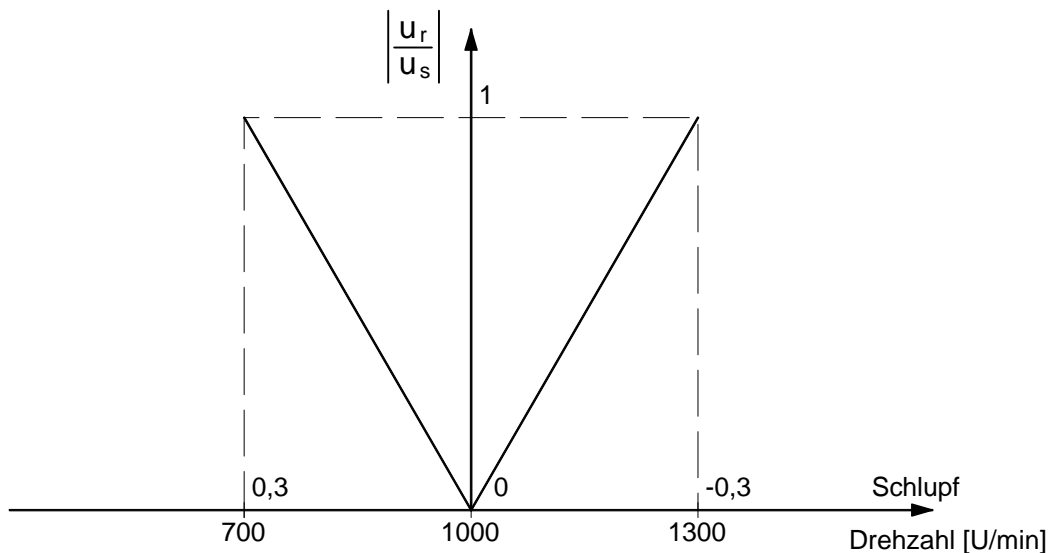


Abb. 12.40 Verhältnis von Rotor- zur Statorspannung in Abhängigkeit vom Schlupf bei einem Transformationsverhältnis von $3\frac{1}{3}$

Für den Magnetisierungsstrom i_μ gilt dann:

$$\underline{\psi}^s = L_h \cdot \underline{i}_\mu^s \quad (12.34)$$

$$\underline{i}_\mu^s = \underline{i}_s^s + \underline{i}_r^s \quad (12.35)$$

bzw. im Flusskoordinatensystem:

$$\underline{i}_\mu^\mu = \underline{i}_s^\mu + \underline{i}_r^\mu \quad \text{mit jeweils: } \underline{i}^\mu = i_d^\mu + j i_q^\mu \quad (12.36)$$

Der Realteil der Gleichung zeigt zusammen mit der Gl. (12.29), dass der Fluss ideal gesehen konstant ist und von den flussbildenden Strömen von Stator i_{sd} und Rotor i_{rd} erzeugt wird.

$$i_{\mu}^{\mu} = i_{\mu} = \frac{|u_s|}{\omega_n L_h} = \text{const.} = i_{sd}^{\mu} + i_{rd}^{\mu} \quad (12.37)$$

Der Imaginärteil der Gl. (12.36) stellt die drehmomentbildenden Ströme dar, die stator- und rotorseitig sich lediglich durch das Vorzeichen unterscheiden bzw. es gibt nur *eine* Stromkomponente die im Vektorraum senkrecht zum Fluss steht und ein Moment ausübt.

$$i_{sq}^{\mu} = -i_{rq}^{\mu} \quad (12.38)$$

Aus der Drehmomentengleichung (1.9) wird

$$m_{\text{gen}} = \frac{3}{2} p_p \cdot L_h \cdot i_{\mu} \cdot i_{sq}^{\mu} \quad (12.39)$$

bzw.

$$m_{\text{gen}} = \frac{3}{2} p_p \cdot \frac{|u_s|}{\omega_n} \cdot i_{sq}^{\mu} \quad (12.40)$$

Da nach Gl. (12.29) Fluss und Statorspannung genau um 90° phasenverschoben sind, können obige Gleichungen auch im Netzspannungskoordinatensystem von u_s (Indize n) dargestellt werden, mit dem Wirkstromanteil von Gl. (12.38) ($i_{s\alpha}^n = i_{sq}^{\mu}$)

$$i_{s\alpha}^n = -i_{r\alpha}^n \quad (12.41)$$

und dem Blindstromanteil aus Gl. (12.37) ($i_{s\beta}^n = -i_{sd}^{\mu}$)

$$i_{\mu} = \frac{|u_s|}{\omega_n L_h} = \text{const.} = -i_{\mu\beta}^n = -i_{s\beta}^n - i_{r\beta}^n \quad (12.42)$$

Über die Wirkleistung von Stator und Rotor lässt sich mit Gl. (12.33) und (12.41) deren Verhältnis zueinander in Abhängigkeit vom Schlupf bestimmen, siehe Abb. 12.41.

$$P_s = \frac{3}{2} \text{Re} \left\{ \underline{u}_s \cdot \underline{i}_s^* \right\} = \frac{3}{2} u_s^n \cdot i_{s\alpha}^n \quad (12.43)$$

$$P_r = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{u}_r \cdot \underline{i}_r^* \} = \frac{3}{2} u_r^n \cdot i_{r\alpha}^n \quad (12.44)$$

$$P_r = -s \cdot P_s \quad (12.45)$$

Übersynchron ($s < 0$) ergibt sich die von der Maschine zu übertragende Leistung ($P_w = P_n$) aus der Betragssumme von Rotor- und Statorleistung $|P_s| + |P_r|$, im unterschynchronen Drehzahlbereich ($s > 0$) aus der Betragsdifferenz beider Leistungsanteile $|P_s| - |P_r|$.

Im Folgenden sind Rotor- bzw. Statorleistung in Abhängigkeit von Schlupf und Gesamtleistung dargestellt.

$$P_w = P_n = P_s \cdot (1 - s) \quad (12.46)$$

$$P_w = P_n = P_r \cdot \frac{s - 1}{s} \quad (12.47)$$

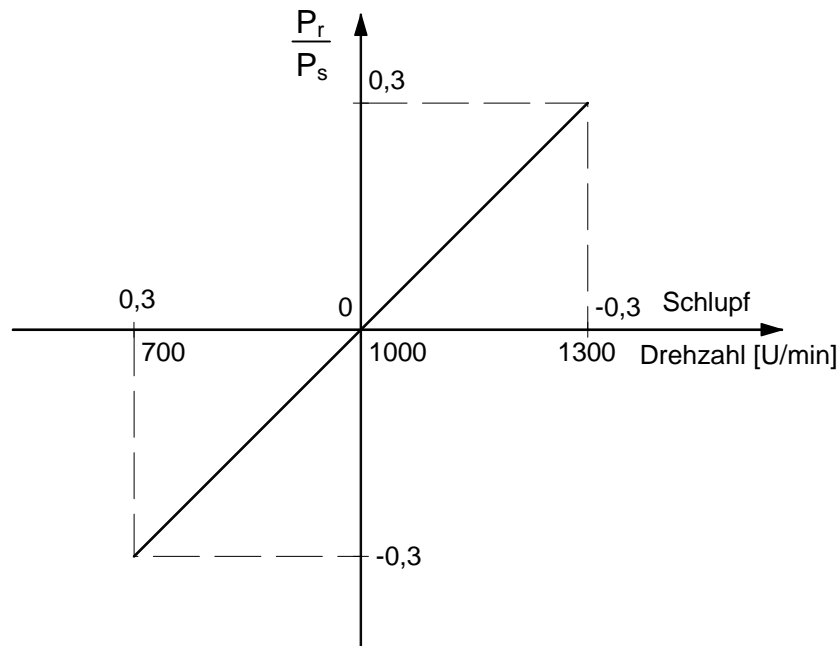


Abb. 12.41 Rotor- zu Statorleistung als Funktion vom Schlupf

12.6.2 Detailliertere Berechnungen der Arbeitspunkte

Es gibt verschiedene Möglichkeiten je nach Modellebene und Näherungsebene die Arbeitspunkte des Systems der DGASM auch ohne Simulation näherungsweise zu berechnen. Hier soll für das Kapitel 8.2 eine Variante gezeigt werden, die die Parameter der Maschine ($R_s, R_r, L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$) und die des Filters des netzseitigen Wechselrichters (Kondensator C_f und

Filterdrossel L_{fd} mit dem ohmschen Anteil R_{fd}) berücksichtigt. Für die Berechnung der Wirkströme sollen jedoch aus Aufwandsgründen die vereinfachten Betrachtungen des vorhergehenden Abschnittes ausreichend sein, das betrifft Gl. (12.49). Der daraus resultierende Fehler fällt, wie der Vergleich zur Simulation zeigt, nicht groß ins Gewicht, siehe Kapitel 8.2. Die Netzspannung $u_n = u_s$ soll als konstant angenommen werden. In der Simulation wurde zwar die Spannung u_{qn} am Ausgang des Transformators konstant gesetzt, der Fehler ist aber bei $i_{n\beta}^n = 0$ stets geringer als 2%. Die Größen sind auf das Netzspannungskoodinatensystem $u_n = u_s$ orientiert. Das Übersetzungsverhältnis \bar{u} soll hier für die Rotorgrößen i_r und u_r berücksichtigt werden.

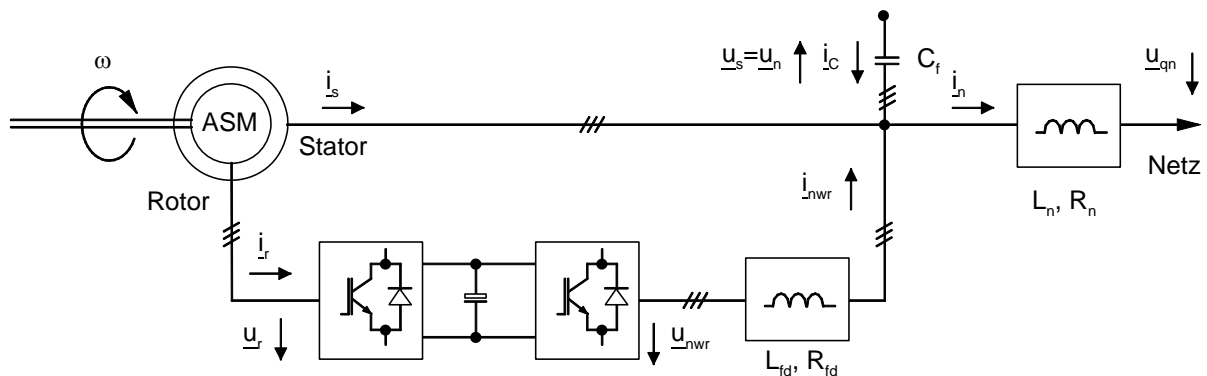


Abb. 12.42 Umrichtersystem

$$i_{n\alpha}^n = \frac{2 P_w}{3 \hat{U}_n} \quad (12.48)$$

$$i_{s\alpha}^n = \frac{i_{n\alpha}^n}{1-s} \quad (12.49)$$

$$i_{nwra}^n = i_{n\alpha}^n - i_{s\alpha}^n \quad (12.50)$$

$$i_{c\alpha}^n = 0 \quad (12.51)$$

Für die Blindströme i_{β}^n kommen nun die detaillierteren Betrachtungen zur Geltung. Der Phasenwinkel (bzw. der Powerfaktor: PF) des Netzstromes kann frei eingestellt werden.

$$i_{c\beta}^n = \frac{\hat{U}_n}{\omega_n C_f} \quad (12.52)$$

$$\underline{i}_{n\beta}^n = \underline{i}_{n\alpha}^n \cdot \tan(\arccos(\text{PF})) \quad (12.53)$$

$$\underline{i}_{nwr\beta}^n = 0 \quad (12.54)$$

$$\underline{i}_{s\beta}^n = \underline{i}_{n\beta}^n + \underline{i}_{c\beta}^n \quad (12.55)$$

$$\underline{i}_{\mu s}^n = \frac{\hat{U}_n + R_s \cdot \underline{i}_s^n}{j\omega_n L_h} \quad \text{mit} \quad \underline{i}_{\mu s}^n = \frac{\Psi_s^n}{L_h} \quad (12.56)$$

$$\underline{i}_r^n = \frac{1}{\ddot{u}} \left(\frac{L_s}{L_h} \cdot \underline{i}_s^n + \underline{i}_{\mu s}^n \right) \quad (12.57)$$

Die Rotorspannung kann aus den Grundgleichungen für den stationären Fall als Funktion von Statorstrom \underline{i}_s^n , Statormagnetisierungsstrom $\underline{i}_{\mu s}^n$ und Drehzahl $\dot{\gamma}$ hergeleitet werden:

$$\underline{u}_r^n = \ddot{u} \left(\frac{L_r}{L_h} \hat{U}_n + \left(\frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_h} + j(\omega_n - \dot{\gamma}) \frac{L_r L_s - L_h^2}{L_h} \right) \cdot \underline{i}_s^n + R_r - j\dot{\gamma} \cdot L_r \underline{i}_{\mu s}^n \right) \quad (12.58)$$

Die Spannung am netzseitigen Wechselrichter ergibt sich dagegen leicht aufgrund des zusätzlichen Spannungsabfalls über der Drossel:

$$\underline{u}_{nwr}^n = \hat{U}_n + (R_{fd} + j\omega_n L_{fd}) \cdot \underline{i}_{nwr}^n \quad (12.59)$$

12.6.3 Gleichungen zur Stromaufteilung des Phasenstromes auf Diode und IGBT am Wechselrichter

Bei Annahme eines rein sinusförmigen Stromverlaufes, idealen Schaltern mit Vernachlässigung der Zweigverriegelungszeit T_{tot} sowie unendlich hoher Pulsfrequenz, kann für den stationären Fall entsprechend der Modulationsfunktion $v(t)$ die mittlere Stromaufteilung auf die Diode \overline{i}_D und IGBT \overline{i}_T sowie deren Stromeffektivwerte $i_{D,eff}$, $i_{T,eff}$ bestimmt werden, siehe Abb. 12.43, [Kon] und die folgenden Gleichungen. Die Stromverläufe in den oberen und unteren Schaltern je Brückenmodul sind die gleichen, lediglich um eine halbe Periode versetzt, so dass die Berechnung für den oberen Schalter ausreicht. Der Anteil des Phasenstromes und seines Effektivwertes, der in der jeweiligen Halbwelle die obere Diode bzw. den oberen IGBT betreffen, ist durch die Funktion $\frac{v(t)+1}{2}$ bestimmt.

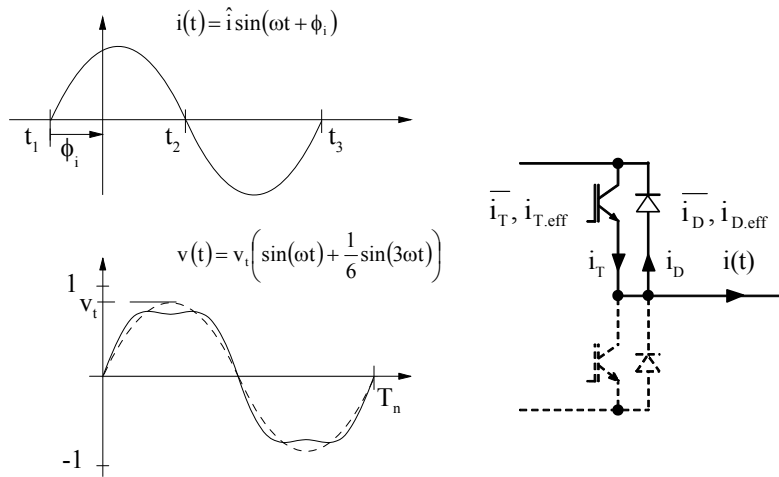


Abb. 12.43 Ideale Verläufe des Phasenstromes und der Modulationsfunktion

Die Ergebnisse der Berechnungen gehen in Kapitel 8.3, 8.4 und dem folgenden Anhangsteil 12.7 *Variation des Leistungsfaktors und der Netzspannung* ein.

$$v(t) = v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) \quad (12.60)$$

$$i(t) = \hat{i} \sin(\omega t + \phi_i) \quad (12.61)$$

$$\text{mit } t_1 = -\frac{\phi_i}{\omega}, \quad t_2 = \frac{\pi - \phi_i}{\omega}, \quad t_3 = \frac{2\pi - \phi_i}{\omega} \text{ und } \omega = \frac{2\pi}{T_n} \quad (12.62)$$

$$\bar{i}_D = \frac{1}{T_n} \int_{t_2}^{t_3} -i(t) \frac{v(t)+1}{2} dt \quad (12.63)$$

$$\bar{i}_D = \frac{1}{T_n} \int_{t_2}^{t_3} -\hat{i} \sin(\omega t + \phi_i) \frac{v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) + 1}{2} dt$$

$$\bar{i}_D = \frac{-\hat{i}}{2T_n} \left(v_t \left(\int_{t_2}^{t_3} \sin(\omega t + \phi_i) \sin(\omega t) dt + \int_{t_2}^{t_3} \sin(\omega t + \phi_i) \frac{1}{6} \sin(3\omega t) dt \right) + \int_{t_2}^{t_3} \sin(\omega t + \phi_i) dt \right)$$

$$\bar{i}_D = \frac{-\hat{i}}{2T_n} v_t \left(\int_{t_2}^{t_3} \frac{1}{2} (\cos(\phi_i) - \cos(2\omega t + \phi_i)) dt + \int_{t_2}^{t_3} \frac{1}{2} (\cos(-2\omega t + \phi_i) - \cos(4\omega t + \phi_i)) dt \right)$$

$$\frac{-\hat{i}}{2T_n} \int_{t_2}^{t_3} \sin(\omega t + \phi_i) dt$$

$$\bar{i}_D = \frac{-\hat{i}}{2T_n} v_t \left(\begin{aligned} & \left[\frac{1}{2} \cos(\phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} - \left[\frac{1}{4\omega} \sin(2\omega t + \phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} \\ & - \left[\frac{1}{4\omega} \sin(-2\omega t + \phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} - \left[\frac{1}{8\omega} \sin(4\omega t + \phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} \\ & - \frac{\hat{i}}{2T_n} \left[-\frac{1}{\omega} \cos(\omega t + \phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} \end{aligned} \right)$$

$$\bar{i}_D = \frac{-\hat{i}}{2T_n} v_t \left(\frac{1}{2} \cos(\phi_i) \frac{\pi}{\omega} - 0 - 0 - 0 \right) - \frac{\hat{i}}{2T_n} \left[\frac{-2}{\omega} \right]$$

$$\bar{i}_D = \hat{i} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{v_t}{8} \cos(\phi_i) \right) \quad (12.64)$$

$$\bar{i}_T = \frac{1}{T_n} \int_{t_1}^{t_2} i(t) \frac{v(t)+1}{2} dt \quad (12.65)$$

... (äquivalent zu \bar{i}_D)

$$\bar{i}_T = \hat{i} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{v_t}{8} \cos(\phi_i) \right) \quad (12.66)$$

$$i_{D,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_n} \int_{t_2}^{t_3} i(t)^2 \frac{v(t)+1}{2} dt} \quad (12.67)$$

$$i_{D,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_n} \int_{t_2}^{t_3} \left(\hat{i} \sin(\omega t + \phi_i) \right)^2 \frac{v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) + 1}{2} dt}$$

$$i_{D,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_n} \int_{t_2}^{t_3} \hat{i}^2 \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t + 2\phi_i)) \frac{v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) + 1}{2} dt}$$

$$\hat{i}_{D,\text{eff}} = \hat{i} \sqrt{\frac{1}{4T_n} \left(\int_{t_2}^{t_3} v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) dt + \int_{t_2}^{t_3} 1 dt + \int_{t_2}^{t_3} -\cos(2\omega t + 2\phi_i) v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) dt + \int_{t_2}^{t_3} -\cos(2\omega t + 2\phi_i) dt \right)}$$

mit

$$\begin{aligned} \int_{t_2}^{t_3} v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) dt &= v_t \left[-\frac{1}{\omega} \cos(\omega t) - \frac{1}{6 \cdot 3\omega} \cos(3\omega t) \right]_{t_2}^{t_3} \\ &= v_t \left(-\frac{2}{\omega} \cos(\phi_i) - \frac{1}{9\omega} \cos(3\phi_i) \right) \\ &= T_n \frac{v_t}{\pi} \left(-\cos(\phi_i) - \frac{1}{18} \cos(3\phi_i) \right) \end{aligned}$$

$$\int_{t_2}^{t_3} 1 dt = \frac{T_n}{2}$$

$$\begin{aligned} &\int_{t_2}^{t_3} -\cos(2\omega t + 2\phi_i) v_t \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) dt \\ &= v_t \int_{t_2}^{t_3} -\cos(2\omega t + 2\phi_i) \sin(\omega t) dt + v_t \int_{t_2}^{t_3} -\cos(2\omega t + 2\phi_i) \frac{1}{6} \sin(3\omega t) dt \\ &= v_t \int_{t_2}^{t_3} \frac{1}{2} \sin(\omega t + 2\phi_i) - \frac{1}{2} \sin(3\omega t + 2\phi_i) dt \\ &\quad + v_t \int_{t_2}^{t_3} -\frac{1}{12} \sin(5\omega t + 2\phi_i) - \frac{1}{12} \sin(\omega t - 2\phi_i) dt \\ &= v_t \left[-\frac{1}{2\omega} \cos(\omega t + 2\phi_i) + \frac{1}{2 \cdot 3\omega} \cos(3\omega t + 2\phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} \\ &\quad + v_t \left[-\frac{1}{12 \cdot 5\omega} \cos(5\omega t + 2\phi_i) + \frac{1}{12\omega} \cos(\omega t - 2\phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} \\ &= v_t \left(-\frac{\cos(\phi_i)}{\omega} + \frac{\cos(\phi_i)}{3\omega} + \frac{\cos(3\phi_i)}{30\omega} + \frac{\cos(3\phi_i)}{6\omega} \right) \\ &= T_n \frac{v_t}{\pi} \left(-\frac{1}{3} \cos(\phi_i) + \frac{1}{10} \cos(3\phi_i) \right) \end{aligned}$$

$$\int_{t_2}^{t_3} -\cos(2\omega t + 2\phi_i) dt = \left[-\frac{1}{2\omega} \sin(2\omega t + 2\phi_i) \right]_{t_2}^{t_3} \\ = 0$$

$$i_{D,\text{eff}} = \hat{i} \sqrt{\frac{1}{4T_n} \left(T_n \frac{v_t}{\pi} \left(-\cos(\phi_i) - \frac{1}{18} \cos(3\phi_i) \right) + \frac{T_n}{2} + T_n \frac{v_t}{\pi} \left(-\frac{1}{3} \cos(\phi_i) + \frac{1}{10} \cos(3\phi_i) \right) \right)}$$

$$i_{D,\text{eff}} = \hat{i} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{v_t}{3\pi} \left(\cos(\phi_i) - \frac{1}{30} \cos(3\phi_i) \right)} \quad (12.68)$$

$$i_{T,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_n} \int_{t_1}^{t_2} i(t)^2 \frac{v(t)+1}{2} dt} \quad (12.69)$$

... (äquivalent zu $i_{D,\text{eff}}$)

$$i_{T,\text{eff}} = \hat{i} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{v_t}{3\pi} \left(\cos(\phi_i) - \frac{1}{30} \cos(3\phi_i) \right)} \quad (12.70)$$

12.7 Variation des Leistungsfaktors und der Netzspannung

Im Kapitel 8 wurden die Arbeitspunkte für eine konstante Netzspannung und einen Leistungsfaktor von $\cos(\phi)=1$ ermittelt. Für eine Variation des Leistungsfaktors und der Netzspannung U_n sind die Gleichungen aus Anhang 12.6.2 noch zu verifizieren bzw. mit Simulationsergebnissen zu vergleichen. Trotz dieser Einschränkung wird hier ein Vergleich der Arbeitspunkte durchgeführt: Variation von U_n und $\cos(\phi)$ gegenüber konstantem U_n und $\cos(\phi)=1$.

Üblicherweise sollen die WKA in der Lage sein, einen bestimmten geforderten Bereich für den Leistungsfaktor $\cos(\phi)$ zum Netz hin einzuhalten. Bei einem Leistungsfaktor mit voreilendem Netzstrom von z. B. $\cos(\phi)=0,9$ ist dies für die Strombelastung der Wechselrichter eher vorteilhaft, da der Blindleistungsbedarf der ASM nun ganz oder tlw. vom Netz bereitgestellt wird, der rotorseitige Strom $I_{r\beta}'U_n$ somit geringer wird, Abb. 12.44, vergleiche mit Abb. 8.4 mit $\cos(\phi)=1$.

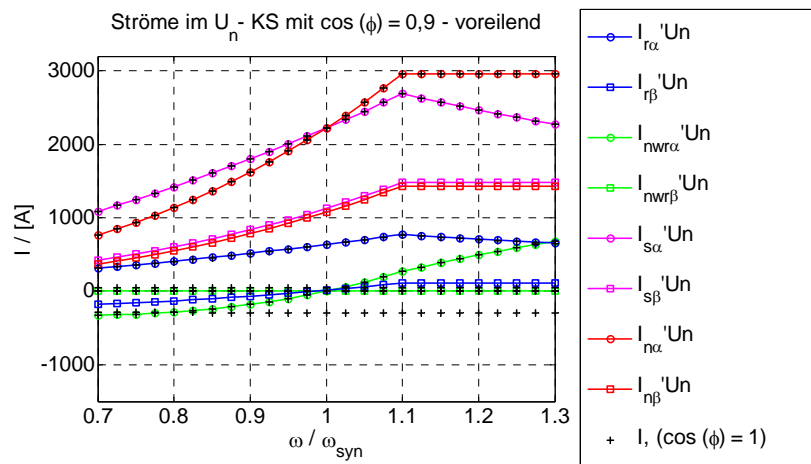


Abb. 12.44 Berechnete Ströme im Netzkoordinatensystem mit $\cos(\phi)=0,9$ (voreilend) und Vergleich zu $\cos(\phi)=1$

Bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\phi)=0,9$ mit nacheilendem Strom steigt der Rotorstrom dagegen an. Eine Bereitstellung des Blindstromes über den netzseitigen Wechselrichter ist aber zu vermeiden, da wie auch beim Magnetisierungsstrom für die Maschine ein im Vergleich zum rotorseitigen Wechselrichter um das Transformationsverhältnis von ca. 3 größerer Strom nötig wäre. Durch den erhöhten induktiven Spannungsanteil der Maschine in Phase zur Netzspannung steigt auch die rotorseitige Spannung im Vergleich zum Arbeitspunkt mit $\cos(\phi)=1$ an. Am oberen Drehzahlrand würde der maximale Aussteuerungsgrad überschritten. Verschärft wird das Problem noch, wenn die Netzspannung statt am Stator an der Hochspannungsseite des Transformators als konstant anzunehmen ist (siehe Abb. 12.42

Umrichtersystem) und/oder die Netzspannung noch steigt. Wie oben schon dargelegt muss dann bei diesen Anforderungen z. B. der Drehzahlbereich eingeschränkt werden.

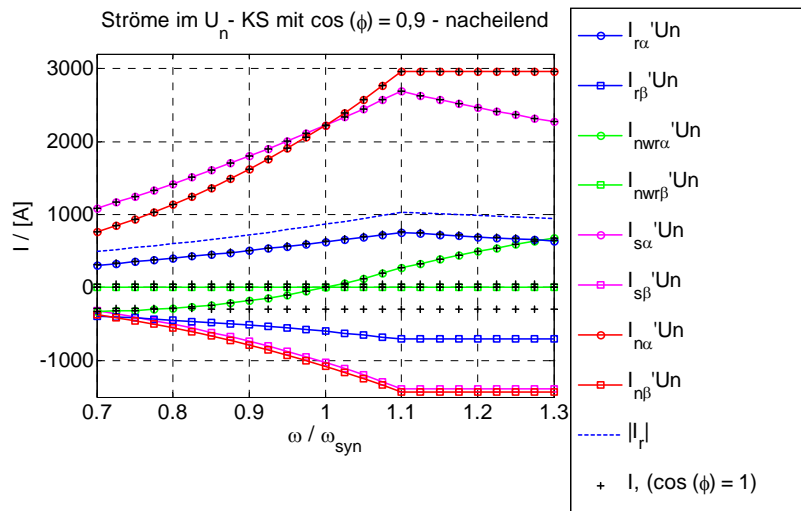


Abb. 12.45 Berechnete Ströme im Netzkoordinatensystem mit $\cos(\phi)=0,9$ (nacheilend) und Vergleich zu $\cos(\phi)=1$

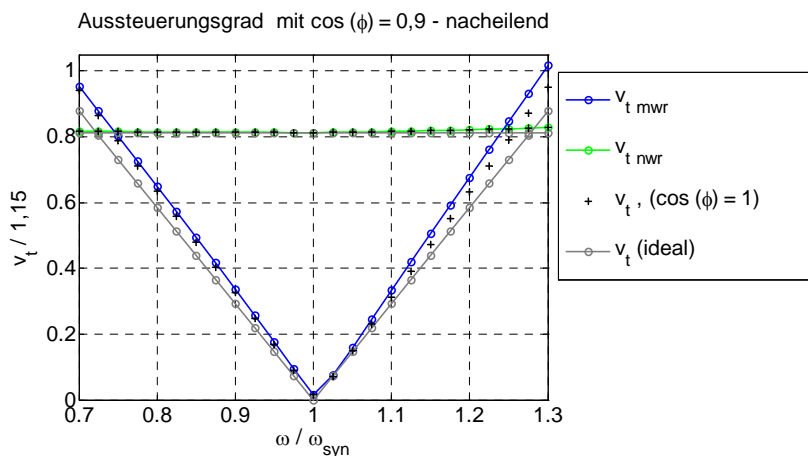


Abb. 12.46 Berechneter Wechselrichteraussteuerungsgrad bei $\cos(\phi)=0,9$ (nacheilend) und Vergleich zu $\cos(\phi)=1$

Der für die Strombelastung der Wechselrichter ungünstigste Fall tritt bei Unterspannung (z.B.: 10%) in Verbindung mit nacheilendem Strom ($\cos(\phi)=0,9$) auf, siehe Abb. 12.47. Entsprechend ist mit um 1/3 höheren Gesamtverlusten der Wechselrichter im Vergleich zum obigen Arbeitspunkt ($\cos(\phi)=1$, 100% U_n) zu rechnen, siehe Abb. 12.48 – Abb. 12.50.

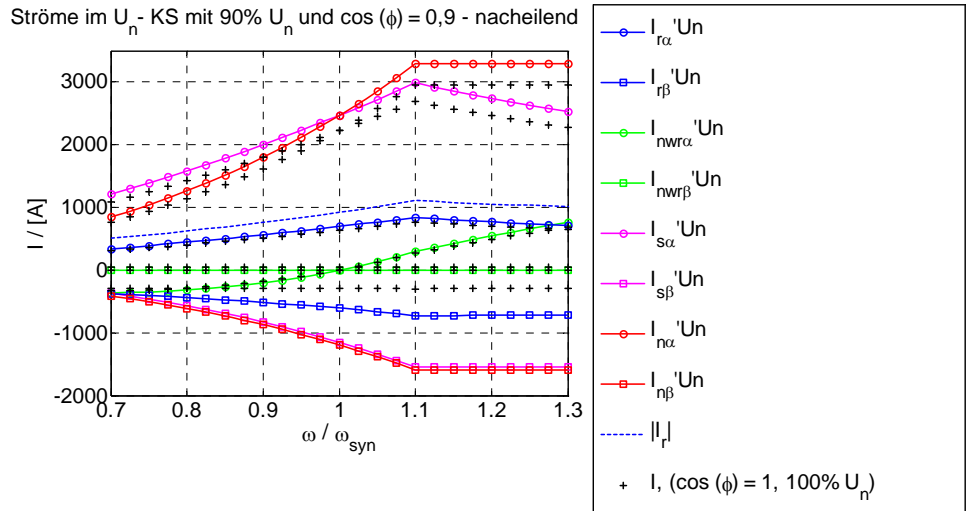


Abb. 12.47 Berechnete Ströme im Netzkoordinatensystem mit 90 % Netzspannung und $\cos(\phi) = 0,9$ (nacheilend) und Vergleich zu 100 % U_n und $\cos(\phi) = 1$

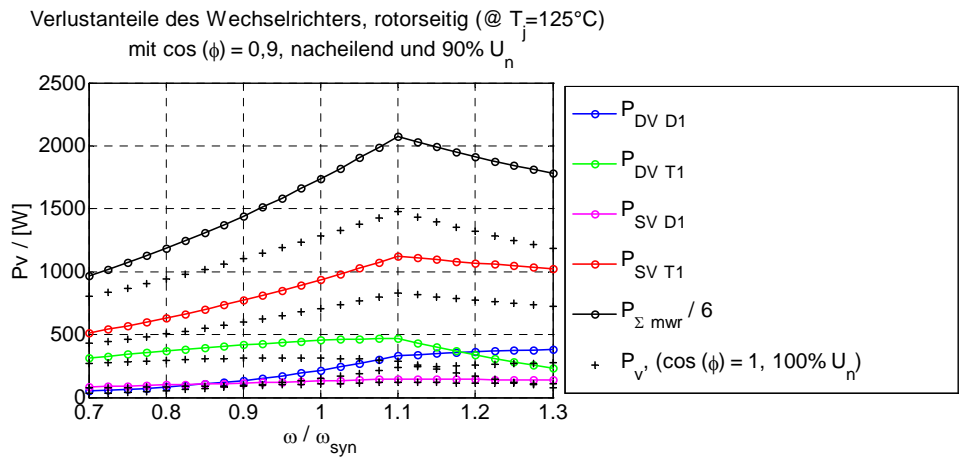


Abb. 12.48 Berechnete Verluste des maschinenseitigen Wechselrichters (jeweils auf 1/6 des Wechselrichters bezogen) mit 90 % Netzspannung und $\cos(\phi) = 0,9$ (nacheilend) und Vergleich zu 100 % U_n und $\cos(\phi) = 1$

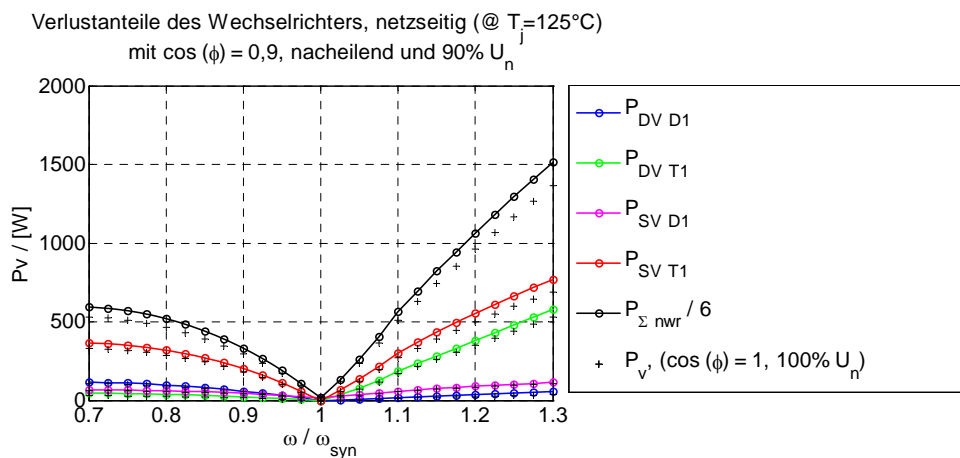


Abb. 12.49 Berechnete Verluste des netzseitigen Wechselrichters (jeweils auf 1/6 des Wechselrichters bezogen) mit 90 % Netzspannung und $\cos(\phi) = 0,9$ (nacheilend) und Vergleich zu 100 % U_n und $\cos(\phi) = 1$

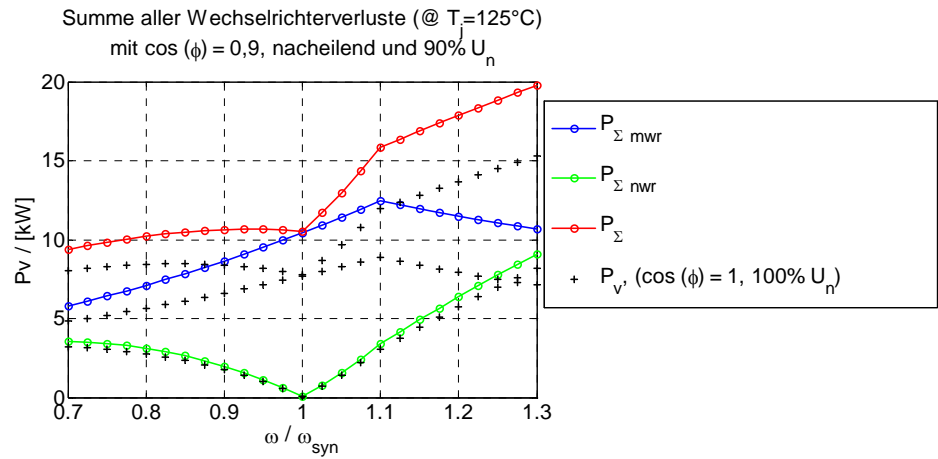


Abb. 12.50 Berechnete theoretische Gesamtverluste der Wechselrichter mit 90 % Netzspannung und $\cos(\phi)=0,9$ (nacheilend) und Vergleich zu 100 % U_n und $\cos(\phi)=1$

12.8 Fehlerfallsimulationen zur Doppeltgespeisten Asynchronmaschine bei Netzspannungseinbruch

Die Simulationen beziehen sich auf eine Anlage mit $P_n=2,5\text{ MW}$ (Auswertung in Kapitel 9.3).

Fehlerfall a): Dreiphasiger Netzspannungseinbruch auf 15% oberhalb des Transformators mit dem Schutz: Drehstromsteller mit dreiphasigem Widerstand als Crowbar und Bremschopper an der Zwischenkreisspannung

Ab einem Grenzwert der Zwischenkreisspannung wird der Bremschopper ($1,2\Omega$) eingeschaltet. Oberhalb eines weiteren Grenzwertes wird dann der Drehstromsteller ($3 \cdot 1\Omega$) hinzugeschaltet, der jeweils mit einem antiparallelen Thyristorpaar und einem Widerstand zwei Phasen des Rotors miteinander verbindet.

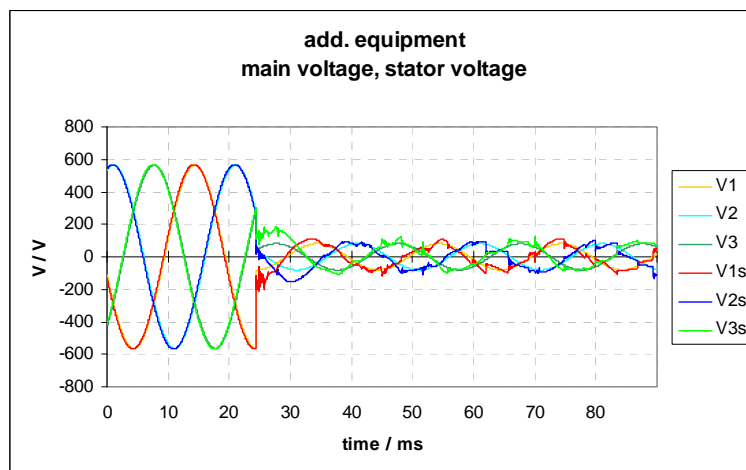


Abb. 12.51 Netzspannung (oberhalb des Transformators, bezogen auf die Niederspannungsseite, V1, V2, V3) und Statorspannung V1s, V2s, V3s

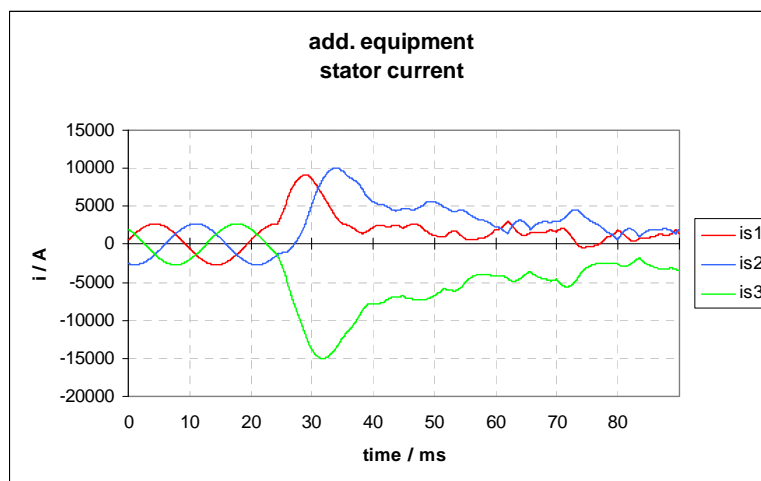


Abb. 12.52 Statorströme

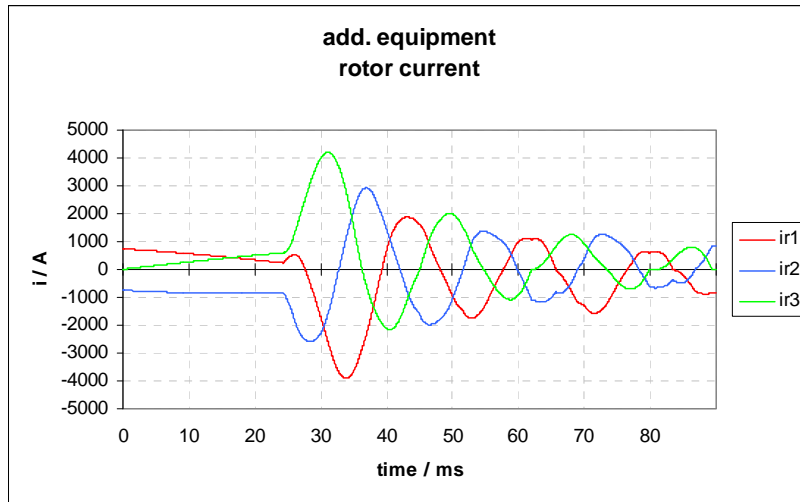


Abb. 12.53 Rotorströme

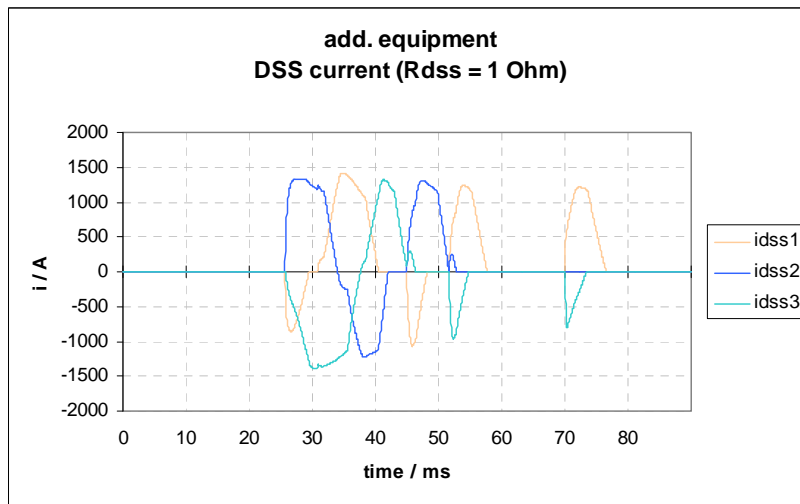


Abb. 12.54 Ströme des Drehstromstellers

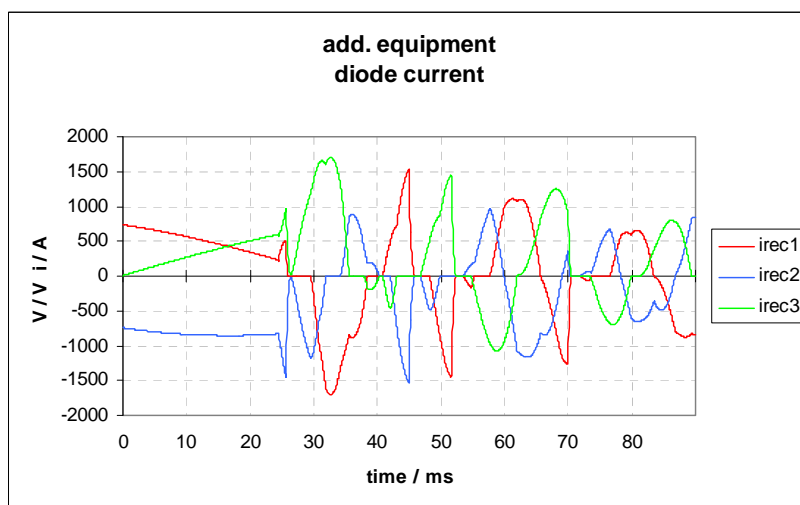


Abb. 12.55 Diodenströme

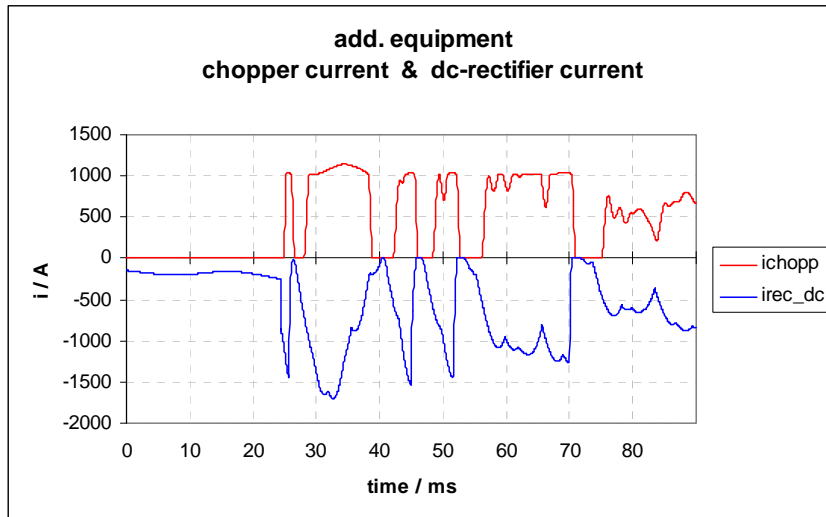


Abb. 12.56 Bremschopperstrom und DC-Strom der Diodenbrücke

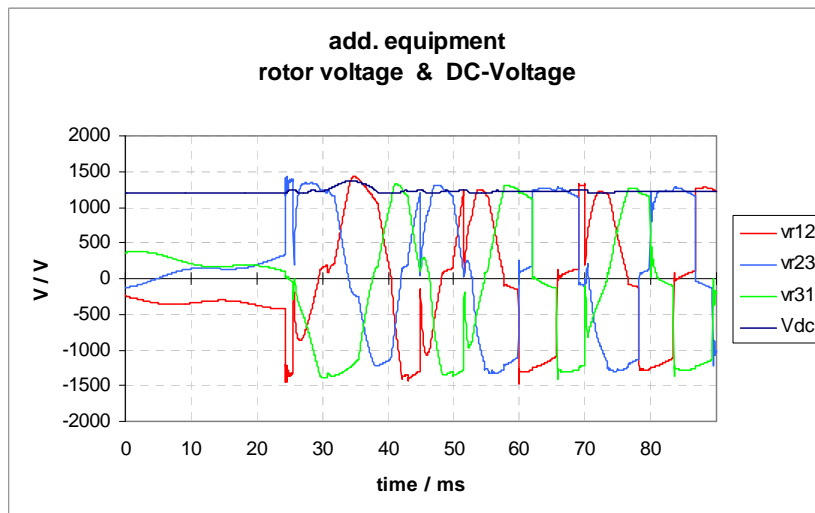


Abb. 12.57 Rotor- und Zwischenkreisspannung

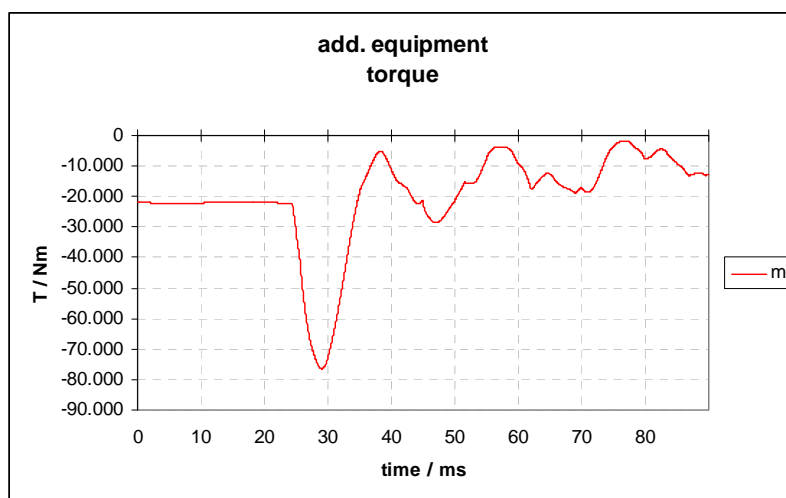


Abb. 12.58 Drehmoment

**Fehlerfall b): Zweiphasiger Kurzschluss am Stator mit dem Schutz: Crowbar ohne
Widerstand (entspricht Kurzschluss am Rotor)**

Stator- (zweiphasig) und Rotorspannung werden zum gleichen Zeitpunkt kurzgeschlossen.

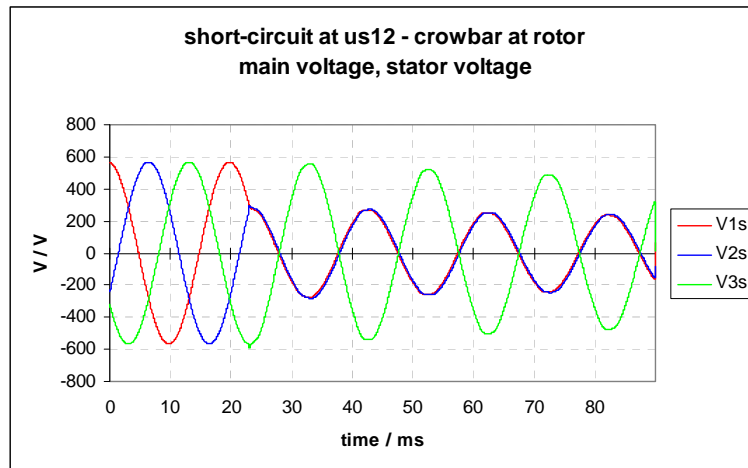


Abb. 12.59 Statorspannung (2-phasiger Kurzschluss über geringe Impedanz)

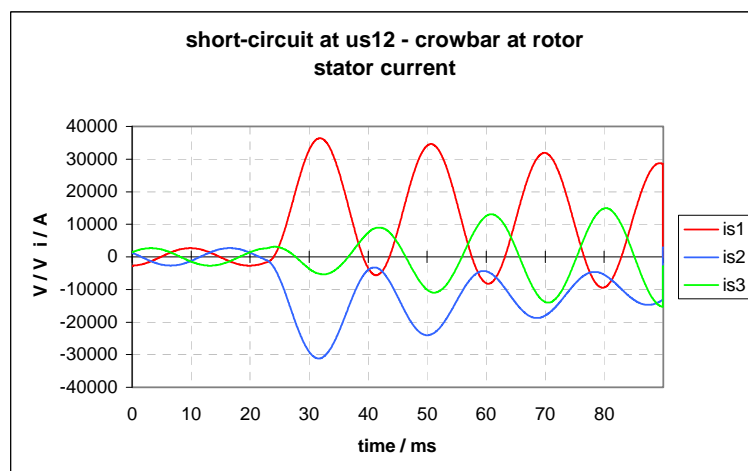


Abb. 12.60 Statorströme

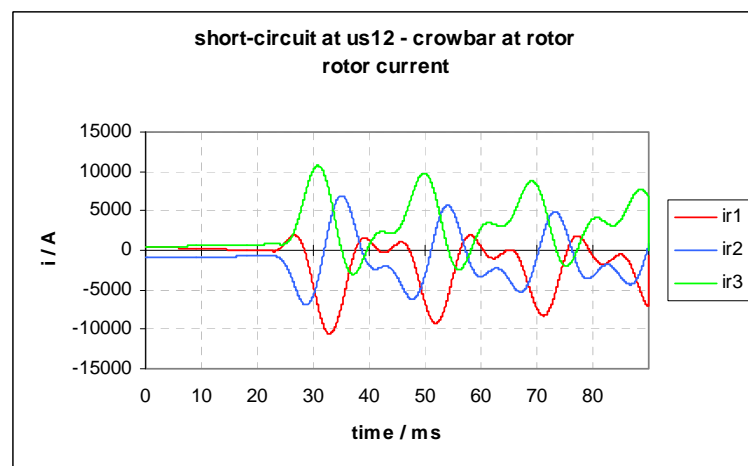


Abb. 12.61 Rotorströme

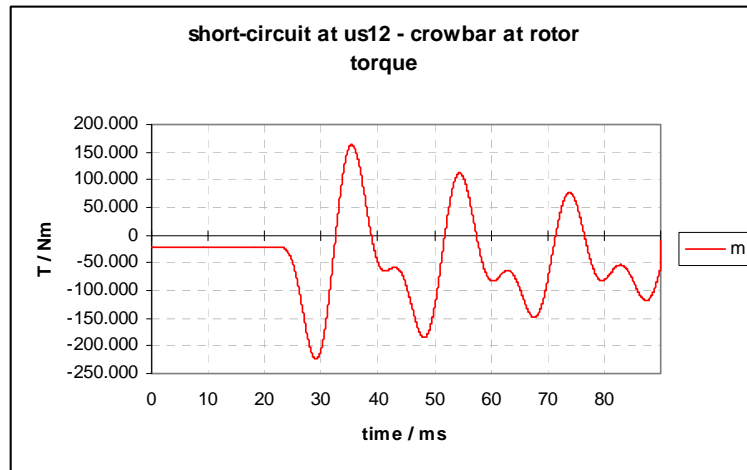


Abb. 12.62 Drehmoment

Fehlerfall c): Dreiphasiger Kurzschluss am Stator mit dem Schutz: Crowbar ohne Widerstand (entspricht Kurzschluss am Rotor)

Stator- und Rotorspannung werden zum gleichen Zeitpunkt kurzgeschlossen.

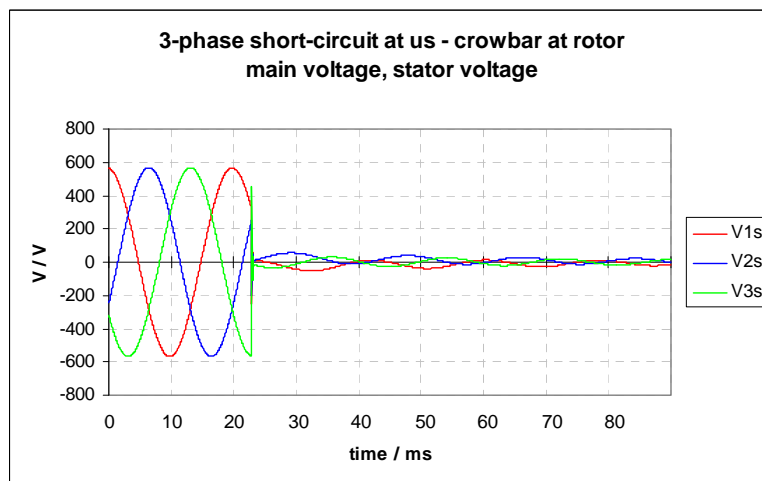


Abb. 12.63 Statorspannung (Kurzschluss über geringe Impedanz)

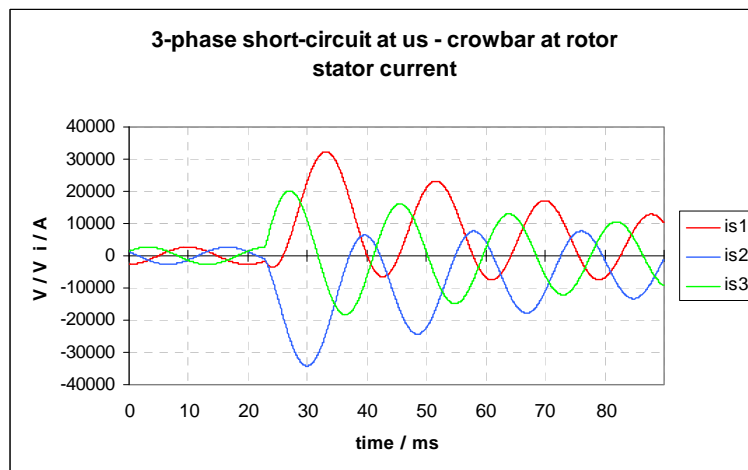


Abb. 12.64 Statorströme

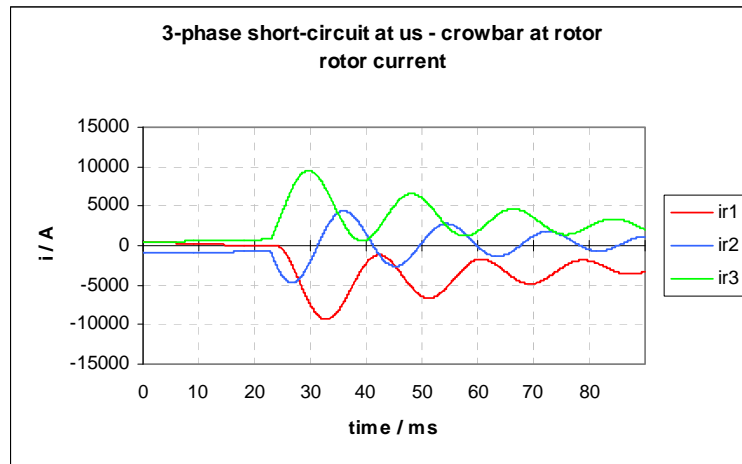


Abb. 12.65 Rotorströme

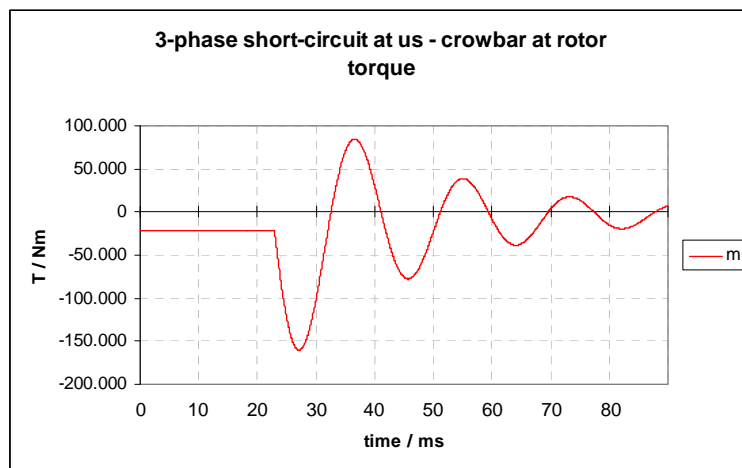


Abb. 12.66 Drehmoment

Fehlerfall d): Dreiphasiger Netzspannungseinbruch auf 15% oberhalb des Transformators mit dem Schutz: Crowbar ohne Widerstand (entspricht Kurzschluss am Rotor)

Netzspannungseinbruch und Rotorspannungskurzschluss geschehen zum gleichen Zeitpunkt.

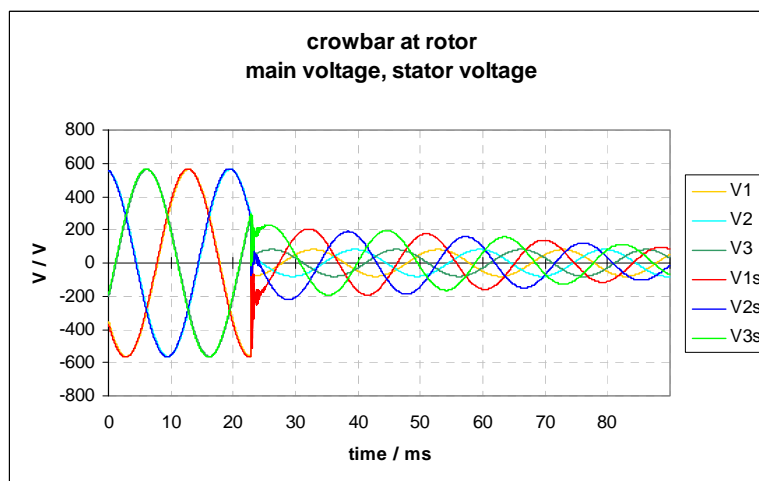


Abb. 12.67 Netzspannung (oberhalb des Transformators, $V1 - V3$) und Statorspannung $V1s - V3s$

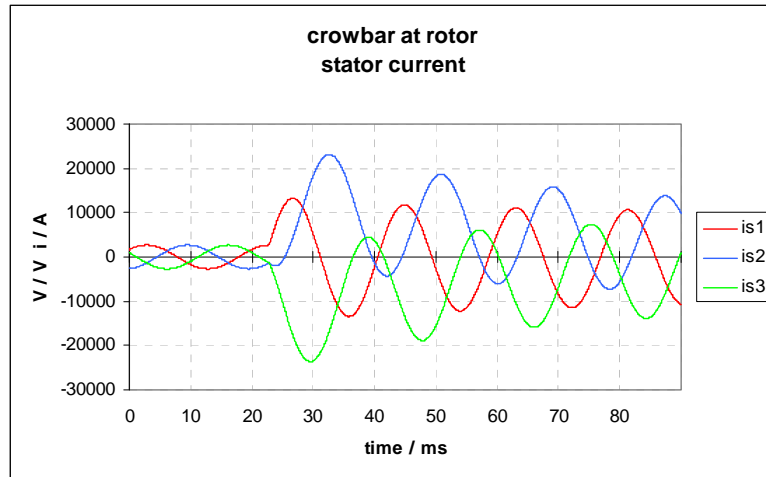


Abb. 12.68 Statorströme

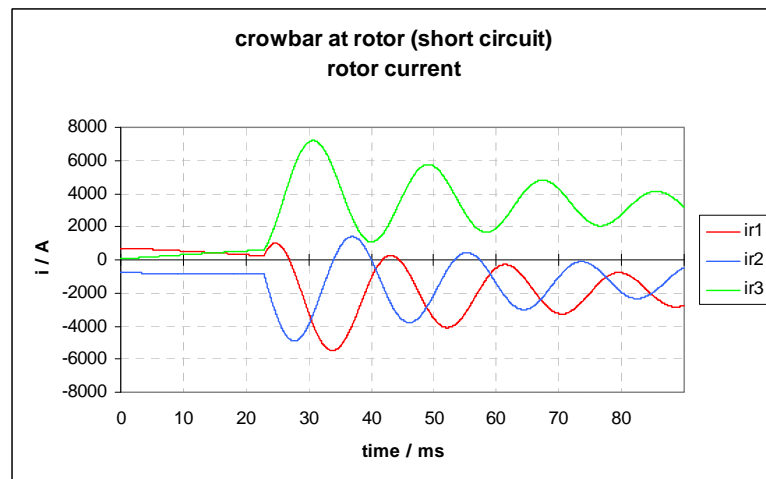


Abb. 12.69 Rotorströme

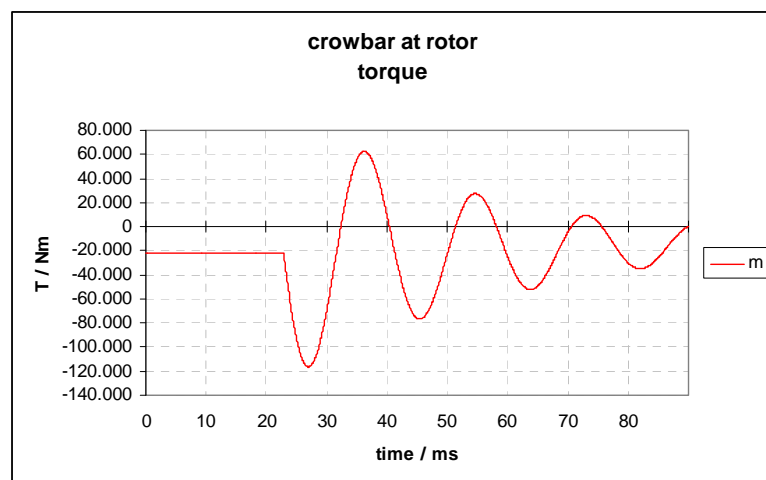


Abb. 12.70 Drehmoment

Fehlerfall e): Dreiphasiger Netzspannungseinbruch auf 15% oberhalb des Transformators ohne Crowbar aber mit konstanter Zwischenkreisspannung auf der DC-Seite der B6-Brücke (Bremschopper nötig)

Netzspannungseinbruch und das Ausschalten des rotorseitigen Wechselrichters geschehen zum gleichen Zeitpunkt.

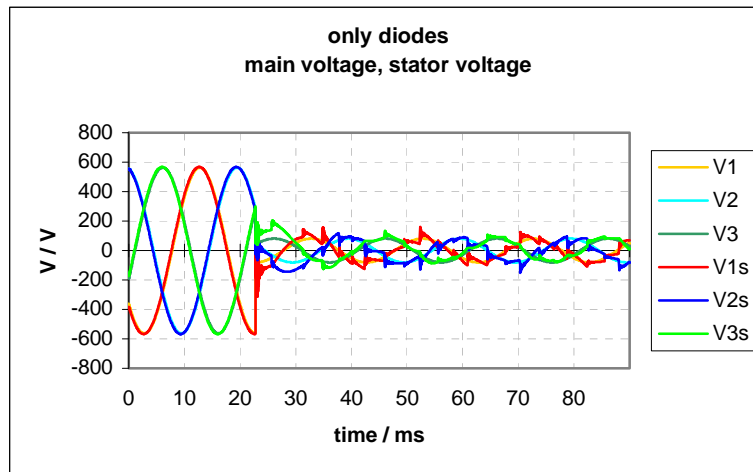


Abb. 12.71 Netzspannung (oberhalb des Transformators, bezogen auf die Niederspannungsseite V1, V2, V3) und Statorspannung V1s, V2s, V3s

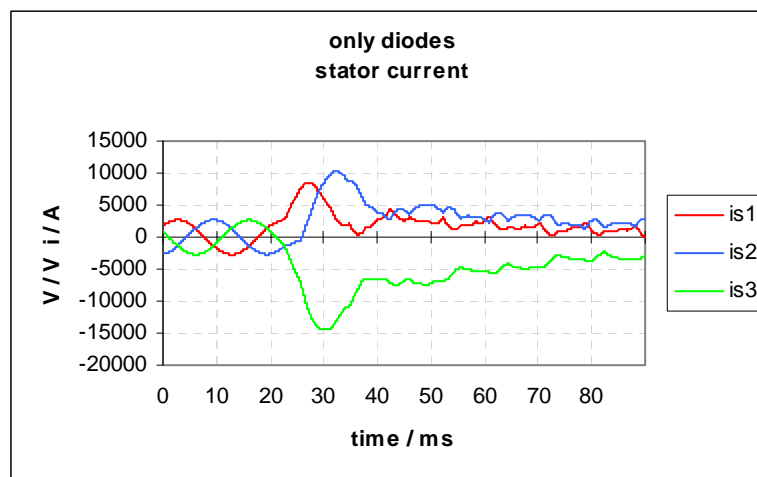


Abb. 12.72 Statorströme

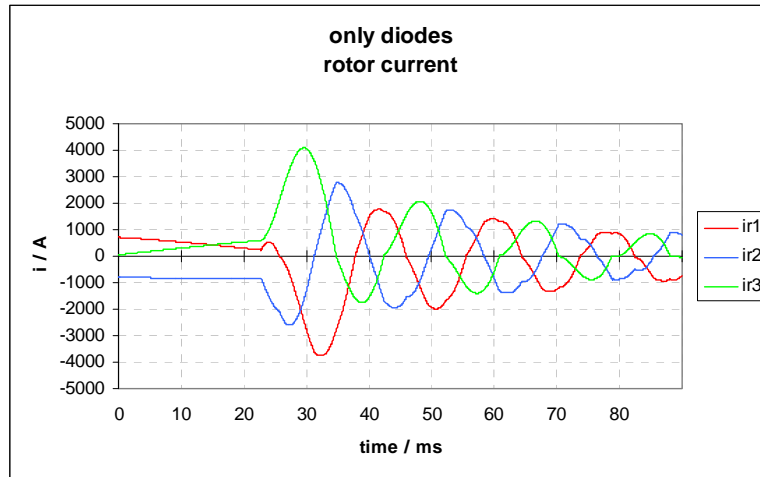


Abb. 12.73 Rotorströme

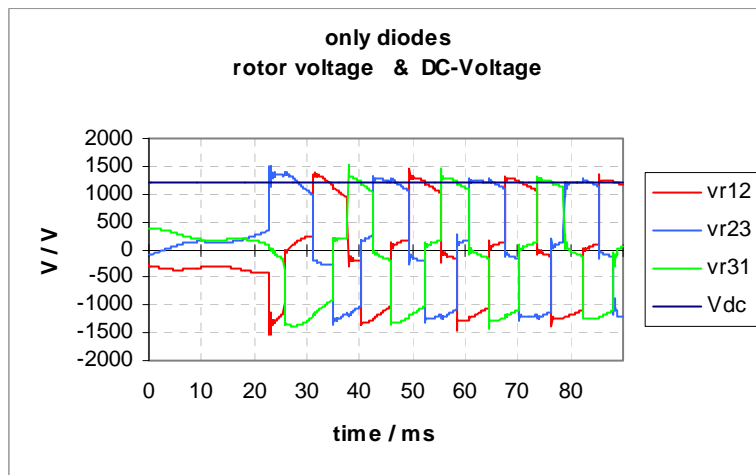


Abb. 12.74 Rotor- und Zwischenkreisspannungen

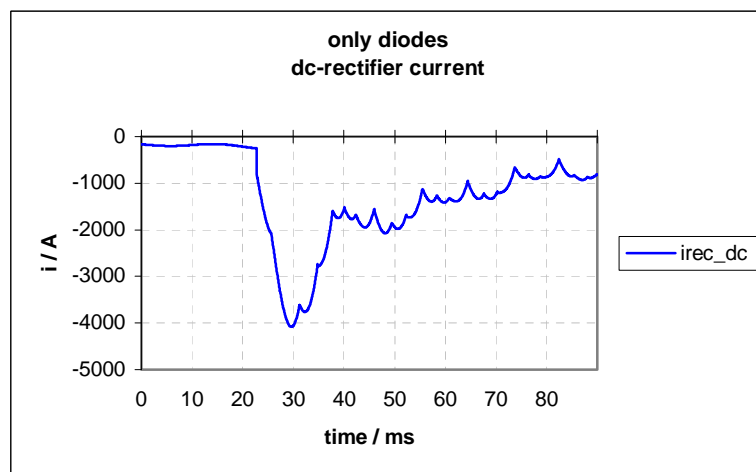


Abb. 12.75 DC-Strom der Diodenbrücke

13 Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungsverzeichnis

AP	Arbeitspunkt
ASM	Asynchronmaschine
DB	Diodenbrücke
DGASM	Doppeltgespeiste Asynchronmaschine
DSS	Drehstromsteller
FFT	Fast Fourier Transformation
FRT	Fault-Ride-Trough (Fähigkeit zur Überbrückung eines Netzausfalls ohne Abschaltung der Windkraftanlage)
GS	Grundschiwingung
GTO	Gate Turn Off-Thyristor
HVDC	High-Voltage-Direct-Current (Hochspannungsgleichstromübertragung)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
Im	Imaginärteil einer komplexen Größe
k-Faktor	Verhältnis vom maximal auftretenden Netzscheinstrom zum Nennstrom bei Windkraftanlagen
KS	Kurzschluss
mod	Modulatorwert
offset, offs	Offsetgröße zum Modulatorwert
offs3, offs9	Offset mit Sinusfunktion drei- bzw. neunfacher Frequenz
PF	Powerfaktor
Re	Realteil einer komplexen Größe
S	Schalter, switcher
SAS	Stall assisted variable speed drive (drehzahlvariable Stellanlage)
SG	Synchrongenerator
sin	Sinusfunktion
sin3	Supersinus (Sinusfunktion mit Offset dreifacher Frequenz)
sin9	Sinusfunktion mit Offset drei- und neunfacher Frequenz
SM	Synchronmaschine
SZ	Sägezahn (Trägersignal zum Unterschwingungsverfahren)
VD	Vektordreher
WKA	Windkraftanlage

Areva, DeWind, Enercon, Gamesa, General Electric, HSW, Multibrid, Siemens Wind Power, Suzlon und Vestas sind Hersteller von Windkraftanlagen.

Formelzeichen

A	Rotorkreisfläche
C	Kapazität
C	Federsteifigkeit
c_p	Rotorleistungsbeiwert
D	Dämpfung
f	Frequenz
f	Reglerausgang
I, i	Strom

J	Massenträgheitsmoment
k	Ordnungszahl der Oberschwingungen (bezogen auf Netzfrequenz: 50 Hz)
k	Ordnungszahl der Oberschwingungen (bezogen auf 5 Hz bei 200 ms Aufzeichnungsdauer)
k_{kl}	Kurzschluss-Leistungsverhältnis
L	Induktivität
L_h	Hauptinduktivität
m	Laufvariable
m	Moment
n	Drehzahl
N	Zahlenfolge der natürlichen Zahlen
p	Luftdichte
p_p	Polpaarzahl
P	Leistung
Q	Blindleistung
R	Widerstand
R	Radius
s	Schlupf
S	Scheinleistung
T, t	Zeit, Periode, Pulsweite
t_0	zeitliche Verschiebung
T_j	Sperrschichttemperatur
U, u	Spannung
ü	Übersetzung (Transformationsverhältnis der ASM von Stator zu Rotor)
v	Geschwindigkeit
v	Funktion des Tastverhältnisses (Modulationsfunktion)
v_t	Amplitude der Grundschiwingung des Tastverhältnisses
v_{13}, v_{19}	Amplitude der dreifachen und neunfachen Grundschiwingung des Tastverhältnisses
W	Energie
Z	Impedanz
Z_w	Wellenwiderstand
α	Zündwinkel
δ	Stoßfunktion
δ	Verschiebung
γ	elektrischer Rotorwinkel
φ	Phasenverschiebung zwischen Grundschiwingungsspannung und -strom
φ	Raumzeigerphase
ϑ	Blatteinstellwinkel
λ	Schnelllaufzahl
μ	Zählvariable
μ	Ordnungszahl der Oberschwingungen (bezogen auf 50 Hz)
ψ	Fluss
ψ_{ks}	Netzimpedanzwinkel
ω	Drehzahl, Kreisfrequenz

Tiefgestellte Indizes

A	Anlage
AV	geplante Einspeisung
c	kapazitiv
d	DC-Wert
d	Realteil im Flusskoordinatensystem
D	Diode
DV	Durchlassverluste
eff	Effektivwert
el	elektrisch
end	Endwert
f	Filter
fd	Filterdrossel
gen	Generator
ges	Gesamtwert
GS	Grundschwingung
k, ks	Kurzschluss
l	Last
max	Maximalwert
min	Minimalwert
mwr	maschinenseitiger Wechselrichter
n	Netz
nenn	Nennwert
nwr	Netzwechselrichter
o	ohne Nullspannungsanteil
opt	Optimum
p	Pulsung
pwr	Pulswechselrichter
q	Imaginärteil im Flusskoordinatensystem
r	ohmscher Anteil
r	Rotor der ASM
r, s, t	Phasen des Drehstromsystems
res	Resonanz
rot	Windrotor
s	Stator der ASM
S	Schalter
SB	Seitenband
sk	Schwingkreis/Saugkreis
soll	Sollwert
ss	Spitze-Spitze
SV	Schaltverluste
syn	synchron
T	Transistor
tr	Transformator
tw	Torsionswelle
u	Umfang des Windrotors
w	Wind
wirk	Wirkanteil
x	Reaktanzanteil

zk	Zwischenkreis
zul	zulässiger Grenzwert
α	Realteil
β	Imaginärteil
v	Zählvariable
μ	Magnetisierung
σ	Streuung
Σ	Summe
1, 2, 3	Phase R, S, T
1, 3, 9, 15	Größe mit Modulatorfunktion der Grundschwingung (U_1), zusätzlich der dreifachen (U_3), zusätzlich der neunfachen (U_9) und zusätzlich der fünfzehnfachen ($U_{15,9,3}$) Grundschwingung
(1)	Grundschwingung

Hochgestellte Indizes

n	Netzkoordinatensystem
r	Rotorkoordinatensystem
s	Statorkoordinatensystem
μ	Flusskoordinatensystem
'	Bezug auf ein Koordinatensystem
'	bezogene Größe
*	konjugiert komplexe Größe
*	Sollwert

14 Literaturverzeichnis

[ABB] Shen, J.; Mantere J.; Steimer, P.

Electrical Systems for New MW-Class Windmills, Paper der Fa. ABB, 6. Kasseler Symposium Energie-Systemtechnik, Innovative Energiewandler, ISET Kassel, 2001

[Ash] Asher, G.M.; Li, R.; Bozhko, S.V.; Yao, L.

Grid Frequency Control Design for Offshore Wind Farms with Naturally Commutated HVDC Link Connection
EPE 2007, Aalborg

[Bau1] Bauer, P.; Zhou, Y.; Ferreira, J.A.; Pierik, J.

Aggregated models of offshore wind farm components for grid study
PESC 2006, Jeju, Korea

[Bau2] Bauer, P.; Zhou, Y.; Ferreira, J.A.; Pierik, J.

New Thyristor Bridge Models for Dynamic Simulation of Grid Integration of Offshore Wind Farms, PCIM 2006

[Bau3] Bauer, P.; de Haan, S.W.; Meyl, C.R. ; Pierik, J.

Evaluation of Electrical Systems for offshore Windfarms
IAS 2000, Rom

[Bau4] Bauer, P.; de Haan, S.W.; Dubois, M.R.

Introduction to Windenergy and Offshore Windparks Problematic
PCIM 2003

[Bec1] Bech, M.

Random Modulation Techniques in Power Conversion – State of the Art
Report No. 1 in the “Random Modulation Techniques in Power Conversion” project
Aalborg University, Danfoss A/S, 1996

[Bec2] Bech, M.; Blaabjerg, F.; Pedersen, J. K.

Random Modulation Techniques with Fixed Switching Frequency for Three-Phase Power Converters
PESC'99, pp. 544 – 551

[Bis] Biskup, T.; Teluk, J.

Random Pulse Position Modulation – A Comparison
EPE-PEMC 2000, Košice

[Bol1] Bolik, S.

Grid requirements challenges for wind turbines
Fourth International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind farms, Billund, 2003

[Bol2] Bolik, S.

Analytical Generator Model for fault simulation of Wind Turbines
EPE-PEMC 2004, Riga

[Bol3] Bolik, S.

Modelling and Analysis of Variable Speed Wind Turbines with Induction Generator during Grid Fault

Dissertation, Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2004

[BTM] BTM Consult

International Wind Energy Development

Ringkøbing, März 2007, Denmark

[Bur] Burton, T.; Sharpe, D.; Jenkins, N.; Bossanyi, E.

Handbook of wind energy

John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, 2001

[Dan] Dany, G.; Bouillon, H.

Ausgleichsleistungs- und -energiebedarf in Regelzonen mit hohem Windanteil

VDE-Kongress 2002 – NetWorlds "Leben und Arbeiten in vernetzten Welten", Dresden,

Deutschland, 21.10.2002 – 23.10.2002, S. 325 – 330, VDE Verlag GmbH, Berlin, Offenbach

[DeDo] De Donker, R.W.; Müller, S.; Deicke, M.

Adjustable Speed Generators for Wind Turbines based on Doubly-fed Induction Machines and 4-Quadrant IGBT Converters Linked to the Rotor

IAS Rom, 2000

[Del] Delfo, S.

Auslegung und Untersuchung eines dreistufigen reihen-kaskadierten Stromrichters

Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2003

[Dena] Jansen, A.; Molly, J.P.; Neddermann, B.; Bachmann, B.; Gerch, H.-P. u. a.

Energiewirtschaftliche Planung für die Netzintegration von Windenergie in Deutschland an Land und Offshore bis zum Jahr 2020, (dena-Netzstudie)

Studie im Auftrag der Deutschen Energie-Agentur GmbH, Köln, 2005

[eco] Schulthess, T.

Permanenterregte Synchrongeneratoren für drehzahlvariable Systeme zur dezentralen

Energieversorgung, Paper der ecotools sustainables sa, 6. Kasseler Symposion Energie-

Systemtechnik, Innovative Energiewandler, ISET Kassel, 2001

[Ehr] Ehrenberg, J.; Andresen, B.; Rebsdorf, A.

Windkraftanlagen für den Megawattbereich, Digitale Steuerung eines doppelt gespeisten

Asynchrongenerators ohne Lagegeber, Teil 1 und 2

Zeitschrift Elektronik 2001, Heft 18, S. 60 – 67, Heft 19, S. 78 – 87

[End] Ender, C.

Windenergienutzung in Deutschland

DEWI (Deutsches Windenergie-Institut) Magazin Nr. 32, Februar 2008

[eon1]

Windreport 2005

E.ON Netz GmbH, Broschüre, 2005

[eon2]

Netzanschlussregeln Hoch- und Höchstspannung
E.ON Netz GmbH, Bayreuth, 2003 und 2006

[Fed] Feddersen, L.

Variable speed wind turbine having a passive grid side rectifier with scalar power control and dependent pitch control
US Patent 7102247, Assignee: Vestas, Wind Sys AS. (DK), Publication Date: 09.05.2006

[Gas] Gasch, R.

Windkraftanlagen – Grundlagen, Entwurf, Planung und Betrieb
5. Auflage, B. G. Teubner Verlag, Wiesbaden, 2007

[Han] Hansen, A.D.; Fajardo, L.A.; Iov, F.; Medina, J.A.; Blaabjerg, F.

Induction generator model in phase coordinates for fault ride-through capability studies of wind turbines
EPE 2007 – Aalborg

[Hau] Hau, E.

Windkraftanlagen: Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit
Springer Verlag Berlin, 3. Auflage, 2003

[Hav] Hava, A. M.; Kerkman, R. J.; Lipo, T. A.

Simple Analytical and Graphical Tools for Carrier Based PWM Methods
PESC 1997, St. Lois, Vol. 2, pp. 1462 – 1471

[Hei] Heier, S.

Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems
John Wiley & Sons Ltd, 1998

[Hol] Holtz, J.

Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion
Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, Aug. 1994, pp. 1194 – 1214

[IPCC] Intergovernmental Panel on Climate Change

Climate Change 2007: The Physical Science Basis. Summary for Policymakers;
IPCC Sekretariat, Genf, 2007; www.ipcc.ch.

[Iov] Iov, F.; Rodríguez, P.; Luna, A.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.

Fault Ride-through Capability Implementation in Wind Turbine Converters
Using a Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL
EPE 2007, Aalborg

[Jen] Jensen, S.; Lohde, R.; Knop, A.; Fuchs, F. W.

Analysis of Three Phase Grid Failure and Doubly Fed Induction Generator Ride-through using Crowbars
EPE 2007, Aalborg

[Kap] Kapels, H.; Drücke, D.

Optimized device concepts for reverse blocking IGBTs
ISPSD 2003, Cambridge

[Kli] Kling, W.L.; Slootweg, J.G.; Völzke, R.; Wensky, D. u. a.

Einbindung großer Windleistungen in das europäische Verbundnetz
VDE Kongress 2002 Networkds, Leben und Arbeiten in vernetzten Welten, Band 1
Fachtagungsberichte der ITG und ETG, (pp. 315 – 323), Berlin und Offenbach: VDE Verlag
GmbH

[Kon] Konrad, S.

Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeister IGBT-Wechselrichter
Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 1997

[Kra] Krafa, P.; Müller, F.

Nutzeranleitung und Beschreibung des Digitalen Simulationssystems DIGSIM 88.
Technische Hochschule Ilmenau, 1992

[Kre] Kreß, D.; Irmer, R.

Angewandte Systemtheorie – kontinuierliche und zeitdiskrete Signalverarbeitung
Berlin, Verlag Technik, 1989

[Leo1] Leonhard, W.; Bouillon, H.

Netzeinspeisung aus regenerativen Quellen
ew, Jg.101 (2002), Heft 21 – 22

[Lu] Lu, W.; Ooi, B.-T.

Optimal Acquisition and Aggregation of Offshore Wind Power by Multiterminal Voltage-
Source HVDC
IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No.1, January 2003

[Lun1] Lundberg, S.

Configuration study of large wind parks
Dissertation und Technical Report, Chalmers University of Technology, Göteborg, 2003

[Lun2] Lundberg, S.

Performance comparison of wind park configurations
Technical Report, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden 2003

[Lun3] Lundberg, S.

Evaluation of wind farm layouts
Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie'2004), Trondheim, Norway,
2004

[Mac] Machost, D.

Oberschwingungen gepulster Stromrichterschaltungen
Dissertation, Universität Rostock, 2000

- [Mar] Martander, O.**
DC Grids for Wind Farms
Dissertation und Technical Report, Chalmers University of Technology, Göteborg, 2002
- [Mor] Morren, J.; de Haan, S.W.H.; Bauer, P.; Pierik, J.T.G.; Bozelie, J.**
Comparison of complete and reduced models of a wind turbine with Doubly-Fed Induction Generator, EPE 2003, Toulouse
- [Mot] Motto, E. R.; Donlon, J. F.; Tabata, M.; Takahashi, H. u. a.**
Application Characteristics of an Experimental RB-IGBT (Reverse Blocking IGBT) Module IAS 2004, Seattle
- [Mru] Mrugowsky, H.; Petzoldt, J.**
Übergangsvorgänge bei Windkraftanlagen Modellbildung und Simulation
Tagungsband Arbeitskreis Maritime Energie- und Steuerungstechnik, S. 115 – 118,
9. Symposium Maritime Elektronik, Rostock, 1998
- [Nav] Navarro, D.**
Beitrag zur Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine ohne Lagegeber für Windkraftanlagen
Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2004
- [Nic] Nicolai, U.; Reimann, T.; Petzoldt, J.; Lutz, J.**
Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule
ISLE Verlag 1998, ISBN: 3-932633-24-5
- [Nit] Nitsch, J.**
Leitstudie 2007: Ausbaustrategie Erneuerbare Energien, Untersuchung im Auftrag des Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit
Februar 2007
- [Nor] Nordex Balcke Duerr GmbH**
Method for regulating the current delivered by a wind power plant and supplied to a power grid, and circuit operating according to this method
Inventors: Petzoldt, J.; Schuett, T.; Rädcl, U., Schukart, T.; Scholz, D.
European Patent EP0877475, Application Number: EP19980107790,
Publication Date: 11/11/1998
- [Pet1] Petru, T.; Thiringer, T.**
Modeling of Wind Turbines for Power System Studies
IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 17, No. 4, November
- [Pet2] Petersson, A.**
Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbine
Dissertation, Chalmers University of Technology, Göteborg, 2005
- [Pet3] Petersson, A.; Lundberg, S.; Thiringer, T.**
A DFIG Wind-Turbine Ride-Trough System Influence on the Energy Production
Nordic Wind Power Conference, 2004, Chalmers University of Technology

[Plö] Plötner, C.

Modellierung von Leistungstransformatoren unter Berücksichtigung der nichtlinearen Eigenschaften des Kerns sowie Betrachtungen zur Unterdrückung des Einschaltstromstoßes
Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 1998, (siehe Literaturverzeichnis, [1.1 – 1.10])

[Ptz1] Petzoldt, J.; Rädcl, U.; Schöne, E.

Untersuchung des Einschalt- und Anlaufverhaltens von Asynchronkurzschlussgeneratoren
Abschlußbericht, ISLE Ilmenau, 1997

[Ptz2] Petzoldt, J.; Mrugowsky, H.; Adler, S.

Simulative Untersuchung drehzahlstarrer Windkraftanlagen
Abschlußbericht, ISLE Rostock, 1998

[Räd] Rädcl, U.; Navarro, D.; Berger, G.; Berg, S.

Sensorless Field-Oriented Control of a Slipping Induction Generator for a 2.5 MW Wind
Power Plant from Nordex Energy GmbH
EPE 2001, Graz

[Ric] Richter, M.

Control of doubly-fed induction generators under asymmetrical grid conditions
Diplomarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2006

[Risø] Hansen, L. H.; Helle, L.; Blaabjerg, F.; Ritchie, E. u. a.

Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines
Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, December 2001

[Ros] Rosensaft, B.; Vemulapati, U. R.; Silber, D.

Circuit Breaker and Safe Controlled Power Switch
International Symposium on Power Semiconductor Devices & Ics, Jeju, Korea, May 2007

[San] Saniter, C.; Janning, J.; Bocquel, A.

Test bench for grid code simulations for multi-MW wind turbines
EPE 2007, Aalborg

[SEG] Geniusz, A.; Müller-Engelhardt, S.

Riding through Grid Faults with Modified Multiscalar Control of
Doubly Fed Asynchronous Generators for Wind Power Systems
Paper der Fa. SEG, PCIM 2006

[Sei] Seifert, D.

Elektrische Energiewandler für Off-Shore-Windenenergieanlagen
Wind Kraft Journal, 5/2001, S. 58 – 66

[Sin] Singh, B.; Singh, B. N.; Chandra, A.; Al-Haddad, K. u. a.

A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 3, June 2004

[Tru] Trudnowski, D.J.; Gentile, A.; Khan, J.M.; Petritz, E.M.

Fixed-Speed Wind-Generators and Wind-Park Modeling for Transient Stability Studies
IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 19, No. 4, November 2004

- [VDEW] Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke (VDEW)**
Eigenerzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz. Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz
VDEW, Frankfurt am Main, 1998, 2.Ausgabe
- [Zho1] Zhou, Y.; Bauer, P.; Ferreira, J. A.; Pierik, J.**
Aggregated models of offshore wind farm components for grid study
PESC, 2006, Jeju, Korea
- [Zho2] Zhou, Y.; Bauer, P.; Ferreira, J. A.; Pierik, J.**
New Thyristor Bridge Models for Dynamic Simulation of Grid Integration of Offshore Wind Farms, PCIM, 2006
- [Zho3] Zhou, K.; Wang, D.**
Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis
IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp.186 – 195
- [Zit] Zitzelsberger, J.**
Optimierte Raumzeigermodulation zur Verringerung gleichtaktbedingter Lagerströme
Dissertation, Technische Universität Chemnitz, 2007

Thesen zur Dissertation

Beitrag zur Entwicklung leistungselektronischer Komponenten für Windkraftanlagen

Die verschiedenen Typen von Windkraftanlagen (WKA) erfüllen die aus Sicht des Elektroenergienetzes, des WKA-Betreibers und -Herstellers an sie zu richtenden Anforderungen unterschiedlich gut. Je nach Optimierungskriterium erweist sich ein Anlagentyp als vorteilhaft. Drehzahlvariable Pitchanlagen genügen den gegenwärtigen Anforderungen in Deutschland am besten.

Drehzahlfeste Anlagen nutzen zur Begrenzung des Einschaltstromes der Asynchronmaschine (ASM) einen Drehstromsteller in Reihe zum Netz. Der bei einem Anlaufvorgang von drehzahlfesten Stallanlagen bei starkem Wind auftretende Netzüberstrom kann mit einem patentierten Verfahren durch Nutzung eines zusätzlich zur WKA parallelen Lastwiderstandes zuverlässig vermieden werden.

Bei polumschaltbaren drehzahlfesten Anlagen können beim Abbremsen mit dem Generatormoment von der ersten schnelleren auf die zweite langsamere Generatorstufe elektrische Schwingungen auftreten. Über einen regelungstechnischen Eingriff mit Hilfe eines Drehstromstellers können diese beseitigt werden.

Es ist prinzipiell möglich, drehzahlvariable Stallanlagen zu betreiben. Sie bedürfen einer eigens auf diesen Betrieb abgestimmten Regelstrategie. Die Wahl der Arbeitspunkte (bzw. -kurven) im Leistungskennlinienfeld der WKA bestimmen einerseits den Drehzahlbereich der Anlage und andererseits die davon abhängige notwendige Überdimensionierung des Umrichters oder alternativer Lasten zur Aufnahme überschüssiger Leistung bzw. Energie. Zur Dimensionierung sind detaillierte Kenntnisse zu den aerodynamischen Vorgängen des Stall-effektes bzw. des dynamischen Verhaltens des Rotorleistungsbeiwertes notwendig.

Ein Vergleich von verschiedenen Umrichtertopologien wie gepulster Spannungs- und Stromwechselrichter, Hoch- und Tiefsetzsteller sowie Diodenbrücke für die Doppeltgespeiste Asynchronmaschine (DGASM) zeigt, dass die Unterschiede bezüglich des nutzbaren Strom-, Spannungs- und Drehzahlbereiches nicht bedeutend sind. Wird rotor- oder netzseitig lediglich eine Diodenbrücke eingesetzt, ist die Drehzahl auf den über- oder untersynchronen Bereich begrenzt. Bei Einsatz einer rotorseitigen Diodenbrücke kann das Drehmoment mit dem

Hochsetzsteller auf konstante Werte geregelt werden. Dabei wird die Asynchronmaschine mit starken Stromüberschwingungen belastet. Der netzseitige Wechselrichter ist entsprechend auszulegen, um die Überschwingungen auszugleichen und diese im Netzstrom zu begrenzen.

Die Wahl der Offsetfunktionen für das Unterschwingungsverfahren beeinflusst die entstehenden Spannungsspektren bei der Pulsfrequenz und deren Vielfachen. Offsetfunktionen mit zusätzlich zur dreifachen Grundswingungsfrequenz höheren Harmonischen ergeben Spektren mit einer niedrigeren Amplitude, sind aber mit einem breiteren Frequenzbereich verbunden, so dass sich für den Filteraufwand keine Vorteile ergeben.

Eine Variation der Amplitude der Offsetfunktion mit dreifacher Grundswingung lässt die Amplitude arbeitspunktabhängig bei der doppelten Pulsfrequenz absinken ohne die Amplitude bei der Pulsfrequenz in deren ungünstigstem Arbeitspunkt zu erhöhen.

Noch stärker nutzbar ist für die DGASM der Effekt, dass bei der Offsetfunktion mit der dreifachen Grundswingungsfrequenz sich ausgeprägte Seitenbänder bei der doppelten Pulsfrequenz im netzseitigen Wechselrichterstrom und im Statorstrom mit der gleichen Frequenz einstellen. Durch ein gezieltes Verschieben der Phasenlage der Spektren über eine Verschiebung der Modulationsträgersignale kann dafür gesorgt werden, dass sich diese Seitenbänder gegenseitig vermindern statt addieren. Diese Erkenntnis ist neu.

Pulsfrequenzfilter mit Kondensatoren werden entsprechend ihrer Übertragungscharakteristik nach ihrer Dämpfung bei Pulsfrequenz ausgelegt. LC-Saugkreise weisen im Vergleich dazu für eine ähnliche Dämpfung bei Pulsfrequenz eine geringere Kapazität auf. Für die Dimensionierung des LC-Saugkreises ist auch eine ausreichende Dämpfung der Überschwingungen bei den Vielfachen der Pulsfrequenz zu beachten. Werden LC-Saugkreise eingesetzt, so können somit bei der DGASM durch softwaretechnische Maßnahmen zur Verringerung der Überschwingungen bei der doppelten Pulsfrequenz Filterkomponenten mit niedrigen Parametern (Induktivität, Kapazität) erreicht werden.

Bei Vernachlässigung der Streuinduktivitäten der ASM, der Filterinduktivität der Wechselrichter sowie von ohmschen Spannungsabfällen kann man mit vereinfachten Gleichungen der DGASM Strom- und Spannungskurven für den maschinen- und den netzseitigen Wechselrichter ableiten. Die Berücksichtigung von Streu- und Filterinduktivitäten führt zu detaillierteren Entwurfsgleichungen für die Wechselrichter. Bei vernachlässigbarem Stromrippel

können so die Verlustleistungsanteile der Wechselrichterhalbleiter unter der Worst-Case-Annahme der maximalen Sperrschichttemperatur arbeitspunktabhängig für die DGASM abgeschätzt werden.

Für den Schutz der Wechselrichter der DGASM bei Netzspannungseinbrüchen stehen verschiedene Konfigurationen wie Circuit Breakers, Chopper- und Crowbarschaltungen und eine Überdimensionierung der Wechselrichter zur Wahl. In diesen Fehlerfällen treten starke Strom- und Drehmomentamplituden auf. Die maximal auftretenden Statorstromamplituden bei einem Netzspannungseinbruch sind für den Fall des aus Schutzgründen erwirkten Rotor-kurzschlusses mittels einfacher analytischer Zusammenhänge leicht abschätzbar. Simulativ sind für die verschiedenen Fehlerfälle und Schutzkonfigurationen auch detaillierte Strom- und Drehmomentenverläufe bestimmbar.

Für eine 2,5MW-Versuchsanlage mit DGASM und feldorientierter Regelung werden einige ausgewählte experimentelle Ergebnisse angegeben.