

# **Analyse und Vergleich von Generator-Umrichter-Konzepten für den Einsatz in Kleinwindenergieanlagen**

**Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

(Dr.-Ing.)

der Technischen Fakultät

der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

vorgelegt von

**Dipl.-Wirtsch.-Ing. Kristina Köster geb. Buchert**

Berlin 2017

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Hermann Kohlstedt
3. Gutachterin: Prof. Dr.-Ing. Sibylle Dieckerhoff

Datum der mündlichen Prüfung: 17.11.2017

# Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die Dissertation zum Thema:

*Analyse und Vergleich von Generator-Umrichter-Konzepten für den Einsatz in  
Kleinwindenergieanlagen*

abgesehen von der Betreuung durch Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs selbständig und ohne Hilfe angefertigt habe und bisher weder ganz noch zum Teil an einer anderen Stelle im Rahmen eines Prüfungsverfahrens vorgelegt, veröffentlicht oder zur Veröffentlichung eingereicht habe. Weiterhin versichere ich hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit unter Einhaltung der Regeln guter wissenschaftlicher Praxis der deutschen Forschungsgemeinschaft angefertigt habe und alle von anderen Autoren wörtlich übernommenen Stellen, wie auch die sich an die Gedankengänge anderer Autoren eng anlehnenden Ausführungen meiner Arbeit, besonders gekennzeichnet und die entsprechenden Quellen angegeben habe.

Berlin, den 9. Januar 2018

*Kristina Köster*

---

## Kurzfassung

Für Kleinwindenergieanlagen ist die optimale Standortwahl eines der wichtigsten Kriterien für die Wirtschaftlichkeit einer Anlage. Weiterhin ist das eingesetzte Umrichter-Konzept zum einen für die mechanische Belastung des eingesetzten Generators und zum anderen für die Höhe der erzeugten Leistung entscheidend. In dieser Arbeit werden verschiedene Generator-Umrichter-Konzepte für Kleinwindenergieanlagen analysiert und miteinander verglichen. Der netzseitige Wechselrichter wird für die verschiedenen Umrichter-Konzepte als gleich angenommen. Der Fokus dieser Arbeit liegt somit auf dem Vergleich eines permanenterregten Synchrongenerators (PMSG) jeweils mit einem Diodengleichrichter und Hochsetzsteller (DR-HSS), einem Halbbrückengleichrichter (HBG) und einem Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW). Hierbei stellt der PMSG mit einem DR-HSS die Vergleichsbasis dar. Die Konzepte mit einem HBG bzw. ZLW werden stets hinsichtlich der berechneten Kosten, des Wirkungsgrades und der Total Harmonic Distortion (THD)-Werte der Generatorphasenströme auf diesen bezogen. Die Kosten eines Generator-Umrichter-Konzeptes setzen sich aus denen des PMSG und des eingesetzten Umrichters zusammen. In dieser Arbeit wird angenommen, dass die Kosten eines Generators proportional zur Bemessungsleistung sind. Die Bemessungsleistung ist abhängig von den durch die Umrichterkonzepte verursachten Verlusten. Daher werden in dieser Arbeit die durch das verwendete Umrichterkonzept verursachten Verluste des PMSG mit einem DR-HSS, einem HBG und einem ZLW miteinander verglichen, um Rückschlüsse auf die Kosten zu ziehen. Die Kosten der Leistungshalbleiter werden mit der installierten Halbleiterbauleistung gemessen, sodass die installierte Halbleiterbauleistung der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte miteinander verglichen werden können. Für jedes einzelne Generator-Umrichter-Konzept wird das passende Regelungsverfahren, das möglichst wenig Messsensoren und zusätzliche passive Bauelemente aufwenden sollte, um die Kosten zu reduzieren, ebenso untersucht. Jedes der betrachteten Generator-Umrichter-Konzepte soll in der Lage sein, eine möglichst hohe Leistung zu erzeugen und folglich geringe Verluste und damit einen hohen Wirkungsgrad zu erzielen. In dieser Arbeit wird die erzeugte Leistung am Generatorausgang für alle Generator-Umrichter-Konzepte gleichgesetzt. Als Maß für die Verluste des Generators werden die Harmonischen der Generatorphasenströme, erzeugt durch die verschiedenen Gleichrichter-Konzepte und der daraus berechenbare THD-Wert der Generatorphasenströme, herangezogen und miteinander verglichen. Bei gleicher Eingangsleistung sollen die Gleichrichter-Konzepte einen möglichst hohen Wirkungsgrad aufweisen, der mithilfe der durch die Leistungshalbleiter und passiven Bauelemente verursachten Verluste berechnet wird. Die erzeugte Leistung, der Wirkungsgrad, die Verluste und der THD-Wert der Generatorphasenströme werden für die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte für ausgewählte Betriebspunkte in Abhängigkeit von bestimmten Windgeschwindigkeiten analysiert und miteinander verglichen.

---

## Abstract

In this thesis, different generator-converter concepts for small-scale wind turbines are analyzed and compared with each other. The inverter on the grid side is assumed to be the same for all converter concepts. Therefore, the focus of this work is on the comparison of a permanent magnet synchronous generator with a diode rectifier and boost converter, a half bridge switch mode rectifier, and a two level converter. The concepts with a half bridge switch mode rectifier or two-level inverter are always related to the permanent magnet synchronous generator with a diode rectifier with a boost converter. Therefore, the calculated costs, the efficiency and the THD value of the generator phase currents are related to the permanent magnet synchronous generator with a diode rectifier and a boost converter. The costs of the generator-converter concepts are composed of those of the permanent magnet synchronous generator and inverter. In this work, it is assumed that the costs of a generator are proportional to the rated power. The rated power is a function of the losses caused by the inverter concepts. Therefore, the losses of the permanent magnet synchronous generator with diode rectifier and boost converter caused by the converter concept are compared with half bridge switch mode rectifier or two level converter in order to draw conclusions about the costs. The costs of the power semiconductors are measured with the virtual power design rating, so that the virtual power design rating for each generator-converter concept is analyzed and compared with each other. Based on the virtual power design rating, the power semiconductors are optimally designed with respect to the minimum chip area and associated with the minimum costs. For each individual generator-converter concept, the appropriate control method is also examined. The control method should use as few measuring sensors as possible and additional few passive components in order to reduce the costs. Each of the considered generator-converter concepts should be able to produce as high power as possible and consequently achieve low losses and a high efficiency. In this work, the output power at the generator output is equal for all generator-converter concepts. For the loss calculation, the harmonics of the generator phase currents generated by the three rectifier concepts and the THD value of the generator phase currents are compared with each other. At the same input power, the converter concepts should have the highest possible efficiency, which is calculated using the losses caused by the power semiconductors and passive components. The generated power, the efficiency, the losses and the THD value of the generator phase currents are therefore analyzed for the individual generator-converter concepts for selected operating points as a function of specific wind speeds and compared with each other.

# Inhaltsverzeichnis

Deutsche Kurzfassung . . . . .	I
Abstract . . . . .	II
Inhaltsverzeichnis . . . . .	III
Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen . . . . .	VI
1. Einleitung . . . . .	1
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Abgrenzung und Stand der Technik . . . . .	2
1.3 Zielstellung . . . . .	10
1.4 Übersicht der Arbeit . . . . .	11
2. Permanenterregter Synchrongenerator . . . . .	12
2.1 Funktionsweise und Aufbau . . . . .	12
2.2 Verlustberechnungen . . . . .	15
2.2.1 Hystereseverluste . . . . .	15
2.2.2 Wirbelstromverluste . . . . .	16
2.2.3 Gesamteisenverluste . . . . .	18
2.2.4 Analyse der Koeffizienten der Hysteresee- und Wirbelstromverluste . . . . .	22
2.2.5 Kupferverluste . . . . .	23
2.3 Zusammenfassung . . . . .	24
3. Umrichter-Konzepte für Kleinwindenergieanlagen . . . . .	25
3.1 Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller . . . . .	25
3.1.1 Aufbau und Funktionsweise . . . . .	26
3.1.2 Berechnung der Generatorphasenströme . . . . .	29
3.1.2.1 Berechnung der Generatorphasenströme der Diodengleichrichters . . . . .	29
3.1.2.2 Zusammenfassung der Berechnung . . . . .	30
3.1.2.3 Berechnung der Generatorphasenströme des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller . . . . .	31
3.1.2.4 Zusammenfassung der Berechnung . . . . .	33
3.1.3 Verlustberechnung . . . . .	34
3.1.4 Regelungsverfahren . . . . .	37
3.1.4.1 Regelung des netzseitigen Zwei-Level-Wechselrichters . . . . .	38
3.1.4.2 Einführung der MPPT-Verfahren . . . . .	42
3.1.4.3 Perturbation and Observation-Methode . . . . .	43
3.1.4.4 Power Signal Feedback-Methode . . . . .	45
3.1.4.5 Tip Speed Ratio-Methode . . . . .	47
3.1.4.6 Auswahl des MPPT-Verfahrens . . . . .	49
3.2 Halbbrückengleichrichter . . . . .	50
3.2.1 Aufbau und Funktionsweise . . . . .	50

---

3.2.2	Berechnung der Generatorphasenströme . . . . .	51
3.2.2.1	Konventionelles Modulationsverfahren . . . . .	51
3.2.2.2	Zusammenfassung der Berechnung . . . . .	54
3.2.2.3	Phase Advance Modulation . . . . .	54
3.2.2.4	Auswahl der Modulationsmethode . . . . .	55
3.2.3	Verlustberechnungen . . . . .	57
3.2.4	Regelungsverfahren . . . . .	59
3.2.4.1	MPPT-Verfahren . . . . .	59
3.2.4.2	Auswahl des MPPT-Verfahrens . . . . .	59
3.3	Zwei-Level-Wechselrichter . . . . .	61
3.3.1	Aufbau und Funktionsweise . . . . .	61
3.3.2	Berechnung der Generatorphasenströme . . . . .	63
3.3.2.1	Sinus-Dreieck-Modulation . . . . .	63
3.3.2.2	Raumzeigermodulation . . . . .	64
3.3.2.3	Auswahl der Modulationsmethode . . . . .	65
3.3.3	Verlustberechnung . . . . .	67
3.3.4	Regelungsverfahren . . . . .	67
3.3.4.1	Feldorientierte Regelung . . . . .	67
3.3.4.2	MPPT-Verfahren . . . . .	69
3.3.4.3	Auswahl des MPPT-Verfahrens . . . . .	71
4.	Modell einer Windenergieanlage . . . . .	72
5.	Analyse der Generator-Umrichter-Konzepte . . . . .	75
5.1	Optimale Auslegung der Generator-Umrichter-Konzepte . . . . .	76
5.1.1	Verlustberechnungen des permanenterregten Synchrongenerators . . . . .	76
5.1.2	Auslegung der Leistungshalbleiter . . . . .	82
5.1.2.1	Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller . . . . .	88
5.1.2.2	Halbbrückengleichrichter . . . . .	90
5.1.2.3	Zwei-Level-Wechselrichter . . . . .	92
5.1.2.4	Untersuchung des thermischen Widerstandes des Kühlkörpers . . . . .	94
5.1.3	Fazit: Vergleich der Generator-Umrichter-Konzepte . . . . .	96
5.1.4	Auslegung der Generator-Umrichter-Konzepte . . . . .	100
5.2	Analyse bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten . . . . .	104
5.2.1	Simulative Untersuchung . . . . .	104
5.2.1.1	Aufbau . . . . .	104
5.2.1.2	Thermisches Simulationsmodell . . . . .	105
5.2.1.3	Erzeugte Leistung und Wirkungsgrad . . . . .	109
5.2.1.4	THD-Wert der Generatorphasenströme . . . . .	114
5.2.1.5	Untersuchung der Hochsetzstellerinduktivität . . . . .	120
5.2.1.6	Zusammenfassung der simulativen Untersuchungen . . . . .	122
5.2.2	Experimentelle Untersuchung . . . . .	125

---

5.2.2.1	Systemaufbau . . . . .	125
5.2.2.2	Untersuchung des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller .	126
5.2.2.3	Untersuchung der Hochsetzstellerinduktivität bei kleinen Leistungen . . . . .	129
5.2.2.4	Zusammenfassung der experimentellen Untersuchung . . . .	132
5.3	Fazit der Analysen der Generator-Umrichter-Konzepte . . . . .	133
5.3.1	Einführung der Nutzwertanalyse . . . . .	134
5.3.2	Kosten des permanenterregten Synchrongenerators . . . . .	135
5.3.3	Kosten der Gleichrichter . . . . .	136
5.3.4	Wirkungsgrad des permanenterregten Synchrongenerators . . . . .	136
5.3.5	Wirkungsgrad der Gleichrichter . . . . .	137
5.3.6	THD-Werte der Generatorphasenströme . . . . .	137
5.3.7	Aufwand der Ansteuerung . . . . .	138
5.3.8	Vorstellung der Szenarien für die Nutzwertanalyse . . . . .	138
5.3.9	Ergebnisse der Nutzwertanalyse . . . . .	141
5.3.10	Vergleich der Erträge . . . . .	143
6.	Zusammenfassung, Fazit und Ausblick . . . . .	148
6.1	Zusammenfassung . . . . .	148
6.2	Fazit . . . . .	149
6.3	Ausblick . . . . .	151
7.	Literaturverzeichnis . . . . .	152
8.	Anhang . . . . .	168
8.1	Herleitung des Generatorphasenstromes des Diodengleichrichters . . . . .	168
8.2	Herleitung des Generatorphasenstromes des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller . . . . .	170
8.3	Herleitung des Generatorphasenstromes des Halbbrückengleichrichters . .	172
8.4	Umrichter-Konzepte . . . . .	176
8.5	Daten des Antriebsstranges . . . . .	177
8.6	Verwendete Messgeräte . . . . .	179
	Eigene Veröffentlichungen . . . . .	180
	Lebenslauf . . . . .	181

## Allgemeine Schreibweisen

### Abkürzungen

DCB	Bonddrähte (engl. <i>Direct Copper Bonded</i> )
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DR-HSS	Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller
EEG	Erneuerbare Energie Gesetz
HBG	Halbbrückengleichrichter
HSS	Hochsetzsteller
HW	Halbwelle
IGBT	Bipolarer Leistungstransistor mit einem isolierten Gate (engl. <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
Kap.	Kapitel
LHL	Leistungshalbleiter
MPPT	Maximum-Power-Point-Tracking
PI	Proportional-Integral (-Regler)
PMSG	Permanenterregter Synchrongenerator
PSF	Power Signal Feedback
P&O	Perturbation and Observation
PWM	Pulsweitenmodulation
Tab.	Tabelle
THD	Relative Oberschwingungsverzerrung mehrerer Oberschwingungen (engl. <i>Total Harmonic Distortion</i> )
TIM	Wärmeleitpaste (engl. <i>Thermal Interface Material</i> )
TSR	Tip Speed Ratio
WEA	Windenergieanlage
ZLW	Zwei-Level-Wechselrichter

### Allgemeine Variablendarstellung

$f$	Zeitlicher Augenblickswert
$F$	DC-Wert
$\tilde{f}$	Gesamteffektivwert
$\hat{f}$	Scheitelwert, Spitzenwert
$\bar{f}$	Mittelwert
$\vec{f}$	Vektorielle Größe
$\frac{df}{dt}$	Zeitliche Ableitung
$\frac{\partial f}{\partial t}$	Partielle Ableitung

**Allgemeine Formelzeichen**

$A$	Fläche
$D$	Diode
$f$	Frequenz
$I, i$	Strom
$P$	Leistung
$s$	Strecke
$T$	Transistor
$U, u$	Spannung
$\omega$	Kreisfrequenz
$W$	Energie

**Hochgestellte Indizes**

*	Sollgröße
---	-----------

**Tiefgestellte Indizes**

0	Linearisierung im Arbeitspunkt betreffende Größe
abc	Dreiphasiges, ortsfestes (natürliches) Koordinatensystem
AC	Wechselgröße
anti	Antiparallele Diode betreffende Größe
$\alpha, \beta$	Zweiphasiges, ortsfestes (stationäres) Koordinatensystem
B	Bemessungsgröße
cc	Stromregelung betreffende Größe (engl. <i>current control</i> )
conv	Netzseitigen Umrichter betreffende Größe
d	d-Komponente betreffende Größe
DC	Gleichgröße
DC – Maschine	Gleichstrommaschine betreffende Größe
Diode	Diode betreffende Größe
DR	Diodengleichrichter betreffende Größe
d,q	Zweiphasiges, ortsfestes (stationäres) Koordinatensystem
gen	Generator betreffende Größe
GR	Vom Diodengleichrichter gleichgerichtete Größe
HBR	Halbbrückengleichrichter betreffende Größe

HSS	Hochsetzsteller betreffende Größe
IGBT	IGBT betreffende Größe
ist	Istwert betreffende Größe
Last	Last betreffende Größe
LHL	Leistungshalbleiter betreffende Größe
max	Maximalwert einer Größe
mean	Mittelwert einer Größe
min	Minimalwert einer Größe
n	Ordnung der Harmonischen
netz	Netz betreffende Größe
PMSG	Permanenterregten Synchrongenerator betreffende Größe
q	q-Komponente betreffende Größe
rms	Effektivwert einer Größe
R	Rotor betreffende Größe
S	Stator betreffende Größe
soll	Sollwert betreffende Größe

### Spezielle Formelzeichen

I-VI	Sektoren der Raumzeigermodulation
$a_w$	Skalierungsfaktor der Weibull-Verteilung
$a$	Tastgrad
$a_{cc}$	Koeffizient für den Stromregler
$a_{DC}$	Einstellfaktor Zwischenkreisspannungsregelung
$a_k$	Fourierreihenoeffizient
$a_N$	Einstellfaktor Drehzahlregelung
$A_{Cu}$	Querschnittsfläche der Kupferwicklung
$A_L$	Induktivitätskonstante
$A_m$	Koeffizient zur Lösung der Laplacegleichung
$\alpha$	Winkel, Rotorlage
$b$	Materialabhängiger Faktor der magnetischen Flussdichte
$b_0$	Breite einer Nut
$b_k$	Fourierreihenoeffizient
$B$	Magnetische Flussdichte
$B_m$	Koeffizient zur Lösung der Laplacegleichung
$\beta$	Pitchwinkel
$c_p$	Leistungsbeiwert
$C_{DC}$	Zwischenkreiskapazität

$C_m$	Koeffizient zur Lösung der Laplacegleichung
$C_t$	Leistungsbeiwert einer Windturbine
$C_{th}$	Thermische Kapazität
$C_{th,Base\ Plate}$	Thermische Kapazität der Base Plate
$C_{th,Chip}$	Thermische Kapazität der Chipfläche
$C_{th,DCB}$	Thermische Kapazität der Bonddrähte
$C_{th,Heat\ Sink}$	Thermische Kapazität des Kühlkörpers
$C_{th,TIM}$	Thermische Kapazität der Wärmeleitpaste
$D_m$	Koeffizient zur Lösung der Laplacegleichung
$\delta$	Größe des Luftspaltes, zeitliche Phase der Phase Advance Modulation
$E$	Elektrisches Feld
$E_{off}$	Verlustenergie während des Ausschaltzeit eines Leistungshalbleiters
$E_{on}$	Verlustenergie während der Einschaltzeit eines Leistungshalbleiters
$E_{rec}$	Verlustenergie während der Sperrverzögerungszeit einer Diode
$\varepsilon$	Zeitliche Phase der Phase Advance Modulation
$f_{sw}$	Schaltfrequenz
$f(v)$	Verteilung
$F_m$	Funktion für Radius des Rotors und Stators
$\gamma_{el}$	Winkeldifferenz zwischen $\alpha, \beta$ - und $d, q$ -Koordinatensystem
$G_{DC}$	Übertragungsfunktion der Zwischenkreisdynamik
$G_L$	Übertragungsfunktion des L-Filters
$G_N$	Übertragungsfunktion der Drehzahldynamik
$G_{PI}$	Übertragungsfunktion des PI-Reglers
$h$	Höhe
$H$	Magnetische Feldstärke
$i_C$	Kollektorstrom eines IGBT
$i_c$	Kondensatorstrom
$i_D$	Strom durch die Hochsetzstellerdiode
$i_F$	Durchlassstrom einer Diode
$i_{DC}$	Zwischenkreisstrom
$i_L$	Strom durch die Hochsetzstellerinduktivität
$i_{Netz}$	Netzseitiger Phasenstrom
$I_0$	Grundschiwingung des Generatorphasenstromes
$I_A$	Ankerstrom der Gleichstrommaschine
$I_F$	Erregerstrom der Gleichstrommaschine
$I_{ref}$	Referenzstrom aus Datenblattangaben eines Leistungshalbleiters
$I_{vir}$	Virtuelle Stromtragfähigkeit eines Leistungshalbleiters
$J$	Strombelag
$J_{gen}$	Generatorträgheit
$J_{L,max}$	Maximal erlaubte Stromdichte der Induktivität

---

$k_{Ed}$	Materialkonstante der Wirbelstromverluste
$k_{Hys}$	Materialkonstante der Hystereseverluste
$k_k$	Formparameter der Weibull- bzw. Rayleigh-Verteilung
$K_{d,m}$	Faktor für Anzahl an Nuten pro Pol und Phase
$K_{Ed}$	Materialkonstante der Wirbelstromverluste
$K_{Hys}$	Materialkonstante der Hystereseverluste
$K_i$	Exponent für Stromabhängigkeit der Schaltverluste des IGBT
$K_{iD}$	Exponent für Stromabhängigkeit der Schaltverluste der Diode
$K_{p,cc}$	Proportionalverstärkung des PI-basierten Stromreglers
$K_{p,DC}$	Proportionalverstärkung des PI-basierten Zwischenkreisspannungsreglers
$K_{p,N}$	Proportionalverstärkung des PI-basierten Drehzahlreglers
$K_{p,m}$	Wicklungsfaktor für Wicklungsabstand
$K_{so,m}$	Koeffizient für die Größe einer Nut
$K_u$	Exponent für Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste des IGBT
$K_{uD}$	Exponent für Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste der Diode
$l_w$	Länge einer Wicklung
$L_d$	Induktivität der Längsachse eines permanenterregten Synchrongenerators
$L_h$	Hauptinduktivität
$L_{ind}$	Hochsetzstellerinduktivität
$L_L$	Netzseitige Filterinduktivität
$L_{Last}$	Lastseitige Filterinduktivität
$L_q$	Induktivität der Querachse eines permanenterregten Synchrongenerators
$L_S$	Statorinduktivität
$L_\sigma$	Streuinduktivität
$\lambda$	Schnelllaufzahl
$\lambda_i$	Parameter zur Berechnung des Leistungsbeiwertes einer Windturbine
$m$	Koeffizient der Oberschwingung
$M$	Modulationsgrad
$M_{elec}$	Elektrisches Drehmoment
$M_{in}$	Zugeführtes Drehmoment des permanenterregten Synchrongenerators
$M_{Last}$	Lastmoment
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante
$n$	Drehzahl, Neutralpunkt
$N$	Windungszahl, negatives Potential
$p$	Polpaarzahl
$P$	Positives Potential
$P_{v,cond}$	Leitverluste
$P_{Ed}$	Wirbelstromverluste
$P_{Fe}$	Eisenverluste
$P_{LHL,norm}$	Normierte Verlustleistung der Leistungshalbleiter

$P_{\text{Hys}}$	Hystereseverluste
$P_{\text{mech,v}}$	Mechanische Leistung
$P_{\text{opt}}$	Optimale Leistung
$P_{\text{v,sw}}$	Schaltverluste
$P_{\text{v}}$	Verlustleistung
$\phi$	Zeitliche Phase der Phase Advance Modulation
$\Psi_{\text{S}}$	Magnetische Flussverkettung des Stators
$\Psi_{\text{PM}}$	Magnetische Flussverkettung der Permanentmagnete
$q$	Anzahl der Nuten pro Pol und Phase
$Q_{\text{s}}$	Anzahl der Nuten
$r$	Radius
$r_{\text{CE}}$	Differentieller Widerstand des IGBT
$r_{\text{F}}$	Differentieller Widerstand der Diode
$R$	Rotordurchmesser
$R_{\text{ind}}$	Serieller Widerstand der Hochsetzstellerinduktivität
$R_{\text{L}}$	Serieller Widerstand einer Induktivität
$R_{\text{Last}}$	Lastwiderstand
$R_{\text{th}}$	Thermischer Widerstand
$R_{\text{th,Base Plate}}$	Thermischer Widerstand der Base Plate
$R_{\text{th,DCB}}$	Thermischer Widerstand der Bonddrähte
$R_{\text{th,foil}}$	Thermischer Widerstand der Wärmeleitfolie
$R_{\text{th,Heat Sink}}$	Thermischer Widerstand des Kühlkörpers
$R_{\text{th,JC}}$	Thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse
$R_{\text{th,TIM}}$	Thermischer Widerstand der Wärmeleitpaste
$\rho$	Luftdichte
$\rho_{\text{Cu}}$	Spezifischer Widerstand von Kupfer
$s$	Laplace-Operator
$s_x$	Signal einer Fourierreihe
$S_{0,..7}$	Raumzeiger
$\sigma$	Elektrische Leitfähigkeit
$T_{\text{A}}$	Umgebungstemperatur
$T_{\text{c}}$	Gehäusetemperatur
$T_{\text{E}}$	Einschaltdauer eines IGBT
$T_{\text{Heat Sink}}$	Kühlkörpertemperatur
$T_{\text{i,cc}}$	Nachstellzeit des PI-basierten Stromreglers
$T_{\text{i,DC}}$	Nachstellzeit des PI-basierten Zwischenkreisspannungsreglers
$T_{\text{i,n}}$	Nachstellzeit des PI-basierten Drehzahlreglers
$T_{\text{j}}$	Sperrschichttemperatur
$T_{\text{s}}$	Periodendauer
$T_{\text{sample}}$	Abtastzeit

---

$T_{\sigma}$	Ersatzzeitkonstante
$\tau$	Thermische Zeitkonstante
$u_{CE}$	Kollektor-Emitter-Spannung
$u_F$	Flussspannung der Diode
$u_{gen,LL}$	Generator Leiter-Leiter-Spannung
$u_L$	Spannung über der Hochsetzstellerinduktivität
$\vec{u}_{Ref}^*$	Referenzraumzeiger
$u_w$	Umfang der Windung
$U_A$	Ankerspannung der Gleichstrommaschine
$U_{CE0}$	Kollektor-Emitter-Schleusenspannung
$U_{F0}$	Schleusenspannung der Diode
$U_p$	Polradspannung
$v$	Windgeschwindigkeit
$V$	Volumen
$\vartheta$	Phasenwinkel zwischen Stator- und Polradspannung: Polradwinkel
$\omega_{gen}$	Generatordrehzahl
$\omega_R$	Rotorkreisfrequenz
$\omega_{mech}$	Mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
$W$	Energie
$Z_{th}$	Thermische Impedanz
$z$	Operator der z-Transformation

# 1. Einleitung

## 1.1 Motivation

Durch die in Deutschland wachsenden Energiepreise [1] und, um unabhängig vom Energieversorger zu sein, wird es zunehmend attraktiver für den Verbraucher seine Energie, beispielsweise neben Solaranlagen auf dem Dach, auch mit kleinen Windenergieanlagen selbst zu produzieren und zu verbrauchen [2, 3]. Für den privaten Haushalt oder einem landwirtschaftlichen Betrieb bieten, aufgrund geringerer Gesamtkosten und des geringen Wartungsaufwandes im Vergleich zu großen Windenergieanlagen (WEA), Kleinwindenergieanlagen (KWEA) eine alternative Lösung [4, 5]. Hierbei werden in den landwirtschaftlichen Betrieben, die einen im Vergleich zu den privaten Haushalten kontinuierlichen Strombedarf aufweisen, Kleinwindenergieanlagen zur Stallbeleuchtung, für Lüfter, für Infrarotlampen, für Ferkelnester oder für Futtermaschinen genutzt [5, 6]. In privaten Haushalten ist kontinuierlicher Strombedarf beispielsweise für das Laden von Batterien in Elektroautos wichtig [5]. Aber nicht nur in Deutschland, sondern auch in strukturschwachen Gebieten, in denen bisher nur Dieselgeneratoren in Inselnetzen zur elektrischen Energieerzeugung beigetragen haben, werden Kleinwindenergieanlagen attraktiver [3, 5]. Insbesondere China, die USA und Großbritannien weisen einen großen Markt für Kleinwindenergieanlagen auf [3, 4, 7, 8].

In Deutschland stammten bei der Bruttostromerzeugung im Jahre 2015 etwa 30% aus erneuerbaren Energien. Hierbei war die Windenergie mit ca. 13,3% (On- und Offshore) der größte Bruttoenergieträger der erneuerbaren Energien und ist damit eine vielversprechende Technologie mit Ausbaupotential im Zuge der Energiewende [9, 10]. Kleinwindenergieanlagen machen hierbei einen geringen Anteil aus, jedoch bestehen Ausbaupotenziale, insbesondere in der Landwirtschaft, da dort freie Flächen in unmittelbarer Nähe zum Verbraucher zur Verfügung stehen [6]. Einen Vorteil der Kleinwindenergieanlagen bietet die Genehmigungspraxis, die, aufgrund von nicht notwendiger Zertifizierung im Vergleich zu großen Windenergieanlagen, einfacher und kostengünstiger ist [11].

Der typische Aufbau einer Kleinwindenergieanlage ist in Abb. 1.1 gezeigt. Sie verwendet üblicherweise einen permanenterregten Synchrongenerator (PMSG) und einen Umrichter, bestehend aus einem maschinenseitigen Gleichrichter und einem netzseitigen Wechselrichter. Jedoch ist die Wirtschaftlichkeit und Effizienz von Kleinwindenergieanlagen, aufgrund der geringeren Turmhöhen und damit niedrigeren Windgeschwindigkeiten und folglich einer kleineren erzeugten Leistung, im Vergleich zu den großen Windenergieanlagen geringer, da die Windgeschwindigkeit die mechanische Leistung kubisch erhöht [4]. Die Herausforderung von Kleinwindenergieanlagen besteht, im Vergleich zu großen Windenergieanlagen, in den kleineren und nicht konstanten Windgeschwindigkeiten, die in die Berechnung der aus dem Wind entnommenen Leistung mit der kubischen Abhängigkeit von der Windgeschwindigkeit  $v^3$  einfließt.

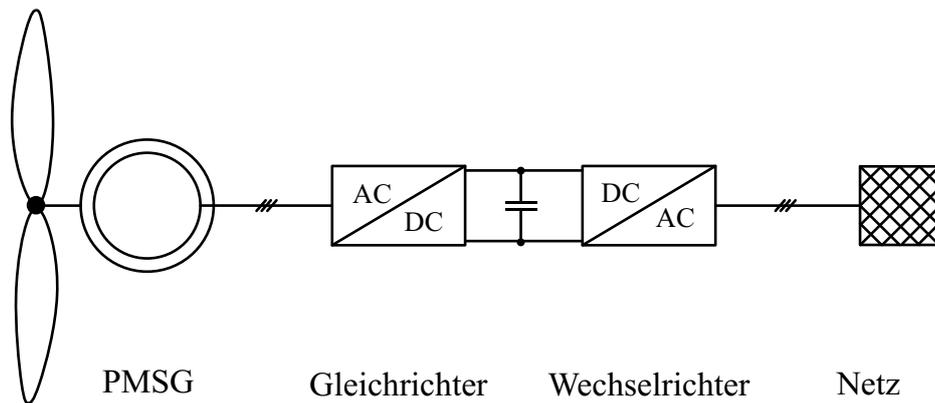


Abb. 1.1: Antriebsstrang einer Windenergieanlage mit einem permanent erregten Synchron-generator, einem Gleich- und Wechselrichter mit dem Anschluss an das Netz

Das Ziel dieser Arbeit ist es, Kleinwindenergieanlagensysteme im Hinblick auf die durch den Generator und die Leistungshalbleiter (LHL) entstehenden Kosten, die erzeugte Leistung und ihren Wirkungsgrad bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten in einer Leistungsklasse von 10kVA zu analysieren. Es soll in dieser Arbeit das für Kleinwindenergieanlagen optimale Generator-Umrichter-Konzept gefunden werden, das sich durch niedrige Kosten, einen hohen Wirkungsgrad und einen geringen Total Harmonic Distortion (THD)-Wert (Maß für Verzerrungen, vgl. Kap. 5.2.1.4) der Generatorphasenströme auszeichnet. Dafür werden verschiedene Gleichrichter-Konzepte gegenübergestellt.

## 1.2 Abgrenzung und Stand der Technik

Kleinwindenergieanlagen sind in der internationalen Richtlinie *IEC-Norm 61400-2* definiert [12]. Dabei zeichnen sie sich durch ihre maximal überstrichene Rotorfläche von weniger als  $200\text{m}^2$  bei einem Rotordurchmesser von max. 16m und einer Turmhöhe von weniger als 50m aus. Die Bemessungsleistung als Kriterium für eine Kleinwindenergieanlage ist uneinheitlich, so wird in der *IEC-Norm 61400-2* von einer Bemessungsleistung von weniger als 70kW ausgegangen [12], während nach dem Erneuerbare Energie Gesetz (EEG) Anlagen von weniger als 50kW als Kleinwindenergieanlage eingestuft werden [2]. Eine vom „Bundesverband für Windenergieanlagen“ in unterschiedliche Leistungen aufgeteilte Kategorisierung von Kleinwindenergieanlage ist der Tab. 1.1 zu entnehmen [2, 4, 8, 12, 13].

Das Einsatzgebiet von Kleinwindenergieanlage ist vielfältig. So können Kleinwindenergieanlagen als batteriegestütztes Inselsystem auf Booten oder auch zum Netzbetrieb auf Gebäuden, in freier Aufstellung, im Gewerbegebiet und in der Landwirtschaft für die Netzeinspeisung oder für den eigenen Verbrauch eingesetzt werden. Die Genehmigung der Anlagen ist in Deutschland uneinheitlich und es gelten unterschiedliche Regeln je nach Bundesland, dem zu gehörigen Landesbauordnungsrecht und der Standortwahl (Unterscheidung zwischen: Innenbereich wie Dorf-, Misch-, Gewerbe- und Industriegebiet oder Außenbereich) [6]. Bei

Tab. 1.1: Leistungsklassen nach Anwendungsgebieten in Anlehnung an [2, 4, 8, 12, 13]

Bemessungsleistung	Einsatzgebiet	Anschlussppg.	Leistungsklasse/ -kategorie
0 – 1,5 kW	Batteriegestütztes Inselsys.	12/24/48 V <sub>DC</sub>	Leistungsklasse 1 Mikro-WEA
	oder netzgekoppelt	230 V <sub>AC</sub>	
1,5 – 5 kW	Gebäudeinteg. Installation, oder freie Aufstellung	230 V <sub>AC</sub>	
5 – 30 kW	Gewerbegebiete, Landwirtschaft	400 V <sub>AC</sub>	Leistungsklasse 2 Mini-WEA
30 – 100 kW	Gewerbegebiete, Landwirtschaft	20 kV <sub>AC</sub>	Leistungsklasse 3 Mittel-WEA

Kleinwindenergieanlagen können, neben dem klassischen horizontalen Läufer, der einen höheren Wirkungsgrad, niedriges Gewicht und niedrige Kosten aufweist, auch der vertikale Läufer, der geräuschärmer und bei Verwirbelungen effizienter ist, als Rotor verwendet werden [6, 13].

Wie in Abb. 1.2 dargestellt, treten Verwirbelungen, beispielsweise verursacht durch ein Haus oder einen Wald der Höhe  $h$ , bis zu einem Abstand von  $20 \cdot h$  auf. Ebenso entstehen Verwirbelungen durch ein Hindernis etwa in doppelter Höhe ( $2 \cdot h$ ) bei etwa  $10 \cdot h$  [6]. Eine Windenergieanlage muss daher entweder einen großen Abstand zu einem Hindernis oder eine hohe Turmhöhe aufweisen [6].

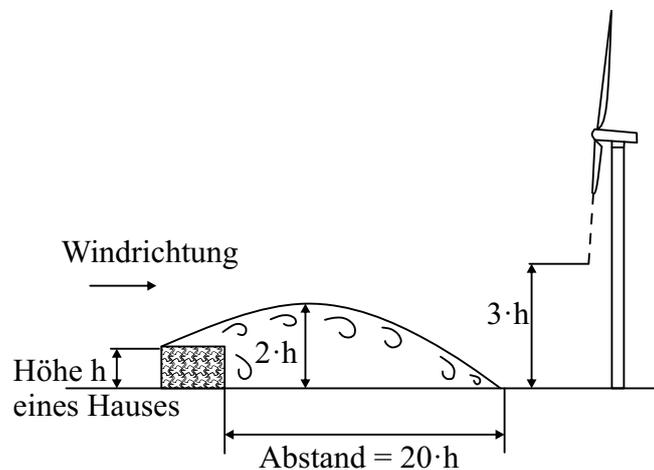


Abb. 1.2: Abstände einer Windenergieanlage zu im Wind stehenden Hindernissen (Häuser, Bäume etc.) für optimale Windbedingungen

Die Wirtschaftlichkeit für Kleinwindenergieanlagen ist, im Vergleich zu den großen Anlagen aufgrund der kleineren Stückzahl und der Effizienz der Anlagen, gering und stark abhängig vom Standort, Anlagentyp und Höhe des Eigenverbrauchs [6]. Mit einer Einspeisevergütung in Deutschland von 8,8 Ct/kWh und einem Strompreis ca. 26 Ct/kWh im Jahre 2013 ist der Eigenverbrauch durch die Unabhängigkeit vom Energieversorger und die Einsparung von Stromkosten lukrativer als die Netzeinspeisung [2, 6, 11, 14].

In Windenergieanlagen können verschiedene Generatoren wie der Asynchron- und der Synchrongenerator eingesetzt werden. Je nach Generatorart sind unterschiedliche Umrichter-konzepte notwendig, um eine von der Generatorart abhängige optimale Energieerzeugung zu ermöglichen. Mögliche Generatorkonzepte für Windenergieanlagen sind in [15–18] gegenübergestellt. In Kleinwindenergieanlagen kommt der PMSG am häufigsten zum Einsatz [5].

Der Vorteil eines PMSG ist, dass in der Regel kein Getriebe verwendet wird. Dann entspricht die mechanische Geschwindigkeit des Generators der Geschwindigkeit des Rotors der Windenergieanlage. Um dies zu erreichen, muss eine hohe Polpaarzahl vorhanden sein, um eine kleine mechanische Drehzahl zu erreichen. Da das Getriebe die fehleranfälligste Komponente einer Windenergieanlage darstellt, ist eine Windenergieanlage mit einem PMSG als wartungsarm bzw. zuverlässig anzusehen [15–22]. Bei einem PMSG ist keine externe Anregung durch Schleifringe oder einen Frequenzumrichter notwendig. Dadurch sind weniger fehleranfällige Komponenten vorhanden, die Verluste verringern sich, wodurch sich die Effizienz erhöht und der Wartungsaufwand sinkt [15–20, 23]. Zudem bedeutet dies, dass der Leistungsfluss zum Generator nicht notwendig ist, sodass der kostengünstige und mit weniger Ansteuerung- und Regelungsaufwand betriebene Diodengleichrichter auf der Generatorseite verwendet werden kann [15–21]. Als wesentlicher Nachteil sind jedoch die Kosten für die Permanentmagnete zu nennen. Diese bestehen aus einer Neodym-Eisen-Bor-Legierung (Ne-Fe-B-Legierung), die die höchste magnetische Energiedichte aufweist [24]. Jedoch sind die Kosten des Seltenerdmetalls Neodym hoch, sodass die Kosten der Permanentmagnete steigen [20, 25]. Zudem ist die Art der Herstellung kompliziert, denn bei hohen Temperaturen und bei Ausprägung von Gegenfeldern können sich die Dauermagnete entmagnetisieren [15]. Vorher verwendete Maschinenparameter können verfälscht werden, was zu einer nicht optimalen Regelungsstruktur führen kann [15, 16, 18–21, 23].

Als Umrichter für einen PMSG wird ein sogenannter Vollastumrichter, bestehend aus einem maschinenseitigen Gleichrichter und einem netzseitigen Wechselrichter, der die gesamte Leistung der Windenergieanlage in das Verbundnetz einspeisen kann, verbunden über einen Zwischenkreiskondensator, verwendet (vgl. Abb. 1.1). Für Kleinwindenergieanlagen werden verschiedene Umrichter-Konzepte eingesetzt. Ein Vergleich verschiedener Konzepte wird in [18, 19, 21, 26–34] durchgeführt. Es zeigt sich, dass auf Wechselrichterseite zur Netzanbindung in den meisten Fällen ein Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW) eingesetzt wird. In dieser Arbeit wird angenommen, dass der netzseitige Wechselrichter die Zwischenkreisspannung und die Leistung an der Netzseite, wie in [35] gezeigt, regelt, sodass eine konstante Zwischenkreisspannung angenommen werden kann. Auf der Generatorseite werden in dieser Arbeit verschiedene Gleichrichterkonzepte untersucht, die in Abb. 1.3 dargestellt sind. Es handelt sich dabei um den Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS) (vgl. Abb. 1.3 a)), den Halbbrückengleichrichter (HBG) (vgl. Abb. 1.3 b)) und den Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW) (vgl. Abb. 1.3 c)). Ein Generator-Umrichter-Konzept mit einem rei-

nen Diodengleichrichter wird zwar in [21, 26–28, 30–32, 34] mit den Konzepten DR-HSS, HBG und ZLW verglichen, in dieser Arbeit jedoch nicht näher betrachtet. Denn aufgrund der nicht vorhandenen Steuerbarkeit der Dioden des Diodengleichrichters kann im niedrigen Drehzahlbereich, also bei kleinen Windgeschwindigkeiten, keine Leistung eingespeist werden, da die Generatorspannung zu gering ist. Für Kleinwindenergieanlagen werden kleinere Windgeschwindigkeiten erwartet, sodass das Konzept mit einem reinen Diodengleichrichter voraussichtlich eine geringere Leistung im Jahr erzeugt als die übrigen Konzepte und daher nicht in Kleinwindenergieanlagen eingesetzt wird. Weiterhin kann bei optimaler Auslegung (anhand der optimalen Leistungskurve) im höheren Drehzahlbereich und damit bei höheren Windgeschwindigkeiten der PMSG mit einem Diodengleichrichter die gleiche mechanische Leistung am Generatorausgang erzeugen, wie der PMSG mit DR-HSS, HBG und ZLW. Jedoch sind der Regelungsaufwand und die Kosten der LHL geringer als bei den Konzepten mit einem DR-HSS, HBG und ZLW. Eine Vergleichbarkeit mit den drei übrigen Generator-Umrichter-Konzepten ist nicht gegeben [21, 26–28, 30–32, 34].

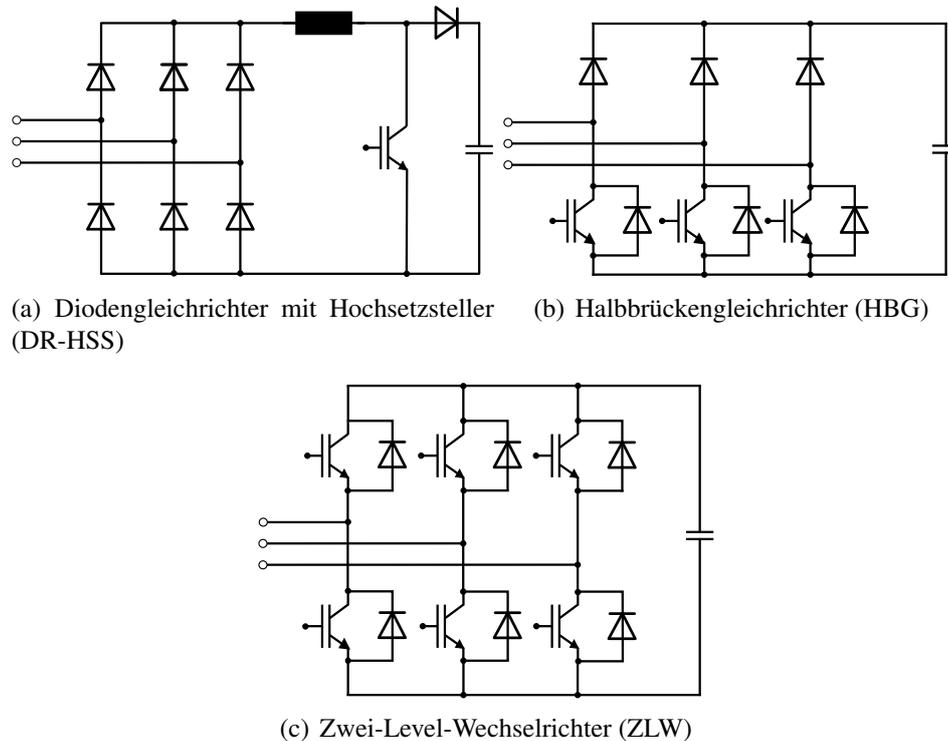


Abb. 1.3: Überblick der Gleichrichter-Konzepte

Der DR-HSS, bestehend aus sieben Dioden und einem Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), zeichnet sich durch seine einfache, kostengünstige und robuste Bauweise aus [18–21, 26–33]. Durch den Hochsetzsteller kann die Spannung im Zwischenkreis so angehoben werden, dass im Gegensatz zum reinen Diodengleichrichter bereits bei geringen Drehzahlen eine Leistung in das Netz abgegeben werden. Der Aufwand der Ansteuerung ist durch den Einsatz eines IGBT als gering zu bewerten [18–21, 26–33, 36–41]. Die Induktivität im Zwischenkreis hat Auswirkung auf die Generatorphasenströme. Bei höherer Induktivität

sind die Ströme geringfügig mit weniger Oberschwingungen behaftet, wodurch die Verluste, verursacht durch die Harmonischen des Generatorphasenstromes, des verwendeten Generators sinken, jedoch im Gegenzug die Verluste der Induktivität im Zwischenkreis ansteigen [18, 36–41].

Der HBG besteht pro Phase aus einer Diode in der oberen und einem IGBT mit antiparalleler Diode in der unteren Halbbrücke, wodurch dieser im Vergleich zum ZLW eine einfachere und kostengünstige Bauweise aufweist [18–20, 26–31, 34, 42–49]. Es kommen bei diesem Gleichrichter zwei Modulationsmethoden zum Einsatz. Zum einen können die IGBTs alle gleichzeitig mit dem gleichen Tastgrad angesteuert werden, wodurch ein ähnliches Verhalten wie beim DR-HSS zu beobachten ist. Zum anderen wird eine sogenannte Phase Advance Methode [30, 34, 42, 43] zur Ansteuerung der IGBTs eingesetzt. Mithilfe dieser können die Generatorphasenströme am Eingang des Gleichrichters so angesteuert werden, dass es eine Phasenverschiebung zwischen Generatorspannung und Generatorphasenstrom möglich ist [18–20, 26–31, 34, 42–49].

Der Vorteil des ZLW liegt darin, dass durch den Einsatz von sechs IGBTs die Steuerbarkeit der Generatorphasenströme und somit eine feldorientierte Regelung des Generators möglich ist. Bei diesem Gleichrichter können die Generatorphasenströme mithilfe von einer Sinus-Dreieck- oder Raumzeigermodulation derart gesteuert werden, dass sie eine Sinusform aufweisen. Dies wirkt sich reduzierend auf die Generatorverluste, verursacht durch die Harmonischen der Generatorphasenströme, sowie auf die Geräuschemissionen, verursacht durch ein pulsierendes Drehmoment, aus [18–21, 26–33, 37–39]. Jedoch ist der Aufwand der Ansteuerung für diesen Gleichrichter, da mehr LHL eingesetzt werden, im Vergleich zum DR-HSS und HBG höher [18–21, 26–33].

Als Regelungsverfahren werden bei Windenergieanlagen Maximum-Power-Point-Tracking (MPPT) Methoden verwendet. Die Grundlage dieser Verfahren bildet die vom Rotor erzeugte mechanische Leistung, die aus dem Wind entnommen werden kann. Diese ist, wie die Glg. (1.1) zeigt, abhängig von der Luftdichte  $\rho$ , der umströmten Rotorfläche  $A$ , der Windgeschwindigkeit  $v$  sowie dem Leistungsbeiwert  $c_p$  (u.a. in [20]).

$$P_{\text{mech},v} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot c_p \cdot A \cdot v^3 \quad (1.1)$$

Die erzeugte mechanische Leistung eines Generators  $P_{\text{mech}}$  ist damit proportional zur dritten Potenz der Windgeschwindigkeit ( $v^3$ ). Je nach Windgeschwindigkeit bilden sich unterschiedliche Leistungskurven in Abhängigkeit der Rotordrehzahl, die, wie die Abb. 1.4 zeigt, unterschiedliche vom Wind abhängige Leistungsmaxima aufweisen. Diese Maxima bilden beim Verbinden eine optimale Leistungskurve, die in Abb. 1.4 durch die blaue Linie angedeutet ist.

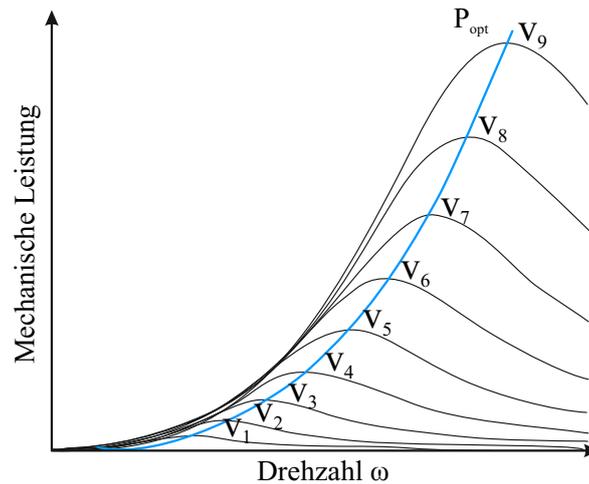


Abb. 1.4: Erzeugte mechanische Leistung einer Windenergieanlage in Abhängigkeit der Generator-drehzahl  $\omega$  für verschiedene Windgeschwindigkeiten  $v$  mit eingezeichneter optimaler Leistungskurve in blau

Abb. 1.5 zeigt einen allgemeinen Überblick über die in Windenergieanlagen verwendete MPPT-Verfahren. Dabei handelt es sich um die Perturbation and Observation-Methode (P&O-Methode) [18, 50–65], die Power Signal Feedback-Methode (PSF-Methode) [18, 53, 58, 63, 64, 66] und die Tip Speed Ratio-Methode (TSR-Methode) [18, 53, 58, 63–65, 67–71], deren Prinzip in Abb. 1.6 dargestellt ist.

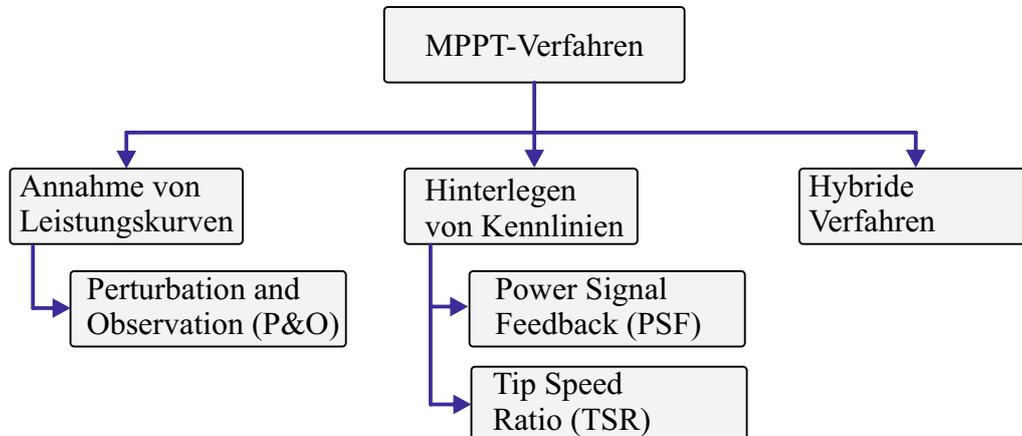
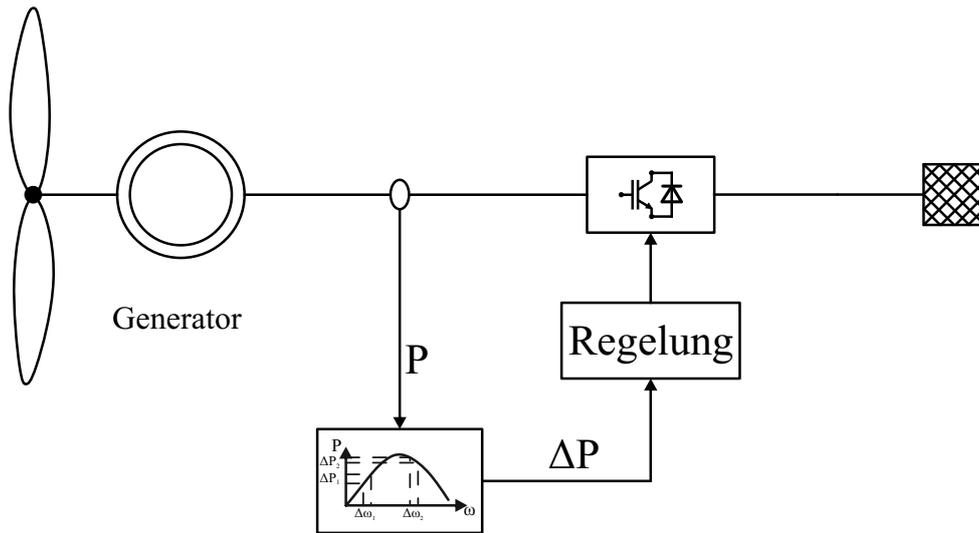
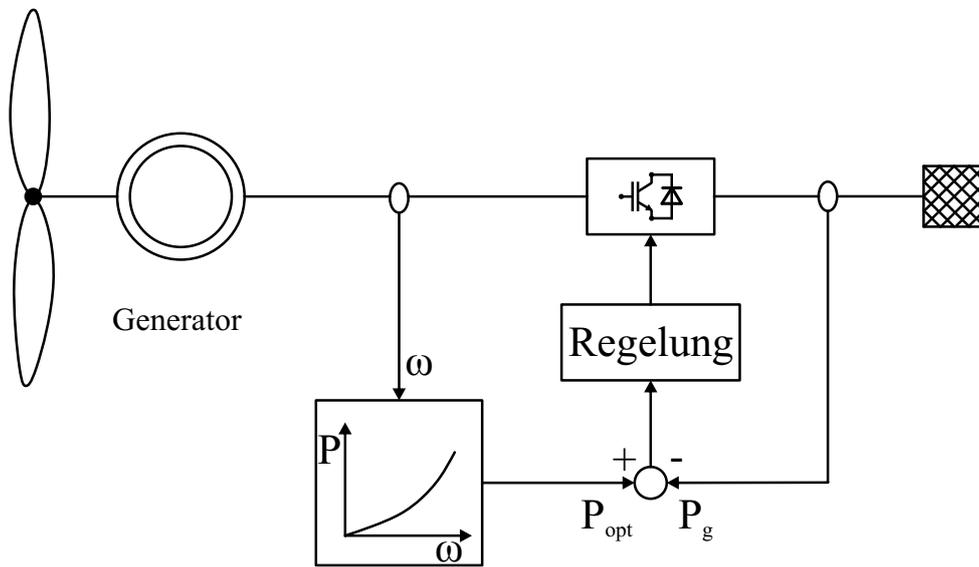


Abb. 1.5: Allgemeiner Überblick der MPPT-Verfahren

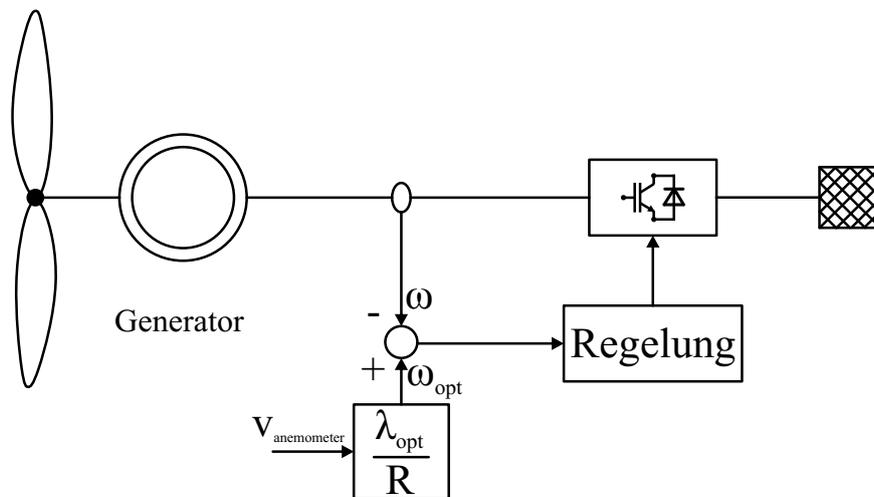
Bei der P&O-Methode handelt es sich um einen Algorithmus, der insbesondere in Photovoltaikanlagen verwendet worden ist [57, 72]. Dabei wird bei der Anwendung bei Windenergieanlagen die Drehzahl verändert und die Leistungsänderung beobachtet. In Abhängigkeit der geänderten Leistung wird die Drehzahl im nächsten Iterationsschritt entsprechend angepasst. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass es einfach und schnell zu implementieren ist und keine Kenntnisse über die aktuelle Windgeschwindigkeit, den Standort oder den Leistungsbeiwert der Windenergieanlage voraussetzt [18, 50–59, 61–65], wodurch diese Methode insbesondere in Kleinwindenergieanlagen oft eingesetzt wird [51, 52].



(a) Perturbation and Observation (P&amp;O)-Methode



(b) Power Signal Feedback (PSF)-Methode



(c) Tip Speed Ratio (TSR)-Methode

Abb. 1.6: Prinzipielle Funktionsweise der MPPT-Verfahren eines permanentenerregten Synchrongenerators

Bei der PSF-Methode wird eine Leistungskurve in Abhängigkeit der Drehzahl hinterlegt, die die optimale Leistung als Stellgröße für die Regelung vorgibt [18, 53, 58, 63–66]. Vorteil dieses Verfahrens ist, dass bei bekannter, optimaler Leistungskurve keine Kenntnis über die aktuell anliegende Windgeschwindigkeit erforderlich ist. Jedoch muss die Leistungskurve durch Simulationen oder bereits durchgeführten Feldversuchen bekannt sein, wodurch der Aufwand im Vergleich zur P&O-Methode höher ist. Abweichungen von der optimalen Leistungskurve, beispielsweise durch falsche Annahmen des Wirkungsgrades des Generators oder durch elektrische, mechanische oder thermische Alterungseffekte, führen dazu, dass nicht die optimale, maximale Leistung dem Wind entnommen wird [18, 53, 58, 64–66].

Die TSR-Methode basiert auf der Annahme, dass der Leistungsbeiwert  $c_p$  einer Windenergieanlage für eine konstante Windgeschwindigkeit für eine bestimmte Schnelllaufzahl (Tip Speed Ratio)  $\lambda$  maximal ist, wie die Abb. 1.7 zeigt. Mithilfe eines Anemometers wird die

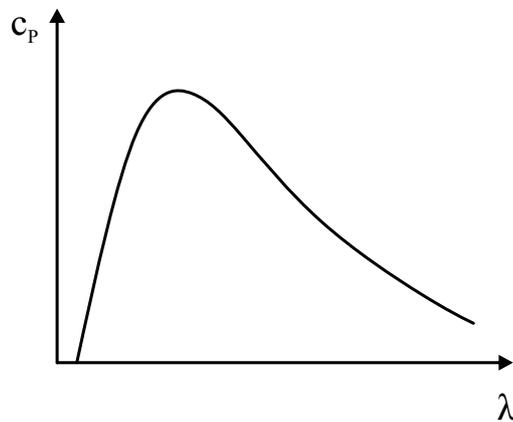


Abb. 1.7: Leistungsbeiwert  $c_p$  in Abhängigkeit der Schnelllaufzahl  $\lambda$  für einen Pitchwinkel von  $\beta = 0^\circ$

Windgeschwindigkeit gemessen und anschließend bei optimaler Schnelllaufzahl die Drehzahl als Stellgröße der Regelung ermittelt [18, 53, 58, 63–65, 67–71]. Die Messung der Windgeschwindigkeit muss, um eine optimale Leistungsausbeute zu erzielen, so genau wie möglich sein, was in vielen Fällen durch die Anbringung des Anemometers hinter den Rotorblättern zu Messabweichungen durch Windschatten führen kann [18, 53, 64, 65]. Zusätzlich muss in diesem Verfahren die optimale Schnelllaufzahl für jede Windenergieanlage individuell ermittelt werden. Denn durch falsche Annahmen, oder im Betrieb durch Alterungseffekte durch mechanische und thermische Belastung, ähnlich wie beim PSF-Verfahren, kann es zu Abweichungen der optimalen Schnelllaufzahl kommen, sodass die optimale Leistung nicht erzeugt wird [18, 53, 58, 59, 64, 65, 67–71].

### 1.3 Zielstellung

Die primäre Frage, mit der sich diese Arbeit beschäftigt, ist:

**Welches ist das optimale Generator-Umrichter-Konzept für eine Kleinwindenergieanlage?**

Um diese Frage zu beantworten werden verschiedene Generator-Umrichter-Konzepte für Kleinwindenergieanlagen für eine Anschlussleistung von 10kW analysiert und miteinander verglichen. Für das Generator-Umrichter-Konzept werden geringe Kosten, ein hoher Wirkungsgrad und ein niedriger THD-Wert in den Generatorphasenströmen gefordert. Hierzu werden die drei Gleichrichterkonzepte, bestehend aus einem PMSG mit einem DR-HSS, einem HBG und einem ZLW, bezüglich der Kosten des Generators und der Gleichrichter, der erzeugten Leistung, des Wirkungsgrades des Generators und der Gleichrichter, des Aufwandes der Ansteuerung und des THD-Wertes der Generatorphasenströme, miteinander verglichen. Dabei wird der PMSG mit einem DR-HSS als Bezugsgröße gewählt. Der netzseitige Wechselrichter wird für alle Umrichter-Konzepte als gleich angenommen. Die Kosten des Generator-Umrichter-Konzeptes setzen sich aus denen des Generators und der Gleichrichter zusammen. In dieser Arbeit werden die Generatorverluste, verursacht durch die Stromüberschwingungen der entsprechenden Gleichrichter, ermittelt. Je höher die Verluste des Generators verursacht durch die jeweiligen Gleichrichter sind, desto größer muss der eingesetzte Generator ausgelegt werden, um die gleiche Leistung am Anschlusspunkt zu erzielen.

Die Kosten eines Gleichrichters setzen sich aus den Kosten der verwendeten LHL, der passiven Elemente und der Messsensoren zusammen. Die Kosten der LHL werden mit der installierten Halbleiterbauleistung ermittelt, sodass in dieser Arbeit die installierten Halbleiterbauleistungen der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte miteinander verglichen werden. Zudem wird für das dazugehörige Steuerungs- und Regelungskonzept gefordert, dass die Anzahl an Messsensoren und die zusätzlichen passiven Bauelemente minimiert werden, das durch den „Aufwand der Ansteuerung“ als Vergleichskriterium ausgedrückt wird.

Jedes der betrachteten Generator-Umrichter-Konzepte soll in der Lage sein, eine möglichst hohe Leistung zu erzeugen und folglich geringe Verluste und damit einen hohen Wirkungsgrad zu erzielen. In dieser Arbeit wird die Leistung am Generatorausgang für alle Generator-Umrichter-Konzepte gleichgesetzt. Als Maß für die Verluste des Generators werden die Harmonischen der Generatorphasenströme, erzeugt durch die verschiedenen Gleichrichterkonzepte und der daraus berechenbare THD-Wert der Generatorphasenströme, herangezogen und miteinander bei gleichem Generator verglichen. Bei einer Eingangsleistung von 10kW sollen die Umrichter-Konzepte einen möglichst hohen Wirkungsgrad aufweisen, der mithilfe der durch die LHL und passiven Bauelemente verursachten Verluste berechnet wird. Hierbei werden stets die Verluste des PMSG mit einem DR-HSS als Bezugsgröße gewählt, da bauform- und materialabhängige Parameter zur Verlustbestimmung nicht bekannt sind.

Mithilfe der erzeugten Leistung und unter Berücksichtigung der auftretenden Verluste können die Erträge einzelner Generator-Umrichter-Konzepte an verschiedenen Windstandorten miteinander verglichen werden und Rückschlüsse auf die Wirtschaftlichkeit einer Anlage gezogen werden, was ebenso in dieser Arbeit für die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte durchgeführt wird.

## 1.4 Übersicht der Arbeit

In dieser Arbeit wird in Kap. 2. der PMSG beschrieben. Neben der Vorstellung des Aufbaus und der allgemeinen Funktionsweise werden die Verluste, verursacht durch die Harmonischen der Generatorphasenströme, berechnet.

In Kap. 3. werden die für den PMSG für Kleinwindenergieanlagen verwendeten Umrichter-Konzepte, der DR-HSS in Kap. 3.1, der HBG in Kap. 3.2 und der ZLW in Kap. 3.3 vorgestellt. Hierbei wird neben dem Aufbau kurz die Funktionsweise, die Berechnung der Generatorphasenströme und der Verluste der LHL und ggf. der passiven Bauelemente erläutert. Anschließend wird auf die Regelungsverfahren für den netzseitigen Wechselrichter, die MPPT-Verfahren der Gleichrichter und die feldorientierte Regelung des maschinenseitigen Wechselrichters eingegangen.

In Kap. 4. erfolgt die Vorstellung eines Windenergieanlagenmodells. Mithilfe dessen werden die Betriebspunkte für den Vergleich der Generator-Umrichter-Konzepte hinsichtlich ausgewählter Kriterien festgelegt.

In Kap. 5. werden die Generator-Umrichter-Konzepte schließlich analysiert und hinsichtlich der Kosten des Generators und der Gleichrichter, der erzeugten Leistung, des Wirkungsgrades des Generators und der Gleichrichter, des Aufwandes der Ansteuerung und des THD-Wertes der Generatorphasenströme für ausgewählte Betriebspunkte miteinander verglichen. Hierfür werden zunächst die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte optimal bezüglich minimaler Kosten, gemessen anhand der Verluste des PMSG, verursacht durch die Harmonischen der Generatorphasenströme, und gemessen anhand der installierten Halbleiterbauleistung, in Kap. 5.1 ausgelegt. Mithilfe der aus der installierten Halbleiterbauleistung ermittelten, optimalen LHL erfolgt eine simulative in Kap. 5.2.1 und experimentelle Untersuchung in Kap. 5.2.2. Bei den Untersuchungen wird die erzeugte Leistung am Generatorausgang und der Wirkungsgrad des Gleichrichters gemessen und analysiert. In Kap. 5.2.1.4 wird der THD-Wert der Generatorphasenströme definiert und analysiert. Abschließend erfolgt ein Fazit der Analysen der Generator-Umrichter-Konzepte mithilfe einer Nutzwertanalyse.

In Kap. 6. erfolgt eine Zusammenfassung, ein Fazit und ein Ausblick der Arbeit.

## 2. Permanenterregter Synchrongenerator

Der Generator dient im Allgemeinen zur elektrischen Energiegewinnung durch den sich bewegenden Rotor einer Windenergieanlage. In Kleinwindenergieanlagen wird in der Regel der langsam drehende PMSG mit einer hohen Polpaarzahl, da dieser getriebelos und somit geräusch- und wartungsarm ist, als Generatoreinheit eingesetzt [15–21, 23]. Es ist keine externe Anregung notwendig, sodass fehleranfällige Komponenten wie zusätzlich schaltende LHL oder Bürsten entfallen und sich die Verluste verringern. Zudem kann ein mit weniger Ansteuerung- und Regelungsaufwand betriebener Diodengleichrichter auf der Generatortseite verwendet werden, der in vielen Kleinwindenergieanlagen zum Einsatz kommt. Als Nachteile sind jedoch die Kosten der Permanentmagnete und der Aufwand des Herstellungsprozesses zu nennen [15, 16, 18–21, 23].

In diesem Kapitel wird der PMSG vorgestellt. Dabei wird zunächst auf die Funktionsweise und den Aufbau eingegangen und die mathematischen Gleichungen erläutert (vgl. Kap. 2.1). Anschließend wird die Berechnung der durch die Oberschwingungen der Generatorphasenströme verursachten Verluste des PMSG nach [73, 74] in Kap. 2.2 vorgestellt.

### 2.1 Funktionsweise und Aufbau

Für den PMSG werden folgende Vereinfachungen angenommen: Es handelt sich um ein dreiphasiges, symmetrisches Wicklungssystem des Stators ohne Nullleiter, es treten keine Sättigungseffekte der Induktivitäten auf und die Maschinenparameter sind temperatur- und stromunabhängig.

Wie die Abb. 2.1 zeigt, kann der Rotor des PMSG auf verschiedene Weisen aufgebaut sein. Es können hierbei die Permanentmagnete, welche das Erregerfeld erzeugen, eingelassen oder aufgeklebt werden, sodass sich Unterschiede in der Ausprägung der Längs- und Querinduktivität ( $L_d$  und  $L_q$ ) des Magnetfeldes ergeben [23, 75, 76]. In dieser Arbeit wird von aufgeklebten Magneten ausgegangen, sodass die Induktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  in der Längs- und Querachse im rotorfesten Koordinatensystem annähernd die gleiche Induktivität ( $L_d = L_q$ ) aufweisen [75–77]. Der Vorteil dieses Rotoraufbaus ist, dass die Induktivität in einem großen Betriebsbereich linear ist.

Bei einer Polpaarzahl von  $p = 1$  befinden sich im Stator drei um  $120^\circ$  räumlich verschobene Spulensysteme, die idealerweise von einem symmetrischen, sinusförmigen Drehspannungssystem ohne Nullleiter gespeist werden, sodass ein umlaufendes Drehfeld entsteht [76]. Aufgrund des durch die Statorströme hervorgerufenen Drehfeldes resultiert im Rotor eine Lorentzkraft, die bei einem Phasenwinkel  $\vartheta \neq 0$  zwischen der Statorspannung  $\underline{U}_S$  und der Polradspannung  $\underline{U}_p$  ein Drehmoment, und somit eine Rotation des Rotors, erzeugt. Aufgrund des um  $120^\circ$  verschobenen Drehfeldes lassen sich die dreiphasigen Wicklungen in ein

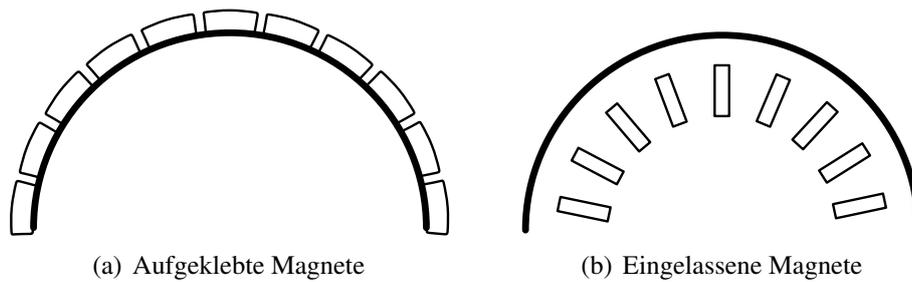
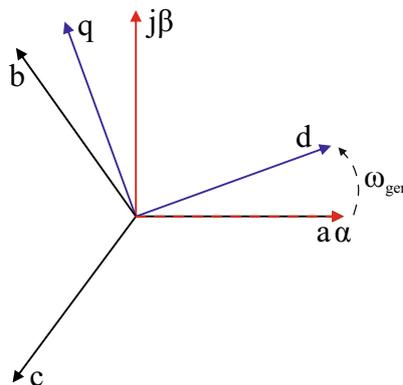


Abb. 2.1: Rotorbauweisen

zweiphasiges statorfestes  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem überführen, bei dem der Rotor eine elektrische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{gen}}$  in Abhängigkeit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{mech}}$  und der Polpaarzahl  $p$  wie folgt aufweist [76]:

$$\omega_{\text{gen}} = \omega_{\text{mech}} \cdot p \quad (2.1)$$

Die Glg. (2.1) bedeutet im Umkehrschluss: Je mehr Polpaare vorhanden sind, desto kleiner ist die mechanische Drehzahl des Rotors, wodurch auf ein Getriebe bei ausreichend hoher Polpaarzahl verzichtet werden kann.

Abb. 2.2: Darstellung des abc-,  $\alpha$ , $\beta$ - und d,q-Koordinatensystems

Für die Spannungsgleichung des Stators in einem statorfesten  $\alpha$ , $\beta$ -Koordinatensystem gilt im Allgemeinen [76, 77]:

$$\underline{U}_S^{\alpha,\beta} = R_S \cdot \underline{I}_S^{\alpha,\beta} + \frac{d\Psi_S^{\alpha,\beta}}{dt} \quad (2.2)$$

Wird die Statorspannung am Rotorfluss orientiert, so muss die Winkeldifferenz  $\gamma_{el}$  zwischen dem statorfesten  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem und dem am Rotor orientieren Koordinatensystem berücksichtigt werden. Für die Umrechnung der Koordinatensysteme gilt [75, 77]:

$$\underline{x}^{\alpha,\beta} = \underline{x}^{d,q} \cdot e^{j\gamma_{el}} \quad (2.3)$$

Wird nun die Darstellung nach Glg. (2.2) am Rotorfluss orientiert, so muss beachtet werden, dass die Amplitude und Lage des Flusses  $\Psi_S$  zeitabhängig sind, sodass bei der Ableitung die

Produktregel ( $f'(x) = u'(x) \cdot v(x) + u(x) \cdot v'(x)$  nach [78]) angewandt werden muss und sich für die Statorspannung folgender Zusammenhang ergibt [75–77]:

$$\underline{U}_S^{d,q} = R_S \cdot \underline{I}_S^{d,q} + \frac{d\Psi_S^{d,q}}{dt} + j\omega_{\text{gen}} \Psi_S^{d,q} \quad (2.4)$$

Physikalisch betrachtet, beschreibt der Term  $\frac{d\Psi_S^{d,q}}{dt}$  die induzierte Spannung, hervorgerufen durch die Amplitudenänderung, und  $j\omega_{\text{gen}} \Psi_S^{d,q}$  die induzierte Spannung aufgrund der Lageänderung des Flusses [76].

Aufgeteilt in die d- und q-Komponente können für die Statorspannung folgende Gleichungen aufgestellt werden, aus denen ersichtlich wird, dass zwischen der d- und q-Komponente eine Verkopplung über die magnetische Flussverkettung, hervorgerufen durch die Transformation in das rotorfixe Koordinatensystem, vorliegt [75, 76]:

$$\begin{aligned} U_{Sd} &= R_S \cdot I_d + \frac{d\Psi_{Sd}}{dt} - \omega_{\text{gen}} \cdot \Psi_{Sq} \\ U_{Sq} &= R_S \cdot I_q + \frac{d\Psi_{Sq}}{dt} + \omega_{\text{gen}} \cdot \Psi_{Sd} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Die Statorflussverkettung  $\Psi_S$  ist hierbei abhängig von der Induktivität und Flussverkettung der Permanentmagnete  $\Psi_{PM}$  [75, 76]:

$$\begin{aligned} \Psi_{Sd} &= L_{Sd} \cdot I_d + \Psi_{PM} \\ \Psi_{Sq} &= L_{Sq} \cdot I_q \end{aligned} \quad (2.6)$$

Die Induktivitäten des Stators lassen sich mittels der Streu-  $L_\sigma$  und Hauptinduktivität  $L_h$  ausdrücken [76]:

$$\begin{aligned} L_{Sd} &= L_{Sd\sigma} + L_h \\ L_{Sq} &= L_{Sq\sigma} + L_h \end{aligned} \quad (2.7)$$

Das sich ergebene Ersatzschaltbild des PMSG mit aufgeklebten Magneten kann aus den Gleichungen (2.5) und Glg. (2.6) schließlich gemäß Abb. 2.3 dargestellt werden.

Werden die Flussverkettungen aus den Glg. (2.6) in Glg. (2.8) eingesetzt, so kann für das Drehmoment  $M$  für einen PMSG mit an der Rotoroberfläche montierten Permanentmagneten folgender Zusammenhang ermittelt werden [75–77]:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{Sd} \cdot I_q - \Psi_{Sq} \cdot I_d) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot I_q \quad (2.8)$$

Aus dieser Gleichung wird ersichtlich, dass das Drehmoment nur von der q-Komponente des Statorstromes abhängt, wodurch das Moment bei Anwendung einer feldorientierten Regelung ausschließlich über die q-Komponente des Stromes geregelt werden kann [77].

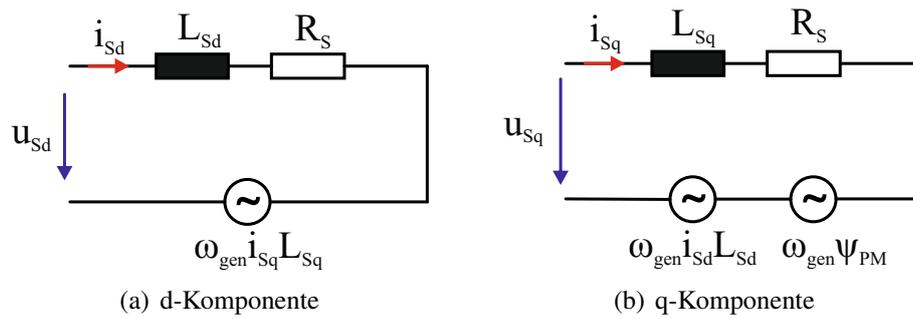


Abb. 2.3: Ersatzschaltbild eines PMSG mit auf den Rotor aufgeklebten Magneten im d-q-Koordinatensystem aufgeteilt in d- und q-Komponente

Eine weitere für den PMSG beschreibende Gleichung ist die Bewegungsgleichung, die einen Zusammenhang zwischen der Drehzahländerung  $\frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt}$ , der Trägheit  $J_{\text{gen}}$  des Systems und dem elektrischen Moment und Lastmoment darstellt [75–77]:

$$J_{\text{gen}} \cdot \frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt} = M_{\text{Elec}} - M_{\text{Last}} \quad (2.9)$$

## 2.2 Verlustberechnungen

In diesem Unterkapitel werden die Verluste des PMSG, die durch die Stromüberschwingungen der Generatorphasenströme verursacht werden, berechnet. Hierbei ist es das Ziel, die Auswirkungen der unterschiedlich verzerrten Ströme der einzelnen Gleichrichter auf die Verluste des Generators und damit auf die Auslegung, die in Kap. 5.1.1 genauer untersucht wird, zu analysieren. Die Verluste eines Generators setzen sich im Allgemeinen aus den ohmschen Verlusten der Statorwicklungen (auch Kupferverluste genannt), den Eisenverlusten und Streuverlusten sowie den mechanischen Verlusten zusammen [79]. In dieser Arbeit wird für den jeweiligen Gleichrichter der gleiche Generator eingesetzt, sodass die mechanischen Verluste nicht genauer betrachtet werden. Es werden lediglich die durch die Harmonischen der Generatorphasenströme verursachten Verluste ermittelt, um die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte gegenüberzustellen. Weiterhin werden die Grundschwingungsverluste im gleichen Betriebspunkt für die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte sowie der Leistungsfaktor  $\cos(\phi)$  als gleich angenommen, sodass auf die Berechnung verzichtet wird. So werden im Folgenden die Eisenverluste, die überwiegend durch die Hysterese- und Wirbelstromverluste bestimmt werden, und Kupferverluste, hervorgerufen durch die Oberschwingungen der Generatorphasenströme, berechnet.

### 2.2.1 Hystereseverluste

Hystereseverluste entstehen durch die Änderung der magnetischen Flussdichte  $\vec{B}$ . Für die Ummagnetisierung der magnetischen Flussdichte  $\vec{B}$  muss Energie aufgewendet werden, wo-

durch Verluste in Abhängigkeit der Ummagnetisierungsfrequenz  $f$  entstehen, die mit Glg. (2.10) ausgedrückt werden können [80].

$$W = \oint \vec{H} d\vec{B} \quad (2.10)$$

$$P = W \cdot f \cdot V$$

Die Hystereseschleife weist bei sinusförmiger magnetischer Flussdichte die schwarze Form aus Abb. 2.4 auf. Bei nicht-sinusförmigen B-Feldern können Einkerbungen auftreten (in rot angedeutet), verursacht beispielsweise durch Verzerrungen der Generatorphasenströme aufgrund von schaltenden LHL. Diese müssen bei der Verlustberechnung berücksichtigt werden [80].

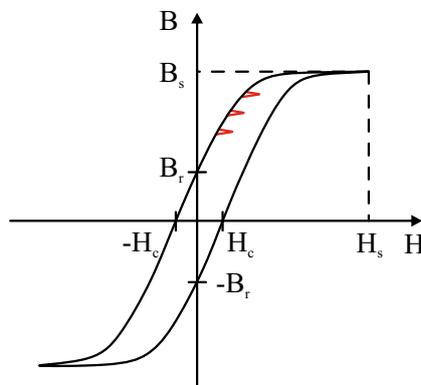


Abb. 2.4: Prinzip der Magnetisierungskurve (Hystereseschleife) mit Kennzeichnung bei Auftritt nicht sinusförmiger B-Felder in rot

Die Basis für die Bestimmung der Hystereseverluste in sinusförmigen B-Feldern bildet die Steinmetzgleichung, die abhängig von dem jeweiligen Material, zusammengefasst in  $k_{\text{Hys}}$ , und der Drehzahl  $\omega_{\text{gen}}$  des Generators ist [79–81]:

$$P_{\text{Hys}} = k_{\text{Hys}} \cdot \omega_{\text{gen}} \cdot \hat{B}^b \quad (2.11)$$

Der Faktor  $b$  stellt hierbei einen materialabhängigen Faktor dar, der zwischen 1,6-2 liegt [80, 81]. In dieser Arbeit wird dieser Faktor zu  $b = 2$  gewählt, um die maximalen Verluste zu erhalten.

### 2.2.2 Wirbelstromverluste

Durch die Ummagnetisierung der magnetischen Flussdichte wird im Eisen des Generators eine Spannung induziert, die Ströme, die sogenannten Wirbelströme, hervorruft, die zu den Eisenverlusten beiträgt.

Die Basis zur Berechnung der durch das Wechselfeld entstehenden Wirbelstromverluste bildet die zweite Maxwell'sche Gleichung, bei der ein negatives magnetisches Wirbelfeld ein

sich zeitlich änderndes elektrisches Feld  $\vec{E}$  über einer Randkurve  $d\vec{A}$  erzeugt [80].

$$\oint \vec{E} \, d\vec{s} = - \int_A \frac{d\vec{B}}{dt} \, d\vec{A} \quad (2.12)$$

Die Stromdichte  $\vec{J}$  ist vom elektrischen Feld  $\vec{E}$  und der elektrischen Leitfähigkeit eines Materials  $\sigma$  abhängig [80]:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (2.13)$$

Die Verlustleistung ist abhängig vom elektrischen Feld  $\vec{E}$  und von der Stromdichte  $\vec{J}$ , sodass gilt:

$$P = \sigma \cdot E^2 \cdot V \quad (2.14)$$

Im Folgenden werden die Wirbelstromverluste in einem Blechpaket nach [82] berechnet. Dazu wird angenommen, dass die Eisenwicklung aus sogenannten Blechpaketen besteht, deren Aufbau in Abb. 2.5 dargestellt wird. Zusätzlich wird angenommen, dass das Blechpaket in x-Richtung eine große Ausdehnung aufweist und von einem homogenen B-Feld in z-Richtung durchdrungen wird [82].

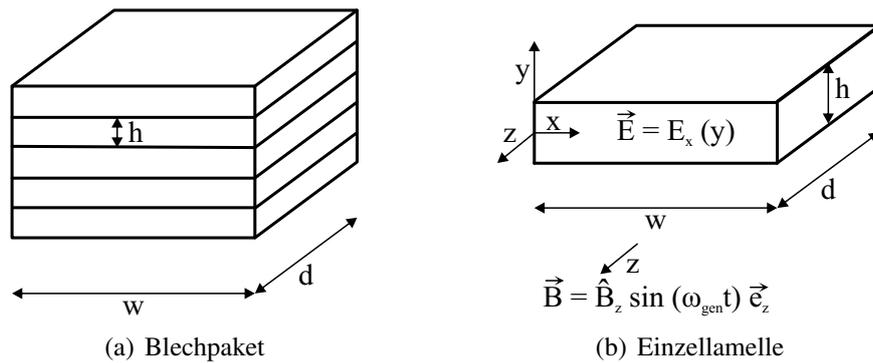


Abb. 2.5: Aufbau eines Blechpaketes zur Berechnung der Wirbelströme in Anlehnung an [82]

Ist die Einzellamelle sehr dünn ( $h \ll d, w$ ), so kann für das E-Feld angenommen werden [82]:

$$\vec{E} = E_x(y) \quad (2.15)$$

Für das elektrische Feld  $\vec{E}$  und die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$  gilt folglich:

$$\begin{aligned} \oint \vec{E} \, d\vec{s} &= E_x(+y) \cdot w + E_x(-y) \cdot w = 2 \cdot w \cdot E_x(y) \\ \int_A \vec{B} \, d\vec{A} &= 2y \cdot w \cdot B_z = 2y \cdot w \cdot \hat{B}_z \sin(\omega_{\text{gen}} t) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Eingesetzt in Glg. (2.12) ergibt sich:

$$2 \cdot w \cdot E_x(y, t) = - \frac{\partial}{\partial t} (2y \cdot w \cdot \vec{B}) \quad (2.17)$$

Umgestellt ergibt sich für das E-Feld:

$$E_x(y,t) = -y \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -y \cdot \omega_{\text{gen}} \cdot \hat{B}_z \cos(\omega_{\text{gen}} t) \quad (2.18)$$

Eingesetzt in Glg. (2.14) ergibt sich für die Wirbelstromverluste:

$$P_{\text{Ed}} = \sigma \cdot E_x^2(y,t) \cdot V = \sigma \cdot y^2 \cdot \hat{B}_z^2 \cos^2(\omega_{\text{gen}} t) \cdot \omega_{\text{gen}}^2 \cdot V \quad (2.19)$$

Wird der zeitliche und räumliche Mittelwert für das Blechpaket berechnet, so ergibt sich für die Wirbelstromverluste mit  $\sigma = \frac{1}{\rho}$ :

$$P_{\text{Ed}} = \frac{1}{h} \int_{-h/2}^{h/2} \frac{1}{2} \sigma \cdot y^2 \cdot \hat{B}_z^2 \cos^2(\omega_{\text{gen}} t) \cdot \omega_{\text{gen}}^2 \cdot V \, dy = V \cdot \frac{\hat{B}_z^2 \cdot \omega_{\text{gen}}^2 \cdot h^2}{24 \cdot \rho} \quad (2.20)$$

Werden die material- und bauformabhängigen Parameter zu einem Faktor  $k_{\text{Ed}}$  zusammengefasst, gilt für die Wirbelstromverluste im Allgemeinen [79, 80, 82, 83]:

$$P_{\text{Ed}} = k_{\text{Ed}} \cdot \hat{B}^2 \cdot \omega_{\text{gen}}^2 \quad (2.21)$$

### 2.2.3 Gesamteisenverluste

Die Gesamteisenverluste setzen sich aus den Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen, sodass sie aus den Glg. (2.11) und Glg. (2.21) berechnet werden [74, 79, 80, 82, 84–88]:

$$P_{\text{Fe}} = P_{\text{Hys}} + P_{\text{Ed}} = k_{\text{Hys}} \cdot \omega_{\text{gen}} \cdot \hat{B}^2 + k_{\text{Ed}} \cdot \hat{B}^2 \cdot \omega_{\text{gen}}^2 \quad (2.22)$$

Beim Einsatz der verschiedenen Gleichrichter ist der Stromverlauf der Generatorphasenströme und somit die magnetische Flussdichte nicht mehr sinusförmig. Daher wird die Glg. (2.22) zur Ermittlung der Eisenverluste mittels einer Fourieranalyse ohne Gleichanteil (vgl. [78]) in ihre Spektralkomponenten zerlegt:

$$B(t) = \sum_n^{\text{inf}} (\hat{B}_{\text{an}} \sin(n\omega t) + \hat{B}_{\text{bn}} \cos(n\omega t)) \quad (2.23)$$

Über eine Periode gemittelt ( $\sum_n (\hat{B}_{\text{an}} \sin(n\omega t) + \hat{B}_{\text{bn}} \cos(n\omega t)) = n \sum_n \hat{B}_n$ ), ergeben sich die Eisenverluste in Abhängigkeit der Amplituden der magnetischen Flussdichte zu [80]:

$$P_{\text{n,Fe}} = P_{\text{n,Hys}} + P_{\text{n,Ed}} = \sum_{n=1}^{\text{inf}} k_{\text{Hys}} \cdot n \cdot \omega_{\text{gen}} \cdot \hat{B}_n^2 + \sum_{n=1}^{\text{inf}} k_{\text{Ed}} \cdot \hat{B}_n^2 \cdot n^2 \cdot \omega_{\text{gen}}^2 \quad (2.24)$$

Im Folgenden wird die magnetische Flussdichte in Abhängigkeit des Generatorphasenstromes berechnet. In [89] wird der Momentanwert der magnetischen Flussdichte für einen bürs-

tenlosen Gleichstrommotor, der oberflächenmontierte Magnete auf dem Rotor aufweist, berechnet. In [73] wird darauf aufbauend die Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte vom Generatorphasenstrom berechnet. Der in [73, 89] betrachtete Gleichstrommotor ist ähnlich wie der in dieser Arbeit verwendete PMSG aufgebaut. Auf dem Rotor werden Permanentmagnete aufgeklebt und die Statorwindungen sind in Nuten eingelassen. Folglich werden die in [73] verwendeten Gleichungen ebenso für den in dieser Arbeit eingesetzten PMSG mit oberflächenmontierten Magneten auf dem Rotor angenommen.

Für die Berechnung der magnetischen Flussdichte wird zunächst die Stromverteilung in einer Nut für einen einphasigen Leiter berechnet, dessen Aufbau in Abb. 2.6 dargestellt ist. Hierbei wird angenommen, dass die Stromverteilung in einer Nut der Breite  $b_0$  gleich ist, sodass der Strombelag  $J$  in einer Nut in Abhängigkeit des Statorradius  $R_S$  und der Rotorlage  $\alpha$  wie folgt berechnet wird [73]:

$$J = \begin{cases} \frac{i(t)}{b_0} & \text{für } -\frac{b_0}{2R_S} \leq \alpha \leq \frac{b_0}{2R_S} \text{ beispielsweise in einer Nut} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.25)$$

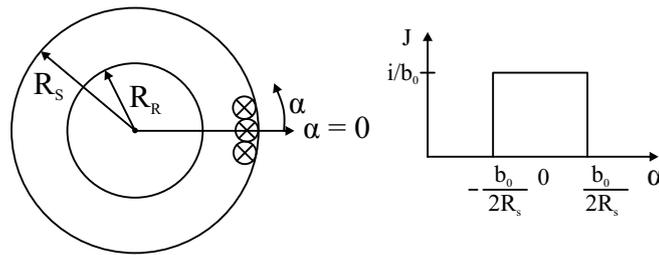


Abb. 2.6: Stromverteilung einer Windung in einer Nut für einen einphasigen Leiter eines PMSG

Der Strombelag kann in Fourierkoeffizienten unter der Berücksichtigung, dass es sich um eine gerade Funktion handelt ( $f(x) = f(-x)$ ), wodurch folglich die Hälfte der Koeffizienten der Fourierreihe Null sind, aufgeteilt werden, sodass gilt [73, 78]:

$$J = \frac{i(t)}{2\pi \cdot R_S} + \frac{2 \cdot i(t)}{\pi \cdot b_0} \sum_m \frac{1}{m} \sin\left(m \cdot \frac{b_0}{2 \cdot R_S}\right) \cos(m\alpha) \quad (2.26)$$

Um die magnetische Feldstärke  $H$  und über  $B = \mu_0 \cdot H$  die magnetische Flussdichte in Abhängigkeit des Radius des Rotors  $R_R$  und Stators  $R_S$  sowie in Abhängigkeit der Rotorlage  $\alpha$  zu berechnen, wird die Laplacegleichung in Polarkoordinaten aufgestellt. Es handelt sich hierbei um eine partielle Differentialgleichung, die aufgrund des radialen Aufbaus des PMSG verwendet wird [73, 90]:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \alpha^2} = 0 \quad (2.27)$$

Unter der Annahme, dass die Permeabilität des Stators und Rotors sehr groß ist, müssen für das Lösen der Laplacegleichung folgende Randbedingungen für die magnetische Feldstärke in Abhängigkeit des Radius  $r$  und der Rotorlage  $\alpha$  erfüllt werden [73]:

$$\begin{aligned} H(\alpha, r = R_S) &= 0 \\ H(\alpha, r = R_R) &= -J \end{aligned} \quad (2.28)$$

Die allgemeine Lösung der Laplacegleichung für  $\varphi(\alpha, r)$  erfolgt mithilfe der Fourierkoeffizienten, sodass gilt [73, 90]:

$$\begin{aligned} \varphi(\alpha, r) &= \sum_m (A_m r^m + B_m r^{-m}) (C_m \cos(m\alpha) + D_m \sin(m\alpha)) \\ &\quad + (A_0 \ln(r) + B_0) (C_0 \alpha + D_0) \\ H(r) &= -\frac{\partial \varphi}{\partial r} \\ H(\alpha) &= -\frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial \alpha} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Mit  $B = \mu_0 \cdot H$  kann für die magnetische Flussdichte nach Ableiten der allgemeinen Lösung der Laplacegleichung und unter Berücksichtigung der Randbedingungen aus Glg. (2.28) folgender Zusammenhang hergestellt werden [73]:

$$\begin{aligned} B(\alpha, r, t) &= \mu_0 \cdot \frac{i(t)}{\pi} \cdot \frac{1}{r} \sum_m \left\{ \frac{\sin\left(m \cdot \frac{b_0}{2R_S}\right)}{m \cdot \frac{b_0}{2R_S}} \right\} \cdot \left(\frac{r}{R_S}\right)^m \cdot \frac{1 + \left(\frac{R_R}{r}\right)^{2m}}{1 - \left(\frac{R_R}{R_S}\right)^{2m}} \cdot \sin(m\alpha) \\ &\quad + \frac{i(t)\alpha}{2\pi} \cdot \frac{1}{\ln\left(\frac{R_S}{R_R}\right)} \cdot \left\{ \ln\left(\frac{R_R}{r}\right) - 1 \right\} \\ &= \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{i(t)}{\delta} \sum_m \frac{1}{m} \cdot K_{so,m} \cdot F_m(r) \cdot \sin(m\alpha) \\ &\quad + \mu_0 \cdot \frac{i(t)\alpha}{2\pi} \cdot \frac{1}{\ln\left(\frac{R_S}{R_R}\right)} \cdot \left\{ \ln\left(\frac{R_R}{r}\right) - 1 \right\} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Hierbei werden Koeffizienten für die Größe einer Nut  $K_{so,m}$  in Glg. (2.31) und die Funktion für den Radius des Rotors und Stators  $F_m(r)$  in Glg. (2.32) eingeführt, die sich wie folgt zusammensetzen [73, 74]:

$$K_{so,m} = \frac{\sin\left(m \cdot \frac{b_0}{2R_S}\right)}{m \cdot \frac{b_0}{2R_S}} \quad (2.31)$$

$$F_m(r) = \delta \cdot \frac{m}{r} \cdot \left(\frac{r}{R_S}\right)^m \frac{1 + \left(\frac{R_R}{r}\right)^{2m}}{1 - \left(\frac{R_R}{R_S}\right)^{2m}} \quad (2.32)$$

Mit:

- $N$  : Windungsanzahl der einzelnen Phasen
- $m$  : Fourierkoeffizient für die Berechnung des Strombelages
- $\delta$  : Effektive Luftspatlänge
- $K_{so,m}$  : Koeffizient für Größe  $b_0$  der Nut (Glg. (2.31))
- $F_m$  : Funktion für Radius des Rotors  $R_r$  und Stators  $R_s$  (Glg. (2.32))

Die Glg. (2.30) kann unter den Annahmen, dass der Winkel  $\alpha$  in der Mitte einer Nut Null ist und die Verteilung der magnetischen Flussdichte gleich ist, in Abhängigkeit der Windungszahl  $N$  vereinfacht werden zu [73, 74]:

$$B(\alpha, r, t) = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N}{\pi \cdot \delta} \cdot i(t) \sum_m \frac{1}{m} \cdot K_{so,m} \cdot K_{p,m} \cdot K_{d,m} \cdot F_m(r) \cdot \cos(m\alpha) \quad (2.33)$$

Hierbei werden zwei weitere Faktoren eingeführt:  $K_{p,m}$  und  $K_{d,m}$ ,  $K_{p,m}$  spiegelt ein Wicklungsfaktor dar, der den Wicklungsabstand beschreibt (vgl. Glg. (2.36)). Zusätzlich wird unter Berücksichtigung, dass es sich um eine dreiphasige Wicklung handelt, der Faktor  $K_{d,m}$  in Glg. (2.34) eingeführt, der den Zusammenhang zwischen der Anzahl an Nuten pro Pol und Phase herstellt:

$$K_{d,m} = \frac{\sin\left(q \cdot \frac{m \cdot \pi}{Q_s}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{m \cdot \pi}{Q_s}\right)} \quad (2.34)$$

$$q = \frac{Q_s}{2 \cdot p \cdot 3} \quad (2.35)$$

$$K_{p,m} = \sin\left(m \cdot \frac{\alpha_y}{2}\right) \quad (2.36)$$

Mit:

- $K_{d,m}$  : Koeffizient für Anzahl der Nuten pro Pol und Phase  $q$  (Glg. (2.34), Glg. (2.35))
- $Q_s$  : Anzahl der Nuten
- $p$  : Polpaarzahl
- $K_{p,m}$  : Koeffizient für Wicklungsabstand  $\alpha$  (Glg. (2.36))

Werden die Ströme der drei Phasen in der Fourierkoeffizientendarstellung betrachtet, so kann der Strom in einem dreiphasigen System wie folgt angenommen werden:

$$\begin{aligned} i_{gen,1}(t) &= \sum_n I_{gen,n} \cdot \sin(n \cdot \omega_{gen} t + \phi_n) \\ i_{gen,2}(t) &= \sum_n I_{gen,n} \cdot \sin\left(n \cdot \omega_{gen} t \pm \frac{2\pi}{3} + \phi_n\right) \\ i_{gen,3}(t) &= \sum_n I_{gen,n} \cdot \sin\left(n \cdot \omega_{gen} t \pm \frac{4\pi}{3} + \phi_n\right) \end{aligned} \quad (2.37)$$

Hierbei stellt  $I_{n,gen}$  die Höhe der Harmonischen der  $n$ -ten Ordnung dar.

Unter Berücksichtigung, dass es sich um ein dreiphasiges System handelt, muss die gesamte magnetische Feldstärke der einzelnen Phasen addiert werden, die jeweils im  $120^\circ$  zueinander verschoben sind, sodass unter Einbeziehung von Glg. (2.37) gilt [73, 74]:

$$\begin{aligned}
 B_{\text{ges}}(\alpha, r, t) &= B_{\text{gen},1}(\alpha, r, t) + B_{\text{gen},2}(\alpha, r, t) + B_{\text{gen},3}(\alpha, r, t) \\
 &= \mu_0 \frac{2 \cdot N}{\pi \delta} \sum_m \frac{1}{m} \cdot K_{\text{so},m} \cdot K_{\text{d},m} \cdot K_{\text{p},m} \cdot F_m(r) \\
 &\quad \cdot \left( i_{\text{gen},1} \cos(m\alpha) + i_{\text{gen},2} \cos\left(m\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{\text{gen},3} \cos\left(m\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (2.38) \\
 &= \mu_0 \frac{2 \cdot N}{\pi \delta} \sum_n I_{\text{gen},n} \sum_m \frac{1}{m} \cdot K_{\text{so},m} \cdot K_{\text{d},m} \cdot K_{\text{p},m} \cdot F_m(r)
 \end{aligned}$$

Wird Glg. (2.38) in Glg. (2.24) eingesetzt und die beschriebenen Annahmen zur Vereinfachung der Koeffizienten angewandt ( $K_{\text{so},m} = 1$ ), so können, unter Berücksichtigung der Materialkonstanten  $K_{\text{Ed}}$  und  $K_{\text{Hys}}$  aus Glg. (2.39), die Eisenverluste in Abhängigkeit der Harmonischen der Generatorphasenströme wie folgt berechnet werden [74, 87, 88]:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{Fe}} &= K_{\text{Ed}} \sum_n (n \cdot \omega_{\text{gen}})^2 I_{\text{gen},n}^2 + K_{\text{Hys}} \sum_n n \cdot \omega_{\text{gen}} \cdot I_{\text{gen},n}^2 \\
 &\text{mit} \\
 K_{\text{Ed}} &= k_{\text{Ed}} \cdot \left( \mu_0 \frac{2 \cdot N}{\pi \delta} \sum_m \frac{1}{m} \cdot K_{\text{d},m} \cdot K_{\text{p},m} \cdot F_m(r) \right)^2 \quad (2.39) \\
 K_{\text{Hys}} &= k_{\text{Hys}} \cdot \left( \mu_0 \frac{2 \cdot N}{\pi \delta} \sum_m \frac{1}{m} \cdot K_{\text{d},m} \cdot K_{\text{p},m} \cdot F_m(r) \right)^2
 \end{aligned}$$

Hierbei wird der materialabhängige Faktor der Hystereseverluste  $b$  zu 2 gewählt, um maximale Verluste zu berücksichtigen. Glg. (2.39) zeigt schließlich die Abhängigkeit der Eisenverluste von den Oberschwingungen der Generatorphasenströme.

#### 2.2.4 Analyse der Koeffizienten der Hysterese- und Wirbelstromverluste

Die durch die Oberschwingung der Generatorphasenströme hervorgerufenen Hysterese- und Wirbelstromverluste unterscheiden sich neben der Drehzahl und Ordnungszahl der Harmonischen in den Koeffizienten  $k_{\text{Hys}}$  und  $k_{\text{Ed}}$ . In [91] werden diese Koeffizienten der Eisenverluste mithilfe eines „multifrequency“-Epstein Tests im Frequenzbereich von 20 – 400 Hz in Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte  $\vec{B}$  für eine permanenterregte Synchronmaschine mit eingelassenen Magneten ermittelt. In [87] werden die Koeffizienten  $k_{\text{Hys}}$  und  $k_{\text{Ed}}$  einer permanenterregten Synchronmaschine mit aufgeklebten Magneten und in [92] eines Asynchronmotors untersucht. Es zeigt sich, dass der Koeffizient der Hystereseverluste  $k_{\text{Hys}}$  mit steigender magnetischer Flussdichte und höherer Frequenz steigt, sowie, dass der Parameter materialabhängig ist [87, 91, 92]. Während der Koeffizient für die Wirbelstromverluste

mit

$$k_{\text{Ed}} = \frac{1}{6\rho} \cdot \pi^2 \cdot h^2 \cdot \sigma \quad (2.40)$$

angenähert werden kann, gibt es für den Koeffizienten der Hystereseverluste  $k_{\text{Hys}}$  keine allgemeine Gleichung [87, 91]. In den Untersuchungen zeigt sich, dass im gesamten Bereich der magnetischen Flussdichte der Koeffizient der Hystereseverluste stets kleiner als der der Wirbelstromverluste ist [87, 91, 92]. Während das Verhältnis von  $k_{\text{Hys}}$  zu  $k_{\text{Ed}}$  bei der permanenterregten Synchronmaschine mit eingelassenen Magneten in [91] bei ca. 1 zu 10 liegt, und in [92] bei dem untersuchten Asynchronmotor bei ca. 1 zu 1000 ist, beträgt das Verhältnis der beiden Koeffizienten  $k_{\text{Hys}}$  zu  $k_{\text{Ed}}$  in der untersuchten permanenterregten Synchronmaschine in [87] ca. 1/100. Da das Verhältnis dieser beiden Koeffizienten nicht genau festgelegt werden kann, werden die Hysteresee- und Wirbelstromverluste in den Analysen in Kap. 5.1.1 getrennt untersucht.

### 2.2.5 Kupferverluste

Weitere Verluste, die in der Maschine auftreten, sind die Kupferverluste. Diese sind abhängig vom Wicklungswiderstand und dem Effektivwert des Generatorphasenstromes. Die Grundschwingungsverluste in Abhängigkeit der Kupferdichte  $\rho_{\text{Cu}}$ , der Länge der Windung  $l_b$  und der Wicklungsquerschnittsfläche  $A_w$  berechnen sich wie folgt [93]:

$$P_{\text{cu}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot R_{\text{cu}} \quad (2.41)$$

mit

$$R_{\text{cu}} = \rho_{\text{Cu}} \frac{l_b}{A_w}$$

Werden die Oberschwingungen der Kupferverluste berücksichtigt, so wird folgender Zusammenhang nach [88, 94] ermittelt:

$$P_{\text{cu}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot R_{\text{cu}} + \sum_n R_{n,\text{cu}} \cdot I_n^2 \quad (2.42)$$

Hierbei müssen der Skin- und Proximityeffekt berücksichtigt werden, die durch die Konstanten  $K_{n,\text{se}}$  und  $K_{n,\text{pe}}$  dargestellt werden [88, 94].

$$R_{n,\text{Cu}} = R_{\text{Cu}} \cdot (K_{n,\text{se}} + K_{n,\text{pe}}) \quad (2.43)$$

Beim Skineffekt wird davon gesprochen, wenn die Stromdichte aufgrund von Wechselfeldern in einem Leiter nicht gleichmäßig verteilt ist. Diese ist dann im inneren eines Leiters geringer ist als im äußeren Bereich, sodass sich die effektive Querschnittsfläche dessen verkleinert [95]. Beim Proximityeffekt handelt es sich um die Stromverdrängung nebeneinanderliegender, mit Wechselstrom durchflossenen Leitern, hervorgerufen durch den magneti-

schen Streufluss zwischen ihnen. Dies hat zur Folge, dass die Stromdichte an Leiteroberflächen höher ist, der effektive Widerstand sich vergrößert und die Strombelastung an den Außenseiten der Leiter erhöht ist [95].

In [94] werden die Kupferverluste, verursacht durch die Skin- und Proximityeffekte, bei einer permanenterregten Synchronmaschine mit einer Hystereseregung untersucht. Es zeigt sich, dass in Abhängigkeit der Drahtlänge und der Anzahl der Windungen unterschiedliche Oberschwingungsverluste auftreten. Bei einer hohen Drahtlänge und kleiner Anzahl an Windungen sind die durch den Skin- und Proximityeffekt verursachten Verluste geringer als bei einer kleinen Drahtlänge und einer hohen Anzahl an Windungen [94]. Insgesamt sind die Verluste durch die Oberschwingungen zwar geringer als die Grundschwingungsverluste, jedoch nicht vernachlässigbar.

### **2.3 Zusammenfassung**

In diesem Kapitel ist der PMSG mit aufgeklebten Magneten in seiner Funktionsweise und in seinem Aufbau vorgestellt und die mathematischen Gleichungen beschrieben worden. Weiter sind die Eisen- und Kupferverluste jeweils hervorgerufen durch die Stromoberschwingungen berechnet worden. Die Oberschwingungen der Generatorphasenströme werden durch den entsprechenden eingesetzten Gleichrichter unterschiedlich beeinflusst. Entsprechende Analysen werden in Kap. 5.1.1 durchgeführt. Zunächst werden jedoch die drei in dieser Arbeit betrachteten Gleichrichter im folgenden Kapitel vorgestellt.

### 3. Umrichter-Konzepte für Kleinwindenergieanlagen

In diesem Kapitel werden die Umrichter-Konzepte für Kleinwindenergieanlagen jeweils in Verbindung mit einem PMSG vorgestellt. Jedes Konzept besteht, wie die Abb. 3.1 zeigt, aus einem maschinenseitigen Gleichrichter und einem netzseitigen ZLW. Da bei jedem Umrichter-Konzept der netzseitige Wechselrichter gleich angenommen wird, wird für diesen lediglich auf die Auslegung der Regelung in Kap. 3.1.4.1 eingegangen. Als maschinenseitige Gleichrichter werden in dieser Arbeit die drei Topologien, der DR-HSS in Kap. 3.1, der HBG in Kap. 3.2 und der ZLW in Kap. 3.3, vorgestellt (vgl. Abb. 3.1). Jeweils einleitend werden der Aufbau und die Funktionsweise der einzelnen Gleichrichter beschrieben. Anschließend werden die Generatorphasenströme berechnet, die in der Literatur für den DR-HSS und HBG bei konstanter Zwischenkreisspannung teilweise nicht vorliegen. Auf Basis der Generatorphasenströme können die Verluste der LHL und passiven Bauelemente berechnet werden. Abschließend werden für jedes Umrichter-Konzept die Regelungsverfahren vorgestellt und ein optimales MPPT-Verfahren ausgewählt.

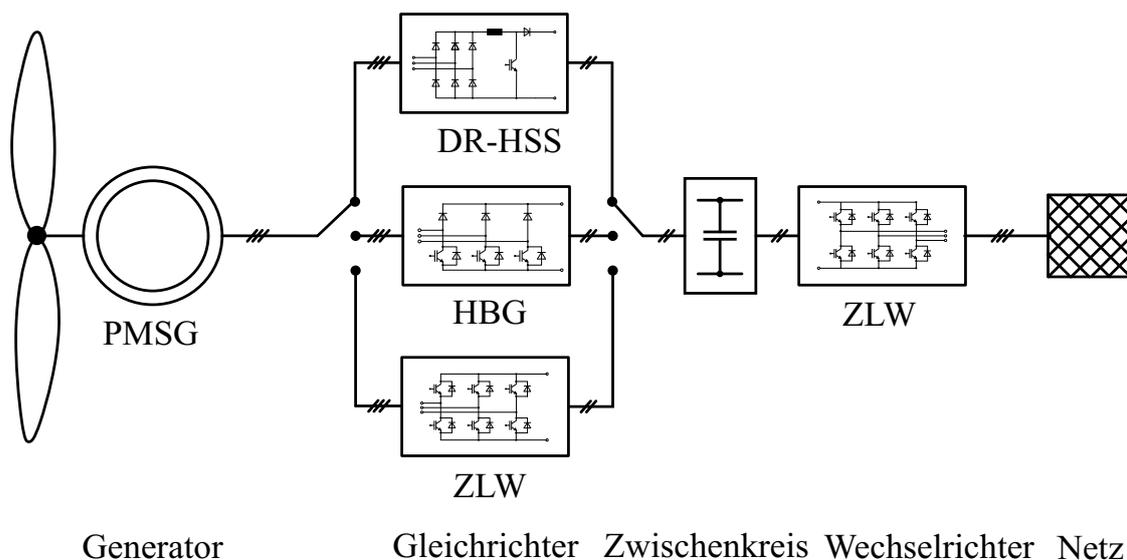


Abb. 3.1: Antriebsstrang einer Windenergieanlage mit verschiedenen Umrichterkonzepten: Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS), Halbbrückengleichrichter (HBG) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW)

#### 3.1 Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller

In diesem Kapitel wird der DR-HSS für die Anwendung in einer Kleinwindenergieanlage vorgestellt. In Kleinwindenergieanlagen ist der DR-HSS am weitesten verbreitet, da dieser sich durch seine einfache, kostengünstige und robuste Bauweise auszeichnet [18–21, 26–33]. Anders als bei einem reinen Diodengleichrichter als AC/DC-Antriebsumrichter kann durch den Hochsetzsteller die Spannung im Zwischenkreis so angehoben werden, dass bereits bei geringen Drehzahlen eine Leistung in das Netz abgegeben werden kann.



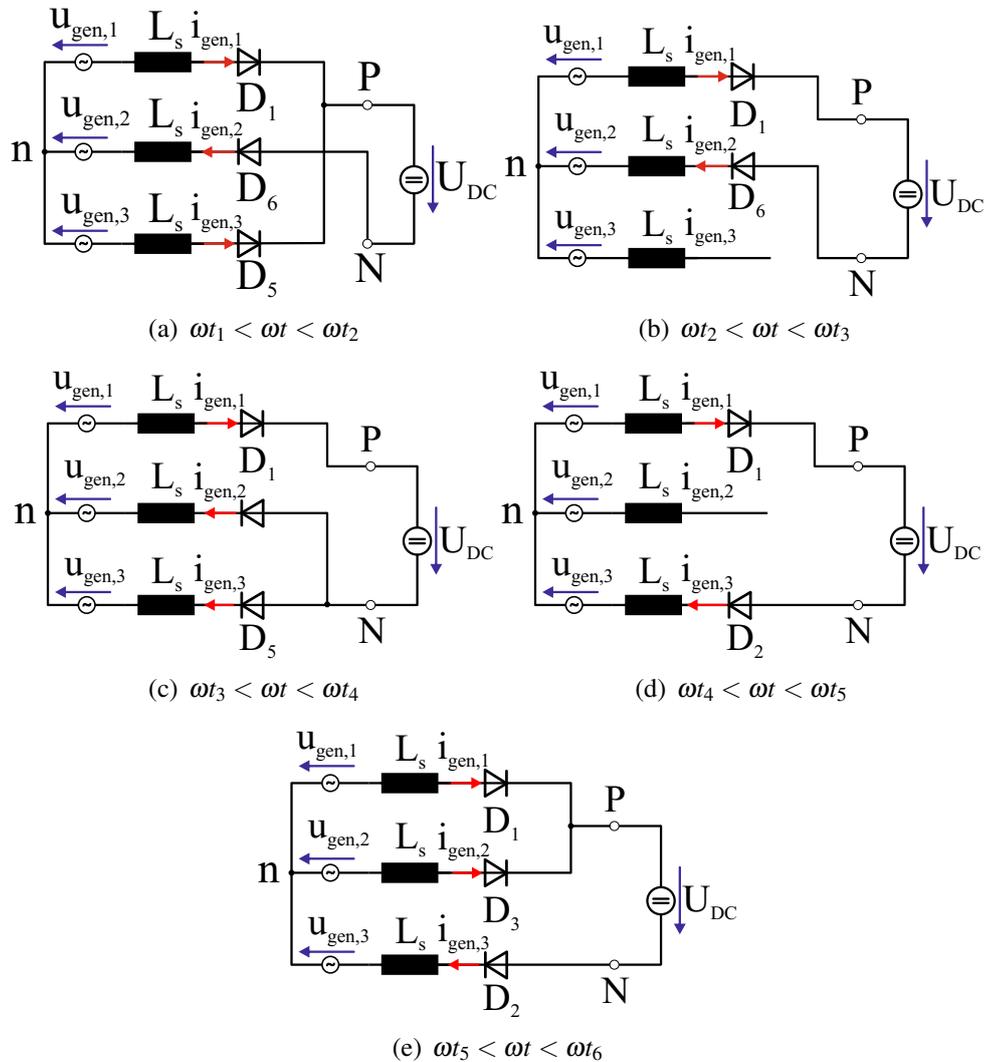


Abb. 3.3: Leit- und Kommutierungsverhalten der Dioden eines permanenterrregten Synchrongenerators mit einem reinen Diodengleichrichter unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes bei konstanter Zwischenkreisspannung und positivem Stromfluss der ersten Phase in Anlehnung an [101]: Stromflussrichtung der einzelnen Phasen in rot eingezeichnet

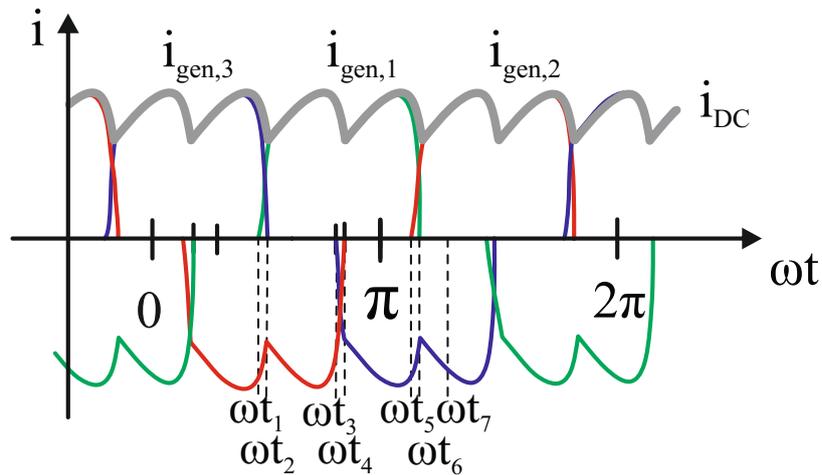


Abb. 3.4: Generatorphasenstrom- und Zwischenkreisstromverläufe des reinen Diodengleichrichters mit konstanter Zwischenkreisspannung im kontinuierlichen Betrieb: grün: Phase 3, blau: Phase 1, rot: Phase 2, grau: Zwischenkreisstrom

setzsteller ist in der Lage diese zu erhöhen. Die Spannungs- und Stromverläufe im Zwischenkreis im kontinuierlichen Betrieb sind in Abb. 3.5 dargestellt.

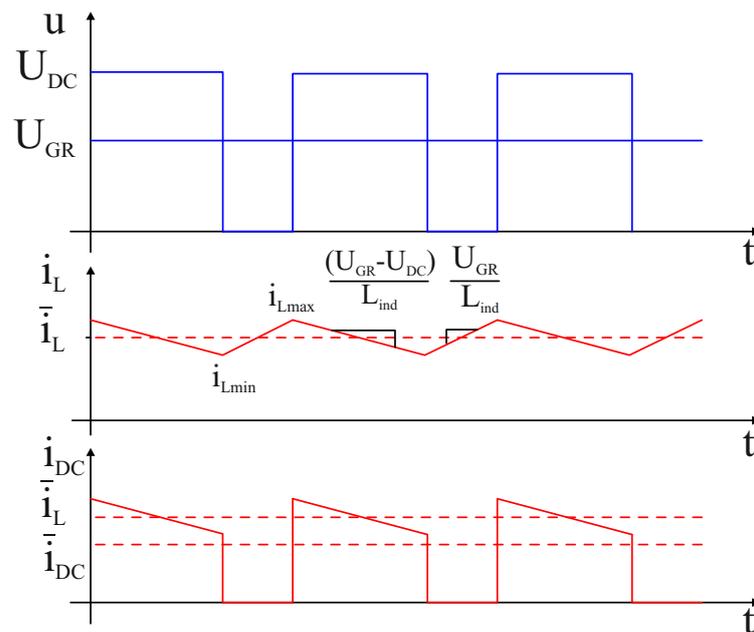


Abb. 3.5: Zeitverläufe der Ein- und Ausgangsspannung  $U_{GR}$  und  $U_{DC}$ , des Induktivitätsstromes  $i_L$  und des Diodenstromes  $i_{DC}$  des Hochsetzstellers im kontinuierlichen Betrieb

Ist der IGBT eine Zeit  $0 \leq t \leq \omega T_E$  eingeschaltet, so liegt die vom Diodengleichrichter gleichgerichtete Spannung  $U_{GR}$  an der Induktivität  $L_{ind}$  an und der Strom  $I_L$  steigt. Ist der IGBT für eine Zeit  $\omega T_E \leq t \leq \omega T_s$  ausgeschaltet, so liegt die Spannungsdifferenz der gleichgerichteten Spannung  $U_{GR}$  und der durch den Wechselrichter konstant gehaltenen Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  an der Induktivität an und der Strom sinkt [38, 93]. Somit kann eine Beziehung des sich ändernden Stromes durch die Induktivität in Abhängigkeit der Ein- und

Ausgangsspannung des Hochsetzstellers  $U_{GR}$  und  $U_{DC}$  nach Glg. (3.1) aufgestellt werden.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \begin{cases} \frac{U_{GR}}{L_{ind}} & \text{für } 0 \leq t \leq \omega T_E \\ \frac{U_{GR} - U_{DC}}{L_{ind}} & \text{für } \omega T_E \leq t \leq \omega T_s \end{cases} \quad (3.1)$$

Mit Einführung der für den Hochsetzsteller charakteristischen Größe des Tastgrades  $a$  verhalten sich die Ein- und Ausgangsspannung wie folgt zueinander:

$$\begin{aligned} a &= \frac{T_E}{T} \\ U_{DC} &= \frac{U_{GR}}{1 - a} \end{aligned} \quad (3.2)$$

### 3.1.2 Berechnung der Generatorphasenströme

In diesem Kapitel wird zunächst der Generatorphasenstrom eines PMSG mit einem Diodengleichrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes berechnet und gezeigt, dass die Berechnungen mit simulierten Generatorphasenstromverläufen übereinstimmen. Anschließend werden diese Berechnungen auf den DR-HSS mit dem Ziel erweitert, die Abhängigkeit des Generatorphasenstromes von der Schaltfrequenz des IGBT und der Hochsetzstellerinduktivität zu zeigen.

#### 3.1.2.1 Berechnung der Generatorphasenströme der Diodengleichrichters

Die Generatorphasenströme eines Diodengleichrichters mit konstanter Zwischenkreisspannung werden in vielen Veröffentlichungen berechnet [96–99, 101, 102]. Für die Generatorspannungen gilt:

$$\begin{aligned} u_{gen,1}(t) &= \hat{U}_{gen} \cdot \sin(\omega t - \phi) \\ u_{gen,2}(t) &= \hat{U}_{gen} \cdot \sin\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{gen,3}(t) &= \hat{U}_{gen} \cdot \sin\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Für die Berechnung des Generatorphasenstromes wird der kontinuierliche Fall betrachtet, bei dem der Strom innerhalb einer Halbperiode zwischen zwei Spannungsmaxima nicht zurück auf Null sinkt. Für die in Abb. 3.3 eingezeichneten Leitintervalle bei positivem Stromfluss der Phase 1 wird im Folgenden die mathematische Herleitung gegeben. In den verschiedenen Zeitintervallen, die in Abb. 3.3 und Abb. 3.4 eingezeichnet sind, können mithilfe der Kirchhoff'schen Gesetze Differentialgleichungssysteme aufgestellt werden, die entsprechend gelöst werden können:

**Zeitintervall  $\omega t_1 < \omega t < \omega t_2$ :**

Der erste Zeitraum wird durch die Kommutierung des Generatorphasenstromes der dritten Phase auf die erste Phase bestimmt (vgl. Abb. 3.3 a)). Das Ende des Zeitintervalls tritt auf, wenn der Strom der dritten Phase Null wird. Daher kann nach den Kirchhoff'schen Gesetzen folgendes Differentialgleichungssystem aufgestellt werden:

$$\begin{aligned} 0 &= -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + U_{\text{DC}} + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t) \\ 0 &= -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} - L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t) \\ i_{\text{gen},2}(t) &= i_{\text{gen},1}(t) + i_{\text{gen},3}(t) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Durch Einsetzen der Glg. (3.3) für die entsprechenden Generatorphasenspannungen kann der Generatorphasenstrom der ersten Phase für das erste Zeitintervall mithilfe von  $\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2}$  aus [78] wie folgt vereinfacht werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) - \frac{1}{3} U_{\text{DC}} \right) \quad (3.5)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  führt die vorherige Gleichung im ersten Zeitintervall zu folgendem Zusammenhang für den Generatorphasenstrom:

$$\begin{aligned} i_{\text{gen},1}(t) &= \frac{1}{\omega_s L_s} \int_{\omega t_1}^{\omega t} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) - \frac{1}{3} U_{\text{DC}} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega_s L_s} \left[ \hat{U}_{\text{gen}} (-\cos(\omega t) + \cos(\omega t_1)) + U_{\text{DC}} \left( -\frac{1}{3} \omega t + \frac{1}{3} \omega t_1 \right) \right] \end{aligned} \quad (3.6)$$

Anhand dieser Gleichung ist bereits ersichtlich, dass der Generatorphasenstrom von der Generatorinduktivität  $L_s$  und der Generatorzahl mittels  $f_s = \frac{n \cdot p}{60}$  abhängt. Die weiteren Zeitintervalle werden im Anhang in Kap. 8.1 berechnet.

**3.1.2.2 Zusammenfassung der Berechnung**

In Abb. 3.6 sind der berechnete und simulierte Verlauf des Generatorphasenstromes für verschiedene Eingangsspannungen unter Vernachlässigung und Berücksichtigung des Statorwiderstandes für einen Diodengleichrichter dargestellt. Die Zwischenkreisspannung von 700 V wird durch einen netzseitigen Wechselrichter konstant gehalten. Die Generatorspannungen werden durch Wechselspannungsquellen ersetzt. Es ist zu erkennen, dass der berechnete und simulierte Verlauf übereinstimmen. Unter Berücksichtigung des Statorwiderstandes von  $R_s = 1,2 \Omega$ , sind leichte Abweichungen aufgrund des nicht berücksichtigten Spannungsabfalls über dem Widerstand zum berechneten Verlauf zu verzeichnen (vgl. Abb. 3.6 b)). Diese können jedoch vernachlässigt werden.

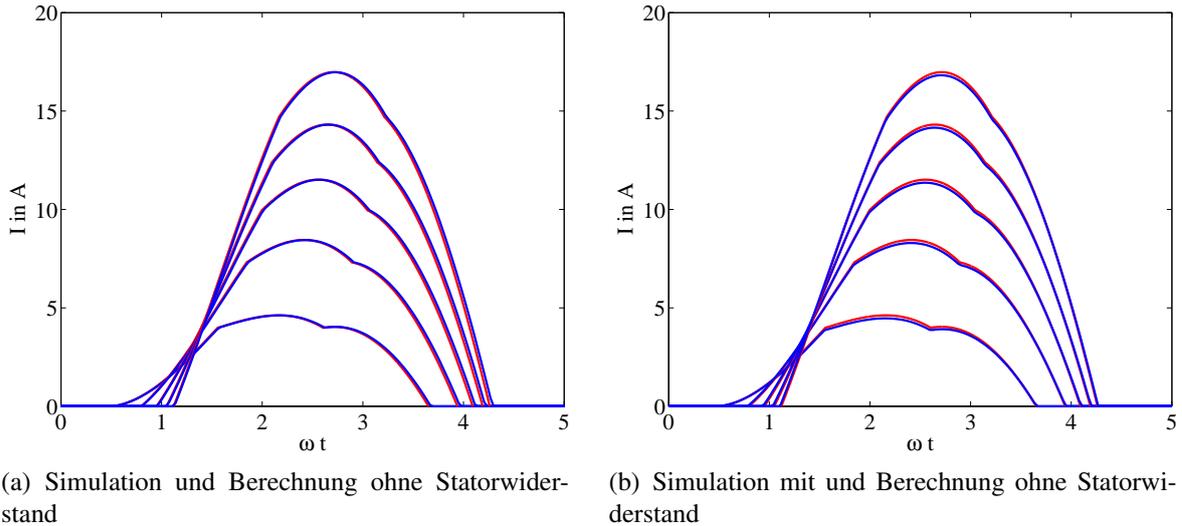


Abb. 3.6: Berechneter (rot) und simulierter (blau) positiver Generatorphasenstrom bei konstanter Frequenz und variierender Eingangsspannung bei konstanter Zwischenkreisspannung ohne und mit Berücksichtigung des Statorwiderstandes mit variierender Eingangsspannung  $U_{LN} = 410 - 1050 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $L_s = 18,9 \text{ mH}$ ,  $R_s = 1,2 \Omega$ ,  $U_{DC} = 700 \text{ V}$ : Rot: Berechneter Verlauf, blau: Simulierter Verlauf

### 3.1.2.3 Berechnung der Generatorphasenströme des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller

Der Generatorphasenstrom eines PMSG mit einem DR-HSS wird im Wesentlichen durch den Diodengleichrichter beeinflusst. Wie die Abb. 3.7 zeigt, können dadurch die gleichen Leitintervalle für die Dioden angenommen werden. Im Zwischenkreis fließt der aus den Generatorphasenströmen sich ergebenden Zwischenkreisstrom durch die Induktivität, welcher aufgrund des schaltenden LHL in zwei weitere Zeitabschnitte unterteilt werden muss: dem eingeschalteten zwischen  $0 \leq \omega t \leq \omega T_E$  und ausgeschalteten Zustand zwischen  $\omega T_E \leq \omega t \leq \omega T$ :

$$u_L(t) = \begin{cases} \frac{di_L}{dt} \cdot L_{\text{ind}} & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \omega T_E \\ \frac{di_L}{dt} \cdot L_{\text{ind}} + U_{DC} & \text{für } \omega T_E \leq \omega t \leq \omega T \end{cases} \quad (3.7)$$

Für die einzelnen Intervalle der Generatorphasenströme werden nun die Differentialgleichungen unter Berücksichtigung des sich im Zwischenkreis befindenden Hochsetzstellers und der folglich auftretenden Spannung über der Induktivität  $u_L(t)$  aus Glg. (3.7) aufgestellt und gelöst.

#### Zeitintervall $\omega t_1 < \omega t < \omega t_2$ :

Das erste Zeitintervall wird durch die Kommutierung des Generatorphasenstromes der dritten Phase auf die erste Phase bestimmt (vgl. Abb. 3.4 und Abb. 3.7 a)). Das Ende des Intervalls tritt auf, wenn der Strom der dritten Phase Null wird. Gemäß den Kirchhoff'schen

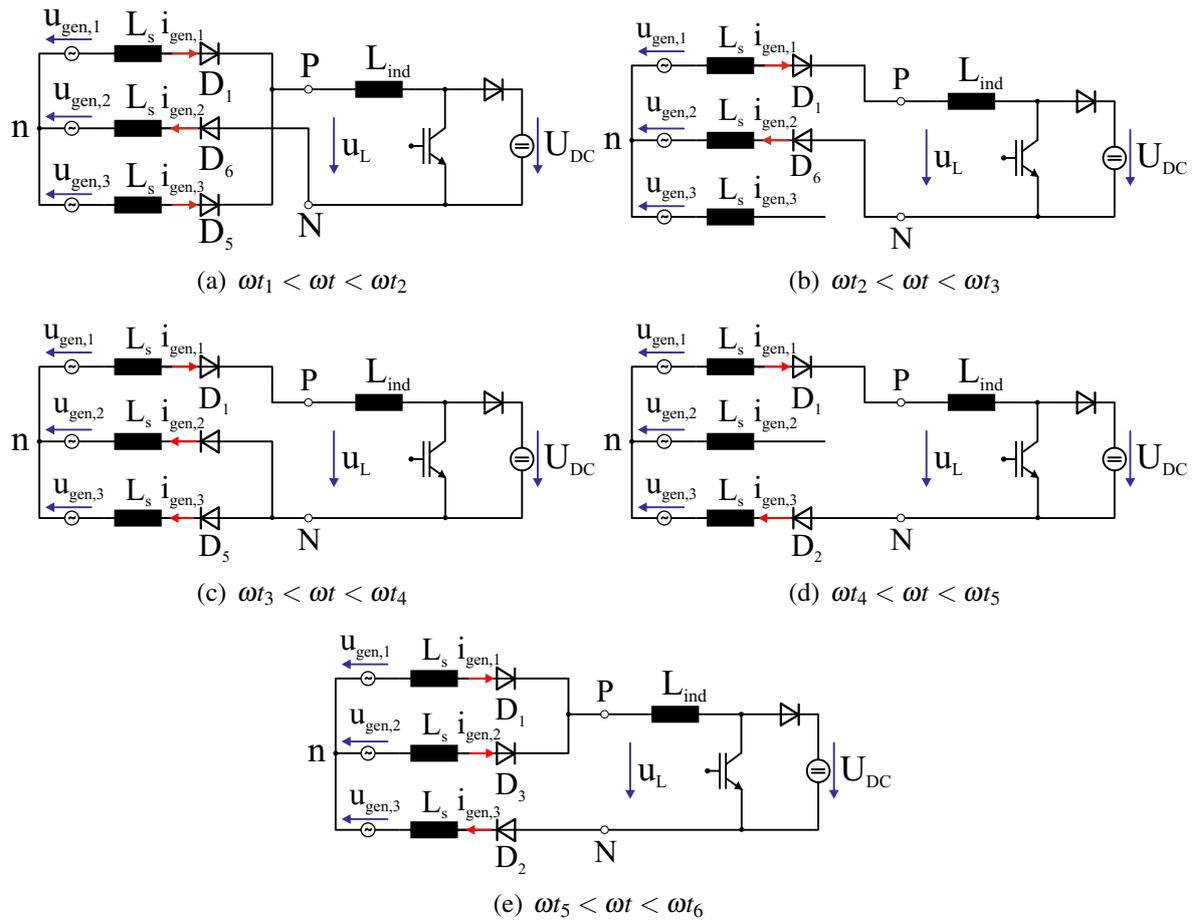


Abb. 3.7: Leitverhalten der Dioden eines permanenterregten Synchrongenerators mit Di-  
odengleichrichter und Hochsetzsteller bei konstanter Zwischenkreisspannung und  
bei positivem Stromfluss der ersten Phase

Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned}
 0 &= -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + u_L(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t) \\
 0 &= -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} - L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t) \\
 i_{\text{gen},2}(t) &= i_{\text{gen},1}(t) + i_{\text{gen},3}(t)
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Unter Berücksichtigung des schaltenden IGBT kann für den Generatorphasenstrom der ersten Phase bei positivem Stromfluss mithilfe von Glg. (3.3) für die entsprechenden Generatorphasenspannung,  $\sin x - \sin y = 2 \cos \frac{x+y}{2} \sin \frac{x-y}{2}$  aus [78] und Glg. (3.7) für die Spannung über der Induktivität folgende Gleichung für das erste Zeitintervall aufgestellt werden:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} &= \frac{1}{3 \cdot \omega_s L_s + 2 \cdot \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}}}. \\
 \left\{ \begin{array}{ll}
 \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} (\omega_s L_s + \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}})}{\omega_s L_s} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) & 0 \leq \omega t \leq \omega T_E \\
 \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} (\omega_s L_s + \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}})}{\omega_s L_s} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) - U_{\text{DC}} & \omega T_E \leq \omega t \leq \omega T_s
 \end{array} \right. \tag{3.9}
 \end{aligned}$$

Aus der Glg. (3.9) wird bereits ersichtlich, dass der Generatorphasenstrom von der Generatorinduktivität, der Hochsetzstellerinduktivität, der Drehzahl und der Schaltfrequenz abhängen, sodass auf eine Berechnung des Integrals, um den Generatorphasenstrom zu erhalten, aus Übersichtsgründen verzichtet wird. Die weiteren Zeitintervalle sind aus Übersichtsgründen im Anhang in Kap. 8.2 zu finden.

### 3.1.2.4 Zusammenfassung der Berechnung

Aus den berechneten Generatorphasenstromverläufen wird ersichtlich, dass die Induktivität, die Schaltfrequenz und der Tastgrad des Hochsetzstellers den Generatorphasenstrom im Vergleich zum reinen Diodengleichrichter zusätzlich beeinflussen. In Abb. 3.8 werden die Schaltfrequenz, der Tastgrad und die Induktivität im Vergleich zu den Ausgangswerten aus Abb. 3.8 a) variiert. Bei kleineren Schaltfrequenzen sind die Stromschwankungsbreiten höher, wie die Abb. 3.8 b) zeigt. Bei kleinerem Tastgrad (vgl. Abb. 3.8 c)) wird die Höhe des Generatorphasenstromes verringert, da die gleichgerichtete Spannung höher ist, sodass der Potentialunterschied zwischen gleichgerichteter Spannung und Zwischenkreisspannung geringer ist und der fließende Strom sinkt. Eine kleinere Hochsetzstellerinduktivität (Abb. 3.8 d)) wirkt sich kaum auf den Generatorphasenstrom aus, da die Statorinduktivität (hier beispielsweise mit  $L_s = 18,9 \text{ mH}$  gewählt) im Allgemeinen wesentlich größer ist als die Hochsetzstellerinduktivität (hier beispielsweise mit  $L_{\text{ind}} = 2 \text{ mH}$  bzw.  $L_{\text{ind}} = 0,5 \text{ mH}$  gewählt). Folglich kann bei einem Generator mit hoher Statorinduktivität bei einem Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller auch auf die Induktivität im Zwischenkreis verzichtet werden, wodurch die

Verluste, verursacht durch die Induktivität im Zwischenkreis, und der Bauaufwand sinken.

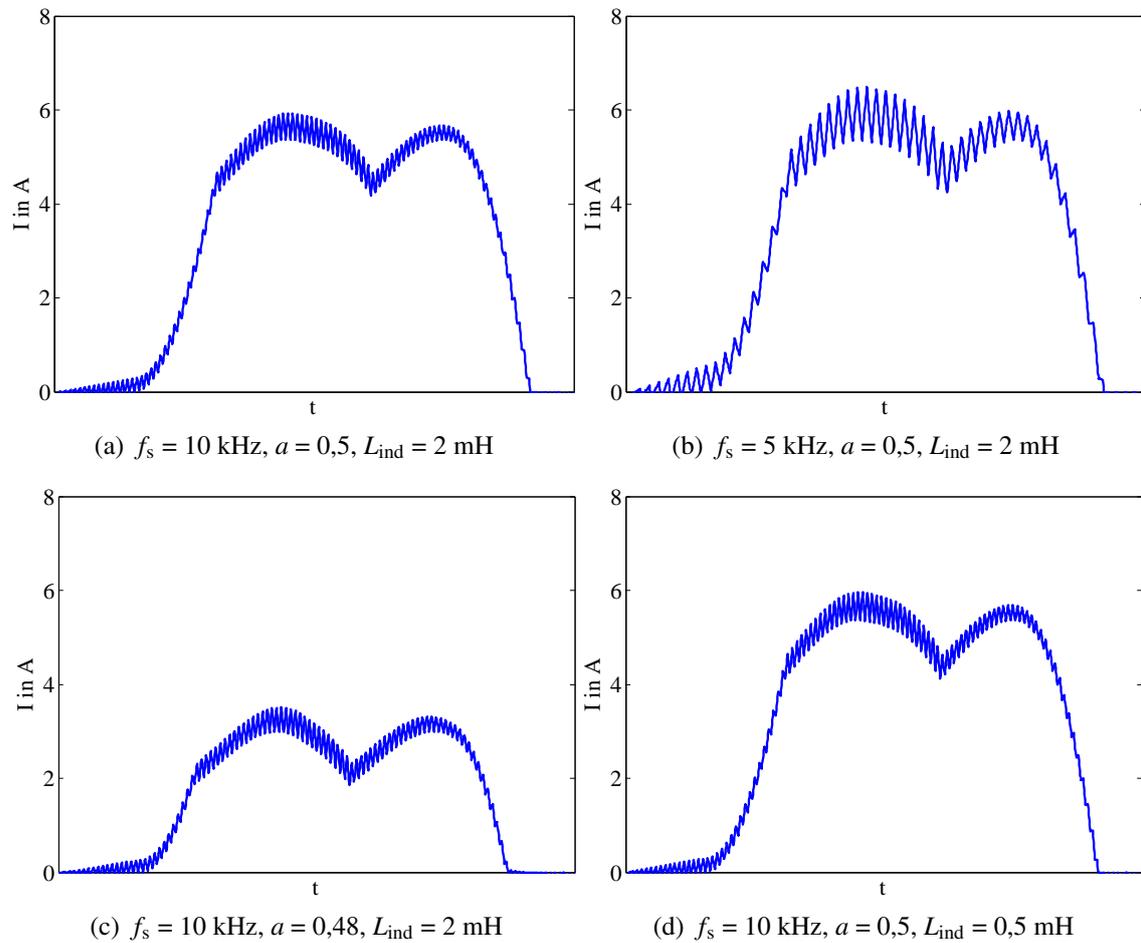


Abb. 3.8: Prinzipieller Generatorphasenstromverlauf eines Diodengleichrichters mit Hochsetzstellers bei variierender Schaltfrequenz  $f_s$ , Tastgrad  $a$  und Hochsetzstellerinduktivität  $L_{\text{ind}}$  mit  $L_s = 18,9 \text{ mH}$ ,  $U_{\text{DC}} = 700 \text{ V}$

### 3.1.3 Verlustberechnung

Im Folgenden werden die Verluste der LHL und der Hochsetzstellerinduktivität des DR-HSS im Zwischenkreis berechnet. Dafür werden die Sperr- und Treiberverluste, die Schaltzeiten der LHL und die Stromschwankungsbreite durch Schaltvorgänge vernachlässigt sowie ein idealer Tastgrad, stationäres Verhalten und eine konstante Umgebungstemperatur angenommen.

Hierbei setzen sich die Verluste der LHL aus den Leit- und Schaltverlusten der Dioden des Diodengleichrichters und denen des IGBT und der Diode des Hochsetzstellers zusammen. Zusätzliche Verluste entstehen durch die Induktivität des Hochsetzstellers, die am Ende des Kapitels berechnet werden.

Für die Leitverluste einer Diode und eines IGBT gilt im Einzelnen:

$$P_{v,cond,Diode} = \bar{I}_{F,mean} \cdot U_{F0} + r_F \cdot I_{F,rms}^2 \quad (3.10)$$

$$P_{v,cond,IGBT} = \bar{I}_{C,mean} \cdot U_{CE0} + r_{CE} \cdot I_{C,rms}^2 \quad (3.11)$$

Für eine tiefere Herleitung der Leitverluste des IGBT und der Dioden sei auf Kap. 8.4.1 verweisen.

Die Schaltverluste sind abhängig von der Schaltfrequenz  $f_s$ , den Schaltenergien  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  und  $E_{rr}$  sowie den strom- und spannungsabhängigen Parametern ( $K_u$ ,  $K_i$ ), die in Tab. 3.1 dargestellt sind und aus [103] entnommen werden können. Die Referenzspannung  $U_{ref}$  und der Referenzstrom  $I_{ref}$  sind jeweils im Datenblatt des entsprechenden LHL angegeben [103].

$$P_{v,sw} = \begin{cases} f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \cdot \left(\frac{I_{rms}}{I_{ref}}\right)^{K_i} \cdot \left(\frac{U_{out}}{U_{ref}}\right)^{K_u} & \text{IGBT} \\ f_s \cdot (E_{rr}) \cdot \left(\frac{I_{rms}}{I_{ref}}\right)^{K_{iD}} \cdot \left(\frac{U_{out}}{U_{ref}}\right)^{K_{uD}} & \text{Diode} \end{cases} \quad (3.12)$$

Tab. 3.1: Exponenten der Strom- und Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste für die Verlustberechnung [103]

Parameter		Wert
Exponent für Stromabhängigkeit der Schaltverluste IGBT	$K_i$	1,3 – 1,4
Exponent für Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste IGBT	$K_u$	1,0
Exponent für Stromabhängigkeit der Schaltverluste Diode	$K_{iD}$	0,6
Exponent für Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste Diode	$K_{uD}$	0,6

Für die Berechnung der Verluste der einzelnen LHL muss zunächst der Mittel- und der Effektivwert des Stromes, der durch den entsprechenden LHL fließt, in Abhängigkeit der Leistung ermittelt werden. Abb. 3.9 zeigt den Stromverlauf durch die Dioden in einer Phase. Wie

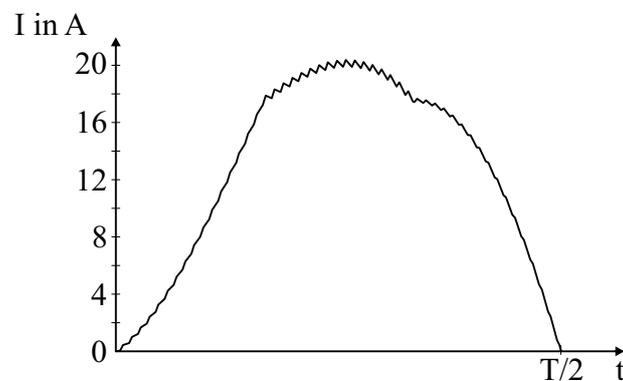


Abb. 3.9: Stromverlauf durch die Diode des Diodengleichrichters:  $U_{DC} = 700\text{V}$ ,  $P_{gen} = 10\text{kW}$  und  $I_{rms,phase} = 14,43\text{A}$

der Abb. 3.9 zu entnehmen ist, ist der Stromverlauf in den Phasen des Diodengleichrichters

bei höheren Leistungen annähernd sinusförmig, sodass für den Mittel- und Effektivwert des durch die Dioden des Diodengleichrichters fließenden Stromes in Abhängigkeit des Generatorphasenstromes folgender Zusammenhang gilt [104]:

$$\begin{aligned} I_{F,\text{mean,DR}} &\approx \frac{I_{\text{gen,rms}} \cdot \sqrt{2}}{\pi} \\ I_{F,\text{rms,DR}} &\approx \frac{I_{\text{gen,rms}} \cdot \sqrt{2}}{2} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Hierbei sei darauf verwiesen, dass es sich um eine Annäherung Mittel- und Effektivwerte der Generatorphasenströme des Diodengleichrichters handelt, die jedoch bei der Verlustberechnung als ausreichend angenommen wird.

Zur Berechnung der Leit- und Schaltverluste der LHL des Hochsetzstellers muss der durch den IGBT und die Diode fließende Strom ermittelt werden. Dieser ist abhängig vom Strom durch die Induktivität und dem Schaltzustand des IGBT:

$$\begin{aligned} \frac{di_C(t)}{dt} &= \frac{di_L}{dt} \quad \text{für } 0 < t < \omega T_E \\ \frac{di_F(t)}{dt} &= \frac{di_L}{dt} \quad \text{für } \omega T_E < t < \omega T_s \end{aligned} \quad (3.14)$$

Integriert und unter Berücksichtigung des Tastgrades  $a$  ergeben sich für den Mittel- und Effektivwert der Ströme, die durch die Diode und den IGBT fließen, in Abhängigkeit des Spulenstromes folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} I_{C,\text{mean}} &= a \cdot I_{L,\text{mean}} \\ I_{C,\text{rms}} &= \sqrt{a} \cdot I_{L,\text{rms}} \\ I_{F,\text{mean}} &= (1 - a) \cdot I_{L,\text{mean}} \\ I_{F,\text{rms}} &= \sqrt{(1 - a)} \cdot I_{L,\text{rms}} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Im Zwischenkreis wird ein Gleichstrom angenommen, sodass Mittel- und Effektivwert annähernd gleich sind. Es gilt somit in Abhängigkeit der Bemessungsleistung  $P_B$  und der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  für den Mittel- und Effektivwert des Stromes im Zwischenkreis:

$$\begin{aligned} I_{L,\text{rms}} &= \frac{P_B}{U_{DC}} \\ I_{L,\text{mean}} &= I_{L,\text{rms}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Für die Leit- und Schaltverluste eines Hochsetzstellers folglich:

$$P_{v,\text{cond,HSS}} = \begin{cases} I_{C,\text{mean}} \cdot U_{\text{CE0}} + I_{C,\text{rms}}^2 \cdot r_{\text{CE}} & \text{IGBT} \\ I_{F,\text{mean}} \cdot U_{\text{F0}} + I_{F,\text{rms}}^2 \cdot r_{\text{CE}} & \text{Diode} \end{cases} \quad (3.17)$$

$$P_{v,\text{sw,HSS}} = \begin{cases} f_s \cdot E_{\text{on+off}} \cdot \left(\frac{I_{L,\text{rms}}}{I_{\text{ref}}}\right)^{K_i} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}}\right)^{K_u} & \text{IGBT} \\ f_s \cdot E_{\text{tr}} \cdot \left(\frac{I_{L,\text{rms}}}{I_{\text{ref}}}\right)^{K_{iD}} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}}\right)^{K_{uD}} & \text{Diode} \end{cases} \quad (3.18)$$

Die Gesamtverluste der LHL eines DR-HSS setzen sich folglich aus der Summe der Leit- und Schaltverluste der Dioden des Diodengleichrichters ( $P_{v,\text{DR}} = P_{v,\text{cond,DR}} + P_{v,\text{sw,DR}}$ ), den Verlusten des IGBT ( $P_{v,\text{IGBT}} = P_{v,\text{cond,IGBT}} + P_{v,\text{sw,IGBT}}$ ) und die Verluste der Hochsetzstellerdiode ( $P_{v,\text{Diode}} = P_{v,\text{cond,Diode}} + P_{v,\text{sw,Diode}}$ ) zusammen:

$$P_{v,\text{ges,HSS}} = 6 \cdot P_{v,\text{DR}} + P_{v,\text{IGBT}} + P_{v,\text{Diode}} \quad (3.19)$$

Zusätzlich zu den Verlusten der LHL treten Verluste, verursacht durch die Induktivität, auf. Die Induktivität befindet sich im Zwischenkreis, in welchem entweder ein positiver Strom oder kein Strom fließt, sodass die Hysterese- und Wirbelstromverluste vernachlässigt werden. Die Verluste der Induktivität sind proportional zu ihrem ohmschen Serienwiderstand  $R_L$ , welcher abhängig von der Länge der Wicklung  $l_w$ , des spezifischen Widerstandes des Kupfers  $\rho_{\text{Cu}}$ , der Querschnittsfläche der Wicklung  $A_{\text{Cu}}$ , dem Umfang der Windung  $u_w$ , der Induktivitätskonstante, dem sogenannten  $A_L$ -Wert des Kerns und der maximal erlaubten Stromdichte  $J_{L,\text{max}}$  ist [105]:

$$R_L = \frac{\rho_{\text{Cu}} \cdot l_w}{A_{\text{Cu}}} = \frac{\rho_{\text{Cu}} \cdot N \cdot u_w}{\frac{\tilde{I}_L}{J_{L,\text{max}}}} = \frac{\rho_{\text{Cu}} \cdot \sqrt{\frac{L}{A_L}} \cdot u_w \cdot J_{L,\text{max}}}{\tilde{I}_{L,\text{max}}} \quad (3.20)$$

Die Verluste der Hochsetzstellerinduktivität können somit in Abhängigkeit des Serienwiderstandes und des Effektivwertes des Zwischenkreisstromes wie folgt berechnet werden:

$$P_{v,L} = R_L \cdot \tilde{I}_{\text{DC}}^2 \quad (3.21)$$

### 3.1.4 Regelungsverfahren

In diesem Unterkapitel werden die Regelungsverfahren des PMSG mit einem DR-HSS als maschinenseitigen Gleichrichter und dem ZLW als netzseitigen Wechselrichter vorgestellt, deren prinzipieller Aufbau in Abb. 3.10 dargestellt ist. Ziel der Regelung ist zum einen die Zwischenkreisspannung durch den netzseitigen Wechselrichter konstant zu halten und bei Bedarf Blindleistung einzuspeisen. Dabei liegt in dieser Arbeit der Fokus auf den Gleichrichtertopologien, sodass nicht weiter auf die Blindleistungseinspeisung eingegangen wird.

Zum anderen ist das Ziel der Regelung, durch den generatorseitigen Gleichrichter die maximale Leistung aus dem Wind zu ziehen, also ein MPPT-Verfahren anzuwenden. In diesem Unterkapitel wird daher zunächst dazu auf die Regelung des netzseitigen Wechselrichters in Kap. 3.1.4.1 eingegangen, die ebenso für den PMSG mit einem HBG und einem ZLW angewendet wird. Anschließend werden die einzelnen MPPT-Verfahren, die in Kap. 1. bereits erwähnt worden sind, nochmals ausführlich beschrieben und auf den DR-HSS bezogen (Kap. 3.1.4.3 - Kap. 3.1.4.5). In Kap. 3.1.4.6 wird kurz auf das in dieser Arbeit für den PMSG mit DR-HSS verwendete MPPT-Verfahren eingegangen.

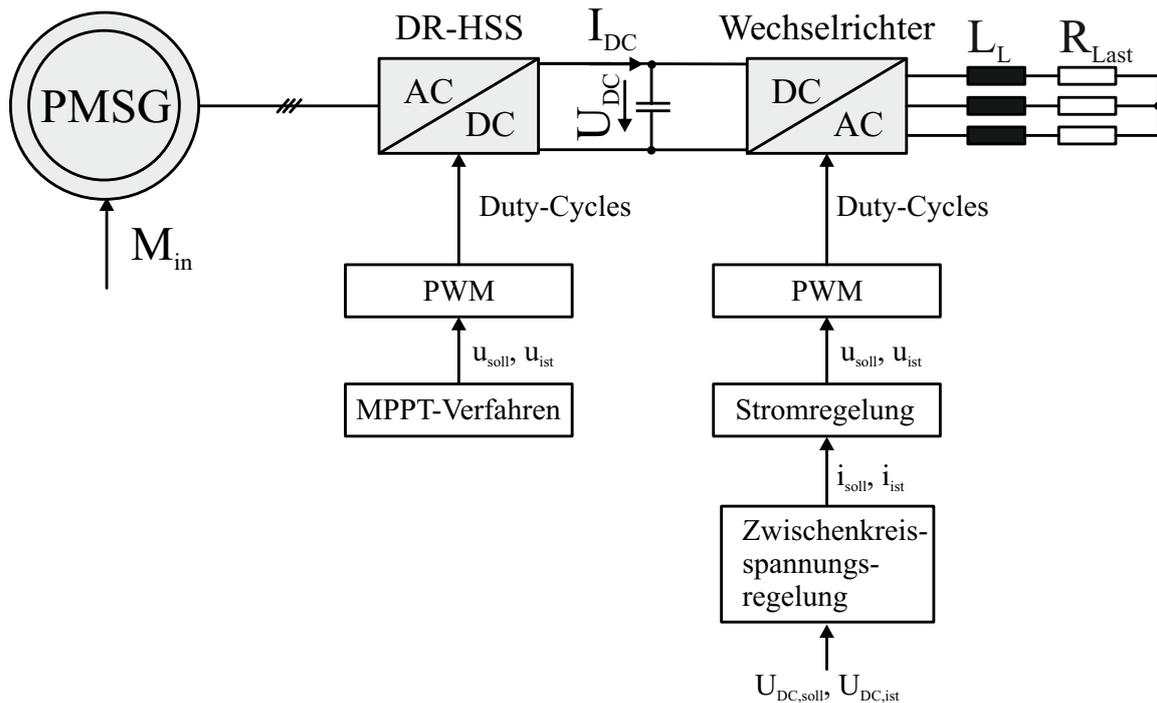


Abb. 3.10: Regelungsstruktur des permanentenerregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller: Generatorseitig: Anwendung eines MPPT-Verfahrens, netzseitig: Anwendung einer kaskadierten Spannungs- und Stromregelung mit passiver Last

### 3.1.4.1 Regelung des netzseitigen Zwei-Level-Wechselrichters

Für den netzseitigen Wechselrichter wird eine kaskadierte Regelung in d,q-Koordinaten, orientiert an der Netzspannung, verwendet. Hierbei wird mittels der überlagerten Spannungsregelung die Zwischenkreisspannung über die q-Komponente des netzseitigen Stromes mithilfe eines Proportional-Integral (PI)-Reglers auf 700 V geregelt. Der unterlagerte Stromregler gibt die Referenzspannungen ebenso mittels eines PI-Reglers für die Puls-Width-Modulation (PWM)-Signale vor, wie die Abb. 3.11 zeigt. Die d-Komponente des Stromes wird in dieser Arbeit auf Null geregelt, da der netzseitige Wechselrichter lediglich für das Konstanthalten der Zwischenkreisspannung und nicht zur Blindleistungseinspeisung in das elektrische Netz eingesetzt wird. Die Modellierung des netzseitigen Wechselrichters ist in Abb. 3.12 darge-

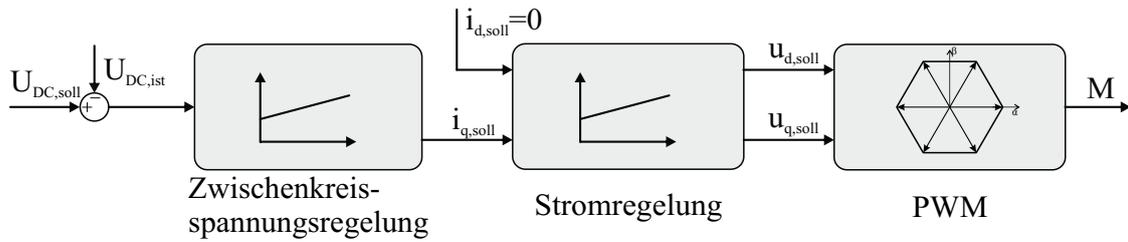


Abb. 3.11: Prinzip der kaskadierten Regelungsstruktur des Zwei-Level-Wechselrichters: Überlagerte Zwischenkreisspannungsregelung mit unterlagerter Stromregelung in d,q-Koordinaten

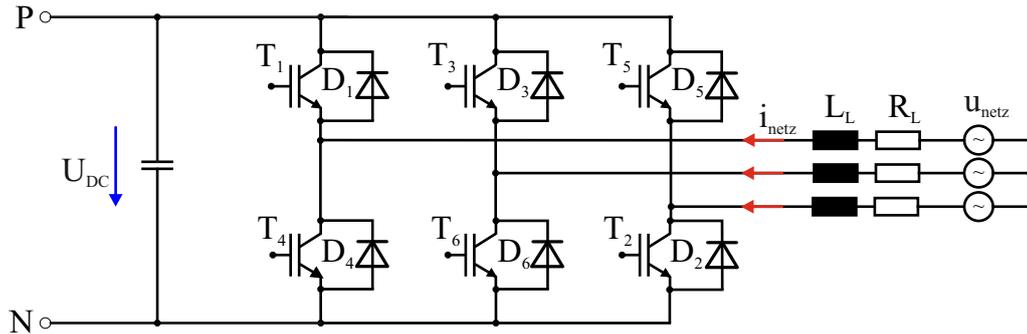


Abb. 3.12: Modell des netzseitigen Wechselrichters mit ohmsch-induktiver Last angeschlossen an das Netz

stellt. Auf der Netzseite wird ein einfaches L-Filter gewählt. Die Auslegung der Regelung erfolgt nach [106] im diskreten Zeitbereich bei einer einfachen Abtastung zu Beginn einer Abtastperiode. Hierfür wird zunächst die Differentialgleichung nach den Kirchhoff'schen Gesetzen im d,q-Koordinatensystem für die Stromdynamik wie folgt aufgestellt [106]:

$$\frac{d\underline{i}_{\text{netz,dq}}}{dt} = \frac{1}{L_L} (\underline{u}_{\text{netz,dq}} - \underline{u}_{\text{conv,dq}} - R_L \cdot \underline{i}_{\text{netz,dq}}) - j\omega \cdot \underline{i}_{\text{netz,dq}} \quad (3.22)$$

Daraus lässt sich die Übertragungsfunktion des L-Filters im Laplace-Bereich wie folgt ermitteln [106]:

$$G_L(s) = \frac{\underline{I}_{\text{conv,dq}}(s)}{\underline{U}_{\text{conv,dq}}(s)} = -\frac{\frac{1}{R_L}}{1 + s\frac{L_L}{R_L}} \quad (3.23)$$

Um diese Übertragungsfunktion in den diskreten Zeitbereich zu transformieren, gilt folgende Rechenvorschrift [78, 106]:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT_{\text{sample}}} \right\} \quad (3.24)$$

Damit ergibt sich für die Übertragungsfunktion des L-Filters im z-Bereich [106]:

$$G_L(z) = \frac{\underline{I}_{\text{conv,dq}}(z)}{\underline{U}_{\text{conv,dq}}(z)} = -\frac{1 - \exp\left(-T_{\text{sample}} \cdot \frac{R_L}{L_L}\right)}{R_L \left[ z - \exp\left(T_{\text{sample}} \cdot \frac{R_L}{L_L}\right) \right]} \quad (3.25)$$

Im Allgemeinen ist der diskrete PI-Regler, in dieser Arbeit mit Euler-Backward diskretisiert, wie folgt aufgebaut [106, 107]:

$$G_{\text{PI,cc}}(z) = K_{\text{p,cc}} \frac{\left(1 + \frac{T_{\text{sample}}}{T_{\text{i,cc}}}\right) z - 1}{z - 1} \quad (3.26)$$

Die Auslegung erfolgt für eine hohe dynamische Stromregelung bei einfacher Abtastung zu Beginn einer Periode wie folgt:

$$\begin{aligned} a_{\text{cc}} &= \exp\left(-T_{\text{sample}} \cdot \frac{R_{\text{L}}}{L_{\text{L}}}\right) \\ T_{\text{i,cc}} &= T_{\text{sample}} \cdot \frac{a_{\text{cc}}}{1 - a_{\text{cc}}} \\ K_{\text{p,cc}} &= 0,39 \cdot \frac{a_{\text{cc}}}{a_{\text{cc}} - 1} \cdot R_{\text{L}} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Die Auslegung des Zwischenkreisspannungsreglers erfolgt auf Basis von [108]. In Abb. 3.13 ist das Modell des Zwischenkreises dargestellt [108, 109].

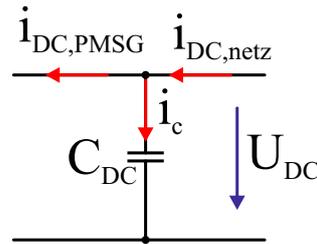


Abb. 3.13: Modell des Zwischenkreises mit Stromfluss im Zwischenkreis: Zum generatorseitigen Wechselrichter  $i_{\text{DC,PMSG}}$ , vom netzseitigen Wechselrichter  $i_{\text{DC,netz}}$  und in den Zwischenkreis  $i_c$

Mithilfe der Kirchhoff'schen Gesetze lässt sich aus dem Modell folgende Differentialgleichung für die Zwischenkreisdynamik aufstellen [108]:

$$C_{\text{DC}} \cdot \frac{du_{\text{DC}}(t)}{dt} = i_{\text{DC,netz}}(t) - i_{\text{DC,PMSG}}(t) \quad (3.28)$$

Unter Vernachlässigung der Verluste des Wechselrichters und unter der Annahme, dass der Zwischenkreisstrom proportional zur d-Komponenten des Netzstromes ist, kann über die Leistungsbilanz zwischen Zwischenkreisleistung und Leistung am Netzverknüpfungspunkt folgender Ausdruck für den netzseitigen Zwischenkreisstrom  $i_{\text{DC,Netz}}(t)$  ermittelt werden [108]:

$$\begin{aligned} u_{\text{DC}}(t) \cdot i_{\text{DC,netz}}(t) &= \frac{3}{2} \cdot u_{\text{netz,d}}(t) i_{\text{netz,d}}(t) \\ i_{\text{DC,netz}}(t) &= \frac{3}{2} \cdot \frac{u_{\text{netz,d}}(t) \cdot i_{\text{netz,d}}(t)}{u_{\text{DC}}(t)} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Der maschinenseitige Zwischenkreisstrom  $i_{\text{DC,PMSG}}(t)$  ist hierbei abhängig von der Leistung  $p_{\text{PMSG}}$ , die vom Generator geliefert wird, und der aktuellen Zwischenkreisspannung  $u_{\text{DC}}(t)$  [108]:

$$i_{\text{DC,PMSG}}(t) = \frac{p_{\text{PMSG}}(t)}{u_{\text{DC}}(t)} \quad (3.30)$$

Mit den beiden hergeleiteten Zwischenkreisströmen kann die Glg. (3.28) wie folgt berechnet werden:

$$C_{\text{DC}} \cdot \frac{du_{\text{DC}}(t)}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{u_{\text{netz,d}}(t) \cdot i_{\text{netz,d}}(t)}{u_{\text{DC}}(t)} - \frac{p_{\text{PMSG}}(t)}{u_{\text{DC}}(t)} \quad (3.31)$$

Mit der Linearisierung der nichtlinearen Differentialgleichung um den Arbeitspunkt, der im Nachfolgenden den Index „0“ erhält und unter Berücksichtigung der Abweichung vom Arbeitspunkt, im Nachfolgenden mit  $\tilde{x}$  gekennzeichnet, gilt folgendes:

$$\begin{aligned} u_{\text{DC}}(t) &= U_{\text{DC},0} + \tilde{u}_{\text{DC}}(t) \\ i_{\text{netz,d}}(t) &= I_{\text{netz,d},0} + \tilde{i}_{\text{netz,d}}(t) \\ u_{\text{netz,d}}(t) &= U_{\text{netz,d},0} + \tilde{u}_{\text{netz,d}}(t) \\ p_{\text{PMSG}}(t) &= P_{\text{PMSG},0} + \tilde{p}_{\text{PMSG}}(t) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Für die Differentialgleichung wird folgender Ausdruck ermittelt [108, 109]:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{u}_{\text{DC}}(t)}{dt} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_{\text{netz},0}}{U_{\text{DC},0} \cdot C_{\text{DC}}} \tilde{i}_{\text{netz,d}}(t) \\ &+ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{P_{\text{PMSG},0}}{C_{\text{DC}} \cdot U_{\text{DC}} \cdot U_{\text{netz,d},0}} \cdot \tilde{u}_{\text{netz,d}}(t) + \frac{-1}{C_{\text{DC}} U_{\text{DC},0}} \cdot \tilde{p}_{\text{PMSG}}(t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Wird diese Gleichung im diskreten Zeitbereich aufgestellt, so gilt unter Berücksichtigung der Abtastzeit  $T_{\text{Sample}}$  [108]:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{\text{DC}}(k+1) &= \tilde{u}_{\text{DC}}(k) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{T_{\text{Sample}} \cdot U_{\text{netz},0}}{U_{\text{DC},0} \cdot C_{\text{DC}}} \cdot \tilde{i}_{\text{netz,d}}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{T_{\text{Sample}} \cdot P_{\text{PMSG},0}}{C_{\text{DC}} \cdot U_{\text{DC}} \cdot U_{\text{netz,d},0}} \cdot \tilde{u}_{\text{netz,d}}(k) \\ &+ \frac{-T_{\text{Sample}}}{C_{\text{DC}} \cdot U_{\text{DC},0}} \cdot \tilde{p}_{\text{PMSG}}(k) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Mit der Laplace-Transformation des Stromes und der Spannung kann daraus die Übertragungsfunktion des Zwischenkreises ermittelt werden [107, 108]:

$$G_{\text{DC}}(z) = \frac{U_{\text{DC}}(z)}{I_{\text{DC}}(z)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_{\text{netz},0}}{U_{\text{DC},0} \cdot C_{\text{DC}}} \cdot \frac{T_{\text{Sample}}}{z-1} \quad (3.35)$$

Für den diskreten PI-Regler gilt im Allgemeinen [108]:

$$G_{\text{PI,DC}}(z) = K_{\text{p,DC}} \frac{\left(1 + \frac{T_{\text{sample}}}{T_{\text{i,DC}}}\right) z - 1}{z - 1} \quad (3.36)$$

Für die Regelstrecke, bestehend aus Zwischenkreisspannungsregelung und innerem Stromregler, wird der Stromregler durch ein Verzögerungsglied mit der einer Ersatzzeitkonstante  $T_{\sigma} = 4 \cdot T_{\text{sample}}$  angenähert, sodass der PI-Regler nach dem symmetrischen Optimum, unter Berücksichtigung eines Einstellfaktors  $a_{\text{DC}}$ , wie folgt ausgelegt wird [108, 110]:

$$K_{\text{p,DC}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_{\text{DC,ref}} \cdot C_{\text{DC}}}{U_{\text{Netz,0}}} \cdot \frac{1}{a_{\text{DC}} \cdot T_{\sigma}} \quad (3.37)$$

$$T_{\text{i,DC}} = a_{\text{DC}}^2 \cdot T_{\sigma}$$

### 3.1.4.2 Einführung der MPPT-Verfahren

Die optimale Regelung eines PMSG mit DR-HSS erfolgt mittels eines ausgewählten MPPT-Verfahrens. Hierfür werden die MPPT-Verfahren im Einzelnen detailliert vorgestellt und es wird auf die Anwendung mit einem DR-HSS eingegangen. Wie bereits in der Einleitung erwähnt, handelt es sich bei den MPPT-Verfahren um die P&O-Methode, die PSF-Methode und die TSR-Methode.

MPPT-Verfahren dienen im Allgemeinen zur Maximierung der Leistung bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten, wobei die Leistungsanpassung mithilfe der Drehzahlanpassung erfolgt. Bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten kann eine bestimmte Leistungskurve mit der Glg. (1.1) ([20, 27]) berechnet werden, die in Abb. 1.4 in Kap. 1. für verschiedene Windgeschwindigkeiten exemplarisch dargestellt ist.

Für die Auswahl eines MPPT-Verfahrens für den PMSG mit DR-HSS muss berücksichtigt werden, dass die Kosten des MPPT-Verfahrens, insbesondere in Kleinwindenergieanlagen, besonders niedrig sein sollen. Hierbei werden die Kosten durch die Anzahl an Messensoren, wie zum Beispiel ein Anemometer oder Strom- und Spannungsmessensoren, bestimmt. Neben den niedrigen Kosten sollte der DR-HSS mit seinem eingesetzten MPPT-Verfahren in der Lage sein, die optimale Drehzahl der Kleinwindenergieanlagen an die aufgrund der geringen Turmhöhe charakteristisch auftretenden, sich oft ändernden Windbedingungen möglichst schnell anzupassen. Außerdem sind aufgrund der geringen Turmhöhen eher niedrige Windgeschwindigkeiten zu erwarten, sodass das MPPT-Verfahren geringe Windgeschwindigkeiten optimal nutzen sollte.

Im Folgenden werden verschiedene MPPT-Verfahren mit ihren Vor- und Nachteilen und exemplarisch für die Anwendung für einen PMSG mit DR-HSS vorgestellt.

### 3.1.4.3 Perturbation and Observation-Methode

Das allgemeine P&O-Konzept beruht auf der Annahme, dass jede Windturbine eine drehzahlabhängige, maximale mechanische Leistung aufweist, die durch Drehzahlanpassung erreicht werden kann. Abb. 3.14 zeigt das Prinzip des Algorithmus der P&O-Methode, die vier Fälle unterscheidet. Für eine bestimmte Windgeschwindigkeit existiert eine Leistungskurve, die ihren maximalen Wert bei einer bestimmten Drehzahl hat. Daher wird die Generator-drehzahl  $\omega_{\text{gen}}$  in einer festgelegten Schrittweite verändert. Je nachdem, ob die Drehzahl verringert oder erhöht wird, ist eine Leistungsänderung zu beobachten, die Aufschlüsse darüber ergibt, wo sich der Punkt der maximalen Leistung befindet. Anschließend wird die Drehzahl im nachfolgenden Iterationsschritt verändert. Es wird folglich von einem aktuellen Zustand auf einen zukünftigen geschlossen [18, 50–55, 58, 64, 65, 72].

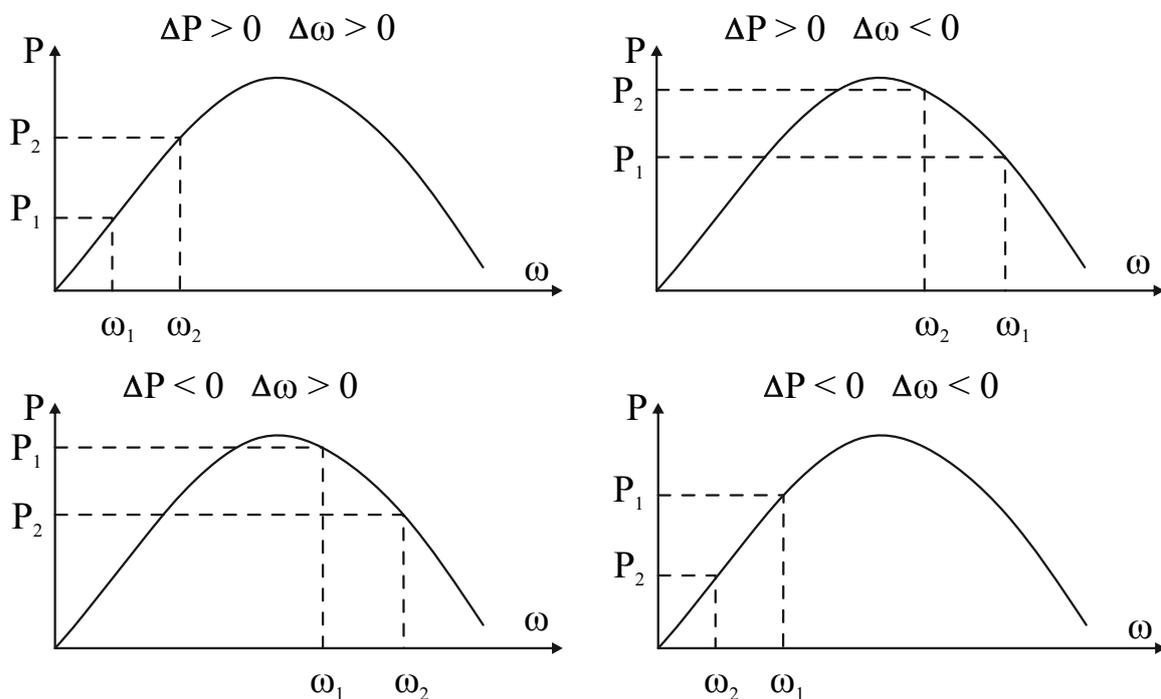


Abb. 3.14: Prinzip der P&O-Methode bei einer festen Windgeschwindigkeit: Vier Fälle der Beobachtung der Leistungsänderung  $\Delta P$  und der Drehzahländerung  $\Delta \omega$  um eine feste Schrittweite

Die Wahl der Schrittweite bedarf bei dieser Methode einer besonderen Aufmerksamkeit. Wie die Abb. 3.15 zeigt, kann bei zu großer Wahl der Schrittweite der optimale Leistungspunkt verfehlt und im nächsten Iterationsschritt die Leistung stark reduziert sein. Wird die Schrittweite zu klein gewählt, so wird das Leistungsmaximum zwar erreicht und die Abweichung von diesem ist gering, jedoch wird eine höhere Anzahl an Iterationsschritten benötigt und damit nähert sich die Windenergieanlage langsamer an das Maximum. Daher wird in einigen Veröffentlichungen vorgeschlagen, die Schrittweite in Abhängigkeit der Leistungsänderung anzupassen [50, 53–55].

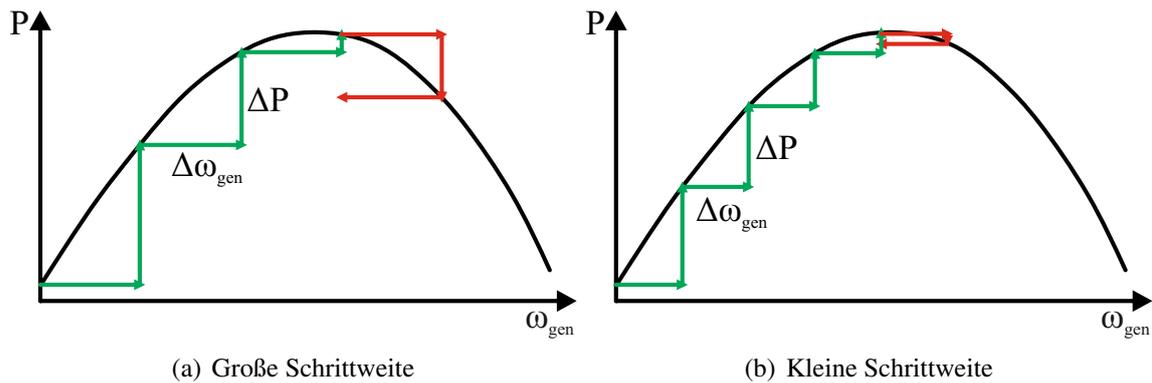


Abb. 3.15: Schrittweitenproblematik der P&O-Methode: Grün: Drehzahländerung  $\Delta\omega_{\text{gen}}$  führt zur Leistungserhöhung  $\Delta P > 0$ , rot: Drehzahländerung  $\Delta\omega_{\text{gen}}$  führt zur Leistungsverringerung  $\Delta P < 0$

Ein weiteres Problem ist neben der Wahl der optimalen Schrittweite die Windgeschwindigkeitsänderung. In den meisten Anwendungen wird die Windgeschwindigkeit nicht gemessen, sodass Leistungsänderungen, die auf Windgeschwindigkeitserhöhungen basieren, fehlinterpretiert werden. So wird in Abb. 3.16 gezeigt, dass aufgrund einer Erhöhung der Windgeschwindigkeit ( $\Delta v > 0$ ) in einem Betriebspunkt eine positive Leistungsänderung ( $\Delta P > 0$ ) beobachtet und die Drehzahl folglich weiter erhöht wird. Dies führt jedoch in diesem Beispiel zu einer Leistungsreduzierung [50, 53–55, 64, 65]. Um dieses Problem zu umgehen, können Windgeschwindigkeitssensoren oder auch Beobachter eingesetzt werden, die zwar die Kosten der Kleinwindenergieanlage erhöhen, jedoch die Leistungsausbeute optimieren.

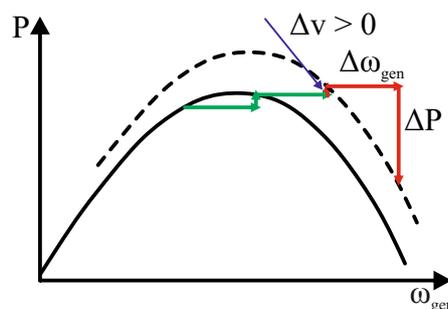


Abb. 3.16: Problematik der Windgeschwindigkeitsänderung  $\Delta v$ : Grün: Drehzahländerung  $\Delta\omega_{\text{gen}}$  auf Basis vorheriger Beobachtung der Leistung führt zur Leistungserhöhung  $\Delta P > 0$ , rot: Drehzahländerung  $\Delta\omega_{\text{gen}}$  führt durch Windgeschwindigkeitserhöhung  $\Delta v$  zur Leistungsverringerung  $\Delta P < 0$

Der Vorteil der P&O-Methode ist, dass sie einfach und schnell zu implementieren ist und in der Regel keine Kenntnisse über die aktuelle Windgeschwindigkeit voraussetzt, wodurch die Kosten gering sind. Zudem ist diese Methode unabhängig vom Standort oder dem Leistungsbeiwert der Windenergieanlage, wodurch Abweichungen von der optimalen Leistungskurve aufgrund falscher Annahmen (beispielsweise bezüglich des Wirkungsgrades des Generators)

reduziert werden [18, 50–59, 61–65]. Dadurch wird diese Methode insbesondere in Kleinwindenergieanlagen oft eingesetzt [51, 52]. Eine Herausforderung bietet dabei die optimale Wahl der Schrittweite der Drehzahländerung ( $\Delta\omega_{\text{gen}}$ ) und das Erkennen, ob die Leistungsänderung ( $\Delta P$ ) durch Drehzahländerungen aus dem vorherigen Iterationsschritt oder aus Windgeschwindigkeitsänderungen ( $\Delta v$ ) resultiert [50, 53–55, 64, 65].

Beim PMSG mit einem DR-HSS erfolgt die Drehzahlanpassung über die Änderung des Tastgrades [27, 50, 51, 54, 58, 60, 62, 71]. Je nach Algorithmus wird die mechanische Leistung [54, 58, 60] oder die Leistung im Zwischenkreis [27, 50, 51, 62, 71] beobachtet und der Tastgrad beispielsweise mittels eines PI-Reglers, der den Zwischenkreisstrom regelt, angepasst. Mit der Zwischenkreisleistung kann bei konstanter Zwischenkreisspannung der Zwischenkreisstrom berechnet und geregelt werden [27, 50, 51, 71]. Als zusätzlicher Entscheidungsfaktor für die Richtung der Drehzahländerung kann die Windgeschwindigkeit hinzugezogen werden, sodass Fehlinterpretationen der beobachteten Leistungsänderung ausgeschlossen werden [54, 62]. Weiterhin werden in der Literatur neben der Leistung die Zwischenkreisspannungsänderung oder die Zwischenkreisstromänderung beobachtet, um den optimalen Leistungspunkt zu ermitteln [50, 58]. Ebenso kann bei kleinen Leistungsänderungen die Schrittweite angepasst werden [54].

Ein Beispiel der Anwendung der P&O-Methode für einen PMSG mit einem DR-HSS ist in Abb. 3.17 dargestellt. Hierbei wird die Zwischenkreisleistung oder die Leistung am Generatorausgang beobachtet und der Zwischenkreisstrom entweder, wie in Abb. 3.17 dargestellt, mithilfe eines PI-Reglers oder unter der Annahme, dass die Generatorleistung gleich der Zwischenkreisleistung ist, durch einfaches Teilen der durch den netzseitigen Wechselrichter konstant gehaltenen Zwischenkreisspannung vorgegeben. Für die Anwendung eines PI-Reglers erfolgt die Auslegung mittels der Übertragungsfunktion des Hochsetzstellers, deren Ansatz unter anderem in [95, 111–121] zu finden ist.

#### 3.1.4.4 Power Signal Feedback-Methode

Bei dem zweiten MPPT-Verfahren, der PSF-Methode, wird eine Leistungskurve gemäß Abb. 1.4 in Abhängigkeit der Drehzahl hinterlegt, die die optimale Leistung als Stellgröße für die Regelung vorgibt.

Hierbei muss die Regelung erneut unterscheiden, ob die Drehzahländerung durch Windgeschwindigkeitsänderungen oder durch die Regelung hervorgerufen worden ist, sodass, ähnlich wie bei der P&O-Methode, fehlerhafte Vorgaben der Sollleistung im nächsten Regelungsschritt erfolgen können. Neben der Drehzahl können auch Leistungskurven in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit hinterlegt werden, sodass fehlerhafte Leistungsvorgaben reduziert werden. Die Drehzahl oder auch die Windgeschwindigkeit können entweder gemessen werden oder mithilfe von Beobachtern geschätzt werden [18, 53, 54, 63–66].

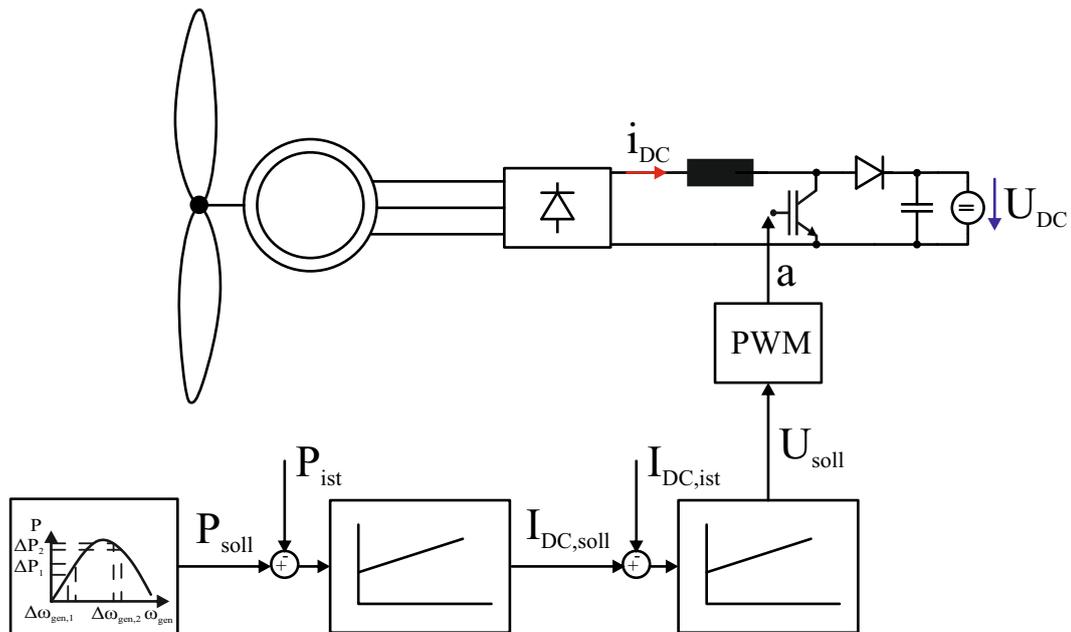


Abb. 3.17: Konzept der P&O-Methode eines permanenten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller: Leistungssollwert aus Beobachtung, Leistungsregelung mit unterlagertem Stromregler

Vorteil der PSF-Methode ist, dass bei bekannter, optimaler Leistungskurve die Leistung in Abhängigkeit der Drehzahl und Windgeschwindigkeit optimal aus dem Wind entzogen werden kann. Jedoch muss die Leistungskurve durch Simulationen oder bereits durchgeführte Feldversuche bekannt sein, wodurch der Aufwand im Vergleich zur P&O-Methode höher ist. Abweichungen von der optimalen Leistungskurve, beispielsweise durch falsche Annahmen des Wirkungsgrades des PMSGs oder durch elektrische, mechanische oder thermische Alterungseffekte, führen dazu, dass nicht die optimale maximale Leistung dem Wind entnommen wird [18, 53, 58, 64–66].

Wird die PSF-Methode bei einem PMSG mit einem DR-HSS angewendet, so wird die Referenzleistung in den meisten Veröffentlichungen über die Drehzahl vorgegeben. Anschließend wird die Leistung mit der am Diodengleichrichtereingang gemessenen Leistung verglichen und mithilfe eines PI-Reglers der Zwischenkreisstrom für den unterlagerten Stromregler vorgegeben, wie die Abb. 3.18 exemplarisch zeigt [63, 66, 122, 123]. Hierbei kann der Zwischenkreisstrom, ebenso wie bei der P&O-Methode, auch unter der Annahme, dass die Generatorleistung und Zwischenkreisleistung gleich sind, durch einfaches Teilen der Zwischenkreisspannung berechnet werden. Mithilfe der unterlagerten Zwischenkreisstromregelung wird schließlich die Drehzahl über den Tastgrad des Hochsetzstellers angepasst [63, 66, 122, 123]. Für die Stromregelung ist die Übertragungsfunktion des Hochsetzstellers notwendig, dessen Grundzüge, wie bereits in Kap. 3.1.4.3 erwähnt, unter anderem in [95, 111–121] zu finden ist. Neben der Leistungskurve für die Generatorleistung oder die Zwischenkreisleistung kann für den DR-HSS auch eine Referenzkurve der Diodengleichrichterausgangsspannung, die einen Referenzwert für den Zwischenkreisstrom vorgibt, hin-

terlegt werden, sodass auf den überlagerten PI-Regler aus Abb. 3.18 verzichtet werden kann [124].

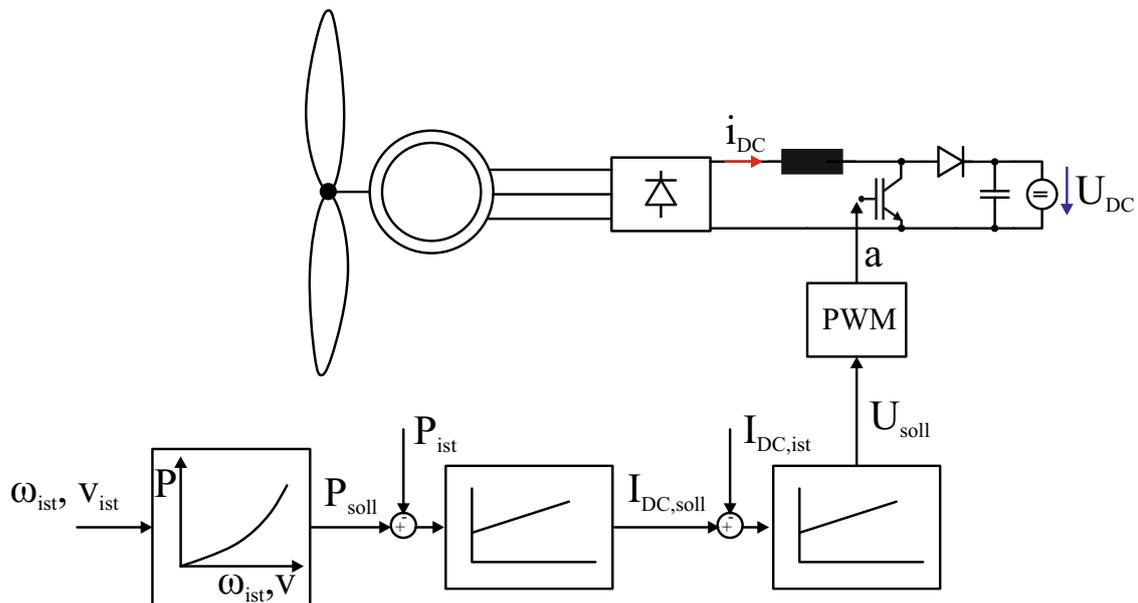


Abb. 3.18: Konzept der PSF-Regelung eines permanenten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller: Leistungssollwert aus Leistungskurve, Leistungsregelung mit unterlagelter Stromregelung

### 3.1.4.5 Tip Speed Ratio-Methode

Ein weiteres MPPT-Verfahren ist, wie in Kap. 1. erwähnt, die TSR-Methode. Dieses basiert auf der Annahme, dass der Leistungsbeiwert  $C_p$  einer Windenergieanlage für eine konstante Windgeschwindigkeit für eine bestimmte Schnelllaufzahl (Tip Speed Ratio)  $\lambda$  maximal ist, wie die Abb. 1.7 zeigt. Dadurch kann die mechanische Leistung der Windturbinen nach Glg. (3.38) maximiert werden [67]:

$$\frac{dP_T}{d\omega_T} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v^3 \cdot \frac{C_p(\lambda, \beta)}{d\lambda} \cdot \frac{d\lambda}{d\omega_T} = 0 \quad (3.38)$$

Mithilfe von Glg. (3.38) berechnet sich die optimale Drehzahl bei optimaler Schnelllaufzahl und bekannter Rotorblattlänge  $R$  in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit  $\lambda_{opt}$  mit:

$$\omega_{T,opt} = \frac{\lambda_{opt} \cdot v}{R} \quad (3.39)$$

Für die optimale Leistungsausbeute wird mit einem Anemometer die Windgeschwindigkeit gemessen und anschließend bei optimaler Schnelllaufzahl  $\lambda$  die Referenzdrehzahl  $\omega_{soll}$  als Stellgröße der Regelung ermittelt [18, 53, 58, 63–65, 67–71]. Durch die Windgeschwindigkeitsmessung erhöht sich zwar die Komplexität des Gesamtsystems, die Windenergieanlage

kann aber, anders als bei den bisher vorgestellten Verfahren, auf Windgeschwindigkeitsänderungen mit Drehzahländerungen in die richtige Richtung reagieren [18, 53, 64, 65]. Die Messung der Windgeschwindigkeit muss, um eine optimale Leistungsausbeute zu erzielen, so genau wie möglich sein. In vielen Fällen kann es durch die Anbringung des Anemometers hinter den Rotorblättern zu Messabweichungen durch Windschatteneffekte kommen [18, 53]. Um dies zu umgehen und zusätzlich die Kosten zu reduzieren, können Beobachter eingesetzt werden. Ein weiterer Nachteil dieses Verfahrens ist, dass die optimale Schnelllaufzahl für jede Windenergieanlage individuell ermittelt werden muss. Dadurch können Fehler durch falsche Annahmen oder im Betrieb durch Alterungseffekte durch mechanische und thermische Belastung, ähnlich wie beim PSF-Verfahren, zu Abweichungen der optimalen Schnelllaufzahl führen, sodass die optimale Leistung nicht erzeugt wird [18, 53, 58, 59, 64, 65, 67–71]. Daher wird in einigen Veröffentlichungen die optimale Schnelllaufzahl dynamisch angepasst [53, 64, 65, 69, 125, 126].

Wird die TSR-Methode bei einem PMSG mit einem DR-HSS eingesetzt, so wird im Allgemeinen die Windgeschwindigkeit gemessen oder auch beobachtet und mithilfe der optimalen Schnelllaufzahl die Referenzdrehzahl, die die Leistung maximiert, berechnet. Mithilfe des Leistungsgleichgewichts zwischen mechanischer und elektrischer Leistung wird beispielsweise in [127] ein Zusammenhang zwischen Drehzahl und Tastgrad hergestellt. Eine weitere Methode ist in Abb. 3.19 dargestellt. Hierbei wird mittels des Leistungsgleichgewichts zwischen mechanischer und elektrischer Leistung eine optimale Leistung im Zwischenkreis ermittelt und diese anschließend mit einem PI-Regler, wie bereits bei der P&O-Methode oder PSF-Methode dargestellt, oder mit Teilen durch die Zwischenkreisspannung ausgeregelt [128].

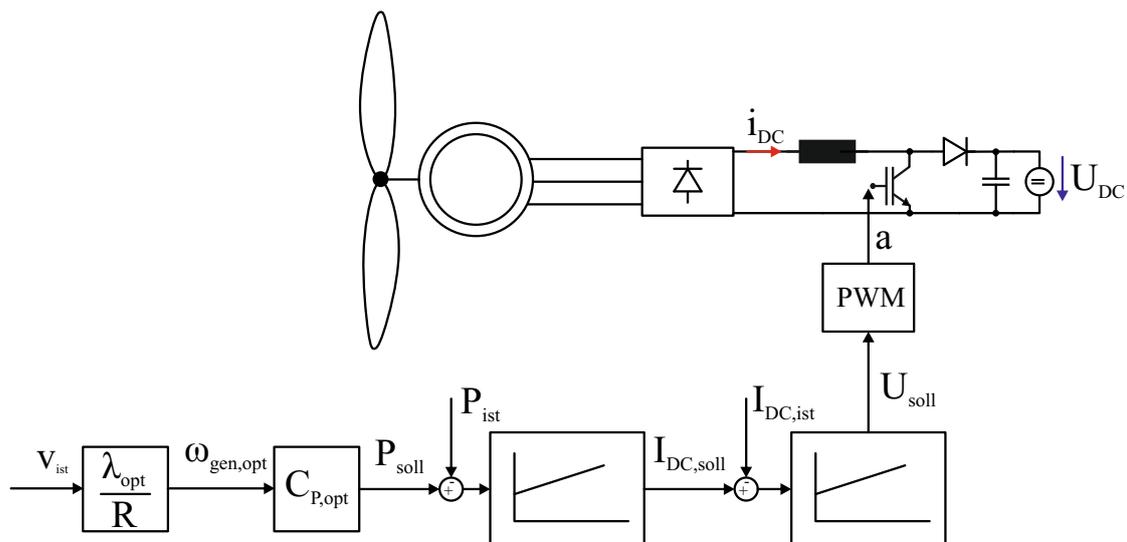


Abb. 3.19: Prinzip der TSR-Methode eines permanenten Synchrongenerators mit Diodegleichrichter und Hochsetzsteller: Leistungssollwert aus optimaler Schnelllaufzahl, Leistungsregelung mit unterlagelter Stromregelung

### 3.1.4.6 Auswahl des MPPT-Verfahrens

Neben den drei vorgestellten Verfahren wird in der Literatur eine Kombination aus den MPPT-Methoden angewandt. So wird in vielen Veröffentlichungen die P&O-Methode erweitert, indem beispielsweise die Schrittweite in Abhängigkeit verschiedener Einflussfaktoren variiert wird [50, 54, 62, 129, 130]. Oder es wird zu Beginn der Regelung ein Startpunkt aus dem PSF-Verfahren bzw. aus dem TSR-Verfahren gewählt und die optimale Leistung in mehreren Iterationsschritten mit der P&O-Methode maximiert, um anschließend die entsprechend hinterlegte Kennlinie der Leistung oder der Schnelllaufzahl adaptiv anzupassen [56, 69, 125, 126, 131]. Um die Anzahl der Sensoren und damit die Kosten des MPPT-Verfahrens zu reduzieren, werden Beobachter für die Drehzahl und der Windgeschwindigkeit eingesetzt [132].

In dieser Arbeit wird ein einfaches MPPT-Verfahren eingesetzt, das die Windgeschwindigkeit benötigt. Es werden hierfür mithilfe eines Windturbinenmodells, das in Kap. 4. vorgestellt wird, verschiedene Leistungskurven in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit erzeugt. Bei einer bestimmten Windgeschwindigkeit existiert eine optimale Drehzahl, die die Leistung am Generatorausgang maximiert, wie auch in Abb. 1.4 zu erkennen ist. Mithilfe der gemessenen Windgeschwindigkeit wird anschließend eine optimale Drehzahl vorgegeben, die, aufgrund ihrer einfachen Anwendung, schließlich mithilfe der P&O-Methode ausgeglichen wird, wie die Abb. 3.20 zeigt. Auf einen Beobachterentwurf für die Windgeschwindigkeitsmessung wird zur Kostenreduzierung dieses Verfahrens abgesehen, da angenommen wird, dass es für den Vergleich der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte hinsichtlich der Kosten und der erzeugten Leistung keine Auswirkung hat. Dieses Verfahren wird in Kap. 5. angewandt.

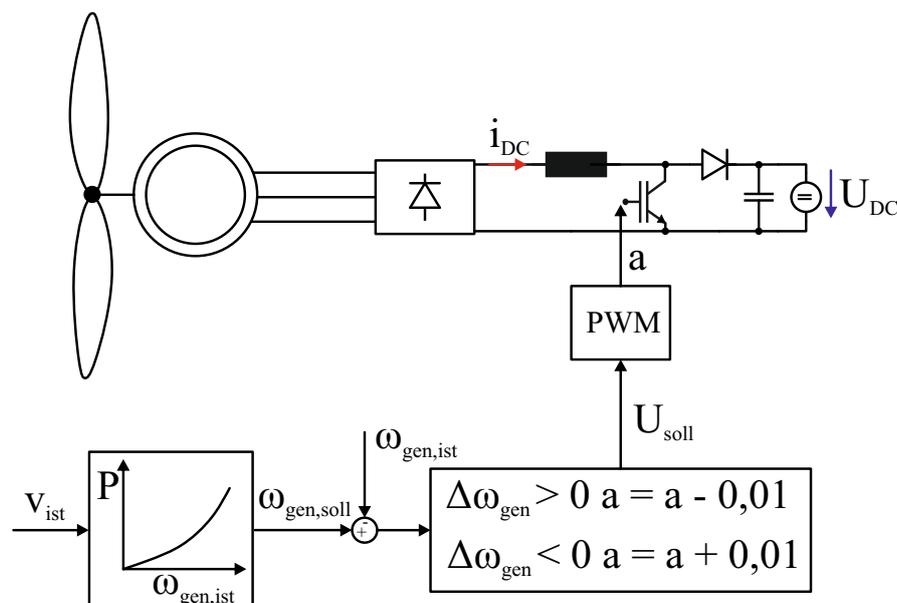


Abb. 3.20: Prinzip des in dieser Arbeit verwendeten MPPT-Verfahrens des permanent erregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller

## 3.2 Halbbrückengleichrichter

In diesem Kapitel wird das Konzept des PMSG mit einem HBG vorgestellt. Der HBG besitzt pro Phase eine Diode in der oberen und ein IGBT mit antiparalleler Diode in der unteren Halbbrücke, wodurch er im Vergleich zum ZLW eine einfachere und kostengünstigere Bauweise aufweist [18–20, 26–31, 34, 42–49]. In Kleinwindenergieanlagen wird dieser Gleichrichter weniger verwendet. Zum einen da der Bauaufwand höher als beim DR-HSS ist und zum anderen da mit der im Allgemeinen verwendeten konventionellen Modulationsmethode das gleiche Verhalten wie beim DR-HSS erzeugt werden kann. Im Gegenzug ist der Aufwand für die Ansteuerung, aufgrund einer höheren Anzahl an IGBTs, beim HBG höher. Jedoch findet dieser Gleichrichter in der Automobilindustrie Anwendung [28, 45].

Zunächst wird in diesem Kapitel der Aufbau und die Funktionsweise des HBG in Kap. 3.2.1 beschrieben. Anschließend werden zwei verschiedene Modulationsmethoden in Kap. 3.2.2.1 und Kap. 3.2.2.3 kurz vorgestellt und eine Modulationsmethode ausgewählt. Auf Basis der eingesetzten Modulationsmethode werden, wie bereits beim DR-HSS, die Generatorphasenströme in Kap. 3.2.2 und die Verluste der Leistungshalbleiter in Kap. 3.2.3 berechnet. In Kap. 3.2.4 wird auf das in dieser Arbeit eingesetzten MPPT-Verfahren des HBG eingegangen.

### 3.2.1 Aufbau und Funktionsweise

Der Aufbau des HBG (engl. half bridge switch mode rectifier) ist in Abb. 3.21 dargestellt. Pro Phase wird in der unteren Halbbrücke ein IGBT mit antiparalleler Diode und in der oberen eine Diode eingesetzt. Wie bereits beim DR-HSS wird angenommen, dass die Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  durch den netzseitigen Wechselrichter konstant gehalten wird.

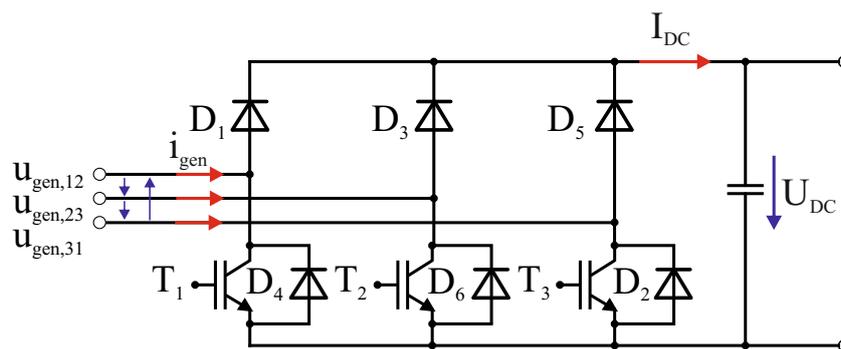


Abb. 3.21: Halbbrückengleichrichter

Der Eingang des HBG wird durch den PMSG mit drei um  $120^\circ$  verschobenen, sinusförmigen Spannungen gespeist. Wenn die IGBTs nicht geschaltet werden, so verhalten sich die Generatorspannungen und -ströme wie bei einem reinen Diodengleichrichter. Sobald die Generatorspannung  $u_{gen,LL}(t)$  größer ist als die anliegende Zwischenkreisspannung, leiten bei positivem Stromfluss die Dioden der oberen Halbbrücken und bei negativem Stromfluss die

unteren. Werden die IGBTs eingeschaltet, so fließt bei positivem Stromfluss der Generatorphasenstrom durch die IGBTs.

### 3.2.2 Berechnung der Generatorphasenströme

Der HBG kann auf zwei verschiedene Weisen angesteuert werden. Zum einen mit der sogenannten konventionellen Methode, bei der die drei IGBTs gleichzeitig mit dem gleichen Tastgrad angesteuert werden (vgl. Kap. 3.2.2.1) [19, 26, 43] oder mit der sogenannten Phase Advance Modulation, die die IGBTs unabhängig voneinander ansteuert [30, 34, 42, 43] (vgl. Kap. 3.2.2.3). Hierbei ergeben sich unterschiedliche Generatorphasenströme in Abhängigkeit der Generatorinduktivität und Schaltfrequenz, die in den folgenden Unterkapiteln kurz analysiert werden.

#### 3.2.2.1 Konventionelles Modulationsverfahren

Wie bereits erwähnt, werden bei der konventionellen Modulationsmethode die IGBTs mit dem gleichen Tastgrad zur gleichen Zeit angesteuert. Bei positivem Generatorphasenstrom fließt der Strom bei eingeschaltetem IGBT durch den IGBT und bei ausgeschaltetem durch die Dioden der oberen Halbbrücke. Bei negativem Generatorphasenstrom und negativer Generatorphasenspannung wird der Stromverlauf durch das Leitverhalten der unteren antiparallelen Diode bestimmt, sodass sich der Generatorphasenstromverlauf nach Abb. 3.22 ergibt. In Abb. 3.22 ist ab dem Zeitintervall  $\omega t_5$  in der zweiten Phase ein Stromfluss zu erkennen, welcher bei einem reinen Diodengleichrichter nicht auftritt. Dieses Verhalten wird auf das Schalten der IGBTs zurückgeführt, welche die Generatorspannung derart anheben, dass ein Stromfluss möglich ist. Dadurch ist das zweite lokale Maximum des Generatorphasenstromes geringer als der erste.

In Abb. 3.23 wird das Leitverhalten der LHL für die in Abb. 3.22 eingezeichneten Leitintervalle der Dioden und bei gleichzeitigem Schalten der IGBTs für eine positive Halbwelle des Generatorphasenstromes der ersten Phase gezeigt. Für die unterschiedlichen Leitintervalle können die Differentialgleichungen wie bei dem DR-HSS aufgestellt werden. Hierbei wird erneut lediglich das erste Zeitintervall betrachtet. Die weiteren in Abb. 3.23 eingezeichneten Zeitintervalle sind in Kap. 8.3 zu finden.

#### **Zeitintervall $\omega t_1 \leq \omega t < \omega t_2$ :**

Im ersten Zeitintervall muss ähnlich wie bei dem DR-HSS zwischen dem ein- und ausgeschalteten Zustand des IGBT unterschieden werden. Wie Abb. 3.23 a) und b) zeigen, ist in diesem Zeitintervall der Generatorphasenstrom der ersten Phase positiv oder Null und in der dritten Phase positiv. Für die Berechnungen wird der Nullfall der ersten Phase vernachlässigt.

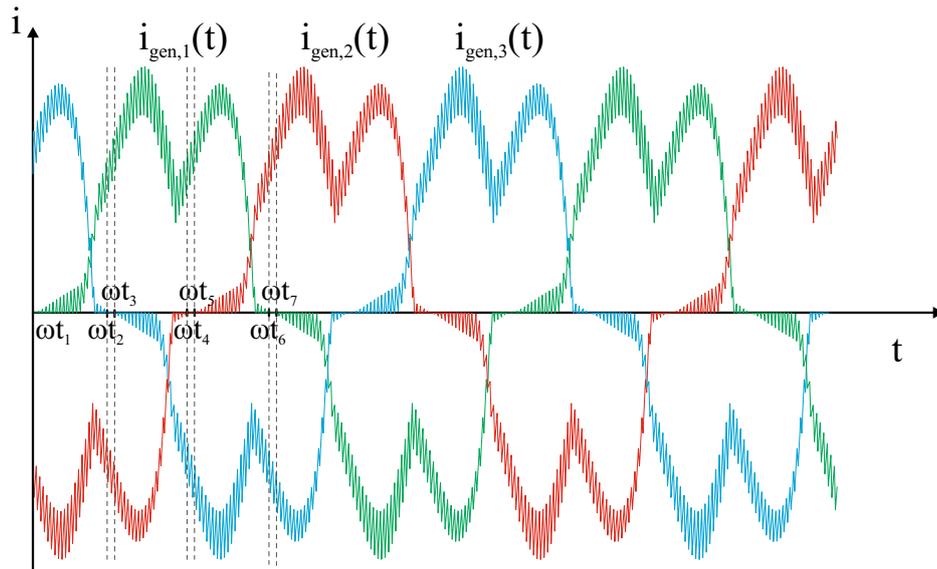


Abb. 3.22: Prinzipieller Generatorphasenstromverlauf des Halbbrückengleichrichters: grün: Phase 1, rot: Phase 2, blau: Phase 3

• **Zeitintervall:  $0 \leq t < \omega T_E$ :**

Im eingeschalteten Zustand des IGBT fließen die positiven Generatorphasenströme der ersten und dritten Phase durch den IGBT, wodurch sich gemäß den Kirchhoff'schen Gesetzen ein Differentialgleichungssystem wie folgt ergibt (vgl. Abb. 3.23 a)):

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},1}(t) \\ 0 &= \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},3}(t) \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$i_{\text{gen},2}(t) = i_{\text{gen},1}(t) + i_{\text{gen},3}(t)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$ , mithilfe von Glg. (3.3) für die entsprechenden Generatorphasenspannung und mit  $\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2}$  aus [78] ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im ersten Zeitintervall im eingeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} = \frac{u_{\text{gen},1}(t)}{\omega_s L_s} = \frac{1}{\omega_s L_s} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.41)$$

Da die Abhängigkeit des Generatorphasenstromes von der Statorinduktivität und der Schaltfrequenz bereits ersichtlich ist, wird, wie bereits bei dem Konzept des DR-HSS, auf die Integration aus Übersichtsgründen verzichtet.

• **Zeitintervall:  $\omega T_E < t \leq \omega T_s$ :**

Im ausgeschalteten Zustand des IGBT fließt der positive Generatorphasenstrom der ersten und dritten Phase durch die Dioden der oberen Halbbrücke (vgl. 3.23 b)). Zu den vorherigen Maschengleichungen wird zusätzlich die vom netzseitigen Wechselrichter konstant ge-

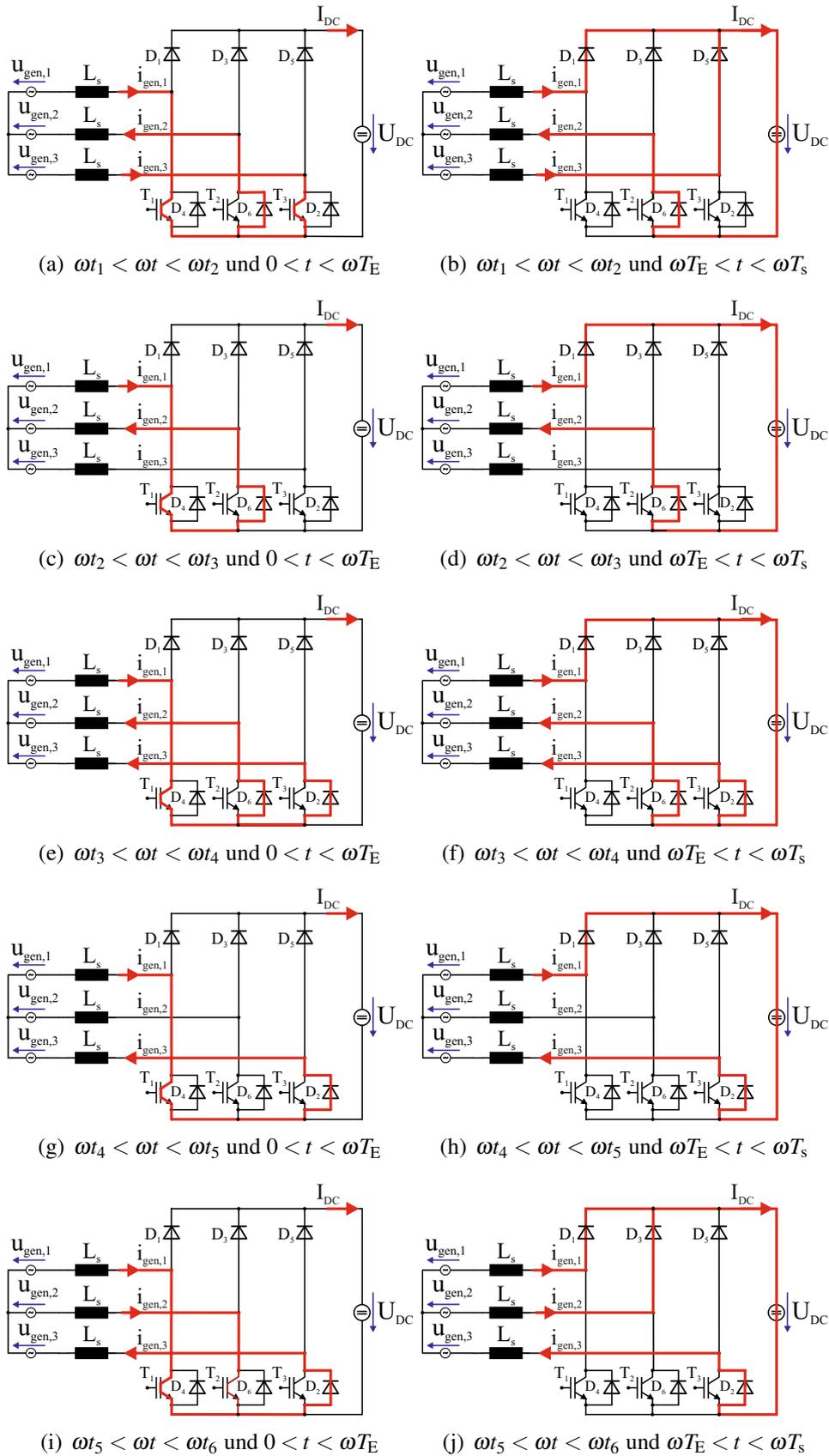


Abb. 3.23: Prinzipielles Leitverhalten der Leistungshalbleiter des Halbbrückengleichrichters für einen positiven Generatorphasenstrom der Phase 1: Rot: Stromfluss in den entsprechenden Zeitintervallen

haltene Zwischenkreisspannung addiert, sodass sich folgendes Differentialgleichungssystem ergibt:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt}L_s + U_{\text{DC}} + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt}L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},1}(t) \\ 0 &= \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt}L_s + U_{\text{DC}} + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt}L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},3}(t) \\ i_{\text{gen},2}(t) &= i_{\text{gen},1}(t) + i_{\text{gen},3}(t) \end{aligned} \quad (3.42)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im ersten Zeitintervall im ausgeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \cdot \sin(\omega t) - \frac{1}{3} \cdot U_{\text{DC}} \right) \quad (3.43)$$

### 3.2.2.2 Zusammenfassung der Berechnung

Aus den Gleichungen des positiven Generatorphasenstromes der ersten Phase wird deutlich, dass dieser von der Generatorfrequenz, der Schaltfrequenz der IGBTs, der Ein- und Ausschaltzeitdauer der IGBTs und der Statorinduktivität abhängt. Abb. 3.24 zeigt den simulierten Generatorphasenstromverlauf bei variierender Schaltfrequenz und variierendem Tastgrad der IGBTs. Wie der Abbildung zu entnehmen ist, ist ein ähnlicher Verlauf des Generatorphasenstromes wie bei dem DR-HSS zu erkennen. Bei höherer Schaltfrequenz sinkt die Stromwertigkeit und mit kleinerem Tastgrad sinkt der Generatorphasenstrom.

### 3.2.2.3 Phase Advance Modulation

In der zweiten Modulationsmethode, der sogenannten Phase Advance Modulation, werden die IGBTs in den drei Phasen unabhängig voneinander angesteuert, um eine Phasenverschiebung zwischen Generatorspannung und Generatorphasenstrom, wie es bei einem ZLW möglich ist, zu erzeugen, sodass eine höhere Leistung bei einem breiteren Drehzahlpektrum erreicht werden kann [28, 30, 42–44].

Der Verlauf des Generatorphasenstromes kann jedoch, wie bereits in Abb. 3.23 dargestellt und in Kap. 3.2.2.1 erläutert, nur in der positiven Halbwelle beeinflusst werden. In Abb. 3.25 ist das Prinzip der Phase Advance Modulation dargestellt. Diese wird dabei in drei Phasen, die  $\delta$ -,  $\varepsilon$ -, und  $\phi$ -Phase, eingeteilt, in denen der IGBT der entsprechenden Phase mit unterschiedlichen Tastgraden angesteuert wird. Nach dem Wechsel des Generatorphasenstromes von der negativen in die positive Halbwelle wird der IGBT, wie die Abb. 3.25 zeigt, für eine Phase  $\delta$  eingeschaltet. Es liegt keine Spannung  $u_{\text{gen},1N}$  über dem IGBT an, der Generatorphasenstrom steigt stark an und kann unter bestimmten Bedingungen den Bemessungsstrom übersteigen. In der  $\varepsilon$ -Periode wird der Tastgrad auf den drehzahl optimalen Wert gesetzt, der mittels der konventionellen Methode, beispielsweise aus einem MPPT-Verfahren, berechnet

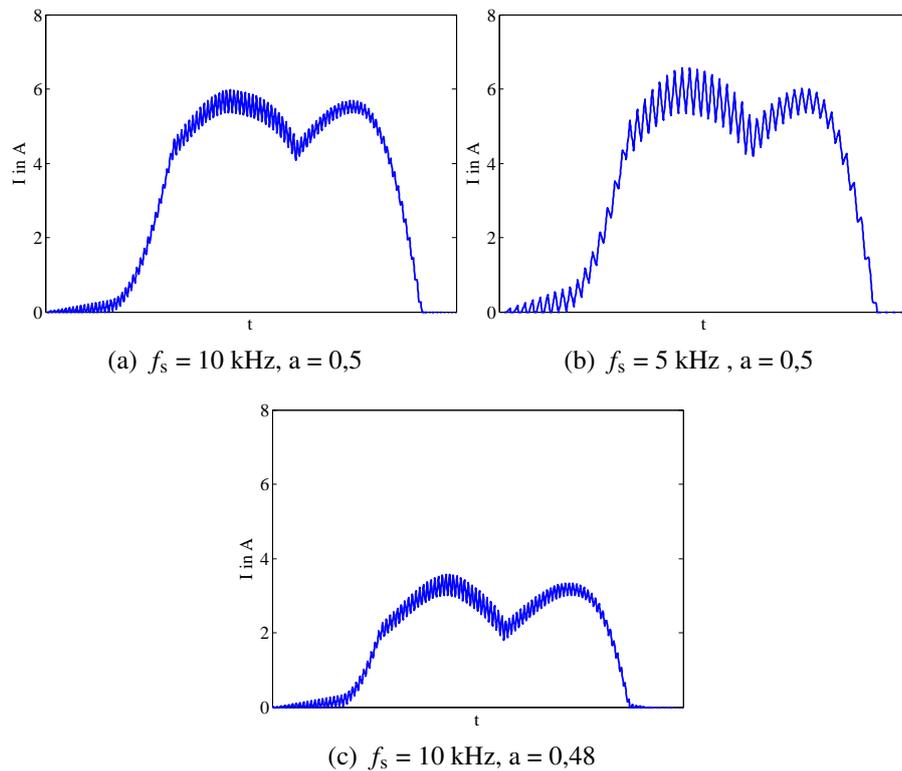


Abb. 3.24: Prinzipieller Generatorphasenstromverlauf eines Halbbrückengleichrichters bei variierender Schaltfrequenz  $f_s$  und Tastgrad  $a$  mit  $L_s = 18,9 \text{ mH}$  und  $U_{\text{DC}} = 700 \text{ V}$

wird. Die Generatorphasenspannung  $u_{\text{gen}}(t)$  beginnt zu steigen. In der dritten Phase  $\phi$  wird der Tastgrad verringert, sodass der Generatorphasenstrom stark sinkt [28, 30, 42–44]. Wie in der Abb. 3.25 gezeigt, kann dadurch eine Phasenverschiebung zwischen der Generatorphasenspannung und dem Generatorphasenstrom erreicht werden, wodurch das Verhalten eines ZLW nachgebildet werden kann [28, 30, 42–44].

### 3.2.2.4 Auswahl der Modulationsmethode

Ein Nachteil der Phase Advanced Methode ist das Finden der optimalen Intervalle für die Phasen  $\delta$ ,  $\varepsilon$  und  $\phi$ . Dafür ist eine Detektion des Nulldurchganges des Generatorphasenstromes von Nöten, wodurch der Aufwand dieser Modulationsmethode steigt. Ein weiterer Nachteil ist, dass ausschließlich die positive Halbwelle beeinflusst wird, sodass die positive und negative Halbwelle des Generatorphasenstromes nicht mehr symmetrisch ist. Insbesondere bei kleinen Windgeschwindigkeiten, die im Bereich der Kleinwindenergieanlagen oft auftreten, wird ein lückender Generatorphasenstrom erwartet, sodass sich diese Modulationsmethode durch das Auftreten unsymmetrischer Generatorphasenströme leistungsreduzierend auswirkt. Zudem steigt durch die asymmetrischen Generatorphasenströme die thermische Belastung des PMSG und der THD-Wert der Generatorphasenströme [28, 34, 44]. Somit wird auf die Anwendung dieser Modulationsmethode in dieser Arbeit verzichtet und die konventionelle Modulationsmethode eingesetzt.

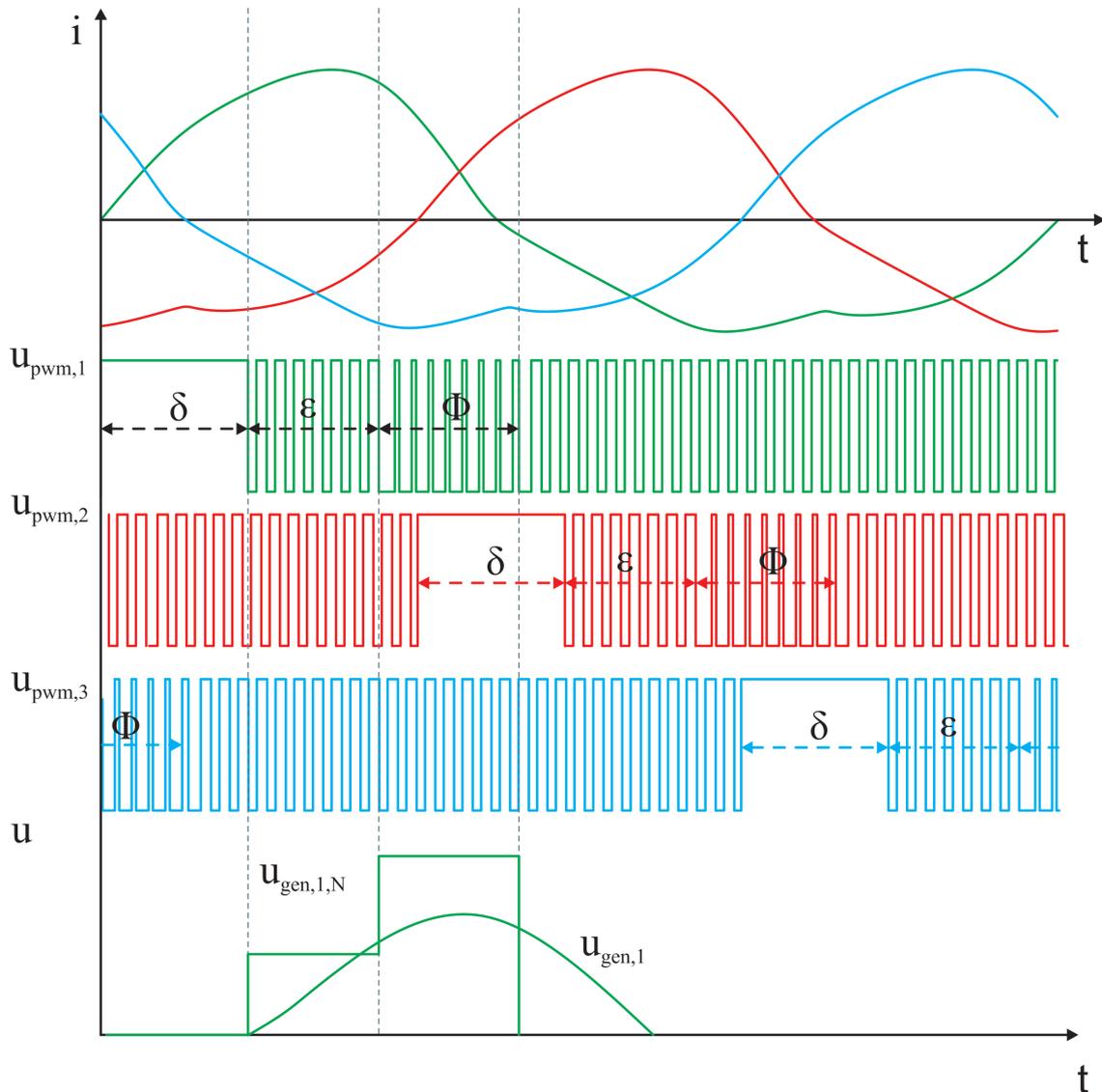


Abb. 3.25: Prinzip der Phase Advance Modulation des Halbbrückengleichrichters: oben: dreiphasige Generatorphasenströme, mitte: dreiphasige PWM-Signale in den unterschiedlichen Ansteuerungsphasen  $\delta$ ,  $\epsilon$  und  $\phi$ , unten: Phasenspannung des IGBT und Generatorphasenspannung der ersten Phase: Grün: Erste Phase, rot: Zweite Phase, blau: Dritte Phase

### 3.2.3 Verlustberechnungen

Für die Berechnung der Verluste der LHL des HBG muss der Stromverlauf durch den einzelnen LHL ermittelt werden. Hierbei wird von der konventionellen Modulationsmethode ausgegangen, die alle drei IGBTs gleichzeitig ansteuert. Wie in Kap. 3.2.2 erläutert und in Abb. 3.26 gezeigt, fließt bei ausgeschaltetem Zustand  $\omega T_E \leq \omega t \leq \omega T_s$  des IGBT der Generatorphasenstrom der positiven Halbwelle durch die Diode in der oberen Halbbrücke, während bei eingeschaltetem Zustand  $0 \leq \omega t \leq \omega T_E$  der Generatorphasenstrom der positiven Halbwelle durch den IGBT fließt. In der negativen Halbwelle fließt der Generatorphasenstrom unabhängig vom Schaltzustand des IGBT ausschließlich durch die antiparallele Diode.

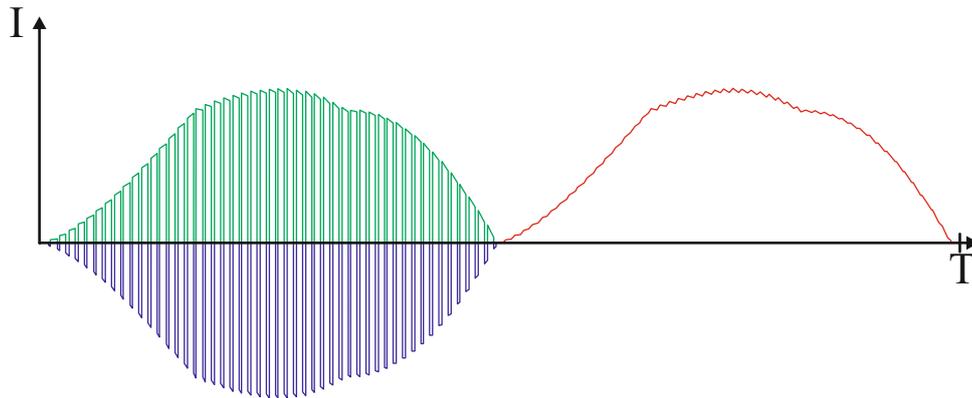


Abb. 3.26: Stromverlauf des Halbbrückengleichrichters: grün: obere Dioden, blau: IGBT, rot: antiparallele Diode

Somit lassen sich folgende Stromverläufe der einzelnen LHL zusammenfassen:

$$i_{\text{LHL,HBG}}(t) = \begin{cases} i_{\text{gen}}(t) & \text{Diode für } 0 \leq t \leq \pi \text{ und } \omega T_E \leq \omega t \leq \omega T_s \\ i_{\text{gen}}(t) & \text{IGBT für } 0 \leq t \leq \pi \text{ und } 0 \leq \omega t \leq \omega T_E \\ i_{\text{gen}}(t) & \text{antiparallele Diode für } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.44)$$

Für die Berechnung der Leit- und Schaltverluste der LHL müssen die Mittel- und Effektivwerte des durch den LHL fließenden Stromes ermittelt werden. Für die Mittelwerte wird der Generatorphasenstrom verwendet, der durch den entsprechenden LHL fließt, wobei anzumerken ist, dass jeder LHL für nur eine Halbwelle leitet, was im Folgenden mit *HW* bezeichnet wird.

Mit dem Tastgrad  $a$  ergeben sich für die Mittel- und Effektivwerte der einzelnen LHL:

$$I_{\text{HBG,mean}} = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot (1-a) \cdot I_{\text{gen,mean,HW}} & \text{Diode} \\ \frac{1}{2} \cdot a \cdot I_{\text{gen,mean,HW}} & \text{IGBT} \\ \frac{1}{2} \cdot I_{\text{gen,mean,HW}} & \text{antiparallele Diode} \end{cases} \quad (3.45)$$

$$I_{\text{HBG,rms}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1-a) \cdot I_{\text{gen,rms}}^2} & \text{Diode} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \cdot a \cdot I_{\text{gen,rms}}^2} & \text{IGBT} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \cdot I_{\text{gen,rms}}^2} & \text{antiparallele Diode} \end{cases} \quad (3.46)$$

Die Mittel- und Effektivwerte können für die Berechnung der Leitverluste der einzelnen LHL in Glg. (3.10) und Glg. (3.11) aus Kap. 3.1.3 eingesetzt werden, wodurch sich für die Diode in der oberen Halbbrücke, die antiparallele Diode und den IGBT folgender Zusammenhang für die Leitverluste des HBG ergibt:

$$P_{\text{v,cond,HBG}} = \begin{cases} U_{\text{F0}} \cdot I_{\text{F,Diode,HBG,mean}} + r_{\text{F}} \cdot I_{\text{F,Diode,HBG,rms}}^2 & \text{Diode} \\ U_{\text{F0}} \cdot I_{\text{F,anti,HBG,mean}} + r_{\text{F}} \cdot I_{\text{F,anti,HBG,rms}}^2 & \text{antiparallele Diode} \\ U_{\text{CE0}} \cdot I_{\text{C,HBG,mean}} + r_{\text{CE}} \cdot I_{\text{C,HBG,rms}}^2 & \text{IGBT} \end{cases} \quad (3.47)$$

Für die Schaltverluste des HBG wird der Effektivwert des Stromes, der durch den entsprechenden LHL fließt, in Glg. (3.12) aus Kap. 3.1.3 eingesetzt:

$$P_{\text{v,sw,HBG}} = \begin{cases} f_{\text{sw}} \cdot E_{\text{rr}} \left( \frac{I_{\text{HBG,rms}}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iD}}} \left( \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} & \text{Diode} \\ f_{\text{sw}} \cdot E_{\text{rr}} \left( \frac{I_{\text{HBG,rms}}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{iD}}} \left( \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{uD}}} & \text{antiparallele Diode} \\ f_{\text{sw}} \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \left( \frac{I_{\text{HBG,rms}}}{I_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{i}}} \left( \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{ref}}} \right)^{K_{\text{u}}} & \text{IGBT} \end{cases} \quad (3.48)$$

Erneut gelten für die spannungs- und stromabhängigen Parameter  $K_{\text{i}}$ ,  $K_{\text{u}}$ ,  $K_{\text{iD}}$ ,  $K_{\text{uD}}$  die Werte aus Tab. 3.1 in Kap. 3.1.3. Die Werte für die Ein- und Ausschaltenergie des IGBT bzw. der Dioden ( $E_{\text{on}}$ ,  $E_{\text{off}}$  und  $E_{\text{rr}}$ ) können aus dem Datenblatt des entsprechenden LHL entnommen werden [133].

Die Gesamtverluste des HBG setzen sich aus der Summe der Leit- und Schaltverluste aus den Glg. (3.47) und Glg. (3.48) der einzelnen LHL zusammen ( $P_{\text{v,Diode}} = P_{\text{v,cond,Diode}} + P_{\text{v,sw,Diode}}$ ,  $P_{\text{v,anti}} = P_{\text{v,cond,anti}} + P_{\text{v,sw,anti}}$ ,  $P_{\text{v,IGBT}} = P_{\text{v,cond,IGBT}} + P_{\text{v,sw,IGBT}}$ ) und es gilt:

$$P_{\text{v,ges,HBG}} = 3 \cdot (P_{\text{v,Diode}} + P_{\text{v,anti}} + P_{\text{v,IGBT}}) \quad (3.49)$$

### **3.2.4 Regelungsverfahren**

Wie bei dem PMSG mit DR-HSS wird beim Einsatz eines HBG auf der Netzseite ein ZLW eingesetzt, der die Zwischenkreisspannung konstant hält, sodass die gleiche Regelung, wie in Kap. 3.1.4.1 erläutert, zum Einsatz kommt. Da die Funktionsweise der MPPT-Verfahren im Wesentlichen bereits in Kap. 3.1.4.3 bis Kap. 3.1.4.5 vorgestellt worden ist, wird in diesem Kapitel nur auf die Anwendung der MPPT-Verfahren für ein Konzept eines PMSG mit einem HBG eingegangen.

#### **3.2.4.1 MPPT-Verfahren**

Mit den in Kap. 3.2.2.1 beschriebenen Modulationsverfahren verhält sich der HBG ähnlich wie ein DR-HSS, sodass die MPPT-Verfahren P&O-Methode in Abb. 3.27 a), die PSF-Methode in Abb. 3.27 b) und TSR-Methode 3.27 c) in der gleichen Weise, wie beim DR-HSS angewendet werden können (vgl. Kap. 3.1.4.3 bis Kap. 3.1.4.5).

Die Regelung eines HBG ist bisher in wenigen Veröffentlichungen untersucht worden. Lediglich in [134] wird ein MPPT-Verfahren für den HBG erläutert, das mithilfe der geschätzten Drehzahl und Drehmoment den Stromsollwert vorgibt, der anschließend mithilfe eines PI-Reglers den Tastgrad der IGBTs vorgibt.

#### **3.2.4.2 Auswahl des MPPT-Verfahrens**

In dieser Arbeit wird das gleiche Verfahren wie bei dem Konzept des PMSG mit einem DR-HSS angewendet, das in Abb. 3.28 für den HBG dargestellt ist. Hierbei wird, wie bereits in Kap. 3.1.4.6 erläutert, mit einem Windturbinenmodell die optimale von der Windgeschwindigkeit abhängige Drehzahl vorgegeben, die mithilfe der P&O-Methode geregelt wird. Auf einen Beobachterentwurf wird abgesehen. Dieses Verfahren wird in Kap. 5. angewandt.

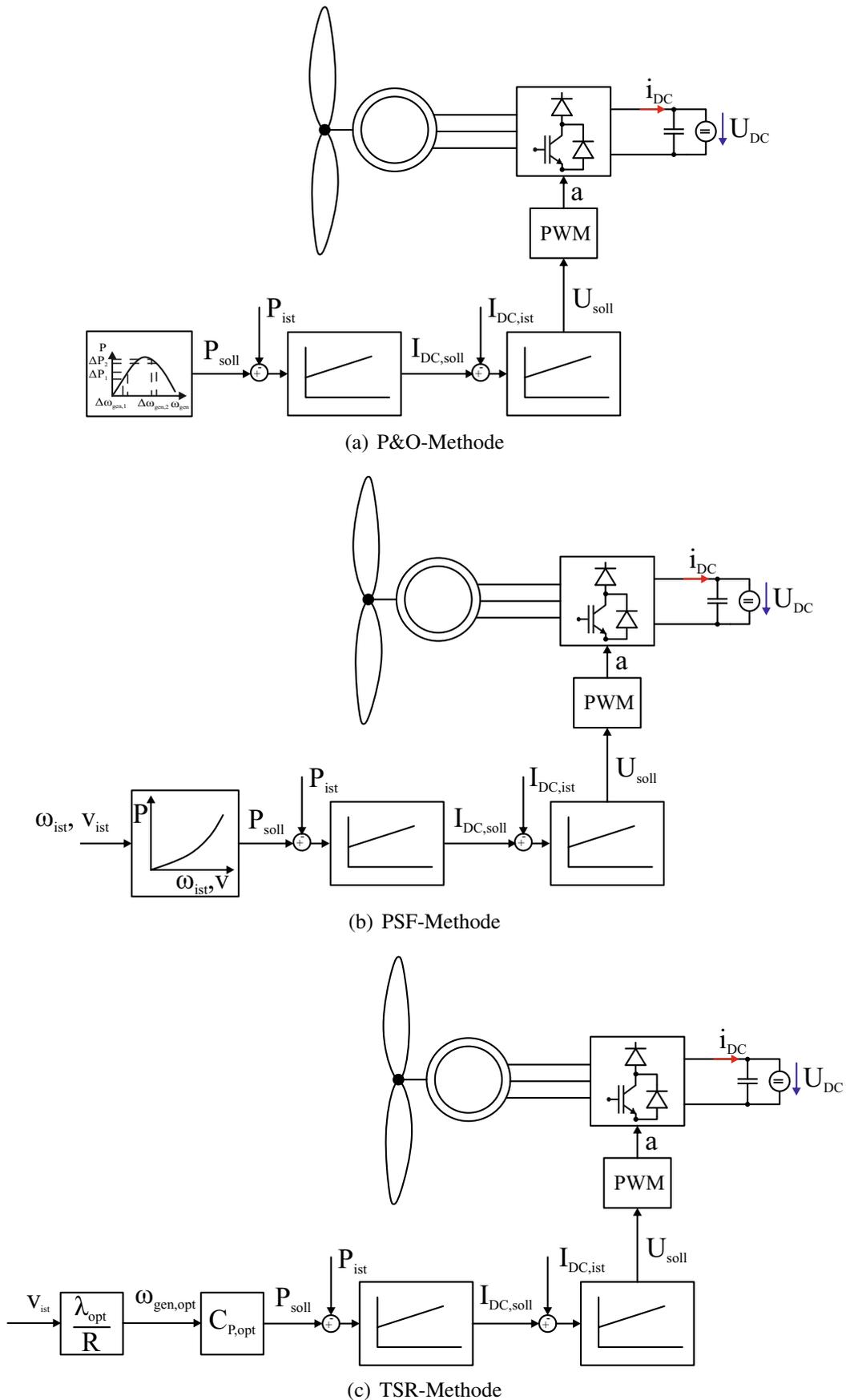


Abb. 3.27: Prinzip der MPPT-Verfahren eines permanenterregten Synchrongenerators mit einem Halbbrückengleichrichter: Vorgabe der Leistungswert aus entsprechendem MPPT-Verfahren, Leistungsregelung mit unterlagerter Stromregelung

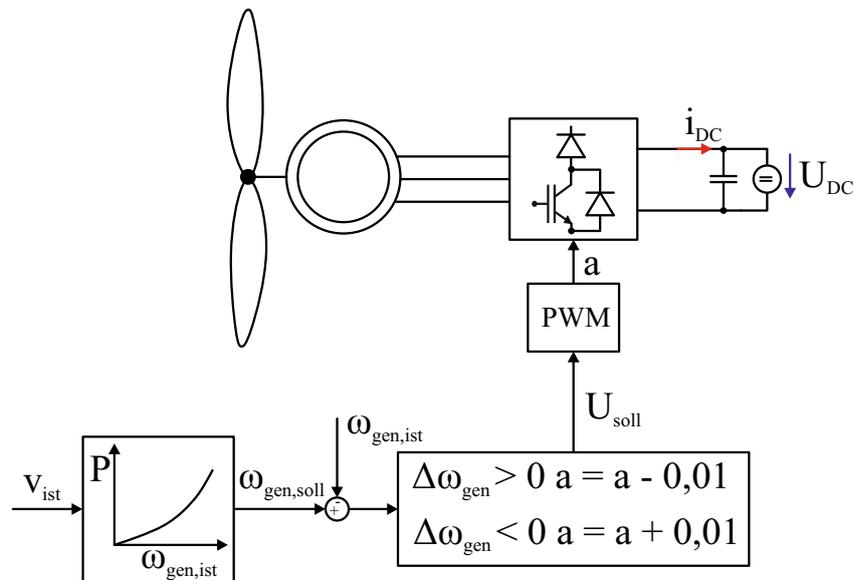


Abb. 3.28: Prinzip des in dieser Arbeit verwendeten MPPT-Verfahrens des permanenterregten Synchrongenerators mit einem Halbbrückengleichrichter

### 3.3 Zwei-Level-Wechselrichter

In diesem Kapitel wird der ZLW mit einem PMSG als Generatoreinheit für die Anwendung in Kleinwindenergieanlagen vorgestellt. Das Einsatzgebiet des ZLW umfasst neben Kleinwindenergieanlagen insbesondere große Windenergieanlagen und Umrichter in der Automobilindustrie [26, 37–39, 109, 135–140]. Durch den Einsatz von sechs IGBTs ist die Steuerbarkeit der Generatorphasenströme und somit eine feldorientierte Regelung des PMSG möglich [18–21, 26–33, 37–39, 109, 136, 137]. In Kleinwindenergieanlagen wird dieser Gleichrichter weniger verwendet, da durch den zusätzlichen Bauaufwand durch den Einsatz von schaltenden, anzusteuern und zu regelnden IGBTs die Kosten und die Komplexität des Gesamtsystems steigen [18–21, 26–33]. Jedoch wird durch die Steuerbarkeit der Generatorphasenströme der THD-Wert der Generatorphasenströme und somit die mechanische Belastung des PMSG verringert (vgl. Kap. 5.1.1).

Als Grundlage für die weiteren Analysen wird in diesem Kapitel zunächst der Aufbau und die Funktionsweise des ZLW in Kap. 3.3.1 beschrieben. Mithilfe dieses Gleichrichters kann beim Einsatz von der Sinus-Dreieck- oder Raumzeigermodulation der Generatorphasenstrom derart gesteuert werden, dass dieser eine Sinusform aufweist (vgl. Kap. 3.3.2). Anschließend werden die Verlustberechnungen der LHL in Kap. 3.3.3 vorgestellt, bevor die Regelung und die MPPT-Verfahren für einen ZLW in Kap. 3.3.4 erläutert werden.

#### 3.3.1 Aufbau und Funktionsweise

Der Aufbau des ZLW ist in Abb. 3.29 dargestellt. Dieser zeichnet sich durch IGBTs und antiparallel dazu geschalteten Dioden in der oberen und unteren Halbbrücke aus, wie die

Abb. 3.29 zeigt.

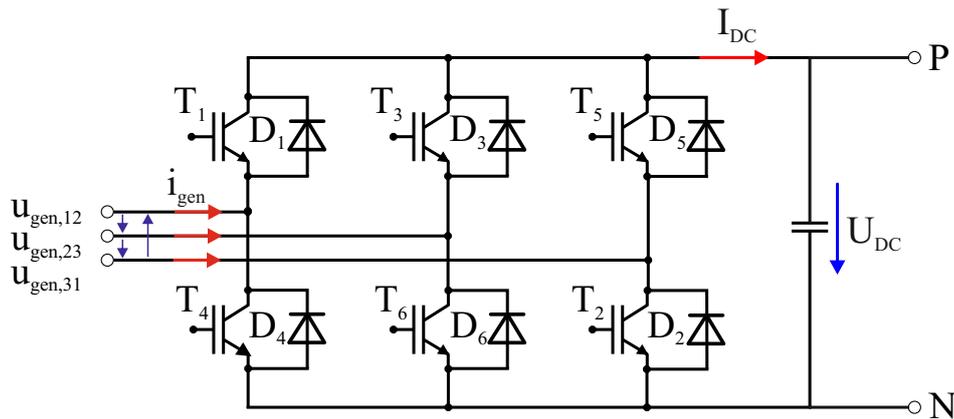


Abb. 3.29: Aufbau eines Zwei-Level-Wechselrichters

Der Eingang des ZLW wird mit drei um  $120^\circ$  verschobenen, sinusförmigen Spannungen durch den PMSG gespeist. Wenn die IGBTs nicht geschaltet werden, so verhalten sich die Generatorspannungen und -ströme wie bei einem reinen Diodengleichrichter. Sobald die Generatorspannung  $u_{\text{gen,LL}}(t)$  betragsmäßig größer ist als die anliegende Zwischenkreisspannung, leiten bei positivem Stromfluss die Dioden der oberen Halbbrücke und bei negativen Stromfluss die unteren, wie die Abb. 3.30 zeigt. Werden die IGBTs geschaltet, so fließt bei positivem Stromfluss der Generatorphasenstrom durch den IGBT der unteren Halbbrücke und bei negativem Stromfluss durch den IGBT der oberen Halbbrücke (vgl. Abb. 3.30).

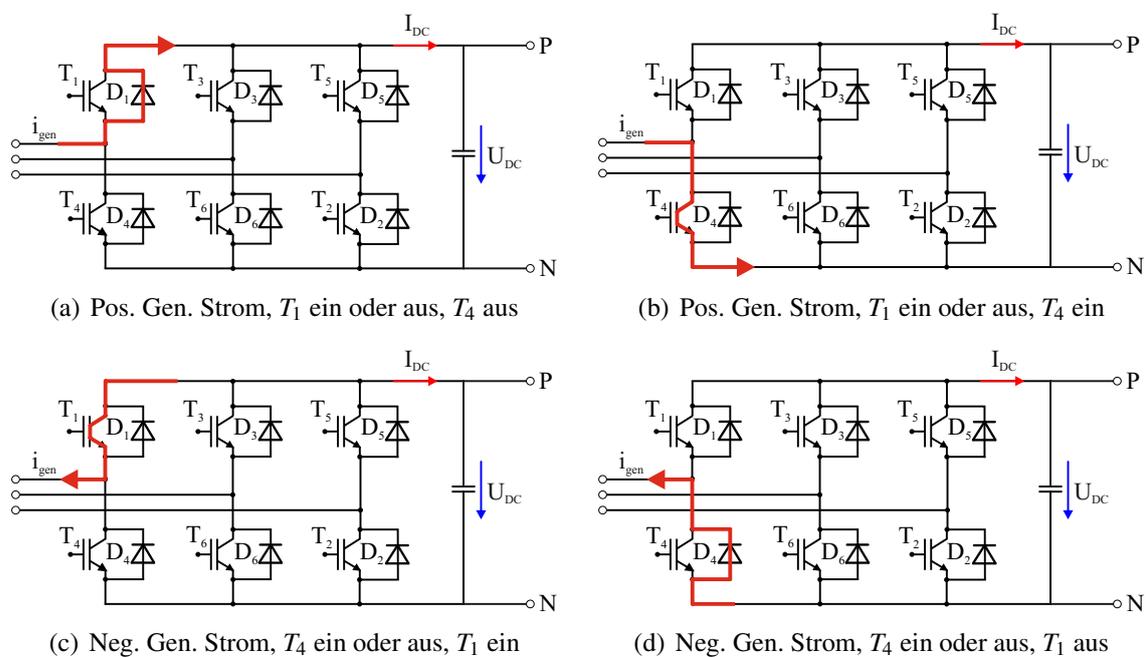


Abb. 3.30: Prinzipielles Leitverhalten der Leistungshalbleiter des Zwei-Level-Wechselrichters am Beispiel bei positivem und negativem Generatorphasenstrom in der ersten Phase: Rot: Stromfluss der ersten Phase

### 3.3.2 Berechnung der Generatorphasenströme

Bei dem Konzept des ZLW werden in der Regel zwei Modulationsverfahren, die Sinus-Dreieck-Modulation, welche in Kap. 3.3.2.1 vorgestellt wird, oder die Raumzeigermodulation, die in Kap. 3.3.2.2 beschrieben wird, eingesetzt [109, 136, 137]. Beide Verfahren sind ineinander umrechenbar und erzeugen einen näherungsweise sinusförmigen Generatorphasenstrom.

#### 3.3.2.1 Sinus-Dreieck-Modulation

Abb. 3.31 zeigt den Generatorspannungs- und Generatorphasenstromverlauf bei der Anwendung der Sinus-Dreieck-Modulation am Beispiel der Generatorspannung  $u_{\text{gen},12}(t)$  und dem Generatorphasenstrom  $i_{\text{gen},1}(t)$  bei einfacher Abtastung zu Beginn einer Periode (natural sampled PWM). Es wird dabei eine sinusförmige, um  $120^\circ$  verschobene Referenzspannung für alle drei Phasen mit einem dreieckförmigen Trägersignal verglichen. Ist die Referenzspannung der ersten Phase  $u_{\text{gen},1}(t)$  größer als das Dreieck, wird der obere IGBT eingeschaltet und die Spannung  $u_{\text{gen},1,N}$ , bezogen auf das negative Zwischenkreispotential, beträgt dem Wert der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{DC}}$ . Ist die Referenzspannung  $u_{\text{gen},1}(t)$  kleiner als das Dreieck, so ist die Spannung  $u_{\text{gen},1,N}(t)$  Null. Analog dazu verhält sich die Generatorspannung der zweiten Phase  $u_{\text{gen},2,N}(t)$ . Die Differenz der Phasenspannungen  $u_{\text{gen},1,N}(t)$  und  $u_{\text{gen},2,N}(t)$  bilden die Generatorspannung zwischen zwei Phasen  $u_{\text{gen},12}(t)$  [38, 109, 136]. Beträgt  $u_{\text{gen},12}(t) = U_{\text{DC}}$ , so steigt der Generatorphasenstrom, ist  $u_{\text{gen},12}(t) = -U_{\text{DC}}$ , so sinkt der Strom, wie der Abb. 3.31 zu entnehmen ist. Da die Phasenspannung  $u_{\text{gen},x,N}$  zwei Spannungslevel annehmen können, wird von einem ZLW gesprochen. Die Amplitude der Referenzspannung und die Frequenz des Trägersignals beeinflussen die Pulsbreiten. Bei hoher Frequenz des Trägersignals kann der Generatorphasenstrom als sinusförmig angenähert werden:

$$\begin{aligned} i_{\text{gen},1}(t) &= \hat{I}_{\text{gen}} \sin(\omega t - \phi) \\ i_{\text{gen},2}(t) &= \hat{I}_{\text{gen}} \sin\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{\text{gen},3}(t) &= \hat{I}_{\text{gen}} \sin\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.50)$$

Eine Variante der Sinus-Dreieck-Modulation, um eine höhere Ausgangsspannung zu erreichen, ist die Sinus-Dreieck-Modulation mit Addition einer dritten Oberschwingung. Bei dieser Modulationsmethode wird zum Referenzsignal eine dritte Oberschwingung hinzuaddiert. Dadurch kann der Modulationsgrad, der das Verhältnis von Grundschriftungsamplitude der AC-Spannung zur halben Zwischenkreisspannung beschreibt, von seinem maximalen Wert von  $M = 1$  auf  $M = 1,155$  erhöht werden [109, 136].

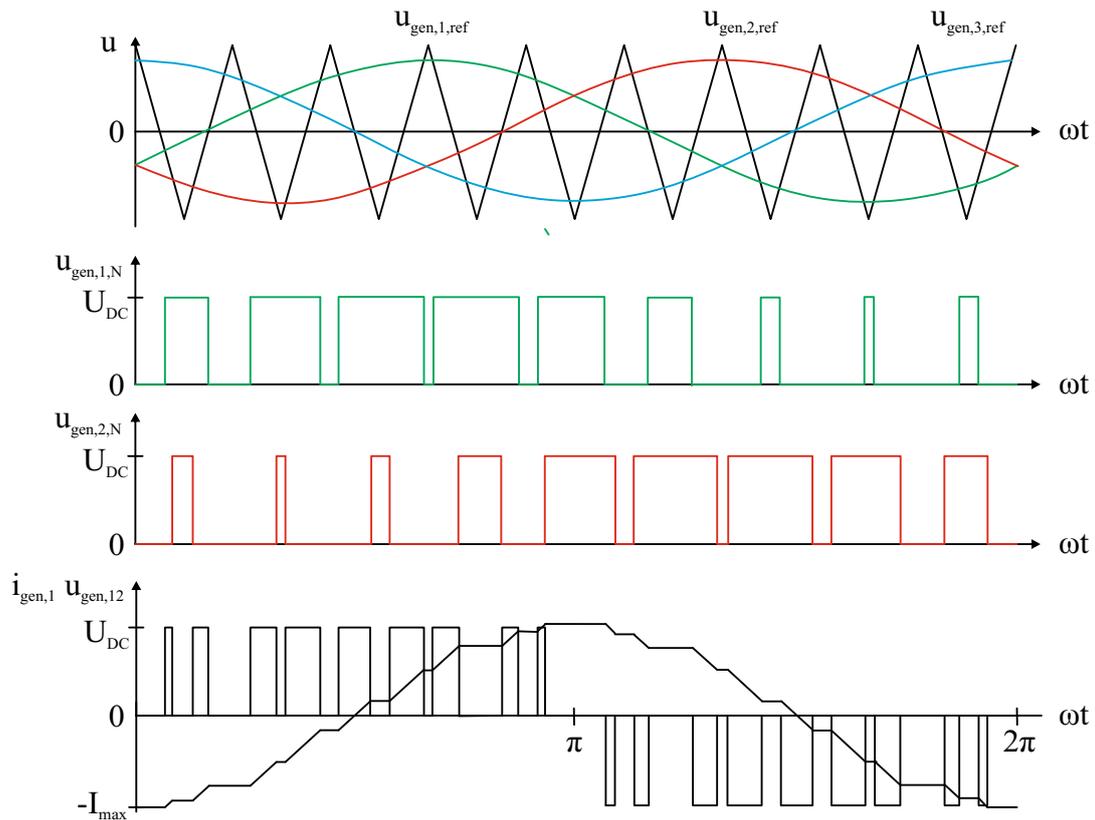


Abb. 3.31: Prinzip einer Sinus-Dreieck-Modulation bei induktiver Last: Grün: Phase 1, Rot: Phase 2, Blau: Phase 3

### 3.3.2.2 Raumzeigermodulation

Als weiteres Modulationsverfahren wird die Raumzeigermodulation häufig in Kombination mit einem ZLW eingesetzt. Die Basis der Raumzeigermodulation bilden die Raumzeiger im  $\alpha, \beta$ -Koordinatensystem, die aus einem dreiphasigen  $abc$ -Koordinatensystem umgerechnet worden sind, wie es die Abb. 3.32 zeigt.

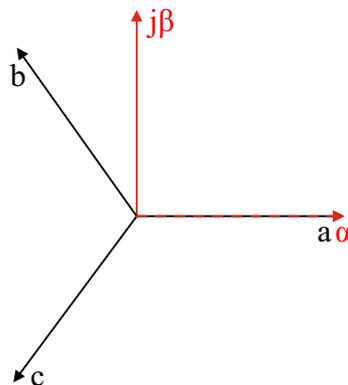


Abb. 3.32: Darstellung des  $abc$ - und  $\alpha\beta$ -Koordinatensystems

Insgesamt gibt es acht verschiedene Raumzeiger, sechs Basisraumzeiger und zwei Nullraumzeiger, die die Schaltzustände der einzelnen IGBTs darstellen. Abb. 3.33 zeigt die acht Raumzeiger ( $S_0 - S_7$ ), ihre entsprechenden Sektoren (I-VI) und Schaltkombination der

IGBTs, wobei „1“ bedeutet, dass der IGBT in der oberen Brücke eingeschaltet ist und „0“, dass der untere IGBT der entsprechenden Phase eingeschaltet ist. Soll ein Referenzsignal  $\underline{u}_{\text{Ref}}^*$ , das im ersten Sektor liegt, nachgebildet werden, müssen die vier verschiedenen Schaltzeiten der naheliegenden Raumzeiger  $S_0, S_1, S_2$  und  $S_7$  berechnet werden. Es gilt für die Einschaltdauer bezogen auf die Gesamtschaltperiode  $\frac{t_1}{T_s}$  und  $\frac{t_2}{T_s}$  des Raumzeigers  $S_1$  und  $S_2$ :

$$\begin{aligned}\frac{t_1}{T_s} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega t\right) \\ \frac{t_2}{T_s} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M \cdot \sin(\omega t) \\ t_0 + t_7 &= T_s - t_1 - t_2\end{aligned}\quad (3.51)$$

In Abb. 3.34 sind für den nachzubildenden Raumzeiger  $\underline{u}_{\text{Ref}}^*$  aus Abb. 3.33 exemplarisch die Schaltzeiten und die Schaltreihenfolge der Raumzeiger dargestellt. Hierbei muss bei der Schaltreihenfolge beachtet werden, dass, um möglichst verlustarm zu schalten, beim Zustandswechsel nur ein IGBT-Paar geschaltet wird, sodass je nach vorherigem Schaltzustand entweder der Nullraumzeiger  $S_0 = (0,0,0)$  oder  $S_7 = (1,1,1)$  geschaltet wird [38, 39, 109, 136].

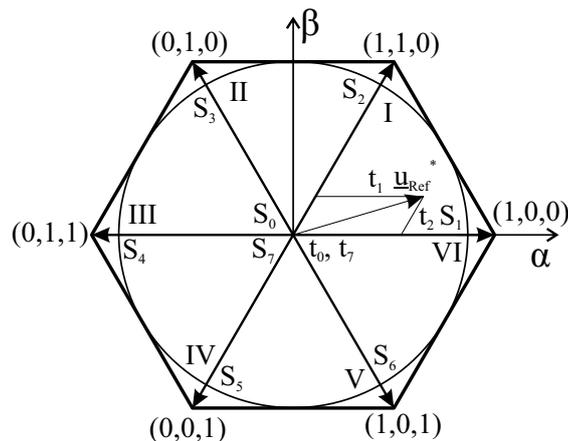


Abb. 3.33: Raumzeigerdiagramm eines Zwei-Level-Wechselrichters

### 3.3.2.3 Auswahl der Modulationsmethode

Die Raumzeigermodulation weist ähnliche Eigenschaften wie die Sinus-Dreieck-Modulation mit der Addition einer dritten Oberschwingung auf und kann mithilfe dieser erzeugt werden [38, 39, 109, 136]. Mithilfe der Raumzeigermodulation kann zwar verlustarm geschaltet werden, aber da die Sinus-Dreieck-Modulation einfach zu implementieren ist, wird im Folgenden die Sinus-Dreieck-Modulation mit der Addition der dritten Oberschwingung für den ZLW verwendet.

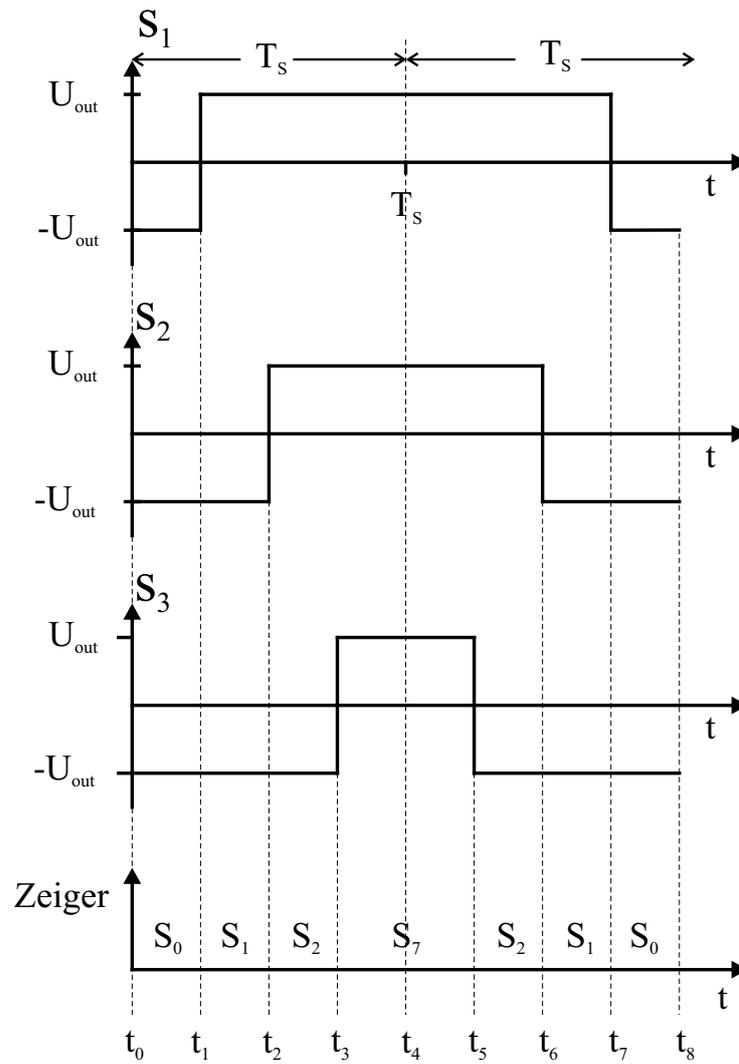


Abb. 3.34: Beispielhafte Schaltreihenfolge der Raumzeigermodulation für den nachzubildenden Raumzeiger

### 3.3.3 Verlustberechnung

Im Folgenden werden die Verluste der LHL des ZLW berechnet, die in Leit- und Schaltverluste der IGBTs und deren antiparallelen Dioden unterteilt werden.

Für den ZLW sind die Verlustberechnungen in der Literatur häufig durchgeführt worden und werden daher wie folgt berechnet [103]:

$$P_{v,cond,ZLW} = \begin{cases} \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot U_{CE0} \cdot \hat{I}_{gen} + \left( \frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_{CE} \cdot \hat{I}_{gen}^2 & \text{IGBT} \\ \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot U_{F0} \cdot \hat{I}_{gen} + \left( \frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_F \cdot \hat{I}_{gen}^2 & \text{Diode} \end{cases} \quad (3.52)$$

$$P_{v,sw,ZLW} = \begin{cases} f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\tilde{I}_{gen}}{I_{ref}} \cdot \left( \frac{U_{DC}}{U_{ref}} \right)^{K_v} & \text{IGBT} \\ f_{sw} \cdot E_{rr} \cdot \left( \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\tilde{I}_{gen}}{I_{ref}} \right)^{K_{iD}} \cdot \left( \frac{U_{DC}}{U_{ref}} \right)^{K_{vD}} & \text{Diode} \end{cases} \quad (3.53)$$

Die Gesamtverluste des ZLW setzen sich aus der Summe der Leit- und Schaltverluste der einzelnen LHL zusammen und es gilt:

$$P_{v,ges,ZLW} = 6 \cdot (P_{v,cond,anti} + P_{v,sw,anti} + P_{v,cond,IGBT} + P_{v,sw,IGBT}) \quad (3.54)$$

### 3.3.4 Regelungsverfahren

In diesem Unterkapitel werden die Regelungsverfahren des ZLW erläutert, bei dem eine feldorientierte Regelung des PMSG möglich ist, dessen Funktionsweise in Kap. 3.3.4.1 erläutert wird. In Kap. 3.3.4.2 erfolgt anschließend die Vorstellung und die Auswahl der MPPT-Verfahren für die Anwendung eines PMSG mit einem ZLW.

#### 3.3.4.1 Feldorientierte Regelung

Mithilfe des ZLW kann eine am Rotorfluss orientierte Regelung im d,q-Koordinatensystem durchgeführt werden. Ähnlich wie bei einem netzseitigen Wechselrichter, wird eine kaskadierte Regelung bestehend aus einem inneren und einem äußeren Regelkreis verwendet. Der innere Regelkreis regelt den Generatorphasenstrom in d,q-Koordinaten und der äußere die Drehzahl bzw. den Fluss, wie die Abb. 3.35 zeigt. Da der Fluss eines PMSG konstant ist, wird die d-Komponente des Generatorphasenstromes zu Null geregelt.

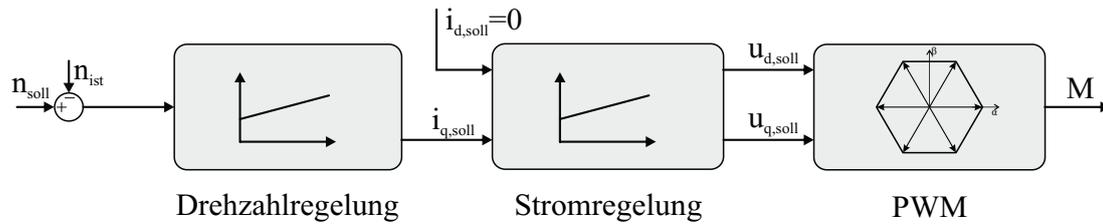


Abb. 3.35: Prinzip der Regelungsstruktur der Drehzahlregelung des Zwei-Level-Wechselrichters in Kombination mit einem permanenterrregten Synchrongenerator: Überlagerte Drehzahlregelung mit unterlagerter Stromregelung in d,q-Koordinaten

Analog zum Modell des netzseitigen Wechselrichters mit einem L-Filter in Kap. 3.1.4.1 wird für den ZLW mit einem PMSG das Modell aus Abb. 3.36 mit der Statorinduktivität  $L_S$  und dem Statorwiderstand  $R_S$  anstelle der Filterinduktivität  $L_L$  und des Filterwiderstand  $R_L$  angenommen.

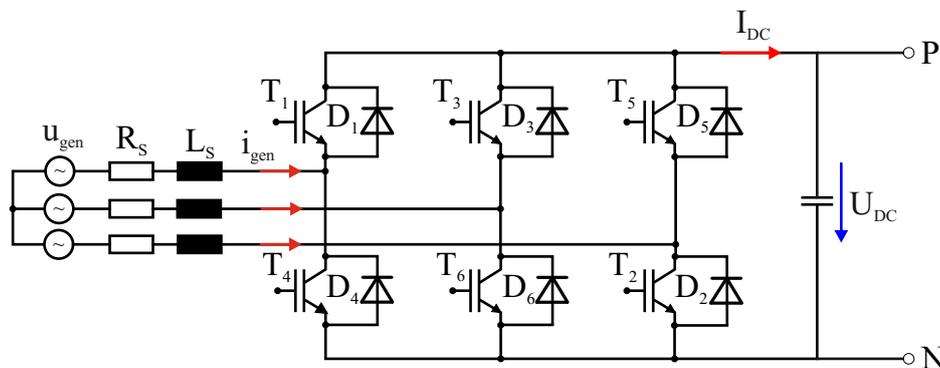


Abb. 3.36: Modellierung des permanenterrregten Synchrongenerators mit einem Zwei-Level-Wechselrichter

Aufgrund der ähnlichen Modellierung wie bei einem netzseitigen Wechselrichter (vgl. Kap. 3.1.4.1) wird der Stromregler erneut nach [106] ausgelegt. Es gilt folglich für die Übertragungsfunktion mit der Statorinduktivität  $L_S$  und des Statorwiderstandes  $R_S$  :

$$G_L(z) = \frac{I_{\rightarrow \text{conv,dq}}(z)}{U_{\rightarrow \text{conv,dq}}(z)} = -\frac{1 - \exp\left(-T_{\text{sample}} \cdot \frac{R_S}{L_S}\right)}{R_S \left[ z - \exp\left(T_{\text{sample}} \cdot \frac{R_S}{L_S}\right) \right]} \quad (3.55)$$

Die Auslegung des diskreten PI-Reglers aus Glg. (3.24) ist analog zum netzseitigen Wechselrichter und lautet bei einfacher Abtastung zu Beginn einer Periode wie folgt [106]:

$$\begin{aligned} a_{cc} &= \exp\left(-T_{\text{sample}} \cdot \frac{R_S}{L_S}\right) \\ T_{i,cc} &= T_{\text{sample}} \cdot \frac{a_{cc}}{1 - a_{cc}} \\ K_{p,cc} &= 0,39 \cdot \frac{a_{cc}}{a_{cc} - 1} \cdot R_S \end{aligned} \quad (3.56)$$

Die Drehzahldynamik des PMSG wird durch die Glg. (2.9) beschrieben:

$$\frac{\omega_{\text{mech}}(t)}{dt} = \frac{1}{J_{\text{gen}}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot i_{\text{S,q}}(t) - M_{\text{Last}} \quad (3.57)$$

Die Übertragungsfunktion der Drehzahldynamik im diskreten Bereich lautet:

$$G_{\text{N}}(z) = \frac{\omega_{\text{mech}}(z)}{I_{\text{S,q}}(z)} = \frac{1}{J \cdot z} \cdot \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \frac{T_{\text{Sample}}}{z-1} \quad (3.58)$$

Für die Regelstrecke, bestehend aus Drehzahlregelung und innerem Stromregler, wird der Stromregler wie bereits in Kap. 3.1.4.1 beim netzseitigen Wechselrichter durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der einer Ersatzzeitkonstante  $T_{\sigma} = 4 \cdot T_{\text{Sample}}$  angenähert, sodass der PI-Regler nach dem symmetrischen Optimum, unter Berücksichtigung eines Einstellfaktors  $a_{\text{N}}$  wie folgt ausgelegt wird [110]:

$$K_{\text{P,N}} = \frac{J}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot a_{\text{N}} \cdot T_{\sigma}} \quad (3.59)$$

$$T_{\text{i,N}} = a_{\text{N}}^2 \cdot T_{\sigma}$$

### 3.3.4.2 MPPT-Verfahren

In diesem Unterkapitel erfolgt die Beschreibung der MPPT-Verfahren für einen PMSG mit einem ZLW. In Abb. 3.37 sind die MPPT-Verfahren: P&O-Methode in Abb. 3.37 a), PSF-Methode in Abb. 3.37 b) und TSR-Methode in Abb. 3.37 c) exemplarisch für den ZLW dargestellt. Bei der P&O-Methode wird anders als beim PMSG mit DR-HSS bzw. HBG direkt auf Basis der beobachteten Leistung eine neue Solldrehzahl vorgegeben, die mit der Drehzahlregelung aus Kap. 3.3.4.1 ausgeregelt wird [59, 65]. Die PSF-Methode ist für den ZLW eher unüblich, während die TSR-Methode mit ihrer Windgeschwindigkeitsmessung und der daraus resultierenden optimalen Drehzahl häufig zur Anwendung kommt [61, 65, 67, 141].

Wie bereits bei dem DR-HSS und HBG vorgestellt, kommen bei dem ZLW hybride Verfahren zum Einsatz, bei denen beispielsweise die optimale Leistungskurve im Betrieb angepasst wird [142]. So kann die Windgeschwindigkeit auf Basis der Istdrehzahl und Sollkomponente des Stromes geschätzt und anschließend eine neue Drehzahl gemäß einer hinterlegten Leistungskurve vorgegeben werden [52]. Zudem werden die Regelungsverfahren für sich schnell ändernde Windgeschwindigkeiten optimiert, indem adaptive Verfahren eingesetzt werden [143].

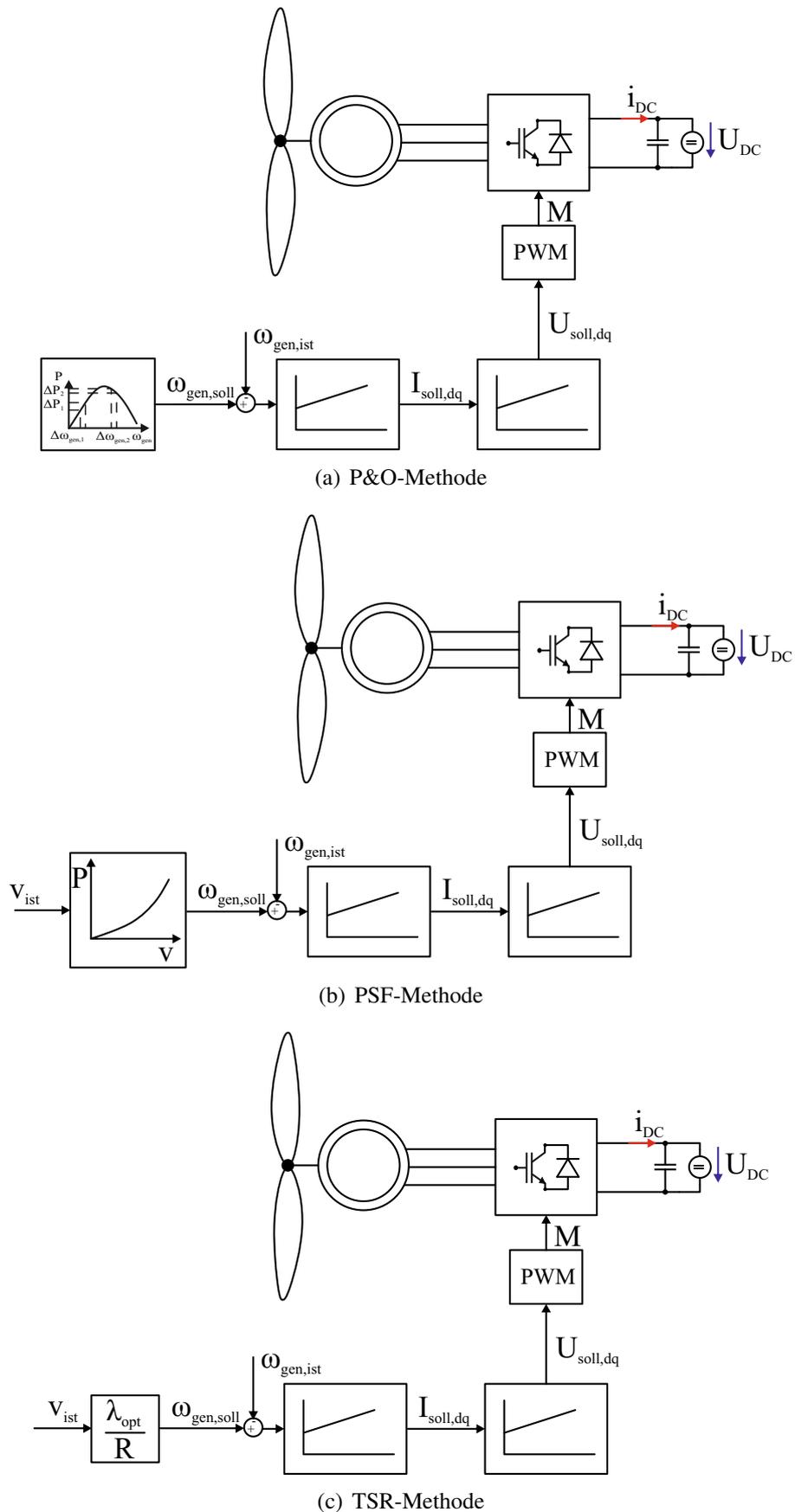


Abb. 3.37: Konzepte der MPPT-Verfahren eines permanentenerregten Synchrongenerators mit einem Zwei-Level-Wechselrichter: Vorgabe der Drehzahl aus entsprechendem MPPT-Verfahren, Drehzahlregelung mit unterlagerter Stromregelung

### **3.3.4.3 Auswahl des MPPT-Verfahrens**

Das in dieser Arbeit verwendete MPPT-Verfahren für einen PMSG mit einem ZLW ist die PSF-Methode aus Abb. 3.37 b). Es wird, wie bereits bei einem PMSG mit einem DR-HSS bzw. HBG, davon ausgegangen, dass die Windgeschwindigkeit gemessen wird, sodass die PSF-Methode in Frage kommt. Daher wird die optimale Drehzahl aus der Leistungskurve für die Drehzahlregelung und der unterlagerten Stromregelung vorgegeben (vgl. Kap. 3.3.4.1). Dieses Verfahren wird in Kap. 5. angewandt.

## 4. Modell einer Windenergieanlage

Für den Vergleich der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte wird der Zusammenhang zwischen mechanischer Leistung und der Windgeschwindigkeit benötigt. Dieser Zusammenhang wird mithilfe des Windenergieanlagenmodells ermittelt. In diesem Kapitel werden, neben der Vorstellung des Modells einer Windenergieanlage, verschiedene Drehzahl-Leistungs-Betriebspunkte in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit ausgewählt.

Bei der Modellierung einer Windenergieanlage ist es das Ziel, den Leistungsbeiwert, mit dessen Hilfe die aus dem Wind entnommene mechanische Leistung berechnet werden kann, einer Windturbine zu ermitteln. Die mechanische Leistung ist, wie die Glg. (1.1) zeigt, abhängig von der Luftdichte  $\rho$ , der umströmten Rotorfläche  $A$ , der Geschwindigkeit  $v$  des Windes sowie dem Leistungsbeiwert  $c_p(\lambda, \beta)$  ([20, 27]).

Der Leistungsbeiwert  $c_p(\lambda, \beta)$  einer Windenergieanlage beschreibt die Effizienz einer Anlage, mit der mechanische in elektrische Energie umgewandelt wird [27]. Anhand dessen können die Anlagen unabhängig von ihrer Größe und Leistung miteinander verglichen werden, wobei der maximale, theoretisch zu erreichende Leistungsbeiwert nach Betz bei  $C_p = 0,59$  liegt [20].

Eine in der Literatur verwendete Gleichung, die im Folgenden für die Berechnung des Leistungsbeiwertes der Windturbine dient, ist in Glg. (4.1) dargestellt [141, 144–148]. Dabei ist der Leistungsbeiwert von der Schnelllaufzahl  $\lambda$  und vom Pitchwinkel  $\beta$  abhängig.

$$c_p(\lambda, \beta) = 0,5176 \cdot \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0,4 \cdot \beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0,0068 \cdot \lambda \quad (4.1)$$

$$\lambda_i = \left[ \frac{1}{\lambda + 0,08 \cdot \beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \right]^{-1}$$

Mithilfe des Leistungsbeiwertes einer Windturbine  $c_p(\lambda, \beta)$  kann die mechanische Leistung in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit auch anders ausgedrückt werden:

$$P_{\text{mech},v} \propto c_p(\lambda, \beta) \cdot v^3 \quad (4.2)$$

Anhand der Glg. (4.2) können Leistungskurven für verschiedene Windgeschwindigkeiten in Abhängigkeit der Drehzahl dargestellt werden. Dabei wird ein Pitch-Winkel von  $\beta = 0^\circ$  gewählt, da bei Kleinwindenergieanlagen in der Regel kein Pitchantrieb verwendet wird. Aus verschiedenen Datenblättern [5] mithilfe von Glg. (4.3) wird Schnelllaufzahl von 8,1 ermittelt (vgl. Tabelle 4.1).

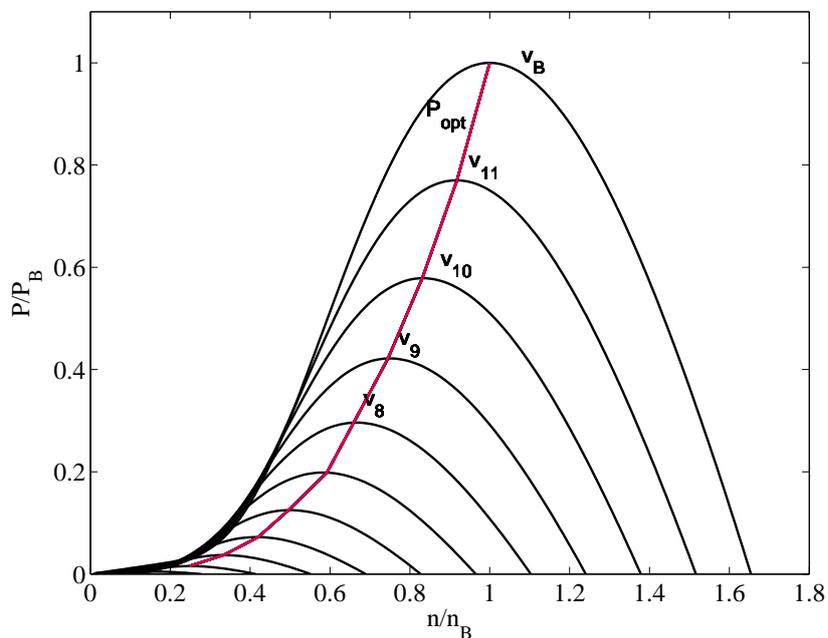
$$\lambda = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot R \cdot \frac{1}{v} \quad (4.3)$$

In Abb. 4.1 sind die Leistungskurven gemäß Glg. (4.2) und Tab. 4.1 für verschiedene Windgeschwindigkeiten dargestellt. Aus der Abb. 4.1 wird ersichtlich, dass es für unterschied-

Tab. 4.1: Bemessungsgrößen für eine Windenergieanlage

Parameter	Wert
Bemessungsleistung $P_B$	10 kW
Bemessungsdrehzahl $n_B$	1.000 $\text{min}^{-1}$
Bemessungswindgeschwindigkeit $v_B$	12 m/s
Pitch-Winkel $\beta$	0°
Schnelllaufzahl nach [5] $\lambda_B$	8,1

liche Windgeschwindigkeiten eine optimale Drehzahl gibt, bei der die maximale Leistung aus dem Wind entnommen wird. Für die simulativen und experimentellen Untersuchung der drei Generator-Umrichter-Konzepte werden die Betriebspunkte dieser Windturbine angenommen. Das Ziel des Betriebes ist hierbei, bei jeder Windgeschwindigkeit die optimale Drehzahl zu erreichen, um die Leistung zu maximieren.

Abb. 4.1: Leistungskurve einer Windenergieanlage mit  $\lambda = 8,1$ ,  $\beta = 0^\circ$ 

Es ergeben sich folglich bei den einzelnen Windgeschwindigkeiten unterschiedliche optimale Drehzahlen, die in den folgenden simulativen und experimentellen Untersuchungen angefahren werden und in der Tab. 4.2 zusammengefasst sind.

Tab. 4.2: Betriebspunkte bezogen auf die Bemessungsgrößen der Windgeschwindigkeit, Drehzahl und Leistung für eine Windenergieanlage

<b>Windgeschwindigkeit</b>	<b>Drehzahl</b>	<b>Leistung</b>
$v/v_B$	$n/n_B$	$P/P_B$
0,25	0,248	0,0156
0,33	0,334	0,0370
0,42	0,420	0,0721
0,50	0,496	0,1249
0,58	0,592	0,1983
0,67	0,659	0,2963
0,75	0,745	0,4218
0,83	0,831	0,5787
0,92	0,917	0,7702
1,00	1,000	1,0000

## 5. Analyse der Generator-Umrichter-Konzepte

In diesem Kapitel werden die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte für Kleinwindenergieanlagen bezüglich der Verluste bzw. des Wirkungsgrades des Generators, der installierten Halbleiterbauleistung der Gleichrichter, der erzeugten Leistung, des Wirkungsgrades der Gleichrichter, des Aufwandes der Ansteuerung und des THD-Wertes der Generatorphasenströme bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten simulativ und experimentell untersucht und verglichen.

Für den simulativen und experimentellen Vergleich der drei Generator-Umrichter-Konzepte: PMSG mit einem DR-HSS, PMSG mit einem HBG und PMSG mit einem ZLW ist eine optimale Auslegung des Gesamtsystems hinsichtlich minimaler Kosten notwendig. Hierbei wird angenommen, dass die Kosten des Generators mit seiner Bemessungsleistung steigen und dass die Kosten der eingesetzten Leistungshalbleiter mit ihrer Chipfläche und zunehmender Spannungsfestigkeit in etwa linear steigen.

Die Auslegung des Generators inklusive seines jeweiligen Umrichter-Konzeptes erfolgt auf eine Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$  am Gleichrichtereingang bei einer Drehzahl von  $n = 1.000\text{min}^{-1}$ . Hierzu werden die Verluste verursacht durch die Stromüberschwingungen der entsprechenden Gleichrichter ermittelt und die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte in Kap. 5.1.1 gegenübergestellt.

Die in den Gleichrichtern verwendeten Leistungshalbleiter werden nach minimaler Chipfläche der Leistungshalbleiter für eine Zielsperrschichttemperatur von  $T_j = 150^\circ\text{C}$  ausgelegt. Bei gleicher Junction-Temperatur von  $T_j = 150^\circ\text{C}$  bei einer Bemessungswirkleistung von  $10\text{kW}$  wird angenommen, dass die Chipfläche proportional zur Stromtragfähigkeit und folglich zu den Kosten ist. Die prinzipielle Vorgehensweise und die Ergebnisse werden in Kap. 5.1.2 näher erläutert.

In Kap. 5.2 werden die drei Generator-Umrichter-Konzepte bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten untersucht. Die Basis für die einzelnen Betriebspunkte bildet das Windturbinenmodell, das in Kap. 4. vorgestellt worden ist. Anschließend werden sowohl simulativ in Kap. 5.2.1 als auch experimentell in Kap. 5.2.2 jeweils die erzeugte Leistung und der Wirkungsgrad der Generator-Umrichter-Konzepte sowie der THD-Wert der Generatorphasenströme in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit analysiert. In Kap. 5.3 erfolgt eine Nutzwertanalyse, in der die Generator-Umrichter-Konzepte unter Berücksichtigung der Ergebnisse bezüglich der Kosten des PMSG, der Gleichrichter, des Wirkungsgrades des PMSG, des Wirkungsgrades der Gleichrichter, des THD-Wertes der Generatorphasenströme und des Aufwandes der Ansteuerung für fünf ausgewählte Szenarien gegenübergestellt werden.

## 5.1 Optimale Auslegung der Generator-Umrichter-Konzepte

In diesem Unterkapitel wird zunächst auf die Verluste des PMSG, verursacht durch die Harmonischen der Generatorphasenströme der einzelnen Gleichrichter in Kap. 5.1.1 eingegangen. Anschließend werden in Kap. 5.1.2 die LHL des DR-HSS, des HBG und des ZLW optimal mithilfe des Konzeptes der installierten Halbleiterbauleistung ausgelegt. Zudem wird der Einfluss des thermischen Widerstandes des Kühlkörpers auf die Auslegung der LHL untersucht. Abschließend wird in Kap. 5.1.3 ein Fazit aus der Berechnung der Verluste des PMSG und der installierten Halbleiterbauleistung bezüglich der optimalen LHL gezogen.

### 5.1.1 Verlustberechnungen des permanenterregten Synchrongenerators

Werden die Verluste des PMSG näher betrachtet, so wirkt sich das Umrichter-Konzept auf den Verlauf der Generatorphasenströme und somit auf die Verluste aus. Im Folgenden wird daher der PMSG unter Berücksichtigung des eingesetzten Gleichrichters untersucht. Dafür werden die Eisen- und Kupferverluste, verursacht durch die Harmonischen des Generatorphasenstromes bei einer Bemessungsleistung von 10kW, die am Gleichrichtereingang gemessen wird, betrachtet. Hierbei werden lediglich die Verluste, verursacht durch die Stromoberschwingungen, die zu einer Temperaturerhöhung in der Maschine führen können, berücksichtigt [149, 150]. Die Grundswingungsverluste werden hierbei nicht betrachtet, da angenommen wird, dass diese für die drei Gleichrichter-Konzepte in den gleichen Betriebspunkten gleich sind. Sie weisen jedoch einen größeren Anteil an den Gesamtverlusten aus [149, 150].

Um einen Überblick zu erhalten, wie das Verhältnis von den Grundswinungsverlusten zu den Oberschwingungsverlusten ist, wird im Folgenden eine kurze Literaturübersicht gegeben. In [79] wird beispielsweise bei einem Asynchronmaschine mit einer Bemessungsleistung von 7,5kW, bei einem Bemessungsmoment von 24,7Nm, bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 8\text{kHz}$  und einem ZLW die Grundswingungs- und Oberschwingungsverluste untersucht. Dabei wird ein Verhältnis von Maschinenverlusten, verursacht durch die Oberschwingung, zu den Grundswingungsverlusten von ca. 8% ermittelt. Bei einem Drehmoment von ca. 20% des Bemessungsmomentes, liegt das Verhältnis von den Oberschwingungsverlusten zu den Grundswingungsverlusten bei ca. 25,7%. Die Verluste, verursacht durch die Oberschwingungen, weisen bei verschiedenen untersuchten Leistungen in etwa den gleichen Wert auf, während die Grundswingungsverluste sich bei geringerer Leistung reduzieren [149, 150].

Die Hysterese-, Wirbelstrom- und Kupferverluste, verursacht durch die Harmonischen der Generatorphasenströme des jeweiligen Gleichrichter-Konzeptes, die nach [73, 74] in Glg.

(5.1) hergeleitet worden sind (vgl. Kap. 2.2), werden wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{Hys}} &= K_{\text{Hys}} \sum_{n=1}^{\infty} \omega_{\text{gen}} \cdot n \cdot I_n^2 \\
 P_{\text{Ed}} &= K_{\text{Ed}} \sum_{n=1}^{\infty} \omega_{\text{gen}}^2 \cdot n^2 \cdot I_n^2 \\
 P_{\text{Cu}} &= \sum_{n=1}^{\infty} R_{\text{Cu}} (K_{\text{n,se}} + K_{\text{n,pe}}) \cdot I_n^2
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Der PMSG weist in dieser Arbeit die Kenndaten aus Tab. 8.1 auf, die zur Berechnung der Harmonischen der Generatorphasenströme notwendig sind. Da die Koeffizienten für die Hysterese- und Wirbelstromverluste ( $K_{\text{Ed}}$  und  $K_{\text{Hys}}$ ) und der Skin- und Proximityeffekte im Kabel ( $K_{\text{n,se}}$  und  $K_{\text{n,pe}}$ ) sowie der Kupferwiderstand  $R_{\text{Cu}}$  aus Glg. (5.1) nicht bekannt sind, werden im Folgenden die Verluste, hervorgerufen durch die Oberschwingungen der einzelnen Gleichrichter, einzeln ermittelt und stets auf die entsprechenden Verluste des DR-HSS bezogen. Dabei wird angenommen, dass der gleiche PMSG verwendet wird, sodass die Werte für die Koeffizienten zur Ermittlung der Hysterese-, Wirbelstrom- und Kupferverluste für alle Gleichrichter gleich sind.

Für die Berechnung der Oberschwingungsverluste werden die Harmonischen der Generatorphasenströme der einzelnen Gleichrichter-Konzepte bei einer Bemessungsleistung von  $P_{\text{B}} = 10\text{kW}$ , gemessen am Generatorausgang und einer Drehzahl des Generators von  $n = 1.000\text{min}^{-1}$ , die jeweils in Abb. 5.1 dargestellt ist, mittels einer FFT berechnet. Um die Harmonischen einer Funktion  $f(x)$  zu ermitteln, eignet sich die Darstellung des Signals in einer Fourierreihe, die ein periodisches Signal in trigonometrischen Funktionen zerlegt [78]:

$$\begin{aligned}
 s_x(x) &= \frac{a_0}{2} + a_1 \cos(\omega x) + a_2 \cos(2\omega x) + \dots + a_m \cos(m\omega x) \\
 &\quad + b_1 \sin(\omega x) + b_2 \sin(2\omega x) + \dots + b_m \sin(m\omega x) \\
 a_m &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos(m\omega x) dx \\
 b_m &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin(m\omega x) dx
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Beim Generatorphasenstrom handelt es sich um eine ungerade Funktion, bei der  $f(x) = -f(-x)$  gilt. Daher werden die Koeffizienten der Fourierreihe wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned}
 a_m &= 0 \\
 b_m &= \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(x) \sin\left(m \frac{2\pi x}{T}\right) dx
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

Die Ermittlung der Generatorphasenströme erfolgt mithilfe von Matlab/Simulink [151], das die diskrete Fourier Transformation (DFT) verwendet. Ein Signal  $s(n)$  kann dabei als Summe

von trigonometrischen Funktionen, dargestellt in der Form  $e^{j(2\pi m/N)n}$ , in Abhängigkeit von der Anzahl der Messpunkte  $N$  wie folgt ausgedrückt werden:

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} f(m) e^{j(2\pi m/N)n} \quad (5.4)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

Die Koeffizienten des Signals können mithilfe der zu zerlegenden Funktion  $f(n)$  wie folgt berechnet werden:

$$f(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n) e^{-j(2\pi n/N)m} \quad (5.5)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

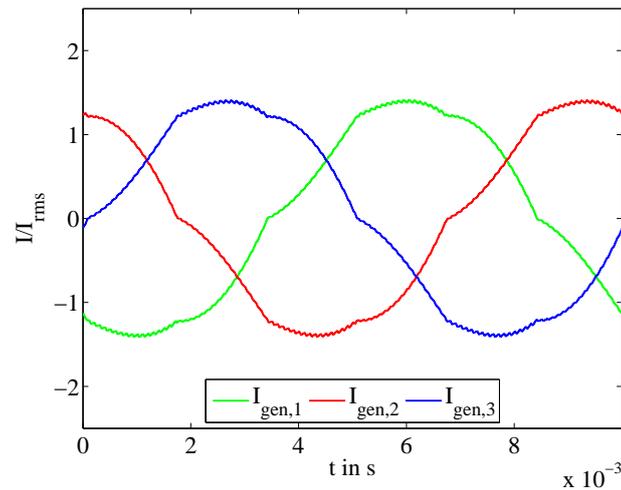
Um die Schaltharmonischen bei einer hier betrachteten Schaltfrequenz von 10 kHz zu berücksichtigen, werden die Oberschwingungen bis zur 500. Harmonischen von einer betrachteten Frequenz des PMSG von  $f_{\text{gen}} = 100 \text{ Hz}$  ( $p = 6$ ) berechnet. Dadurch werden bei einer Drehzahl von  $1.000 \text{ min}^{-1}$  die Schaltharmonischen bis zum 50-Fachen der Schaltfrequenz mit berücksichtigt.

Die Verläufe der Generatorphasenströme für den genannten Betriebspunkt, bezogen auf den Effektivwert des Stromes bei Bemessungsleistung, sind in Abb. 5.1 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Generatorphasenströme durch den DR-HSS bzw. den HBG stärker verzerrt werden als die des ZLW.

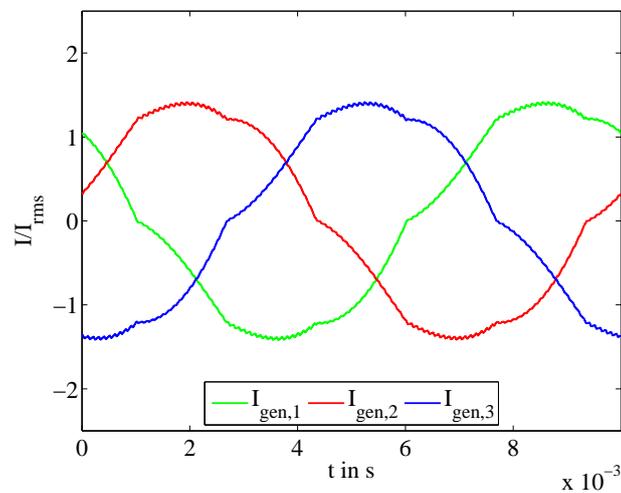
In Abb. 5.2 sind die Harmonischen der Generatorphasenströme im Bemessungsbetriebspunkt in doppelt logarithmischer Darstellung für den DR-HSS, den HBG und den ZLW dargestellt. Es zeigt sich, dass die niederfrequenten Harmonischen (5., 7., 11., 13. etc.) der Generatorphasenströme durch den DR-HSS bzw. den HBG sehr viel höher sind als bei einem ZLW. Der HBG weist im Vergleich zum DR-HSS aufgrund der nicht vorhandenen Induktivität im Zwischenkreis, die die Stromschwankungsbreite des Generatorphasenstromes reduziert, stets leicht höhere Harmonische auf. Das ist ebenso anhand der Werte in Tab. 5.1 zu erkennen. Folglich werden bei einem PMSG mit HBG höhere Generatorverluste erwartet.

Mithilfe der Harmonischen der Generatorphasenströme können schließlich die Verluste nach Glg. (5.1) berechnet werden.

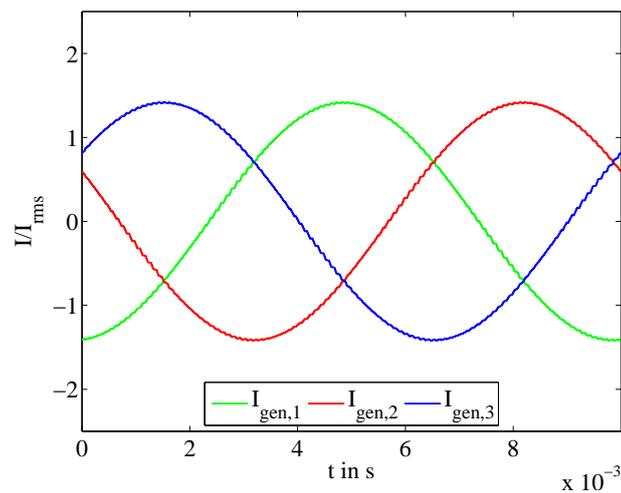
Die relativ berechneten Oberschwingungsverluste bis zur 500. Harmonischen des Generators ( $f_{\text{gen}} = 100 \text{ Hz}$ ), bezogen auf die entsprechenden Verluste des DR-HSS, sind in Abb. 5.3 dargestellt. Aufgrund der unbekanntenen Koeffizienten zur Berechnung der Hysterese- und Wirbelstromverluste  $k_{\text{Hys}}$  und  $k_{\text{Ed}}$  und der Koeffizienten der Skin- und Proximityeffekte  $K_{\text{n,se}}$  und  $K_{\text{n,pe}}$  werden die Verluste nicht addiert, sondern einzeln gezeigt.



(a) Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller

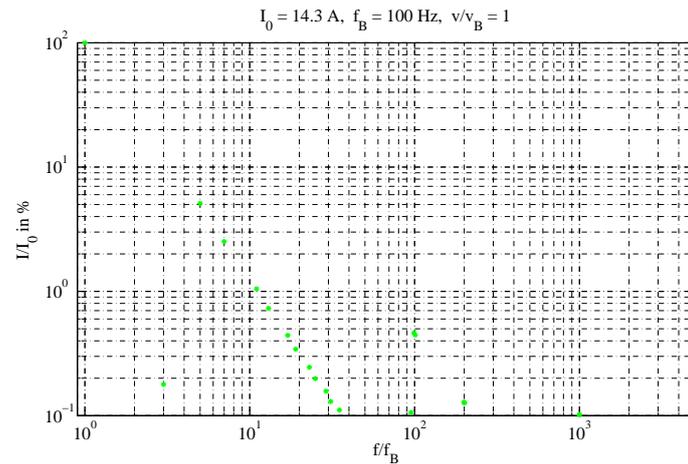


(b) Halbbrückengleichrichter

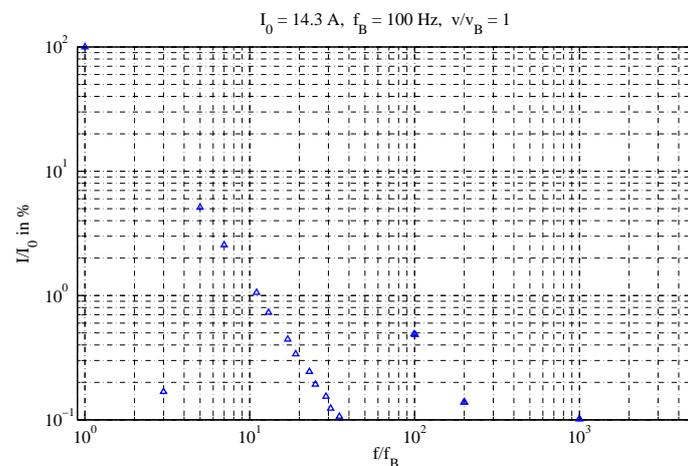


(c) Zwei-Level-Wechselrichter

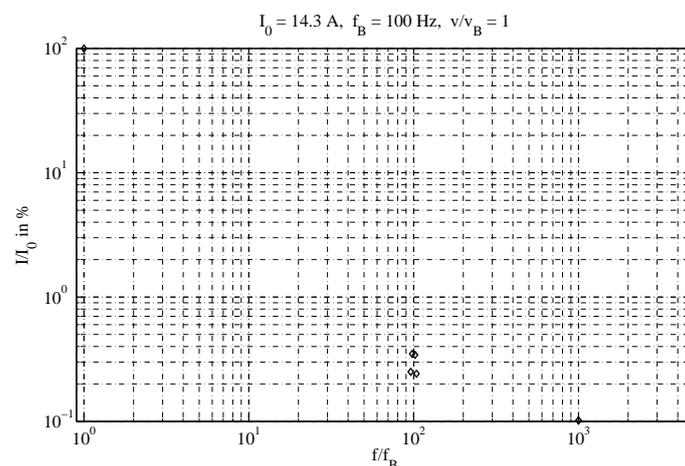
Abb. 5.1: Phasenstrom des permanenterrregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller, Halbbrückengleichrichter und Zwei-Level-Wechselrichter bei einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , Bemessungsdrehzahl von  $n_B = 1.000\text{min}^{-1}$ , einer Schaltfrequenz der LHL von  $f_s = 10\text{kHz}$  und einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{\text{ind}} = 2\text{mH}$ , weitere Maschinendaten siehe Tab. 8.1



(a) Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller



(b) Halbbrückengleichrichter



(c) Zwei-Level-Wechselrichter

Abb. 5.2: Spektrum des Ständerstromes des permanentenerregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller (grün), mit Halbbrückengleichrichter (blau) und Zwei-Level-Wechselrichter (schwarz) bei einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10 \text{ kW}$ , Bemessungsdrehzahl von  $n_B = 1000 \text{ min}^{-1}$ , einer Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter von  $f_s = 10 \text{ kHz}$  und einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{\text{ind}} = 2 \text{ mH}$ , weitere Maschinendaten siehe Tab. 8.1

Tab. 5.1: Auflistung ausgewählter Harmonischer des Ständerstromes des permanenterregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS), Halbbrückengleichrichter (HBG) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW) bei einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , Bemessungsdrehzahl von  $n_B = 1.000\text{min}^{-1}$ , einer Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter von  $f_s = 10\text{kHz}$  und einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{\text{ind}} = 2\text{mH}$ , weitere Maschinendaten siehe Tab. 8.1

Harmonische	$I_{\text{DR-HSS}}/I_0$ in %	$I_{\text{HBG}}/I_0$ in %	$I_{\text{ZLW}}/I_0$ in %
5.	5,1978	5,114	0,0042
7.	2,5204	2,5516	0,0024
11.	1,0479	1,0564	0,0051
13.	0,7306	0,7311	0,0023
17.	0,4424	0,4445	0,0032

Der Vergleich der Hystereseverluste in Abb. 5.3 a) zeigt, dass der HBG leicht höhere Verluste als der DR-HSS aufweist. Dies ist auf die nicht vorhandene Induktivität im Zwischenkreis zurückzuführen, die die Stromwelligkeit der Generatorphasenströme des DR-HSS glättet, sodass die Oberschwingungen, wie die Abb. 5.2 und Tab. 5.1 zeigen, in ihrer Amplitude geringer sind. Der ZLW weist aufgrund der geringen Stromwelligkeit in den Generatorphasenströmen (vgl. Abb. 5.2 und Tab. 5.1) die geringsten Hystereseverluste auf. Die Oberschwingungsverluste des ZLW werden durch die Schaltharmonischen hervorgerufen.

Der Vergleich der Wirbelstromverluste in Abb. 5.3 b) zeigt, dass die Wirbelstromverluste des DR-HSS erneut geringer sind als die des HBG, was ebenso auf die Induktivität im Zwischenkreis zurückgeführt wird. Die Wirbelstromverluste des ZLW sind aufgrund der geringeren Harmonischen in den Generatorphasenströmen am geringsten.

Werden die Kupferverluste, verursacht durch die Skin- und Proximityeffekte, der einzelnen Gleichrichter in Abb. 5.3 c) und d) miteinander verglichen, so wirken sich die Harmonischen des DR-HSS und die des HBG deutlich stärker auf die Oberschwingungsverluste des PMSG aus als die bei Einsatz eines ZLW. Da bei dieser Berechnung die Ordnungszahl nicht mit in die Gleichung einfließt, wirken sich die höheren Harmonischen des ZLW weniger aus als bei den Hysteres- und Wirbelstromverlusten, wie in Glg. (5.1) zu erkennen ist.

Die in Abb. 5.3 dargestellten Verluste können nicht direkt addiert werden, da die Konstanten der Hysteres-, Wirbelstromverluste  $k_{\text{Hys}}$  und  $k_{\text{Ed}}$  sowie der Skin- und Proximityeffekte  $K_{\text{n,se}}$  und  $K_{\text{n,pe}}$  nicht bekannt sind. Die Hystereseverluste des Generators mit einem ZLW sind wesentlich geringer im Vergleich zum Konzept mit einem DR-HSS, da die Ordnungszahl der Oberschwingungen in die Hystereseverluste einfach und in die Wirbelstromverluste quadratisch eingeht. Es kann unabhängig von den Koeffizienten darauf geschlossen werden, dass die Stromoberschwingungsverluste des PMSG mit einem ZLW wesentlich kleiner sind als die bei Einsatz eines Konzeptes mit einem DR-HSS bzw. HBG. Ein Generator-Umrichter-Konzept mit DR-HSS bzw. mit HBG führt zu höheren Temperaturen in dem eingesetzten Generator als ein Konzept mit einem ZLW, was bei nicht korrekter Auslegung zu einer Über-

hitzung und zur Zerstörung des Generators führen kann [149]. Auch wenn die Oberschwingungsverluste des Generators nur einen geringen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen, müssen sie bei der Auslegung berücksichtigt werden. Unter der Annahme, dass die Grundschwingung der einzelnen Konzepte gleich ist, müssen die Generator-Umrichter-Konzepte mit einem DR-HSS und der HBG größer ausgelegt werden als ein Konzept mit einem ZLW. Dadurch steigen die Kosten bei Verwendung eines PMSG mit einem DR-HSS bzw. HBG im Vergleich zu einem Konzept mit einem ZLW.

In Kap. 2.2.4 werden die Koeffizienten der Hysterese- und Wirbelstromverluste genauer beschrieben. Unter der Annahme, dass das Verhältnis von Hysterese- zu Wirbelstromverlusten bei 1/100 liegt, so sind die Hystereseverluste maßgeblich für die in dieser Arbeit betrachteten Verluste des PMSG. Das lässt darauf schließen, dass das Konzept mit einem ZLW im Vergleich zum DR-HSS und HBG weniger Oberschwingungsverluste im Generator erzeugt.

### 5.1.2 Auslegung der Leistungshalbleiter

In diesem Unterkapitel werden die LHL der Gleichrichter für eine Bemessungsleistung von 10kW ausgelegt. Hierbei ist das Ziel der Auslegung, die Kosten der einzelnen Gleichrichter bei gleichen Systembedingungen zu minimieren. Um die Kosten der LHL der einzelnen Gleichrichter vergleichen zu können, wird das Konzept der Bauleistung nach [152–154] angewandt. Hierbei wird ein virtueller LHL für die maximale Ausnutzung entworfen, der im Handel nicht existent ist. Dieser wird durch eine Interpolation mehrerer realer, existierender Datenblattangaben für die Schalt- und Leitverluste ermittelt. Voraussetzung bei der Verwendung realer LHL ist, um von der Bauleistung des virtuellen LHL auf die Kosten schließen zu können, dass die LHL derselben Technologie und Chip-Generation verwendet werden. Andernfalls muss eine geeignete Beziehung zwischen der Chipgröße und der Kosten der LHL unter Berücksichtigung der Material- und Herstellungskosten und -prozesse definiert werden [152].

Die Vergleichsbasis für die maximale Ausnutzung der LHL, eingesetzt in die drei Gleichrichter-Konzepte, stellt die Chipfläche der einzelnen LHL für die gleiche Auslegungssperrschichttemperatur von  $T_j = T_{j,Ziel}$  dar. Es wird angenommen, dass die Kosten und das Volumen des LHL mit größerer Chipfläche und folglich mit höherer Stromtragfähigkeit steigen. Bei den eingesetzten LHL ist der begrenzende Faktor die maximale thermische Belastbarkeit, wobei die in Datenblattangaben eines LHL angegebene maximale Sperrschichttemperatur  $T_{j,max}$ , die in den meisten Datenblättern nach derzeitigem Stand ca. 150°C beträgt, nicht überschritten werden darf [152–154].

Im Folgenden werden virtuelle im Handel nicht erhältliche LHL aus der Interpolation mehrerer verfügbarer LHL einer Bauserie für den DR-HSS, HBG und ZLW mit einem virtuellen,

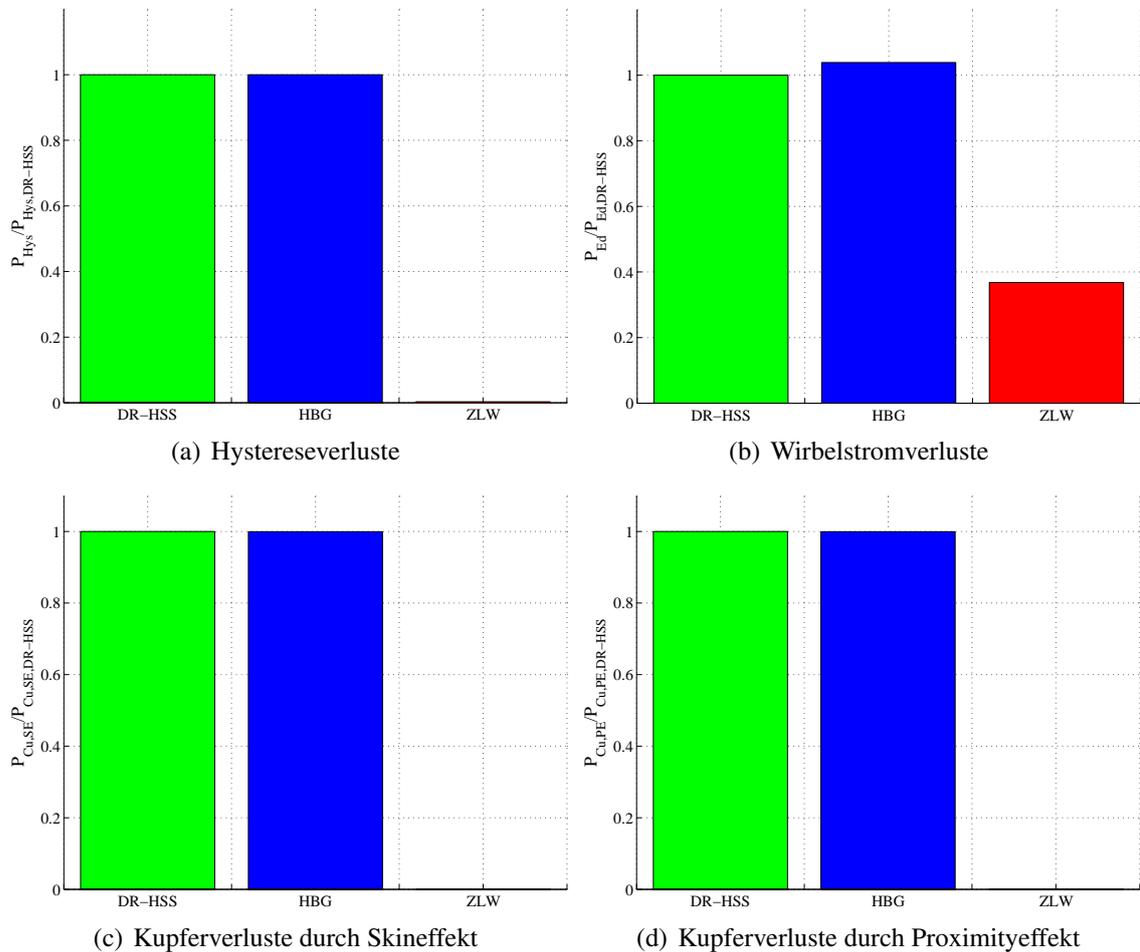


Abb. 5.3: Verluste des permanenterrregten Synchrongenerators durch Stromüberschwingungen (bis zur 500. Harmonischen des Generators ( $f_{gen} = 100\text{Hz}$ )) bezogen auf die Verluste des permanenterrregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller: Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS, grün), Halbbrückengleichrichter (HBG, blau) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW, rot) bei einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , Bemessungsdrehzahl von  $n_B = 1.000\text{min}^{-1}$ , einer Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter von  $f_s = 10\text{kHz}$  und einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{ind} = 2\text{mH}$ , weitere Maschinendaten siehe Tab. 8.1

im Handel nicht existenten, virtuellen Bemessungsstrom, nach dem Konzept der Bauleistung aus [152, 155] entworfen. Hierbei wird der Algorithmus aus Abb. 5.4 nach [152, 153] verwendet.

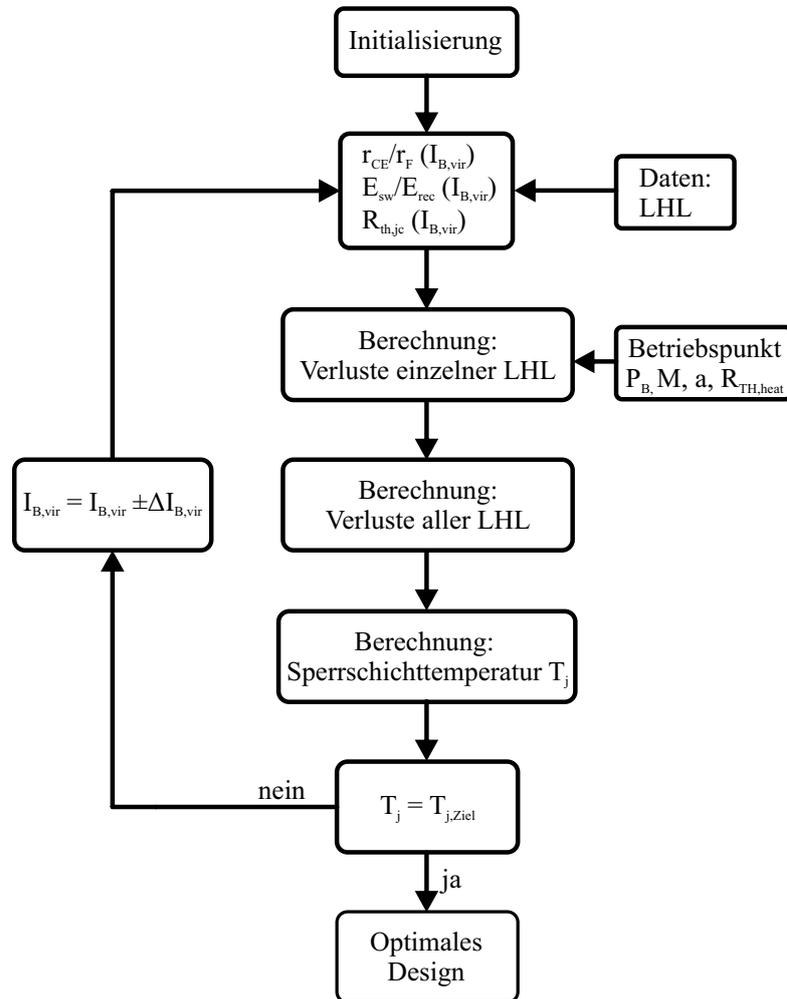


Abb. 5.4: Ablaufdiagramm für den Algorithmus zur Berechnung eines virtuellen Leistungshalbleiters in Anlehnung an [153]

Die Basis des Algorithmus bilden reale LHL-Daten von *Infineon Technologies AG* der Baureihe *IKWxxT120* für IGBTs und deren antiparallele Dioden, eingesetzt in den DR-HSS, HBG und ZLW. Für die Dioden des DR-HSS und die des HBG werden die Datenblattangaben der antiparallelen Dioden verwendet, um eine Vergleichbarkeit der einzelnen Gleichrichter zu gewährleisten. Die einzelnen LHL der Baureihe *IKWxxT120* weisen verschiedene Bemessungsströme von 8 A – 40 A auf. Die Daten für die Verlustberechnung sind in Tab. 5.2 und Tab. 5.3 dargestellt.

Mithilfe der Datenblattangaben wird eine Interpolation der vom Bemessungsstrom abhängigen Parameter der differentiellen Widerstände des IGBT  $r_{CE}$  und der Diode  $r_F$ , der Schaltenergien  $E_{sw}$  bzw.  $E_{rec}$  und des Wärmeübergangswiderstands  $R_{th,JC}$  in Abhängigkeit des virtuellen Bemessungsstromes durchgeführt, deren Ergebnis in Abb. 5.5 dargestellt ist. Hierfür werden unterschiedliche Polynomfunktionen aufgestellt, um die drei stromabhängigen

Tab. 5.2: Datenblattangaben des IGBT der Baureihe *IKW08T120*, *IKW15T120* und deren antiparallelen Dioden

	$I_B = 8\text{ A}$		$I_B = 15\text{ A}$	
	$25^\circ\text{ C}$	$150^\circ\text{ C}$	$25^\circ\text{ C}$	$150^\circ\text{ C}$
<b>Sperrschichttemperatur <math>T_j</math></b>				
Einschaltenergie IGBT $E_{on}$	0,67 mJ	1,08 mJ	1,3 mJ	2,0 mJ
Ausschaltenergie $E_{off}$	0,7 mJ	1,2 mJ	1,4 mJ	2,1 mJ
Durchlassspannung IGBT $U_{CE0}$	0,73 V	0,6 V	0,73 V	0,6 V
Differentieller Widerstand IGBT $r_{CE}$	0,1 $\Omega$	0,13 $\Omega$	0,05 $\Omega$	0,09 $\Omega$
Einschaltenergie Diode $E_{rec}$	0,15 mJ	0,35 mJ	0,29 mJ	0,51 mJ
Durchlassspannung Diode $U_{F0}$	0,6 V	0,75 V	0,6 V	0,75 V
Differentieller Widerstand Diode $r_F$	0,05 $\Omega$	0,0625 $\Omega$	0,030 $\Omega$	0,0375 $\Omega$

Tab. 5.3: Datenblattangaben des IGBT der Baureihe *IKW25T120* und *IKW40T120* und deren antiparallelen Dioden

	$I_B = 25\text{ A}$		$I_B = 40\text{ A}$	
	$25^\circ\text{ C}$	$150^\circ\text{ C}$	$25^\circ\text{ C}$	$150^\circ\text{ C}$
<b>Sperrschichttemperatur <math>T_j</math></b>				
Einschaltenergie IGBT $E_{on}$	2,0 mJ	2,2 mJ	3,3 mJ	5,0 mJ
Ausschaltenergie $E_{off}$	3,0 mJ	4,0 mJ	3,2 mJ	5,4 mJ
Durchlassspannung IGBT $U_{CE0}$	0,73 V	0,6 V	0,73 V	0,6 V
Differentieller Widerstand IGBT $r_{CE}$	0,05 $\Omega$	0,056 $\Omega$	0,02 $\Omega$	0,03 $\Omega$
Einschaltenergie Diode $E_{rec}$	0,35 mJ	0,78 mJ	0,57 mJ	1,32 mJ
Durchlassspannung Diode $U_{F0}$	0,6 V	0,75 V	0,6 V	0,75 V
Differentieller Widerstand Diode $r_F$	0,0186 $\Omega$	0,025 $\Omega$	0,0125 $\Omega$	0,014 $\Omega$

Parameter mithilfe einer Gleichung annähern zu können.

In Abb. 5.5 a) sind die Ein- und Ausschaltenergien des IGBT  $E_{on}$  und  $E_{off}$  und die Ausschaltenergie der antiparallelen Diode  $E_{rec}$  dargestellt. Hierbei wird für die Berechnung der Energien in Abhängigkeit des Stromes eine Geradengleichung der Form  $f(x) = p_1x + p_2$ , die die einzelnen Energien in Abhängigkeit der Stromtragfähigkeit ausreichend trifft, verwendet.

Die Schleusenspannung des IGBT  $U_{CE0}$  und der Dioden  $U_{F0}$ , welche in die Leitverlustberechnung der einzelnen LHL eingesetzt werden, sind unabhängig vom Bemessungsstrom und werden daher nicht interpoliert (vgl. Tab. 5.2 und Tab. 5.3). In Abb. 5.5 b) ist der differentielle Widerstand im stationären Zustand für den IGBT und die Diode dargestellt. Mit steigendem Bemessungsstrom des LHL nimmt der differentielle Widerstand ab. Es wird eine Interpolation mithilfe einer Gleichung vierten Grades der Form:  $f(x) = p_1x^4 + p_2x^3 + p_3x^2 + p_4x + p_5$  durchgeführt. Es zeigt sich, dass die differentiellen Widerstände in Abhängigkeit des Stromes in guter Näherung getroffen werden.

In Abb. 5.5 c) sind die thermischen Widerstände  $R_{th,JC}$  des IGBT und der Diode dargestellt, die ebenso mit steigendem Bemessungsstrom abnehmen. Diese werden mit einer Gleichung

zweiten Grades der Form  $f(x) = p_1x^2 + p_2x + p_3$  interpoliert. Auch in dieser Abbildung zeigt sich, dass die Wärmeübergangswiderstände der einzelnen LHL ausreichend getroffen werden.

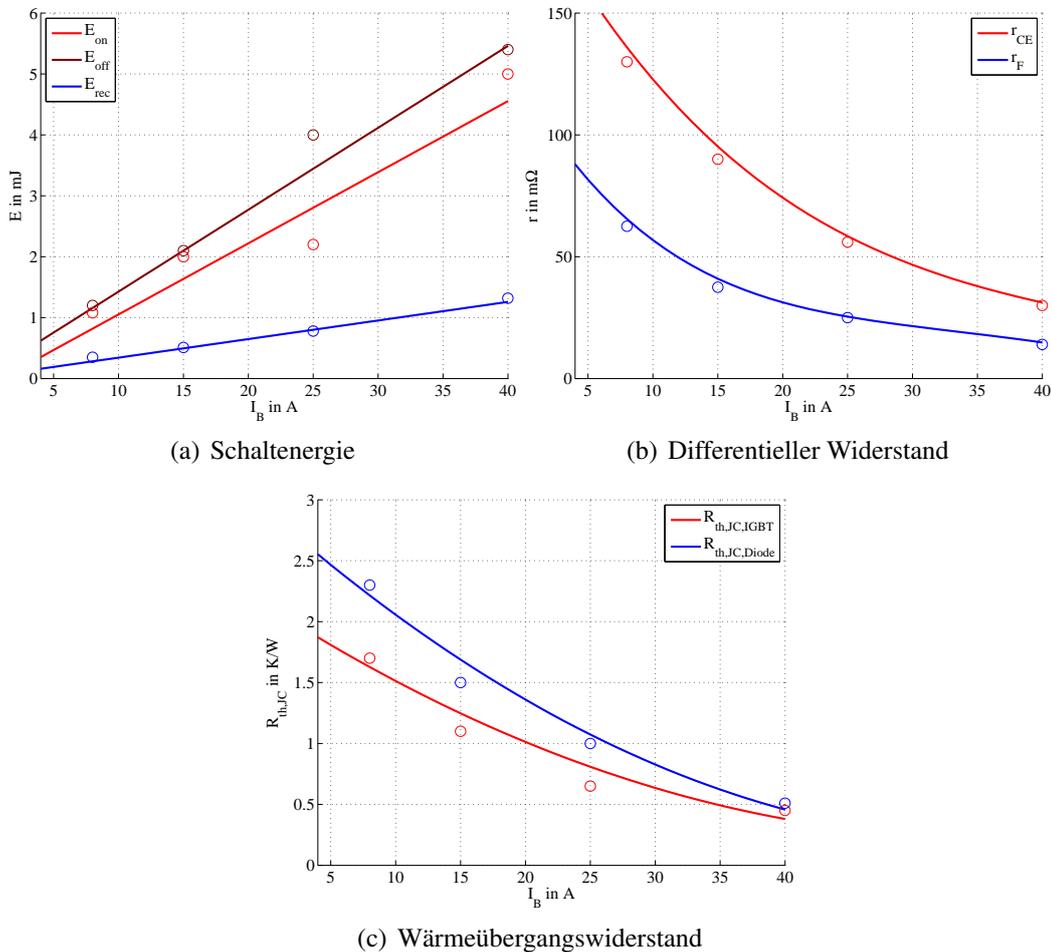


Abb. 5.5: Interpolation der stromabhängigen Parameter der Leistungshalbleiterdaten für verschiedene Bemessungsströme dargestellt mit Kreisen der Baureihe *IKWxxT120* des IGBTs (rot) und der antiparallelen Dioden (blau) für die Verlustberechnungen und Auslegung der Leistungshalbleiter des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller, Halbbrückengleichrichters und Zwei-Level-Wechselrichters

Wie der Algorithmus in Abb. 5.4 zeigt, werden in Abhängigkeit des entsprechenden Betriebspunktes die Schalt- und Leitverluste ( $P_{v,sw}$  und  $P_{v,con}$ ) der einzelnen LHL, die in Kap. 3.1.3, Kap. 3.2.3 und Kap. 3.3.3 aufgeführt werden, berechnet. Anschließend wird die Sperrschichttemperatur  $T_j$  der LHL ermittelt. Hierzu wird das thermische Ersatzschaltbild für einen diskreten Aufbau der LHL nach Abb. 5.6 angenommen. Hierbei wird weiterhin angenommen, dass die LHL der Gleichrichter jeweils auf einem gemeinsamen Kühlkörper, der die Wärme optimal abführt, unter Verwendung einer Wärmeleitfolie mit einem thermischen Widerstand von  $R_{th,foil} = 0,4\text{K/W}$ , montiert sind.

Mit den Gesamtverlusten wird die Temperatur des Kühlkörpers  $T_{Heat\ Sink}$  nach Glg. (5.6) berechnet, wobei das thermische Ersatzschaltbild nach Abb. 5.6 angenommen wird. Anschlie-

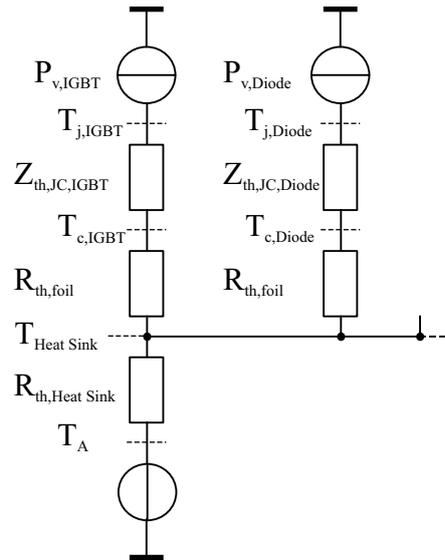


Abb. 5.6: Thermisches Ersatzschaltbild bei diskretem Aufbau der Gleichrichter-Konzepte nach [153]

wend wird, unter Berücksichtigung des thermischen Widerstandes für die Wärmeleitfolie ( $R_{th,foil}$ ) und des Wärmeübergangswiderstandes zwischen Sperrschicht und Gehäuse ( $R_{th,JC}$ ) sowie den einzelnen Verlusten der LHL, die Sperrschichttemperatur der einzelnen LHL nach Glg. (5.6) ermittelt.

$$\begin{aligned}
 T_{Heat\ Sink} &= R_{th,Heat\ Sink} \cdot P_{v,ges} + T_A \\
 T_{j,IGBT} &= (R_{th,foil} + R_{th,JC,IGBT}) \cdot P_{v,IGBT} + T_{Heat\ Sink} \\
 T_{j,Diode} &= (R_{th,foil} + R_{th,JC,Diode}) \cdot P_{v,Diode} + T_{Heat\ Sink}
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Entspricht die Sperrschichttemperatur nicht der Zieltemperatur, so wird der virtuelle Bemessungsstrom und damit die Chipfläche der LHL entsprechend verändert und der Algorithmus solange durchgeführt, bis die Sperrschichttemperatur von  $T_j = T_{j,Ziel}$  oder in Ausnahmefällen die Grenzen der minimalen und maximalen Stromtragfähigkeit von  $I_{min}$  bzw.  $I_{max}$  erreicht worden sind. Entspricht die Sperrschichttemperatur der Zieltemperatur, so ist der LHL optimal ausgelegt (vgl. Abb. 5.4).

Ist der optimale virtuelle Bemessungsstrom und damit die optimale Chipfläche ermittelt, so kann die installierte Halbleiterbauleistung durch Multiplikation aus der im Datenblatt angegebenen Sperrspannung und des virtuellen Bemessungsstromes berechnet werden [153, 156]. Wird die maximale Stromtragfähigkeit  $I_{max}$  eines LHL erreicht, so müssen mehrere parallel geschaltet werden. Wird die minimale Stromtragfähigkeit  $I_{min}$  erreicht, so wird diese für die Berechnung der Bauleistung verwendet. Wird die maximale Sperrschichttemperatur nicht erreicht, so ist der LHL in diesem Fall zu groß ausgelegt. Für die installierte Halbleiterbauleistung wird angenommen, dass die Diode im Vergleich zum IGBT bei gleichem Bemessungsstrom nur die halbe Chipfläche benötigt [153, 157]. Dadurch wird die Bauleis-

tung der Dioden in der installierten Halbleiterbauleistung halbiert [153, 157]:

$$P_{\text{HL,norm}} = \frac{P_{\text{LHL}}}{P_{\text{B,max}}} = \frac{\sum P_{\text{IGBT}} + \frac{1}{2} \sum P_{\text{Diode}}}{P_{\text{B,max}}} \quad (5.7)$$

Im Folgenden werden die verschiedenen Umrichterkonzepte hinsichtlich ihrer installierten Halbleiterbauleistung für unterschiedliche Tast- bzw. Modulationsgrade bei der Bemessungsleistung von 10 kW (am Generatorausgang) miteinander verglichen. Es wird eine Schaltfrequenz von 10 kHz für alle Gleichrichter-Konzepte angenommen. Die maximale Sperrschichttemperatur wird auf  $T_{j,\text{max}} = 150^\circ\text{C}$ , die maximale Stromtragfähigkeit auf 40 A und die minimale Stromtragfähigkeit auf 4 A festgelegt (vgl. Tab 5.4). Die Generatorspannung beträgt im Nennbetriebspunkt 400 V. Ist diese konstant, wird durch den sich ändernden Tast- bzw. Modulationsgrad die Zwischenkreisspannung und damit die Zwischenkreisleistung variiert.

Der thermische Widerstand des Kühlkörpers hat einen hohen Einfluss auf die optimale Ausnutzung der LHL. Wird dieser zu klein ausgelegt, so wird die maximale Sperrschichttemperatur trotz minimaler Stromtragfähigkeit nicht erreicht. Wird dieser zu groß ausgelegt, so erreichen die LHL ihre maximale Sperrschichttemperatur nicht und sind zu klein ausgelegt. Für die folgenden Analysen gelten somit die Randbedingungen aus Tab. 5.4.

Tab. 5.4: Randbedingungen für den Algorithmus zur Auslegung der Leistungshalbleiter der Gleichrichter

Parameter	Formelzeichen	Wert
Bemessungsleistung	$P_{\text{B,max}}$	10 kW
Schaltfrequenz	$f_s$	10 kHz
max. Sperrschichttemperatur	$T_j$	$150^\circ\text{C}$
Umgebungstemperatur	$T_A$	$70^\circ\text{C}$
Minimale Stromtragfähigkeit	$I_{\text{vir,min}}$	4 A
Maximale Stromtragfähigkeit	$I_{\text{vir,max}}$	40 A
Generatorbemessungsspannung	$U_{\text{gen}}$	400 V

### 5.1.2.1 Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller

In Abb. 5.7 ist die Zwischenkreisleistung, Zwischenkreisspannung und der Zwischenkreisstrom des DR-HSS bei konstanter Generatorspannung von 400 V und -leistung von 10 kW und variierendem Tastgrad dargestellt. Während der Zwischenkreisstrom (durch die Induktivität) als konstant angenommen wird, steigt die Zwischenkreisspannung bei steigendem Tastgrad. Da die Zwischenkreisleistung und die Zwischenkreisspannung mit steigendem Tastgrad sehr hohe Werte erreichen, wird der Betriebsbereich auf kleine Tastgrade beschränkt.

Für die Verlustberechnung wird im Folgenden ein konstanter Zwischenkreisstrom und eine variierende Zwischenkreisspannung angenommen.

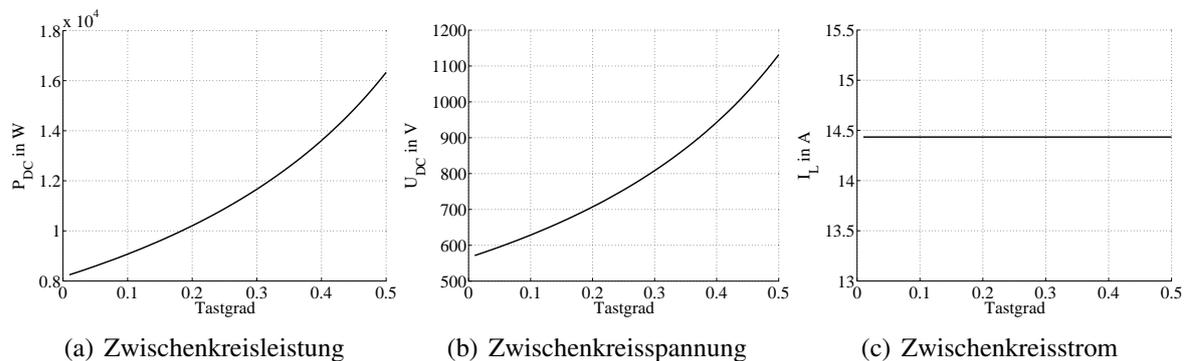


Abb. 5.7: Betriebspunkte des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller bei konstanter Generatorleistung und -spannung für variierende Tastgrade

In Abb. 5.8 sind die Verlustleistung, der virtuelle Bemessungsstrom und die Sperrschichttemperatur jeweils für einen einzelnen LHL sowie der Wirkungsgrad und die installierte Halbleiterbauleistung jeweils für den gesamten DR-HSS in Abhängigkeit des Tastgrades des Hochsetzstellers dargestellt. Die Größen sind aufgeteilt in die Dioden des Diodengleichrichters (grün), den IGBT des Hochsetzstellers (blau) und die Diode des Hochsetzstellers (rot).

Da die Verluste der Dioden des Diodengleichrichters unabhängig vom Tastgrad des Hochsetzstellers sind, weisen diese in Abb. 5.8 a) konstante Schalt- und Leitverluste über den gesamten Tastgradbereich auf. Die Sperrschichttemperatur der Dioden liegt konstant unterhalb der Zielsperrschichttemperatur von  $T_{j,Ziel} = 150^\circ\text{C}$ , wodurch diese mit einem Bemessungsstrom, der in Abb. 5.8 b) abgebildet ist, von ca. 4 A über den gesamten Tastgradbereich aufweisen. Da die Dioden die Zielsperrschichttemperatur nicht erreichen, sind sie zu groß ausgelegt.

Die Schaltverluste des IGBT, die in Abb. 5.8 a) zu erkennen sind, steigen mit sich erhöhendem Tastgrad. Dies wird auf die steigende Zwischenkreisspannung zurückgeführt (vgl. Abb. 5.7). Bei kleinen Tastgraden sind die Verluste des IGBT so gering, dass die maximale Sperrschichttemperatur nicht erreicht wird. Der virtuelle Bemessungsstrom in Abb. 5.8 b) ist in seinem Minimum. In diesem Bereich ist der IGBT zu groß ausgelegt. Ab einem Tastgrad von ca. 0,23 wird die Sperrschichttemperatur von  $150^\circ\text{C}$  erreicht. Der virtuelle Bemessungsstrom muss ansteigen, damit die Zielsperrschichttemperatur nicht überschritten wird (vgl. Abb. 5.8 b)). Durch den Anstieg des virtuellen Bemessungsstromes steigt die Chipfläche des IGBT, das sich auf die Leitverluste auswirkt. Denn Leitverluste des IGBT des Hochsetzstellers steigen bis zu einem Tastgrad von ca.  $a \approx 0,23$ . Bei Erreichen der Sperrschichttemperatur wird der virtuelle Bemessungsstrom und damit die Chipfläche des IGBT erhöht, und die Leitverluste dessen sinken leicht bei steigendem Tastgrad.

Die Leitverluste der Diode des Hochsetzstellers sinken mit steigenden Tastgraden, da das

Zeitintervall, in dem die Diode leitet, geringer wird, wie in Abb. 5.8 a) zu erkennen. Dadurch verringert sich der Bemessungsstrom und damit die Chipfläche, wie in Abb. 5.8 b) dargestellt, um die Zielsperrschichttemperatur nicht zu unterschreiten. Bei einem Tastgrad von  $a \approx 0,42$  ist der Bemessungsstrom der Hochsetzstellerdiode, aufgrund der geringen Verluste, die die LHL nicht ausreichend erwärmen, bei seinem Minimum von 4 A. Dadurch sinkt die Zielsperrschichttemperatur der Diode mit steigendem Tastgrad, wie in Abb. 5.8 e) zu erkennen ist. In diesem Bereich ist die Hochsetzstellerdiode überausgelegt.

Da die Schaltverluste des IGBT mit sich erhöhendem Tastgrad steigen, sinkt der Wirkungsgrad des DR-HSS (vgl. Abb. 5.8 a)). Da der virtuelle Bemessungsstrom und damit die Chipfläche des IGBT des Hochsetzstellers steigt und der virtuelle Bemessungsstrom der Diode des Hochsetzstellers sinkt, jedoch mit der Hälfte ihres Wertes in die Berechnung der installierten Halbleiterbauleistung eingeht (vgl. Abb. 5.8 b)), steigt die installierte Halbleiterbauleistung, die in Abb. 5.8 d) dargestellt ist, mit steigendem Tastgrad an.

### 5.1.2.2 Halbbrückengleichrichter

In Abb. 5.9 ist die Zwischenkreisleistung, Zwischenkreisspannung und der Zwischenkreisstrom des HBG bei konstanter Generatorspannung von 400 V und -leistung von 10 kW und variierendem Tastgrad dargestellt. Ebenso wie bei dem DR-HSS, wird der Zwischenkreisstrom als konstant angenommen, während die Zwischenkreisspannung bei sich erhöhendem Tastgrad steigt. Da die Zwischenkreisleistung und die Zwischenkreisspannung wie bei dem DR-HSS mit steigendem Tastgrad sehr hohe Werte erreichen, wird der Betriebsbereich auf kleine Tastgrade beschränkt. Für die Verlustberechnung wird im Folgenden ein konstanter Zwischenkreisstrom und eine variierende Zwischenkreisspannung angenommen.

In Abb. 5.10 sind die Verlustleistung, der virtuelle Bemessungsstrom und die Sperrschichttemperatur jeweils für die einzelnen LHL sowie der Wirkungsgrad und die installierte Halbleiterbauleistung für den gesamten HBG dargestellt. Hierbei sind die genannten Größen jeweils aufgeteilt in die für den IGBT (blau), die antiparallelen Dioden in der unteren Halbbrücke (rot) und die Dioden in der oberen Halbbrücke (grün).

Die Verluste des IGBT sind bis zu einem Tastgrad von 0,19 zu gering, sodass die maximale Sperrschichttemperatur nicht erreicht wird. Die Schaltverluste des IGBT steigen aufgrund der Zwischenkreisspannungserhöhung mit sich erhöhendem Tastgrad. Dadurch muss der virtuelle Bemessungsstrom, der in Abb. 5.10 b) zu erkennen ist, und damit die Chipfläche bei höheren Tastgraden steigen, um die maximale Sperrschichttemperatur nicht zu überschreiten. Die Leitverluste der IGBTs, die in Abb. 5.10 a) dargestellt sind, steigen bis  $a \approx 0,19$  mit sich erhöhendem Tastgrad. Wird die Zielsperrschichttemperatur des IGBT erreicht (ab  $a \approx 0,19$ ), so erhöht sich die Chipfläche des IGBT und die Leitverluste sinken leicht.

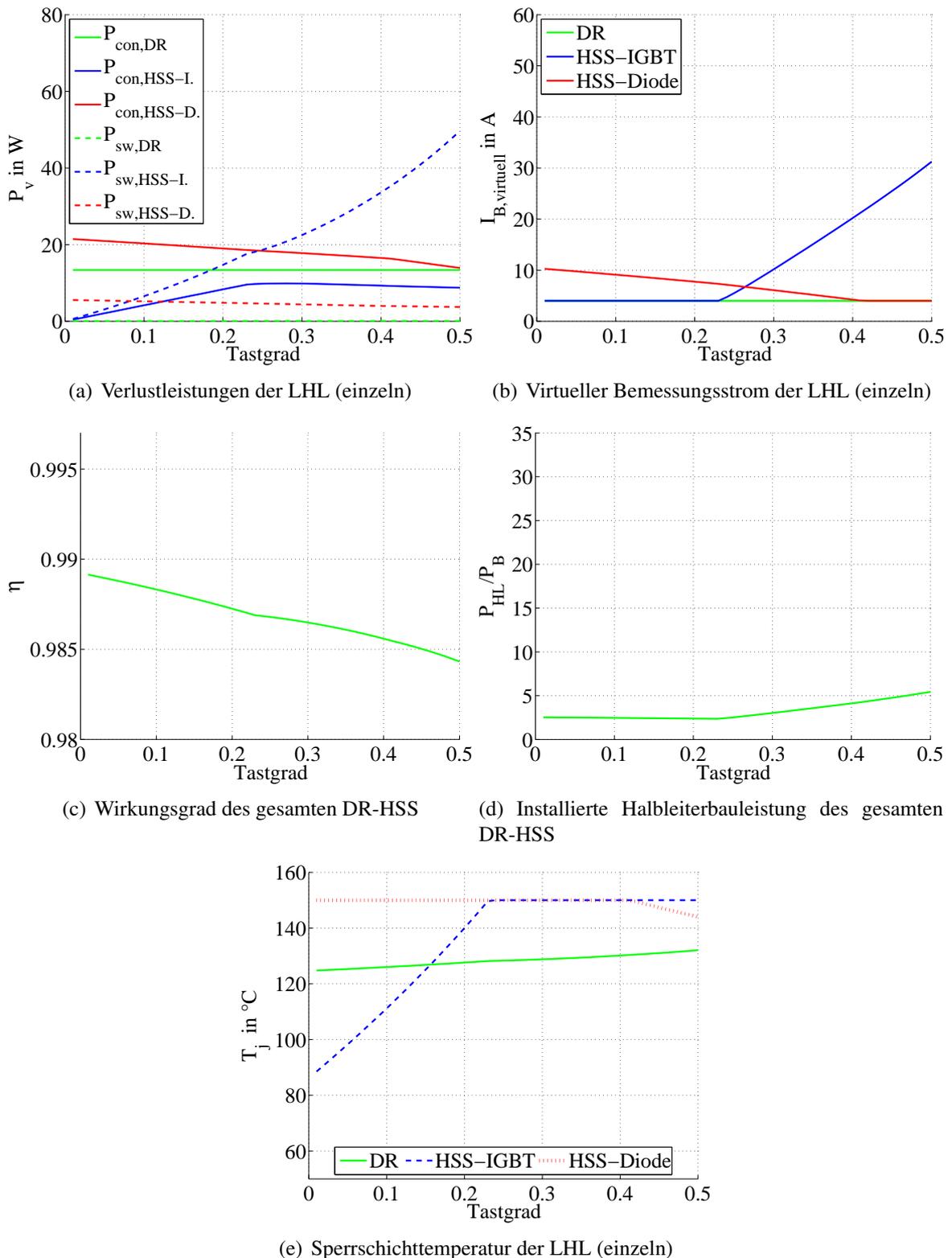


Abb. 5.8: Verlustleistungen, virtueller Bemessungsstrom, Wirkungsgrad, installierte Halbleiterbauleistung und Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller in Abhängigkeit des Tastgrades mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$ , einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , einer variierenden Zwischenkreisspannung, einer Bemessungsspannung des permanent-erregten Synchrongenerators von  $U_{\text{gen,B}} = 400\text{V}$  und einem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{\text{th,heat}} = 0,15\text{K/W}$

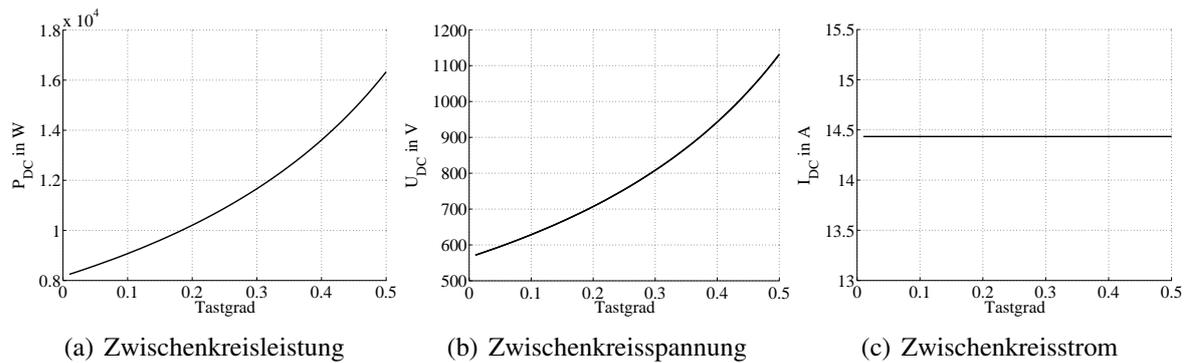


Abb. 5.9: Betriebspunkte des Halbbrückengleichrichters bei konstanter Generatorleistung und -spannung für variierende Tastgrade

Die Leitverluste der Dioden (vgl. Abb. 5.10 a)) sinken mit steigendem Tastgrad, da deren Leitintervall innerhalb einer Schaltperiode sich mit steigendem Tastgrad verringert. Die Zielsperrschichttemperatur wird über den gesamten Tastgradbereich nicht erreicht, sodass der virtuelle Bemessungsstrom der Diode bei 4 A bleibt (vgl. Abb. 5.10 b)). Die Dioden des HBG sind überausgelegt. Die antiparallelen Dioden sind unabhängig von dem Tastgrad, sodass die Verluste konstant bleiben. Die Erhöhung der Sperrschichttemperatur wird durch die anderen LHL hervorgerufen.

Insgesamt zeigt sich, dass die antiparallele Diode und die Diode Temperaturen unterhalb der Zielsperrschichttemperatur aufweisen, während der IGBT aufgrund seiner hohen Schaltverluste die Sperrschichttemperatur erreicht.

Da die Verluste des IGBT mit sich erhöhendem Tastgrad steigen, verringert sich der Wirkungsgrad des HBG mit sich erhöhendem Tastgrad (vgl. Abb. 5.10 c)). Die installierte Halbleiterbauleistung ist bis zu einem Tastgrad von  $a \approx 0,19$  konstant, da der virtuelle Bemessungsstrom für alle LHL minimal ist. Ab einem Tastgrad von  $a \approx 0,19$  steigt der virtuelle Bemessungsstrom des IGBT an, während der der Dioden konstant bleibt, was sich in der installierten Halbleiterbauleistung widerspiegelt.

### 5.1.2.3 Zwei-Level-Wechselrichter

In Abb. 5.11 ist die Zwischenkreisleistung, Zwischenkreisspannung und der Zwischenkreisstrom des ZLW bei konstanter Generatorspannung von 400 V und -leistung von 10 kW und variierendem Modulationsgrad dargestellt. Ebenso wie bei dem DR-HSS und HBG, wird der Zwischenkreisstrom als konstant angenommen, während die Zwischenkreisspannung anders als bei dem DR-HSS und HBG bei sich erhöhendem Modulationsgrad sinkt. Da die Zwischenkreisleistung und die Zwischenkreisspannung mit sinkenden Modulationsgrad sehr hohe Werte erreichen, wird der Betriebsbereich auf hohe Modulationsgrade beschränkt. Für die Verlustberechnung wird im Folgenden ein konstanter Zwischenkreisstrom und eine variierende Zwischenkreisspannung angenommen.

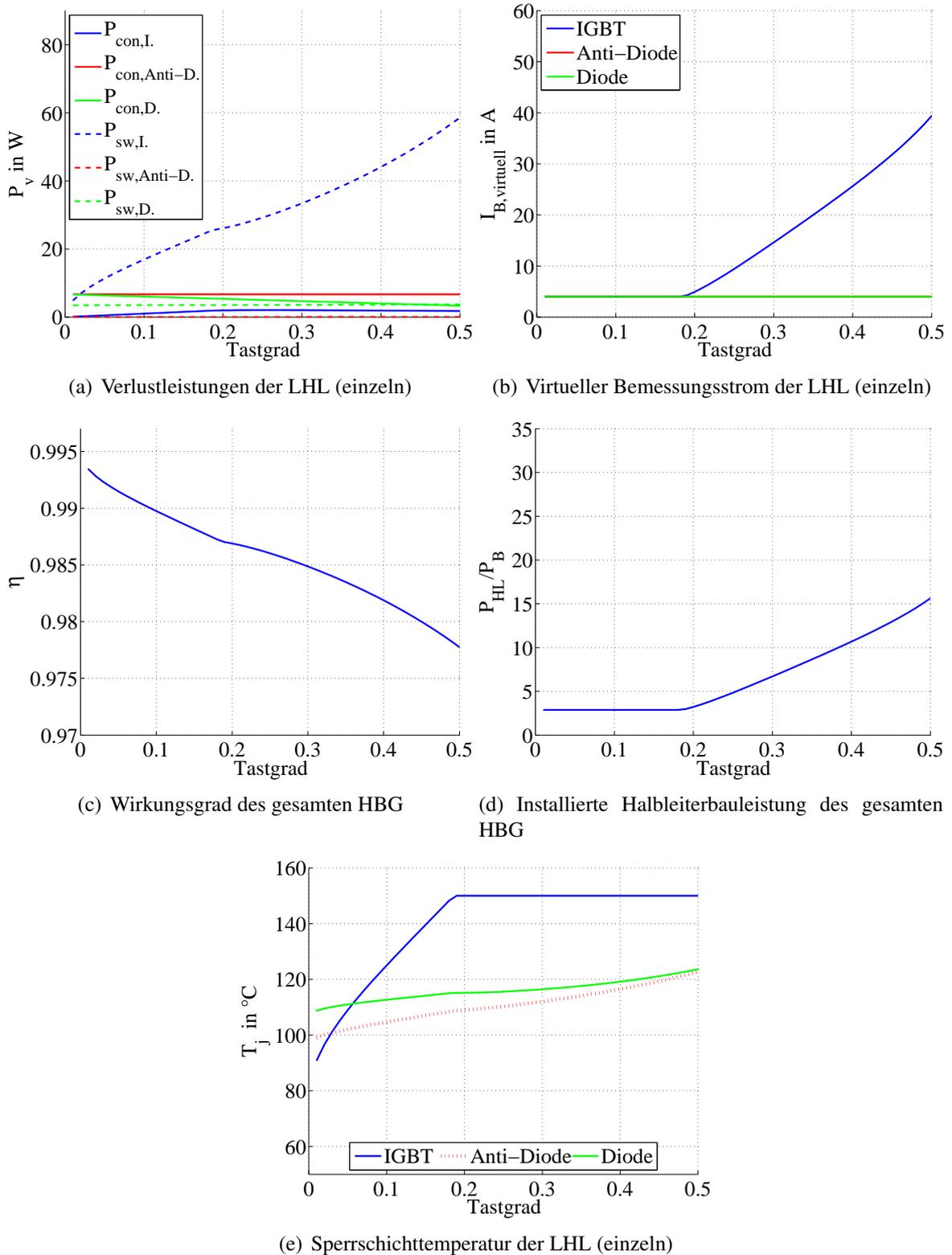


Abb. 5.10: Verlustleistungen, virtueller Bemessungsstrom, Wirkungsgrad, installierte Halbleiterbauleistung und Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter des Halbbrückengleichrichters in Abhängigkeit des Tastgrades mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$ , einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , einer variierenden Zwischenkreisspannung, einer Bemessungsspannung des permanentertregten Synchrongenerators von  $U_{\text{gen,B}} = 400\text{V}$  und einem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{\text{th,heat}} = 0,4\text{K/W}$

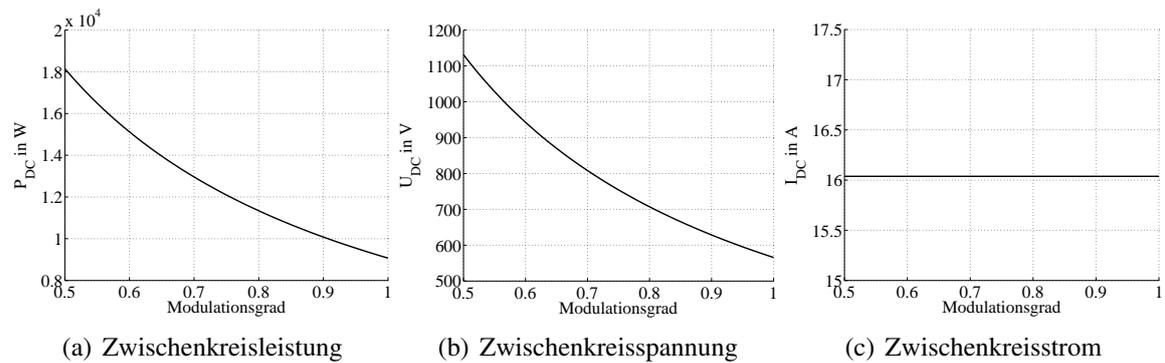


Abb. 5.11: Betriebspunkte des Zwei-Level-Wechselrichters bei konstanter Generatorleistung und -spannung für variierende Modulationsgrade

In Abb. 5.12 sind die Verlustleistung, der virtuelle Bemessungsstrom und die Sperrschichttemperatur jeweils für die einzelnen LHL sowie der Wirkungsgrad und die installierte Halbleiterbauleistung des gesamten ZLW, aufgeteilt in seine IGBTs (blau) und deren antiparallele Dioden (rot), dargestellt. Während die Schaltverluste bei höheren Modulationsgrad sinken, steigen die Leitverluste des IGBT an (vgl. Abb. 5.12 a)). Die Zielsperrschichttemperatur des IGBT wird stets erreicht. Da die Verluste des IGBT geringer werden mit steigendem Modulationsgrad, sinkt der virtuelle Bemessungsstrom des IGBT. Die Leitverluste der antiparallelen Diode, die in Abb. 5.12 a) dargestellt sind, sinken aufgrund des sinkenden virtuellen Bemessungsstroms, der in Abb. 5.12 b) zu erkennen ist. Die antiparallele Diode des IGBT befindet sich, aufgrund der geringen Gesamtverluste, stets auf dem minimalen Wert des virtuellen Bemessungsstromes von 4 A (vgl. Abb. 5.12 b)). Damit verbunden ist die Chipfläche minimal. Aufgrund der mit steigendem Modulationsgrad sinkenden Verluste sinkt die Sperrschichttemperatur, wie in der Abb. 5.12 e) zu erkennen ist. Folglich sind die antiparallelen Dioden überausgelegt.

Da die Leitverluste der antiparallelen Diode stärker sinken als die Schalt- und Leitverluste des IGBT ansteigen (vgl. Abb. 5.12 a)), steigt der Wirkungsgrad des ZLW, der in Abb. 5.12 c) abgebildet ist, bei höheren Modulationsgraden an. Die installierte Halbleiterbauleistung in Abb. 5.12 d) sinkt aufgrund des fallenden virtuellen Bemessungsstromes mit steigendem Modulationsgrad.

#### 5.1.2.4 Untersuchung des thermischen Widerstandes des Kühlkörpers

In Abb. 5.13 - 5.15 sind die Sperrschichttemperatur und der virtuelle Bemessungsstrom des DR-HSS, des HBG und ZLW in Abhängigkeit des Tastgrades für verschiedene thermische Widerstände des Kühlkörpers  $R_{th,heat}$  von  $0,1\text{ K/W} - 0,8\text{ K/W}$  dargestellt. Bei zu kleinen (großen) thermischen Widerständen wird die untere (obere) Grenze des virtuellen Bemessungsstromes und damit die Chipfläche der LHL erreicht. Bei zu kleinen thermischen Widerständen des Kühlkörpers ist die Kühlkörpertemperatur aus Glg. (5.6) zu gering, um die Zielsperrschichttemperatur des LHL entsprechend zu erhöhen. Bei zu großem thermischen

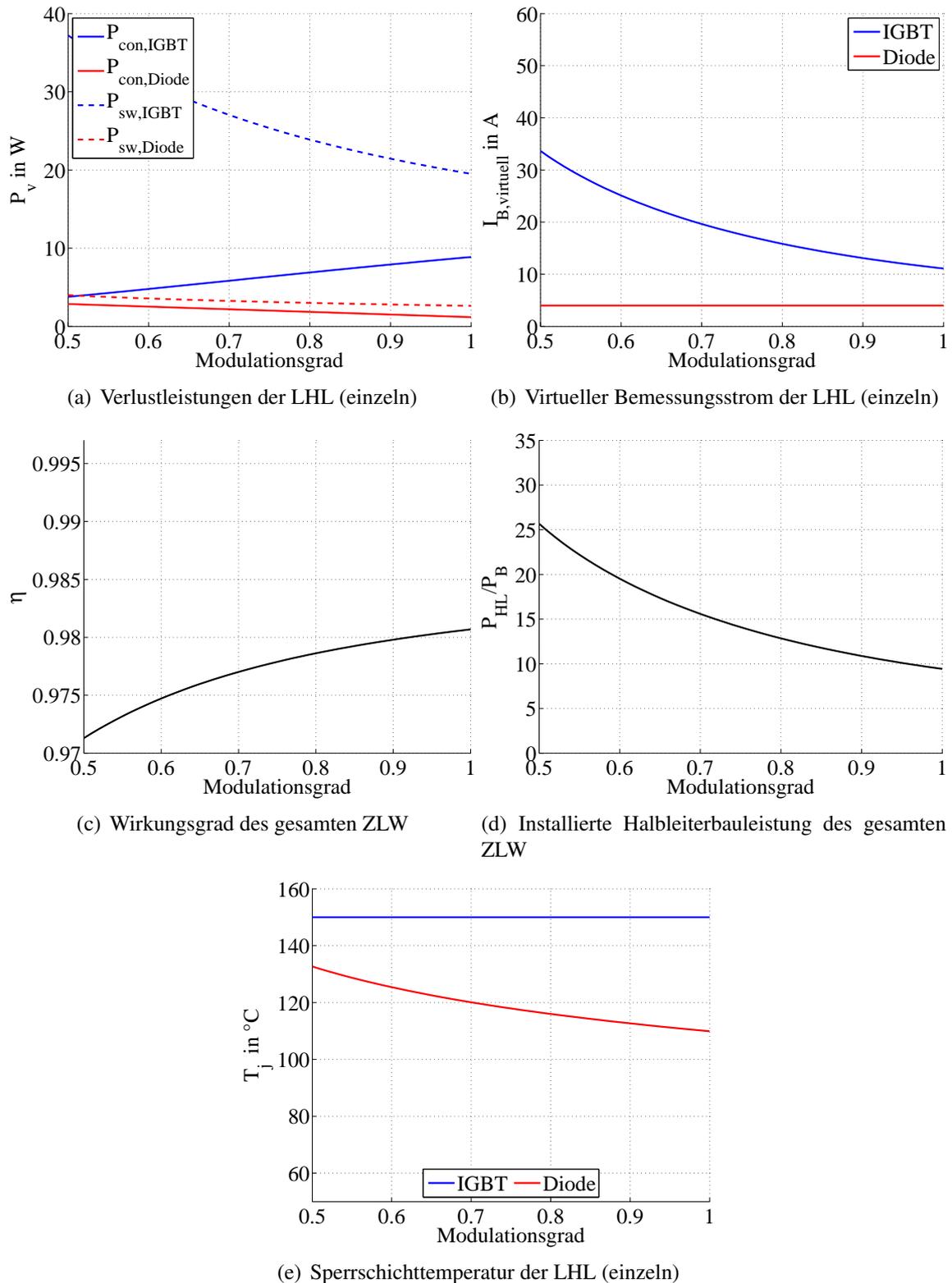


Abb. 5.12: Verlustleistungen, virtueller Bemessungsstrom, Wirkungsgrad, installierte Halbleiterbauleistung und Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter des Zwei-Level-Wechselrichters in Abhängigkeit des Modulationsgrades mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$ , einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , einer variierenden Zwischenkreisspannung, und einem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{\text{th,heat}} = 0,15\text{ K/W}$

Widerstand des Kühlkörpers, ist die Temperatur des Kühlkörpers nach Glg. (5.6) zu hoch und der LHL überschreitet seine Zielsperrschichttemperatur.

### 5.1.3 Fazit: Vergleich der Generator-Umrichter-Konzepte

Die Berechnung der Oberschwingungsverluste (Eisen- und Kupferverluste) des PMSG, aus Kap. 5.1.1 hat gezeigt, dass, obwohl die Koeffizienten der Hysterese-, Wirbelstromverluste  $k_{\text{Hys}}$  und  $k_{\text{Ed}}$  sowie der Verluste durch Skin- und Proximityeffekte  $K_{\text{n,se}}$  und  $K_{\text{n,pe}}$  nicht bekannt sind, eine Kleinwindenergieanlage mit einem HBG leicht höhere Oberschwingungsverluste aufweist als eine Kleinwindenergieanlage mit einem DR-HSS. Dies ist auf die nicht vorhandene Induktivität im Zwischenkreis zurückzuführen, die den Generatorphasenstrom des DR-HSS glättet. Bei einer Kleinwindenergieanlage mit einem PMSG und einem ZLW sind die Eisen- und Kupferverluste des Generators, verursacht durch Stromoberschwingungen, viel geringer als die unter Verwendung eines DR-HSS bzw. des HBG. Auch wenn diese Verluste nur einen geringen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen, müssen sie bei der Auslegung des Generators berücksichtigt werden, wodurch das Gesamtsystem mit einem DR-HSS und einem HBG leicht höher ausgelegt werden muss. Folglich sind die Kosten eines Generators für ein Konzept mit einem ZLW als am geringsten anzusehen.

Die installierte Halbleiterbauleistung und der Wirkungsgrad der einzelnen Gleichrichter für verschiedene Tast- bzw. Modulationsgrade werden in Abb. 5.16 gegenübergestellt. Hierbei ist der Betriebsbereich auf der x-Achse dargestellt, der für den DR-HSS und HBG von 0-0,5 und bei dem ZLW von 1-0,5 eingezeichnet ist. Es zeigt sich, dass der DR-HSS die geringste installierte Halbleiterbauleistung aufweist. Die installierte Halbleiterbauleistung des ZLW ist während des gesamten Betriebsbereiches, aufgrund seiner hohen Anzahl an IGBTs bei vergleichsweise hohen virtuellen Bemessungsströmen der IGBTs, am höchsten.

Werden die Wirkungsgrade der Gleichrichter in Abb. 5.16 miteinander verglichen, so zeigt sich, dass der HBG den höchsten Wirkungsgrad bei kleinen Tastgraden und der DR-HSS bei höheren Tastgraden aufweist, während der ZLW den geringsten Wirkungsgrad innehat. Das bedeutet, dass der ZLW bei einer Leistung von 10kW die höchsten Verluste der LHL im Vergleich zum DR-HSS und HBG bei der betrachteten Bemessungsleistung aufweist.

Der in Abb. 5.4 abgebildete Algorithmus kann ebenso für verschiedene Bemessungsleistungen durchgeführt werden. In Abb. 5.17 ist die installierte Halbleiterbauleistung und der Wirkungsgrad bei variierender Bemessungsleistung bis zu einer Bemessungsleistung von  $P_{\text{B}} = 10\text{kW}$  dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei kleiner Bemessungsleistung die installierte Halbleiterbauleistung konstant ist. Die virtuellen Bemessungsströme sind bei kleinen Bemessungsleistungen auf ihrem Minimum, und die maximale Sperrschichttemperatur wird nicht erreicht. Bei höheren Bemessungsleistungen steigen die Verluste der LHL und damit die Sperrschichttemperatur, sodass die LHL mit einem höheren virtuellen Bemessungsstrom

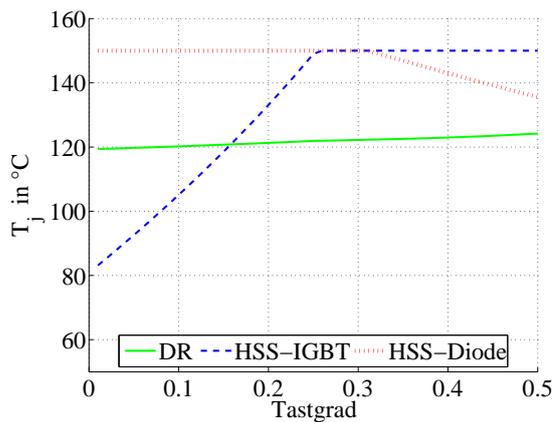
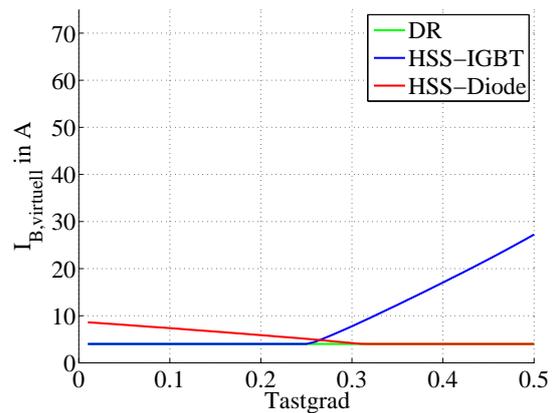
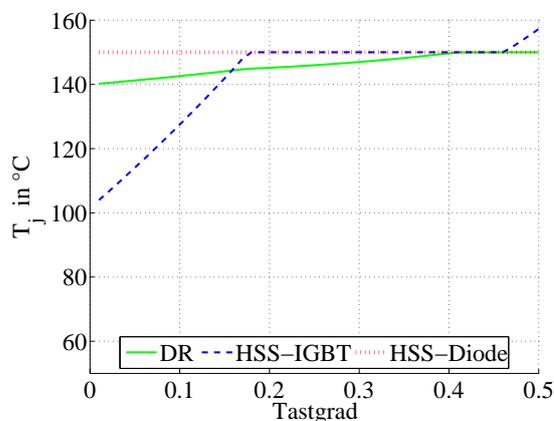
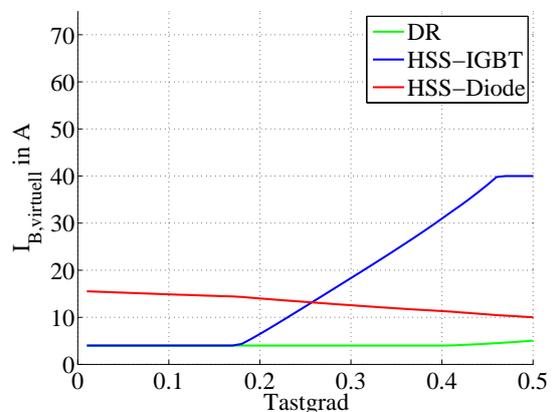
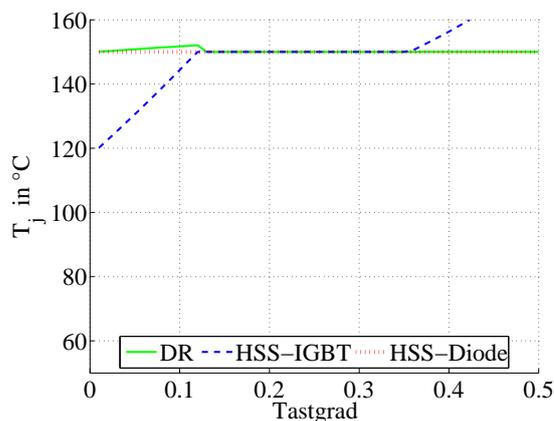
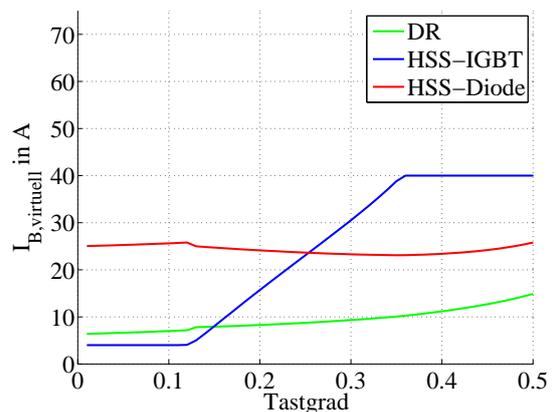
(a) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,1$  K/W(b) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,1$  K/W(c) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,3$  K/W(d) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,3$  K/W(e) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,8$  K/W(f) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,8$  K/W

Abb. 5.13: Sperrschichttemperatur und virtueller Bemessungsstrom der Leistungshalbleiter des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller in Abhängigkeit des Tastgrades mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10$  kHz, einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10$  kW, einer Bemessungsspannung des permanentenerregten Synchrongenerators von  $U_{gen,B} = 400$  V und variierendem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{th,heat}$

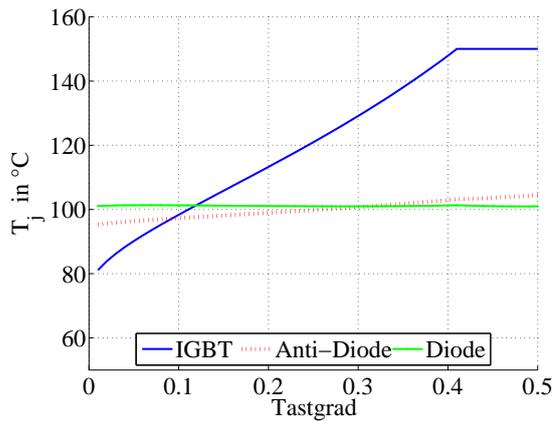
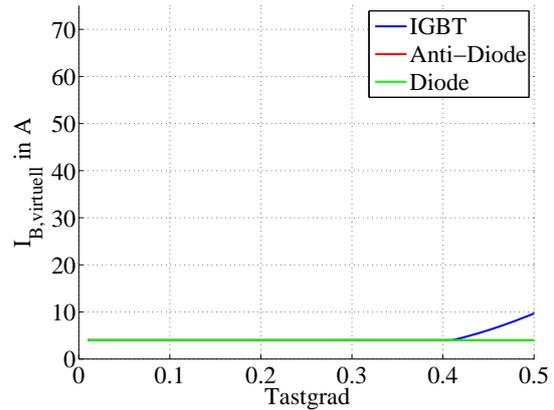
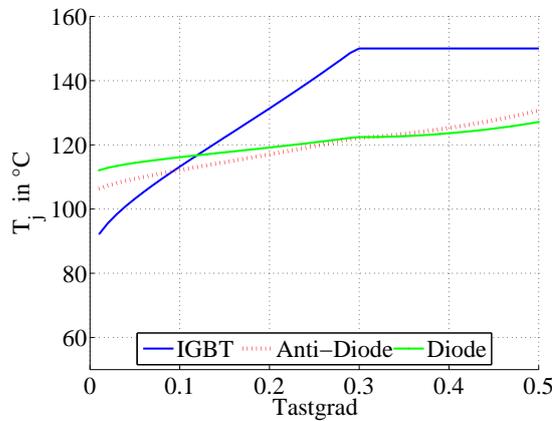
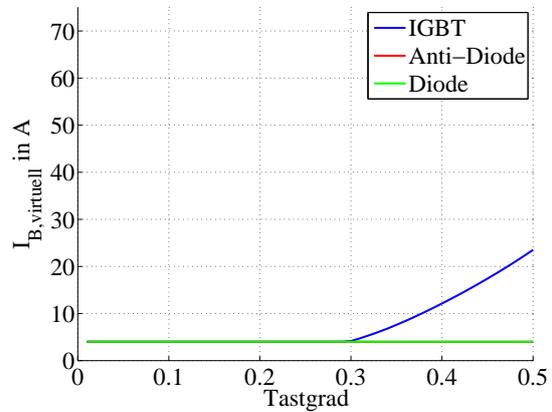
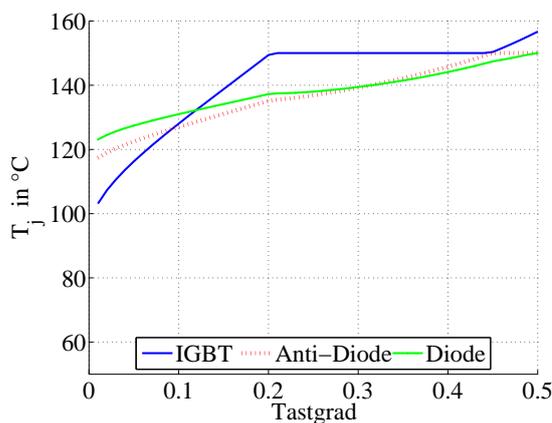
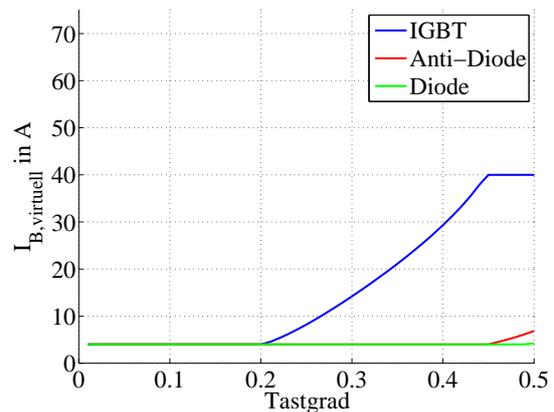
(a) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,1$  K/W(b) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,1$  K/W(c) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,3$  K/W(d) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,3$  K/W(e) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,8$  K/W(f) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,8$  K/W

Abb. 5.14: Sperrschichttemperatur und virtueller Bemessungsstrom der Leistungshalbleiter des Halbbrückengleichrichters in Abhängigkeit des Tastgrades mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10$  kHz, einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10$  kW, einer Bemessungsspannung des permanenten Synchrongenerators von  $U_{gen,B} = 400$  V und variierendem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{th,heat}$

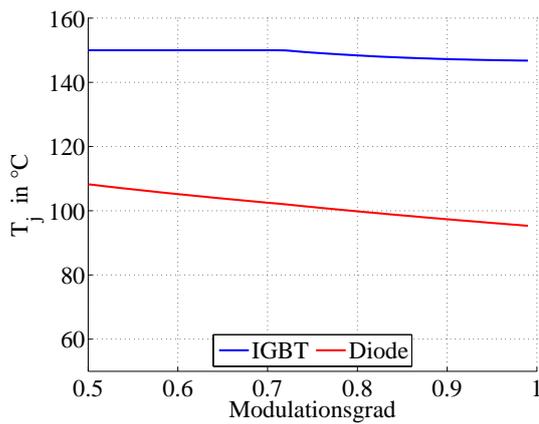
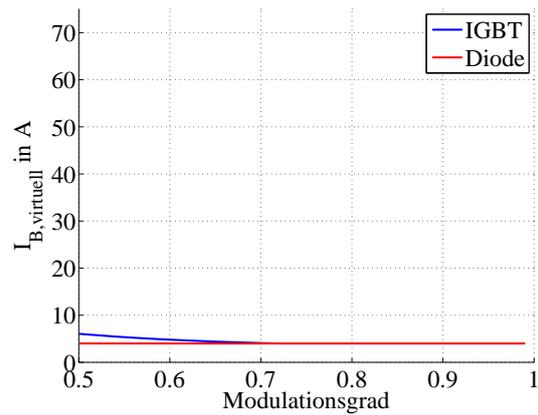
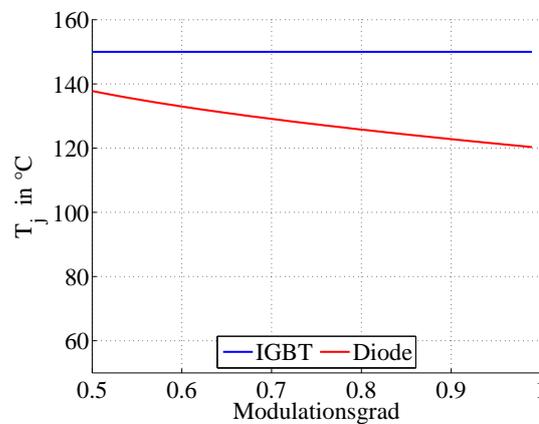
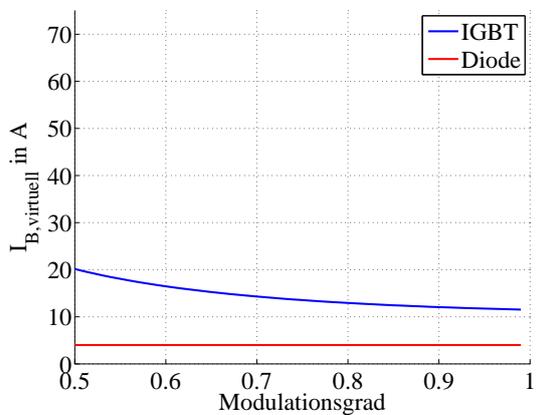
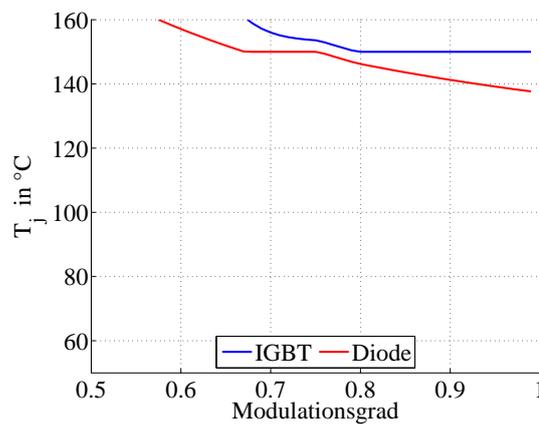
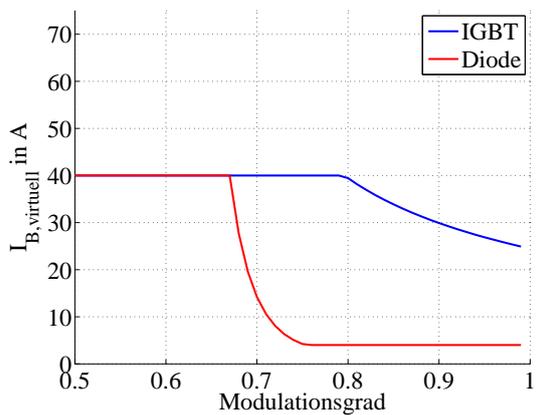
(a) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,1$  K/W(b) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,1$  K/W(c) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,3$  K/W(d) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,3$  K/W(e) Sperrschichttemperatur bei  $R_{th,heat} = 0,8$  K/W(f) Virtueller Bemessungsstrom bei  $R_{th,heat} = 0,8$  K/W

Abb. 5.15: Sperrschichttemperatur und virtueller Bemessungsstrom der Leistungshalbleiter des Zwei-Level-Wechselrichters in Abhängigkeit des Modulationsgrades mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10$  kHz, einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10$  kW, einer Bemessungsspannung des permanentenerregten Synchrongenerators von  $U_{gen,B} = 400$  V und variierendem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{th,heat}$

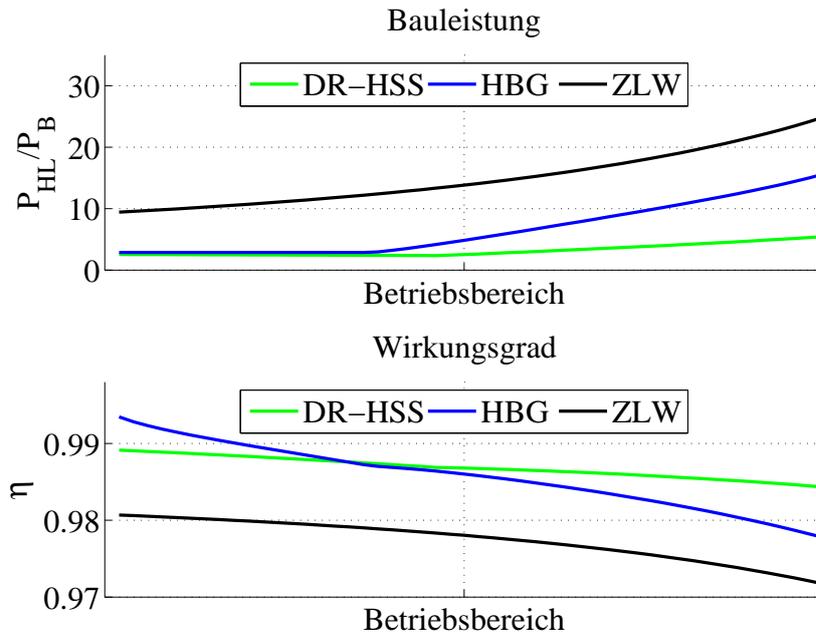


Abb. 5.16: Installierte Halbleiterbauleistung und Wirkungsgrad des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller (DR-HSS), Halbbrückengleichrichters (HBG) und Zwei-Level-Wechselrichters (ZLW) für die betrachteten Betriebsbereich für steigende Zwischenkreisleistung (rechts höchste Zwischenkreisleistung) mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$ , einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$

(größere Chipfläche) ausgelegt werden müssen. Ab einer Bemessungsleistung ca. 9kW die des DR-HSS an, während die des HBG und ZLW konstant in ihrem Minimum bleiben. Der ZLW weist über den gesamten betrachteten Leistungsbereich die höchste installierten Halbleiterbauleistung auf.

Der Wirkungsgrad steigt zunächst an und sinkt anschließend mit steigender Bemessungsleistung bei den drei Gleichrichtern bis zu dem Punkt, an dem die installierte Halbleiterbauleistung steigt. Mit höherer Bemessungsleistung steigen zwar die Verluste der Gleichrichter, jedoch nicht linear, da der sich aus der Bemessungsleistung berechnende Strom nicht linear in die Leitverluste ( $I_{\text{rms}}^2$ ) und Schaltverluste ( $I_{\text{D,HSS,mean}}^{0,6}$ ) eingeht. Der Wirkungsgrad steigt, sobald die LHL einen höheren virtuellen Bemessungsstrom aufweisen. Dies wird auf die sich vergrößernde Chipfläche zurückgeführt, die dazu führt, dass die thermische Erwärmung der LHL geringer ist.

#### 5.1.4 Auslegung der Generator-Umrichter-Konzepte

Für die Gleichrichter wird jeweils der gleiche Generator von *Elektromaschinenbau Arend* gewählt, der eine Bemessungsleistung von  $S_B = 11,85\text{kVA}$ , eine Bemessungsdrehzahl von  $n_B = 1.000\text{min}^{-1}$  und eine Polpaarzahl von  $p = 6$  aufweist, wie in Tab. 8.1 zusammengefasst. Durch seine Bemessungsleistung von mehr als 10kVA kann der PMSG eine Wirkleistung von 10kW am Generatorausgang erzeugen. Kritisch anzumerken ist, dass die Drehzahl

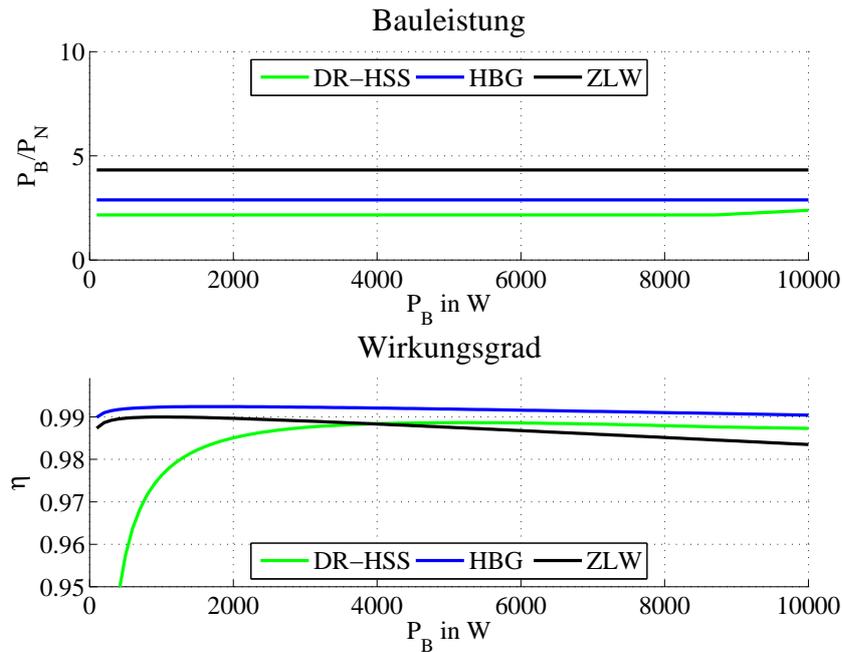


Abb. 5.17: Installierte Halbleiterbauleistung und Wirkungsgrad des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller (DR-HSS), Halbbrückengleichrichters (HBG) und Zwei-Level-Wechselrichters (ZLW) in Abhängigkeit der Leistung mit einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{ kHz}$ , bei variierender Bemessungsleistung und konstantem Tastgrad von 0,2 bzw. Modulationsgrad von 0,8 bei  $U_{\text{gen}} = 400\text{ V}$  und  $U_{\text{DC}} = 700\text{ V}$

von  $1.000\text{ min}^{-1}$  für Kleinwindenergieanlagen, bei denen in der gewählten Leistungsklasse Rotordrehzahlen je nach Windenergieanlage von ca.  $100 - 200\text{ min}^{-1}$  auftreten [5], zu hoch ist (vgl. Kap. 1.). Für den Laboraufbau steht jedoch der gewählte PMSG mit einer für Kleinwindenergieanlagen vergleichsweise zu niedrigen Polpaarzahl von  $p = 6$  zur Verfügung, wobei Polpaarzahlen von 12-24 [5] herkömmlich sind. Die Daten des Generators sind in Tab. 8.1 in Kap. 8.5 aufgelistet. Für den Vergleich der Gleichrichter-Konzepte ist dies jedoch zu vernachlässigen, da derselbe Generator verwendet wird.

Die LHL der einzelnen Gleichrichter werden so gewählt, dass anhand des ermittelten virtuellen maximalen Bemessungsstromes der nächst höhere reale LHL für den ausgewählten Betriebsbereich gewählt wird. Die Bezeichnungen der LHL für die entsprechenden IGBTs und Dioden der einzelnen Gleichrichter sind in Tab. 5.5 aufgelistet. Hierbei ist anzumerken, dass die IGBTs des HBG und ZLW stets mit einer antiparallelen Diode versehen sind, sodass für diese der höhere virtuelle Bemessungsstrom (IGBT oder Diode) maßgeblich für die Auslegung ist. Das kann zu hohen Auslegungen, insbesondere bei den antiparallelen Dioden des HBG, die nach Abb. 5.10 b) einen virtuellen Bemessungsstrom von 4 A aufweisen, führen. Für die Dioden des Diodengleichrichters können aufgrund des geringen virtuellen Bemessungsstromes die Dioden mit einer Charakteristik der antiparallelen Diode des *IKW08T120* mit einem Bemessungsstrom von 8 A verwendet werden. Für die Hochsetzstellerdiode und den Hochsetzsteller IGBT wird generell ein Betrieb bei kleinen Tastgraden erwartet. Daher wird der Bemessungsstrom des IGBT von 25 A (Bezeichnung: *IKW25T120*) gewählt.

Die Hochsetzstellerdiode kann einen geringeren Bemessungsstrom von 15 A (Bezeichnung: *IKW15T120*) aufweisen. Bei dem HBG wird ebenso im Betrieb ein geringer Tastgrad erwartet. Die Dioden erreichen in diesem Bereich die maximale Sperrschichttemperatur nicht und können daher mit einem Bemessungsstrom von 8 A (Bezeichnung: *IKW08T120*) ausgelegt werden. Der IGBT und die antiparallele Diode des HBG werden mit einem Bemessungsstrom von 25 A (Bezeichnung: *IKW25T120*) gewählt. Das bedeutet, dass die Diode, wie bereits erwähnt, überausgelegt ist und die maximale Sperrschichttemperatur nicht erreicht wird. Bei dem Einsatz eines ZLW wird von hohen Modulationsgraden ausgegangen. Daher wird der IGBT mit einem Bemessungsstrom von 25 A gewählt, sodass der *IKW25T120* optimal ist. Ebenso wie bei dem HBG ist die antiparallele Diode überausgelegt und wird sich thermisch lediglich schwach erwärmen. Die einzelnen Daten der LHL sind in Tab. 5.2 und Tab. 5.3 zusammengefasst.

Tab. 5.5: Übersicht über die für die simulative Untersuchung verwendeten Leistungshalbleiter des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller (DR-HSS), des Halbbrückengleichrichters (HBG) und des Zwei-Level-Wechselrichters (ZLW), weitere Datenblattangaben in Tab. 5.2 und Tab. 5.3

Gleichrichter	Diodengleichrichter	Dioden	IGBT
DR-HSS	<i>IKW08T120</i>	<i>IKW15T120</i>	<i>IKW25T120</i>
HBG	-	<i>IKW08T120</i>	<i>IKW25T120</i>
ZLW	-	-	<i>IKW25T120</i>

Für die Auslegung eines optimalen Generator-Umrichter-Konzeptes muss der Kühlkörper des eingesetzten Gleichrichters ebenso optimal ausgelegt sein. Bei der Auslegung des Kühlkörpers wird von einem quasistationären Betrieb ausgegangen, sodass alle thermischen Kapazitäten vernachlässigt werden können [133]. Die maximale Kühlkörpertemperatur wird zu  $T_{\text{Heat Sink}} = 80^\circ\text{C}$  (353,15 K) gewählt und für die Umgebungstemperatur wird  $T_A = 35^\circ\text{C}$  (308,15 K) angenommen. Für die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte sind die Verlustleistungen aus Abb. 5.18 bzw. Tab. 5.6 angenommen, welche bei einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , einer Bemessungsdrehzahl von  $n_B = 1.000\text{ min}^{-1}$  und  $\cos(\phi) = 1$  bei einem Tastgrad/Modulationsgrad von  $a = 0,2$  bzw.  $M = 0,8$  und einer konstanten Zwischenkreisspannung von  $U_{\text{DC}} = 700\text{V}$  nach den Verlustgleichungen aus den Kap. 3.1.3, Kap. 3.2.3 und Kap. 3.3.3 berechnet worden sind. Hierbei werden die Daten zur Verlustberechnung der entsprechenden LHL der einzelnen Gleichrichter, welche in Tab. 5.5 aufgelistet sind, aus Tab. 5.2 und Tab. 5.3 eingesetzt. Die dargestellten Werte unterscheiden sich im Vergleich zu den Verlustleistungen, die für die installierte Halbleiterbauleistung berechnet worden sind (vgl. Abb. 5.8, Abb. 5.10 und Abb. 5.12). Zum einen werden dort Verluste mit LHL mit einer optimalen virtuellen Stromtragfähigkeit und entsprechend berechneten optimalen Schaltenenergien (in Abhängigkeit des virtuellen Bemessungsstromes) verwendet. In Abb. 5.18 sind die Verluste mit teilweise überausgelegten LHL (Dioden des Diodengleichrichters und die antiparallelen Dioden des HBG und ZLW) mit größerer Stromtragfähigkeit berechnet wor-

den. Bei gleichem Strom sind Anzahl der Ladungsträger, die bewegt werden müssen, bei höherem Nennstrom der Diode höher, sodass die Schaltverluste steigen. Zum anderen wird die Zwischenkreisspannung auf 700 V gehalten, sodass sich die Betriebspunkte leicht unterscheiden. Zudem werden für die Dioden die Charakteristiken der antiparallelen Diode des IGBT verwendet, die nicht für den Diodenbetrieb ausgelegt sind, sodass die Leitverluste derer hoch sind. Dieses Verhalten ist insbesondere bei den Leitverlusten des Diodengleichrichters in Abb. 5.18 a) zu erkennen. Auffällig ist weiterhin, dass die Schaltverluste im Vergleich zu den Durchlassverlusten hoch sind. Der dargestellte Betriebspunkt ist bei kleinem Tastgrad bzw. hohem Modulationsgrad. Das bedeutet, dass das Leitintervall des IGBT verhältnismäßig kurz ist, sodass die Leitverluste gering sind. Zudem ist die Schaltfrequenz mit  $f_s = 10\text{kHz}$  für einen ZLW hoch. Jedoch wurde diese so gewählt, dass alle IGBTs der einzelnen Gleichrichter die gleiche Schaltfrequenz aufweisen.

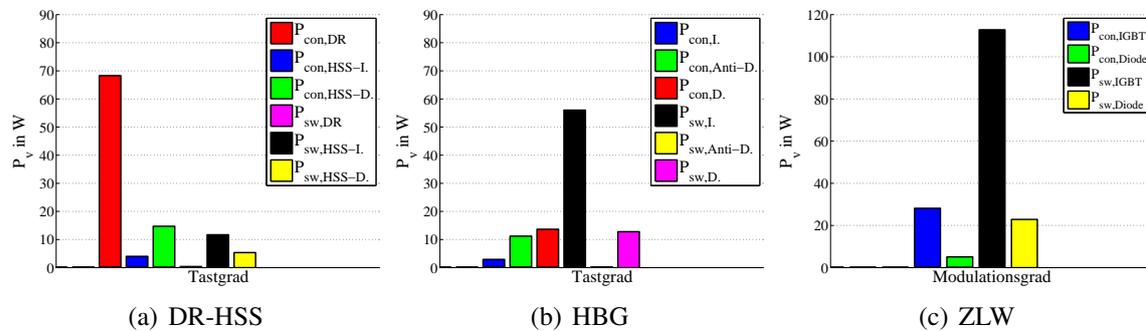


Abb. 5.18: Verluste der einzelnen Gleichrichter mit den ausgewählten Leistungshalbleitern bei einer Bemessungsdrehzahl von  $n = 1.000\text{ 1/min}$ , einer Bemessungsleistung von  $P = 10\text{ kW}$ , einem Tastgrad von 0,20 bzw. Modulationsgrad von 0,80,  $U_{gen} = 400\text{ V}$  und  $U_{DC} = 700\text{ V}$

Damit ergeben sich im Bemessungsbetriebspunkt folgende thermische Widerstände:

$$\begin{aligned}
 R_{th,HSS} &= \frac{T_{Heat\ Sink} - T_A}{P_{v,ges,HSS}} = \frac{353,15\text{ K} - 308,15\text{ K}}{104\text{ W}} = 0,43\text{ K/W} \\
 R_{th,HBR} &= \frac{T_{Heat\ Sink} - T_A}{P_{v,ges,HBR}} = \frac{353,15\text{ K} - 308,15\text{ K}}{96\text{ W}} = 0,46\text{ K/W} \\
 R_{th,ZLW} &= \frac{T_{Heat\ Sink} - T_A}{P_{v,ges,ZLW}} = \frac{353,15\text{ K} - 308,15\text{ K}}{168\text{ W}} = 0,27\text{ K/W}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Die in Glg. (5.8) berechneten thermischen Widerstände werden in der folgenden simulativen Analyse der Generator-Umrichter-Konzepte bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten verwendet.

Tab. 5.6: Maximal auftretende Verluste des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller (DR-HSS), des Halbbrückengleichrichters (HBG) und des Zwei-Level-Wechselrichters (ZLW) bei einer Bemessungsleistung von  $P_B = 10\text{kW}$ , einer Bemessungsdrehzahl von  $n_B = 1.000\text{min}^{-1}$  und  $\cos(\phi) = 1$  bei einem Tastgrad/Modulationsgrad von  $a = 0,2$  bzw.  $M = 0,8$  zur Auslegung des Kühlkörpers

DR-HSS	HBR	VBR
$P_V = 104\text{ W}$	$P_V = 96\text{ W}$	$P_V = 168\text{ W}$

## 5.2 Analyse bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten

Im Folgenden wird das Verhalten der drei Generator-Umrichter-Konzepte bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten hinsichtlich der jeweiligen erzeugten Leistung, des Wirkungsgrades und des THD-Wertes der Generatorphasenströme mit dem in Kap. 5.1.4 ausgewählten PMSG und den ausgewählten LHL sowohl simulativ als auch experimentell analysiert. Es wird zunächst in Kap. 5.2.1 auf den Simulationsaufbau und die Ergebnisse der Leistungsausbeute, des Wirkungsgrades bei einer thermischen Simulation sowie auf die THD-Werte der Generatorphasenströme eingegangen. Anschließend wird der Laboraufbau dargelegt und die entsprechenden Messergebnisse des Wirkungsgrades und des THD-Wertes der Generatorphasenströme in Kap. 5.2.2 gezeigt.

### 5.2.1 Simulative Untersuchung

Im Folgenden werden die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte simulativ miteinander verglichen. Hierbei wird zunächst auf den Aufbau des Simulationsmodells in Kap. 5.2.1.1 eingegangen. Anschließend werden die Ergebnisse der erzeugten Leistung am Generatorausgang und des Wirkungsgrades in Kap. 5.2.1.3 gezeigt und analysiert. Abschließend werden die THD-Werte der Generatorphasenströme in Kap. 5.2.1.4 jeweils bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten ermittelt.

#### 5.2.1.1 Aufbau

Die Abb. 5.19 zeigt den prinzipiellen Aufbau des in Matlab/Simulink/Plecs [151] umgesetzten Simulationsmodells. Im Wesentlichen besteht dieses aus einem PMSG, bei dem die Daten des PMSG von *Elektromaschinenbau Arend* aus Tab. 8.1 hinterlegt sind, einem Gleichrichter, bei dem je nach Untersuchung der DR-HSS, der HBG oder der ZLW eingesetzt werden kann und dem netzseitigen ZLW.

Das Moment zum Antrieb des PMSG wird anhand des hinterlegten Windturbinenmodells aus Kap. 4. in Abhängigkeit der aktuellen Drehzahl und der Windgeschwindigkeit bei einem Pitch-Winkel von  $\beta = 0^\circ$  berechnet. Jeder Gleichrichter wird mittels der in Kap. 3.1.4

für den DR-HSS, Kap. 3.2.4 für den HBG und Kap. 3.3.4 für den ZLW erläuterten Drehzahlregelung auf die entsprechende Drehzahl geregelt. Die Zwischenkreisspannung wird bei allen untersuchten Gleichrichter-Konzepten vom netzseitigen Wechselrichter mittels einer unterlagerten Stromregelung konstant auf 700 V gehalten (vgl. Auslegung: Kap. 3.1.4.1).

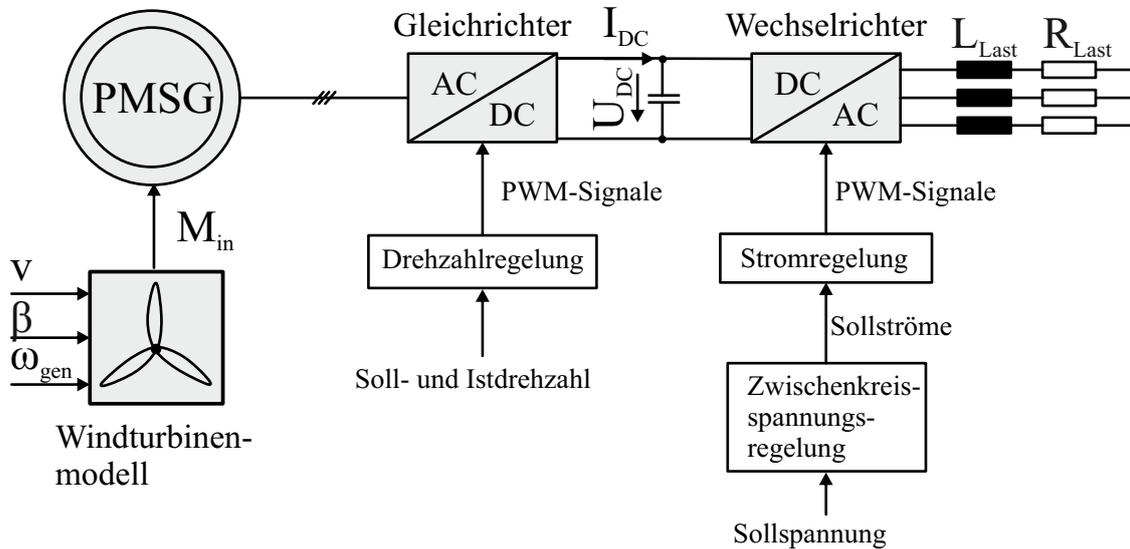


Abb. 5.19: Simulationsmodell bestehend aus Windturbinenmodell, permanentem Synchronmotor (PMSG), drehzahlgeregeltem Gleichrichter, Wechselrichter mit überlagerter Spannungs- und unterlagerter Stromregelung bei ohmsch, induktiver Last

Für die drei Gleichrichter werden jeweils die gleiche Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$ , die gleiche Zwischenkreiskapazität  $C_{DC}$ , die gleiche Filterinduktivität  $L_{Last}$  und der gleiche Lastwiderstand  $R_{Last}$  verwendet, deren Werte in Tab. 5.7 zusammengefasst sind.

Tab. 5.7: Allgemeine in der Simulation verwendete Parameter

Parameter		Wert
Zwischenkreiskapazität	$C_{DC}$	1,5 mF
Zwischenkreisspannung	$U_{DC}$	700 V
Hochsetzstellerinduktivität	$L_{ind}$	2 mH
Serieller Widerstand der Induktivität	$R_{ind}$	0,1074 $\Omega$
Lastwiderstand	$R_{Last}$	15 $\Omega$
Filterinduktivität	$L_{Last}$	1,0 mH

### 5.2.1.2 Thermisches Simulationsmodell

Für die simulative Untersuchung der Verluste und des Wirkungsgrades der einzelnen Gleichrichter wird ein thermisches Modell von Matlab/Simulink/Plecs [151], das sogenannte Heat Sink Concept, verwendet. In diesem werden die LHL mit einem Kühlkörper versehen, dessen Temperatur sich durch die auftretenden Verluste ändert. Jeder Kühlkörper wird, wie die

Abb. 5.20 zeigt, durch eine thermische Kapazität modelliert, die die Energie speichert und den Kühlkörper erwärmt. Zusätzlich kann zu dem verwendeten Kühlkörper der thermische Widerstand gemäß Abb. 5.20 geschaltet werden.

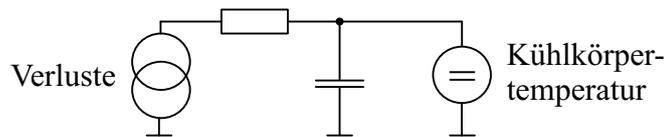


Abb. 5.20: Thermisches Modell des Kühlkörpers für die thermische Simulation der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte mit Matlab/Simulink/Plecs

Die in Plecs verwendeten LHL müssen für die Modellierung mit Daten für die Ein- und Ausschaltenergie zur Berechnung der Schaltverluste, die Durchlassspannung zur Berechnung der Leitverluste und die thermischen Widerstände und Kapazitäten im Cauer-Modell zur Ermittlung der Kühlkörpertemperatur hinterlegt werden [133].

Für die einzelnen Gleichrichter-Konzepte werden die LHL gemäß der Tab. 5.5 verwendet. Die Tab. 5.2 und Tab. 5.3 zeigen die für die thermische Simulation notwendigen Ein- und Ausschaltenergien und die Durchlassspannung des IGBT und seiner antiparallelen Diode für den DR-HSS, den HBG und den ZLW.

Neben den Schaltenergien und den Durchlassspannungen der LHL werden auch die Daten der thermischen Widerstände und Kapazitäten des Chips, der Bonddrähte (engl. *Direct Copper Bonded*, DCB), der Base Plate und der Wärmeleitpaste (engl. *Thermal Interface Material*, TIM) der einzelnen LHL im realen, physikalischen Aufbau des LHL hinterlegt. Hierbei handelt es sich um das sogenannte Cauer-Modell, dessen Aufbau die Abb. 5.21 zeigt. Ebenso werden die thermischen Eigenschaften des LHL und das thermische Leitverhalten des Kühlkörpers mit seinem thermischen Widerstand  $R_{th,HeatSink}$  und seiner thermischen Kapazität  $C_{th,HeatSink}$  berücksichtigt.

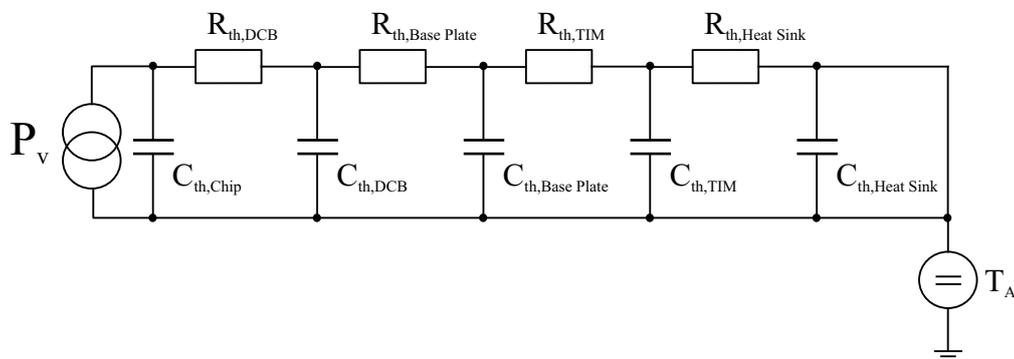


Abb. 5.21: Aufbau des Cauer-Modells (angelehnt an [133])

In den vorliegenden Datenblättern der IGBTs sind die Daten der messtechnisch ermittelten Abkühlkurve  $Z_{th}(t)$  in Abhängigkeit des thermischen Widerstandes  $R_{th}$  und der thermischen

Zeitkonstanten  $\tau$  gemäß Glg. (5.10) im nicht realen, physikalischen Foster-Modell vorgegeben [133], dessen Aufbau in Abb. 5.22 gezeigt ist.

$$Z_{\text{th}}(t) = \sum_{i=1}^n R_{\text{th},i} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right) \quad (5.9)$$

$$\tau_i = R_{\text{th},i} \cdot C_{\text{th},i} \quad (5.10)$$

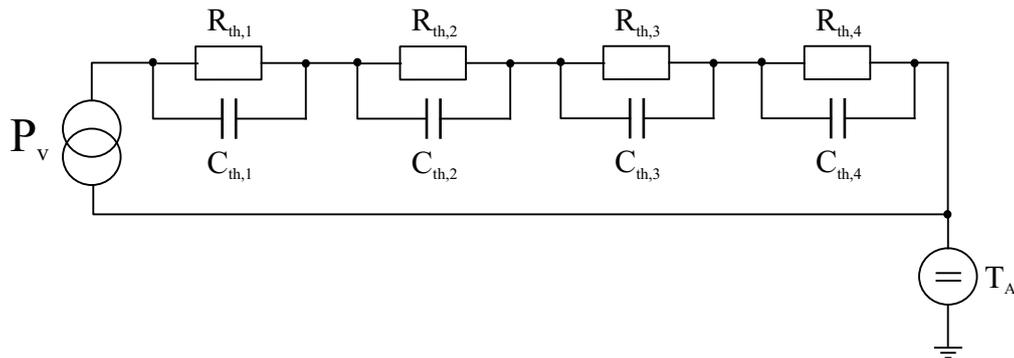


Abb. 5.22: Foster-Modell (angelehnt an [133])

Aus der Abkühlkurve werden die thermischen Widerstände und Zeitkonstanten gemäß Tab. 5.8 für den IGBT abgelesen. Die im Foster-Netzwerk angegebenen Parameter der LHL werden anschließend mittels Netzwerktheorie in das Cauer-Netzwerk umgerechnet. Die Ergebnisse sind in Tab. 5.9 dargestellt. Auf Basis der hinterlegten Daten werden die Schalt- und Leitverluste in Abhängigkeit der Temperatur berechnet, die die Kühlkörpertemperatur über die intrinsische Kapazität erhöhen [158].

Tab. 5.8: Thermische Widerstände  $R_{th}$  und Zeitkonstanten  $\tau$  des IGBT und deren antiparallelen Dioden der Baureihen *IKW08T120*, *IKW15T120*, *IKW25T120* und *IKW40T120* im Foster-Modell

Bemessungsstrom	IGBT		Diode	
	$R_{th}$ in K/W	$\tau$ in s	$R_{th}$ in K/W	$\tau$ in s
$I_B = 8\text{ A}$	-	-	0,552	$7,23 \cdot 10^{-1}$
	-	-	0,732	$8,13 \cdot 10^{-3}$
	-	-	0,671	$1,09 \cdot 10^{-3}$
	-	-	0,244	$1,55 \cdot 10^{-4}$
$I_B = 15\text{ A}$	0,121	$1,73 \cdot 10^{-1}$	0,360	$7,30 \cdot 10^{-2}$
	0,372	$2,75 \cdot 10^{-2}$	0,477	$8,13 \cdot 10^{-3}$
	0,381	$2,57 \cdot 10^{-3}$	0,434	$1,09 \cdot 10^{-3}$
	0,226	$2,71 \cdot 10^{-4}$	0,224	$1,55 \cdot 10^{-4}$
$I_B = 25\text{ A}$	0,229	$1,10 \cdot 10^{-1}$	0,282	$1,01 \cdot 10^{-1}$
	0,192	$1,56 \cdot 10^{-2}$	0,317	$1,15 \cdot 10^{-2}$
	0,174	$1,35 \cdot 10^{-3}$	0,294	$1,30 \cdot 10^{-3}$
	0,055	$1,51 \cdot 10^{-4}$	0,107	$1,53 \cdot 10^{-4}$
$I_B = 40\text{ A}$	0,159	$1,10 \cdot 10^{-1}$	0,228	$1,01 \cdot 10^{-1}$
	0,133	$1,56 \cdot 10^{-2}$	0,257	$1,15 \cdot 10^{-2}$
	0,120	$1,35 \cdot 10^{-3}$	0,238	$1,30 \cdot 10^{-3}$
	0,038	$1,51 \cdot 10^{-4}$	0,087	$1,53 \cdot 10^{-4}$

Tab. 5.9: Thermischer Widerstand  $R_{th}$  und thermische Kapazität  $C_{th}$  des IGBT der Baureihe *IKW08T120*, *IKW15T120*, *IKW25T120* und *IKW40T120* und deren antiparallelen Dioden im Cauer-Modell, umgerechnet aus den Parametern des Foster-Modells aus Tab. 5.8

Bemessungsstrom	IGBT		Diode	
	$R_{th}$ in K/W	$C_{th}$ in J/K	$R_{th}$ in K/W	$C_{th}$ in J/K
$I_B = 8\text{ A}$	-	-	0,4917	$6,544 \cdot 10^{-4}$
	-	-	0,5705	$4,245 \cdot 10^{-3}$
	-	-	0,5120	$5,105 \cdot 10^{-2}$
	-	-	0,1267	1,298
$I_B = 15\text{ A}$	0,3167	$1,004 \cdot 10^{-3}$	0,3750	$5,244 \cdot 10^{-4}$
	0,3700	$6,552 \cdot 10^{-3}$	0,4384	$2,311 \cdot 10^{-3}$
	0,3313	$7,891 \cdot 10^{-2}$	0,4103	$1,846 \cdot 10^{-2}$
	0,0820	2,006	0,2713	$2,488 \cdot 10^{-1}$
$I_B = 25\text{ A}$	0,1030	$1,98 \cdot 10^{-3}$	0,1925	$1,046 \cdot 10^{-4}$
	0,1693	$6,702 \cdot 10^{-3}$	0,2959	$3,84 \cdot 10^{-3}$
	0,2181	$7,405 \cdot 10^{-2}$	0,2996	$3,72 \cdot 10^{-2}$
	0,1595	$5,904 \cdot 10^{-1}$	0,2120	$4,28 \cdot 10^{-1}$
$I_B = 40\text{ A}$	0,0709	$2,853 \cdot 10^{-3}$	0,1562	$1,288 \cdot 10^{-3}$
	0,1117	$9,709 \cdot 10^{-3}$	0,2397	$4,74 \cdot 10^{-3}$
	0,1512	$1,068 \cdot 10^{-1}$	0,2428	$4,59 \cdot 10^{-1}$
	0,1108	$8,500 \cdot 10^{-1}$	0,1714	$5,30 \cdot 10^{-1}$

### 5.2.1.3 Erzeugte Leistung und Wirkungsgrad

Die Ergebnisse der thermischen Simulation mit den in Tab. 5.2 und Tab. 5.3 hinterlegten Parametern für die Ein- und Ausschaltenergien, Durchlassspannungen der LHL und die thermischen Widerstände des Kühlkörpers nach Glg. (5.8) werden in diesem Kapitel vorgestellt. Für die Generator-Umrichter-Konzepte wird angenommen, dass die Windgeschwindigkeit gemessen wird, wodurch ein Hinterlegen einer Leistungs-Drehzahlkennlinie in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit möglich ist. Die Regelung der einzelnen Gleichrichter erfolgt nach den gewählten Regelungskonzepten aus Kap. 3.1.4, 3.2.4 und 3.3.4. Die Betriebspunkte aus Tab. 4.2 werden im Folgenden angefahren.

Die Abb. 5.23 zeigt die am Generatoreingang gemessene, elektrische, bezogene Leistung in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit für den PMSG mit einem DR-HSS (grün), einem HBG (blau) und einem ZLW (schwarz). Anhand der Abb. 5.23 ist zu erkennen, dass alle drei untersuchten Generator-Umrichter-Konzepte die aus dem Windturbinenmodell optimale elektrische Leistung am Generatorausgang bei der entsprechenden Windgeschwindigkeit erzeugen können. Die drei Gleichrichter können durch die Änderung des Tast- bzw. Modulationsgrades die Drehzahl des PMSG anpassen, sodass die aus dem Windenergieanlagenmodell (vgl. Kap. 4.) ermittelte optimale Leistung erzeugt werden kann.

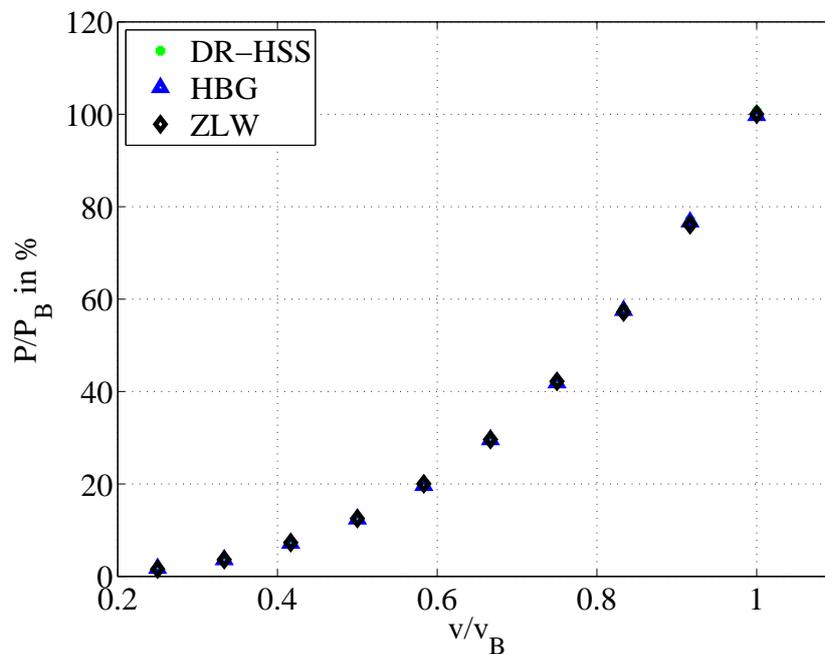


Abb. 5.23: Bezogene elektrische Leistung  $P/P_B$  am Generatorausgang in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit  $v/v_B$  des permanenterrregten Synchrongenerators mit einem Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS, grün), einem Halbbrückengleichrichter (HBG, blau) und einem Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW, schwarz)

In Abb. 5.24 sind die Verluste der LHL des DR-HSS bezogen auf die Bemessungsleistung für verschiedene Windgeschwindigkeiten, aufgeteilt in Schalt- und Leitverluste der eingesetzten

LHL, dargestellt. Hierbei werden die Verluste der einzelnen Dioden des Diodengleichrichters addiert. Im Gegensatz zu den vorherigen Untersuchungen werden die Verluste der Induktivität des Hochsetzstellers in den Verlustberechnungen gemäß Glg. (3.21) in türkis berücksichtigt. Mit steigender Windgeschwindigkeit steigen die Verluste aufgrund höherer Generatorphasenströme ähnlich wie der Verlauf der optimalen Leistungskennlinie an (vgl. Abb. 4.1). Die Schaltverluste der Dioden des Diodengleichrichters (pink) sind so gering, dass sie in dieser Darstellung nicht zu erkennen sind, während die Leitverluste der Dioden des Diodengleichrichters (rot) hoch sind. Da die Verluste der Dioden unabhängig vom Tastgrad sind, steigen sie proportional zur Erhöhung der erzeugten Leistung und somit zur Erhöhung des Generatorphasenstromes. Die Schaltverluste des IGBT (schwarz) machen den größten Anteil an den Gesamtverlusten des IGBT aus, während die Leitverluste des IGBT (blau) gering sind, was auf den Betrieb von kleinen Tastgraden (d.h. niedrigen Leitanteil innerhalb einer Schaltperiode des IGBT) schließen lässt. Wie bereits in Abb. 5.18 a) angedeutet, sind die Leitverluste der sechs Dioden des Diodengleichrichters am höchsten.

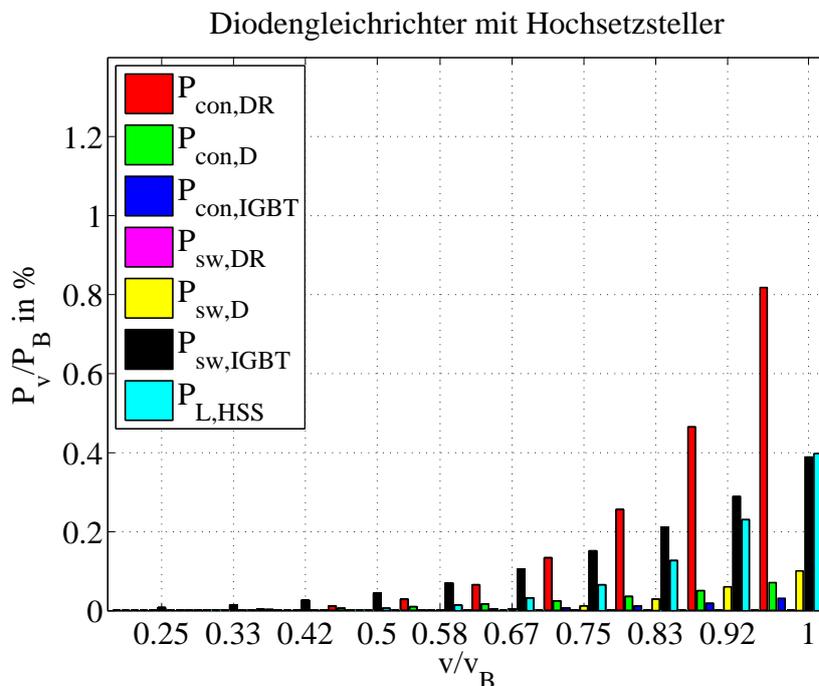


Abb. 5.24: Verluste der Induktivität sowie Schalt- und Leitverluste der Leistungshalbleiter, bezogen auf die Bemessungsleistung  $P_L/P_B$  des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller, in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit  $v/v_B$  bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$ , mit einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{ind} = 2\text{mH}$  und seriellem Widerstand der Induktivität von  $R_{ind} = 0,1074\Omega$

In Abb. 5.25 sind die Verluste der LHL des HBG bezogen auf die Bemessungsleistung für verschiedene Windgeschwindigkeiten ebenso aufgeteilt in die Schalt- und Leitverluste der einzelnen LHL dargestellt. Hierbei werden die Verluste der drei IGBTs, der drei antiparallelen Dioden und der drei Dioden jeweils entsprechend addiert. Die Verluste steigen mit höheren Windgeschwindigkeiten und damit höheren, erzeugten Leistungen, aufgrund des höheren Generatorphasenstromes, an. Die Schaltverluste der antiparallelen Diode (gelb) sind

so gering, dass sie in der Grafik nicht zu erkennen sind, während die Leitverluste der antiparallelen Diode (grün) hoch sind. Da diese Verluste unabhängig vom Tastgrad sind, steigen sie proportional zur Erhöhung der erzeugten Leistung und damit des Generatorphasenstromes. Die Leitverluste der Dioden der oberen Halbbrücke (rot) sind bei Bemessungswindgeschwindigkeit höher während sie bei kleinen Windgeschwindigkeiten leicht geringer sind als die Schaltverluste der Dioden (pink). Dies ist zurückzuführen auf den Tastgrad, der sich mit steigenden Windgeschwindigkeiten verringert, wodurch die Leitverluste steigen (vgl. Abb. 5.10). Die Leitverluste des IGBT (blau) sind so gering, dass sie in dieser Grafik nicht zu erkennen sind, was ebenso auf einen geringen Tastgrad schließen lässt (vgl. Abb. 5.10 in Kap. 5.1). Die Schaltverluste der IGBTs machen einen großen Anteil an den Gesamtverluste aus, wie bereits in Abb. 5.18 b) angedeutet worden ist.

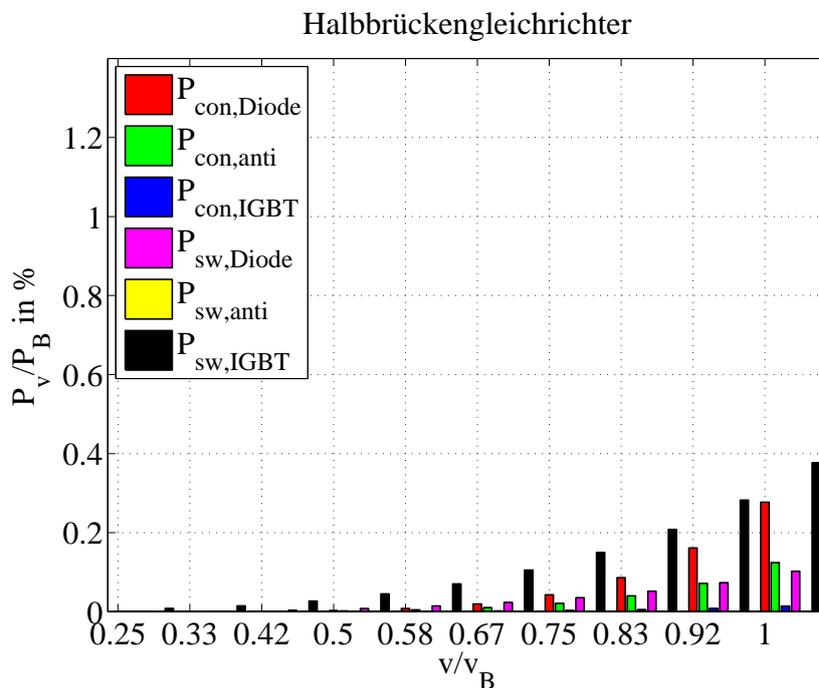


Abb. 5.25: Schalt- und Leitverluste der Leistungshalbleiter, bezogen auf die Bemessungsleistung  $P_L/P_B$  des Halbbrückengleichrichters, in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit  $v/v_B$  bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$

In Abb. 5.26 sind die Verluste der LHL des ZLW, bezogen auf die Bemessungsleistung für verschiedene Windgeschwindigkeiten, aufgeteilt in die Schalt- und Leitverluste der einzelnen LHL, dargestellt. Hierbei werden die Verluste der sechs IGBTs und der sechs antiparallelen Dioden jeweils entsprechend addiert. Die Verluste steigen mit höheren Windgeschwindigkeiten und damit höheren erzeugten Leistungen, aufgrund des höheren Generatorphasenstromes, an. Die Leitverluste des IGBT (blau) sind sehr gering und nicht zu erkennen, während die Schaltverluste des IGBT (schwarz) hoch sind. Die Leitverluste der antiparallelen Dioden (grün) sind ebenso im Vergleich zu den Schaltverlusten der Dioden (gelb) hoch. Während des Tastgrades des DR-HSS und des HBG im stationären Betrieb konstant ist, verändert sich der Modulationsgrad des ZLW stetig, um einen sinusförmigen Verlauf der Gene-

ratorphasenströme zu gewährleisten. Die Ergebnisse sind daher nicht direkt mit Abb. 5.18 c) vergleichbar, da dort ein konstanter Modulationsgrad angenommen worden ist. Jedoch wird in Abb. 5.18 c) bereits deutlich, dass die Schaltverluste der IGBTs den größten Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen.

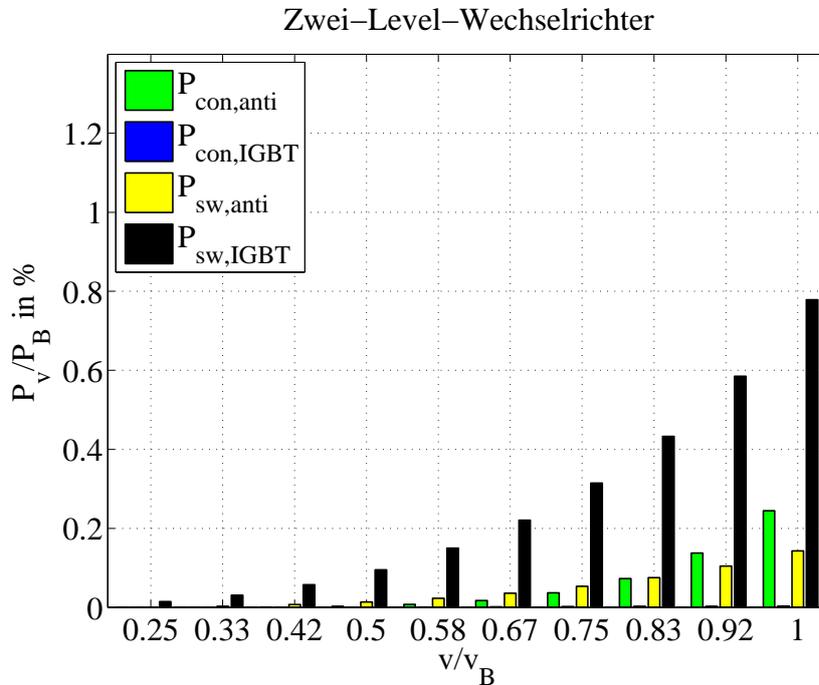


Abb. 5.26: Schalt- und Leitverluste der Leistungshalbleiter des Zwei-Level-Wechselrichters bezogen auf die Bemessungsleistung  $P_L/P_B$  in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit  $v/v_B$  bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$

Die Abb. 5.27 zeigt schließlich die Gesamtverluste der LHL des DR-HSS (grün), des HBG (blau) und des ZLW (schwarz) bezogen auf die Bemessungsleistung bei verschiedenen bezogenen Windgeschwindigkeiten. Es ist zu erkennen, dass der ZLW bei niedrigen Windgeschwindigkeiten (etwa bis  $v/v_B = 0,5$ ) die höchsten Verluste aufweist, während der DR-HSS bei hohen Windgeschwindigkeiten die größten Verluste innehat. Die hohen Verluste des ZLW sind auf die hohen Schaltverluste der LHL (vgl. Abb. 5.26) zurückzuführen, die bei dem HBG, aufgrund der niedrigeren Anzahl an IGBTs, geringer sind (vgl. Abb. 5.25).

Die Abb. 5.28 zeigt den aus den Verlustleistungen berechneten Wirkungsgrad des DR-HSS (grün), des HBG (blau) und des ZLW (schwarz) bei unterschiedlichen bezogenen Windgeschwindigkeiten. Wie bereits in den Verlustdarstellungen in Abb. 5.27 angedeutet, weist der DR-HSS bei kleinen Windgeschwindigkeiten die geringsten Verluste auf, wodurch der Wirkungsgrad am größten ist. Da die Verluste des ZLW bei hohen Windgeschwindigkeiten am niedrigsten sind (vgl. Abb. 5.27), ist der Wirkungsgrad in diesem Bereich am höchsten.

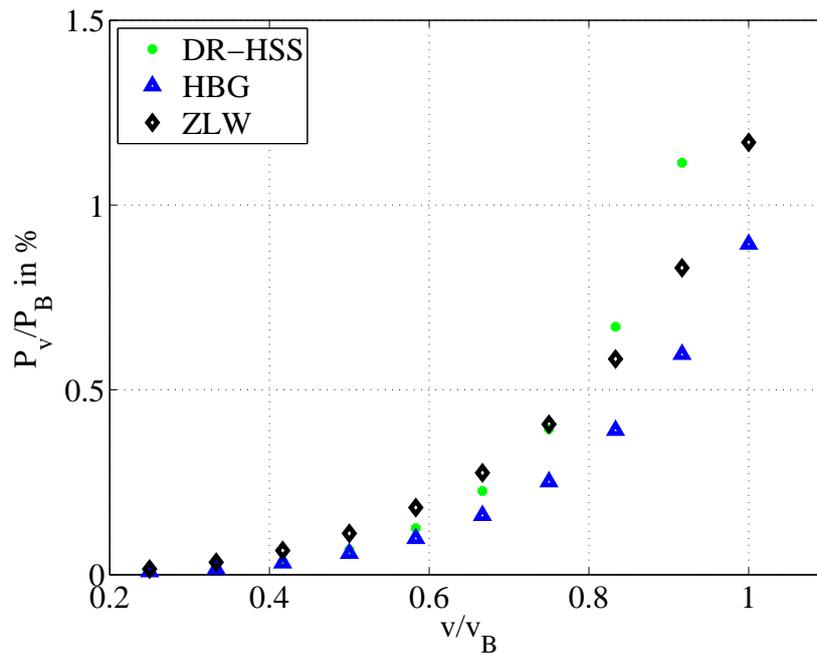


Abb. 5.27: Gesamtverluste des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller (DR-HSS), des Halbbrückengleichrichters (HBG) und des Zwei-Level-Wechselrichters (ZLW), bezogen auf die Bemessungsleistung  $P_v/P_B$ , in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit  $v/v_B$  bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$

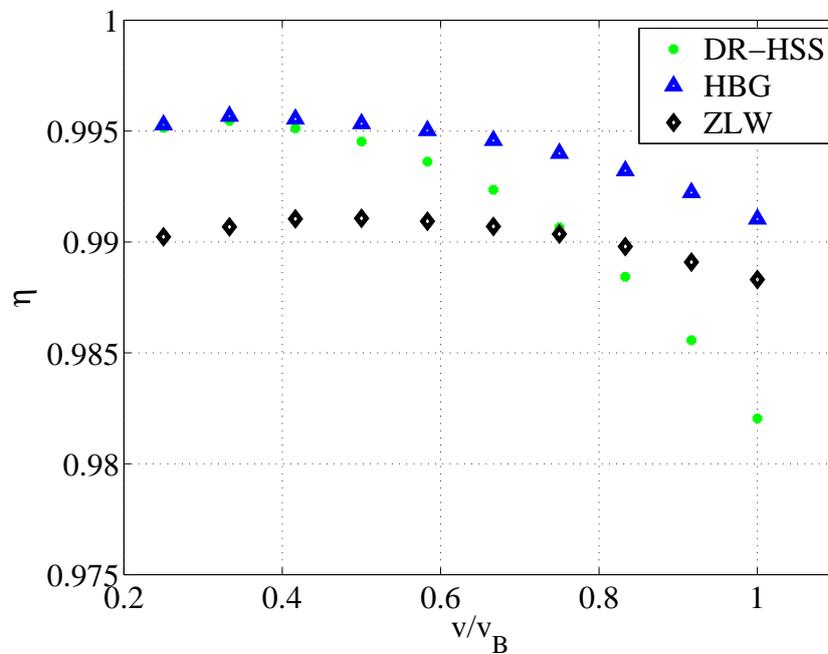


Abb. 5.28: Wirkungsgrad des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller (grün), Halbbrückengleichrichters (blau) und Zwei-Level-Wechselrichters in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$

### 5.2.1.4 THD-Wert der Generatorphasenströme

Der auf der Generatorseite eingesetzte Diodengleichrichter und schaltende Umrichter führen zu Verzerrungen in den Generatorphasenströmen [72, 159–161]. Um diesen Verzerrungen entgegen zu wirken, werden aktive Filter wie spannungsgesteuerte Wechselrichter und passive Filter wie Induktivitäten und Kapazitäten eingesetzt [72, 159–161]. Ein Maß für die Verzerrungen in den Generatorphasenströmen liefert der Total-Harmonic-Distortion Wert (THD-Wert), der nach dem IEEE Standard 1459-2010 [162], in der IEC-Norm 61000-2-2 [163] oder der IEC-Norm 61000-2-4 [164] wie folgt definiert ist [162, 163]:

$$\text{THD}_i = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} \tilde{I}_k^2}{\tilde{I}_1^2}} \quad (5.11)$$

$\tilde{I}_1$  ist in dieser Darstellung der Effektivwert der Grundschwingung und  $\tilde{I}_k$  der Effektivwert der Oberschwingungsharmonischen des Stromes. Neben den Harmonischen können auch durch unsymmetrische oder nichtlineare Belastungen Sub- und Interharmonische auftreten, beispielsweise verursacht durch [160, 163–165]:

- einen Gleichrichter,
- Sättigungseffekte im Eisen,
- starke Verzerrungen der Spannungen und Ströme, beispielsweise hervorgerufen durch transiente Störungen wie Spannungs- und Stromeinbrüche,
- mechanische Vibrationen, durch den ungleichmäßigen mechanischen Aufbau des Stators oder Rotors, wodurch eine ungleiche Verteilung des magnetischen Flusses zu nicht sinusförmigen Strömen führen kann, oder
- Leistungsschwankungen durch böigen Wind.

Subharmonische weisen eine Frequenz auf, die geringer ist als die der Grundschwingung und sie können mit den im System eingesetzten Induktivitäten und Kapazitäten Resonanzen verursachen [160]. Interharmonische sind kein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz und können unter anderem zu Flicker bzw. Temperaturanstiege in der Maschine oder auch Resonanzen in eingesetzten Filtern oder PFC-Schaltungen führen [165].

Eine Definition bis zur welchen Harmonischen der THD-Wert der Phasenströme berechnet wird, ist in den verschiedenen Normen bezüglich des Netzanschlusses an das Niederspannungsnetz wie beispielsweise in der IEC-61000-2-2 [163], IEC-Norm IEC61000-2-4 [164], IEC61000-4-7 [165] oder in der DIN EN 50160 [166] zu finden. Sie werden bis zur 40. Harmonischen berechnet [163–166]. Jedoch handelt es sich bei diesen Normen um die Bewertung und Berechnung der Harmonischen für die Einspeisung in das Niederspannungsnetz. In dieser Arbeit werden die Harmonischen und der THD-Wert der Generatorphasenströme analysiert, um die mechanische Belastung des Generators in Abhängigkeit des jeweiligen

Gleichrichters zu bewerten. Im Betrieb eines Generators mit einem schaltenden Gleichrichter werden Oberschwingungen durch die Schalthandlungen der IGBTs verursacht, sodass die Schaltharmonischen im THD-Wert der Generatorphasenströme mit berücksichtigt werden müssen.

In den folgenden Analysen werden bei der THD-Wert-Berechnung der Generatorphasenströme keine transienten Störungen, beispielsweise durch kurze Stromimpulse, oszillierende Schwingungen, aufgrund von Kapazitäten oder Induktivitäten, oder kurzzeitigen Spannungseinbrüchen in Betracht gezogen. Lediglich die Harmonischen des Generatorphasenstromes im eingeschwungenen Zustand werden untersucht. Beim PMSG wird davon ausgegangen, dass dieser stets sinusförmige Spannungen erzeugt und diese nicht durch die Stromschwankungen, verursacht durch die eingesetzten Gleichrichter, beeinflusst werden. Die Untersuchungen umfassen verschiedene Betriebspunkte, die in Tab. 4.2 bereits zusammengefasst sind. Hierbei werden unterschiedliche Drehzahlen, aufgrund der verschiedenen Windgeschwindigkeiten, erreicht, sodass sich die Grundfrequenz für die einzelnen Betriebspunkte ändert, was es zu berücksichtigen gilt.

Für die einzelnen zu untersuchenden Betriebspunkte wird jeweils eine Periode des entsprechenden Generatorphasenstromes im stationären Zustand betrachtet. Das Signal, wofür im Folgenden die Harmonischen und damit der THD-Wert berechnet wird, wird bis zur 5000. Harmonischen analysiert. Zum einen sind dann die Schaltharmonischen, hervorgerufen durch das Schalten der IGBTs, berücksichtigt und zum anderen wird bei niedrigen Windgeschwindigkeiten der diskontinuierliche Fall erwartet, sodass höhere Harmonische der Generatorphasenströme auftreten, die zu einem Anstieg des THD-Wertes führen.

In Abb. 5.29 - Abb. 5.30 sind die Generatorphasenströme für kleine, mittlere und hohe Windgeschwindigkeiten des PMSG mit einem DR-HSS, einem HBG und einem ZLW dargestellt. Bei kleinen Windgeschwindigkeiten befindet sich der Generatorphasenstrom des PMSG mit einem DR-HSS bzw. einem HBG im diskontinuierlichen Betrieb, da die Ströme zu gering sind. Bei mittleren und höheren Windgeschwindigkeiten ist der Generatorphasenstrom der einzelnen Gleichrichter kontinuierlich. Bei einem PMSG mit einem ZLW treten sinusförmigere Generatorphasenströme auf, während bei einem Konzept mit einem DR-HSS bzw. einem HBG Generatorphasenströme die Generatorphasenströme durch die Dioden des Diodegleichrichters bzw. der Dioden in der oberen Halbbrücke geprägt sind.

Die Abb. 5.31 - Abb. 5.32 zeigen das Amplitudenspektrum der drei Gleichrichter-Konzepte, bezogen auf die Grundschwingung des jeweiligen Betriebspunktes, für mittlere ( $v/v_B = 0,67$ ) und hohe Windgeschwindigkeiten ( $v/v_B = 1,0$ ) in doppelt logarithmischer Darstellung. Die dazugehörigen auf die Grundschwingung bezogenen Amplituden sind für ausgewählte Harmonische zur Übersicht in Tab. 5.10 gegenübergestellt. Die Abbildungen zeigen, dass die drei Gleichrichter-Konzepte bei der Schaltfrequenz von 10kHz und einem Vielfachen davon erwartungsgemäß hohe Harmonische (sogenannte Schaltharmonische) aufweisen, die sich

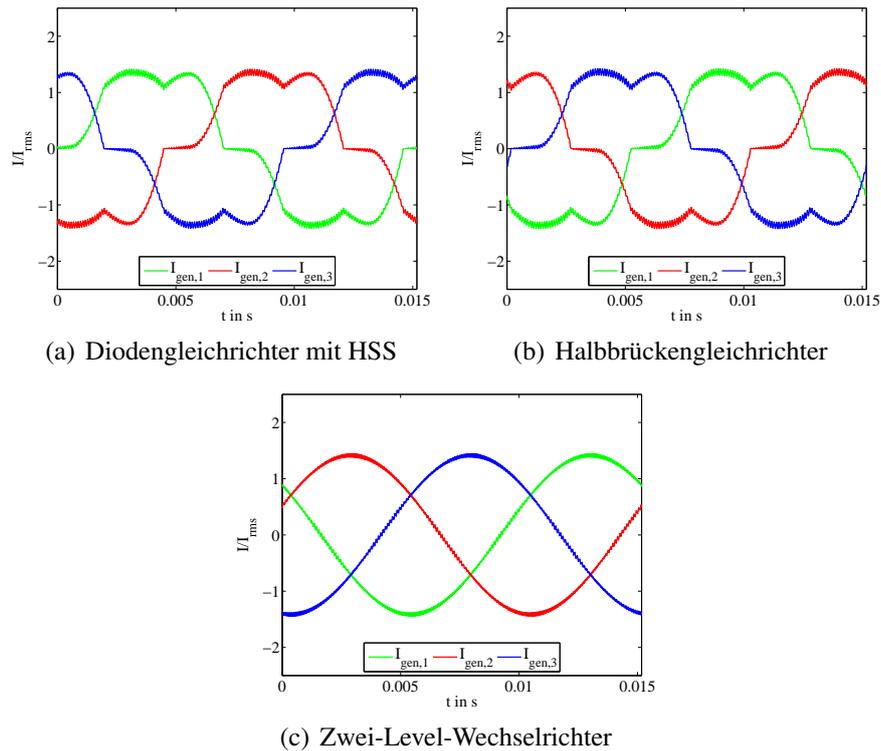


Abb. 5.29: Auf den Effektivwert bezogener Generatorphasenstrom ( $\tilde{I}_{\text{gen}} = 4,2\text{ A}$ ) der Gleichrichter-Konzepte bei mittlerer Windgeschwindigkeit ( $v/v_B = 0,67$ ) und bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{ kHz}$

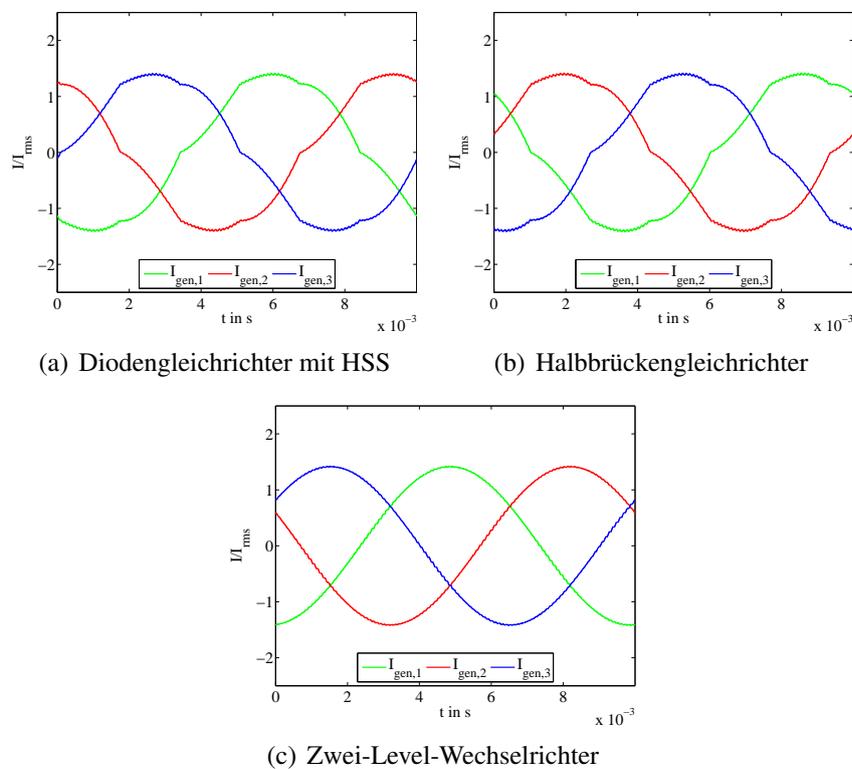


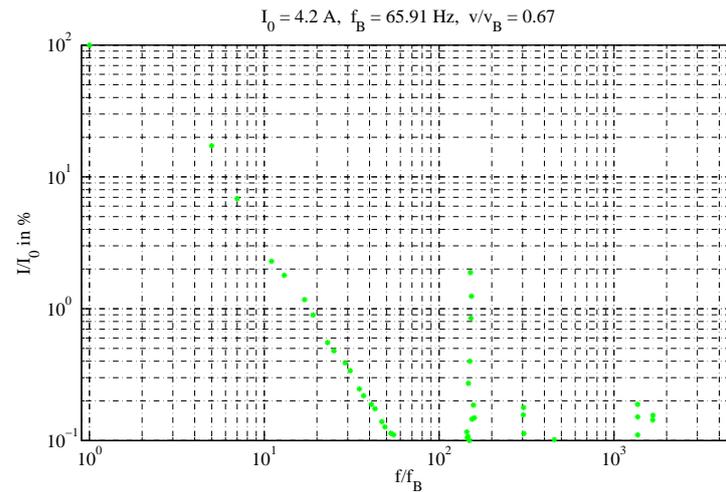
Abb. 5.30: Auf den Effektivwert bezogener Generatorphasenstrom ( $\tilde{I}_{\text{gen}} = 14,3\text{ A}$ ) der Gleichrichter-Konzepte bei hoher Windgeschwindigkeit ( $v/v_B = 1,0$ ) und bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{ kHz}$

bei höheren Frequenzen reduzieren. Der PMSG mit einem DR-HSS bzw. einem HBG haben im Vergleich zu einem Konzept mit einem ZLW hohe Harmonische im niederfrequenten Bereich (5., 7., 11., 13., 17., 19., etc.), was die Tab. 5.10 zeigt, die zu einem höheren THD-Wert der Generatorphasenströme beitragen.

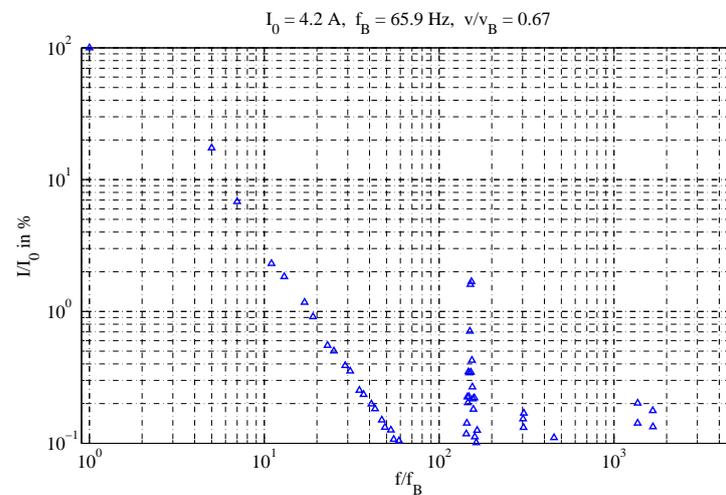
Tab. 5.10: Auflistung der auf die Grundschiwingung bezogenen Harmonischen des Generatorphasenstromes des permanenterregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller (DR-HSS), Halbbrückengleichrichter (HBG) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW) bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10 \text{ kHz}$

Windgeschwindigkeit	Harm.	$I_{\text{DR-HSS}}/I_0$ in %	$I_{\text{HBG}}/I_0$ in %	$I_{\text{ZLW}}/I_0$ in %
$v/v_B = 0,67$	5.	17,223	17,425	0,0226
	7.	6,8445	6,8172	0,0015
	11.	2,2928	2,3114	0,0023
	13.	1,7924	1,8385	0,0029
	17.	1,1711	1,1728	0,0042
$v/v_B = 1,0$	5.	5,1978	5,1140	0,0042
	7.	2,5204	2,5516	0,0024
	11.	1,0479	1,0564	0,0051
	13.	0,7306	0,7311	0,0023
	17.	0,4424	0,4445	0,0032

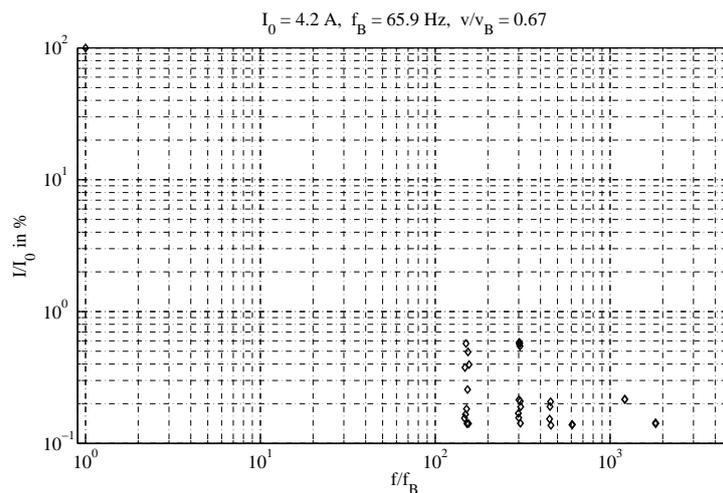
Die Abb. 5.33 zeigt die THD-Werte der Generatorphasenströme der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte für verschieden bezogene Windgeschwindigkeiten. Je höher die Windgeschwindigkeiten sind, desto eher befinden sich die Generatorphasenströme des PMSG mit einem DR-HSS bzw. einem HBG im kontinuierlichen Betrieb (vgl. Abb. 5.29 - Abb. 5.30), sodass die THD-Werte der Generatorphasenströme geringer sind. Die THD-Werte der Generatorphasenströme des PMSG mit einem DR-HSS sind im Vergleich zum Konzept mit einem HBG bei kleinen Windgeschwindigkeiten geringer, während der THD-Wert der Generatorphasenströme bei höheren Windgeschwindigkeiten annähernd gleich ist. Dies wird auf die Hochsetzstellerinduktivität zurückgeführt, die bei kleinen Windgeschwindigkeiten einen hohen glättenden Einfluss auf den Generatorphasenstrom aufweist, sodass der DR-HSS sich bereits bei kleineren Windgeschwindigkeiten im kontinuierlichen Betrieb befindet. Der PMSG mit einem ZLW weist, aufgrund der sinusförmigen Generatorphasenströme und folglich den geringeren Stromharmonischen im niederfrequenten Bereich (vgl. Abb. 5.31 - 5.32 und Tab. 5.10), stets den kleinsten THD-Wert auf. Der PMSG mit einem HBG weist einen höheren THD-Wert der Generatorphasenströme auf als das Konzept mit einem DR-HSS. Dies wird auf die Hochsetzstellerinduktivität zurückgeführt, die den Generatorphasenstrom leicht glättet, sodass die Harmonischen des Generatorphasenstromes bei einem PMSG mit einem DR-HSS und damit der THD-Wert geringer ist. Unter der Annahme, dass ein hoher THD-Wert der Generatorphasenströme zu einer hohen mechanischen Belastung des PMSG



(a) Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller

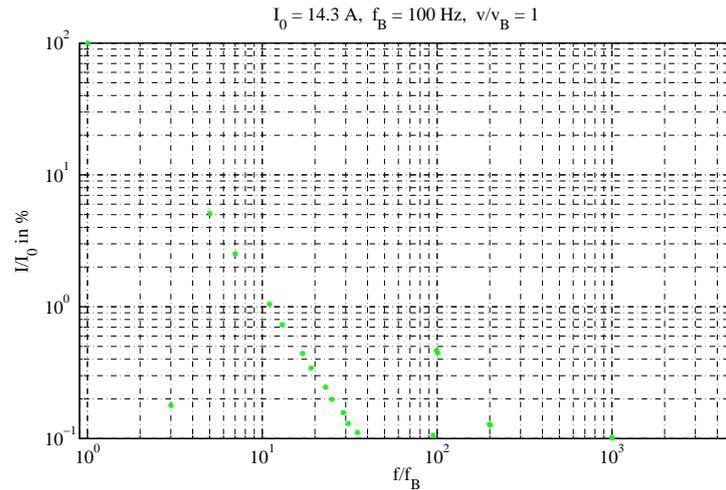


(b) Halbbrückengleichrichter

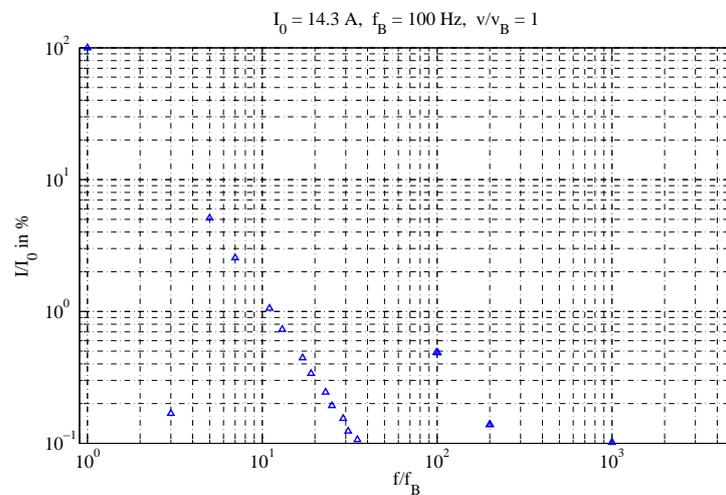


(c) Zwei-Level-Wechselrichter

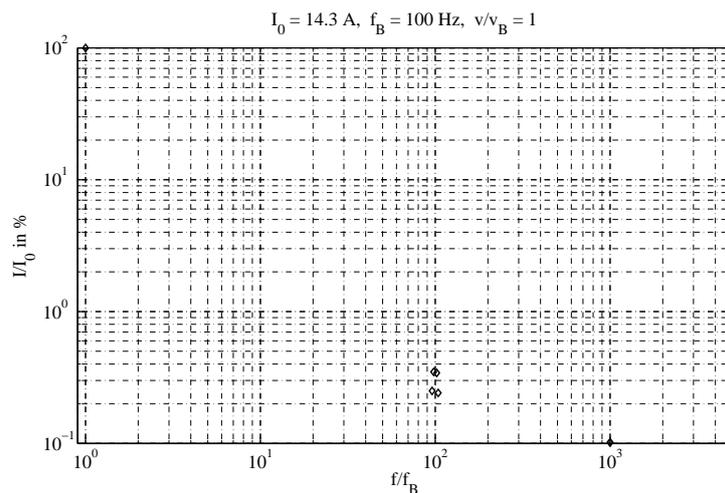
Abb. 5.31: Amplitudenspektrum des Generatorphasenstromes der Gleichrichter-Konzepte bezogen auf den Effektivwert der Grundschwingungsamplitude  $I_0$  bei mittlerer Windgeschwindigkeit ( $v/v_B = 0,67$ ) bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10 \text{ kHz}$



(a) Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller



(b) Halbbrückengleichrichter



(c) Zwei-Level-Wechselrichter

Abb. 5.32: Amplitudenspektrum des Generatorphasenstromes der Gleichrichter-Konzepte bezogen auf den Effektivwert der Grundschwingungsamplitude  $I_0$  bei hoher Windgeschwindigkeit ( $v/v_B = 1,0$ ) bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10 \text{ kHz}$

führt, kann aus der Abb. 5.33 geschlossen werden: Die mechanische Belastung und damit die thermische Belastung des Generators bei einem Umrichter-Konzept mit einem ZLW ist deutlich geringer als bei einem Konzept mit einem DR-HSS bzw. einem HBG.

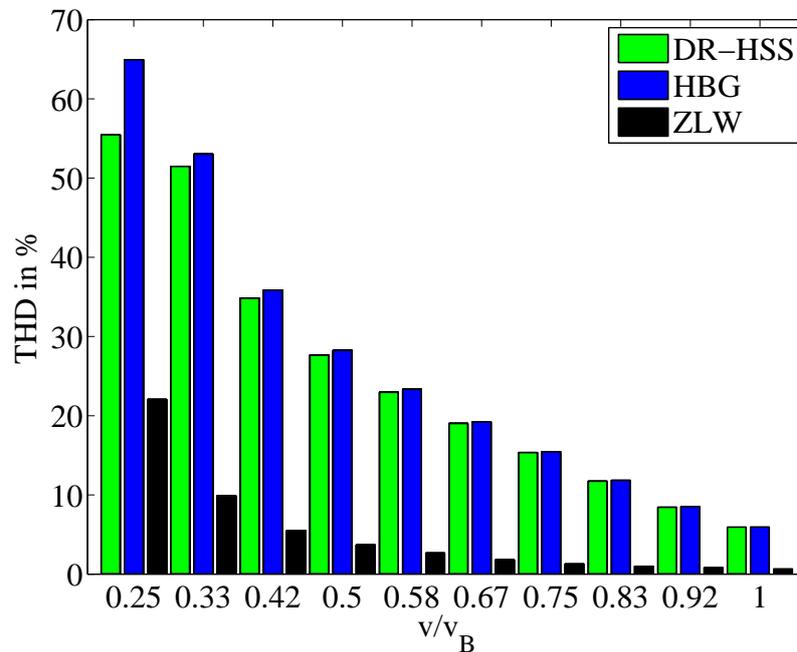


Abb. 5.33: THD-Wert der Generatorphasenströme der Generator-Umrichter-Konzepte in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit für den permanenterrregten Synchrongenerator mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller (DR-HSS, grün), Halbbrückengleichrichter (HBG, blau) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW, schwarz) bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10\text{kHz}$

### 5.2.1.5 Untersuchung der Hochsetzstellerinduktivität

In diesem Unterkapitel erfolgt eine genauere Betrachtung des Einflusses der Hochsetzstellerinduktivität auf die Verluste, den Wirkungsgrad und den THD-Wert der Generatorphasenströme des DR-HSS. In den bisherigen Untersuchungen ist diese mit einem Wert von  $L_{\text{ind}} = 2\text{mH}$  und mit einem seriellen Widerstand von  $R_L = 0,1076\Omega$  angenommen worden (vgl. Tab. 5.7). Es ist jedoch möglich, aufgrund der hohen Statorinduktivität des PMSG, auf die Hochsetzstellerinduktivität zu verzichten.

In Abb. 5.34 sind die Verluste des DR-HSS mit und ohne Hochsetzstellerinduktivität gegenübergestellt. Die Verluste sind hierbei durch die thermische Simulation des DR-HSS mit einer Hochsetzstellerinduktivität im Zwischenkreis von  $L_{\text{ind}} = 2\text{mH}$  und einem seriellen Widerstand von  $R_L = 0,1076\Omega$  ermittelt worden. Es ist zu erkennen, dass die Verluste mit dem Einsatz einer Hochsetzstellerinduktivität größer sind. Bei kleinen Windgeschwindigkeiten (bis ca.  $v/v_B = 0,5$ ) ist der Einfluss der Induktivität auf die Gesamtverluste des Diodengleichrichters klein, da der Strom im Zwischenkreis und damit dessen Effektivwert,

der maßgeblich für die Verluste der Induktivität verantwortlich ist, ebenso klein ist. Bei hohen Windgeschwindigkeiten sind die Verluste des Gleichrichters mit Hochsetzstellerinduktivität höher als bei kleinen Windgeschwindigkeiten im Vergleich zum Betrieb ohne Hochsetzstellerinduktivität. Dies ist, wie bereits erwähnt, auf den höheren Zwischenkreisstrom zurückzuführen, der die Verluste quadratisch erhöht (vgl. Glg. (3.21)).

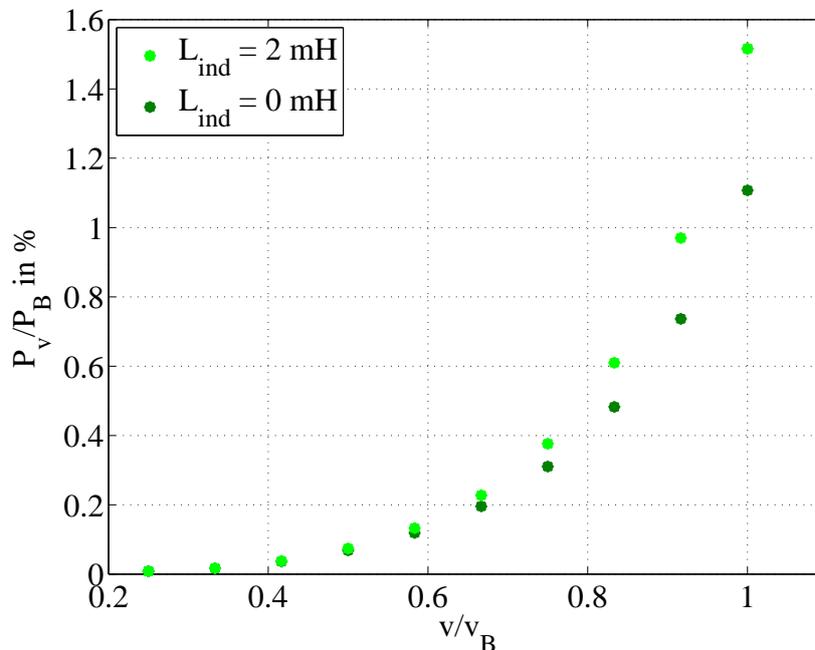


Abb. 5.34: Gegenüberstellung der Verluste des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller mit (hellgrün) und ohne Hochsetzstellerinduktivität (dunkelgrün) im Zwischenkreis mit einem seriellen Widerstand von  $R_L = 0,1076 \Omega$ , bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10 \text{ kHz}$  und einem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{th,heat} = 0,38 \text{ K/W}$

Abb. 5.35 zeigt den aus den Verlusten berechneten Wirkungsgrad des PMSG mit einem DR-HSS mit einer Hochsetzstellerinduktivität im Zwischenkreis von  $L_{ind} = 2 \text{ mH}$  mit einem seriellen Widerstand von  $R_L = 0,1076 \Omega$  und ohne Induktivität im Zwischenkreis. Wie bereits anhand der Verluste aus Abb. 5.34 zu erkennen, sind die Wirkungsgrade mit Hochsetzstellerinduktivität geringer im Vergleich zum Betrieb ohne Hochsetzstellerinduktivität. Bei kleinen Windgeschwindigkeit ist der Unterschied minimal, während dieser mit höheren Windgeschwindigkeiten, aufgrund des höheren Effektivwertes des Zwischenkreisstromes, ansteigt.

In Abb. 5.36 sind die Generatorphasenstromverläufe des DR-HSS mit einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{ind} = 2 \text{ mH}$  und  $L_{ind} = 0 \text{ mH}$  für verschiedene Windgeschwindigkeiten gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass die Generatorphasenströme sich in ihrem Verlauf und in der Ausprägung der Stromwelligkeit kaum sichtlich unterscheiden. Anhand der THD-Werte der Generatorphasenströme, die für eine Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{ind} = 2 \text{ mH}$  und einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{ind} = 0 \text{ mH}$  in Abb. 5.37 gegenübergestellt sind, zeigt sich, dass der THD-Wert der Generatorphasenströme ohne Hochsetzstellerinduktivi-

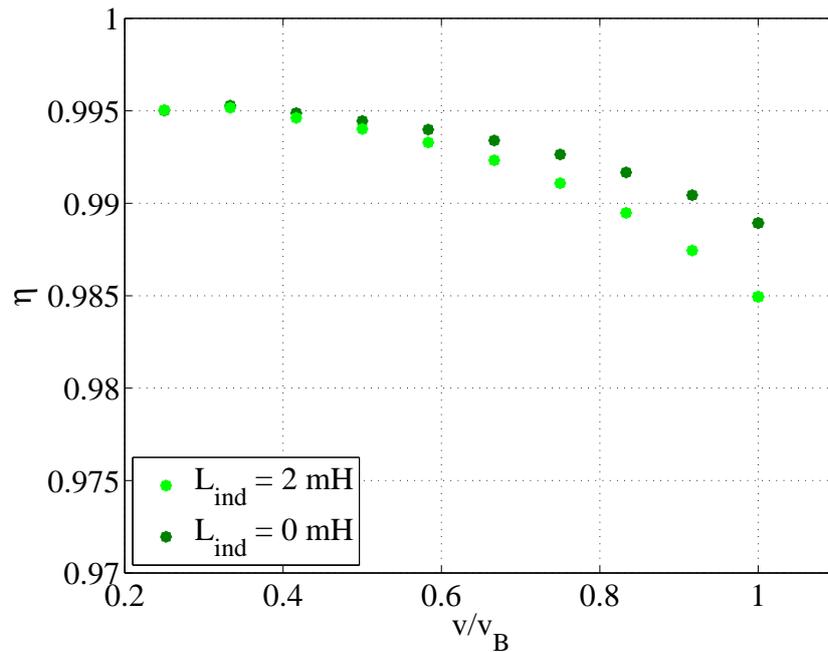


Abb. 5.35: Gegenüberstellung des Wirkungsgrades des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller mit (hellgrün) und ohne Hochsetzstellerinduktivität (dunkelgrün) im Zwischenkreis mit einem seriellen Widerstand von  $R_L = 0,1076 \Omega$ , bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10 \text{ kHz}$  und einem thermischen Widerstand des Kühlkörpers von  $R_{th,heat} = 0,38 \text{ K/W}$

tät höher ist als mit einer Hochsetzstellerinduktivität. Bei höheren Windgeschwindigkeiten ist der Unterschied jedoch geringer. Dies wird auf die Hochsetzstellerinduktivität zurückgeführt, die insbesondere bei kleinen Windgeschwindigkeiten die Generatorphasenströme dahingehend glättet, sodass sich diese im kontinuierlichen Betrieb befinden. Die THD-Werte der Generatorphasenströme ohne Hochsetzstellerinduktivität ähneln denen des PMSG mit einem HBG.

### 5.2.1.6 Zusammenfassung der simulativen Untersuchungen

Die simulativen Untersuchungen der Konzepte mit einem PMSG mit einem DR-HSS, einem HBG und einem ZLW zeigen, dass bei gleicher erzeugter Leistung am Generatorausgang die Verluste des DR-HSS bei kleinen Windgeschwindigkeiten und die des ZLW bei hohen Windgeschwindigkeiten am geringsten sind. Folglich ist der Wirkungsgrad des DR-HSS bei kleinen Windgeschwindigkeiten und der des ZLW bei hohen Windgeschwindigkeiten am höchsten. Die niedrigen Wirkungsgrad des DR-HSS wird auf die hohen Leitverluste der Dioden des Diodengleichrichters zurückgeführt. Diese sind mit einem Bemessungsstrom von  $8 \text{ A}$  klein ausgelegt und führen bei hohen Strömen zu einer großen thermischen Erwärmung und daher zu hohen Verlusten.

Die Betrachtung des THD-Wertes der Generatorphasenströme hat gezeigt, dass der PMSG mit einem ZLW, aufgrund der sinusförmigen Generatorphasenströme und folglich den ge-

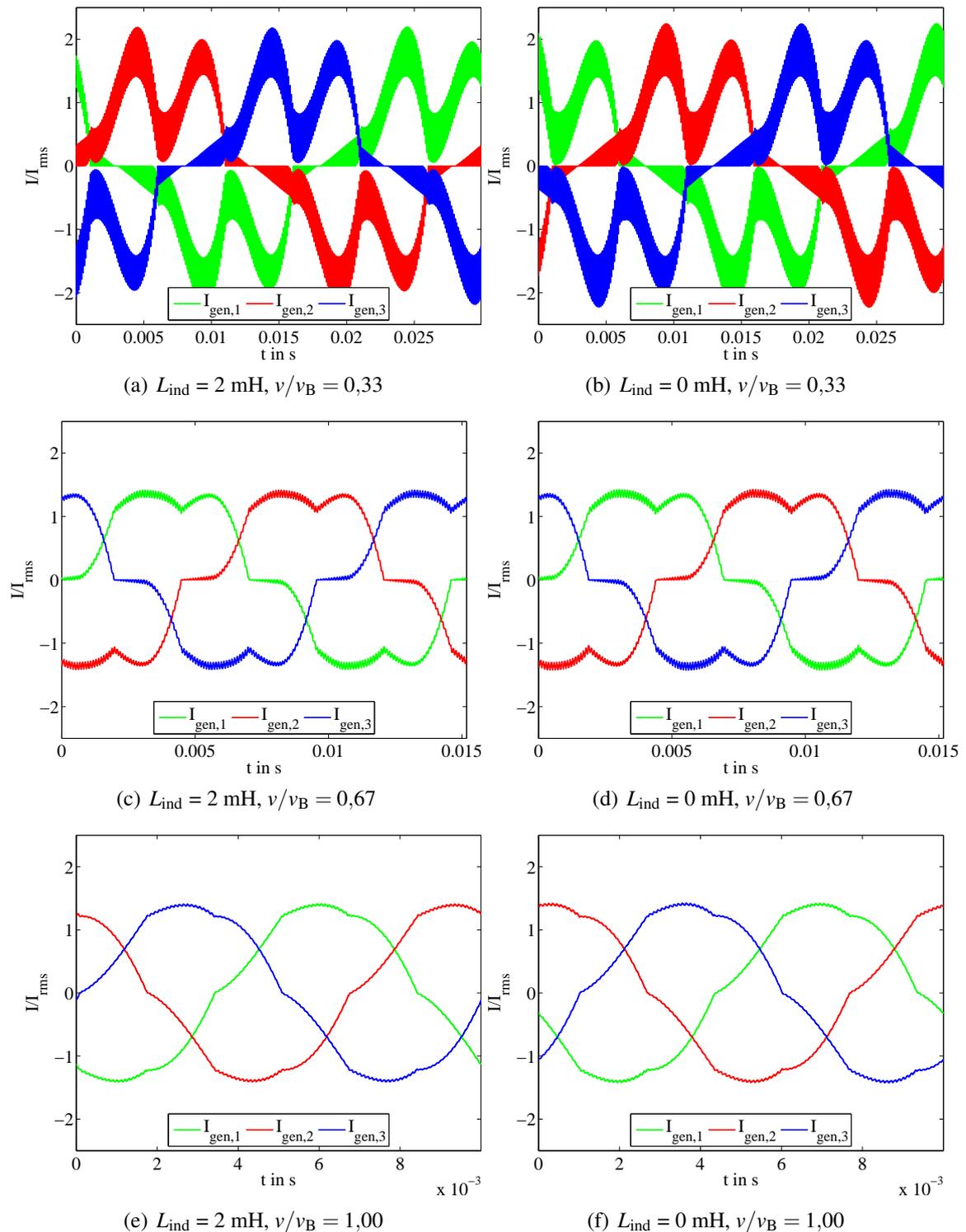


Abb. 5.36: Gegenüberstellung der Generatorphasenströme bei verschiedenen bezogenen Windgeschwindigkeiten des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller mit einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{\text{ind}} = 2 \text{ mH}$ , mit einem seriellen Widerstand von  $R_L = 0,1076 \Omega$  und einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{\text{ind}} = 0 \text{ mH}$  bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10 \text{ kHz}$

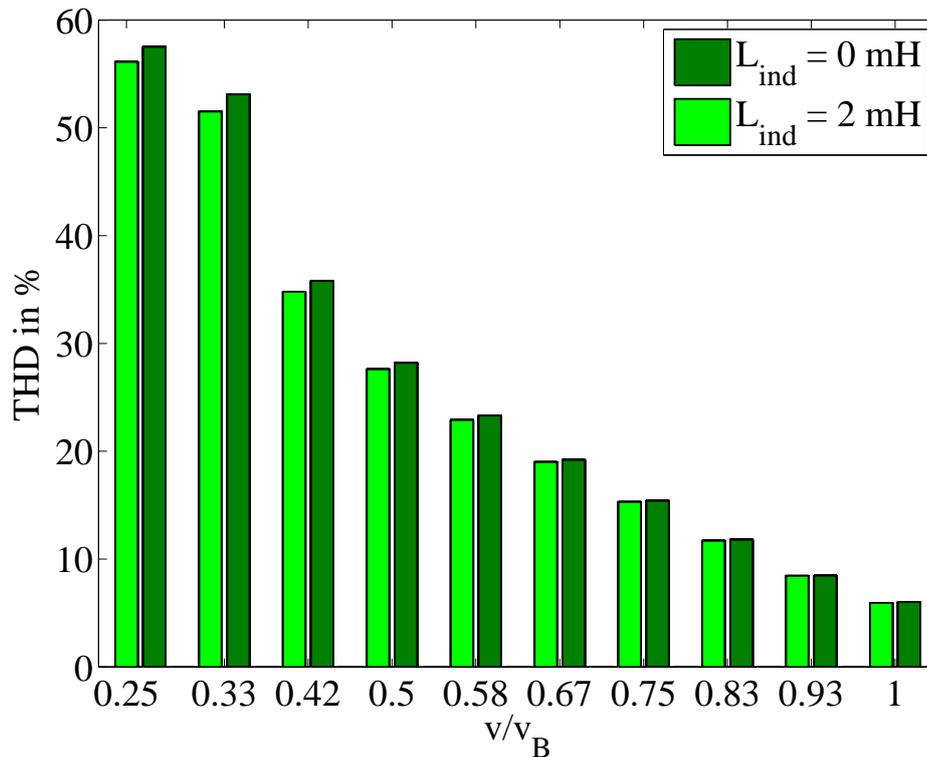


Abb. 5.37: Vergleich der THD-Werte der Generatorphasenströme des permanenterrregten Synchrongenerators des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller bei einer Hochsetzstellerinduktivität von  $L_{ind} = 2 \text{ mH}$  mit einem seriellen Widerstand von  $R_L = 0,1076 \Omega$  und  $L_{ind} = 0 \text{ mH}$  bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10 \text{ kHz}$

ringeren Stromharmonischen im niederfrequenten Bereich, stets den kleinsten THD-Wert aufweist. Der PMSG mit einem HBG weist einen höheren THD-Wert der Generatorphasenströme auf als das Konzept mit einem DR-HSS. Dies wird auf die Hochsetzstellerinduktivität zurückgeführt, die den Generatorphasenstrom leicht glättet, sodass der THD-Wert bei einem PMSG mit einem DR-HSS geringer ist. Unter der Annahme, dass ein hoher THD-Wert der Generatorphasenströme zu einer hohen mechanischen Belastung des PMSG führt, kann darauf geschlossen werden: Die mechanische Belastung und damit die thermische Belastung des Generators bei einem Umrichter-Konzept mit einem ZLW ist deutlich geringer als bei einem Konzept mit einem DR-HSS bzw. einem HBG (vgl. Kap. 5.2.1.4).

Bei der Untersuchung der Hochsetzstellerinduktivität des PMSG mit einem DR-HSS konnte gezeigt werden, dass das Konzept ohne Hochsetzstellerinduktivität generell funktionsfähig ist. Die Verluste ohne Hochsetzstellerinduktivität sind zwar geringer, jedoch steigt der THD-Wert der Generatorphasenströme, aufgrund der nicht vorhandenen Glättung der Generatorphasenströme, an (vgl. Kap. 5.2.1.5).

## 5.2.2 Experimentelle Untersuchung

Ziel der experimentellen Untersuchung ist es, die simulativen Ergebnisse der Generator-Umrichter-Konzepte in einem System, der einer Kleinwindenergieanlage nahekommt, zu verifizieren sowie die generelle Funktionsweise der Gleichrichter zu zeigen. Hierfür wird das Gleichrichter-Konzept: DR-HSS, da dieser am häufigsten in Kleinwindenergieanlagen eingesetzt wird ausgewählt. Es wird versucht, die in der Simulation bereits verwendeten Betriebspunkte aus Tab. 4.2 anzufahren. Im Folgenden werden zwei Punkte des DR-HSS untersucht. Zum einen werden die Betriebspunkte, die in der Simulation betrachtet worden sind, angefahren. Hierbei wird jedoch eine andere Maschine als in der Simulation eingesetzt (Daten vgl. Tab. 8.2 im Anhang). Zum anderen wird der Einfluss der Hochsetzstellerinduktivität untersucht. Hierbei wird zwar der Generator mit den Daten aus der Simulation verwendet, die Leistung ist jedoch im 1/10 begrenzt, sodass diese bei der Untersuchung der Hochsetzstellerinduktivität geringer sind.

In Kap. 5.2.2.1 wird zunächst das im Labor verwendete Antriebssystem beschrieben. Anschließend wird auf die Ergebnisse der erzeugten Leistung und des Wirkungsgrades des Konzeptes mit einem DR-HSS sowie die Ergebnisse des THD-Wertes der Generatorphasenströme für eine Untersuchung bis zur Nennleistung in Kap. 5.2.2.2 eingegangen. Abschließend wird der Einfluss der Hochsetzstellerinduktivität in Kap. 5.2.2.3 experimentell bei kleineren Leistungen untersucht.

### 5.2.2.1 Systemaufbau

Das Prinzip des Laboraufbaus ist in Abb. 5.38 dargestellt. Eine Gleichstrommaschine, dessen Bemessungsdaten im Anhang zusammengefasst sind, treibt den PMSG an, welcher an das Gleichrichter-Konzept angeschlossen ist. Die Zwischenkreisspannung wird mithilfe eines ZLW, wie bereits in Kapitel 5.2.1 beschrieben, konstant gehalten, dessen für die Regelung relevanten Parameter in Tab. 5.7 in Kap. 5.2.1 zusammengefasst sind. Als Kontrolleinheit steht ein DSpace-System *DS 1104 R&D Controller Board* zur Verfügung (Daten in Kap. 8.5.2), mit welchen die in Kap. 3.1.4 und Kap. 3.2.4 ausgewählten Regelungsverfahren umgesetzt werden.

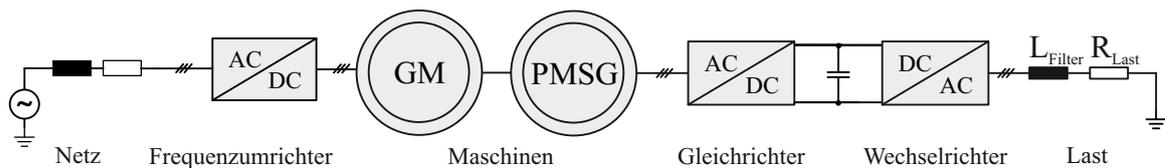


Abb. 5.38: Antriebsstrang des Versuchsaufbaus: Frequenzumrichter, Gleichstrommaschine (GM), permanentmagnetischer Synchrongenerator (PMSG), Gleichrichter, Wechselrichter und ohmsch-induktive Last

### 5.2.2.2 Untersuchung des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller

Für die Messung des Wirkungsgrades der einzelnen Gleichrichter-Konzepte wird ein *Yokogawa WT1800 Precision Power Analyzer* verwendet (Daten in Tab. 8.5). Dieser ist in der Lage Spannungen bis zu 1000 V zu messen. Für die Strommessung werden Strommesswandler *IT 400-S ULTRASTAB* eingesetzt (Daten in Tab. 8.5). Hierbei wird eingangsseitig eine Dreileiter-Drei-Phasen-Messung angewendet und ausgangseitig der Zwischenkreisstrom und die Zwischenkreisspannung gemessen, wie in Abb. 5.39 dargestellt ist.

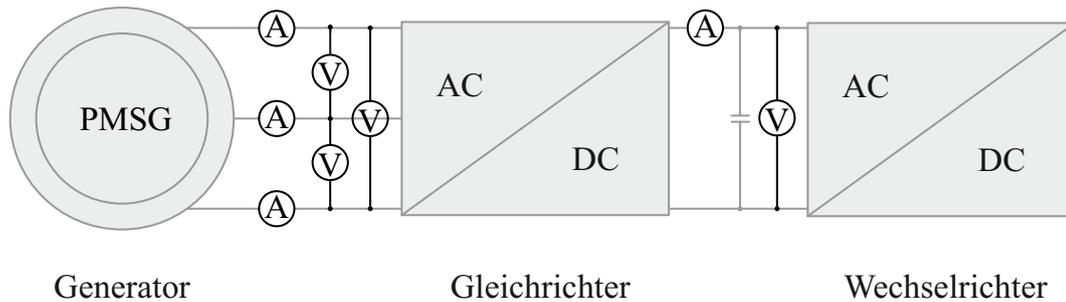


Abb. 5.39: Messpunkte des permanentenerregten Synchrongenerators (PMSG) angeschlossen an den Gleichrichter und Wechselrichter für die Wirkungsgrad- und die THD-Wertmessung

Als PMSG steht ein Generator mit einer Bemessungsleistung von 22 kW zur Verfügung. Die angegebenen Maschinenparameter sind im Anhang in der Tab. 8.2 dargestellt. Diese Maschine weist eine geringere Polpaarzahl (3 statt 6) und eine höhere Bemessungsdrehzahl ( $2.000 \text{ min}^{-1}$  statt  $1.000 \text{ min}^{-1}$ ) im Vergleich zu dem in der Simulation angenommenen PMSG auf. Die anzufahrenden Leistungen aus Tab. 4.2 sind die gleichen, jedoch ist die Bemessungsdrehzahl mit  $2.000 \text{ min}^{-1}$  doppelt so hoch, sodass sich die Drehzahlen der ausgewählten Betriebspunkte ebenso verdoppeln. Die zur Verfügung stehende Gleichstrommaschine weist eine Bemessungsdrehzahl von  $1.520 \text{ min}^{-1}$  auf (vgl. Tab. 8.3), sodass die Betriebspunkte ab einer angenommenen Windgeschwindigkeit von  $v/v_B = 0,83$  nicht angefahren werden können, da die Drehzahlen ab diesem Betriebspunkt die Bemessungsdrehzahl der Gleichstrommaschine übersteigen.

Der Aufbau des DR-HSS erfolgt mit drei Platinen; Eine für den Diodengleichrichter, eine für den Hochsetzsteller und eine für den Zwischenkreis. Als Hochsetzstellerinduktivität wird ein Ferritkern mit der Bezeichnung *T300-26D* mit einem  $A_L$ -Wert von  $160 \text{ nH/N}^2$  verwendet und weist eine Induktivität von 2 mH mit einem Widerstand von  $0,1076 \Omega$ , gemessen mit einem LCR-Meter, auf. Als Zwischenkreiskondensatoren sind sechs (drei parallele mit jeweils zwei in Reihe geschaltete) Kondensatoren mit der Bezeichnung *B43511* mit einer Kapazität von 1,5 mF und einer Bemessungsspannung von 450 V eingesetzt. Durch die Reihenschaltung sind Symmetrierungswiderstände notwendig, die einen Widerstand von  $25 \text{ k}\Omega$  aufweisen. Die Verbindung der Platinen und der Hochsetzstellerinduktivität erfolgt mittels Kabel, die verschraubt sind.

In Abb. 5.40 ist der Wirkungsgrad des DR-HSS für verschiedene bezogene Windgeschwindigkeiten dargestellt. Ähnlich wie in den simulativen Untersuchungen sinkt der Wirkungsgrad mit steigenden Windgeschwindigkeiten. Der letzte Punkt der aufgenommenen Messung kann zwar angefahren werden, jedoch ist die angefahrte Drehzahl kleiner als die gewünschte Drehzahl. Der Betriebspunkt ist damit nicht mit den simulativen Ergebnissen vergleichbar.

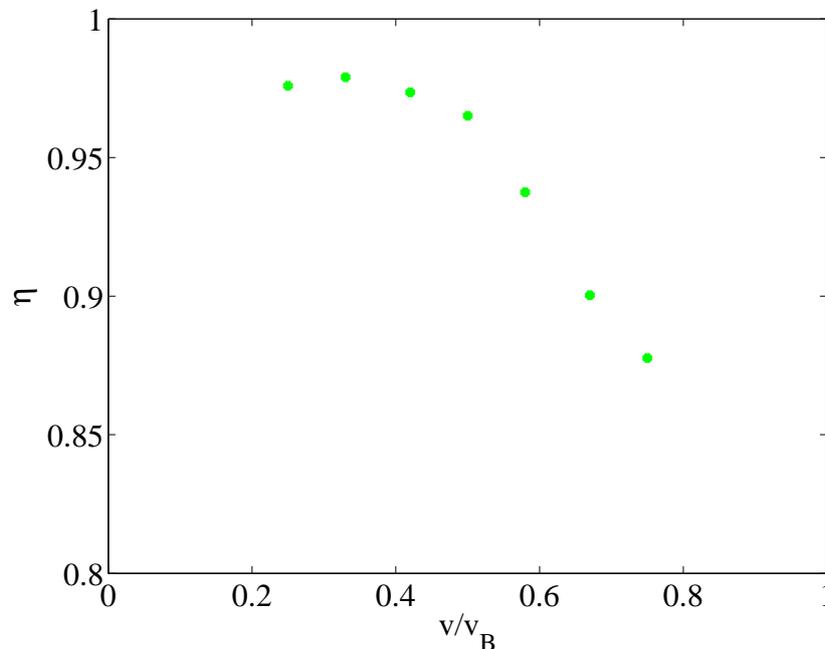


Abb. 5.40: Experimentell ermittelter Wirkungsgrad  $\eta$  in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit  $v/v_B$  des Diodengleichrichters und Hochsetzsteller bei Verwendung des permanenterregten Synchrongenerators aus Tab. 8.2

Der in Abb. 5.40 dargestellte Wirkungsgrad ist im Vergleich zu den simulativen Untersuchungen zum einen geringer und zum anderen ist der Abfall des Wirkungsgrades stärker. In der Simulation wird ein Generator mit einer höheren Statorinduktivität eingesetzt. Die auftretenden Generatorphasenströme sind in der experimentellen Untersuchung daher verzerrter. Die Frequenz des Stromes ist durch die niedrigere Polpaarzahl im Vergleich zur Simulation doppelt so hoch. Der leistungsabhängige Abfall des Wirkungsgrades lässt darauf schließen, dass die Verluste stromabhängig sind. Die Verluste können aufgrund der eingesetzten Kabel oder Schraubverbindungen entstehen. Im Laboraufbau werden pro Phase Kabel von der Messung bis zum Gleichrichter in der Länge von ca. 0,75 m und einem Querschnitt von  $6 \text{ mm}^2$  eingesetzt. Im Zwischenkreis werden zwei Kabel für die Verbindung der einzelnen Platinen verwendet. Die Länge beträgt in etwa 0,4 m bei einem Querschnitt von ebenso  $6 \text{ mm}^2$ . Aus den Längen der Kabel, dem Leiterquerschnitt und dem spezifischen Widerstand von Kupfer

können die Widerstände der Kabel wie folgt berechnet werden:

$$R_{Kabel,AC} = \rho \cdot \frac{l}{A} = 0,01724 \Omega \text{mm}^2 / \text{m} \cdot \frac{0,75 \text{ m}}{6 \text{ mm}^2} = 2,155 \text{ m}\Omega$$

$$R_{Kabel,DC} = \rho \cdot \frac{l}{A} = 0,01724 \Omega \text{mm}^2 / \text{m} \cdot \frac{0,4 \text{ m}}{6 \text{ mm}^2} = 1,149 \text{ m}\Omega$$
(5.12)

Ein weiterer Verlustfaktor können die einzelnen Schraubverbindungen sein. Der Widerstand der Schraubverbindung wird mit  $40 \text{ m}\Omega$  angenommen. In dem Laboraufbau werden acht Schraubverbindungen eingesetzt. Mithilfe der Widerstände können die ohmschen Verluste wie folgt berechnet werden:

$$P_v = R \cdot I^2$$
(5.13)

Hierfür werden zunächst die auftretenden Ströme in Abhängigkeit der Leistung in den drei Phasen und im Zwischenkreis ermittelt, welche in Tab. 5.11 zusammengefasst sind.

Tab. 5.11: Experimentelle Betriebspunkte des permanenterrregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller, berechnete Stromverläufe

$v/v_B$	$P$ in W	$I_{\text{gen}}$ in A	$I_{\text{DC}}$ in A
0,25	156	0,22	0,22
0,33	370	0,53	0,53
0,42	721	1,04	1,03
0,50	1249	1,80	1,78
0,58	1983	2,86	2,83
0,67	2963	4,28	4,23
0,75	4218	6,09	6,02

Anhand der auftretenden Ströme können die Verlustleistung pro Kabel und Schraube berechnet werden. Die Gesamtverluste ergeben sich schließlich aus der Addition der einzelnen Verluste pro Kabel und Schraube.

$$P_{v,\text{ges}} = 3 \cdot P_{v,\text{Kabel,AC}} + 2 \cdot P_{v,\text{Kabel,DC}} + 8 \cdot P_{v,\text{Schrauben}} + P_{v,\text{Ind}}$$
(5.14)

Die Ergebnisse sind in Tab. 5.12 dargestellt. Anhand der Tabelle ist zu erkennen, dass die abgeschätzten Verluste einen kleinen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen. Der hohe Wirkungsgradabfall ist dadurch nicht zu erklären.

Eine thermische Untersuchung ist nicht durchgeführt worden, welche Aufschlüsse über die Verlustursachen ergeben hätte. An dieser Stelle können lediglich Vermutungen über die Ursachen der Verluste durchgeführt werden. Zum einen könnte die Induktivität deutlich höhere Verluste aufweisen und zum anderen könnten Verluste im Zwischenkreis hervorgerufen beispielsweise durch die Symmetrierungswiderstände auftreten.

Für die Berechnung des THD-Wertes werden die Generatorphasenströme eingangsseitig mithilfe von Stromsensoren *A6302* und des Oszilloskops *Tektronix DPO 3014* mit einer Abta-

Tab. 5.12: Berechnete Verluste von einzelnen Kabeln, Schraubverbindungen und der Induktivität des permanenterregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller

$v/v_B$	$P_{v,Kabel,AC}$ in W	$P_{v,Kabel,DC}$ in W	$P_{v,Schrauben}$ in W	$P_{v,Ind}$ in W	$P_{ges}$ in W
0,22	$1,04 \cdot 10^{-4}$	$5,56 \cdot 10^{-5}$	$1,94 \cdot 10^{-3}$	$5,21 \cdot 10^{-3}$	$2,11 \cdot 10^{-2}$
0,53	$6,05 \cdot 10^{-4}$	$3,22 \cdot 10^{-4}$	$1,12 \cdot 10^{-2}$	$3,02 \cdot 10^{-2}$	$1,22 \cdot 10^{-1}$
1,04	$2,33 \cdot 10^{-3}$	$1,21 \cdot 10^{-3}$	$4,24 \cdot 10^{-2}$	$1,14 \cdot 10^{-1}$	$4,63 \cdot 10^{-1}$
1,80	$6,96 \cdot 10^{-3}$	$3,64 \cdot 10^{-3}$	$1,27 \cdot 10^{-1}$	$3,31 \cdot 10^{-1}$	1,375
2,86	$1,76 \cdot 10^{-2}$	$9,20 \cdot 10^{-3}$	$3,20 \cdot 10^{-1}$	$8,62 \cdot 10^{-1}$	3,493
4,28	$3,97 \cdot 10^{-2}$	$2,06 \cdot 10^{-2}$	$7,16 \cdot 10^{-1}$	1,93	7,82
6,09	$7,99 \cdot 10^{-2}$	$4,16 \cdot 10^{-2}$	1,45	3,90	15,82

strate von 100kHz gemessen (Daten der Messmittel in Kap. 8.6) und anschließend die Werte mit *Matlab/Simulink* [151] für eine Periode berechnet.

In Abb. 5.41 ist der THD-Wert der Generatorphasenströme des PMSG mit einem DR-HSS in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit dargestellt. Ähnlich wie in den simulativen Untersuchungen sinkt der THD-Wert der Generatorphasenströme mit steigender Windgeschwindigkeit. Der THD-Wert der Generatorphasenströme ist wesentlich größer als in den simulativen Untersuchungen. Dies hängt zum einen mit dem eingesetzten Generator zusammen. In der Simulation ist die Statorinduktivität  $L_S = 19,2$  mH angenommen, während sie in der experimentellen Untersuchung  $L_{Sd} = 3,1$  mH und  $L_{Sq} = 3,5$  mH beträgt (vgl. Tab. 8.1 und Tab. 8.2). Zudem wurde die Schaltfrequenz in der experimentellen Untersuchung auf  $f_s = 5$  kHz gewählt, was anhand von Abb. 5.42 zu erkennen ist.

### 5.2.2.3 Untersuchung der Hochsetzstellerinduktivität bei kleinen Leistungen

Im Folgenden wird der Einfluss der Hochsetzstellerinduktivität auf den Wirkungsgrad des PMSG mit einem DR-HSS untersucht. Es wird hierbei der PMSG von *Elektromaschinenbau Arend* mit den Daten in Tab. 8.1 verwendet, der auch in der simulativen Untersuchung zum Einsatz kam. Außerdem ist die Strom der eingesetzten Gleichstrommaschine auf 1/10 begrenzt. Das bedeutet, dass die aus Tab. 4.2 gewählten Betriebspunkte mit einer geringeren Leistung angefahren werden.

In Abb. 5.43 sind die Generatorphasenströme und die Zwischenkreisströme (Dioden- und Hochsetzstellerstrom) für niedrige (Abb. 5.43 a) und b)) und hohe Leistungen (Abb. 5.43 c) und d)) sowie kleinen (Abb. 5.43 a) und c)) und größeren Hochsetzstellerinduktivitäten (Abb. 5.43 b) und d)) gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass bei kleiner Hochsetzstellerinduktivität die Stromschwankungsbreite sowohl im Generatorphasenstrom als auch im Strom durch die Hochsetzstellerinduktivität höher ist. Dies hat Auswirkungen auf den Wirkungsgrad des DR-HSS und den THD-Wert der Generatorphasenströme.

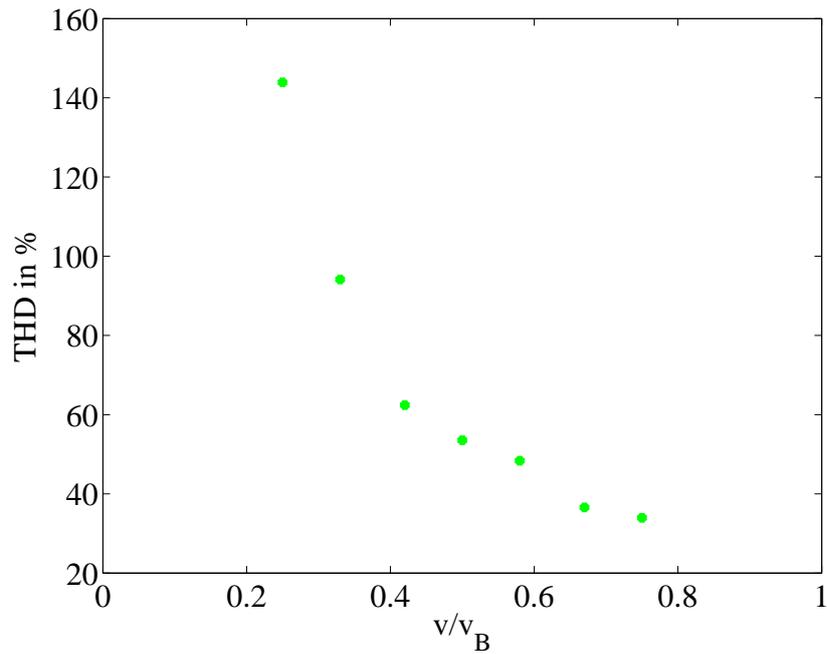


Abb. 5.41: Experimentell ermittelter THD-Wert der Generatorphasenströme in Abhängigkeit der bezogenen Windgeschwindigkeit  $v/v_B$  des permanenterrregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller bei Verwendung des permanenterrregten Synchrongenerators aus Tab. 8.2

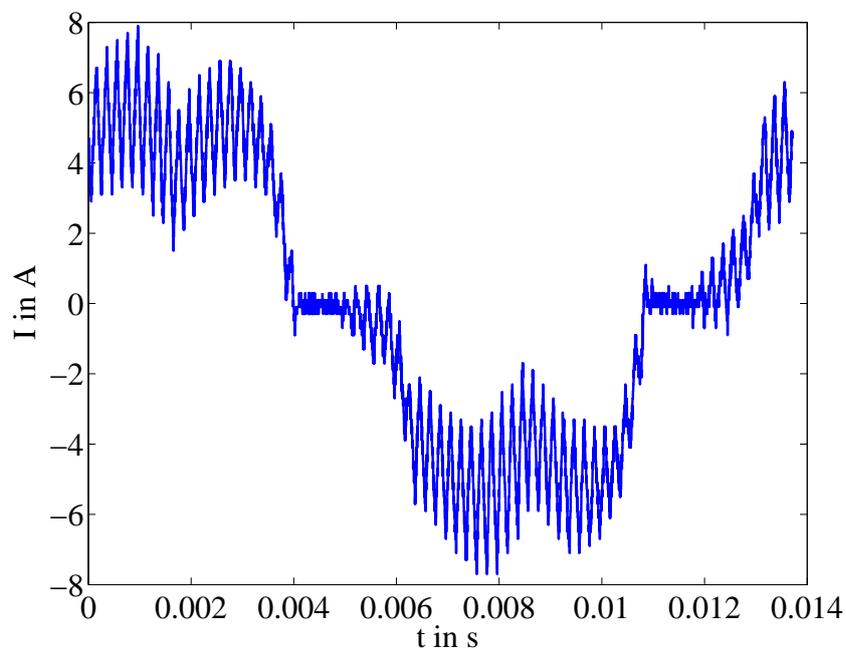
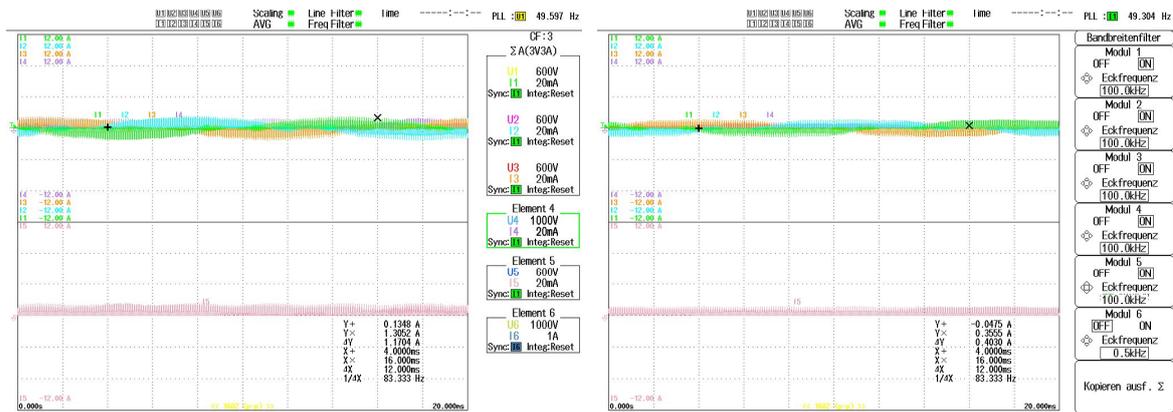
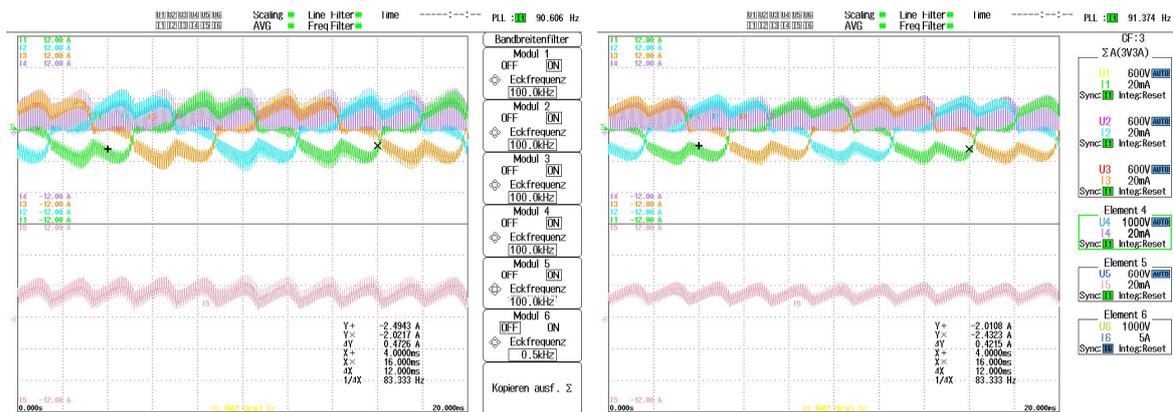


Abb. 5.42: Experimentell gemessener Generatorphasenstrom  $I$  der ersten Phase des permanenterrregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller für eine Windgeschwindigkeit von  $v/v_B = 0,75$ , Generatorleistung  $P_{\text{gen}} = 4,2 \text{ kW}$  bei Verwendung des permanenterrregten Synchrongenerators aus Tab. 8.2



(a)  $L = 0,51 \text{ mH}$ ,  $P = 170 \text{ W}$ ,  $I = 0,24 \text{ A}$ ,  $a = 0,3$

(b)  $L = 2,0 \text{ mH}$ ,  $P = 170 \text{ W}$ ,  $I = 0,24 \text{ A}$ ,  $a = 0,3$



(c)  $L = 0,51 \text{ mH}$ ,  $P = 1735 \text{ W}$ ,  $I = 2,5 \text{ A}$ ,  $a = 0,27$

(d)  $L = 2,0 \text{ mH}$ ,  $P = 1735 \text{ W}$ ,  $I = 2,5 \text{ A}$ ,  $a = 0,27$

Abb. 5.43: Gegenüberstellung der Generatorphasenströme ( $I_1 - I_3$ ), Zwischenkreisstrom durch die Hochsetzstellerinduktivität ( $I_5$ ) und durch die Hochsetzstellerdiode ( $I_4$ ) bei verschiedenen Hochsetzstellerinduktivitäten: obere Strommessung: Grün ( $I_1$ ): Strom der Phase 1, türkis ( $I_2$ ): Strom der Phase 2, orange ( $I_3$ ): Strom der Phase 3, violett ( $I_4$ ): Diodenstrom, untere Strommessung: Rosa ( $I_5$ ) Induktivitätsstrom, jeweils: 3 A/div bei Verwendung des permanenterrregten Synchrongenerators aus Tab. 8.1

Es zeigt sich in Abb. 5.44, dass der Wirkungsgrad ohne Hochsetzstellerinduktivität höher ist als mit einer Hochsetzstellerinduktivität. Der Unterschied des Wirkungsgrades wird mit steigender Leistung geringer.

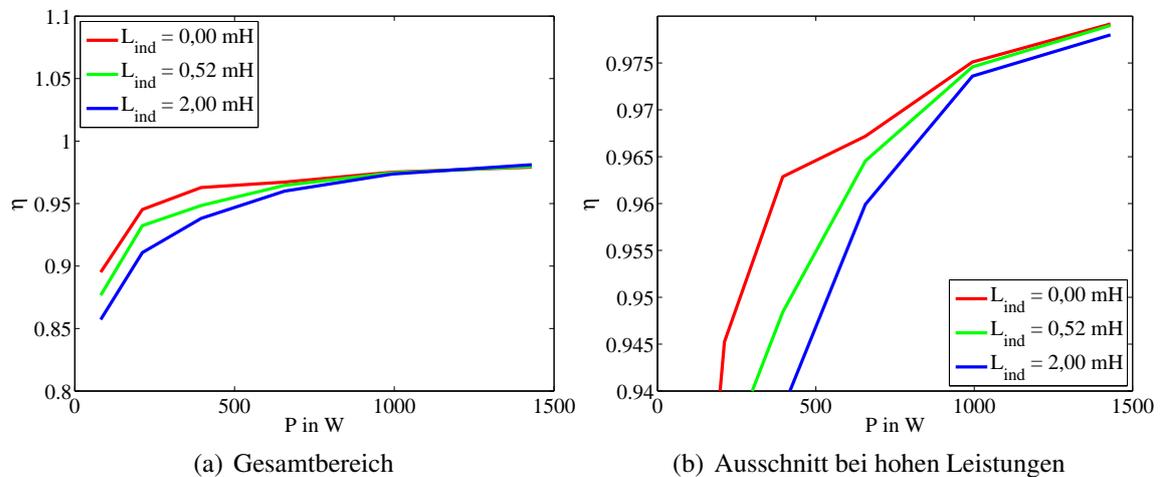


Abb. 5.44: Wirkungsgrad  $\eta$  in Abhängigkeit der erzeugten Leistung  $P$  des permanent-erregten Synchrongenerators mit Diodengleichrichter und Hochsetzsteller für verschiedene Hochsetzstellerinduktivitäten bei Verwendung des permanent-erregten Synchrongenerators aus Tab. 8.1

In Abb. 5.45 sind schließlich die THD-Werte der Generatorphasenströme mit und ohne Hochsetzstellerinduktivität gegenübergestellt. Wie bereits in den simulativen Untersuchungen gezeigt, sinkt der THD-Wert mit steigender Leistung. Zudem ist zu erkennen, dass bei höheren Hochsetzstellerinduktivitäten der THD-Wert geringer ist.

#### 5.2.2.4 Zusammenfassung der experimentellen Untersuchung

Anzumerken bleibt, dass die experimentelle Untersuchung des Konzeptes mit einem DR-HSS in Kap. 5.2.2.2 mit einem PMSG mit anderen Betriebsparametern (anderer Generator) als in den simulativen Untersuchungen angenommen durchgeführt worden ist. Zudem ist die Untersuchung der Hochsetzstellerinduktivität in Kap. 5.2.2.3 zwar mit dem Generator, dessen Daten in der Simulation verwendet worden sind, erfolgt, die Betrachtung ist jedoch bei kleineren Leistungen im Vergleich zur simulativen Untersuchung durchgeführt worden, sodass die Ergebnisse nicht direkt vergleichbar sind.

Die experimentellen Untersuchung hat jedoch gezeigt, dass das Konzept mit DR-HSS generell funktionsfähig ist. Die Untersuchung des Konzeptes mit einem DR-HSS konnte den simulativ ermittelten Verlauf des Wirkungsgrades und des THD-Wertes der Generatorphasenströme widerspiegeln. Jedoch ist der Wirkungsgrad geringer und der THD-Wert der Generatorphasenströme im Vergleich zu den simulativen Untersuchungen höher. Zum einen wird in der experimentellen Untersuchung ein anderer Generator mit einer geringeren Induktivität

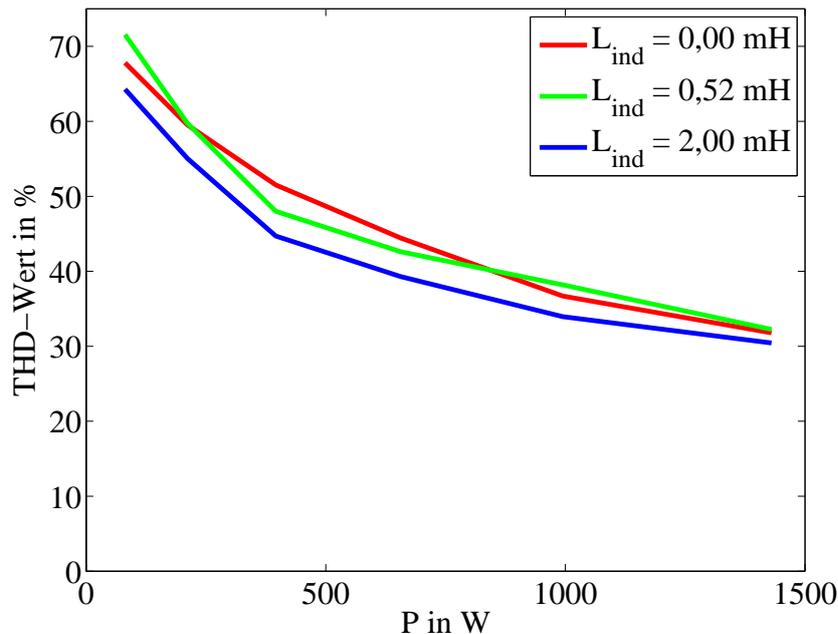


Abb. 5.45: THD-Werte der Generatorphasenströme in Abhängigkeit der erzeugten Leistung  $P$  des permanenterrregten Synchrongenerators mit einem Diodengleichrichter und Hochsetzsteller für verschiedene Hochsetzstellerinduktivitäten bei Verwendung des permanenterrregten Synchrongenerators aus Tab. 8.1

verwendet (vgl. Tab. 8.2 und Tab. 8.1), was zu höheren THD-Werten der Generatorphasenströme führt. Zum anderen treten Verluste auf, die in den simulativen Untersuchungen nicht berücksichtigt werden.

Die Untersuchung des Konzeptes mit einem DR-HSS für verschiedene Hochsetzstellerinduktivitäten zeigte, dass ohne Hochsetzstellerinduktivität der Wirkungsgrad und der THD-Wert der Generatorphasenströme, wie in den simulativen Untersuchungen gezeigt, höher ist.

### 5.3 Fazit der Analysen der Generator-Umrichter-Konzepte

In diesem Unterkapitel erfolgt ein Fazit der Analysen der Generator-Umrichter-Konzepte mithilfe einer Nutzwertanalyse, die in Kap. 5.3.1 eingeführt wird. Anschließend wird ein Fazit der Analysen und eine Bewertung der Generator-Umrichter-Konzepte in Bezug auf die Kosten und den Wirkungsgrad jeweils getrennt in die des PMSG und die der Gleichrichter-Konzepte in Kap. 5.3.2 - Kap. 5.3.5 gezogen. Anschließend erfolgt ein Fazit der Analysen bezüglich des THD-Wertes der Generatorphasenströme in Kap. 5.3.6. Zudem wird der Aufwand der Ansteuerung der Gleichrichter in Kap. 5.3.7 betrachtet. Um die Wirtschaftlichkeit einer Kleinwindenergieanlage zu ermitteln, werden die Erträge für verschiedene Regionen in Abhängigkeit der auftretenden Windgeschwindigkeiten in Kap. 5.3.10 berechnet und ausgewertet.

### 5.3.1 Einführung der Nutzwertanalyse

Bei der Nutzwertanalyse handelt es sich um eine qualitative, nicht-monetäre Methode, die in der Entscheidungstheorie Anwendung findet [167]. In dieser werden verschiedene Alternativen anhand unterschiedlicher Attribute gegenübergestellt. In dieser Arbeit geht es darum, sich für das optimale Generator-Umrichter-Konzept zu entscheiden. Hierbei werden die Alternativen gegenübergestellt:

- PMSG mit einem DR-HSS
- PMSG mit einem HBG
- PMSG mit einem ZLW.

Folgende Attribute werden für die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte ausgewertet:

- Kosten des Generators
- Kosten der Gleichrichter
- Aufwand der Ansteuerung
- Wirkungsgrad des Generators
- Wirkungsgrad der Gleichrichter und
- THD-Wert der Generatorphasenströme.

Der DR-HSS stellt in dieser Arbeit stets die Bezugsgröße da, wodurch die Alternativen stets anhand ihrer Abweichung zum DR-HSS bewertet werden. Die Abweichung berechnet sich hierbei wie folgt:

$$x = \left( \frac{x_{\text{HBG,ZLW}}}{x_{\text{DR-HSS}}} - 1 \right) \cdot 100 \% \quad (5.15)$$

Für jedes Attribut wird nun eine Bewertung mit linearer Abstufung in einer siebender-Skala von *viel schlechter* (mit der Benotung 1) bis *viel besser* (mit der Benotung 7) durchgeführt. Hierbei muss bei den Attributen unterschieden werden, ob beispielsweise eine negative Abweichung besser oder schlechter ist. So ist es das Ziel, einen hohen Wirkungsgrad aufzuweisen, wodurch die Bewertung  $B$  anhand der Abweichung  $x$  des PMSG mit einem HBG bzw.

einem ZLW von einem Konzept mit einem DR-HSS wie folgt erfolgt:

$$B = \begin{cases} \text{viel schlechter} & 1 \text{ wenn } x < -66,66\% \\ \text{schlechter} & 2 \text{ wenn } -66,66\% \leq x < -33,33\% \\ \text{ein wenig schlechter} & 3 \text{ wenn } -33,33\% \leq x < 0\% \\ \text{gleich} & 4 \text{ wenn } x = 0\% \\ \text{ein wenig besser} & 5 \text{ wenn } 0\% < x \leq 33,33\% \\ \text{besser} & 6 \text{ wenn } 33,33\% < x \leq 66,66\% \\ \text{viel besser} & 7 \text{ wenn } x > 66,66\% \end{cases} \quad (5.16)$$

Die Kosten des Generators, die Kosten der Gleichrichter, der Aufwand der Ansteuerung und des THD-Wertes der Generatorphasenströme sollen hingegen möglichst klein sein, sodass eine hohe negative Abweichung  $x$  des PMSG mit einem HBG bzw. einem ZLW von einem Konzept mit einem DR-HSS viel besser ist und die Bewertung  $B$  wie folgt erfolgt:

$$B = \begin{cases} \text{viel schlechter} & 1 \text{ wenn } x > 66,66\% \\ \text{schlechter} & 2 \text{ wenn } 33,33\% < x \leq 66,66\% \\ \text{ein wenig schlechter} & 3 \text{ wenn } 0\% < x \leq 33,33\% \\ \text{gleich} & 4 \text{ wenn } x = 0\% \\ \text{ein wenig besser} & 5 \text{ wenn } -33,33\% \leq x < 0\% \\ \text{besser} & 6 \text{ wenn } -66,66\% \leq x < -33,33\% \\ \text{viel besser} & 7 \text{ wenn } x < -66,66\% \end{cases} \quad (5.17)$$

Jedes Attribut erhält abschließend eine Gewichtung, wobei die Summe der einzelnen Gewichtungen eins ergeben muss. Hierfür werden verschiedene Szenarien, in denen die Wichtigkeit der einzelnen Attribute (Kosten des Generators, Kosten der Gleichrichter, Aufwand der Ansteuerung, Wirkungsgrad des Generators, Wirkungsgrad der Gleichrichter oder THD-Wert der Generatorphasenströme) variieren, angenommen, die in Kap. 5.3.8 näher beschrieben werden.

### 5.3.2 Kosten des permanenterregten Synchrongenerators

Die Kosten der betrachteten Generator-Umrichter-Konzepte setzen sich aus den Kosten des PMSG und den des eingesetzten Gleichrichter-Konzeptes zusammen. Daher wird in diesem Kapitel zwischen den Kosten des Generators und der eingesetzten Gleichrichter unterschieden.

Für die Abschätzung der Kosten eines Generators sind in Kap. 5.1.1 die Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie die Kupferverluste durch den Skin- und Proximityeffekt des PMSG, verursacht durch die Stromharmonischen der Generatorphasenströme der einzelnen Gleichrichter-Konzepte, im Bemessungspunkt untersucht worden. Obwohl die Stromüberschwingungsverluste des Generators nur einen geringen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen, müssen sie bei der Auslegung berücksichtigt werden (vgl. Kap. 5.1.1). Es kann unabhängig von der Kenntnis der einzelnen Koeffizienten für die Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie die Kupferverluste, hervorgerufen durch den Skin- und Proximityeffekt, für die untersuchten Verluste darauf geschlossen werden, dass die Stromüberschwingungsverluste des PMSG mit einem ZLW wesentlich kleiner ( $x < -66,66\%$ ) sind als die des PMSG mit einem DR-HSS. Die Kosten des eingesetzten Generators sind ebenso geringer. Daher wird der PMSG mit einem ZLW in der Nutzwertanalyse als „viel besser“ und damit mit  $B = 7$  bewertet. Der PMSG mit einem HBG weist, aufgrund der im Vergleich zum Konzept mit einem DR-HSS nicht vorhandenen Induktivität im Zwischenkreis, die zu einer zusätzlichen Glättung der Generatorphasenströme führt, höhere Stromüberschwingungsverluste auf. Ohne die Kenntnisse der Koeffizienten für die Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie die Kupferverluste, verursacht durch den Skin- und Proximityeffekt, kann darauf geschlossen werden, dass die Abweichung beim Generator-Umrichter-Konzept mit einem HBG zwischen  $0\%$  und  $33,33\%$  liegt, sodass dieser mit „ein wenig schlechter“ und damit mit einer  $B = 3$  bewertet wird. Die Bewertungen für die abschließende Nutzenanalyse sind in Tab. 5.13 und Tab. 5.14 zusammengefasst.

### 5.3.3 Kosten der Gleichrichter

Für das Maß der Kosten der einzelnen Gleichrichter wird die installierte Halbleiterbauleistung herangezogen, die in Kap. 5.1.2 für den DR-HSS, den HBG und den ZLW ermittelt wird. Hierbei wird jeweils der Wert der installierten Halbleiterbauleistung bei einem Tastgrad von  $a = 0,2$  bzw. einem Modulationsgrad von  $M = 0,8$  verglichen. Es ergibt sich, dass der DR-HSS die geringste Bauleistung aufweist, während die Abweichung des HBG ca.  $20,1\%$  und des ZLW mehr als  $66\%$  beträgt (vgl. Abb. 5.16 in Kap. 5.1.3). Der PMSG mit einem HBG ist damit „ein wenig schlechter“ und mit einem ZLW ist „viel schlechter“ als das Konzept mit einem DR-HSS und sie werden mit  $B = 3$  bzw.  $B = 1$  bewertet (vgl. Tab. 5.13 und Tab. 5.14).

### 5.3.4 Wirkungsgrad des permanenterregten Synchrongenerators

Der Wirkungsgrad der einzelnen Konzepte setzt sich, wie bereits die Kosten, aus dem Wirkungsgrad des PMSG mit dem entsprechenden Gleichrichter-Konzept und den Wirkungsgrad des jeweiligen Gleichrichters zusammen.

Bei dem PMSG wird der Wirkungsgrad durch die Oberschwingungsverluste (Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie die Kupferverluste, verursacht durch den Skin- und Proximityeffekt) der Generatorphasenströme bestimmt, die in Kap. 5.1.1 ermittelt werden. Wie bereits bei der Analyse der Kosten beschrieben, werden durch den ZLW die Generatorphasenströme eines PMSG deutlich weniger verzerrt als bei dem Einsatz eines DR-HSS bzw. eines HBG, sodass der größte Wirkungsgrad mit einem Konzept eines PMSG mit einem ZLW erzielt wird. Es kann unabhängig von der Kenntnis der einzelnen Koeffizienten (der Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie die Kupferverluste verursacht durch den Skin- und Proximityeffekt) für die untersuchten Verluste darauf geschlossen werden, dass der Wirkungsgrad des PMSG mit einem ZLW wesentlich größer ist ( $x > 66,66\%$ ) als der des PMSG mit einem Diodengleichrichter und Hochsetzsteller. Daher wird der PMSG mit einem ZLW für die Nutzwertanalyse als „viel besser“ und damit mit  $B = 7$  bewertet (vgl. Tab. 5.14). Analog zu der Abschätzung der Kosten, werden die Abweichungen des PMSG mit einem HBG, aufgrund der nicht vorhandenen Induktivität, die zu einer Glättung der Generatorphasenströme führt, in etwa zwischen  $0\%$  und  $-33,33\%$  liegen, sodass dieser mit „ein wenig schlechter“ und damit einer  $B = 3$  bewertet wird (vgl. Tab. 5.13 und Tab. 5.14).

### 5.3.5 Wirkungsgrad der Gleichrichter

Wird der Wirkungsgrad der einzelnen Gleichrichter betrachtet, der in Kap. 5.2.1.3 mittels der thermischen Simulation ermittelt wird, so zeigt sich, dass der ZLW bei hohen und der DR-HSS bei niedrigen Windgeschwindigkeiten den höchsten Wirkungsgrad aufweist (vgl. Abb. 5.28). Daher wird bei der Bewertung des Wirkungsgrades der einzelnen Gleichrichter für die Nutzenanalyse zwischen kleinen ( $v/v_B = 0,33$ ), mittleren ( $v/v_B = 0,66$ ) und hohen ( $v/v_B = 1,00$ ) Windgeschwindigkeiten unterschieden. Es zeigt sich, dass die Abweichung, nach Glg. (5.15) berechnet, bei dem Konzept mit einem HBG bei  $0\% \leq x < 33,33\%$  liegt und dieser daher mit  $B = 5$  bewertet wird. Bei dem ZLW ist die Abweichung bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten zwischen  $-33,33\% \leq x < 0\%$ , sodass dieser mit einer  $B = 3$  bewertet wird und bei hohen Windgeschwindigkeiten liegt die Abweichung des ZLW zwischen  $0\% < x \leq 33,33\%$ , sodass dieser bei hohen Windgeschwindigkeiten mit  $B = 5$  bewertet wird (vgl. Tab. 5.13 und Tab. 5.14).

### 5.3.6 THD-Werte der Generatorphasenströme

Die Ermittlung der THD-Werte der Generatorphasenströme in Kap. 5.2.1.4 hat gezeigt, dass der PMSG mit einem ZLW einen deutlich geringeren THD-Wert der Generatorphasenströme aufweist als das Konzept mit einem DR-HSS bzw. einem HBG. Dies hat Auswirkung auf die mechanische Belastung des PMSG, der bei Verwendung eines DR-HSS bzw. eines HBG stärker belastet wird als bei dem Einsatz eines ZLW. Für die Bewertung der Nutzwertanalyse

weicht der PMSG mit einem HBG zwischen 0% und 33,33% vom Konzept mit einem DR-HSS ab, sodass dieser mit ein wenig schlechter und damit mit  $B = 3$  bewertet wird. Da der PMSG mit einem ZLW einen wesentlich kleineren THD-Wert aufweist ( $x < -66,66\%$ ), wird dieser mit „viel besser“ und damit mit  $B = 7$  bewertet (vgl. Tab. 5.13 und Tab. 5.14).

### 5.3.7 Aufwand der Ansteuerung

Neben den betrachteten, messbaren Größen muss in der Nutzwertanalyse auch der Aufwand der Ansteuerung mit einfließen. Als Maß dafür werden die Anzahl der IGBTs verwendet. Für jeden IGBT muss ein Treiber eingesetzt werden. Für den ZLW muss zusätzlich eine sogenannte Verriegelungsschaltung zur Verhinderung des gleichzeitigen Schaltens der IGBTs in einer Brücke, was zum Kurzschließen des Zwischenkreises führen könnte, aufgebaut werden. Dies führt zum einen zur Erhöhung des Volumens und erhöht zum anderen die Komplexität und Fehleranfälligkeit des Gleichrichters. Weiterhin muss für die einzelnen Gleichrichter eine unterschiedliche Anzahl an PWM-Signalen durch eine Controllereinheit (DSPACE oder TriCore) zur Verfügung gestellt werden können.

Der DR-HSS benötigt nur einen IGBT, wodurch nur eine Treibereinheit und ein PWM-Signal benötigt werden. Eine Verriegelungsschaltung ist nicht notwendig. Der HBG benötigt drei IGBTs, wodurch die Anzahl an Treibereinheiten und PWM-Signalen sich verdreifachen. Auf eine Verriegelungsschaltung kann verzichtet werden, da sich in der oberen Halbbrücke Dioden befinden und ein Kurzschließen des Zwischenkreises im Normalbetrieb ausgeschlossen werden kann. Der ZLW benötigt sechs IGBTs, sechs Treiber, sechs PWM-Signale und zusätzlich eine Verriegelungsschaltung. Beide Gleichrichter weisen im Vergleich zum DR-HSS eine Abweichung der Anzahl der IGBTs von mehr als  $x > 66,66\%$  auf, wodurch beide mit  $B = 1$  bewertet werden (vgl. Tab. 5.13 und Tab. 5.14).

### 5.3.8 Vorstellung der Szenarien für die Nutzwertanalyse

In diesem Kapitel werden verschiedene, mögliche Szenarien vorgestellt, bei denen die einzelnen Attribute („Kosten des Generators“, „Kosten der Gleichrichter“, „Aufwand der Ansteuerung“, „Wirkungsgrad des Generators“, „Wirkungsgrad der Gleichrichter“, „THD-Wert der Generatorphasenströme“) unterschiedliche Gewichtungen  $G$  und damit eine sogenannte Wichtigkeit erhalten. Die Gewichtung  $G$  multipliziert mit der Bewertung  $B$  der Gleichrichter ergibt den sogenannten Gesamtnutzen, der im Folgenden für die Gleichrichter gegenübergestellt wird. Hierbei wird das Verhalten einer Kleinwindenergieanlage bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten ( $v/v_B = 0,33$ ,  $v/v_B = 0,66$  und  $v/v_B = 1,00$ ) betrachtet, da die Wirkungsgrade der einzelnen Gleichrichter mit der Windgeschwindigkeit variieren.

Um eine sinnvolle Aussage mittels der Nutzwertanalyse treffen zu können, müssen die einzelnen Attribute unabhängig voneinander sein. Die Kosten und der Wirkungsgrad des Generators basieren auf den Stromoberschwingungsverlusten. Die Stromoberschwingungen können gleichzeitig mit dem THD-Wert der Generatorphasenströme ausgedrückt werden. Ist ein Gleichrichter in dieser Kategorie am besten, dann wirkt sich das sehr stark auf den Gesamtnutzen aus und verfälscht die objektive Bewertung. Daher wird in den folgenden Szenarien jeweils nur ein Attribut von „Kosten des Generators“, „Wirkungsgrad des Generators“ bzw. „THD-Wert der Generatorphasenströme“ ausgewählt. Die Szenarien werden wie folgt angenommen:

- Im ersten Szenario sind die Attribute gleich wichtig. Die Attribute „THD-Wert der Generatorphasenströme“, „Kosten der Gleichrichter“, „Aufwand der Ansteuerung“ und „Wirkungsgrad der Gleichrichter“ erhalten die gleiche Gewichtung. Der „Wirkungsgrad des Generators“ und der „Kosten des Generators“ sind bereits im Attribut der „THD-Wert der Generatorphasenströme“ abgedeckt, sodass diese nicht betrachtet werden (vgl. Tab. 5.15).
- Im zweiten Szenario werden die Kosten des Gleichrichters als wichtigstes Attribut angesehen. Das Attribut „Kosten der Gleichrichter“ wird mit einem höheren Faktor gewichtet als der „THD-Wert der Generatorphasenströme“, „Aufwand der Ansteuerung“ und der „Wirkungsgrad der Gleichrichter“. Wie bereits in dem Szenario der Gleichgewichtung sind der „Wirkungsgrad des Generators“ und die „Kosten des Generators“ bereits in dem „THD-Wert der Generatorphasenströme“ enthalten (vgl. Tab. 5.15).
- Im dritten Szenario ist der „Aufwand der Ansteuerung“ das wichtigste Attribut und wird mit einem höheren Faktor gewichtet als der „THD-Wert der Generatorphasenströme“, die „Kosten der Gleichrichter“ und der „Wirkungsgrad der Gleichrichter“. Wie bereits in dem Szenario der Gleichgewichtung sind der „Wirkungsgrad des Generators“ und die „Kosten des Generators“ bereits in dem „THD-Wert der Generatorphasenströme“ enthalten (vgl. Tab. 5.15).
- In einem vierten Szenario wird der Wirkungsgrad und damit die Energieausbeute des Generator-Umrichter-Konzeptes als wichtigstes Attribut angesehen. Dadurch erhält der „Wirkungsgrad der Gleichrichter“ die höchste Gewichtung und die „Kosten der Gleichrichter“, der „THD-Wert der Generatorphasenströme“ und der „Aufwand der Ansteuerung“ eine geringere Gewichtung (vgl. Tab. 5.15).
- Im fünften Szenario wird der „THD-Wert der Generatorphasenströme“ als wichtigstes Attribut angesehen, sodass dieses am höchsten gewichtet wird, während die „Kosten der Gleichrichter“, der „Aufwand der Ansteuerung“ und der „Wirkungsgrad der Gleichrichter“ geringer gewichtet werden. Der „Wirkungsgrad des Generators“ und die „Kosten des Generators“ werden nicht berücksichtigt (vgl. Tab. 5.15). Da das Attribut „THD-Wert der Generatorphasenströme“, „Wirkungsgrad des Generators“ und

„Kosten des Generators“ voneinander abhängen, kann mithilfe dieses Szenarios ebenso die Priorität eines Kunden oder Herstellers auf die Kosten und den Wirkungsgrad des Generators abgedeckt werden.

In Tab. 5.13 sind die Abweichungen der einzelnen Attribute von dem Konzept mit einem DR-HSS dargestellt. In Tab. 5.14 sind die einzelnen Bewertungen der Attribute für die entsprechenden Gleichrichter und in Tab. 5.15 ist die Gewichtung der einzelnen Szenarien zusammengefasst. Da, wie bereits erwähnt, die Kosten, der Wirkungsgrad und der THD-Wert der Generatorphasenströme voneinander abhängen, wird in den Szenarien lediglich das Attribut der „THD-Wert der Generatorphasenströme“ betrachtet.

Tab. 5.13: Zusammenfassung der Abweichungen der einzelnen Attribute vom Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller für den permanenterrregten Synchrongenerator mit einem Halbbrückengleichrichter (HBG) und einem Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW)

Attribut	HBG	ZLW
Kosten des Generators	$0\% < x \leq 33\%$	$< -66\%$
Kosten der Gleichrichter	20,1 %	209,2 %
Aufwand der Ansteuerung	-200 %	-500 %
Wirkungsgrad des Generators	$-33\% < x \leq 0\%$	$> 66\%$
Wirkungsgrad der Gleichrichter $v/v_B = 0,33$	0,01 %	-0,5 %
Wirkungsgrad der Gleichrichter $v/v_B = 0,66$	0,1 %	-0,2 %
Wirkungsgrad der Gleichrichter $v/v_B = 1,00$	0,5 %	0,2 %
THD-Wert der Generatorphasenströme	3 %	$< -80,8\%$

Tab. 5.14: Zusammenfassende Bewertung der Attribute der Nutzwertanalyse für den permanenterrregten Synchrongenerator mit einem Diodengleichrichter und Hochsetzsteller (DR-HSS), einem Halbbrückengleichrichter (HBG) und einem Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW)

Attribut	DR-HSS	HBG	ZLW
Kosten des Generators	4	3	7
Kosten der Gleichrichter	4	3	1
Aufwand der Ansteuerung	4	1	1
Wirkungsgrad des Generators	4	3	7
Wirkungsgrad der Gleichrichter $v/v_B = 0,33$	4	5	3
Wirkungsgrad der Gleichrichter $v/v_B = 0,66$	4	5	3
Wirkungsgrad der Gleichrichter $v/v_B = 1,00$	4	5	5
THD-Wert der Generatorphasenströme	4	3	7

Tab. 5.15: Zusammenfassung der Gewichtung der Nutzwertanalyse für die fünf gewählten Szenarien

Attribut	Szen. 1	Szen. 2	Szen. 3	Szen. 4	Szen. 5
Kosten der Gl.	0,25	0,70	0,10	0,10	0,10
Aufwand der Anst.	0,25	0,10	0,70	0,10	0,10
Wirkungsgrad der Gl.	0,25	0,10	0,10	0,70	0,10
THD-Wert	0,25	0,10	0,10	0,10	0,70

### 5.3.9 Ergebnisse der Nutzwertanalyse

In Abb. 5.46 ist der Gesamtnutzen des PMSG mit einem DR-HSS, einem HBG und einem ZLW für fünf Szenarien mit den Bewertungen aus Tab. 5.14 und der Gewichtung aus Tab. 5.15 für kleine ( $v/v_B = 0,33$ ), mittlere ( $v/v_B = 0,66$ ) und hohe Windgeschwindigkeiten ( $v/v_B = 1,00$ ) dargestellt. Da sich die Abweichung des Wirkungsgrades des PMSG mit einem ZLW und HBG von dem Konzept mit einem DR-HSS bei niedrigen und mittleren Windgeschwindigkeit im gleichen Abweichungsbereich befindet, sind die Bewertungen, wie die Tab. 5.14 zeigt, für niedrige und mittlere Windgeschwindigkeiten gleich, sodass der Gesamtnutzen für niedrige und mittlere Windgeschwindigkeiten in Abb. 5.46 a) zusammengefasst ist. Der Gesamtnutzen des PMSG mit einem DR-HSS beträgt stets 4, da die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte bei der Bewertung auf den PMSG mit einem DR-HSS bezogen werden. Ist der Gesamtnutzen der Generator-Umrichter-Konzepte größer (kleiner) als 4, so ist das untersuchte Konzept in dem entsprechenden Szenario „geeigneter“ („weniger geeignet“) für den Einsatz in einer Kleinwindenergieanlage als der PMSG mit einem DR-HSS anzusehen. Der Gleichrichter mit dem höchsten Gesamtnutzen ist in dem entsprechenden Szenario für den Einsatz in Kleinwindenergieanlagen am geeignetsten. Bei hohen Windgeschwindigkeiten, in Abb. 5.46 b) dargestellt, wird durch den im Vergleich zum DR-HSS höheren Wirkungsgrad des HBG und ZLW der Gesamtnutzen derer im Allgemeinen höher. Da dies für alle Szenarien gilt, wird in den folgenden Beschreibungen nicht weiter darauf eingegangen.

In Szenario 1, bei Gleichgewichtung der Eigenschaften, weist der PMSG mit einem DR-HSS bei allen Windgeschwindigkeiten den höchsten Gesamtnutzen auf, während der PMSG mit einem HBG und ZLW einen geringeren Gesamtnutzen haben. Der „Aufwand der Ansteuerung“ ist mit der Bewertung von  $B = 1$  bei beiden Gleichrichtern stark abweichend von dem Konzept mit einem DR-HSS, sodass ein kleinerer Gesamtnutzen errechnet wird. Folglich ist der PMSG mit einem DR-HSS bei Gleichgewichtung der ausgewählten Attribute als am geeignetsten für den Einsatz in einer Kleinwindenergieanlage anzusehen.

Im zweiten Szenario weist der PMSG mit einem DR-HSS, unabhängig von der Windgeschwindigkeit, aufgrund seiner hohen Bewertung bei dem Attribut „Kosten der Gleichrichter“, den höchsten Gesamtnutzen auf. Die Konzepte mit einem HBG und ZLW weisen, auf-

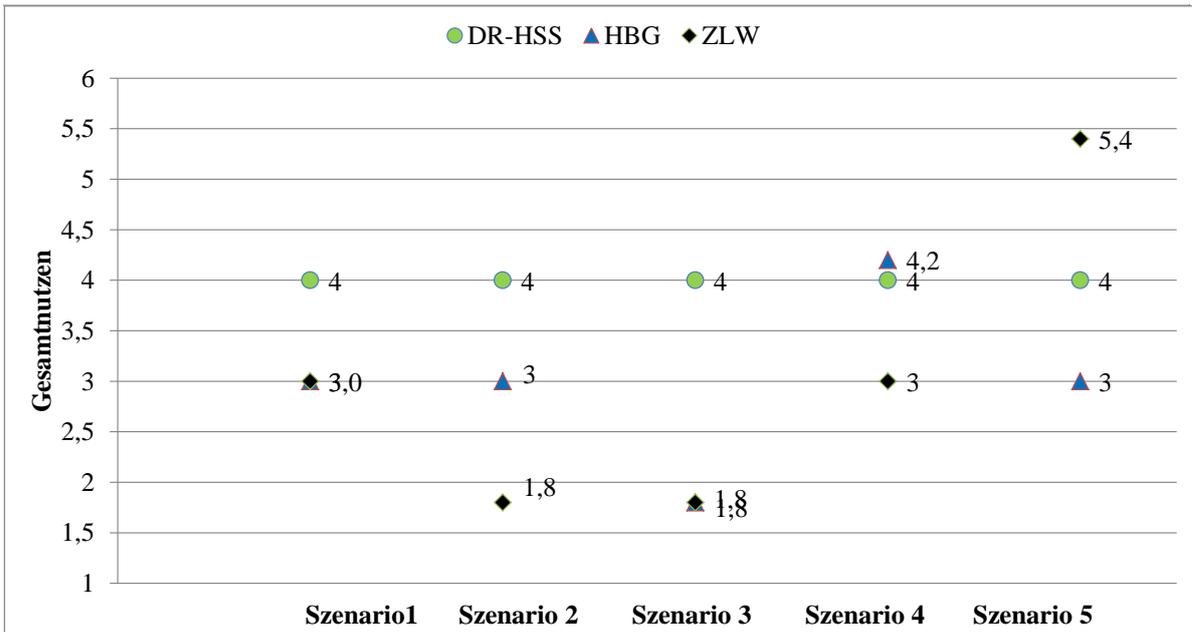
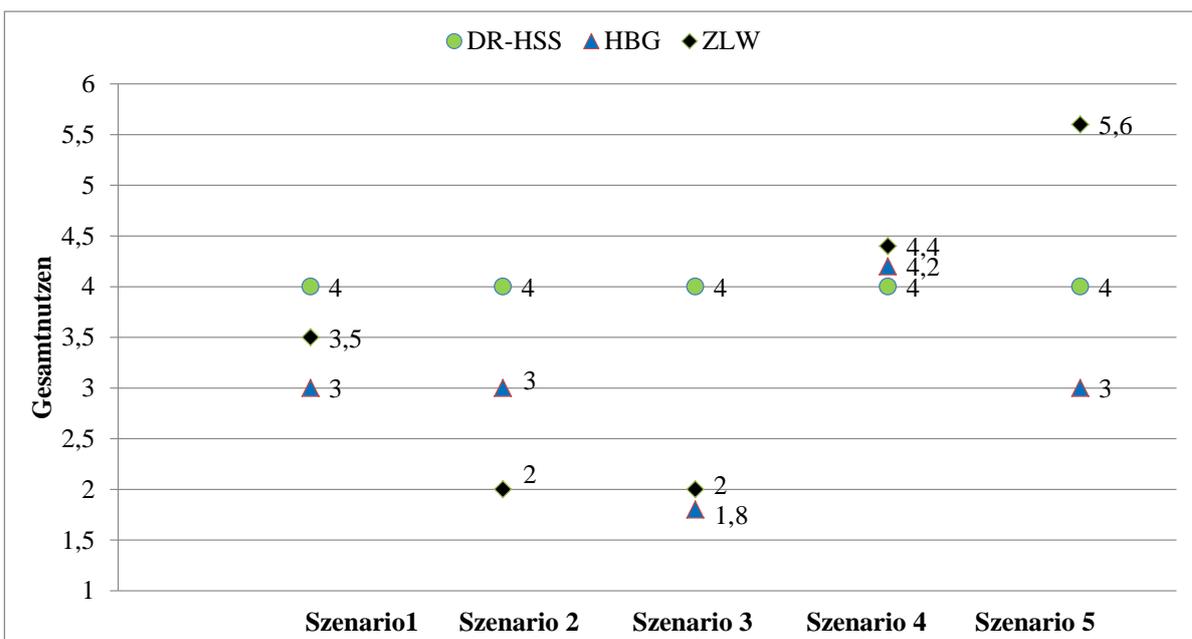
(a) kleine und mittlere Windgeschwindigkeit  $v/v_B = 0,33$  und  $v/v_B = 0,66$ (b) hohe Windgeschwindigkeit  $v/v_B = 1,00$ 

Abb. 5.46: Gesamtnutzen des permanenterregten Synchrongenerators mit einem Diodengleichrichter und Hochsetzsteller (DR-HSS, grün), Halbbrückengleichrichter (HBG, blau) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW, schwarz) für fünf Szenarien: Szenario 1: Gleichgewichtung, Szenario 2: Kosten der Gleichrichter am wichtigsten, Szenario 3: Aufwand der Ansteuerung am wichtigsten, Szenario 4: Wirkungsgrad der Gleichrichter am wichtigsten, Szenario 5: THD-Wert der Generatorphasenströme am wichtigsten

grund der niedrigen Bewertung bei dem Attribut „Kosten der Gleichrichter“, einen geringeren Gesamtnutzen als der PMSG mit einem DR-HSS auf. Das bedeutet, dass, wenn die „Kosten der Gleichrichter“ für einen Kunden oder Hersteller am wichtigsten sind, erneut der PMSG mit einem DR-HSS am geeignetsten für eine Kleinwindenergieanlage ist.

Im dritten Szenario weist der PMSG mit einem DR-HSS, aufgrund seiner sehr viel höheren Bewertung im Attribut „Aufwand der Ansteuerung“, den höchsten Gesamtnutzen auf, während der PMSG mit einem HBG bzw. einem ZLW einen niedrigeren Gesamtnutzen zeigen. Das bedeutet, dass, wenn der Aufwand der Ansteuerung und damit verbunden auch die Zuverlässigkeit des Gleichrichters am wichtigsten sind, der PMSG mit einem DR-HSS am geeignetsten für eine Kleinwindenergieanlage ist.

Im vierten Szenario hat der PMSG mit einem ZLW aufgrund seines hohen Wirkungsgrades den höchsten Gesamtnutzen bei hohen Windgeschwindigkeiten (Abb. 5.46 a), während der PMSG mit einem HBG bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten den höchsten Gesamtnutzen aufweist. Wird also der Wirkungsgrad des Gleichrichters als wichtigstes Attribut angesehen, so muss zwischen niedrigen und höheren Windgeschwindigkeiten unterschieden werden. Bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten ist der PMSG mit einem HBG und bei hohen Windgeschwindigkeiten der PMSG mit einem ZLW am geeignetsten für den Einsatz in einer Kleinwindenergieanlage.

Im fünften Szenario weist der PMSG mit einem ZLW, aufgrund der höheren Bewertung des Attributes „THD-Wert der Generatorphasenströme“, den höchsten Gesamtnutzen auf, der gleichzeitig der höchste Gesamtnutzen in den betrachteten Szenarien darstellt. Dies ist auf die vergleichsweise hohe Bewertung des Konzeptes mit einem ZLW in diesem Attribut zurückzuführen. Ist der „THD-Wert der Generatorphasenströme“ und damit gleichzeitig auch der „Wirkungsgrad des Generators“ und die „Kosten des Generators“ am wichtigsten, so ist der PMSG mit einem ZLW am geeignetsten für den Einsatz in einer Kleinwindenergieanlage.

Insgesamt zeigt sich, dass der PMSG mit einem DR-HSS in vielen Szenarien am geeignetsten für eine Kleinwindenergieanlage ist. Wenn der Wirkungsgrad der Gleichrichter jedoch am wichtigsten ist, ist bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten der HBG und bei hohen Windgeschwindigkeiten der ZLW vorzuziehen. Wenn jedoch die „Kosten des Generators“, der „Wirkungsgrad des Generators“ bzw. der „THD-Wert der Generatorphasenströme“ dem Hersteller oder Anwender am wichtigsten sind, ist der ZLW für den Einsatz in Kleinwindenergieanlagen attraktiv.

### 5.3.10 Vergleich der Erträge

Um die Erträge einer Kleinwindenergieanlage mit einem PMSG mit den drei Gleichrichter-Konzepten zu ermitteln, wird die Energieausbeute in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit

als Maß herangezogen. Dafür wird die Windgeschwindigkeitsverteilung in möglichen Einsatzgebieten benötigt. Die Windgeschwindigkeitsverteilung in einem Gebiet für eine jährliche Energieproduktion wird mit der Weibull-Verteilung beschrieben, die in Glg. (5.18) dargestellt ist [20, 168–171].

$$f(v) = \frac{k_w}{a_w} \cdot \left(\frac{v}{a_w}\right)^{k_w-1} \cdot \exp\left(-\left(\frac{v}{a_w}\right)^{k_w}\right) \quad (5.18)$$

Hierbei wird mit dem Parameter  $v$  die Windgeschwindigkeit beschrieben, während  $a_w$  ein Skalierungsfaktor in  $m/s$  für die in einem Gebiet auftretenden Windgeschwindigkeiten darstellt. Der Faktor  $k_w$  spiegelt die Form der Verteilung wider und ist in den verschiedenen Regionen unterschiedlich.

In [172] werden verschiedene Windgeschwindigkeitsmessungen für verschiedene Standorte in 10m-Höhe durchgeführt. Aus den Messdaten werden Faktoren für die  $a_w$ - und  $k_w$ -Werte der Weibullverteilung ermittelt. Wird eine Kleinwindenergieanlage in 10m-Höhe in drei ausgewählten Regionen, die in Tab. 5.16 aufgelistet sind, aufgestellt, so ergeben sich unterschiedliche Werte für die Form- und Skalierung der Weibullverteilung. Wie die Tab. 5.16 zeigt, ist in Schleswig-Holstein an der Nordseeküste in der Gemeinde 25704 Nordermeldorf ein hoher  $a_w$ - und  $k_w$ -Wert, während in Berlin/Brandenburg in der Uckermark (bei 17291 Grünow) kleinere und im Bundesland Baden-Württemberg im Stuttgarter Umland (bei 72649 Wolfschlugen) die geringsten  $a_w$ - und  $k_w$ -Werte ermittelt worden sind [172]. Die Weibullverteilung, berechnet nach Glg. (5.18) mit den Parametern aus Tab. 5.16, der drei Standorte ist in den Abb. 5.47 a) - c) dargestellt. Es zeigt sich, dass in Baden-Württemberg kleine Windgeschwindigkeiten häufiger auftreten, während in Schleswig-Holstein an der Nordseeküste eher höhere Windgeschwindigkeiten auftreten.

Tab. 5.16: Verschiedene Werte für den Skalierungsfaktor  $a_w$  und für den Formfaktor  $k_w$  der Weibullverteilung (nach [172])

Region	$a_w$	$k_w$
Schleswig-Holstein - Nordseeküste	6,23	2,04
Berlin/Brandenburg - Uckermark	4,3	1,9
Baden-Württemberg - Umland Stuttgart	2,8	1,3

Für die Berechnung der Energieausbeute werden die Wirkungsgrade aus Abb. 5.28 in Kap. 5.2.1.3 und die erzeugte Leistung aus Abb. 5.23 mit der Verteilung der Windgeschwindigkeiten multipliziert und die gesamte Energieausbeute durch die Addition bei den einzelnen Windgeschwindigkeiten ermittelt. Ab einer Windgeschwindigkeit von mehr als der Nennwindgeschwindigkeit wird angenommen, dass die Kleinwindenergieanlage die Bemessungsleistung unter Berücksichtigung des entsprechenden Wirkungsgrades erzeugt. Zudem wird angenommen, dass der netzseitige Wechselrichter bei jedem Generator-Umrichter-Konzept den gleichen Wirkungsgrad aufweist. Abb. 5.48 zeigt die Energieausbeute der einzelnen

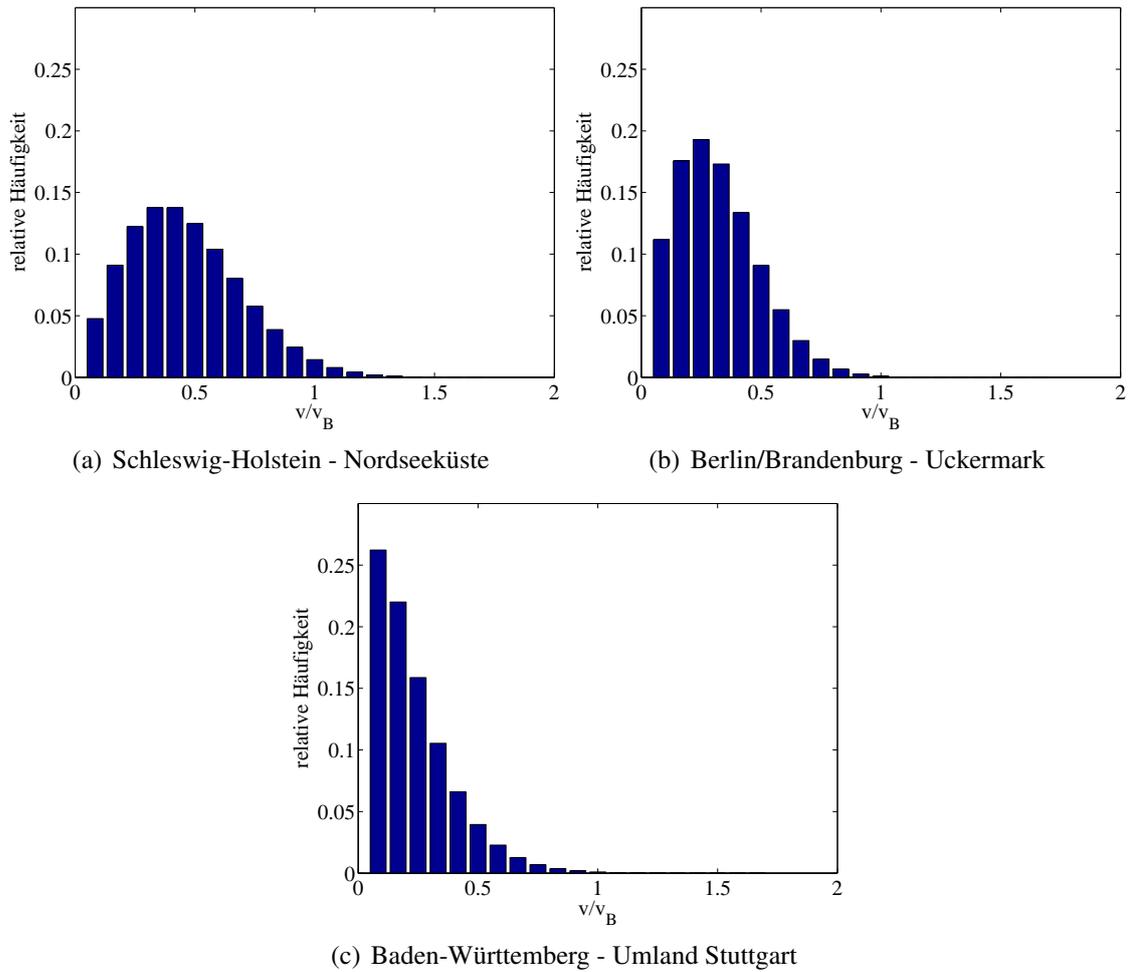


Abb. 5.47: Weibullverteilung verschiedener, ausgewählter Standorte auf Basis der Messung nach [172]

Standorte, bezogen auf die Energieausbeute des PMSG mit DR-HSS für den Standort in Schleswig-Holstein - Nordseeküste. Es zeigt sich, dass der Standort in Schleswig-Holstein eine hohe Energieausbeute aufweist, während der in Berlin/Brandenburg geringer und der in Baden-Württemberg erwartungsgemäß am geringsten ist.

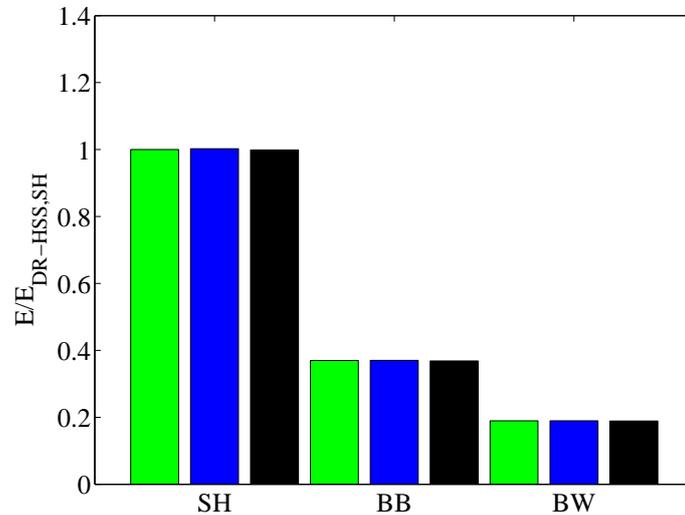


Abb. 5.48: Energieausbeute der Standorte Schleswig-Holstein - Nordseeküste (SH), Berlin/Brandenburg - Uckermark (BB) und Baden-Württemberg - Umland Stuttgart (BW) für den PMSG mit Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS, grün), Halbbrückengleichrichter (HBG, blau) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW, schwarz) bezogen auf den Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS) für den Standort Schleswig-Holstein - Nordseeküste (SH)

Werden die jeweils auf den PMSG mit DR-HSS bezogenen Energieausbeuten der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte an den jeweiligen Standorten in Abb. 5.49 a-c) verglichen, so zeigen sich lediglich kleine Unterschiede in den Energieausbeuten. Durch seinen höchsten Wirkungsgrad bei kann mithilfe des PMSG mit HBG die höchste Energieausbeute erzeugt werden.

Unter der Annahme, dass die Erträge einer Kleinwindenergieanlage proportional zu der Energieausbeute sind, so sind die Unterschiede der einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte mit den verschiedenen Gleichrichtern gering. Der Standort ist der entscheidende Einflussfaktor für die Erträge, wie die Abb. 5.48 zeigt, sodass die Wahl des optimalen Standorts mit möglichst hohen  $a_w$ - und  $k_w$ -Werten als sehr wichtig für eine Kleinwindenergieanlage angesehen wird.

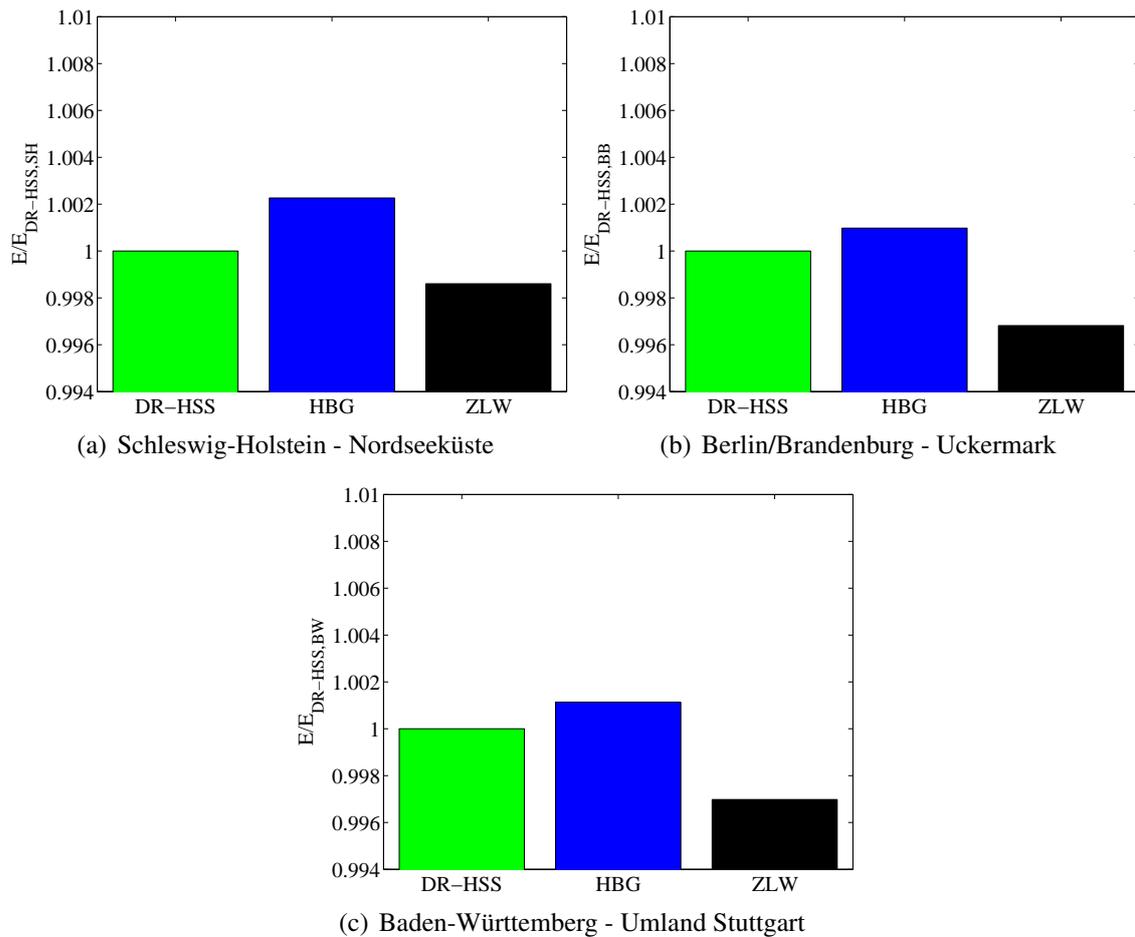


Abb. 5.49: Energieausbeute für verschiedene Standorte für den permanenterrregten Synchrongenerator mit Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller (DR-HSS, grün), Halbbrückengleichrichter (HBG, blau) und Zwei-Level-Wechselrichter (ZLW, schwarz) bezogen auf den Diodengleichrichter mit Hochsetzsteller

## 6. Zusammenfassung, Fazit und Ausblick

### 6.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden verschiedene Generator-Umrichter-Konzepte bestehend aus einem PMSG mit drei unterschiedlichen Gleichrichtern, dem DR-HSS, HBG und ZLW, und einem netzseitigen ZLW analysiert und miteinander hinsichtlich der Kosten des Generators, der Kosten der Gleichrichter, Aufwand der Ansteuerung, Wirkungsgrad des Generators und der Gleichrichter, und der THD-Wert der Generatorphasenströme verglichen.

Zunächst wurde hierfür der Aufbau und die Funktionsweise des PMSG in Kap. 2. beschrieben. In diesem sind ebenso die Verlustgleichungen zur Berechnung der Hysterese-, Wirbelstrom- sowie der Kupferverluste durch den Skin- und Proximityeffekt, verursacht durch die Stromüberschwingungen in den Generatorphasenströmen, jeweils hergeleitet worden. Diese bilden die Grundlage für die Abschätzung der Kosten des Generators.

In Kap. 3. wurden die drei Gleichrichter-Konzepte, der DR-HSS, der HBG und der ZLW, eingeführt. Dafür wurden jeweils der Aufbau und die Funktionsweise beschrieben, die Generatorphasenströme und die Verluste der LHL berechnet und auf die möglichen MPPT-Verfahren für den Einsatz in einer Kleinwindenergieanlage eingegangen. Hierbei wird ein einfaches Verfahren, basierend auf der P&O-Methode, für den DR-HSS und HBG ausgewählt. Der ZLW verwendet, aufgrund seiner Möglichkeit eine kaskadierte Drehzahlregelung umzusetzen, die PSF-Methode.

Um die Gleichrichter miteinander vergleichen zu können, sind bestimmte drehzahl- und leistungsabhängige Betriebspunkte in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit notwendig. Diese sind mit einem Windenergieanlagenmodell in Kap. 4. ermittelt worden.

In Kap. 5. sind die verschiedenen Generator-Umrichter-Konzepte analysiert worden. Hierzu wurden die Generator-Umrichter-Konzepte optimal ausgelegt, indem zunächst die Oberschwingungsverluste des PMSG mit den verschiedenen Gleichrichtern gegenübergestellt wurden. Hierzu wurde stets der DR-HSS als Bezugsgröße gewählt, da die Konstanten zur Berechnung der Hysterese-, Wirbelstrom-, sowie Kupferverluste (Skin- und Proximityeffekt) nicht bekannt sind. Auf Basis der installierten Halbleiterbauleistung der einzelnen Gleichrichter sind die LHL für die Analysen in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit ausgelegt worden. Anschließend erfolgte der simulative Vergleich der Gleichrichter hinsichtlich der Verluste, des Wirkungsgrades und des THD-Wertes der Generatorphasenströme bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten. Weiterhin wurde in diesem Kapitel der Einfluss der Hochsetzstellerinduktivität bei dem Konzept DR-HSS untersucht. In einer experimentellen Untersuchung mit einem PMSG mit einer geringeren Polpaarzahl im Vergleich zu den simulativen Analysen konnte der Wirkungsgrad und THD-Wert der Generatorphasenströme des

DR-HSS ermittelt werden. Mithilfe einer Nutzwertanalyse wurden die einzelnen Generator-Umrichter-Konzepte hinsichtlich der Kosten des Generators, der Kosten der Gleichrichter, Aufwand der Ansteuerung, Wirkungsgrad des Generators und der Gleichrichter und der THD-Wert der Generatorphasenströme für fünf verschiedene Szenarien, in denen die Wichtigkeit der unterschiedlichen Attribute variiert worden sind, gegenübergestellt. Weiterhin sind vergleichend Erträge von den Generator-Umrichter-Konzepten auf Basis des berechneten Wirkungsgrades für verschiedene Standorte ermittelt worden.

## 6.2 Fazit

Es kann unabhängig von der Kenntnis der einzelnen Koeffizienten für die Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie die Kupferverluste, verursacht durch den Skin- und Proximityeffekt, für die untersuchten Verluste darauf geschlossen werden, dass die Stromoberschwingungsverluste des PMSG mit einem ZLW wesentlich kleiner sind als bei der Verwendung des Konzeptes mit einem DR-HSS. Der PMSG mit dem HBG weist, aufgrund der im Vergleich zum Konzept mit einem DR-HSS nicht vorhandenen Induktivität im Zwischenkreis, die zu einer zusätzlichen Glättung der Generatorphasenströme führt, leicht höhere Stromoberschwingungsverluste auf. Die Kosten des PMSG mit einem ZLW werden daher als geringer angesehen als die Kosten eines Konzeptes mit einem DR-HSS bzw. einem HBG.

In dieser Arbeit zeigte sich weiterhin, dass der PMSG mit einem ZLW die höchste installierte Halbleiterbauleistung aufweist. Der PMSG mit DR-HSS weist die geringste installierte Halbleiterbauleistung auf. Folglich sind Kosten des PMSG mit einem ZLW im Vergleich zu den Konzepten mit einem DR-HSS bzw. HBG am höchsten.

Bei dem PMSG wird der Wirkungsgrad durch die Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie die Kupferverluste durch den Skin- und Proximityeffekt, verursacht durch die Stromoberschwingungen der Generatorphasenströme, betrachtet. Wie bereits bei der Analyse der Kosten beschrieben, werden durch den Einsatz eines ZLW als Gleichrichter die Generatorphasenströme deutlich weniger verzerrt als einem Konzept mit einem DR-HSS bzw. HBG, sodass der größte Wirkungsgrad eines PMSG mit einem ZLW erzielt wird.

Wird der Wirkungsgrad der einzelnen Gleichrichter betrachtet, so zeigt sich, dass der HBG den höchsten Wirkungsgrad aufweist. Die Leitverluste der Dioden des DR-HSS steigen mit sich erhöhender Leistung derart, sodass diese bei hohen Windgeschwindigkeiten die höchsten Verluste und damit den geringsten Wirkungsgrad innehat. Der Verlauf des Wirkungsgrades des PMSG mit einem DR-HSS konnte für die ausgewählten Betriebspunkte experimentell dargestellt werden. Der Wirkungsgrad ist jedoch im Vergleich zu den simulativen Untersuchungen geringer.

Der Vergleich der THD-Werte der Generatorphasenströme hat gezeigt, dass der PMSG mit einem ZLW einen deutlich geringeren THD-Wert als das Konzept mit einem DR-HSS bzw.

HBG aufweist. Dies hat Auswirkung auf die mechanische Belastung des PMSG, der in Kombination mit einem DR-HSS bzw. HBG stärker mechanisch belastet wird als mit einem ZLW. Das Konzept mit einem DR-HSS weist stets einen geringeren THD-Wert der Generatorphasenströme auf des der PMSG mit einem HBG.

Der DR-HSS benötigt nur einen IGBT, während bei einem HBG drei und bei einem ZLW sechs IGBTs eingesetzt werden. Dies erhöht die Anzahl an Treibereinheiten. Zusätzlich ist eine Verriegelungsschaltung bei dem ZLW notwendig, sodass sich der Aufwand der Ansteuerung, aber auch die Komplexität und Fehleranfälligkeit der Gleichrichter im Vergleich zum DR-HSS, steigt.

Die Untersuchung des Einflusses der Hochsetzstellerinduktivität zeigte, dass der PMSG mit DR-HSS simulativ und experimentell auch ohne Hochsetzstellerinduktivität funktioniert. Simulativ und experimentell sind die Verluste des Gleichrichters ohne Hochsetzstellerinduktivität zwar geringer, der THD-Wert der Generatorphasenströme steigt jedoch an. Eine Optimierung hinsichtlich geringerer Verluste bzw. höherem Wirkungsgrad wäre für die DR-HSS möglich, indem auf eine Induktivität im Zwischenkreis verzichtet wird. Dadurch steigt jedoch der THD-Wert der Generatorphasenströme und damit die mechanische Belastung des eingesetzten PMSG.

Insgesamt zeigte sich in der Nutzwertanalyse, dass das Konzept mit einem DR-HSS insbesondere bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten am ehesten in einer Kleinwindenergieanlagen eingesetzt werden sollte. Lediglich wenn der Wirkungsgrad am wichtigsten ist, weist der PMSG mit einem HBG bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten den höchsten Gesamtnutzen auf, sodass dieser eingesetzt werden sollte. Bei hohen Windgeschwindigkeiten, wenn der Wirkungsgrad am wichtigsten ist, oder wenn der THD-Wert der Generatorphasenströme und damit der Wirkungsgrad des Generators (über den gesamten Windgeschwindigkeitsbereich) am wichtigsten ist, sollte das Konzept mit einem ZLW bevorzugt werden.

Die Gegenüberstellung der Erträge der drei Generator-Umrichter-Konzepte für drei verschiedene Standorte hat gezeigt, dass die Windgeschwindigkeitsverteilung und damit der Standort den höchsten Einfluss der Energieausbeute für eine Kleinwindenergieanlage aufweist.

Als Fazit dieser Arbeit kann gezogen werden, dass das Konzept mit einem DR-HSS bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten bevorzugt werden sollte. Der ZLW jedoch unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades des Generators und bei hohen auftretenden Windgeschwindigkeiten eine Alternative für den Einsatz in Kleinwindenergieanlagen ist. Der HBG stellt in Kleinwindenergieanlagen trotz seines im Vergleich zum Konzept mit einem ZLW geringeren Bauaufwandes nur wenn der Wirkungsgrad am wichtigsten ist eine Alternative bei kleinen und mittleren Windgeschwindigkeiten dar. Denn seine Funktionsweise ist dem DR-HSS derart ähnlich, dass dieser u.a. aufgrund seines Bauaufwandes und dem THD-Wert in den Generatorphasenströmen stets zu bevorzugen ist.

### 6.3 Ausblick

Ein Ausblick dieser Arbeit stellt tiefergehende Analysen bezüglich des PMSG dar. Es erfolgte die Untersuchung des Antriebskonzeptes mit einem PMSG hohen Drehzahlen, die für Kleinwindenergieanlagen untypisch sind. Das Verhalten der Gleichrichter-Konzepte bei einem Generator mit höheren Polpaarzahlen bzw. kleineren Drehzahlen gilt es zu analysieren. Weiterhin sollten die drei Gleichrichter-Konzepte in einer realen Testumgebung untersucht werden. Hierzu wäre eine experimentelle Validierung in einer Kleinwindenergieanlage interessant.

Zudem sind in dieser Arbeit drei Antriebskonzepte miteinander auf Basis eines einfachen MPPT-Verfahrens verglichen worden. Es ist hierbei eine tiefergehende Untersuchung eines MPPT-Verfahrens im Hinblick auf die Ausnutzung in Kleinwindenergieanlagen typischen böigen Winden von Interesse. Dabei spielt die Trägheit des Gesamtsystems eine Rolle, die für die optimale Ausnutzung mit berücksichtigt werden muss.

Der HBG bietet ebenso Möglichkeiten der für weitere Untersuchungen. Durch das in dieser Arbeit verwendete Modulationsverfahren verhält sich der HBG ähnlich wie der DR-HSS mit erhöhter Komplexität (erhöhte Anzahl an IGBTs). Durch die geschickte Ansteuerung der IGBTs sollte ein anderes Verhalten hinsichtlich des Wirkungsgrades und der Generatorphasenströme (THD-Wert) erzielt werden.

Der ZLW sollte im Regelungsverfahren optimiert werden. In dieser Arbeit wird von einem Drehgeber ausgegangen, dieser sollte jedoch durch geberlose Verfahren ersetzt werden.

## 7. Literaturverzeichnis

- [1] BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *BDEW-Strompreisanalyse Mai 2013*. [https://www.bdew.de/internet.nsf/id/05-B6EBC2BF77350DC1257AD700582730/\\$file/130527\\_BDEW\\_Strompreisanalyse\\_Mai%202013\\_presse.pdf](https://www.bdew.de/internet.nsf/id/05-B6EBC2BF77350DC1257AD700582730/$file/130527_BDEW_Strompreisanalyse_Mai%202013_presse.pdf), (abgerufen am 02.04.2014).
- [2] JÜTTEMANN, P.: *Kleinwind-Marktreport - Die besten Kleinwindkraftanlagen in Deutschland*. Technischer Bericht, Kleinwindkraft-Portal, Aug. 2013.
- [3] JÜTTEMANN, P.: *Kleinwind-Marktreport - Die besten Kleinwindkraftanlagen in Deutschland*. Technischer Bericht, Kleinwindkraft-Portal, März 2017.
- [4] LIERSCH, J.: *Wirtschaftlichkeit und Vergütung von Kleinwindenergieanlagen*. Bundesverband WindEnergie e. V. (BWE), Dez. 2010.
- [5] FRANKEN, M. und P. TRECHOW: *Bundesverband der Windenergie (BWE) Marktübersicht Spezial Kleinwindanlagen*, März 2013.
- [6] GAMPE, D., S. KILBUG, M. KOPFINGER und V. SIGEL: *Kleinwindkraftanlagen - Hintergrundinformationen und Handlungsempfehlungen für die Landwirtschaft*. Technischer Bericht, C.A. R. M. E. N. e. V., 2013.
- [7] FLOWERS, L.: *U. S. Small Wind Turbine Market Report*. Technischer Bericht, American Wind Energy Association (AWEA), 2011.
- [8] JÜTTEMANN, P.: *Small and Medium Wind UK Market Report*. Technischer Bericht, Renewable UK, Okt. 2013.
- [9] BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *Anlage zur Presseinformation vom 21.12.2015: Erzeugungsmix 2015*. Technischer Bericht, Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V. (BDEW), 2015.
- [10] BUNDESVERBAND WINDENERGIE E. V.: *Windenergiepotenzial Schleswig-Holstein*. Technischer Bericht, Bundesverband WindEnergie e. V. (BWE), 2012.
- [11] WALLASCH, A.-K., K. REHFELD und J. WALLASCH: *Vorbereitung und Begleitung der Erstellung des Erfahrungsberichtes 2011 gemäß § 65 EEG*. Technischer Bericht, Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit, 2011.
- [12] STANDARD: IEC-61400-2: *Wind Turbines - Part 2: Design requirements for small wind turbines*, International Electrotechnical Commission 2006.
- [13] TWEELE, J., S. BURKAM, O. SCHÖNMANN und C. WITT: *BWE Studie: Qualitätssicherung im Sektor der Kleinwindenergieanlagen*. Technischer Bericht, Bundesverband WindEnergie e.V. (BWE), Feb. 2011.

- 
- [14] BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND: *Gesetz für den Vorrang Erneuerbarer Energien (Erneuerbare-Energien-Gesetz - EEG)*, BGB1. I Seite 2074, 2008.
- [15] LI, H. und Z. CHEN: *Overview of different wind generator systems and their comparisons*. Renewable Power Generation, IET, 2(2):123 – 138, Juni 2008.
- [16] BLAABJERG, F., M. LISERRE und K. MA: *Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, 48(2):708 – 719, 2012.
- [17] LISERRE, M., R. CÁDRENAS, M. MOLINAS und J. RODRÍGUEZ: *Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(4):1081 – 1095, April 2011.
- [18] CHEN, Z., J. M. GUERRERO und F. BLAABJERG: *A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(8):1859 – 1875, Aug. 2009.
- [19] OLIVEIRA, D.S., M. M. REIS, C. E. A. SILVA, L. COLADO BARRETO, F. L. M. ANTUNES und B. L. SOARES: *A Three-Phase High-Frequency Semiconrolled Rectifier for PM WECS*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(3):677 – 685, 2010.
- [20] GASCH, R. und J. TWELE: *Windkraftanlagen: Grundlagen, Entwurf, Planung und Betrieb*. Vieweg + Teubner Verlag, 7. Auflage, 2011.
- [21] BAROUDI, J. A., V. DINAHAHI und A. M. KNIGHT: *A review of power converter topologies for wind generators*. In: *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, Seiten 458 – 465, Mai 2005.
- [22] RIBRANT, J. und L. M. BERTLING: *Survey of Failures in Wind Power Systems With Focus on Swedish Wind Power Plants During 1997*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 22(1):167 – 173, 2007.
- [23] SAHHARY, B.: *Elektrische Antriebe mit dauermagneterregten Maschinen im dynamischen sensorlosen Betrieb*. Doktorarbeit, Helmut-Schmidt-Universität der Bundeswehr Hamburg, 2008.
- [24] MARINESCU, MARLENE: *Elektrische und magnetische Felder: Eine praxisorientierte Einführung (German Edition)*. Springer, 3 Auflage, 1 2012.
- [25] ROMERAL, L., J. C. URRESTY, J. R. RIBA RUIZ und A. GARCIA ESPINOSA: *Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(5):1576–1585, May 2011.

- 
- [26] CHEN, L., W. L. SOONG, M. PATHMANATHAN und N. ERTUGRUL: *Comparison of AC/DC converters and the principles of a new control strategy in small-scale wind turbine systems*. In: *22nd Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Seiten 1 – 6, 2012.
- [27] KORTABARRIA, I., E. IBARRA, I. M. DE ALEGRIA, J. ANDREU und A. ASCARZA: *Power converters used in grid connected small wind turbines: Analysis of alternatives*. In: *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, Seiten 1 – 6, April 2010.
- [28] LIAW, C. Z., W. L. SOONG und N. ERTUGRUL: *Low-Speed Output Power Improvement of an Interior PM Automotive Alternator*. In: *41st IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, Band 1, Seiten 27 – 34, 2006.
- [29] OLIVEIRA, D. S., L. H. S. C. BARRETO, F. L. M. ANTUNES, M. I. B. V. SILVA, D. L. QUEIROZ und A. R. RANGEL: *A DCM three-phase high frequency semi-controlled rectifier feasible for low power WECS based on a permanent magnet generator*. In: *Brazilian Power Electronics Conference*, Seiten 1193 – 1199, Sept. 2009.
- [30] PATHMANATHAN, M., C. TANG, W. L. SOONG und N. ERTUGRUL: *Comparison of power converters for small-scale wind turbine operation*. In: *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2008.
- [31] VILATHGAMUWA, D. M. und S. D. G. JAYASINGHE: *Rectifier systems for variable speed wind generation - a review*. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Seiten 1058 – 1065, Mai 2012.
- [32] WHALEY, D. M., W. L. SOONG und N. ERTUGRUL: *Investigation of switched-mode rectifier for control of small-scale wind turbines*. In: *40th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, Band 4, Seiten 2849 – 2856, Okt. 2005.
- [33] ORLANDO, N. A., M. LISERRE, V. G. MONOPOLI, R. A. MASTROMAURO und A. DELL' AQUILA: *Comparison of power converter topologies for permanent magnet small wind turbine system*. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Seiten 2359 – 2364, Juli 2008.
- [34] CHEN, L., W. L. SOONG und N. ERTUGRUL: *Multi-mode control strategy in small-scale wind turbine generators for wider operating speed range and higher efficiency operation*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Seiten 3146 – 3153, Sept. 2013.
- [35] WESSELS, C.: *Durchfahren von Netzfehlern bei Windenergieanlagen mit FACTS*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2012.

- 
- [36] KOLAR, J. W. und T. FRIEDLI: *The essence of three-phase PFC rectifier systems*. In: *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Seiten 1 – 27, 2011.
- [37] MOHAN, N., T. M. UNDELAND und W. P. ROBBINS: *Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd Edition*. John Wiley & Sons, 2. Auflage, 1995.
- [38] RASHID, M. H.: *Power Electronics Handbook, Second Edition: Devices, Circuits and Applications (Engineering)*. Academic Press, 2. Auflage, 2006.
- [39] SCHRÖDER, D.: *Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung*. Springer, Berlin, 2. Auflage, 2007.
- [40] JIA, S., D. PATTERSON und S. CAMILLERI: *Boost Converter Design for 20 kW Wind Turbine Generator*. In: *International Journal of Renewable Energy Engineering*, Band 2, Seiten 118 – 122, 2000.
- [41] MOUNZER YASIN DALI, M.: *Stromrichtertechnik für Windenergieanlagen kleiner Leistung*. Doktorarbeit, Technische Universität Ilmenau, November 2007.
- [42] PATHMANATHAN, M., W. L. SOONG und N. ERTUGRUL: *Output power capability of surface PM generators with switched-mode rectifiers*. In: *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2010.
- [43] PATHMANATHAN, M., W. L. SOONG und N. ERTUGRUL: *Investigation of phase advance modulation with surface permanent magnet generators*. In: *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2009.
- [44] RIVAS, J., D. PERREAULT und T. KEIM: *Performance improvement of alternators with switched-mode rectifiers*. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(3):561 – 568, 2004.
- [45] LIAW, C. M. und Y. C. CHANG: *Some Basic Issueds and Applications of Switch-Mode Rectifiers on Motor Drives and Electric Verhicle Chargers*. Technischer Bericht, National Tsing Hua University, National Chung Cheng University, 2011.
- [46] REIS, M. M., B. SOARES, L. H. S. C. BARRETO, E. FREITAS, C. E. A. SILVA, R. T. BASCOPE und D. S. OLIVEIRA: *A variable speed wind energy conversion system connected to the grid for small wind generator*. In: *23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Seiten 751 – 755, 2008.
- [47] LI, W., C. ABBEY und G. JOOS: *Control and Performance of Wind Turbine Generators based on Permanent Magnet Synchronous Machines Feeding a Diode Rectifier*. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2006.

- 
- [48] KRÄHENBÜHL, D., C. ZWYSSIG, K. BITTERLI, M. IMHOF und J. W. KOLAR: *Evaluation of ultra-compact rectifiers for low power, high-speed, permanent-magnet generators*. In: *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, Seiten 448 – 455, Nov. 2009.
- [49] SABZEHGAR, R. und M. MOALLEM: *Modeling and control of a three-phase boost converter for irregular input sources*. In: *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Seiten 549 – 554, Okt. 2012.
- [50] DALALA, Z. M., Z. U. ZAHID, Y. WENSONG, C. YOUNGHOON und L. JIH-SHENG: *Design and Analysis of an MPPT Technique for Small-Scale Wind Energy Conversion Systems*. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(3):756 – 767, Sept. 2013.
- [51] AUBREE, R., F. AUGER und D. PING: *A new low-cost sensorless MPPT algorithm for small wind turbines*. In: *First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology (REVET)*, Seiten 305 – 311, 2012.
- [52] YAMAKURA, S. und K. KESAMARU: *Dynamic simulation of PMSG small wind turbine generation system with HCS-MPPT control*. In: *15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Seiten 1 – 4, 2012.
- [53] RAZA KAZMI, S. M., H. GOTO, G. HAI-JIAO und O. ICHINOKURA: *Review and critical analysis of the research papers published till date on maximum power point tracking in wind energy conversion system*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 4075 – 4082, 2010.
- [54] RAZA KAZMI, S. M., H. GOTO, G. HAI-JIAO und O. ICHINOKURA: *A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):29 – 36, 2011.
- [55] RAZA KAZMI, S. M., H. GOTO, G. HAI-JIAO und O. ICHINOKURA: *A novel speed-sensorless adaptive hill climbing algorithm for fast and efficient maximum power point tracking of wind energy conversion systems*. In: *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, Seiten 628 – 633, Nov. 2008.
- [56] WANG, Q. und L. CHANG: *An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1242 – 1249, 2004.
- [57] FEMIA, N., G. PETRONE, G. SPAGNUOLO und M. VITELLI: *Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4):963 – 973, Juli 2005.

- 
- [58] KOUTROULIS, E. und K. KALAITZAKIS: *Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(2):486 – 494, 2006.
- [59] THONGAM, J. S., P. BOUCHARD, H. EZZAIDI und M. OUHROUCHE: *Wind speed sensorless maximum power point tracking control of variable speed wind energy conversion systems*. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Seiten 1832 – 1837, 2009.
- [60] ESMAILI, R., L. XU und D. K. NICHOLS: *A new control method of permanent magnet generator for maximum power tracking in wind turbine application*. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Band 3, Seiten 2090 – 2095, Juni 2005.
- [61] THONGAM, J. S., R. BEGUENANE, A. F. OKOU, M. TARBOUCHI, A. MERABET und P. BOUCHARD: *A method of tracking maximum power points in variable speed wind energy conversion systems*. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Seiten 1095 – 1100, 2012.
- [62] RAZA KAZMI, S. M., H. GOTO, G. HAI-JIAO und O. ICHINOKURA: *Maximum power point tracking control and voltage regulation of a DC grid-tied wind energy conversion system based on a novel permanent magnet reluctance generator*. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Seiten 1533 – 1538, Okt. 2007.
- [63] ABARAZADEH, M., H. M. KOJABADI und L. CHANG: *Small scale wind energy conversion systems*. InTech, 2011.
- [64] MISHRA, S., S. SHUKLA, N. VERMA und RITU: *Comprehensive review on Maximum Power Point Tracking techniques: Wind Energy*. In: *Communication, Control and Intelligent Systems (CCIS)*, Seiten 464 – 469, Nov. 2015.
- [65] HEYDARI, M. und K. SMEDLEY: *Comparison of maximum power point tracking methods for medium to high power wind energy systems*. In: *20th Conference on Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC)*, Seiten 184 – 189, April 2015.
- [66] ZOU, Y., M. ELBULUK und Y. SOZER: *Stability analysis of maximum power point tracking (MPPT) method in wind power systems*. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, Seiten 1 – 8, Okt. 2011.
- [67] KARIMI-DAVIJANI, H. und O. OJO: *Optimum control of grid connected interior permanent magnet wind turbine generator*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 3764 – 3771, 2012.

- 
- [68] KNIGHT, A. M. und G. E. PETERS: *Simple wind energy controller for an expanded operating range*. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Band 2, Seiten 1156 – 1161, Juni 2003.
- [69] DE KOONING, J. D. M., L. GEVAERT, J. VAN DE VYVER, T. L. VANDOORN und L. VANDEVELDE: *Online estimation of the power coefficient versus tip-speed ratio curve of wind turbines*. In: *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Seiten 1792 – 1797, Nov. 2013.
- [70] GEVAERT, L. F. M., J. D. M. DE KOONING, T. L. VANDOORN, J. VAN DE VYVER und L. VANDEVELDE: *Evaluation of the MPPT performance in small wind turbines by estimating the tip-speed ratio*. In: *48th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Seiten 1 – 5, Sept. 2013.
- [71] XIA, Y., K. H. AHMED und B. W. WILLIAMS: *Wind Turbine Power Coefficient Analysis of a New Maximum Power Point Tracking Technique*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3):1122 – 1132, März 2013.
- [72] RASHID, M. H.: *Power Electronics Handbook, Third Edition*. Butterworth-Heinemann, 3. Auflage, Dez. 2010.
- [73] ZHU, Z. Q. und D. HOWE: *Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. II. Armature-reaction field*. *IEEE Transactions on Magnetics*, 29(1):136 – 142, Jan. 1993.
- [74] HASSAN, W. und B. WANG: *Efficiency optimization of PMSM based drive system*. In: *7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, Band 2, Seiten 1027 – 1033, Juni 2012.
- [75] KELLNER, S. L.: *Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen*. Doktorarbeit, der Technischen Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, 2012.
- [76] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer, Berlin, 3. Auflage, 2008.
- [77] PERASSI, H. D.: *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*. Doktorarbeit, Fakultät für Elektro- und Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau, 2006.
- [78] BRONSTEIN, I. N., K. A. SEMENDJAJEW, G. MUSIOL und H. MÜHLIG: *Taschenbuch der Mathematik*, Band 6. Verlag Harri Deutsch, 2005.
- [79] SCHWEIZER, M.: *System-oriented efficiency optimization of variable speed drives*. Doktorarbeit, ETH Zürich, 2012.

- 
- [80] LEVIN, M. C.: *Charakterisierung von weichmagnetischen Pulververbundwerkstoffen für den Einsatz von Traktionsantrieben*. Doktorarbeit, Technische Universität München, 2014.
- [81] STEINMETZ, C. P.: *On the law of hysteresis*. Proceedings of the IEEE, 72(2):197 – 221, Feb. 1984.
- [82] KELLETER, A. J.: *Steigerung der Ausnutzung elektrischer Kleinmaschinen*. Doktorarbeit, Technische Universität München, 2010.
- [83] BOLDEA, I.: *Variable Speed Generators (The Electric Generators Handbook)*. CRC Press, 1. Auflage, Nov. 2005.
- [84] NGUYEN, T. D., K. J. TSENG, C. ZHANG und S. ZHANG: *Loss study of a novel axial flux permanent magnet machine*. In: *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, Seiten 1143 – 1148, Mai 2011.
- [85] POPESCU, M., T. MILLER, D. M. IONEL, S. J. DELLINGER und R. HEIDEMANN: *On the Physical Basis of Power Losses in Laminated Steel and Minimum-Effort Modeling in an Industrial Design Environment*. In: *42nd IAS Annual Meeting IEEE Industry Applications Conference*, Seiten 60 – 66, Sept. 2007.
- [86] KOWAL, D., P. SERGEANT, L. DUPRÉ und H. KARMAKER: *Comparison of Frequency and Time-Domain Iron and Magnet Loss Modeling Including PWM Harmonics in a PMSG for a Wind Energy Application*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 30(2):476 – 486, Juni 2015.
- [87] DOMEKI, H., Y. ISHIHARA, C. KAIDO, Y. KAWASE, S. KITAMURA, T. SHIMOMURA, N. TAKAHASHI, T. YAMADA und K. YAMAZAKI: *Investigation of benchmark model for estimating iron loss in rotating machine*. IEEE Transactions on Magnetics, 40(2):794 – 797, März 2004.
- [88] DING, X., G. LIU, M. DU, H. GUO, C. DUAN und H. QIAN: *Efficiency Improvement of Overall PMSM-Inverter System Based on Artificial Bee Colony Algorithm Under Full Power Range*. IEEE Transactions on Magnetics, 52(7):1 – 4, Juli 2016.
- [89] ZHU, Z. Q., D. HOWE, E. BOLTE und B. ACKERMANN: *Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. Part I. Open-Circuit Field*. IEEE Transactions on Magnetics, 29(1):124–135, Jan. 1993.
- [90] BURG, K., H. HAF, F. WILLE und A. MEISTER: *Partielle Differentialgleichungen und funktionalanalytische Grundlagen: Höhere Mathematik für Ingenieure, Naturwissenschaftler und Mathematiker (German Edition)*. Vieweg+Teubner Verlag, 5. Auflage, Mai 2010.

- 
- [91] IONEL, D. M., M. POPESCU, S. J. DELLINGER, T. J. E. MILLER, R. J. HEIDEMAN und M. I. MCGILP: *On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines*. IEEE Transactions on Industry Applications, 42(3):658 – 667, Mai 2006.
- [92] BOGLIETTI, A., A. CAVAGNINO, D. M. IONEL, M. POPESCU, D. A. STATON und S. VASCHETTO: *A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, 46(5):1882 – 1890, Sept. 2010.
- [93] ERICKSON, R. W. und D. MAKSIMOVIC: *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2. Auflage, Jan. 2001.
- [94] IWASAKI, S., R. P. DEODHAR, Y. LIU, A. PRIDE, Z. Q. ZHU und J. J. BREMNER: *Influence of PWM on the Proximity Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines*. IEEE Transactions on Industry Applications, 45(4):1359 – 1367, Juli 2009.
- [95] ZACH, F.: *Leistungselektronik: Ein Handbuch, Band 1*. Springer, Wien, 4. Auflage, 2009.
- [96] PEJOVIC, P. und J. W. KOLAR: *Exact Analysis of Three-Phase Rectifiers With Constant Voltage Loads*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 55(8):743 – 747, Aug. 2008.
- [97] PEJOVIC, P. und J. W. KOLAR: *An analysis of three-phase rectifiers with constant voltage loads*. In: *5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC)*, Seiten 119 – 126, Nov. 2010.
- [98] CALISKAN, V., D. J. PERREAULT, T. M. JAHNS und J. G. KASSAKIAN: *Analysis of three-phase rectifiers with constant-voltage loads*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 50(9):1220 – 1225, Sept. 2003.
- [99] BLEIJS, J. A. M.: *Continuous conduction mode operation of three-phase diode bridge rectifier with constant load voltage*. IEEE Proceedings on Electric Power Applications, 152(2):359 – 368, März 2005.
- [100] GROTZBACH, M. und R. REDMANN: *Line current harmonics of VSI-fed adjustable-speed drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, 36(2):683 – 690, März 2000.
- [101] CHEN, L. und Y. XIE: *Analysis of Three-Phase Bridge Rectifier with Constant Voltage Loads*. In: *International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, Seiten 3347 – 3350, Juni 2010.

- 
- [102] LEI, Q., M. SHEN, V. BLASKO und F. Z. PENG: *A generalized input impedance model of three phase diode rectifier*. In: *28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Seiten 2655 – 2661, März 2013.
- [103] WINTRICH, A., U. NICOLAI, W. TURSKY und T. REIMANN: *Application Manual Power Semiconductors*. SEMIKRON International GmbH, 2010.
- [104] STMICROELECTRONICS: *Application Note: AN Calculation of conduction losses in a power rectifier*, 3. Auflage, 2011.
- [105] SCHRÖDER, J. C.: *Batterie-Stützung mit DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren für elektrische Fahrantriebe*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2014.
- [106] HOFFMANN, N., F. W. FUCHS und J. DANNEHL: *Models and effects of different updating and sampling concepts to the control of grid-connected PWM converters: A study based on discrete time domain analysis*. In: *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Seiten 1 – 10, 2011.
- [107] LUTZ, H. und W. WENDT: *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 7. Auflage, 2007.
- [108] DANNEHL, J.: *Regelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filter für Antriebe mit kleiner Kapazität im Zwischenkreis*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2012.
- [109] JENNI, F.: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Teubner, Zürich, 1995.
- [110] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, 2. Auflage Auflage, Sept. 2001.
- [111] LOUGANSKI, K. P. und J. S. LAI: *Current Phase Lead Compensation in Single-Phase PFC Boost Converters With a Reduced Switching Frequency to Line Frequency Ratio*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(1):113 – 119, Jan. 2007.
- [112] VAN DIJK, E., J. N. SPRUIJT, D. M. O’SULLIVAN und J. B. KLAASSENS: *PWM-switch modeling of DC-DC converters*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(6):659 – 665, Nov. 1995.
- [113] LU, Y. W., W. ZHANG und Y. LIU: *A large signal dynamic model for single-phase AC-to-DC converters with power factor correction*. In: *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Band 2, Seiten 1057 – 1063, Juni 2004.
- [114] FRANKE, W. T.: *Vergleich von Siliziumkarbid-Leistungshalbleitern und ihre Anwendung in einem wirkungsgradoptimierten PV-Wechselrichter*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2013.

- 
- [115] GATTO, G., I. MARONGIU, A. MOCCI, A. SERPI und I. L. SPANO: *An improved averaged model for boost DC-DC converters*. In: *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Seiten 412 – 417, Nov. 2013.
- [116] RIM, C. T., G. B. JOUNG und G. H. CHO: *A state-space modeling of nonideal DC-DC converters*. In: *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Band 2, Seiten 943 – 950, April 1988.
- [117] HANIOTIS, A. E., K. S. SOUTIS, A. G. KLADAS und J. A. TEGOPOULOS: *Grid connected variable speed wind turbine modeling, dynamic performance and control*. In: *IEEE Power Systems Conference and Exposition (PES)*, Band 2, Seiten 759 – 764, Okt. 2004.
- [118] ZHANG, D. und K. J. TSENG: *Design and modelling of grid-connected PMSG-based wind energy conversion through diode rectifier, DC/DC and DC/AC converters*. In: *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Seiten 1 – 5, Sept. 2014.
- [119] HUI, J., A. BAKHSHAI und P.K. JAIN: *Control and modeling of a wind energy system with a three-phase DCM boost converter and a sensorless maximum point power tracking method*. In: *IEEE Transmission and Distribution Conference and Exposition (TD)*, Seiten 1 – 7, Mai 2012.
- [120] CARRANZA, O., E. FIGUERES, G. GARCERA und L. G. GONZALES: *Average Current Mode Control of Three-Phase Boost Rectifiers with Low Harmonic Distortion Applied to Small Wind Turbines*. In: *Conference on Electronics, Robotics and Automotive Mechanics (CERMA)*, Seiten 446 – 451, 2009.
- [121] CARRANZA, O., E. FIGUERES, G. GARCERA und R. ORTEGA: *Comparison of current control for low harmonic distortion applied to a small wind generation system with permanent magnet synchronous generator*. In: *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Seiten 955 – 960, 2012.
- [122] QIU, Z., K. ZHOU und Y. LI: *Modeling and control of diode rectifier fed PMSG based wind turbine*. In: *4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, Seiten 1384 – 1388, Juli 2011.
- [123] XU, H., J. HUI, D. WU und W. YAN: *Implementation of MPPT for PMSG-based small-scale wind turbine*. In: *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Seiten 1291 – 1295, Mai 2009.
- [124] SONG, S. H., S. I. KANG und N. K. HAHM: *Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system*. In: *8th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Band 1, Seiten 154 – 158, 2003.

- 
- [125] HUI, J. und A. BAKHSHAI: *A new adaptive control algorithm for maximum power point tracking for wind energy conversion systems*. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Seiten 4003 – 4007, Juni 2008.
- [126] HUI, J. und A. BAKHSHAI: *Adaptive algorithm for fast maximum power point tracking in wind energy systems*. In: *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, Seiten 2119 – 2124, Nov. 2008.
- [127] ARIFUJJAMAN, M.: *Modeling, simulation and control of grid connected Permanent Magnet Generator (PMG)-based small wind energy conversion system*. In: *IEEE Electric Power and Energy Conference (EPEC)*, Seiten 1 – 6, 2010.
- [128] TAN, K. und S. ISLAM: *Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors*. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(2):392 – 399, Juni 2004.
- [129] YAOQIN, J., Y. ZHONGQING und C. BINGGANG: *A new maximum power point tracking control scheme for wind generation*. In: *International Conference on Power System Technology (PowerCon)*, Band 1, Seiten 144 – 148, Okt. 2002.
- [130] AGARWAL, V., R. K. AGGARWAL, P. PATIDAR und C. PATKI: *A Novel Scheme for Rapid Tracking of Maximum Power Point in Wind Energy Generation Systems*. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(1):228 – 236, 2010.
- [131] CHEN, Y., Z. WANG, Y. SHEN und L. KONG: *A control strategy of direct driven permanent magnet synchronous generator for maximum power point tracking in wind turbine application*. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Seiten 3921 – 3926, 2008.
- [132] ECHCHAACHOUAI, A., S. EL HANI, A. HAMMOUCH, S. GUEDIRA und K. DAHI: *Low-cost Maximum Power Point Tracking structure of a grid connected wind conversion chain based on a PMSG*. In: *International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, Seiten 93 – 98, Mai 2016.
- [133] VOLKE, A. und M. HARTKAMP: *Igbt Modules - Technologies, Driver and Application*. Infineon AG, 2012.
- [134] PAN, C. T. und Y. L. JUAN: *A Novel Sensorless MPPT Controller for a High-Efficiency Microscale Wind Power Generation System*. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(1):207 – 216, 2010.
- [135] MARISCOTTI, A.: *Analysis of the DC-link current spectrum in voltage source inverters*. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 49(4):484 – 491, 2002.

- 
- [136] HOLMES, D. G. und T. A. LIPO: *Pulse Width Modulation for Power Converters*. IEEE Series on Power Engineering, 2003.
- [137] WU, B.: *High Power Converters and AC Drives*. John Wiley & Sons, März 2006.
- [138] BIERHOFF, M. H. und F. W. FUCHS: *DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source Converters Influenced by the Pulsewidth-Modulation Strategy - An Analysis*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(5):2085 – 2092, 2008.
- [139] DAHONO, P. A., Y. SATO und T. KATAOKA: *Analysis and minimization of ripple components of input current and voltage of PWM inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 32(4):945 – 950, 1996.
- [140] RENKEN, F.: *Analytic Calculation of the DC-Link Capacitor Current for Pulsed Three-Phase Inverters*. Technischer Bericht, Siemens VDO Automotive AG, 2003.
- [141] MIRECKI, A., X. ROBOAM und F. RICARDEAU: *Architecture Complexity and Energy Efficiency of Small Wind Turbines*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(1):660 – 670, 2007.
- [142] LI, L., Y. REN, M. ALSUMIRI, J. BRINDLEY und L. JIANG: *Maximum power point tracking of wind turbine based on optimal power curve detection under variable wind speed*. In: *International Conference on Renewable Power Generation (RPG)*, Seiten 1 – 6, Okt. 2015.
- [143] LIU, Y. und G. YU: *Energy-based robust adaptive maximum power point tracking control of wind power conversion systems*. In: *35th Chinese Control Conference (CCC)*, Seiten 1024 – 1029, Juli 2016.
- [144] SLOOTWEG, J. G., S. W. H. DE HAAN, H. POLINDER und W. L. KLING: *General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations*. IEEE Transactions on Power Systems, 18(1):144 – 151, Feb. 2003.
- [145] JAYALAKSHMI, N. S., D. N. GAONKAR und K. S. K. KUMAR: *Dynamic modeling and performance analysis of grid connected PMSG based variable speed wind turbines with simple power conditioning system*. In: *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Seiten 1 – 5, 2012.
- [146] ANDERSON, P. M. und A. BOSE: *Stability Simulation Of Wind Turbine Systems*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-102(12):3791 – 3795, 1983.
- [147] HEIER, S.: *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. Wiley, 2. Auflage, Juni 2006.

- 
- [148] ROLÁN, Á., A. LUNA, G. VÁZQUEZ, D. AGUILAR und G. AZEVEDO: *Modeling of a variable speed wind turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator*. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Seiten 734 – 739, 2009.
- [149] ENGEL, U., C. LEHRMANN und F. LIENESCH: *Oberschwingungsverluste und Erwärmung umrichter gespeister Induktionsmaschinen*. Bulletin SEV/VSE, 15:Seiten 1 – 6, 2002.
- [150] LEHRMANN, C., U. ENGEL und F. LIENESCH: *Verluste umrichter gespeister Induktionsmaschinen in Funktion der Betriebsparameter*. Bulletin SEV/VSE, 7:Seiten 1 – 7, 2003.
- [151] THE MATHWORK INC., P.O. BOX 845428 BOSTON, MA 02284-5428, USA: *Matlab Simulink 2014 a*.
- [152] BRÜSKE, S.: *Bauleistungsvergleich und Neutralpunkt-Balancierung für 3-Level Wechselrichtertopologien für den Einsatz in Elektrofahrzeugen*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2016.
- [153] BRÜSKE, S., B. BENKENDORFF, R. KULPE und F. W. FUCHS: *Comparison of the power semiconductor design rating of different inverter topologies for the drive inverter of electric vehicles*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 3643 – 3650, Sept. 2015.
- [154] MOHR, M.: *Stromrichtersysteme zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen*. Doktorarbeit, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2011.
- [155] BRÜSKE, S., B. BENKENDORFF und F. W. FUCHS: *Analysis of the power semiconductor design rating for three-level neutral-point-clamped inverter based on data sheet parameters*. In: *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE-Europe)*, Seiten 1 – 10, Sept. 2015.
- [156] MOHR, M. und F. W. FUCHS: *Vergleich von Wechselrichtersystemen für Brennstoffzellen im mittleren Leistungsbereich*. Technischer Bericht, Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Technische Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2008.
- [157] SCHWEIZER, M., T. FRIEDLI und J. W. KOLAR: *Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12):5515 – 5527, Dez. 2013.
- [158] *PLECS, Circuit simulation at the system level, User Manual Version 3.2*. Technischer Bericht, Plexim GmbH, 2011.

- 
- [159] AKAGI, H., E. H. WATANABE und M. AREDES: *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley-IEEE Press, 1. Auflage, März 2007.
- [160] FUCHS, E. und M. A. S. MASOUM: *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*. Academic Press, 1. Auflage, März 2008.
- [161] SKVARENINA, T. L.: *The Power Electronics Handbook (Industrial Electronics)*, Nov. 2001.
- [162] IEEE STANDARD 1459-2010: *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*, März 2010.
- [163] STANDARD: IEC-61000-2-2: *Electromagnetic comparibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibiliy levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in pub low-voltage power supply systems*, International Electrotechnical Commission 2003.
- [164] STANDARD: IEC-61000-2-4: *Electromagnetic comparibility (EMC) - Part 2-4: Environment - Compatibiliy levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances*, International Electrotechnical Commission 2002.
- [165] STANDARD: IEC-61000-4-7: *Electromagnetic comparibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement technique - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*, International Electrotechnical Commission 2008.
- [166] NORM: EN 50160: *Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*, 2010.
- [167] ZANGEMEISTER, C.: *Nutzwertanalyse in der Systemtechnik: Eine Methodik zur multidimensionalen Bewertung und Auswahl von Projektalternativen*. BoD - Books on Demand, 2014.
- [168] ANI, S. O., H. POLINDER und J. A. FERREIRA: *Energy yield of small wind turbines in low wind speed areas*. In: *3rd IEEE International Conference Adaptive Science and Technology (ICAST)*, Seiten 93 – 98, Nov. 2011.
- [169] PAO, L. Y. und K. E. JOHNSON: *A tutorial on the dynamics and control of wind turbines and wind farms*. In: *American Control Conference (ACC)*, Seiten 2076 – 2089, 2009.
- [170] ACOSTA, J. L., K. COMBE, S. Z. DJOKIC und I. HERNANDO-GIL: *Performance Assessment of Micro and Small-Scale Wind Turbines in Urban Areas*. *IEEE Systems Journal*, 6(1):152 – 163, März 2012.

- 
- [171] MILIVOJEVIC, N., I. STAMENKOVIC und N. SCHOFIELD: *Power and energy analysis of commercial small wind turbine systems*. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Seiten 1739 – 1744, März 2010.
- [172] JÜTTEMANN, P.: *Kleinwindanlagen Rechner*. Internet: <https://www.kleinwindkraftanlagen.com/kleinwindanlagen-rechner/>, abgerufen am 30.09.2016.

## 8. Anhang

### 8.1 Herleitung des Generatorphasenstromes des Diodengleichrichters

#### Zeitintervall $\omega t_2 < \omega t < \omega t_3$ :

Im zweiten Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom in der zweiten Phase negativ und in der dritten Phase Null, wodurch die Dioden  $D_1$  und  $D_6$  leiten (vgl. Abb. 3.4 und Abb. 3.3 b)). Gemäß den Kirchhoff'schen Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem:

$$0 = -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + U_{\text{DC}} + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t) \quad (8.1)$$

$$i_{\text{gen},1}(t) = i_{\text{gen},2}(t)$$

Durch Einsetzen der Glg. (3.3) für die entsprechenden Generatorphasenspannungen kann der Generatorphasenstrom der ersten Phase im zweiten Zeitintervall mithilfe von  $\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2}$  aus [78] wie folgt vereinfacht werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos \left( \omega t - \frac{1}{3} \pi \right) - \frac{1}{2} U_{\text{DC}} \right) \quad (8.2)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  und unter Berücksichtigung der Anfangsbedingung aus dem ersten Zeitintervall, für die  $C_1 = i_{\text{gen},1}(t_2)$  des ersten Zeitintervalls gilt, führt die vorherige Gleichung zu einem Generatorphasenstrom im zweiten Zeitintervall von:

$$\begin{aligned} i_{\text{gen},1}(t) &= \int_{\omega t_2}^{\omega t} \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos \left( \omega t - \frac{1}{3} \pi \right) - \frac{1}{2} U_{\text{DC}} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega_s L_s} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \left( \sin \left( \omega t - \frac{1}{3} \pi \right) - \sin \left( \omega t_2 - \frac{1}{3} \pi \right) \right) \right] \\ &\quad + \frac{1}{\omega_s L_s} \left[ -\frac{1}{2} U_{\text{DC}} (\omega t - \omega t_2) \right] + C_1 \end{aligned} \quad (8.3)$$

#### Zeitintervall $\omega t_3 < \omega t < \omega t_4$ :

Im dritten Zeitintervall sind die Generatorphasenströme der zweiten und dritten Phasen negativ, während der Generatorphasenstrom der ersten positiv ist (vgl. Abb. 3.3 c)). Es gilt nach den Kirchhoff'schen Gesetzen für das Differentialgleichungssystem:

$$0 = -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + U_{\text{DC}} + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t)$$

$$i_{\text{gen},3}(t) = i_{\text{gen},1}(t) - i_{\text{gen},2}(t) \quad (8.4)$$

$$0 = -u_{\text{gen},2}(t) - L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t)$$

Durch Einsetzen der Glg. (3.3) für die entsprechenden Generatorphasenspannungen kann der Generatorphasenstrom der ersten Phase im dritten Zeitintervall mithilfe von  $\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2}$  aus [78] wie folgt vereinfacht werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( -\frac{2}{3} U_{\text{DC}} + \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) \right) \quad (8.5)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  und unter Berücksichtigung der Anfangsbedingung, für welche  $C_2 = i_{\text{gen},1}(t_3)$  des zweiten Zeitintervalls gilt, führt die vorherige Gleichung zu einem Generatorphasenstrom im dritten Zeitintervall von:

$$\begin{aligned} i_{\text{gen},1}(t) &= \int_{\omega t_3}^{\omega t} \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) - \frac{2}{3} U_{\text{DC}} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega_s L_s} \left[ \hat{U}_{\text{gen}} (\cos(\omega t_3) - \cos(\omega t)) - \frac{2}{3} U_{\text{DC}} (\omega t - \omega t_3) \right] + C_2 \end{aligned} \quad (8.6)$$

#### Zeitintervall $\omega t_4 < \omega t < \omega t_5$ :

Im vierten Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der dritten Phase negativ, während der der zweiten Phase Null ist (vgl. Abb. 3.3 d)). Gemäß der Kirchhoff'schen Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem:

$$\begin{aligned} 0 &= -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + U_{\text{DC}} + L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t) \\ i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},3}(t) \end{aligned} \quad (8.7)$$

Durch Einsetzen der Glg. (3.3) für die entsprechenden Generatorphasenspannungen kann der Generatorphasenstrom der ersten Phase im vierten Zeitintervall mithilfe von  $\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2}$  aus [78] wie folgt vereinfacht werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos \left( \omega t + \frac{1}{3} \pi \right) - \frac{1}{2} U_{\text{DC}} \right) \quad (8.8)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  und unter Berücksichtigung der Anfangsbedingung, für die  $C_3 = i_{\text{gen},1}(t_4)$  des dritten Zeitintervalls gilt, führt die vorherige Gleichung zu einem Generatorphasenstrom im vierten Zeitintervall von:

$$\begin{aligned} i_{\text{gen},1}(t) &= \int_{\omega t_4}^{\omega t} \frac{1}{\omega_s L_s} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos \left( \omega t + \frac{1}{3} \pi \right) - \frac{1}{2} U_{\text{DC}} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega_s L_s} \left[ -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \left( \sin \left( \omega t + \frac{1}{3} \pi \right) - \sin \left( \omega t_4 + \frac{1}{3} \pi \right) \right) \right] \\ &\quad + \frac{1}{\omega_s L_s} \left[ -\frac{1}{2} U_{\text{DC}} (\omega t - \omega t_4) \right] + C_3 \end{aligned} \quad (8.9)$$

**Zeitintervall  $\omega t_5 < \omega t < \omega t_6$ :**

Im fünften Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der ersten und zweiten Phase positiv und der dritte negativ (vgl. Abb. 3.3 e)). Gemäß den Kirchhoff'schen Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} 0 &= -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} - L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t) \\ i_{\text{gen},3}(t) &= i_{\text{gen},1}(t) + i_{\text{gen},2}(t) \\ 0 &= -u_{\text{gen},2}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + U_{\text{DC}} + L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t) \end{aligned} \quad (8.10)$$

Durch Einsetzen der Glg. (3.3) für die entsprechenden Generatorphasenspannungen kann der Generatorphasenstrom der ersten Phase im fünften Zeitintervall mithilfe von  $\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2}$  aus [78] wie folgt vereinfacht werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) - \frac{1}{3} U_{\text{DC}} \right) \quad (8.11)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  und unter Berücksichtigung der Anfangsbedingung, für die  $C_4 = i_{\text{gen},1}(t_5)$  des vierten Zeitintervalls gilt, führt die vorherige Gleichung zu einem Generatorphasenstrom im fünften Zeitintervall von:

$$\begin{aligned} i_{\text{gen},1}(t) &= \int_{\omega t_5}^{\omega t} \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) - \frac{1}{3} U_{\text{DC}} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega_s L_s} \left[ \hat{U}_{\text{gen}} (\cos(\omega t_5) - \cos(\omega t)) - \frac{1}{3} U_{\text{DC}} (\omega t - \omega t_5) \right] + C_4 \end{aligned} \quad (8.12)$$

**Zeitintervall  $\omega t_6 < \omega t < \pi - \omega t_1$ :**

Der Generatorphasenstrom der ersten Phase ist in diesem Zeitintervall Null.

## 8.2 Herleitung des Generatorphasenstromes des Diodengleichrichters mit Hochsetzsteller

**Zeitintervall  $\omega t_2 < \omega t < \omega t_3$ :**

Im zweiten Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der zweiten Phase negativ und in der dritten Phase Null, wodurch die Dioden  $D_1$  und  $D_6$  leiten (vgl. Abb. 3.4 und Abb. 3.7 b)). Gemäß den Kirchhoff'schen Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} 0 &= -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + u_L(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t) \\ i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},2}(t) \end{aligned} \quad (8.13)$$

Unter Berücksichtigung des schaltenden IGBT kann für den Generatorphasenstrom der ersten Phase bei positivem Stromfluss folgende Gleichung für das zweite Zeitintervall aufgestellt werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{2 \cdot \omega_s L_s + \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}}}$$

$$\begin{cases} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) & 0 \leq \omega t \leq \omega T_E \\ \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) - U_{\text{DC}} & \omega T_E \leq \omega t \leq \omega T_s \end{cases} \quad (8.14)$$

Erneut wird aus Übersichtsgründen auf das Lösen des Integrals verzichtet, da die Abhängigkeit des Generatorphasenstromes von der Hochsetzstellerinduktivität und der Schaltfrequenz bereits zu erkennen ist.

#### Zeitintervall $\omega t_3 < \omega t < \omega t_4$ :

Im dritten Zeitintervall sind die Generatorphasenströme der zweiten und dritten Phase negativ, während der Generatorphasenstrom der ersten Phase positiv ist (vgl. Abb. 3.4 und Abb. 3.7 c)). Nach den Kirchhoff'schen Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem folgender Zusammenhang:

$$0 = -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + u_L(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t)$$

$$i_{\text{gen},3}(t) = i_{\text{gen},1}(t) - i_{\text{gen},2}(t) \quad (8.15)$$

$$0 = -u_{\text{gen},2}(t) - L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t)$$

Unter Berücksichtigung des schaltenden IGBT kann für den Generatorphasenstrom der ersten Phase bei positivem Stromfluss für das dritte Zeitintervall folgende Gleichung aufgestellt werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\frac{3}{2} \cdot \omega_s L_s + \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}}}$$

$$\begin{cases} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t) & 0 \leq \omega t \leq \omega T_E \\ \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t) - U_{\text{DC}} & \omega T_E \leq \omega t \leq \omega T_s \end{cases} \quad (8.16)$$

#### Zeitintervall $\omega t_4 < \omega t < \omega t_5$ :

Im vierten Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der dritten Phase negativ, während der Generatorphasenstrom der zweiten Phase Null ist (vgl. Abb. 3.4 und Abb. 3.7 d)). Gemäß den Kirchhoff'schen Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem folgender Zusammenhang:

$$0 = -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + u_L(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t)$$

$$i_{\text{gen},1}(t) = i_{\text{gen},3}(t) \quad (8.17)$$

Unter Berücksichtigung des schaltenden IGBT kann für den Generatorphasenstrom der ersten Phase bei positivem Stromfluss folgende Gleichung für das vierte Zeitintervall aufgestellt werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{2 \cdot \omega_s L_s + \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}}}. \quad (8.18)$$

$$\begin{cases} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}) & 0 \leq \omega t \leq \omega T_E \\ \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}) - U_{\text{DC}} & \omega T_E \leq \omega t \leq \omega T_s \end{cases}$$

#### Zeitintervall $\omega t_5 < \omega t < \omega t_6$ :

Im fünften Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der ersten und zweiten Phase positiv und der der dritten Phase negativ (vgl. Abb. 3.4 und Abb. 3.7 e)). Gemäß den Kirchhoff'schen Gesetzen gilt für das Differentialgleichungssystem folgender Zusammenhang:

$$0 = -u_{\text{gen},1}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} - L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_{\text{gen},2}(t)$$

$$i_{\text{gen},3}(t) = i_{\text{gen},1}(t) + i_{\text{gen},2}(t) \quad (8.19)$$

$$0 = -u_{\text{gen},2}(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} + u_L(t) + L_s \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} + u_{\text{gen},3}(t)$$

Unter Berücksichtigung des schaltenden IGBT kann für den Generatorphasenstrom der ersten Phase bei positivem Stromfluss folgende Gleichung für das fünfte Zeitintervall aufgestellt werden:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{3 \cdot \omega_s L_s + 2 \cdot \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}}}.$$

$$\begin{cases} \sqrt{3} \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}(\omega_s L_s + \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}})}{\omega_s L_s} \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) & 0 \leq \omega t \leq \omega T_E \\ \sqrt{3} \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}(\omega_s L_s + \omega_{\text{ind}} L_{\text{ind}})}{\omega_s L_s} \hat{U}_{\text{gen}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) - U_{\text{DC}} & \omega T_E \leq \omega t \leq \omega T_s \end{cases} \quad (8.20)$$

#### Zeitintervall $\omega t_6 < \omega t < \pi - \omega t_1$ :

Der Generatorphasenstrom der ersten Phase ist in diesem Zeitintervall Null.

### 8.3 Herleitung des Generatorphasenstromes des Halbbrückengleichrichters

#### Zeitintervall $\omega t_2 \leq \omega t < \omega t_3$ :

Das zweite Zeitintervall zeichnet sich dadurch aus, dass der Generatorphasenstrom der dritten Phase Null ist, während der der ersten Phase positiv und der zweiten entsprechend negativ ist.

• **Zeitintervall  $0 \leq \omega t < \omega T_E$ :**

Im eingeschalteten Zustand des IGBT fließt der positive Generatorphasenstrom der ersten Phase durch den IGBT, sodass sich nach den Kirchhoff'schen Gesetzen folgendes Differentialgleichungssystem aufstellen lässt (vgl. Abb. 3.23 c):

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},1}(t) \\ i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},2}(t) \end{aligned} \quad (8.21)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im zweiten Zeitintervall im eingeschalteten Zustand folgender Zusammenhang (vgl. Abb. 3.23 d):

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{U}_{\text{gen}} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \quad (8.22)$$

• **Zeitintervall  $\omega T_E < \omega t \leq \omega T_s$ :**

Im ausgeschalteten Zustand des IGBT fließt der Generatorphasenstrom der ersten Phase durch die obere Diode, sodass zu den vorherigen Maschengleichungen die Zwischenkreis-Spannung addiert wird und sich folgendes Differentialgleichungssystem ergibt:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},1}(t) + U_{\text{DC}} \\ i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},2}(t) \end{aligned} \quad (8.23)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im zweiten Zeitintervall im ausgeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{U}_{\text{gen}} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \cdot U_{\text{DC}} \right) \quad (8.24)$$

**Zeitintervall  $\omega t_3 \leq \omega t < \omega t_4$ :**

Im dritten Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der zweiten und dritten Phase negativ und unabhängig vom Schaltzustand der IGBTs. Es fließt der Strom in der zweiten und dritten Phase durch die antiparallelen Dioden (vgl. Abb. 3.23 e) und f)).

• **Zeitintervall  $0 \leq \omega t < \omega T_E$ :**

Im eingeschalteten Zustand des IGBT fließt der positive Generatorphasenstrom der ersten Phase durch den IGBT, sodass sich gemäß den Kirchhoff'schen Gesetzen das Differential-

gleichungssystem wie folgt aufstellen lässt:

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},1}(t) \\
 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},1}(t) \\
 i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},2}(t) + i_{\text{gen},3}(t)
 \end{aligned} \tag{8.25}$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im dritten Zeitintervall im eingeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cdot \sin(\omega t) \tag{8.26}$$

• **Zeitintervall  $\omega T_E \leq \omega t < \omega T_s$ :**

Im ausgeschalteten Zustand des IGBT fließt der Generatorphasenstrom der ersten Phase durch die obere Diode, sodass zu den vorherigen Maschengleichungen die Zwischenkreisspannung addiert wird und sich folgendes Differentialgleichungssystem ergibt (vgl. Abb. 3.23 f)):

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},2}(t) - u_{\text{gen},1}(t) + U_{\text{DC}} \\
 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},1}(t) + U_{\text{DC}} \\
 i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},2}(t) + i_{\text{gen},3}(t)
 \end{aligned} \tag{8.27}$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im dritten Zeitintervall im ausgeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \cdot \sin(\omega t) - \frac{2}{3} \cdot U_{\text{DC}} \right) \tag{8.28}$$

**Zeitintervall  $\omega t_4 \leq \omega t < \omega t_5$ :**

Im vierten Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der ersten Phase positiv und der der dritten negativ (vgl. Abb. 3.23 g) und h)).

• **Zeitintervall  $0 \leq \omega t < \omega T_E$ :**

Bei eingeschaltetem Zustand des IGBT fließt der Generatorphasenstrom der ersten Phase durch den IGBT, sodass sich folgendes Differentialgleichungssystem nach den Kirchhoff'schen Gesetzen ergibt:

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},1}(t) \\
 i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},3}(t)
 \end{aligned} \tag{8.29}$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im vierten Zeitintervall im eingeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \right) \quad (8.30)$$

• **Zeitintervall  $\omega T_E \leq \omega t < \omega T_s$ :**

Im ausgeschalteten Zustand des IGBT fließt der Generatorphasenstrom der ersten Phase durch die obere Diode, sodass zu den vorherigen Maschengleichungen die Zwischenkreisspannung addiert wird und sich folgendes Differentialgleichungssystem ergibt:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},1}(t) + U_{\text{DC}} \\ i_{\text{gen},1}(t) &= i_{\text{gen},3}(t) \end{aligned} \quad (8.31)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im vierten Zeitintervall im ausgeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \cdot U_{\text{DC}} \right) \quad (8.32)$$

**Zeitintervall  $\omega t_5 \leq \omega t < \omega t_6$ :**

Im fünften Zeitintervall ist der Generatorphasenstrom der ersten und zweiten Phase gleichzeitig positiv (vgl. Abb. 3.23 i) und j)).

• **Zeitintervall  $0 \leq \omega t < \omega T_E$ :**

Im eingeschalteten Zustand des IGBT fließt der Generatorphasenstrom der ersten und zweiten Phase jeweils durch den IGBT, wie die Abb. 3.23 i) zeigt, sodass sich folgendes Differentialgleichungssystem nach den Kirchhoff'schen Gesetzen ergibt:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},1}(t) \\ 0 &= \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},2}(t) \\ \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (8.33)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im fünften Zeitintervall im eingeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \cdot \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) \quad (8.34)$$

• **Zeitintervall**  $\omega T_E \leq \omega t < \omega T_S$ :

Im ausgeschalteten Zustand des IGBT fließt der Generatorphasenstrom der ersten und zweiten Phase durch die entsprechende obere Diode, sodass zu den vorherigen Maschengleichungen die Zwischenkreisspannung addiert wird und sich folgendes Differentialgleichungssystem ergibt:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},1}(t) + U_{\text{DC}} \\ 0 &= \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} \cdot L_s + u_{\text{gen},3}(t) - u_{\text{gen},2}(t) + U_{\text{DC}} \\ \frac{di_{\text{gen},3}(t)}{dt} &= \frac{di_{\text{gen},1}(t)}{dt} + \frac{di_{\text{gen},2}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (8.35)$$

Aufgelöst nach  $i_{\text{gen},1}(t)$  ergibt sich für den Generatorphasenstrom der ersten Phase im fünften Zeitintervall im ausgeschalteten Zustand folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_{\text{gen},1}(t)}{d(\omega t)} = \frac{1}{\omega_s L_s} \left( \hat{U}_{\text{gen}} \sin(\omega t) - \frac{1}{3} U_{\text{DC}} \right) \quad (8.36)$$

## 8.4 Umrichter-Konzepte

### 8.4.1 Herleitung der Leitverluste

Die Leitverluste werden im Allgemeinen über das Integral des durchfließenden Stromes  $i_C(t)$  bei einem IGBT bzw.  $i_F(t)$  bei der Diode und der anliegenden Spannung  $u_{\text{CE}}(t)$  bei einem IGBT bzw.  $u_F(t)$  bei der Diode innerhalb einer Periode berechnet [103]:

$$P_{\text{V,cond}} = \begin{cases} \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) \cdot u_{\text{CE}}(t) dt & \text{(IGBT)} \\ \frac{1}{T} \int_0^T i_F(t) \cdot u_F(t) dt & \text{(Diode)} \end{cases} \quad (8.37)$$

Die Spannungen zur Berechnung der Leitverluste werden mittels des differentiellen Widerstandes  $r_F$  der Diode und  $r_{\text{CE}}$  des IGBT, welcher aus den Datenblattangaben des entsprechenden Leistungshalbleiters ermittelt wird, und der Schleusenspannung der Diode  $U_{F0}$  und der Kollektor-Emitter-Schleusenspannung des IGBT  $U_{\text{CE0}}$  linearisiert [103]:

$$\text{Diode: } u_F(t) = U_{F0} + r_F \cdot i_F(t) \quad \text{IGBT: } u_{\text{CE}}(t) = U_{\text{CE0}} + r_{\text{CE}} \cdot i_C(t) \quad (8.38)$$

Für die Berechnung der Leitverluste werden die Spannungsgleichungen der Diode und des IGBT in die Leitverlustgleichungen Glg. (8.37) eingesetzt. Mithilfe der allgemeinen Formeln

für den Mittel- und Effektivwert [78]:

$$\bar{I}_{\text{GR}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{GR}}(t) dt \quad (8.39)$$

$$\tilde{I}_{\text{GR}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{GR}}^2(t) dt} \quad (8.40)$$

wird folgender Zusammenhang für die Leitverluste einer Diode und eines IGBT im Einzelnen aufgestellt:

$$P_{\text{v,cond,Diode}} = \bar{I}_{\text{F,mean}} \cdot U_{\text{F0}} + r_{\text{F}} \cdot \tilde{I}_{\text{F,rms}}^2 \quad (8.41)$$

$$P_{\text{v,cond,IGBT}} = \bar{I}_{\text{C,mean}} \cdot U_{\text{CE}} + r_{\text{CE}} \cdot \tilde{I}_{\text{C,rms}}^2 \quad (8.42)$$

## 8.5 Daten des Antriebsstranges

### 8.5.1 Maschinenparameter

Tab. 8.1: Daten der permanentenregten Synchronmaschine aus der Simulation

	Spezifikation	
Permanentenregter Synchrongenerator	Typ	Permanentenregter Synchrongenerator
	Bemessungsleistung $P_{\text{B}}$	11,85 kW
	Polpaarzahl $p$	6
	Bemessungsdrehzahl $n_{\text{B}}$	1.000 min <sup>-1</sup>
	Bemessungsfrequenz $f_{\text{B}}$	100 Hz
	Bemessungsspannung $U_{\text{B}}$	424 V
	Massenträgheitsmoment $J$	0,053 kg m <sup>2</sup>
	Induktivität $L_{\text{s}}$	19,20 mH
	Statorwiderstand $R_{\text{s}}$	0,27 Ω Leiter-Leiter

Tab. 8.2: Daten der permanentenregten Synchronmaschine für die Laboraufnahmen

	Spezifikation	
Permanentenerregter Synchrongenerator	Typ	Permanentenerregter Synchrongenerator
	Bemessungsleistung	22 kW
	Polpaarzahl	3
	Bemessungsdrehzahl	2.000 min <sup>-1</sup>
	Bemessungsfrequenz	50 Hz
	Bemessungsspannung	330 V (Stern)
	Massenträgheitsmoment	0,235 kg m <sup>2</sup>
	Längsinduktivität $L_{sd}$	3,1 mH
	Querinduktivität $L_{sq}$	3,5 mH
	Statorwiderstand	0,08 $\Omega$ Leiter-Leiter

Tab. 8.3: Daten der fremderregten Gleichstrommaschine und des Gleichstromstellers

	Spezifikation	
Nebenschluss- Gleichstrom- maschine	Typ	Innengekühlter Nebenschluss-Gleichstrommotor
	Spezifikationsnummer	1GG5164-0GF40-6VV1-Z
	Bemessungsleistung	33 kW
	Bemessungsdrehzahl	1520 min <sup>-1</sup>
	Bemessungsdrehmoment	209 Nm
	Ankerbemessungsspg.	420 V
	Bemessungsstrom	91 A
	Massenträgheitsmoment	0,29 kg m <sup>2</sup>
	Widerstand Ankerkreis	423 m $\Omega$ (bei $T_A = 120^\circ$ )
	Induktivität Ankerkreis	5,4 mH
Gleichstromsteller	Typ	Siemens SIMOREG Vier-Quadranten DC-Konverter
	Spezifikationsnummer	6RA7031-6DV62-0
	Schaltung	(B6) A (B6) zwei dreiphasige antiparallele Thyristorbrücken
	Bemessungsanschlusspg. Anker	400 V (dreiphasig)
	Bemessungsstrom Anker	105 A
	Bemessungsanschlusspg. Feld	400 V (zweiphasig)
	Bemessungsgleichspg. Feld	325 V
	Bemessungsgleichstrom Feld	10 A
	Bemessungsfrequenz	45 – 65 Hz
	Bemessungsgleichspg.	420 V
	Bemessungsgleichstrom	125 A
Bemessungsleistung	52,5 kW	

## 8.5.2 dSpace System

Tab. 8.4: Übersicht des verwendeten dSpace-Systems

dSpace Komponente	Beschreibung
DS 1104 R&D Controller Board	Realisierung der Echtzeitberechnung Schnittstelle zum Host-PC
	4 ADC analoge Eingänge mit 16-bit (multiplexed) 4 ADC analoge Eingänge mit 12-bit
	8 analoge Ausgänge mit 16-bit
	Serial Interface: Serial UART RS232
	Slave DSP Subsystem: 4 single PWM-Ausgänge, dreiphasige PWM-Ausgänge (14-bit)

## 8.6 Verwendete Messgeräte

Tab. 8.5: Übersicht der verwendeten Messgeräte

Messmittel	Gerätebezeichnung
Oszilloskop	Tektronix DPO 3014: 4 Kanal, 100MHz 2,5GS/s 8-bit Vertikalauflösung
Leistungsmessgerät	Yokogawa WT1800 Precision Power Analyzer
	Strommesszange A6302 20 A und 50 MHz
	Strommesswandler IT 400-S 400 A und 500 kHz

---

## Eigene Veröffentlichungen

K. Buchert und Fuchs, F. W.: *Comparison of Three Phase Rectifier Topologies in Small Wind Turbines*. 16th Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lappeenranta, 2014.

K. Buchert und Fuchs, F. W.: *Power Losses of Three Phase Rectifier Topologies in Small Wind Turbines*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), Nürnberg, 2015.

---

## Lebenslauf

Name: Kristina Köster geb. Buchert

Geburtsdatum: 17.01.1986

Geburtsort: Geesthacht

Staatsangehörigkeit: Deutsch

Familienstand: Verheiratet

Schulbildung: Abitur, Gymnasium Schwarzenbek - Europaschule,  
Schwarzenbek, 2006

Studium: 10/2006 - 12/2011:  
Studium des Wirtschaftsingenieurwesens Elektro- und Informati-  
onstechnik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-  
Universität zu Kiel: 10 Semester

Berufstätigkeit: 02/2012 - 10/2015:  
Wissenschaftliche Mitarbeiterin am Lehrstuhl für Leistungselek-  
tronik der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

seit 11/2015:  
Entwicklungsingenieurin Leistungselektronik und elektrische An-  
triebe bei der Ingenieurbüro Hoffmann GmbH in Halle/Saale