Design und optimale Betriebsführung doppelt gespeister Asynchrongeneratoren für die regenerative Energieerzeugung

von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Chemnitz

genehmigte Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades
eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

vorgelegt von
Dipl.-Ing. Elena Sinelnikova
geboren am 10.03.1971 in Sankt-Petersburg, Russland

eingereicht am 22.03.2004

Gutachter:
Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann
Prof. Dr.-Ing. H. Mrugowsky
Prof. Dr.-Ing. I. S. Boguslawsky

Tag der Verleihung: 04.02.2005

2005

Referat

Die Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit sind auf die Anhaltspunkte für die optimale Auslegung und optimale Betriebsführung, das heißt arbeitspunktabhängige Regelung der Wirk- und Blindleistungen, eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators bei seinem Einsatz in Windkraftanlage bezüglich des maximalen Wirkungsgrades im Voll- und Teillastbereich ausgerichtet.
Es wird auf die derzeitigen Konzepte der Windkraftanlagen, Funktionsweise und Feldorientierte Regelung eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators eingegangen.
Die Darstellung eines Asynchrongenerators bei Feldorientierter Regelung wird durch ein vereinfachtes Ersatzschaltbild vorgeschlagen. Anschließend wird die Methode zur Berechnung der Sollwerte der Rotorstromkomponenten für verschiedene Betriebszustände dargestellt, und die Raumzeigermodulation dieser Sollwerte mit Hilfe eines 4-Quadranten-Stromrichters bewertet.
Im Hauptteil der Arbeit wird eine Skalierung des allgemeinen Maschinenentwurfes eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators für Windkraftanlage mit anschließender Analyse anhand Finite-Elemente-Methode der elektromagnetischen und thermischen Felder im Querschnitt des Asynchrongenerators durchgeführt. Im letzten Teil der Arbeit wird die optimale Betriebsführung der Windkraftanlage untersucht.

Schlagwörter: Windkraftanlage, doppelt gespeister Asynchrongenerator, Ersatzschaltbild, Feldorientierte Regelung, Wirkleistungsregelung, Blindleistungsregelung, Raumzeigermodulation, Maschinenentwurf, Skalierung, Finite-Elemente-Methode, Elektromagnetisch-thermische Analyse, Betriebsführung

Inhaltsverzeichnis

Referat ..... - 3 -
Formelzeichen und Indizes ..... - 8 -
Abkürzungen ..... - 8 -
Vorwort ..... - 9 -

1 Einleitung ..... - 11 -

2 Quasistationäres Betriebsverhalten eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators ..... - 14 -
2.1 Konzepte der Windkraftanlagen ..... - 14 -
2.2 Doppelt gespeister Asynchrongenerator im Betrieb am starren Netz ..... - 15 -
2.3 Voraussetzungen ..... - 19 -

3 Mathematisches Modell eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators ..... - 20 -
3.1 Transformation des dreiphasigen Systems in ein Zweiachsenmodell ..... - 20 -
3.2 T-Ersatzschaltbild und mathematisches Modell ..... - 23 -
3.3 Übergang zu komplexen Momentanwerten ..... - 25 -
3.4 Übergang zu komplexen Effektivwerten und vereinfachtes Γ- Ersatzschaltbild ..... - 26 -

4 Rotorspeisung nach dem Prinzip der Feldorientierung ..... - 28 -
4.1 Netzspannungssynchrones Koordinatensystem ..... - 28 -
4.2 Asynchrongenerator mit Doppelspeisung in Feldkoordinaten ..... - 30 -
4.3 Energiebilanz ..... - 31 -

4.3.1 Dem Wind entnehmbare Energie ..... - 31 -
4.3.2 Wirkleistungsbilanz ..... - 34 -
4.3.3 Blindleistungsbilanz ..... - 36 -
4.4 Sollwerte der Rotorstromkomponenten ..... - 40 -
4.5 Vorteile des Betriebes mit FIdorientierter Regelung ..... - 45 -

5 Rotoreinspeisung über einen Stromrichter ..... - 48 -
5.1 Selbstgeführter Stromrichter mit Gleichspannungszwischenkreis ..... - 48 -
5.2 Pulsweitenmodulation mit der Hilfe des Raumzeigermodulationsverfahrens ..... - 51 -
5.3 Berücksichtigung von Oberschwingungen im einzuprägenden Rotorstrom ..... - 56 -

6 Skalierung des Maschinenentwurfes eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators ..... - 61 -
6.1 Richtlinien des Maschinenentwurfes ..... - 61 -
6.2 Ausgangswerte ..... - 65 -
6.3 Skalierung der Hauptabmessungen ..... - 69 -
6.3.1 Ausnutzungsfaktor ..... - 69 -
6.3.2 Statorbohrungsdurchmesser ..... - 70 -
6.3.3 Relative Maschinenlänge ..... - 73 -
6.4 Weitere Maschinenparameter und ihre Grenzen ..... - 75 -
6.4.1 Luftspalt und Wellendurchmesser ..... - 75 -
6.4.2 Lochzahlen und Parallelzweige ..... - 77 -
6.4.3 Relative Nutbreiten und -höhen ..... - 81 -
6.5 Einfluss von magnetischen Geräuschen ..... - 86 -
6.6 Zusammenhang zwischen elektrischen und geometrischen Parametern ..... - 88 -
6.7 Optimierungsvorgang ..... - 92 -
6.7.1 Auswahlkriterien ..... - 92 -
6.7.2 Variation von Maschinenparametern ..... - 95 -
6.8 Auswahl der Polpaarzahl ..... - 100 -

7 Analyse elektromagnetischer und thermischer Felder im Asynchrongenerator anhand der Finite-Elemente-Methode ..... - 102 -

7.1 Idealisierung des Modells eines Asynchrongenerators ..... - 102 -

7.2 Modellerstellung: Randbedingungen und Lasten ..... - 103 -

7.3 Programmaufbau ..... - 108 -

7.4 Optimierungsmöglichkeiten ..... - 112 -

7.4.1 Parametrische Optimierung ..... - 114 -

7.4.2 Topologische Optimierung – Zahnkopfgeometrie ..... - 118 -

8 Optimale Blindleistungsregelung der Anlage ..... - 121 -

8.1 Betriebsführung hinsichtlich der Blindleistungsregelung ..... - 121 -

8.2 Betriebsführung bei Netzspannungsschwankungen ..... - 123 -

Zusammenfassung und Ausblick ..... - 125 -

Anhang ..... - 129 -

Quellenverzeichnis ..... - 136 -

Abbildungsverzeichnis ..... - 139 -

Tabellen- und Schemaverzeichnis ..... - 142 -

Thesen zur Dissertation ..... - 144 -

Formelzeichen

A	Strombelag
A	Fläche
a	Parallelzweige
B	Induktion
b	relative Nutbreite
bn, bz	Nut-, Zahnbreite
C	Ausnutzungsfaktor
C	Beiwert
cos φ	Leistungsfaktor
d	relative Nuthöhe
D	Durchmesser
e	induzierte Spannung
f	Stromfrequenz
G	Gewicht
hn, hr	Nut-, Rückenhöhe
i	Strom (momentan)
I	Strom (effektiv)
j	Imaginäre Einheit
J	Trägheitsmoment
k	Relative Maschinenlänge
l_a	Maschinenlänge
L	Induktivität
m	Strangzahl
m	Moment (momentan)
M	Moment (effektiv)
n	Drehzahl
N	Nutzahl
Nk	Zahl der Kühlkanäle
p	Polpaarzahl
P	Wirkleistung
q	Ganzlochzahl
Q	Blindleistung
rk	Radius der Kühlkanäle
R	Wirkwiderstand
s	Schlupf
S	Stromdichte
T	Zeitkonstante
u	Geschwindigkeit der Blätterspitzen
u	Spannung (momentan)
U	Spannung (effektiv)
ü	Transformationskoeffizient
w	Windungszahl
W	Energie
X	Reaktanz
Z	Impedanz
Zn	Leiterzahl je Nut
α	Anteilsfaktor
α_p	Abplattungsfaktor
δ	Luftspalt
ϕ	Füllfaktor
γ	Strangwinkel
η	Wirkungsgrad
φ	Phasenwinkel
λ	Schnelllaufzahl
ν	Harmonische
ρ	Luftdichte
τn	Nutteilung
υ	Windgeschwindigkeit
ω	Kreisfrequenz

ξ	Wicklungsfaktor
ψ	Flussverkettung
Ψ	Flussverkettung
Φ	Fluss

Indizes

a, b, c	Stränge
A	Anlage
C	kapazitiv
d	Längskomponente
F	Filter
g	generatorisch
G	Generator
h	Hauptfeld
i	induziert
k	Ordnungsnummer
L	induktiv
M	Motor
m	Moment
m	magnetisch
n	Netzanschlusspunkt
n	Nut
N	Nennwert
p	Leistung
p	Periode
q	Querkomponente
r	Rotor
s	Stator
s	synchron
T	Windturbine
u	untersynchron
ü	übersynchron
w	Stromrichter
W	Welle
z	Zahn
α	Längskomponente
β	Querkomponente
δ	Drehfeld
μ	Magnetisierung
ν	Harmonische
σ	Streufeld
imp.	Pulse
ind.	Induktiver Betrieb
kap.	Kapazitiver Betrieb
li., re.	links, rechts
max.	Maximalwert
mech.	mechanischer Wert
schr.	Schrägung
soll.	Sollwert
1	erste Harmonische

Abkürzungen

ASG	Asynchrongenerator
DGS	Differential-Gleichungssystem
FEM	Finite-Elemente-Methode
FOR	Feldorientierte Regelung
RSR	Rotorstromrichter
NSR	Netzstromrichter
PWM	Pulsweitenmodulation
SR	Stromrichter
WKA	Windkraftanlage
ZK	Zwischenkreis

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Forschungsstudentin am Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Antriebe der Technischen Universität Chemnitz.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann meinem Betreuer, danke ich herzlich für zahlreiche Anregungen zu dieser Arbeit, für die Unterstützung und stetige Förderung.

Prof. Dr.-Ing. Hartmut Mrugowsky und Prof. Dr.-Ing. Ilja Selikovitsch Boguslawsky danke ich herzlich für die Übernahme des Gutachtens und das der Arbeit entgegengebrachte Interesse.

Ich danke weiterhin den Mitarbeitern des Lehrstuhls für Elektrische Maschinen und Antriebe, die durch Diskussionen und Ratschläge auf vielfältige Art und Weise zum Gelingen dieser Dissertation beigetragen haben.

Chemnitz, den 10.03.2004

1 Einleitung

Der heutzutage zu beobachtende Boom alternativer Energiegewinnung aus regenerativen Energiequellen, so wie Wasser, Wind oder Biogas ist nur die konsequente Fortsetzung einer langen Geschichte: wie vor Jahrtausenden geht es heute darum, unser Leben zu erleichtern und dabei die natürlichen Ressourcen der Erde zu schonen. Die regenerativen Energien sollen laut einer Studie des Bundesverbandes WindEnergie e.V. (BWE) zukünftig weltweit zu einer der tragenden Säulen der Energieversorgung werden [6], [36], [37].

Bislang drehen sich Windräder hauptsächlich an Land, wo passende Standorte immer knapper werden. Die Branche sieht ihre Zukunft deshalb weit draußen vor den Küsten im Meer – große Offshore-Windkraftanlagen. Die Vorteile wären dabei eine bessere Energieausbeute durch andere als im Binnenland Windbedingungen: dort bläst der Wind andauernd mit größerer Kraft und verspricht 40% mehr Ausbeute [6].

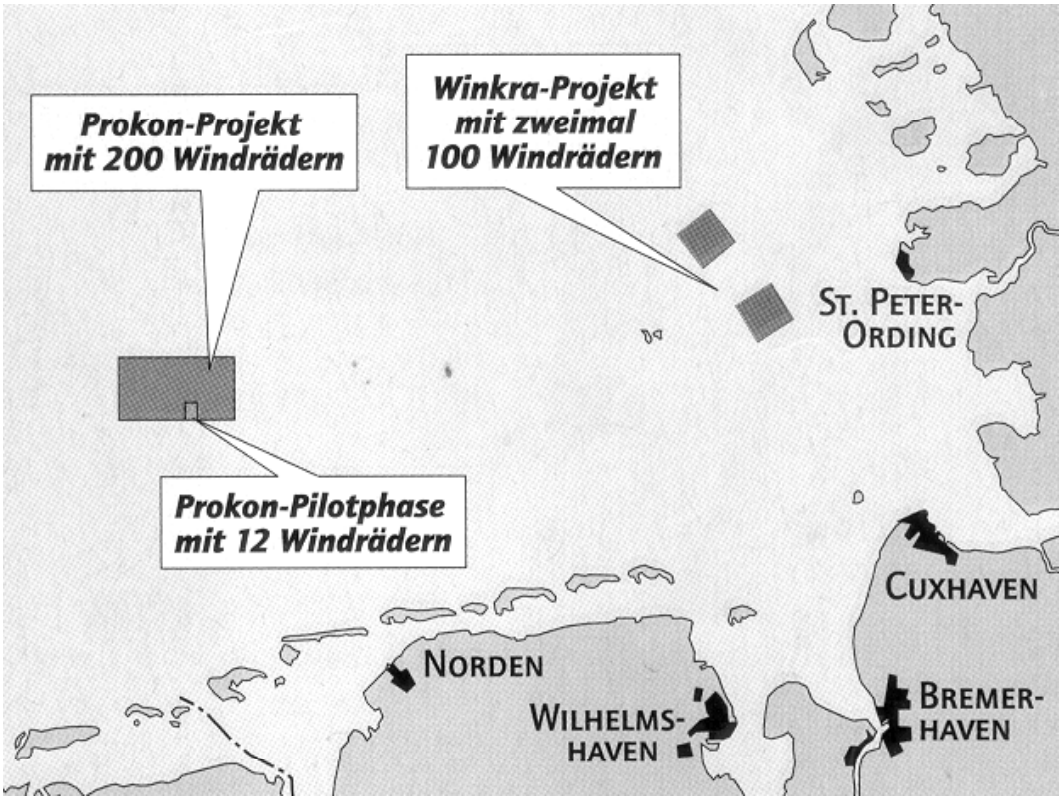


Abbildung 1-1: Projekte in der Nordsee

Außerhalb der Zwölf-Seemeilen-Zone, zwischen Helgoland und Sankt Peter-Ording, will zum Beispiel die Winkra-Energie Gesellschaft aus Hannover den größten Offshore-Park der Welt errichten: 100 Windräder mit je fünf Megawatt Leistung sollen Strom für 500 000 Haushalte erzeugen. In der zweiten Baustufe soll sogar auf 1 000 Megawatt aufgestockt werden.

Unterstützt von Gas- oder Biomassekraftwerken, soll der Windpark auch bei Flaute Strom liefern. Auch die Prokon-Nord GmbH aus Leer plant einen 1.000-Megawatt-Windpark in der Nordsee, allerdings 45 Kilometer nördlich von Borkum und damit außerhalb der Sichtweite. In einer Pilotphase ab 2003 werden zwölf Windkraftanlagen errichtet. Ab 2007 soll der Windpark auf über 200 Rotoren ausgebaut werden. Projekte in der Nordsee sind in Abb. 1-1 dargestellt.

Alle Projektentwickler planen mit 5-megawattstarken Rotoren, die noch gar nicht existieren. Die größte serienreife Windkraftanlage leistet 2.5 MW. Fast alle großen Hersteller entwickeln Fünf-Megawatt-Rotoren, wie etwa der deutsche Marktführer Enercon oder die Firmen REpower, Aerodyn und Flender.

Für Untersuchungen zur Wirkungsweise und zum Verhalten von Windkraftanlagen (WKA) kommt bei Großanlagen im MW-Bereich dem Generator als widerstandsmomentbildendem Teil entsprechend seiner Lage und Verknüpfungen zentrale Bedeutung zu, dabei sind betriebssichere, robuste und wartungsfreie Maschinen vorteilhaft. Das sind eben die Charakteristiken eines Asynchrongenerators (ASG). Als die weiteren Vorteile für den Asynchron – gegenüber dem Synchrongenerator – wären noch kleinere Abmessungen, ein besserer Wirkungsgrad und der problemlose Parallelbetrieb zu vermerken [40].

Die Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit sind auf die Anhaltspunkte für die optimale Auslegung und optimale Betriebsführung, d.h. arbeitspunktabhängige Regelung der Wirk- und Blindleistungen, eines doppelt gespeisten ASG bei seinem Einsatz in WKA bezüglich des maximalen Wirkungsgrades im Voll- und Teillastbereich ausgerichtet.

Das 2. Kapitel geht kurz auf die derzeitigen Konzepte der WKA, Funktionsweise eines doppelt gespeisten ASG und auf die Voraussetzungen, die der vorliegenden Arbeit zu Grunde liegen, ein.

Im 3. Kapitel wird die Darstellung eines ASG bei Feldorientierter Regelung durch ein vereinfachtes Ersatzschaltbild vorgeschlagen. Im 4. Kapitel wird die Methode zur Berechnung der Sollwerte der Rotorströme für verschiedene Betriebszustände dargestellt. Anschließend wird im 5. Kapitel die Raumzeigermodulation der Sollwerte der Rotorstromkomponenten mit Hilfe eines 4-Quadranten-Stromrichters bewertet.

Im ersten Hauptteil der Arbeit, Kapitel 6, wird eine Skalierung des allgemeinen Maschinenentwurfes eines doppelt gespeisten ASG für WKA erarbeitet. Anschließend wird im zweiten Hauptteil der Arbeit, Kapitel 7, elektromagnetisch-thermische Analyse des Querschnittes eines ASG durchgeführt. Im letzten Teil der Arbeit, Kapitel 8, wird die optimale Betriebsführung der WKA untersucht.

2 Quasistationäres Betriebsverhalten eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators

2.1 Konzepte der Windkraftanlagen

Bei den Topologien drehzahlvariabler WKA ist die derzeitige Situation durch zwei konkurrierende Prinzipien gekennzeichnet. Das eine verwendet direktbetriebene Synchrongeneratoren mit permanent-magnetischer und/oder elektrischer Erregung, deren Abmessungen wegen der erforderlichen hohen Polpaarzahl sehr groß gewählt werden müssen, um die ansonsten notwendigen Getriebestufen zur Drehzahl-Frequenz-Anpassung zu umgehen. Das andere Prinzip beruht auf der doppelt gespeisten Drehfeldmaschine mit rotorseitigem Stromrichter (SR) und statorseitigem Direktanschluss ans Netz, um eine Teilvariabilität der Drehzahl zu erzielen [13], [18], siehe Abb. 2.1-1.

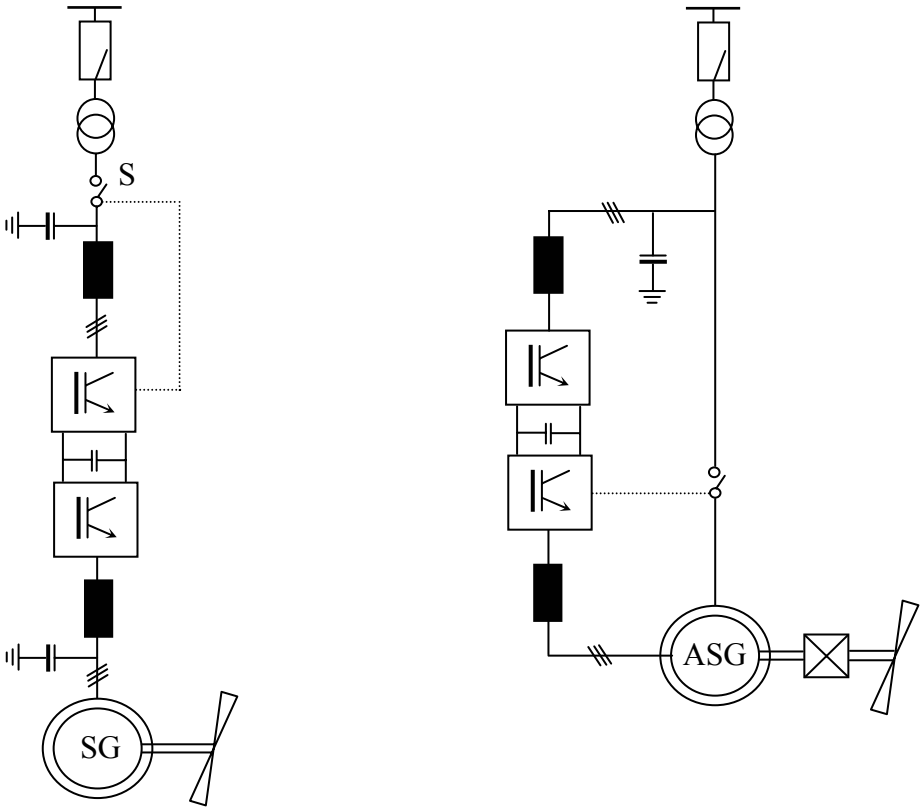


Abbildung 2.1-1: Elektrische Prinzipschaltbilder einer vollgespeisten und einer doppelt gespeisten WKA

Bei erstem Konzept wird die gesamte vom Generator abgegebene Energie umgerichtet. Die Stromrichterkomponenten sind daher für die Gesamtleistung der Anlage zu bemessen. Außer dem hohen Investitionsaufwand für die Stromrichterausrüstung ist der verminderte Wirkungsgrad dieser Topologie von Nachteil.
Bei zweitem Konzept bestehen zwischen Generator und Netz zwei Strompfade: von der Statorwicklung direkt und von der Rotorwicklung über einen Stromrichter ans Netz. Um möglichst kleine Stromrichter-Bemessungsleistungen bei gleichzeitig großem Drehzahlbereich zu erhalten, kann der ASG oberhalb und unterhalb der Synchrondrehzahl betrieben werden. Für den SR folgt hieraus die Notwendigkeit eines möglichen Energietransports in beiden Richtungen. Außer der Wirkleistungseinspeisung kann mit dem zweiten Konzept auch zur teilweisen Kompensation im Netz vorhandener Blindleistung beigetragen werden.

2.2 Doppelt gespeister Asynchrongenerator im Betrieb am starren Netz

Der doppelt gespeiste Asynchrongenerator wird wegen des direkten Netzanschlusses statorseitig mit konstanter Spannung und Frequenz betrieben, so dass keine Regelgeräte notwendig sind. Das Einschalten ans Netz kann in einem breiten Drehzahlbereich ohne Synchronisierung mit dem Netz vollzogen werden. In diesem Fall kann mit verhältnismäßig einfacher und billiger Ausrüstung ein völlig automatisierter Betrieb der WKA gesichert werden [13], [14].
Zu seiner Magnetisierung nimmt der ASG die notwendige Blindleistung aus dem Netz ohne zusätzliche Kondensatorbatterien für die Erregung, und gibt mit gewissen Verlusten erhaltene elektrische Energie ans Netz ab.
Neben dem Austausch von Wirkleistungen zwischen Netz und Generatorwelle über die Stator- sowie Rotorseite des ASG kommt es zum teilweise direkten Leistungsaustausch zwischen Stator- und Rotorseite, denn über das Stromrichtersystem wird jeweils der Leistungsfaktor der WKA durch weitgehend autonome Phasenwinkelregelungen nachgeführt [18].

Vom ASG ist bekannt, dass seine optimale Auslegung nicht in der gleichen Weise wie bei Anwendungen für den motorischen Betrieb vorgenommen werden kann. Wenn die Klemmenspannung $\mathbf{U_n}$ fixiert ist, unterscheidet sich die innere induzierte Spannung der Asynchronmaschine beim Motorbetrieb um den doppelten Spannungsabfall über der Statorwicklung von der beim Generatorbetrieb. Die Ermittlung der Generatorauslegung muss in erster Linie von dieser erhöhten – gegenüber dem Asynchronmotor – inneren induzierten Spannung ausgehen [24], [25], siehe Abb. 2.1-2, 3. Induzierte Spannung addiert sich aus der Klemmenspannung des Generators und dem Spannungsabfall auf der Statorimpedanz:

$$\underline{U}_{iM} = \underline{U}_n - \underline{I}_s \cdot (R_s + j \cdot X_{\sigma s}) . \tag{2.2.1}$$

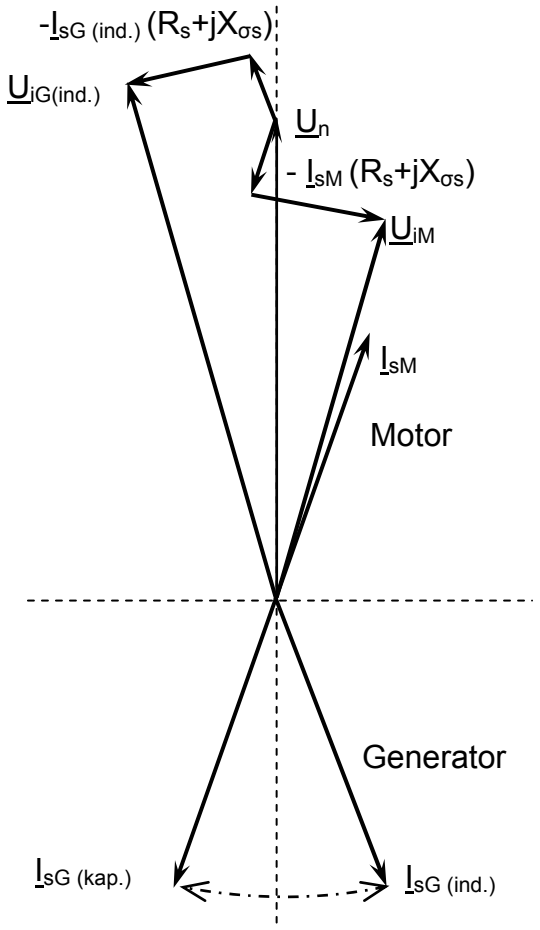


Abbildung 2.2-1: Zeigerdiagramm Generator-Motor

Dem Verhalten der induzierten Spannung im ASG kommt besondere Bedeutung zu, da durch sie der Sättigungsgrad des magnetischen Kreises wesentlich geprägt wird. Durch den Anstieg der induzierten Spannung eines Generators gegenüber dem Motor gelangen Asynchronmaschinen im generatorischen Bereich erheblich stärker in den Sättigungszustand als im motorischen Fall.
Bei guter mechanischer Auslegung eines ASG hat der Sättigungszustand des magnetischen Kreises wesentlichen Einfluss auf die Leerlaufverluste. Große magnetische Sättigung hat hohe Leerlaufverluste zur Folge, die jedoch generell unerwünscht sind, weil durch sie die Umsetzung kleiner Windgeschwindigkeiten in elektrische Leistung erschwert, und die Stillstandzeit der WKA erhöht wird [14]. Relative Differenz zwischen der induzierten Spannung und der Klemmenspannung im Asynchrongenerator ist in der Abb. 2.2-2 am Beispiel von zwei ASG je 1.5 und 5 MW dargestellt. Obwohl die an der Leistung größeren Maschinen geringere elektrische Parameter aufweisen, wächst die relative Differenz mit der Leistung wegen der Größe des Statorstromes.

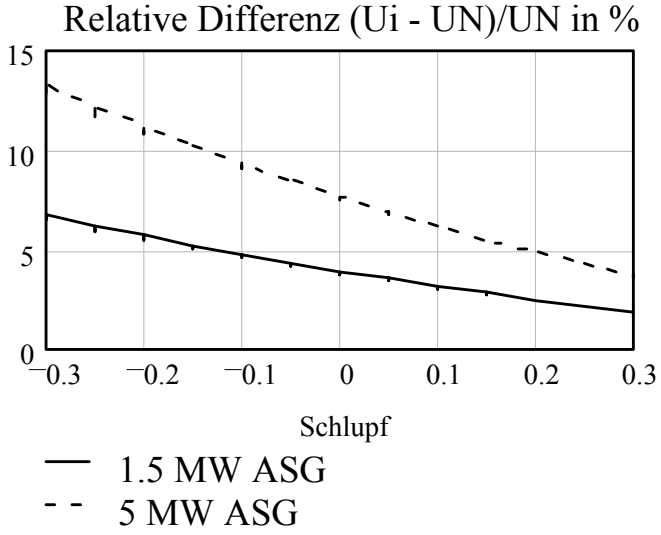


Abbildung 2.2-2: Relative Differenz zwischen der induzierten Spannung und Nennspannung im ASG

Die Auslegung des ASG beeinflusst in großem Maße sein Betriebsverhalten, darüber hinaus kann durch Betriebskennlinien die Beurteilung der Qualität der Generatorauslegung vorgenommen werden. Zu den das quasistationäre Betriebsverhalten charakterisierenden Kennlinien gehören Drehmoment-Drehzahl-

Kennlinie und die Abhängigkeiten der aufgenommenen mechanischen Leistung, Stator- und Rotorströmen, des Schlupfes, Wirkungsgrades und Leistungsfaktors von der abgegebenen elektrischen Leistung am Netzanschlusspunkt:

$$\begin{aligned} M_\delta &= f(s) \\ P_T, I_S\ I_r, s, \eta, \cos\varphi &= f(P_n) \end{aligned} \quad . \tag{2.2.2}$$

Bei der Berechnung der Betriebskennlinien werden zwei Möglichkeiten angewandt, damit man reelle Ströme und Spannungen hat und die Leistung invariant bleibt:

- der Widerstand der pseudounbeweglichen Wicklungen ist zu ändern;

- in diese Wicklungen ist eine den Strom in der unbeweglichen Maschine vermindernde induzierte Spannung einzuführen.

Das erste Verfahren verwendet man bei der Analyse der Asynchronmaschine durch Ersatzschaltbilder, das zweite – bei der Erstellung des Differentialgleichungssystems (DGS) [21], [30], [54].

2.3 Voraussetzungen

Da ein Windenergiekonverter mathematisch gesehen ein kompliziertes elektromechanisches System darstellt, ist es sinnvoll, zur Lösung der vorgestellten Aufgabe, folgende Voraussetzungen einzuführen:

- symmetrischer Aufbau des ASG bezüglich Stator- und Rotorwicklung und des Stromrichters;
- symmetrische Belastung der Wicklungen und symmetrische Einspeisung;
- räumlich-sinusförmig verteilte Durchflutungen und Felder längs des ASG-Umfangs;
- für sämtlichen Berechnungen der Feldgrößen im ASG wird das Prinzip der Grundwellenverkettung angewandt;
- nutungsbedingte Oberwellen und Stromverdrängungseffekt werden vernachlässigt;
- Rotorgrößen werden mit dem Verhältnis der Windungszahlen auf die Statorseite umgerechnet;
- Winkelgeschwindigkeiten und Drehmomente werden in mathematisch positiver Richtung gezählt.

Weitere notwendige Vereinbarungen werden in den entsprechenden Abschnitten festgelegt.

3 Mathematisches Modell eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators

3.1 Transformation des dreiphasigen Systems in ein Zweiachsenmodell

Die Durchflutungsgrundwelle ist durch zwei Bestimmungsstücke fixiert – ihre Amplitude und ihre räumliche Lage bzw. die Amplituden der Komponenten bezüglich der Koordinatenachsen. Daher kann die Durchflutungs-Grundwelle jeder beliebigen mehrsträngigen Wicklung durch eine zweisträngige Wicklung aufgebaut werden, deren Stränge unmittelbar die beiden Komponenten der Durchflutungsgrundwelle hervorrufen [21], [30].
Es wird zunächst vereinbart, dass die zweisträngige Wicklung die Stränge **α** und **β** besitzt, deren Achsen unbeweglich relativ zum Rotor angeordnet sind und liegen bei:

$$\gamma_\alpha = 0$$
$$\gamma_\beta = \pi/2 \qquad (3.1.1)$$

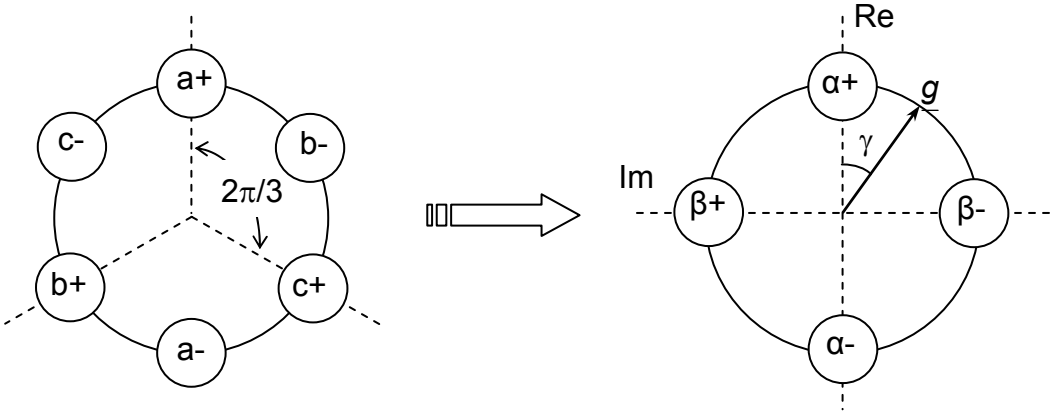


Abbildung 3.1-1: Umformung einer symmetrischen dreisträngigen Wicklung in eine äquivalente zweisträngige

Zum zweiphasigen Modell werden im Folgenden alle komplexen Momentanwerte in ihre Real- und Imaginärteile nach der Regel zerlegt:

$$\begin{aligned} g_\alpha &= \left|\underline{g}\right| \cdot \cos\gamma \\ g_\beta &= \left|\underline{g}\right| \cdot \sin\gamma \end{aligned} \qquad (3.1.2)$$

Drei Strangströme bilden ein symmetrisches Dreiphasensystem:

$$\begin{cases} i_a = Re(\underline{i}) \\ i_b = Re(\underline{i} \cdot e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}}) \\ i_c = Re(\underline{i} \cdot e^{j \cdot \frac{4 \cdot \pi}{3}}) \end{cases} . \qquad (3.1.3)$$

Beziehungen zwischen den Strömen und Spannungen der Ersatzstränge **α** und **β** und deren der Ausgangsstränge **a**, **b** und **c** sind dann:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{(w \cdot \xi_1)_{(3)}}{(w \cdot \xi_1)_{(2)}} \cdot \sum_{\mu=a,b,c} i_\mu \cdot \cos\gamma_\mu \\ i_\beta &= \frac{(w \cdot \xi_1)_{(3)}}{(w \cdot \xi_1)_{(2)}} \cdot \sum_{\mu=a,b,c} i_\mu \cdot \sin\gamma_\mu \\ u_\alpha &= \frac{2}{3} \cdot \frac{(w \cdot \xi_1)_{(2)}}{(w \cdot \xi_1)_{(3)}} \sum_{\mu=a,b,c} u_\mu \cos\gamma_\mu \\ u_\beta &= \frac{2}{3} \cdot \frac{(w \cdot \xi_1)_{(2)}}{(w \cdot \xi_1)_{(3)}} \sum_{\mu=a,b,c} u_\mu \sin\gamma_\mu \end{aligned} \quad , \qquad (3.1.4)$$

wobei $\gamma_b - \gamma_a = \gamma_c - \gamma_b = \gamma_a - \gamma_c = \frac{2 \cdot \pi}{3}$.

Wird festgesetzt, dass die positive Richtung der **α** -Achse des komplexen **α, β** -Koordinatensystems und die räumliche Lage des **a**-Stranges zusammenfallen, werden die Beziehungen zwischen beiden Darstellungen zu:

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \cdot i_\alpha - \frac{1}{3} \cdot (i_b + i_c)$$

$$i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot (i_b - i_c) \quad . \tag{3.1.5}$$

Unter der Bedingung $\mathbf{i_a + i_b + i_c = 0}$, die im symmetrischen Dreiphasensystem erfüllt ist, lautet die Rücktransformation:

$$i_a = i_\alpha$$

$$i_b = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta \quad . \tag{3.1.6}$$

$$i_c = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta$$

Widerstand und Streuinduktivität der **α, β** -Ersatzstränge, ausführlichere Behandlung ist in [30], [49] zu finden, ergeben sich dabei zu:

$$R_{(2)} = \frac{3}{2} \cdot R_{(3)}$$

$$L_{\sigma(2)} = \frac{3}{2} \cdot L_{\sigma(3)} \quad . \tag{3.1.7}$$

3.2 T-Ersatzschaltbild und mathematisches Modell

In [8], [21], [29] wird für eine Asynchronmaschine mit Schleifringläufer (ASM-SL) mit beliebiger Stranganzahl die Darstellung durch zwei gekoppelte elektrische Ersatzschaltbilder, die alle Parameter und Vorgänge in der Maschine widerspiegeln, vorgeschlagen, siehe Abb. 3.2-1.

Mit dem Transformationskoeffizient

$$\ddot{u} = \frac{(w \cdot \xi_1)_s}{(w \cdot \xi_1)_r} \cdot \frac{1}{\xi_{schr}}, \tag{3.2.1}$$

sind sowohl Rotorwicklungsparameter $\mathbf{R'_r}$, $\mathbf{X'_{\sigma r}}$ als auch Rotorspannung $\mathbf{u'_r}$ und Rotorstrom $\mathbf{i'_r}$ als vom Stator aus gemessen zu betrachten. Die bezogenen Rotorgrößen werden demnach zu:

$$\begin{aligned} \underline{u}'_r &= \ddot{u} \cdot \underline{u}_r & \underline{i}'_r &= \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{m_r}{m_s} \cdot \underline{i}_r \\ R'_r &= \ddot{u}^2 \cdot \frac{m_s}{m_r} \cdot R_r & X'_{\sigma r} &= \ddot{u}^2 \cdot \frac{m_s}{m_r} \cdot X_{\sigma r} \end{aligned} \quad . \tag{3.2.2}$$

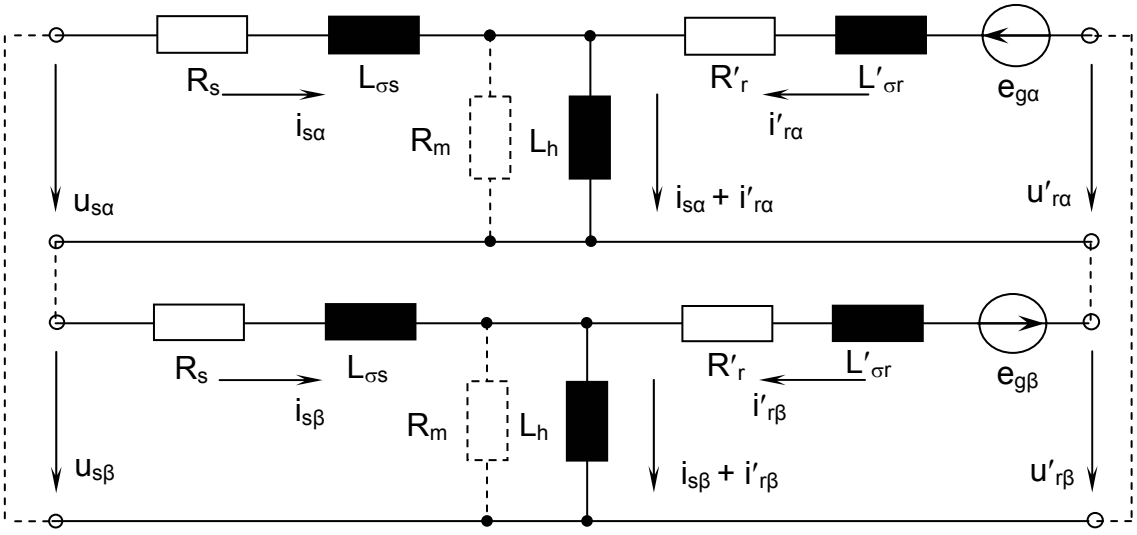


Abbildung 3.2-1: Zweisträngiges Ersatzschaltbild

Der Eisenverlustwiderstand $\mathbf{R_m}$ darf bei den kleinen Speisefrequenzen $\mathbf{f_s} \leq 50$ Hz vernachlässigt werden.
Die Komponenten der generatorisch induzierten Spannung, die bei der Rotordrehung zustande kommt und der Drehfrequenz proportional ist, werden ermittelt:

$$e_{g\alpha} = -\psi'_{r\beta} \cdot \omega_r$$
$$e_{g\beta} = -\psi'_{r\alpha} \cdot \omega_r \qquad (3.2.3)$$

Die Flussverkettungen des Rotors ergeben sich aus:

$$\psi'_{r\alpha} = L'_{\sigma r} i'_{r\alpha} + L_h (i'_{r\alpha} + i_{s\alpha}) = L'_r \cdot i'_{r\alpha} + L_h \cdot i_{s\alpha};$$
$$\psi'_{r\beta} = L'_{\sigma r} i'_{r\beta} + L_h (i'_{r\beta} + i_{s\beta}) = L'_r \cdot i'_{r\beta} + L_h \cdot i_{s\beta}. \qquad (3.2.4)$$

Dann ist das Differentialgleichungssystem zu dem Ersatzschaltbild in der Abb. 3.2-1 [29]:

$$u_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_h \frac{di'_{r\alpha}}{dt}$$
$$u_{s\beta} = i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_h \frac{di'_{r\beta}}{dt}$$
$$u'_{r\alpha} = i'_{r\alpha} R'_r + L_r \frac{di'_{r\alpha}}{dt} + L_h \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \psi'_{r\beta} \cdot \omega_r \qquad (3.2.5)$$
$$u'_{r\beta} = i'_{r\beta} R'_r + L_r \frac{di'_{r\beta}}{dt} + L_h \frac{di_{s\beta}}{dt} - \psi'_{r\alpha} \cdot \omega_r$$

wobei $L_s = L_{\sigma s} + L_h$ – *Vollinduktivitäten für Stator und Rotor sind.*
$L'_r = L'_{\sigma r} + L_h$

3.3 Übergang zu komplexen Momentanwerten

Für diese Transformation ergibt sich für alle Größen der Asynchronmaschine mit Schleifringläufer die allgemeine Schreibweise [30]:

$$\underline{g} = g_d + j \cdot g_q = \hat{g} \cdot (\cos\gamma + j \cdot \sin\gamma) = \hat{g} \cdot e^{j \cdot \gamma} \tag{3.3.1}$$

Der Raumzeiger kann dann mit drei Stranggrößen dargestellt werden als

$$\underline{g} = \frac{2}{3} \cdot (g_a + \underline{a} \cdot g_b + \underline{a}^2 \cdot g_c), \quad . \tag{3.3.2}$$

$$\text{mit} \qquad \underline{a} = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}}$$

Darüber hinaus kann ein zweisträngiges Ersatzschaltbild in ein einsträngiges transformiert werden, wo alle Wirk- und Blindwiderstände den Stranggrößen entsprechen, siehe Abb. 3.3-1.
Diesem Ersatzschaltbild nach ist der Magnetisierungsstrom gleich der Summe der Momentanwerte der Stator- und Rotorströme:

$$\underline{i}_\mu = \underline{i}_s + \underline{i}'_r \quad . \tag{3.3.3}$$

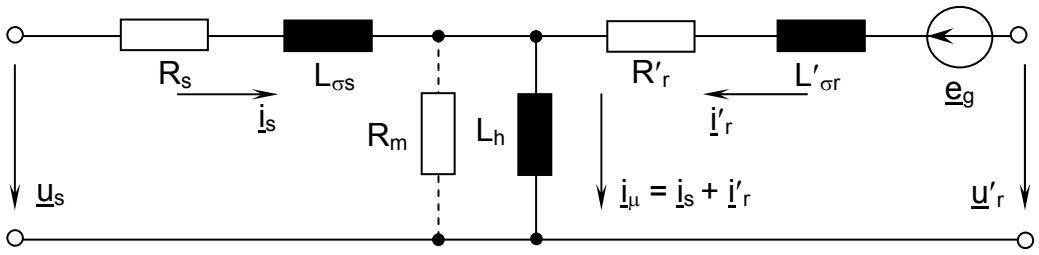


Abbildung 3.3-1: Einphasige T-Ersatzschaltung für Momentanwerte

Wegen des direkten Netzanschlusses wird der ASG statorseitig mit konstanter Spannung $\mathbf{U_s}$ und Frequenz $\mathbf{f_s}$ bzw. Kreisfrequenz $\boldsymbol{\omega_s}$ betrieben. Damit ist es

angebracht, statt Differential- die komplexen Gleichungen für Effektivwerte von Strömen und Spannungen zu verwenden.

Gleichungssystem zum Ersatzschaltbild in der Abb. 3.3-1 lautet:

$$\begin{aligned} \underline{u}_S &= R_S \cdot \underline{i}_S + L_S \frac{d\underline{i}_S}{dt} + L_h \cdot \frac{d\underline{i}'_r}{dt} \\ \underline{u}'_r &= R_r \cdot \underline{i}'_r + L_r \frac{d\underline{i}'_r}{dt} + L_h \cdot \frac{d\underline{i}_S}{dt} - j \cdot \omega_r \cdot \left(L'_r \cdot \underline{i}'_r + L_h \left(\underline{i}'_r + \underline{i}_S \right) \right) \end{aligned} \quad . \qquad (3.3.4)$$

3.4 Übergang zu komplexen Effektivwerten und vereinfachtes Γ- Ersatzschaltbild

Komplexe Momentanwerte von Spannungen und Strömen können durch ihre Effektivwerte ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} u_S &= \sqrt{2} \cdot \underline{U}_S \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \qquad \underline{u}_r = \sqrt{2} \cdot \underline{U}_r \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \\ \underline{i}_S &= \sqrt{2} \cdot \underline{I}_S \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \qquad \underline{i}_r = \sqrt{2} \cdot \underline{I}_r \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \end{aligned} \quad . \qquad (3.4.1)$$

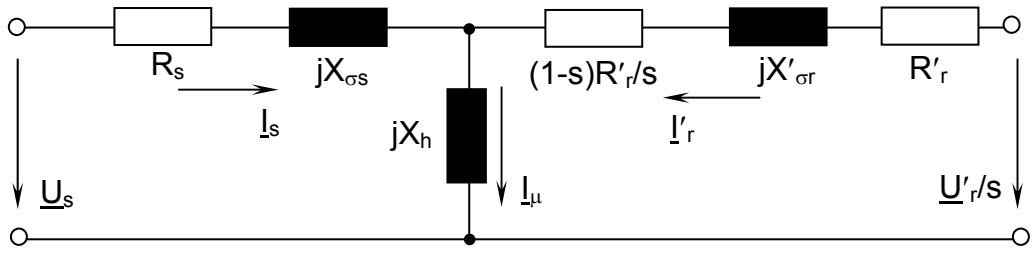


Abbildung 3.4-1: Einphasige T-Ersatzschaltung für Effektivwerte

Nach der Differenzierung und Dividierung der Gleichungen (3.3.3) durch $\sqrt{2} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}$ gehen wir zum folgenden T-Ersatzschaltbild in der Abb. 3.4-1 und Gleichungssystem (3.4-2) über, weitere Ausführungen hierzu finden sich in [30].

$$\underline{U}_s = (R_s + jX_{\sigma s}) \cdot \underline{I}_s + jX_h \cdot (\underline{I}_s + \underline{I}'_r)$$

$$\frac{\underline{U}'_r}{s} = (\frac{R'_r}{s} + jX'_{\sigma r}) \cdot \underline{I}'_r + jX_h \cdot (\underline{I}_s + \underline{I}'_r) \quad . \tag{3.4.2}$$

Für die Berechnung des quasistationären Betriebsverhaltens eines ASG bei Feldorientierter Regelung (FOR) ist ein vereinfachtes Γ-Ersatzschaltbild ausreichend [5], [30]. Dabei wird der Statorwiderstand vernachlässigt und die gesamte Streureaktanz wird auf die Rotorseite gezogen, siehe Abb. 3.4-2:

$$R_s = 0$$

$$X_\sigma = X'_{\sigma r} + X_{\sigma s} \quad . \tag{3.4.3}$$

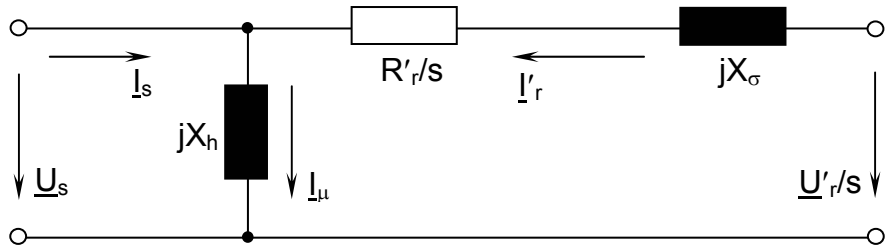


Abbildung 3.4-2: Das vereinfachte Γ-Ersatzschaltbild

Für dieses Ersatzschaltbild ist das Gleichungssystem gültig:

$$\underline{U}_s = \underline{I}_\mu \cdot jX_h$$

$$\frac{\underline{U}'_r}{s} = \underline{U}_s + \underline{I}'_r \cdot (jX_\sigma + \frac{R'_r}{s}) \quad . \tag{3.4.4}$$

$$\underline{I}_\mu = \underline{I}_s + \underline{I}'_r$$

Auf der Basis dieses Ersatzschaltbildes können im Weiteren bei den gegebenen Statorspannung $\mathbf{U_s}$, Sollwert der Rotorspannung $\mathbf{U_r}$ und Maschinenparametern $\mathbf{X_h}$, $\mathbf{X_\sigma}$ und $\mathbf{R'_r}$ die in Gl. (2.2.2) angeführten das quasistationäre Betriebsverhalten charakterisierenden Kennlinien eines ASG festgestellt werden.

4 Rotorspeisung nach dem Prinzip der Feldorientierung

4.1 Netzspannungssynchrones Koordinatensystem

Bei doppelt gespeistem ASG sind die Statorwicklungen direkt und die Rotorwicklungen über einen Stromrichter ans Netz angeschlossen. Wenn der Rotorstrom nach Betrag und Phase gesteuert wird, braucht die Rotordrehzahl für z.B. eine gleich bleibende Wirkleistungserzeugung nicht konstant gehalten werden. Dies ist eine notwendige Voraussetzung für ASG im teilweise-windgeführten Betrieb [2], [5].

Die Anlage arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip:

$$f_s = p \cdot n + f_r \tag{4.1.1}$$

Bei sich ändernder Drehzahl, muss die Rotorfrequenz so vorgegeben werden, dass die gewünschte Statorfrequenz eingehalten wird.

Durch die Komponenten des Rotorstromzeigers können Wirk- und Blindleistung nahezu unabhängig voneinander verstellt werden. Dabei kann bei geeigneter Betriebsführung nicht nur der Wirkungsgrad erhöht werden, sondern auch ein neutraler, sogar kapazitiver Betrieb der WKA wird ermöglicht [5]. Für die Ausarbeitung solcher Möglichkeiten bietet sich die Feldorientierte Regelung des ASG. Die Realisierung der Feldorientierten Regelung (FOR) erfolgt mittels der Bestimmung aus unabhängigen Regelgrößen, z.B. Drehmoment und Leistungsfaktor, der dem ASG vorzugebenden Rotorströme. Üblicherweise erfolgt ihre Berechnung in einem statorflusssynchronen Koordinatensystem, dessen Bezugsachse fest mit dem Statorflussraumzeiger verbunden ist, so dass die Statorflussverkettung $\underline{\Psi}_s$ stets reell bleibt. Der Betrag des Statorflusses wird dabei hauptsächlich durch die Querkomponente der Statorspannung $\mathbf{U_{sq}}$ eingeprägt. Dann ist für ein statorflusssynchrones Koordinatensystem annehmbar:

$$\begin{matrix} \Psi_{sq} = 0 \\ . \\ U_{sd} \approx 0 \end{matrix} \qquad (4.1.2)$$

Das Rotor- und Statordrehfeld werden dadurch synchronisiert, dass die Lage des Rotorstromraumzeigers $\underline{\mathbf{I}}_\mathbf{r}$ in Abhängigkeit von der Lage des Statorfluss-raumzeigers $\underline{\mathbf{\Psi}}_\mathbf{s}$ gebracht wird.
Das Statorflusskoordinatensystem hat bei der Sinusspeisung konstante Winkelgeschwindigkeit und quasistationär unterscheidet sich nur um einen vernachlässigbaren Winkel vom Netzspannungskoordinatensystem [5]. Demzufolge kann die Regelung sowohl im Statorfluss- als auch im Netzspannungskoordinatensystem durchgeführt werden.
Für ein Netzkoordinatensystem gilt entsprechenderweise:

$$\begin{matrix} U_{sq} = 0 \\ . \\ \Psi_{sd} \approx 0 \end{matrix} \qquad (4.1.3)$$

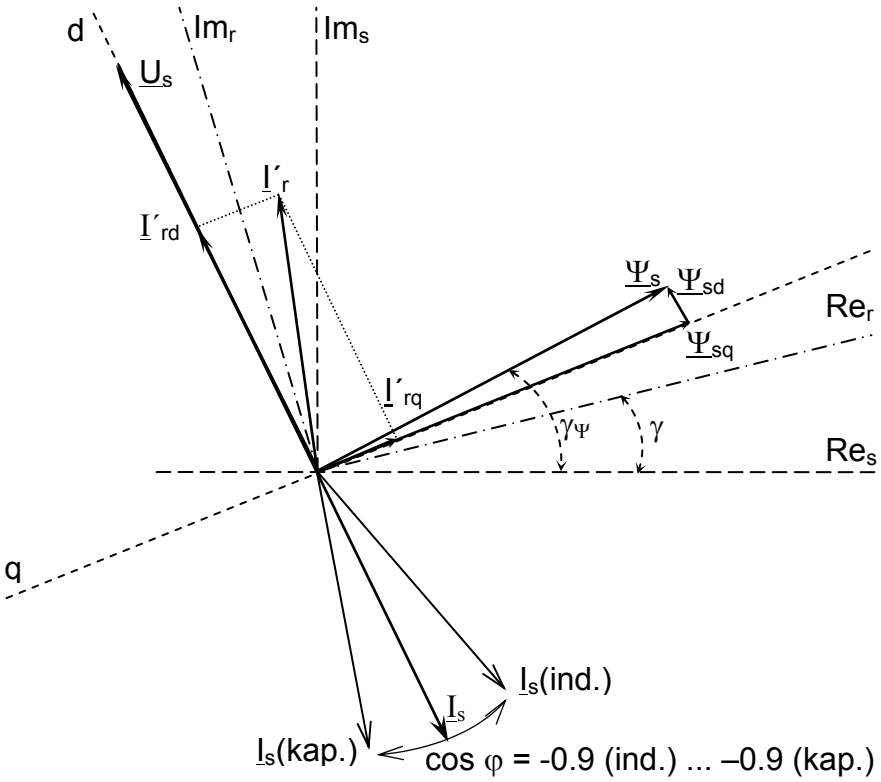


Abbildung 4.1-1: Netzspannungssynchrones Koordinatensystem

4.2 Asynchrongenerator mit Doppelspeisung in Feldkoordinaten

Wenn man das Netzspannungskoordinatensystem mit $\underline{\mathbf{U}}_\mathbf{s}$ in der reellen Achse einführt, sind für einen doppelt gespeisten ASG näherungsweise folgende Bedingungen erfüllt, die im Zeigerbild 4.2-1 und im Gleichungssystem (4.2.1) zugeführt sind [16], [38]:

$$I_{sd} + I'_{rd} \approx 0$$
$$I_{sq} + I'_{rq} \approx \frac{\Psi_{sq}}{L_h} = \frac{U_n}{X_h} = I_\mu \qquad (4.2.1)$$

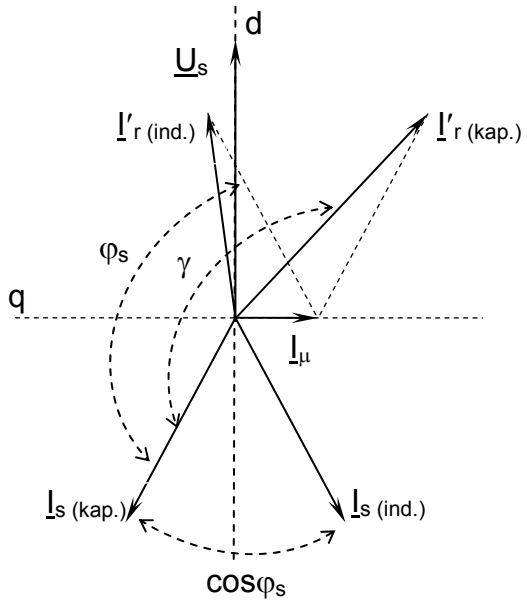


Abbildung 4.2-1: Zeigerbild eines doppelt gespeisten ASG

Bei FOR sind Quer- und Längskomponenten des Rotorstromes dynamisch beinahe entkoppelt und zwischen dem Drehmoment und der Rotorstromlängskomponente ein proportionaler Zusammenhang angenommen werden darf, also nur die Längskomponente $\mathbf{I'_{rd}}$ direkt auf die Drehmomentbildung wirkt [2], [5], [8], [47]:

$$m_\delta = \frac{1}{2} m \cdot p \cdot \frac{X_h}{\omega} \cdot i_\mu \cdot i'_{rd} \ . \tag{4.2.2}$$

Das Drehmoment folgt dem Momentanwert der Längskomponente ohne zeitlichen Verzug, und seine Dynamik hängt von der möglichen Änderungsgeschwindigkeit des eingeprägten Rotorstromes ab. Abzüglich der Stromwärmeverluste im ASG ist das Drehmoment proportional zur Wirkleistung, also statt der Wirkleistung kann das Drehmoment durch die Längskomponente $\mathbf{I'_{rd}}$ geregelt werden.

Der Betrag des Statorflussraumzeigers wird über Zeitkonstante $\mathbf{T_s}$ von der Querkomponente $\mathbf{I'_{rq}}$ beeinflusst und kann nur mit großer Verzögerung verändert werden [49]:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot \psi_s + \frac{R_s \cdot L_h}{L_s} \cdot i'_{rq} + u_n \ . \tag{4.2.3}$$

Wegen der Sättigung des magnetischen Kreises ist eine Erhöhung des magnetischen Flusses nur durch überproportionale Steigerung des Magnetisierungsstromes erreichbar, was beträchtliche Erhöhung der Stromwärmeverluste zur Folge hat. Daher muss die Querkomponente $\mathbf{I'_{rq}}$ so geregelt werden, dass der Magnetisierungsstrom also auch der Betrag der Statorflussverkettung konstant gehalten werden.

4.3 Energiebilanz

4.3.1 Dem Wind entnehmbare Energie

Die Aufgabe der FOR besteht in der optimalen Wirk- und Blindleistungsregelung hinsichtlich des Wirkungsgrades im gesamten Betriebsbereich. Um die Sollwerte der Rotorstromkomponenten $\mathbf{I'_{rd}}$ und $\mathbf{I'_{rq}}$ berechnen zu können, soll die Energiebilanz der gesamten WKA erstellt werden.

Die Energiedifferenz zwischen ungestörter und abgebremster Luftströmung kann vom Windrotor in mechanische Energie gewandelt werden [11], [12], [13]. Ausgehend von der Energie der bewegten Masse

$$W = \frac{1}{2} \cdot m \cdot \upsilon^2 \tag{4.3.1}$$

und der Luftmasse, die die Rotorfläche im bestimmten Zeitpunkt durchsetzt:

$$m = \rho \cdot A_T \cdot \frac{dx}{dt} = \rho \cdot A_T \cdot \upsilon\,, \tag{4.3.2}$$

kann dann die dem Wind entnehmbare mechanische Turbinenleistung ausgedrückt werden als:

$$P_T = C_p \cdot W = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A_T \cdot \upsilon^3 \cdot C_p\ . \tag{4.3.3}$$

Wenn die Turbine auf der leistungsoptimalen Kennlinie, d.h. im $\mathbf{C_p}$-Optimum, arbeitet, wird bei jeder bestimmten Windgeschwindigkeit maximalmögliche elektrische Energie gewonnen.

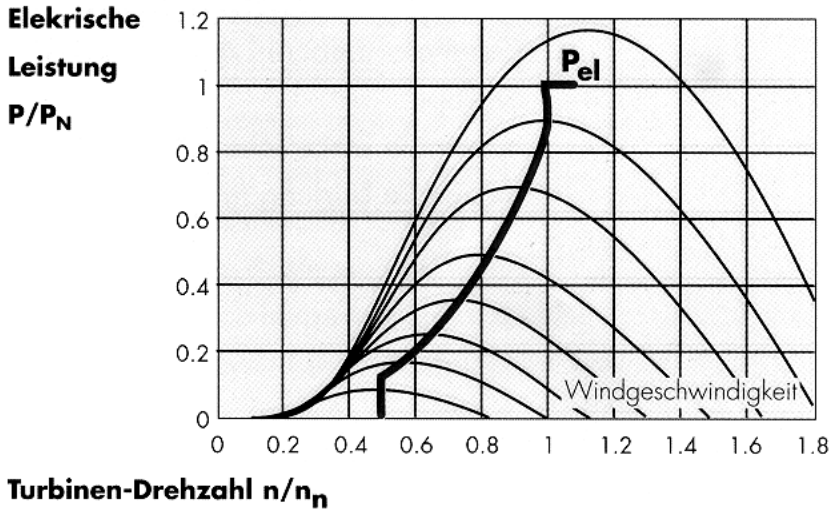


Abbildung 4.3-1: Turbine arbeitet im C_p-Optimum (Quelle: Flender, Loher)

Das Turbinenmoment und die Turbinendrehzahl werden bestimmt als:

$$M_T = \frac{P_T}{2\pi \cdot n_T}$$

$$n_T = \frac{u}{\pi \cdot D_T} \quad . \tag{4.3.4}$$

Da der Antriebsstrang drehzahlvariabel ist, kann die Betriebsdrehzahl der Windturbine genau dem Wirkungsgradoptimum des Flügels angepasst und somit die gewünschte Schnelllaufzahl eingehalten werden [14]:

$$\lambda = \frac{u}{\upsilon} \quad . \tag{4.3.5}$$

Führt man noch den Momentbeiwert als Anlageparameter ein

$$C_m = \frac{C_p}{\lambda}, \tag{4.3.6}$$

so wird das Turbinenmoment, also auch das Drehmoment an der Rotorwelle, das auf den ASG wirkt, zu:

$$M_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot C_m \cdot A_T \cdot \frac{D_T}{2} \cdot \upsilon^2 \quad . \tag{4.3.7}$$

4.3.2 Wirkleistungsbilanz

Abbildungen 4.3-2, 3 veranschaulichen den Wirkleistungsfluss im unter- bzw. übersynchronen Betriebszustand.

➢ Untersynchron

$$P_n = P_s - P_w = (P_T - P_{vASG} + P_w - P_{vSR}) - P_w = P_T - P_{v\Sigma} \qquad (4.3.8)$$

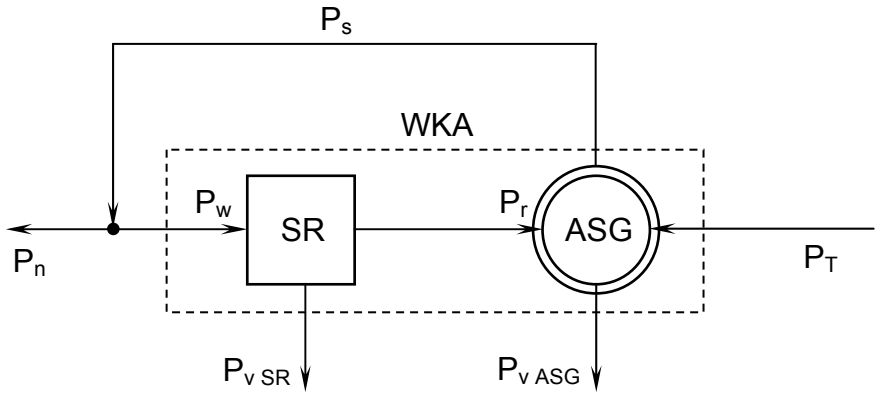


Abbildung 4.3-2: Wirkleistungsfluss im untersynchronen Betriebszustand

➢ Übersynchron

$$P_n = P_s + P_w = (P_T - P_{vASG} - P_w - P_{vSR}) + P_w = P_T - P_{v\Sigma} \qquad (4.3.9)$$

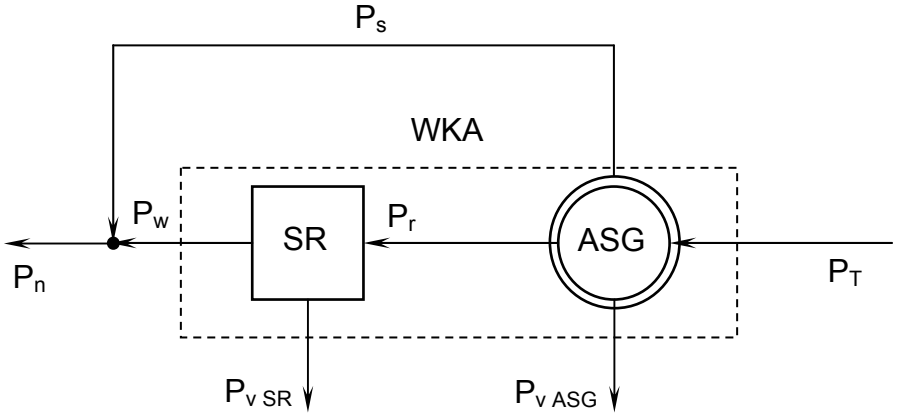


Abbildung 4.3-3: Wirkleistungsfluss im übersynchronen Betriebszustand

Gesamte der WKA zugeführte Wirkleistung ergibt sich aus:

$$P_Z = \begin{cases} P_T + P_w\,(untersynchron) \\ \\ P_T\,(übersynchron) \end{cases}, \tag{4.3.10}$$

wobei, $\mathbf{P_T}$ – Mechanische Turbinenleistung ist, die sowohl durch Windrotor- als auch durch Generatorgrößen, Schlupf und Polpaarzahl, ausgedrückt wird:

$$P_T = 2 \cdot \pi \cdot n_T \cdot M_T = M_T \cdot \frac{\omega_S}{p} \cdot (1 - s), \tag{4.3.11}$$

und $\mathbf{P_w}$ – die elektrische Schlupfleistung, die durch Stromrichter an der Rotorseite je nach dem Betriebszustand des ASG – unter- oder übersynchron – zu- oder abgeführt wird, was einen hohen Wirkungsgrad im gesamten Betriebsbereich gewährleistet:

$$P_w = s \cdot P_S. \tag{4.3.12}$$

Des Weiteren treten in der WKA folgende Verluste auf:

- im ASG ergeben sich die Gesamtverluste aus Stromwärme- (P_{vw}), Eisen- (P_{ve}), Reibungs- (P_{vr}), Bürsten- (P_{vb}), Zusatz- (P_{vz}) und Oberschwingungsverlusten, die infolge der Stromrichterspeisung zustande kommen, (P_{vv}), die einzelnen Summanden werden in Anhang 1 näher erläutert:

$$P_{vASG} = P_{vw} + P_{ve} + P_{vr} + P_{vb} + P_{vz} + P_{vv}. \tag{4.3.13}$$

- Im Stromrichter addieren sich Verluste aus den Durchlass- und Schaltverlusten der IGBT´s und Dioden jedes Stromrichters, des generatorseitigen (RSR) und netzseitigen (NSR) Stromrichtern. Die Gl. (4.3.14) wird allgemein für einen Stromrichter je nach den Werten seiner Komponenten verwendet.

$$P_{vSR} = 6 \cdot \left[\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(U_{CEo} + f_c \cdot \left(e_{in(T)} + e_{out(T)} + \frac{1}{2} \cdot e_{out(D)} \right) \right) \cdot I_{a(eff)} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2} \cdot r_{CE} \cdot I^2_{a(eff)} \right] \quad , \quad (4.3.14)$$

$$P_{vSR} = P_{vGSR} + P_{vNSR}$$

wobei I_a – der Effektivwert der ersten Harmonische des Leiterstromes des ASG ist.

In der Abb. 4.3-4, 5 sind die Vergleiche der im ASG von 1.5 MW vorkommenden Verlusten und der Generator-, Stromrichterverlusten zu sehen, dabei wurde der ASG mit dem Übersetzungsverhältnis ü = 0.8 in Betracht gezogen.

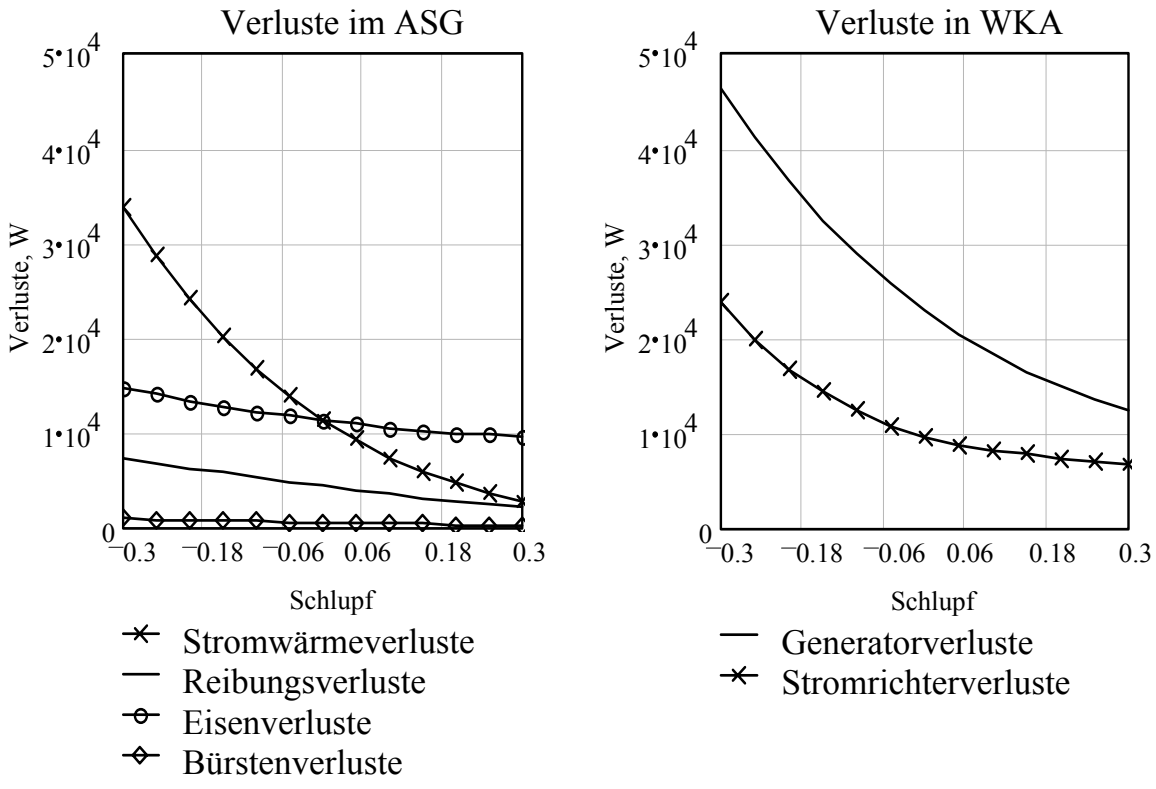


Abbildung 4.3-4: ***(links)*** Generatorverluste

Abbildung 4.3-5: ***(rechts)*** Generator-/ Stromrichterverluste

Die ins Netz gespeiste Wirkleistung am Netzanschlusspunkt ergibt sich aus, siehe auch Abb. 4.3-2, 3:

$$P_n = \left.\begin{array}{l} P_s - P_w\,(untersynchron) \\ \\ P_s + P_w\,(übersynchron) \end{array}\right\rangle = P_s \cdot (1-s) = P_T - P_{v\Sigma}\,. \qquad (4.3.15)$$

Der Wirkungsgrad der WKA wird seiner Definition nach berechnet als:

$$\eta_A = \frac{P_n}{P_Z} \quad . \qquad (4.3.16)$$

4.3.3 Blindleistungsbilanz

Der Blindleistungsfluss ist in der Abb. 4.3-6 veranschaulicht.

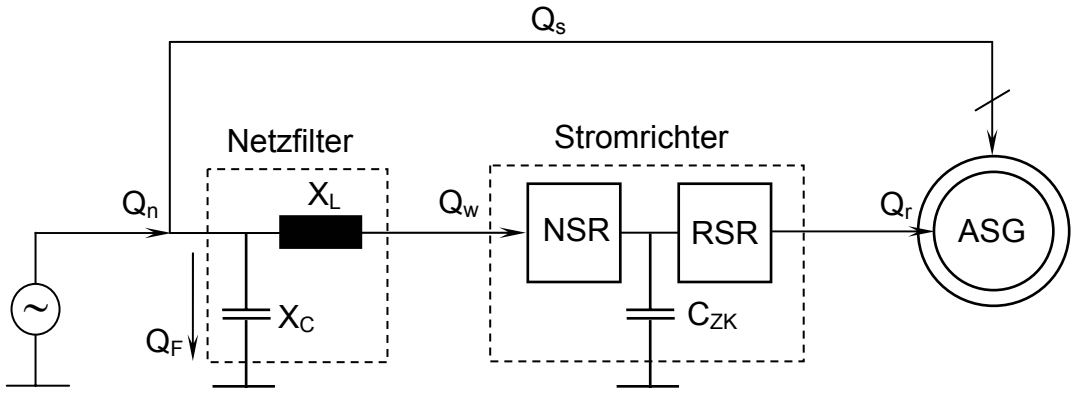


Abbildung 4.3-6: Blindleistungsfluss in der WKA

Zu seiner Magnetisierung braucht der ASG einen von den Generatorparametern bestimmten Blindleistungsbetrag:

$$Q_m = \frac{\sqrt{3} \cdot U_n^2}{X_h}. \qquad (4.3.17)$$

Diese Blindleistung kann aufgeteilt auf die stator- und rotorseitigen Beträge zum ASG zugeführt werden. Demzufolge wird im Weiteren der Anteilsfaktor der Statorblindleistung an der gesamten Blindleistung am Netzanschlusspunkt der Anlage eingeführt:

$$\alpha = \frac{Q_s}{Q_n} \ . \tag{4.3.18}$$

In der Regel ist man bestrebt, den Bedarf an induktiver Blindleistung so gering wie möglich zu halten, damit reine Wirkleistung ins Netz gespeist wird. Andererseits sollte beim maximalen Leistungsfaktor insbesondere auf eine gleichmäßige Strombelastung beider Stromrichter Wert gelegt werden. Darüber hinaus wird heutzutage von modernen Windkonvertern gefordert, dass sie einen Phasenschieber Betriebsbereich von -0.9 kapazitiv bis -0.9 induktiv realisieren können [15].
Der Leistungsfaktor der gesamten WKA **cos** φ_A unterscheidet sich von dem des Stators des ASG **cos** φ_s , siehe Abb. 4.3-7:

$$\begin{aligned} \cos\varphi_s &= \cos\left(\angle(\underline{I}_s\underline{U}_n)\right) \\ \cos\varphi_A &= \cos\left(\angle(\underline{I}_n\underline{U}_n)\right) \end{aligned} \ . \tag{4.3.19}$$

Die Blindleistung am Netzanschlusspunkt und die Statorblindleistung werden durch entsprechende Leistungsfaktoren bestimmt:

$$\begin{aligned} Q_n &= \sqrt{3}\cdot U_n \cdot I_n \cdot \sin\varphi_A \\ Q_s &= \sqrt{3}\cdot U_n \cdot I_s \cdot \sin\varphi_s \end{aligned} \ , \tag{4.3.20}$$

Anhand der Definitionen von Leistungsfaktor und Anteilsfaktor kann zwischen diesen folgender Zusammenhang festgestellt werden:

$$\tan\varphi_s = \alpha\cdot(1-s)\cdot\tan\varphi_A \ . \tag{4.3.21}$$

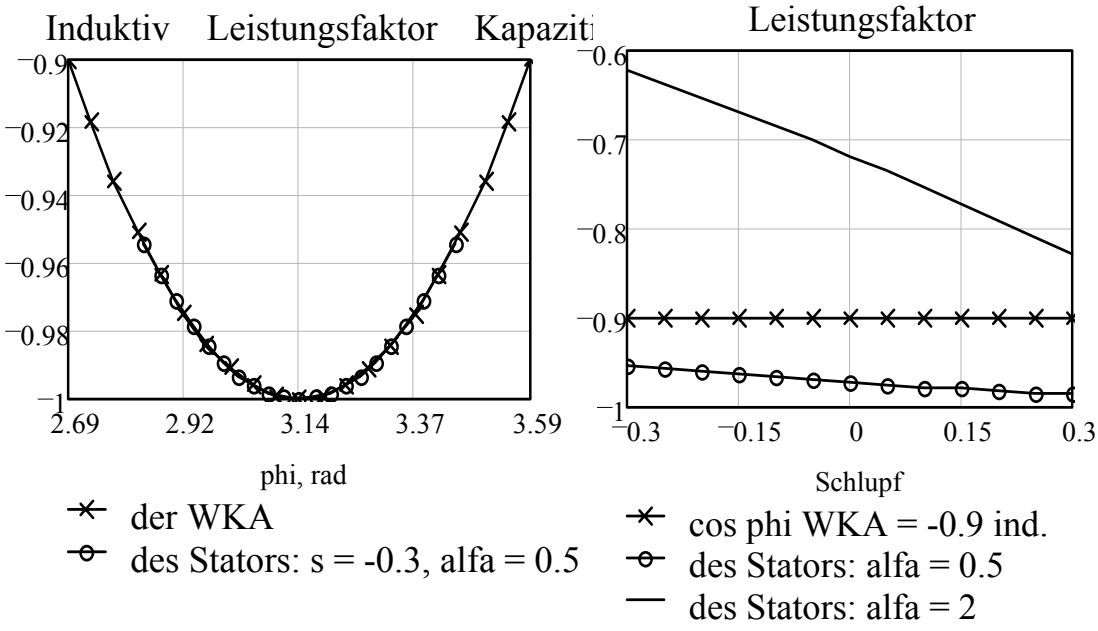


Abbildung 4.3-7: Vergleich des Leistungsfaktoren der WKA und des ASG

Bei jedem Betriebszustand kann der Anteilsfaktor so gesteuert werden, dass verlangter Leistungsfaktor der WKA nachgeführt wird; der Leistungsfaktor des ASG stellt sich dabei selbst ein.

Die Blindleistung am Netzanschlusspunkt setzt sich zusammen aus:

$$Q_n = Q_s + Q_w + Q_F \,, \tag{4.3.22}$$

Netzfilter- und Stromrichterblindleistungen ergeben sich aus:

$$Q_w = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot I_{wq} \,. \tag{4.3.23}$$

$$Q_F = 3 \cdot (X_L \cdot I_w^2 - \frac{U_n^2}{X_C}) \,, \tag{4.3.24}$$

Kondensatorbank in Dreieckschaltung.

Die Rotorblindleistung kann als schlupfabhängiger Teilbetrag der Statorblindleistung und Magnetisierungsleistung beschrieben werden, ausführlichere Behandlung zu diesem Thema findet sich in [15]:

$$Q_r = s \cdot Q_s + Q_m \tag{4.3.25}$$

4.4 Sollwerte der Rotorstromkomponenten

Eine Regelung des Drehmoments des ASG im teilweise-windgeführten Betrieb ist notwendig, damit in einem festgelegten Drehzahlbereich die Kennlinien von Drehmoment und Windrotormoment deckungsgleich sind, siehe Abb. 4.3-1. Die Abdeckung des drehzahlvariablen Betriebsbereiches wird üblicherweise in einem Schlupfbereich von ± 30% symmetrisch zur Synchrondrehzahl des ASG erzielt. Dabei ist die Ausnutzung des Stromrichters besonders günstig, denn er ist nur für die maximale Schlupfleistung, also nur für 30% der Generatornenn-leistung, zu bemessen [18], [19], [46].

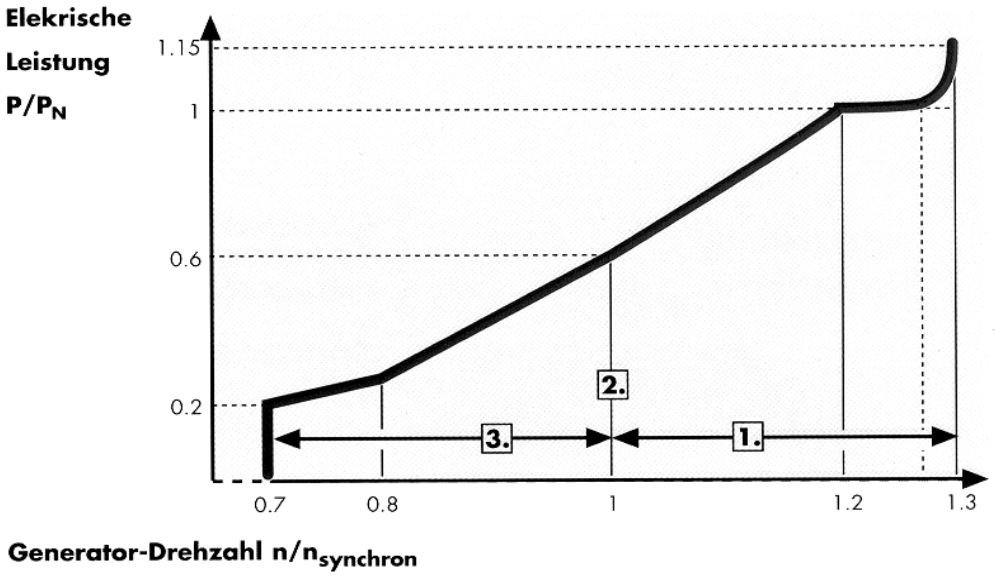


Abbildung 4.4-1: Arbeitskennlinie eines Serien-ASG (Quelle: Flender, Loher)

Es muss also die Bedingung erfüllt werden:

$$0.7 \cdot n_s \le n \le 1.3 \cdot n_s$$
$$M_\delta = M_T \qquad (4.4.1)$$

Die minimale Drehzahl $\mathbf{n = 0.7 \cdot n_s}$ wird durch die Höhe der gesamten Verluste der WKA einschließlich Filter, SR und ASG festgelegt. Mit weiter steigender

Drehzahl, hervorgerufen durch größere Windgeschwindigkeiten, wird auf optimaler Leistungskennlinie gefahren, die maximaler Windenergieausbeute entspricht. Nach dem Erreichen der höchsten Drehzahl $\mathbf{n = 1.3 \cdot n_s = n_N}$ bei $\mathbf{P_T = P_N}$, wird der ASG nach der Nennleistung geregelt, damit er mechanisch nicht überlastet wird [14]. Die Arbeitskennlinie eines Serien-ASG ist in der Abb. 4.4-1 dargestellt.
Die Turbinendrehzahl kann entweder durch Windrotor- oder durch Generatordaten ausgedrückt werden:

$$n_T = \frac{\lambda \cdot \upsilon}{\pi \cdot D_T} = \frac{(1-s) \cdot n_s}{60}. \tag{4.4.2}$$

Dann ergibt sich der Momentensollwert für die FOR aus (4.3.4)-(4.3.7) zu:

$$M_T = \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot C_p \cdot \rho \cdot A_T \cdot R_T^3}{\lambda^3} \cdot \left(\frac{(1-s) \cdot n_s}{60} \right)^2 . \tag{4.4.3}$$

Im windgeführten Drehzahlbereich soll das Drehmoment des ASG dieselbe Proportionalität wie das Windrotormoment aufweisen, siehe Abb. 4.4-2. Daher entsteht durch die Interpolation von den in Abb. 4.4-2 dargestellten Abhängigkeiten folgender Zusammenhang:

$$M_\delta = M_N \cdot \left(\frac{(1-s) \cdot n_s}{n_N} \right)^2 = \frac{p}{\omega} \cdot (1-s)^2 \cdot \left(\frac{n_s}{n_N} \right)^3 \cdot P_N ,$$

wobei . (4.4.4)

$$M_N = \frac{p}{\omega} \cdot \frac{n_s}{n_N} \cdot P_N$$

nur gültig bei λ = const. und C_p = const.

Gemäß den Gl. (4.2.1), (4.2.2) und (4.4.1), (4.4.3), (4.4.4) kann das Drehmoment des ASG durch den Sollwert der Rotorstromlängskomponente $\mathbf{I'_{rd}}$ dem Algorithmus nach geregelt werden:

$$I'_{rd} = \frac{\sqrt{3} \cdot \omega \cdot M_T}{p \cdot m \cdot U_n} = (1-s)^2 \cdot \left(\frac{n_s}{n_N}\right)^3 \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot P_N}{m \cdot U_n} = -I_{sq} \ . \qquad (4.4.5)$$

Die Statorstromlängskomponente $\mathbf{I_{sd}}$ wird gemäß Gl. (4.2.1) auch durch den erforderlichen Wert des Drehmomentes festgelegt.

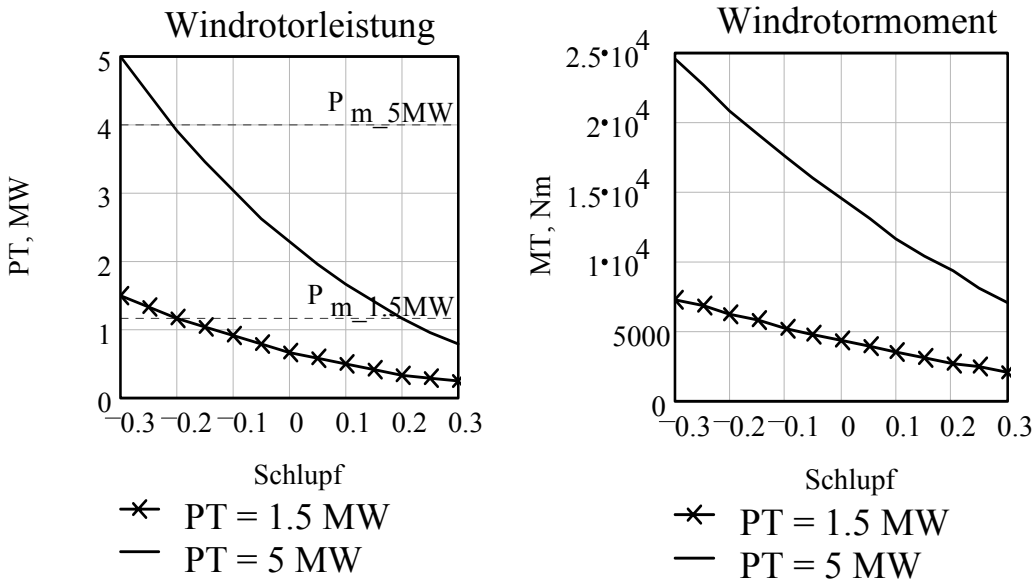


Abbildung 4.4-2: Kennlinien für Windrotorleistung und Windrotormoment am Beispiel von 1.5 MW und 5 MW ASG

Zur Regelung des Leistungsfaktors der WKA können sowohl Statorstrom- als auch Rotorstromquerkomponenten, $\mathbf{I_{sq}}$ und $\mathbf{I_{rq}}$, und/oder Querkomponente des NSR-Stromes $\mathbf{I_{wq}}$ herangezogen werden.
Der Sollwert der Statorstromquerkomponente wird mit (4.3.18) durch die Wirkleistung am Netzanschlusspunkt und den geforderten Leistungsfaktor bestimmt:

$$I_{sq} = \frac{\sqrt{3} \cdot Q_s}{m \cdot U_n} = \frac{\sqrt{3} \cdot Q_n \cdot \alpha}{m \cdot U_n} = \frac{\sqrt{3} \cdot P_n \cdot \tan \varphi_A \cdot \alpha}{m \cdot U_n} \ . \qquad (4.4.6)$$

Mit den Gl. (4.2.1) und (4.4.5) kann dann der Sollwert der Rotorstromquerkomponente ermittelt werden:

$$I'_{rq} = -I_{sq} + I_{\mu}. \tag{4.4.7}$$

Die Sollwerte der Rotorspannungskomponenten für die weitere Raumzeigermodulation werden gemäß dem Ersatzschaltbild in der Abb. 3.4-2 berechnet:

$$\underline{U'}_r = s \cdot \underline{U}_s + \underline{I}'_r \cdot (s \cdot jX_{\sigma} + R'_r). \tag{4.4.8}$$

Die Regelung kann auch durch NSR-Stromkomponenten durchgeführt werden, die folgenderweise ermittelt werden [9], siehe Abb. 4.3-6. Der Sollwert der Längskomponente $\mathbf{I_{wd}}$:

$$I_{wd} = \frac{P_w}{\sqrt{3} \cdot U_n}\ ; \tag{4.4.9}$$

der Sollwert der Querkomponente $\mathbf{I_{wq}}$:

$$I_{wq} = \frac{(1-\alpha) \cdot P_n \cdot \tan\varphi_A + \dfrac{U_n^2}{X_C}}{\sqrt{3} \cdot U_n}\ . \tag{4.4.10}$$

Die Stromeffektivwerte für beide Teil-SR und der gesamte SR-Strom $\mathbf{I_{SR}}$ werden aus den Komponenten bestimmt:

$$I_r = \sqrt{I_{rd}^2 + I_{rq}^2}$$

$$I_w = \sqrt{I_{wd}^2 + I_{wq}^2}\ . \tag{4.4.11}$$

$$I_{SR} = I_r + I_w$$

Eine wichtige Rolle spielt die gleichmäßige Stromverteilung zwischen beiden Teil-SR. Als Ziel kann auch der minimale SR-Strom dienen, bei dem die mini-

malen SR-Verluste erreicht werden. Diese beiden Fälle sind für verschiedene Betriebszustände eines 1.5 MW ASG in Abb. 4.4-3, 4 zu sehen.

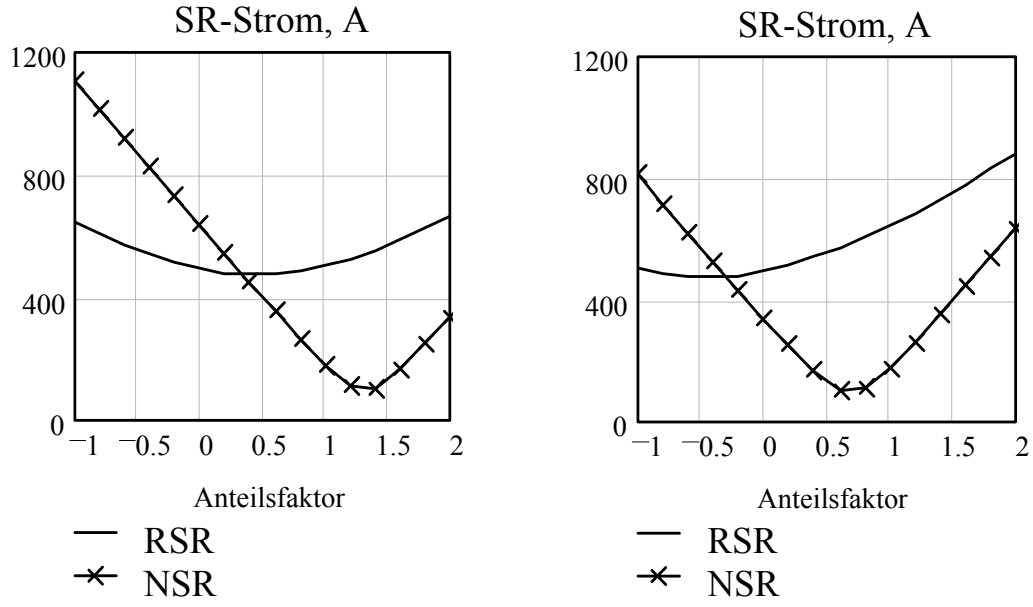


Abbildung 4.4-3: SR-Ströme beim induktiven und kapazitiven Betrieb
bei s = -0.2, cos φ = -0.9 induktiv (links), kapazitiv (rechts)

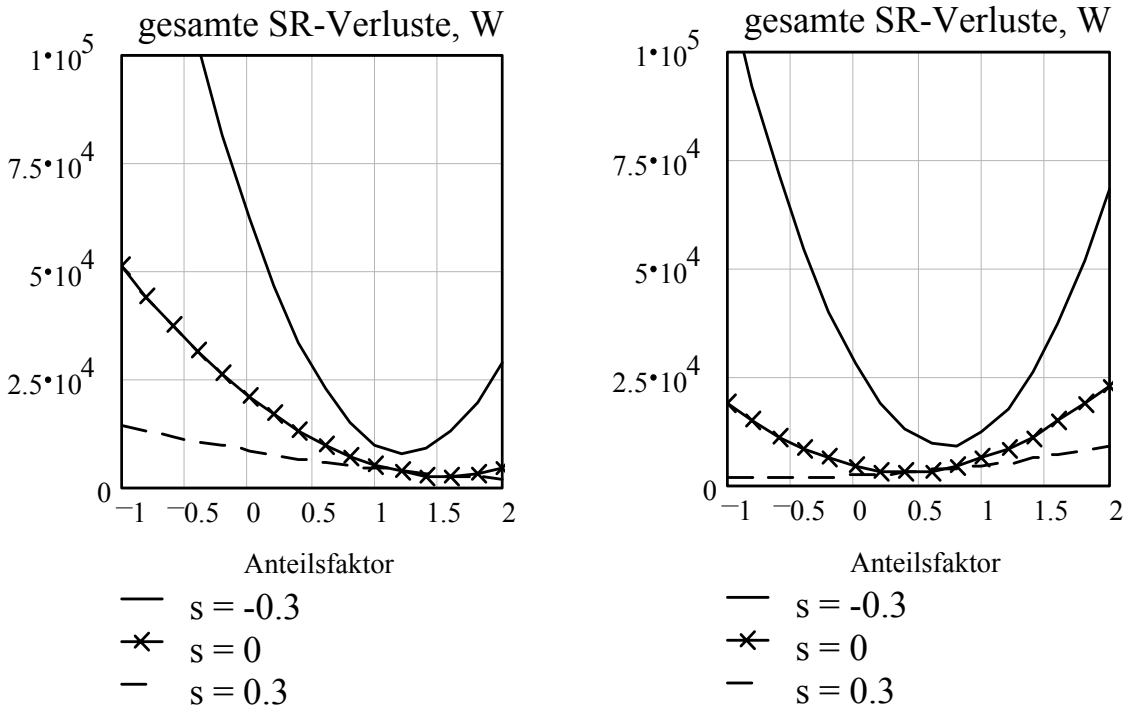


Abbildung 4.4-4: Gesamte SR-Verlusten
bei cos φ = -0.9 induktiv (links), kapazitiv (rechts)

4.5 Vorteile des Betriebes mit feldorientierter Regelung

Vorteile der FOR eines ASG können anhand vergleichender Analyse verschiedener Steuer- und Regelarten hinsichtlich Betriebskennlinien gezeigt werden. Dabei werden folgende in Betracht gezogen:

1 Kurzschlussläuferbetrieb entspricht dem des Schleifringrotors mit kurzgeschlossener Rotorwicklung.

2 Spannungs-Frequenz-Steuerung, bei der die Rotorspannung proportional der Rotordrehfrequenz gesteuert wird [30]:

$$\underline{U}'_r = \frac{-s \cdot \underline{U}_s \cdot e^{2j \cdot a\tan\left(\frac{R_s}{X_s}\right)} \cdot X_h}{jX_s - R_s} \qquad (4.5.1)$$

3 Feldorientierte Regelung, bei der die Lage des Rotorstromraumzeigers $\underline{\mathbf{i}}_\mathbf{r}$ von der Lage des Netzspannungsraumzeigers $\underline{\mathbf{u}}_\mathbf{s}$ abhängig ist.

Bei Spannungssteuerung und FOR kann generatorischer Betrieb auch untersynchron gewährleistet werden. In den Abb. 4.5-1 – 3 werden die Ergebnisse der Untersuchung am Beispiel eines 1.5 MW ASG wegen des Vergleiches mit Kurzschlussrotor nur im übersynchronen Schlupfbereich dargestellt.
Die Vorteile des feldorientiert geregelten Betriebes gegenüber den anderen Steuerarten können folgendermaßen zusammengefasst werden:

- Die Stator- und Rotorströme des ASG mit FOR sind im ganzen Schlupfbereich wesentlich kleiner, was geringere Übertemperaturen der Wicklungen zur Folge hat. Wie aus der Abb. 4.5-1 zu sehen ist, darf eine ungeregelte Asynchronmaschine wegen der Temperaturbelastbarkeit der Wicklungen nur im engen Bereich nahe dem Synchronismus betrieben werden.

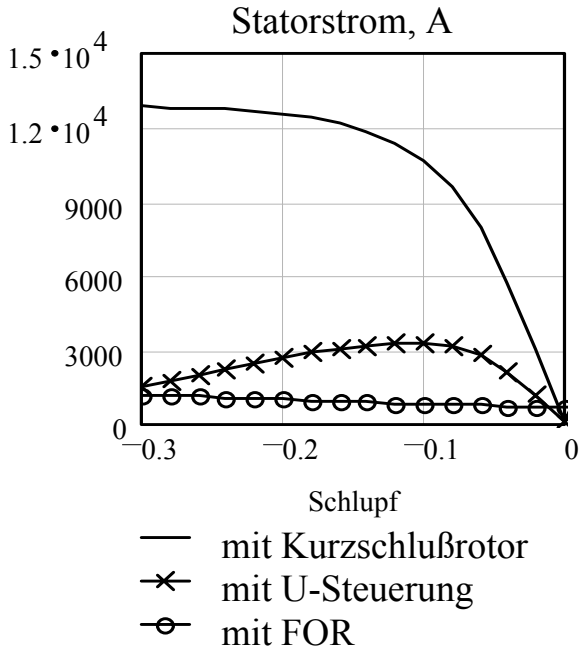


Abbildung 4.5-1: Statorstromvergleich

- Bei FOR ist die Nachführung des Leistungsfaktors, der sonst als Folge der Maschinenparameter und des Betriebszustandes sich selbst einstellt, realisierbar, und sowohl der induktive als auch kapazitive Betrieb wird ermöglicht, siehe Abb. 4.5-2. Der höhere Leistungsfaktor insbesondere bei hohen Schlupfwerten verringert den Aufwand für den Stromrichter.

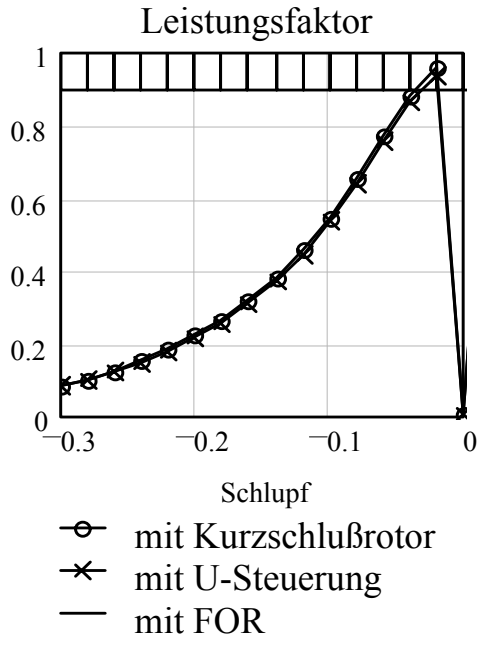


Abbildung 4.5-2: Leistungsfaktorvergleich

- Der Wirkungsgrad bleibt im betrachteten Drehzahlbereich beim Übergang zur FOR fast unverändert und erreicht seinen maximal möglichen Wert, siehe Abb. 4.5-3. Es wird also seine wesentliche Absenkung im Teillastbereich vermieden.

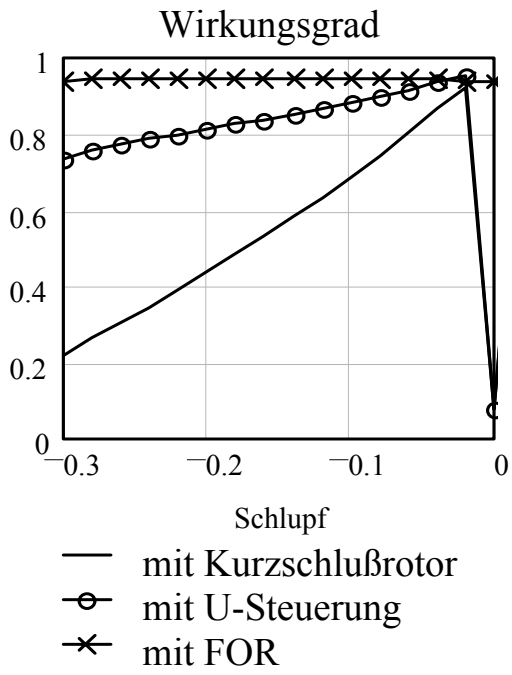


Abbildung 4.5-3: Wirkungsgradvergleich

5 Rotoreinspeisung über einen Stromrichter

5.1 Selbstgeführter Stromrichter mit Gleichspannungszwischenkreis

Um die Spannung im Rotorkreis variieren zu können, muss ein Stellglied mit veränderlicher Spannung und Frequenz an die Schleifringe angeschlossen werden. Als solches wird ein 4-Quadranten-Stromrichter (SR) verwendet, der sowohl über- als auch untersynchronen und zudem auch synchronen Betrieb gestattet und gleichzeitig die Funktion eines stufenlosen Getriebes übernimmt.
Untersynchron bezieht der Rotor die Schlupfleistung aus dem Netz, während übersynchron speist sie ins Netz ein. Dem Aufwand seitens Stromrichter und Regelung steht die universelle Einsatzmöglichkeit der Anlage gegenüber. Das Prinzipschaltbild der gesamten WKA ist in der Abb. 5.1-1 dargestellt.

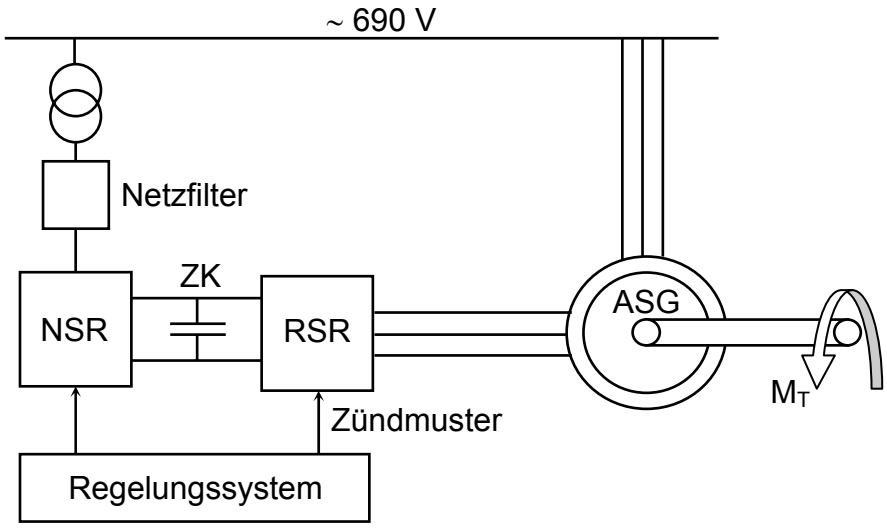


Abbildung 5.1-1: Prinzipschaltbild der WKA

Das Netzfilter besteht aus den zum Netz parallelgeschalteten dreiphasigen Wechselspannungskondensatoren in Dreieckschaltung, die durch die NSR-Oberschwingungsströme reduzierende Reihendrosseln mit dem Stromrichter verbunden sind.

Der SR besteht aus zwei steuerbaren Puls-Stromrichtern, rotorseitigem (RSR) und netzseitigem (NSR), die mit IGBT´s bestückt und durch einen Gleichspannungszwischenkreis (ZK) miteinander gekoppelt sind. Im ZK befindet sich ein Kondensator, der den Oberschwingungsgehalt der Spannung verringert. Denkt man sich die ZK-Kapazität als Reihenschaltung zweier gleicher Kondensatoren, so steht ein Bezugspotential „**0**“ zur Verfügung. Aus der Gleichspannung des ZK wird von einem der Teil-SR je nach dem Betriebszustand eine rechteckförmige Ausgangsspannung erforderlicher Amplitude und Frequenz gebildet, der andere funktioniert dabei als ein Gleichrichter [4], [33], [55]. Bei dem selbstgeführten SR wird die Umleitung des Stromes von einem Stromkreis auf den anderen durch Eingriffe an den IGBT´s selbst bewirkt.

Die Abb. 5.1-2 zeigt die Struktur des verwendeten SR. Da die genaue Topologie des SR für die Aufgabe dieser Arbeit vom untergeordneten Interesse ist, wurde auf sie in der Abb. 5.1-2 verzichtet.

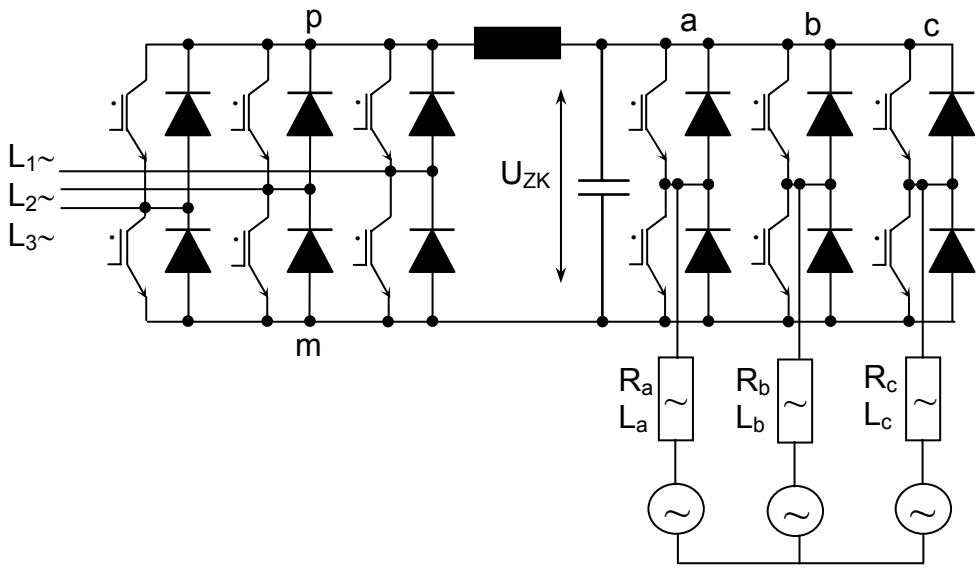


Abbildung 5.1-2: Struktur des Stromrichters

Für die Untersuchung des Betriebesverhaltens des ASG am SR müssen folgende Vereinfachungen getroffen werden:

- Ideale Kopplung zwischen NSR und RSR, d.h. es wird mit einer ideal geglätteten Gleichspannung im ZK gerechnet und es existiert keine Rückwirkung der Belastung auf die ZK-Spannung;

- Einfluss von passiven Elementen des SR, wie Kondensatoren und Drosseln, wird vernachlässigt;

- die IGBT wirken als ideale Schalter, d.h. Verzögerungs- und Schutzzeiten, Kommmutierungsvorgänge werden vernachlässigt;

- Pulse der Ausgangsspannung werden als rechteckförmig angesehen mit der ZK-Spannung als Dachhöhe.

Bei idealer Entkopplung der Stellorgane des SR sind nur die Schaltzustände der RSR-Zweige für die Ausgangsspannung maßgebend. Puls-SR gestattet die Spannungsstellung durch Pulsweitenmodulation (PWM). Durch die vom Mikrorechner berechneten Pulsmuster werden IGBT-Ventilpaare so gesteuert, dass gepulste dreiphasige Ausgangsspannung mit erforderlichen Betrag, Frequenz und Phasenwinkel an die Rotorwicklung angelegt wird. Durch entsprechende Berechnung der Schaltzustände kann eine gute Nährung an die Sinusform des Rotorstromes erreicht werden, der infolgedessen nur wenig oberschwingungsbehaftet ist.
IGBT´s werden in einer Halbperiode mehrfach ein- und ausgeschaltet. Mit steigender Pulsfrequenz nehmen die Ein- und Ausschaltverluste im SR zu. Andererseits je höher die Pulsfrequenz gewählt wird, umso besser gleicht sich die Ausgangsspannung der Grundschwingung an, und die Oberschwingungsverluste gehen zurück. Mit dem Steuerverfahren wird das Arbeitsregime der IGBT´s festgelegt. In dieser Arbeit wird als Steuerverfahren die Raumzeigermodulation bewertet [5], [42], die online nach jedem Aufruf der Stromregler die neue Schaltinformation bestimmt. Sie zeichnet sich durch ein oberschwingungsarmes Pulsmuster, eine gute Regeldynamik und einen hohen SR-Wirkungsgrad aus.

5.2 Pulsweitenmodulation mit der Hilfe des Raumzeigermodulationsverfahrens

FOR arbeitet grundschwingungsorientiert, das heißt, die in den Messgrößen enthaltenen Oberschwingungen werden durch die Auswahl der Abtastzeitpunkte nicht erfasst. Die Erzeugung der Ansteuersignale erfolgt durch Pulsweitenmodulation (PWM) nach dem Spannungsraumzeigermodulationsverfahren.
Bei PWM wird die gewünschte Sollspannung durch eine Folge von Spannungspulsen angenähert, deren Höhe durch die ZK-Spannung festliegt, deren Breite jedoch variiert werden kann. Bezogen auf das Potential des ZK-Mittelpunktes können die Klemmenspannungen nur zwei verschiedene Werte annehmen, die positive oder die negative ZK-Spannung. Physikalische Grundlagen der Raumzeigermodulation sind in [19], [33] ausführlich betrachtet, wobei in [33] Einschränkungen des Verfahrens angeführt sind.
IGBT´s einer Brücke verbinden je nachdem, ob das Eingangssignal eine **„1"** oder eine **„0"** ist, die Rotorklemme mit dem Plus- (**p**) oder Minuspol (**m**) des ZK [4]. Die Spannungen zwischen den Klemmen **a**, **b**, **c** und den Polen sind unabhängig voneinander zwischen den Werten $\mathbf{U_{ZK}}$ und **0** schaltbar. Zur Erzeugung eines symmetrischen Drehspannungssystems müssen die Spannungen $\mathbf{U_{ao}}$, $\mathbf{U_{bo}}$, $\mathbf{U_{co}}$ gleichen zeitlichen Verlauf mit einer jeweiligen Phasenverschiebung von $\mathbf{2\pi / 3}$ aufweisen.

Unter der Annahme, dass in jedem Brückenzweig des SR ein IGBT ein- und einer ausgeschaltet ist, ergeben sich für den dreiphasigen Puls-SR insgesamt acht (2^3) verschiedene Schaltzustände heraus: sechs mögliche Grundzeiger mit der Amplitude

$$|u_r|_{max} = |u_r| = \ldots = |u_6| = \frac{2}{3} U_{ZK} \tag{5.2.1}$$

und zwei Nullzeiger, deren Schaltzustände dreiphasigem Kurzschluss des ASG entsprechen. Grundzeiger liefern betragsgleiche Raumzeiger, die auf den Ecken eines regelmäßigen Hexagons in der komplexen Ebene liegen. Hexagon

der Ausgangsspannung des SR stellt die räumliche Lage der Grundzeiger zu den Wicklungen dar, siehe Abb. 5.2-1.

Um den beliebigen Sollspannungsraumzeiger $\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{r.soll}}$ anzunähern, reicht es, aufeinander folgendes Schalten beider benachbarten Grundzeiger, $\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{re}}$ und $\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{li}}$, und der beiden Nullzeiger, $\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{0}}$ und $\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{7}}$, zu kombinieren [5].
Vorteilhaft ist diejenige Reihenfolge von Zeigern, bei der jeder Zweig innerhalb einer Pulsperiode nur einmal umgeschaltet werden muss. Die Schaltkombination (5.2.2) gewährleistet die geringsten Schaltverluste des SR, sie wird zweimal pro Periode ausgegeben, und die Nullzeiger „**0**“ und „**7**“ wechseln sich ab:

$$\underline{U}_{r.soll} = \underline{U}_{re} + \underline{U}_{li} + \underline{U}_{0(7)}. \tag{5.2.2}$$

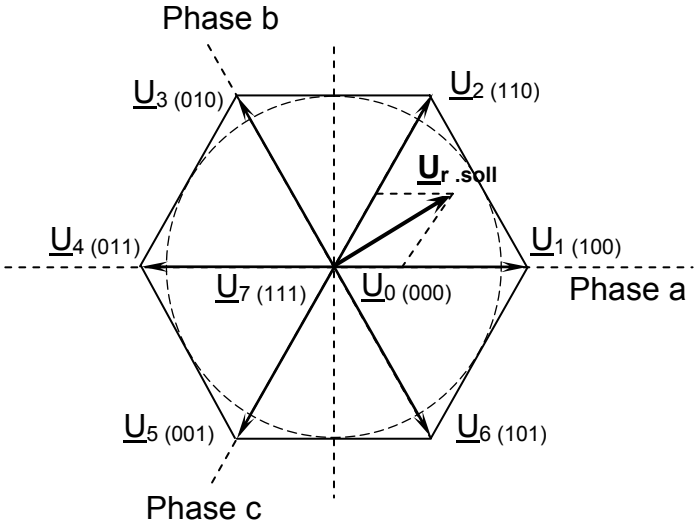


Abbildung 5.2-1: Hexagon der Ausgangsspannung

$\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{re}}$ und $\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{li}}$ lassen sich durch die **d** und **q-**Komponenten des Zeigers $\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{r.soll}}$ für verschiedene Quadranten Q1 – Q4 und Sektoren des Hexagons S1 – S6 berechnen [27], [42], siehe Tab. 5.2-1.

		u_{re}	u_{li}
S1	Q1	b	c
S2		a	-b
	Q2	b	a
S3		c	b
S4	Q3	b	c
S5		a	-b
	Q4	-b	a
S6		c	b

Tabelle 5.2-1: Zur Berechnung des Rotorsollspannungsraumzeigers

Die Bedeutungen der in der Tab. 5.2-1 angeführten Terme **a**, **b** und **c** sind:

$$a = |u_{rd}| + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot |u_{rq}|$$

$$b = |u_{rd}| - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot |u_{rq}| \quad . \tag{5.2.3}$$

$$c = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u_{rq}|$$

Die Zeit zur Approximation eines Sollspannungsraumzeiger ist die so genannte Taktperiode $\mathbf{T_p}$, die sich aus der Pulsfrequenz ergibt zu:

$$T_p = \frac{1}{f_p} \quad . \tag{5.2.4}$$

Gemäß der Schaltkombination (5.2.2) gilt für die Taktperiode:

$$T_p = T_{re} + T_{li} + T_{0(7)} \quad , \tag{5.2.5}$$

wobei $\mathbf{T_{re}}$, $\mathbf{T_{li}}$ – Einschaltzeit der benachbarten Grundzeiger und $\mathbf{T_0}$ – verbliebene Nullspannungszeit.

Die Einschaltzeit der Grundzeiger berechnet sich als entsprechender Teil der halben Taktperiode [2]:

$$T_{re} = \frac{|\underline{U}_{re}|}{|\underline{U}_r|_{max}} \cdot T_p/2$$

$$T_{li} = \frac{|\underline{U}_{li}|}{|\underline{U}_r|_{max}} \cdot T_p/2 \quad . \tag{5.2.6}$$

Nullzeiger werden für die Darstellung des Sollspannungsraumzeigers dann benötigt, wenn dessen Spitze nicht auf dem Hexagon liegt. Ihre Einschaltzeit $\mathbf{T_0}$ erhält man aus der Bedingung (5.2.5):

$$T_0 = \frac{T_p}{2} - T_{re} - T_{li} \quad . \tag{5.2.7}$$

Nach der Berechnung von Einschaltzeiten muss ein Ausgabemodus festgelegt werden. In dieser Arbeit wird die IGBT-Pulsfrequenz 2 kHz angenommen. Demzufolge beträgt die Taktperiode $\mathbf{T_p}$= 0,5 ms. Abtastzeit der Regelung ist damit 0,25 ms. Die Einschaltdauer einzelner Pulse kann entsprechenderweise berechnet werden:

$$T_{imp} = T_{re} + T_{li} + \frac{T_0}{2} \quad . \tag{5.2.8}$$

Wenn der Sollspannungsraumzeigers an die Aussteuergrenze geht, wird die Nullzeit dabei sehr klein oder gar Null. Dies ist gleichbedeutend mit einem sofortigen Ein- bzw. Ausschalten des betroffenen Ventilzweiges. Aus diesem Grund muss entweder die Aussteuerung so begrenzt oder die ZK-Spannung so nachgeführt werden, dass die Nullzeiten $\mathbf{T_0}$ und $\mathbf{T_7}$ die Schaltzeiten der Ventile nie unterschreiten.

Sollwert der ZK-Spannung $\underline{U}_{ZK.soll}$ ist bei der Vernachlässigung der Verzögerung des Regelkreises so vorzugeben, dass der Modulator nahe seiner linearen Aussteuergrenze arbeitet. Damit das Unterschreiten der Mindesteinschaltzeit der Nullzeiger nicht auftritt, wird $\underline{U}_{ZK.soll}$ mit dem Aussteuerungsgrad von 0.95 nach dem Regelalgorithmus nachgeführt [5]:

$$U_{ZK.soll} = \frac{2 \cdot \left|\underline{U}_{r.soll}\right|}{0.95 \cdot \sqrt{3}} \quad . \tag{5.2.9}$$

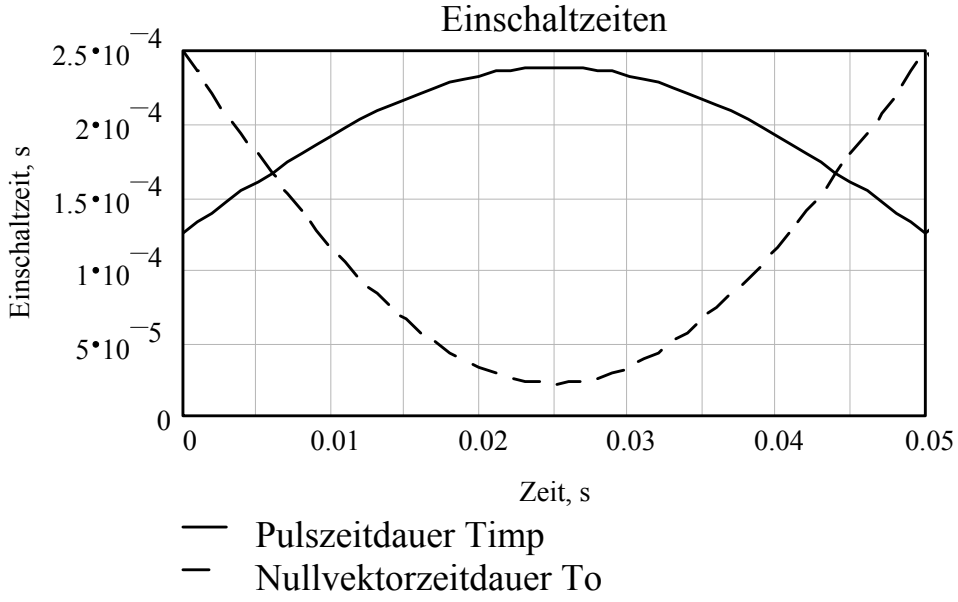


Abbildung 5.2-2: Einschaltzeiten der Pulse innerhalb einer Taktperiode

Da die Rotorfrequenz des ASG von der Drehzahl abhängig ist, die Taktperiode aber unabhängig von der aktuellen Ausgangsfrequenz des Stromrichters stets konstant bleibt, ist das Verhältnis Pulsfrequenz zur Rotorfrequenz $\mathbf{f_p / f_r}$ nicht konstant und die Pulsmuster nicht periodisch, so dass das Verfahren asynchron arbeitet. Diese Asynchronität verursacht Subharmonische und die damit verbundenen Verluste sowie Momentpendelungen. Da aber das Verhältnis von Schaltfrequenz zu Ausgangsfrequenz ausreichend hoch ist, spielen die keine große Rolle, so dass keine Synchronisation notwendig wird.

5.3 Berücksichtigung von Oberschwingungen im einzuprägenden Rotorstrom

Bei Rotorspeisung durch einen spannungseinprägenden SR setzt sich die Klemmenspannung aus der Grundschwingung und einem Spektrum von Oberschwingungen zusammen. Durch die daraus resultierenden oberschwingungsbehafteten Stator- und Rotorströme treten zusätzliche Verluste auf. Diese sind jedoch im hohen Maße vom angewandten SR-Prinzip, dem Steuerverfahren und auch von der ASG-Auslegung abhängig.
Für Berechnung der Oberschwingungsverluste infolge SR-Speisung ist die Kenntnis des Strom- bzw. Spannungsspektrums, $\mathbf{I_\nu, f_\nu}$ bzw. $\mathbf{U_\nu, f_\nu}$, notwendig. Spektrum von Rotorspannungsharmonischen wird berechnet nach [4], [56]:

$$U_\nu = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{ZK}}{\nu} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot \sin(\nu \cdot s \cdot \psi_k \cdot \frac{k \cdot \pi}{T}), \qquad (5.3.1)$$

mit $\nu = 1 + 6g, \quad g = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \ldots$

wobei ψ_k **–** Schaltwinkel der k-ten Pulse innerhalb einer Periode ist und anhand des Raumzeigermodulationsverfahrens nach dem Verhältnis ermittelt werden kann:

$$\psi_k = \begin{bmatrix} \frac{T_p}{2} \cdot \frac{k+1}{2} \cdot \sin(\frac{k}{2} \cdot \pi)^2 + \ldots \\ \ldots + (T_{imp}(\psi_{k-1}) + \frac{T_p}{2} \cdot \frac{k}{2}) \cdot \sin(\frac{k+1}{2} \cdot \pi)^2 \end{bmatrix} . \qquad (5.3.2)$$

$$\psi_1 = \frac{T_p}{2}$$

Die bezogenen Rotorspannungs-Oberschwingungsamplituden sind am Beispiel eines 1.5 MW ASG für den Betriebsfall **s = - 0.15, cos φ = - 0.9 ind., α = 0.5** in der Abb. 5.3-1 dargestellt.

Grundschwingungsfrequenz des Rotorstromes ist der Netzfrequenz proportional, die Oberschwingungen haben ganzzahlige Vielfache dieser Frequenz entsprechend ihrer Ordnungszahl. Geht man von sinusförmigen Netzspannungen aus, so ist die Statorwicklung für die Harmonischen netzfremder Frequenz wie „kurzgeschlossen“. Die Oberschwingungen können im Statorstrom nur aus dem Rotorstrom herrühren und treten in Erscheinung mit der Frequenz [56]:

$$\begin{cases} f_r = |s| \cdot f_n \\ f_{r\nu} = \nu \cdot |s| \cdot f_n \\ f_s = f_n \\ f_{s\nu} = f_s + f_{r\nu-1} = f_n \cdot |1 + s \cdot (\nu - 1)| \end{cases} . \qquad (5.3.3)$$

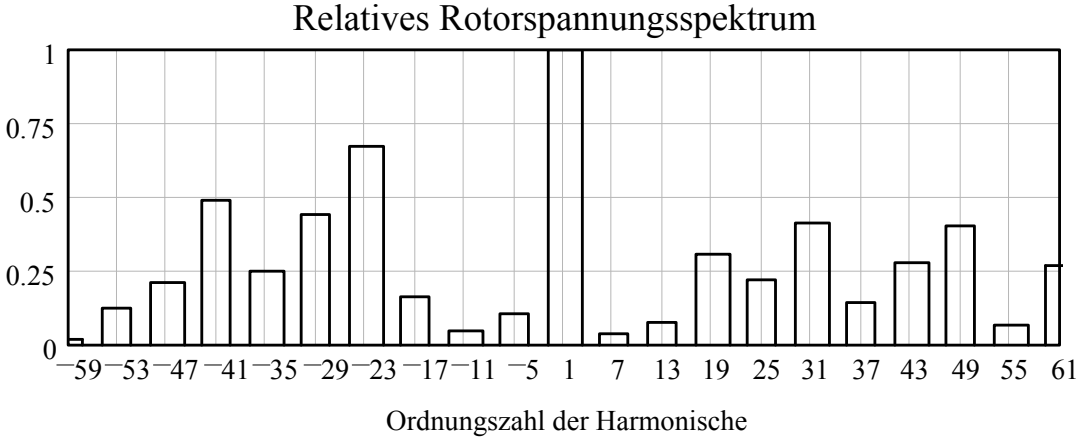


Abbildung 5.3-1: Bezogene Rotorspannungs-Oberschwingungsamplituden

Dann gilt für den Schlupf der ν-ten Oberschwingung:

$$s_\nu = \frac{n_\nu - n}{n_\nu} = \frac{p \cdot f_{s\nu} - p \cdot f_n \cdot (1 - s)}{p \cdot f_{s\nu}} = 1 - \frac{1 - s}{|1 + s \cdot (\nu - 1)|} . \qquad (5.3.4)$$

Für die ν-te Oberschwingung lässt sich ein Ersatzschaltbild zeichnen, dessen Parameter gleich denen des üblichen T-Ersatzschaltbildes angenommen wer-

den können. Die Netzimpedanz darf bei weiteren Berechnungen vernachlässigt werden [20].

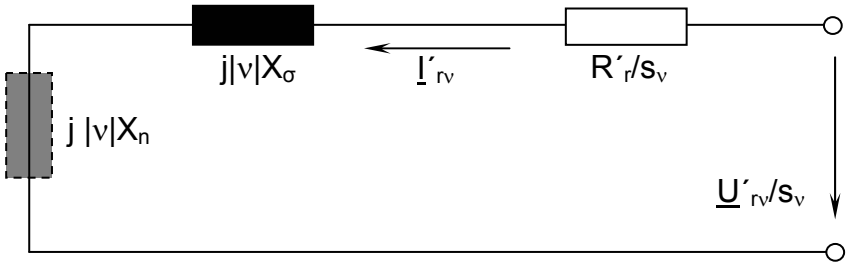


Abbildung 5.3-2: Ersatzschaltbild für ν-te Oberschwingung

Gesamtimpedanz des Ersatzschaltbildes 5.3-2:

$$\underline{Z}_\nu = \frac{R_r'}{s_\nu} + j \cdot |\nu| \cdot X_\sigma . \tag{5.3.5}$$

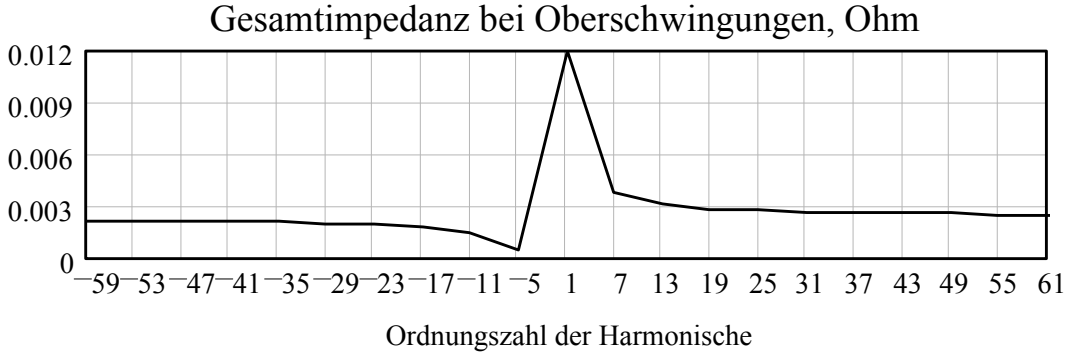


Abbildung 5.3-3: Gesamtimpedanz der Oberschwingungen

Gemäß dem Ersatzschaltbild 5.3-2 ergibt sich der Spektrum von Stromharmonischen sowohl für Rotor als auch für Stator zu:

$$\underline{I'}_\nu = \frac{\underline{U'}_{r\nu}}{s_\nu \cdot \underline{Z}_\nu} . \tag{5.3.6}$$

In den Abb. 5.3-1, 3, 4 sind das relative Rotorspannungsspektrum, die Gesamtimpedanz der Oberschwingungen und die relativen Stromspektren für Stator-

und Rotorstrom bezogen auf den Nennwert des jeweiligen Stromes am Beispiel eines 1.5 MW ASG im mittleren Jahresbetriebspunkt dargestellt.

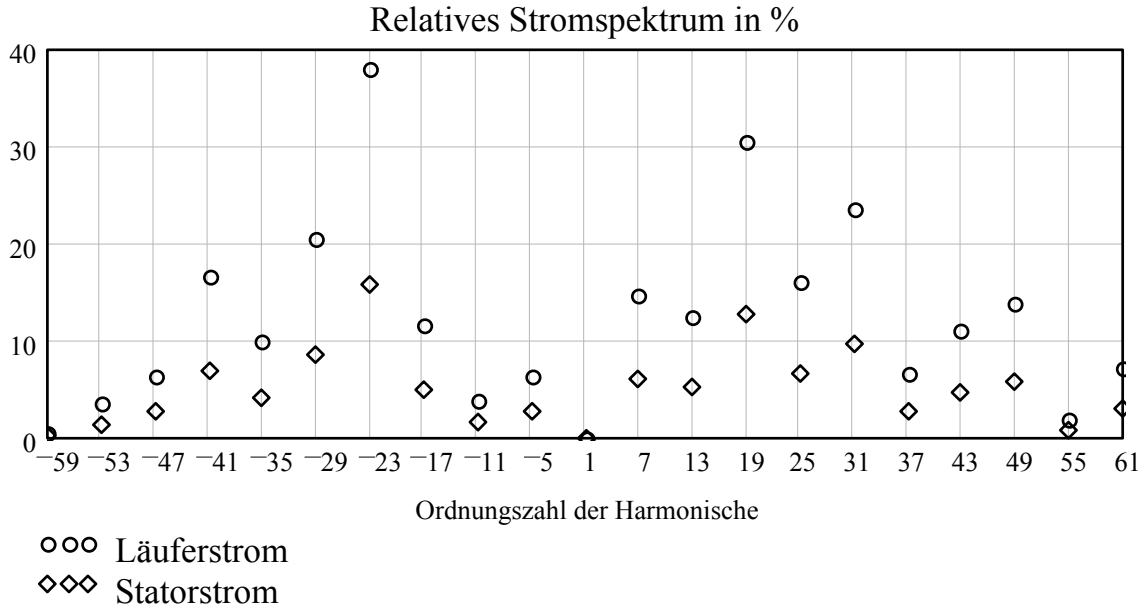


Abbildung 5.3-4: Stromspektrum der Oberschwingungen (p.u.)

Der gesamte Effektivwert des Stator-/Rotorstromes einschließlich der Oberschwingungen wird allgemein ermittelt:

$$I_{eff} = I \cdot \sqrt{1 + \sum_{\nu=5}^{\infty} \left(\frac{I_\nu}{I} \right)^2} \quad . \tag{5.3.7}$$

Darüber hinaus können die zusätzlichen Oberschwingungsverluste bestimmt werden; sie addieren sich aus Kupferverlusten in den Wicklungen:

$$P_{w\nu} = m \cdot R \cdot \sum_{\nu} I_\nu^2 \quad . \tag{5.3.8}$$

und Eisen- oder Wirbelstromverlusten (für Semifinished-Blech sind die bezogenen Werte P_H = 1.6 W/kg und P_W = 1.4 W/kg) [33], [56]:

$$P_{e\nu} = P_H \cdot \sum_{\nu} \frac{0.25 \cdot \left(\frac{U_\nu}{U_r}\right)^2}{\nu} + 0.25 \cdot P_W \cdot \sum_{\nu} \left(\frac{U_\nu}{U_r}\right)^2 \quad . \tag{5.3.9}$$

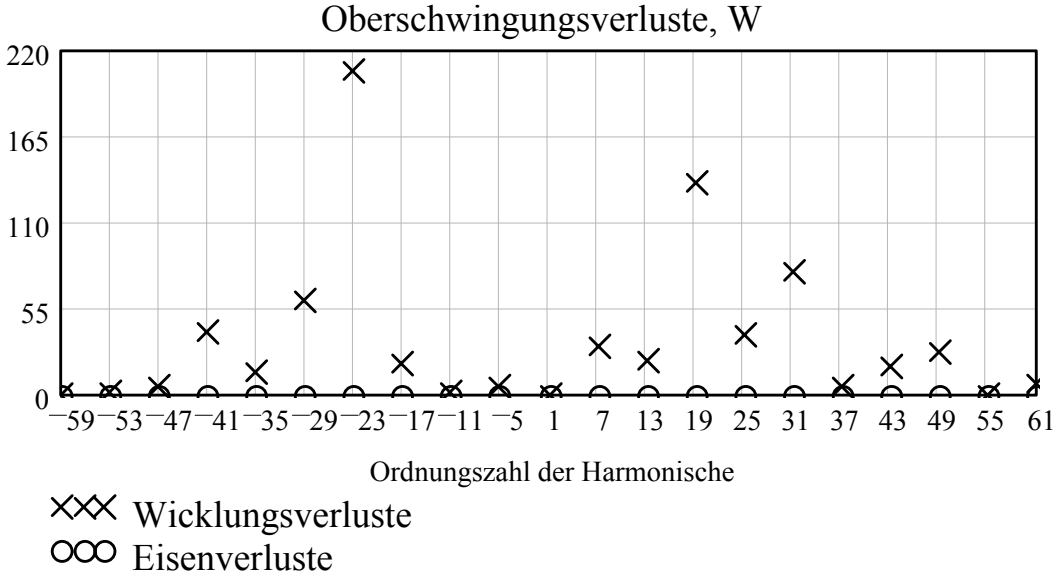


Abbildung 5.3-5: Oberschwingungsverluste

Bei der Untersuchung anhand eines 1.5 MW ASG haben sich die durch SR-Speisung bedingten Oberschwingungsverluste ergeben, derer Anteil an den gesamten ASG-Verlusten $P_{\Sigma\nu} / P_{vASG} = 2.2\%$ beträgt, siehe Abb. 5.3-5. Da diese zusätzlichen Verluste unbedenklich gering sind, weisen sie keinen Einfluss auf das Betriebsverhalten des ASG hinsichtlich des Wirkungsgrades auf.

6 Skalierung des Maschinenentwurfes eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators

6.1 Richtlinien des Maschinenentwurfes

Ziel des Maschinenentwurfes ist es, aus den gegebenen Nennwerten und geforderten Eigenschaften die Abmessungen aller elektromagnetisch aktiven Bauteile des ASG zu ermitteln. Zum großen Teil werden die Abmessungen durch elektromagnetische Beanspruchungen, zulässige Induktionen und Stromdichten, festgelegt, die sich ihrerseits auf die Einhaltung zulässiger Erwärmungen der elektromagnetisch aktiven Bauteile stützen. Letzte Bedingung resultiert aus der begrenzten Wärmebeständigkeit der Isolierstoffe. Für diese Beanspruchungen gibt es Richtwerte, die zu einem brauchbaren Maschinenentwurf führen [50], siehe Schema 6.1-1. Die endgültigen Abmessungen des ASG werden durch Optimierung nach einem Betriebskriterium gewonnen.

Für die ASG für WKA treten noch zusätzliche Bedingungen geometrischer, mechanischer und elektromagnetischer Natur in Erscheinung. Es lässt sich daher eine Reihe von Richtlinien ableiten, an denen man beim ASG-Entwurf gehalten werden muss [19], [34], [41]:

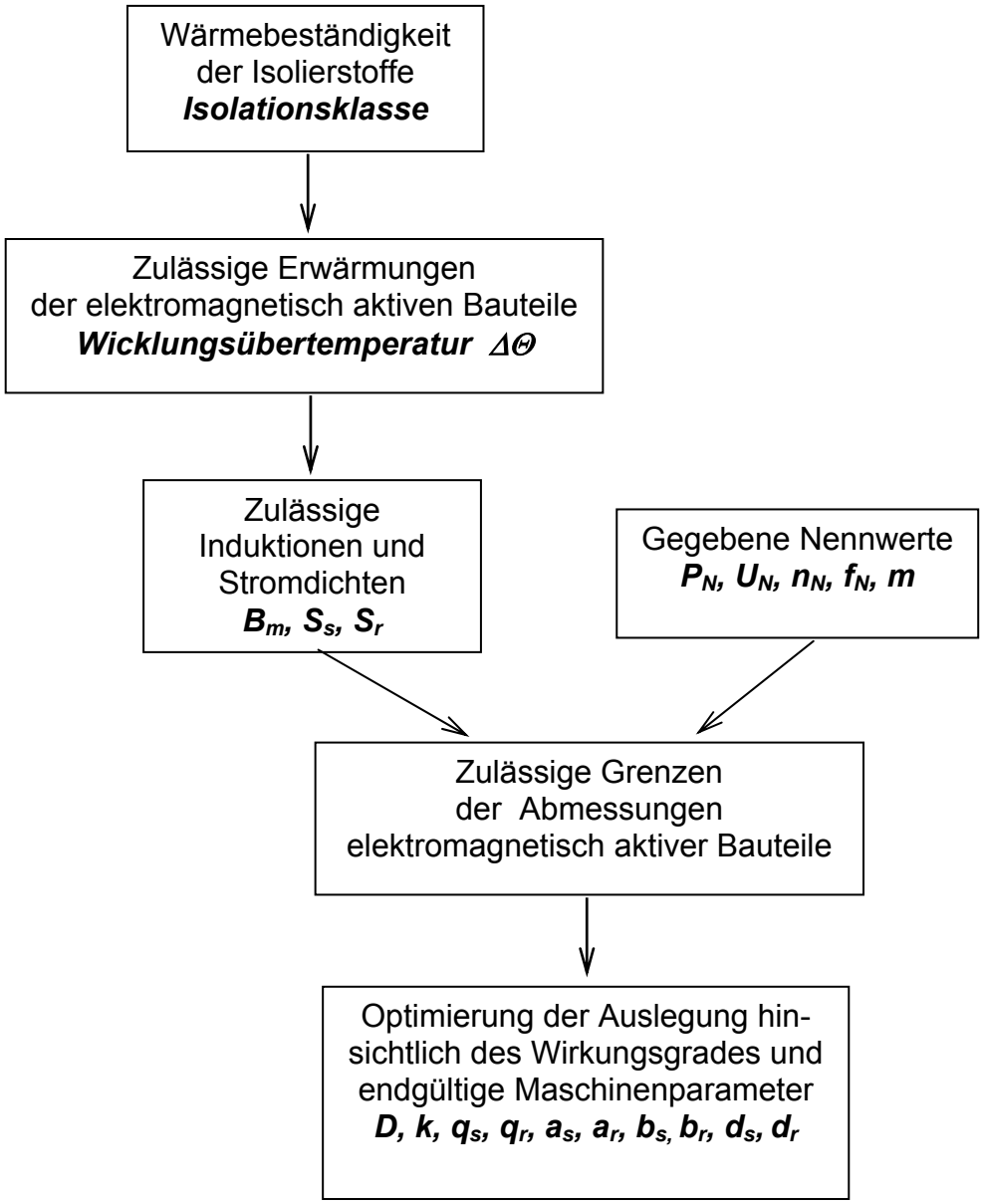
- ASG für WKA soll die Umwelt mit möglichst geringen magnetischen Geräuschen belasten. Daher sind bei seiner Auslegung bestimmte Nutenzusammenhänge zu vermeiden, die zur Lärmentstehung führen können, siehe Abschn. 6.5.

- Die Sättigung des Eisens kann Einfluss nehmen auf das Schwingungs- und Geräuschverhalten eines ASG, der demzufolge als eine schwachgesättigte Maschine bemessen werden sollte.

- Da ein ASG schon umlaufend ans Netz angeschlossen wird, fallen die Gründe für Nutschrägung weg. Durch gerade Rotornuten ist eine Verbesse-

rung der Maschineneigenschaften zu erzielen, weil die Kopplung zwischen einer Strangspule im Stator und der im Rotor größer wird.

- Für ASG von 1.5 MW Leistung werden Wassermantelkühlung und zusätzliche Kühlkanäle im Rotorblech für die vom Wasser gekühlte Luft vorgesehen, siehe Abb. 6.1-1, 2, was Induktions- und Temperaturverteilung im Querschnitt der Maschine beeinflusst.



Schema 6.1-1: Allgemeiner klassischer Entwurfsgang

Die Entwurfsskalierung wird am Beispiel eines doppelt gespeisten vierpoligen ASG Typ DVSG400/4L im Leistungsbereich von 1.5 bis 5 MW durchgeführt, wobei alle Nenndaten außer die Nennleistung unverändert gelassen werden. Als Grundlage des Maschinenentwurfes wird der klassische Entwurfsgang gemäß [50] angenommen.

Beim Entwurfsgang können einige zu variierenden Parameter selektiert werden, durch die alle andere Abmessungen, elektrische Parameter und das Betriebsverhalten des ASG beeinflusst werden. Dazu gehören Durchmesser der Statorbohrung **D**, relative Maschinenlänge **k**, die Lochzahlen $\mathbf{q_s}$, $\mathbf{q_r}$ und die Zahl von Parallelzweigen $\mathbf{a_s}$, $\mathbf{a_r}$ für Stator- und Rotorwicklungen, Statorleiterzahl je Nut $\mathbf{Zn_s}$, auch die relativen Nutbreiten $\mathbf{b_s}$ und $\mathbf{b_r}$ (Verhältnis der Nutbreite zur Nutteilung) und relativen Nuthöhen $\mathbf{d_s}$, $\mathbf{d_r}$ (Verhältnis der Nuthöhe zur Nutbreite) für Stator und Rotor. Querschnitt eines ASG ist in der Abb. 6.1-4 dargestellt.
Durch die Variierung von oben genannten Parametern in gewissen zulässigen Grenzen können elektrische Parameter wie Stator- und Rotorwicklungswiderstände, $\mathbf{R_s}$, $\mathbf{R_r}$, Eisenverlustwiderstand $\mathbf{R_m}$, Hauptreaktanz $\mathbf{X_h}$ und Streureaktanz $\mathbf{X_\sigma}$ mehrfach geändert werden. Darüber hinaus kann eine optimale Auslegung des ASG hinsichtlich eines bestimmten quasistationären Betriebzustandes nachvollzogen werden.

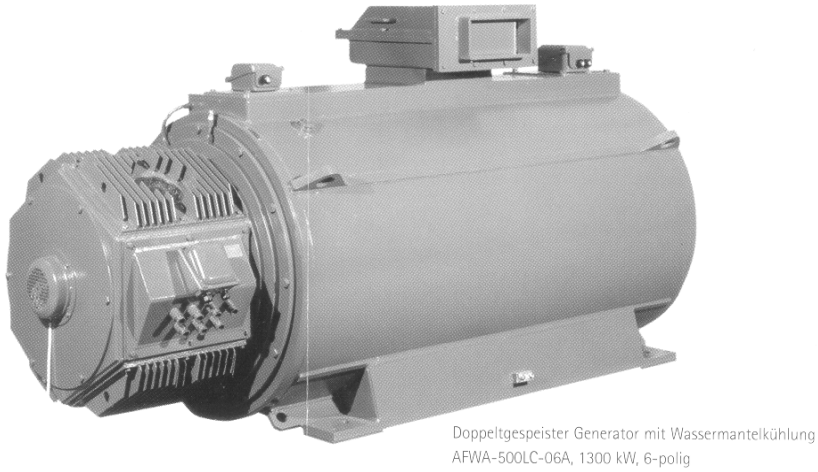


Abbildung 6.1-1: Wassergekühlte doppelt gespeiste ASG
(Quelle: Flender, Loher AG)

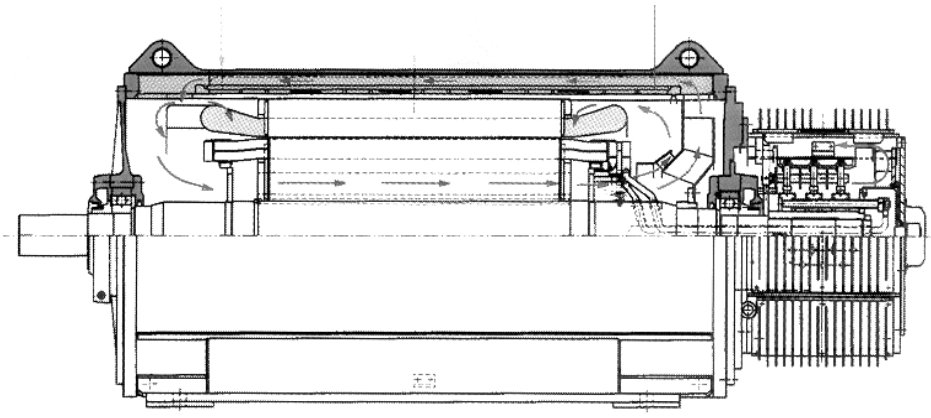


Abbildung 6.1-2: Wassergekühlte doppelt gespeiste ASG (Längsschnitt) (Quelle: Flender, Loher AG)

Nennleistung	P_N	1.5 ... 5	MW	
Synchrondrehzahl	n_s	1500	U/min	
Nenndrehzahl	n_N	1950	U/min	
Statorspannung	U_N	690	V	Dreieckschaltung
Netzfrequenz	f_N	50	Hz	
Rotorspannung	U_r	0 ... 690	V	
Strangzahl	**m**	3		
Schutzart		IP 54		
Umgebungstemperatur	**T**	-10 ... 40	°C	

Tabelle 6.1-1: Nenndaten des ASG Typ DVSG400/4L

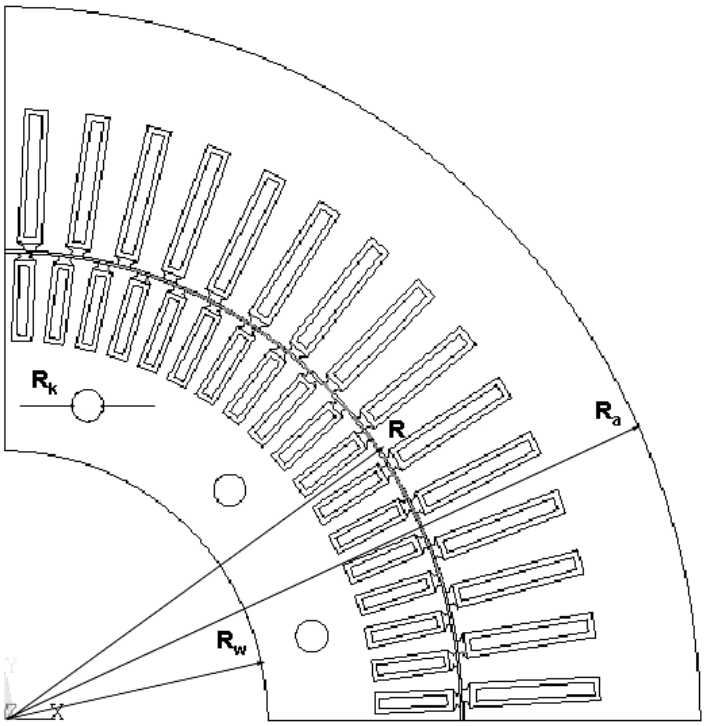


Abbildung 6.1-3: Wassermantelgekühlte doppelt gespeiste ASG mit axialen Luftkanälen im Rotorblech (Querschnitt)

6.2 Ausgangswerte

Für einen bestimmten Betriebszustand, also bei den gegebenen Werten von Schlupf **s**, Leistungsfaktor **cos φ_A** und Anteilsfaktor α, kann der Effektivwert des Statorstromes aus Gl. (4.2.1),(4.4.5) – (4.4.6) ermittelt werden:

$$I_S = \frac{\sqrt{3}}{m \cdot U_n} \cdot \sqrt{P_N^2 \cdot (\tan \varphi_A \cdot \alpha)^2 + P_n^2 \cdot \left(\frac{n_S}{n_N}\right)^6 \cdot (1-s)^4} \quad . \tag{6.2.1}$$

Der ASG sollte für den schwerstmöglichen Betriebsfall, d.h. bei Volllast mit Schlupf **s = - 0.3**, ausgelegt werden. In diesem Fall wird der größte Statorstrangstrom beim Leistungsfaktor **cos φ = - 0.9 induktiv** oder **kapazitiv** und beim Anteilsfaktor α = **2** erreicht, wie dies die Abhängigkeiten des Statorstro-

mes von Betriebsparametern anhand eines 1.5 MW ASG in den Abb. 6.2-1 – 6.2-3 zeigen.

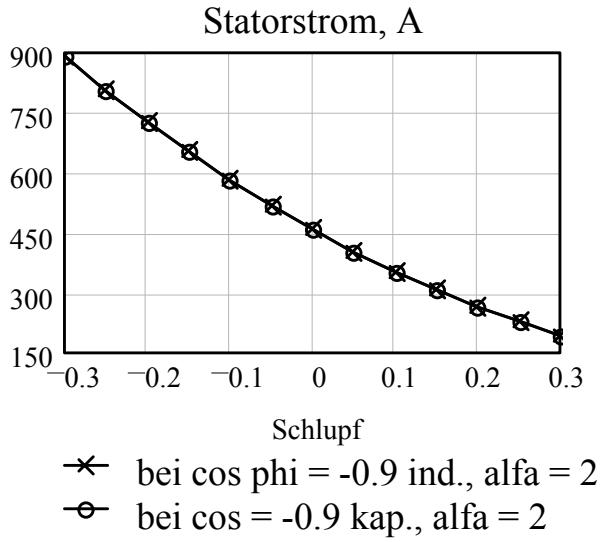


Abbildung 6.2-1: Statorstrom in Abhängigkeit vom Schlupf

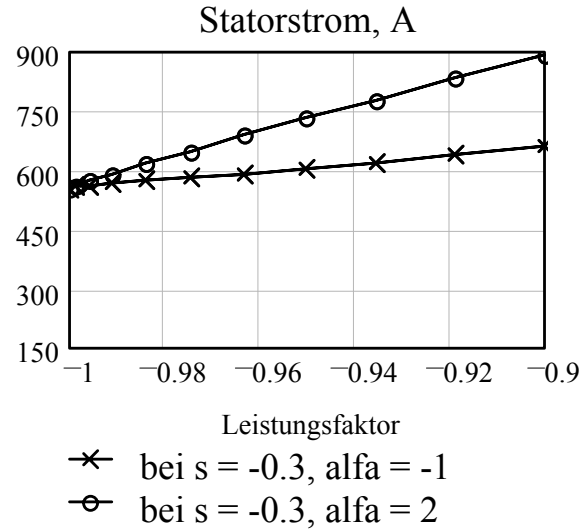


Abbildung 6.2-2: Statorstrom in Abhängigkeit vom Leistungsfaktor

In der Realität ist dies aber nie der Fall. Wie aus den Berechnungen für die optimale Betriebsführung der WKA, siehe Kap. 8, hervorgeht, wird der maximale Wirkungsgrad der Anlage bei diesem Betriebszustand – **s = - 0.3**, **cos φ = - 0.9 –** beim Anteilsfaktor im Bereich - **0.5 ≤ α ≤ 0.5** erreicht, siehe Abb. 6.2-4.

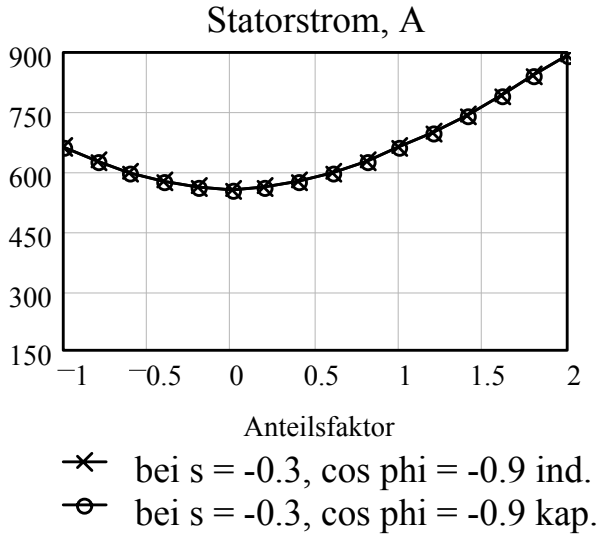


Abbildung 6.2-3: Statorstrom in Abhängigkeit vom Anteilsfaktor

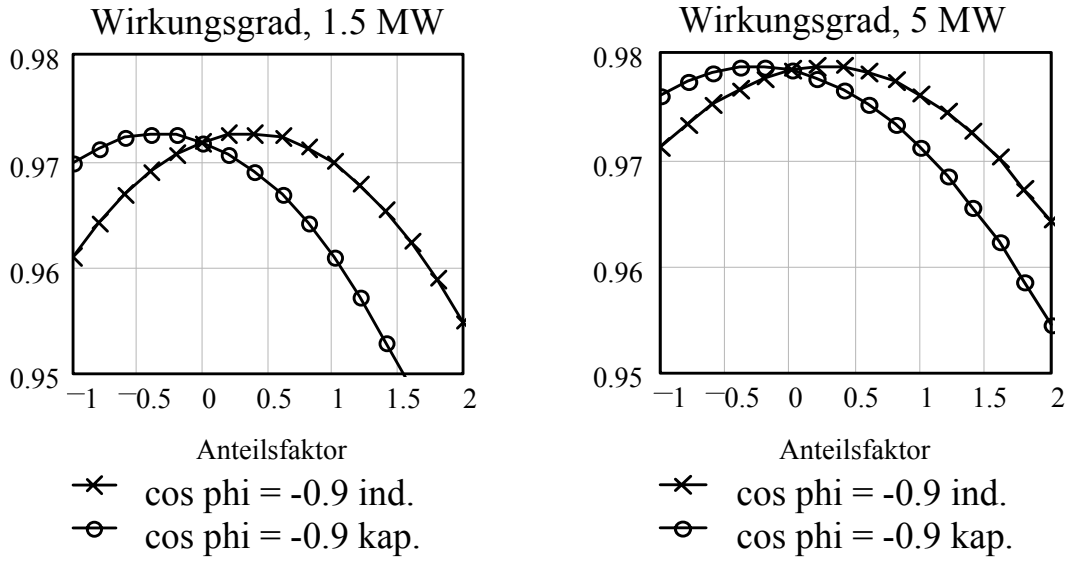


Abbildung 6.2-4: Einfluss des Anteilsfaktors auf den Wirkungsgrad bei s = -0.3

Bei **s = - 0.3** entspricht die Wirkleistung am Netzanschlusspunkt der Nennleistung des ASG $\mathbf{P_n = P_N}$. Dann wird der Statorstrom zu:

$$I_S = \frac{\sqrt{3} \cdot P_N}{m \cdot U_N} \cdot \sqrt{(\tan \varphi_A \cdot \alpha)^2 + \left(\frac{n_s}{n_N}\right)^6 \cdot (1-s)^4} \; . \qquad (6.2.2)$$

Die proportionale Steigerung des Statorstromes mit der größer werdenden Nennleistung ist in Abb. 6.2-5 dargestellt. Da ist zu sehen, dass der ASG mit der Doppelspeisung für geringeren Strom ausgelegt werden kann als ohne.

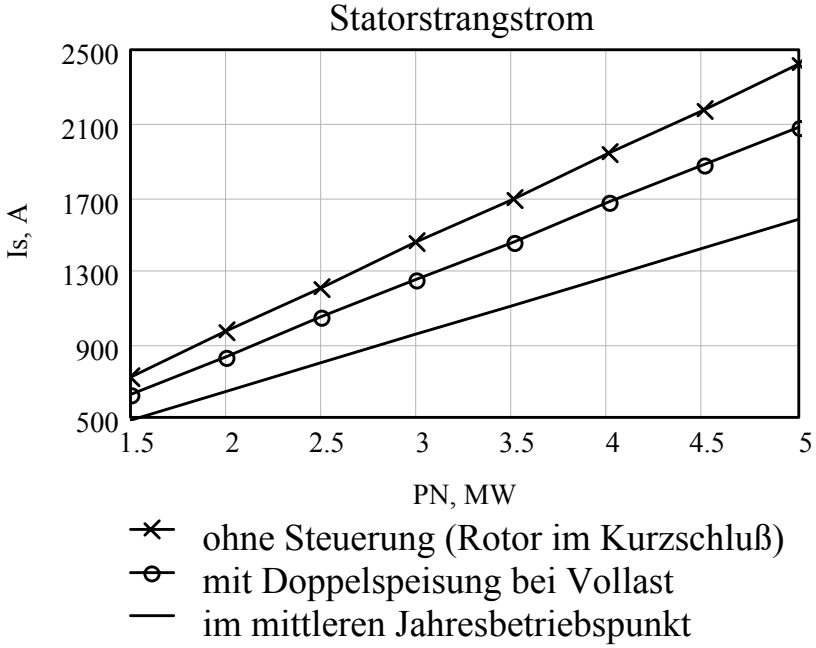


Abbildung 6.2-5: Statorstrom

Die optimale ASG-Auslegung wird jedoch nicht nach dem höchsten Wirkungsgrad im Nennbetriebspunkt, der der Volllast entspricht, sondern nach dem im mittleren Jahresbetriebspunkt gewählt. Für den mittleren Jahresbetriebspunkt wird ein am häufigsten vorkommender Betriebszustand angenommen, d. h. neutraler Betrieb bei 80 % der Volllast [6]. Beim neutralen Betrieb, wie aus Gl. (4.4.6) folgt, fließt der gesamte Magnetisierungsstrom durch die Rotorseite, und der Anteilsfaktor wird α **= 0** eingesetzt. Darüber hinaus werden im Weiteren Betriebszustände mit folgenden Betriebsparametern betrachtet:

	Volllast	mittlerer Jahresbetriebspunkt
Schlupf, **s**	-0.3	-0.2
Leistungsfaktor, **cos** φ_A	-0.9 induktiv	-1 neutral
Anteilsfaktor, α	0.5	0

Tabelle 6.2-1: Betriebsparameter

6.3 Skalierung der Hauptabmessungen

6.3.1 Ausnutzungsfaktor

Der klassische Maschinenentwurf beginnt mit der Ermittlung der Hauptabmessungen durch die Entwurfsgleichung:

$$D^2 \cdot l_a = \frac{P_N}{n_N \cdot C} \ . \tag{6.3.1}$$

Um den Produkt im linken Teil der Gl. (6.3.1) bestimmen zu können, wird dem Maschinenentwurf zunächst der Ausnutzungsfaktor **C**, der im wesentlichen vom Kühlsystem und der Baugröße auf einer Seite und vom Strombelag der Maschine auf anderer Seite abhängt, zugrunde gelegt. Für den Ausnutzungsfaktor sind in [50] zugeordnete Wertepaare gegeben:

$$C = f(P_N / 2 \cdot p) \ . \tag{6.3.2}$$

Für einen ASG für WKA großer Leistung spielen das Gewicht und der Durchmesser öfters eine entscheidende Rolle. Da ab Leistung 1.5 MW Wassermantelkühlung vorgesehen wird und der Statorstrombelag eines doppelt gespeisten ASG gegenüber einer üblichen Asynchronmaschine geringer ist, siehe Abb. 6.2-5, darf der Ausnutzungsfaktor relativ hoch gewählt werden. Der ASG weist eine geschlossene Konstruktion auf, was zur Reduktion des Ausnutzungsfaktors führt. Anhand der in [50] enthaltenen Grafik können die jeder Nennleistung entsprechenden Ausnutzungsfaktoren bei der Polpaarzahl **p = 2** mit der Formel interpoliert werden:

$$\begin{aligned} &C = K_{red} \cdot (0.15 \cdot P_N \cdot 10^{-6} + 5.25) \quad kW \cdot s/m^3 \\ &K_{red} = 0.95 \end{aligned} \ . \tag{6.3.3}$$

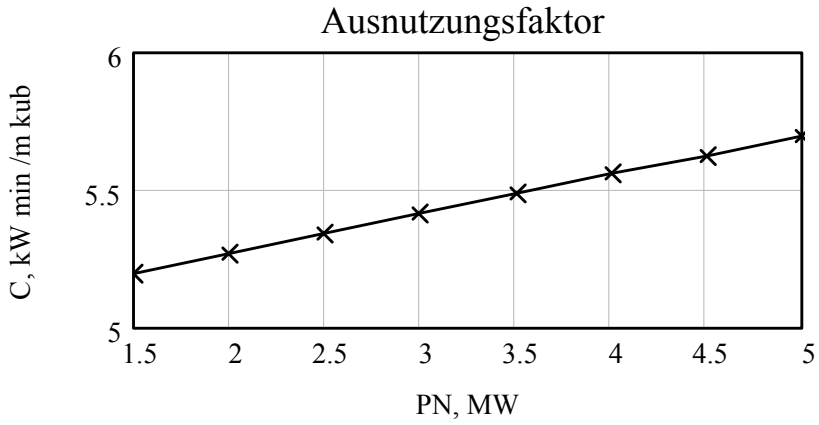


Abbildung 6.3-1: Ausnutzungsfaktor für Polpaarzahl p = 2

Im Schlussteil des Maschinenentwurfes soll dieser Ausnutzungsfaktor als Produkt aus Wirkungsgrad, Strombelag und Luftspaltinduktion wieder berechnet werden.

6.3.2 Statorbohrungsdurchmesser

Die Aufteilung des Produktes $\mathbf{D^2 \cdot l_a}$ in Statorbohrungsdurchmesser **D** und reelle Maschinenlänge $\mathbf{l_a}$, erfolgt für relative Maschinenlänge **k,** die für einen Schnellläufer erfahrungsgemäß liegen soll im Bereich [50]:

$$k = \frac{l_a}{D} = 0{,}75 \ldots 1{,}25 \ . \tag{6.3.4}$$

Kleine Werte führen zu kürzeren Maschinen mit guten Kühlungsverhältnissen und großen Trägheitsmomenten.
Die empirische Formel für die Berechnung des Durchmessers **D** stellt ihn in Abhängigkeit von Ausnutzungsfaktor, der seinerseits proportional zum Statorstrombelag bzw. Statorleistung ist. Bei der Volllast aber wird der Teil der Wirkleistung durch die Rotorseite ins Netz gespeist, wodurch die Statorseite entlastet und der Statorstrombelag geringer wird. Darüber hinaus darf man bei

der Berechnung des Durchmessers nicht von der vollen Nennleistung des ASG ausgehen, sondern nur von der Statorleistung. Dann wird die bekannte Formel aus [50] umgewandelt in:

$$D = \sqrt[3]{\frac{1}{C \cdot k} \cdot \frac{P_N \cdot 10^{-3}}{n_N \cdot (1 - s_N)}}, \qquad (6.3.5)$$

mit $s_N = -0.3$.

Für jede Nennleistung kann dann eine Reihe von Durchmessern bei verschiedenen relativen Maschinenlängen **k** ermittelt werden. In Abb. 6.3-2 sind die Durchmessergrenzen für eine Leistungsreihe von 1.5 bis 5 MW für zwei Fälle dargestellt:

- durch die Statorleistung ermittelte für doppelt gespeisten ASG
- durch die Nennleistung berechnete wie für die üblichen Asynchronmaschine

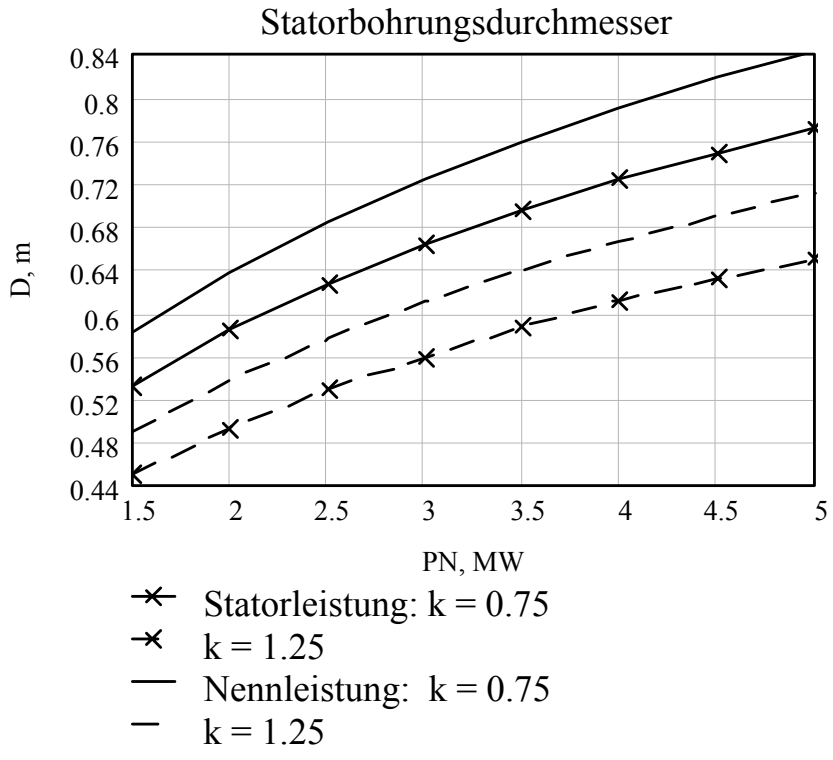


Abbildung 6.3-2: Grenzen des Statorbohrungsdurchmessers

Weiterhin wird der Durchmesser durch den zulässigen Statorstrombelag $\mathbf{A_s}$ begrenzt, der im Allgemeinen für die große Asynchronmaschine bei indirekter Wasserkühlung im Bereich liegen sollte:

$$A_s = 60...110\ kA/m = A_{s\,min} \ldots A_{s\,max} \tag{6.3.6}$$

Seiner Definition nach wird der Statorstrombelag ermittelt als

$$A_s = \frac{2 \cdot p \cdot m \cdot q_s \cdot Zn_s \cdot I_s}{\pi \cdot a_s \cdot D} \quad . \tag{6.3.7}$$

Aus der Bedingung (6.3.6) und Gl. (6.3.7) können weitere Grenzen für Durchmesser festgelegt werden, die in Abb. 6.3-3 für ASG-Reihe bei den Parametern $\mathbf{q_s = 6}$, $\mathbf{a_s = 1}$, $\mathbf{Zn_s = 2}$ dargestellt sind:

$$D_{min} = \frac{2 \cdot p \cdot m \cdot q_s \cdot Zn_s \cdot I_s}{\pi \cdot a_s \cdot A_{s\,max}} \quad . \tag{6.3.8}$$

$$D_{max} = \frac{2 \cdot p \cdot m \cdot q_s \cdot Zn_s \cdot I_s}{\pi \cdot a_s \cdot A_{s\,min}}$$

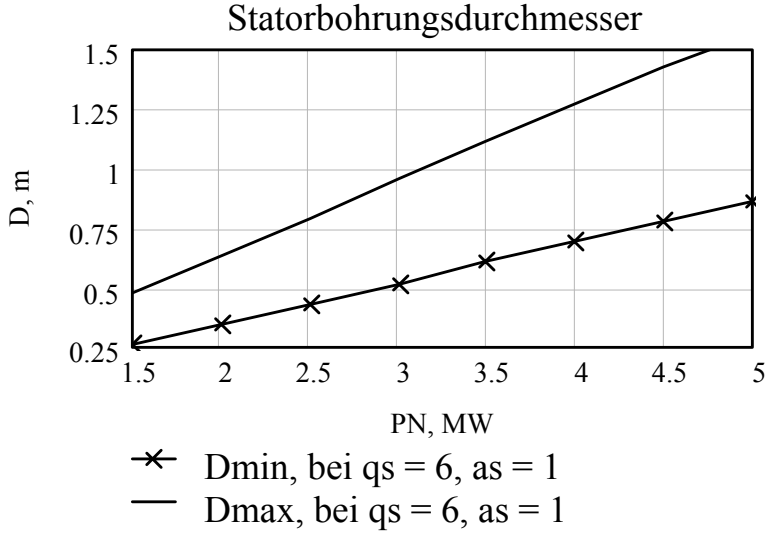


Abbildung 6.3-3: Durchmessergrenzen anhand des Statorstrombelags

6.3.3 Relative Maschinenlänge

Für moderne Elektroblechsorten wird die mittlere Luftspaltinduktion eines ASG, damit er schwachgesättigt bleibt, nach [50] variiert im Bereich:

$$B_m = 0.65...0.7\ T \tag{6.3.9}$$

Hier wurde $\mathbf{B_m = 0.7\ T}$ angenommen.
Der magnetische Hauptfluss in der Maschine wird durch die mittlere Luftspaltinduktion und die Hauptabmessungen ermittelt:

$$\Phi_h = B_m \cdot \tau_p \cdot l_a = B_m \cdot \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p} \cdot D \cdot k \ . \tag{6.3.10}$$

Damit die notwendige Spannung an den Generatorklemmen vorhanden ist, soll ein bestimmter Hauptfluss von der Statorwicklung gewährleistet werden, der unter anderem durch die Wicklungsparameter ausgedrückt wird als:

$$\Phi_h = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{iG}}{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot p} \cdot \frac{a_s}{q_s \cdot Zn_s \cdot \xi_s} \ . \tag{6.3.11}$$

Aus dem Vergleich zweier Gl. (6.3.10) und (6.3.11) geht hervor, dass das Maß für das Maschinenvolumen $\mathbf{D^2k}$ von den notwendigen Spannung $\mathbf{U_n}$ und Frequenz $\mathbf{f_n}$ und von Wicklungsparametern des ASG eindeutig festgelegt wird:

$$D^2 \cdot k = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{iG}}{\pi^2 \cdot f_n \cdot B_m} \cdot \frac{a_s}{q_s \cdot Zn_s \cdot \xi_s}, \tag{6.3.12}$$

wobei in erster Nährung angenommen wird, siehe auch Abb. 2.2-2

$$U_{iG} = 1.07 \cdot U_n \, . \tag{6.3.13}$$

Anschließend kann anhand der Gl. (6.3.12) die untere Grenze für die relative Maschinenlänge für jeden gewählten Durchmesser bei gegebenen Wicklungsparametern, Lochzahl, Leiterzahl und Zahl der Parallelzweige, ermittelt werden, damit der ASG nicht im Sättigungsbereich arbeitet. Auch aus mechanischen Gründen sind nicht alle Zusammenhänge realisierbar. Aus den Abhängigkeiten in Abb. 6.3-4 kann für jede bestimmte Wicklungsauslegung ein annehmbarer Durchmesser ermittelt werden.

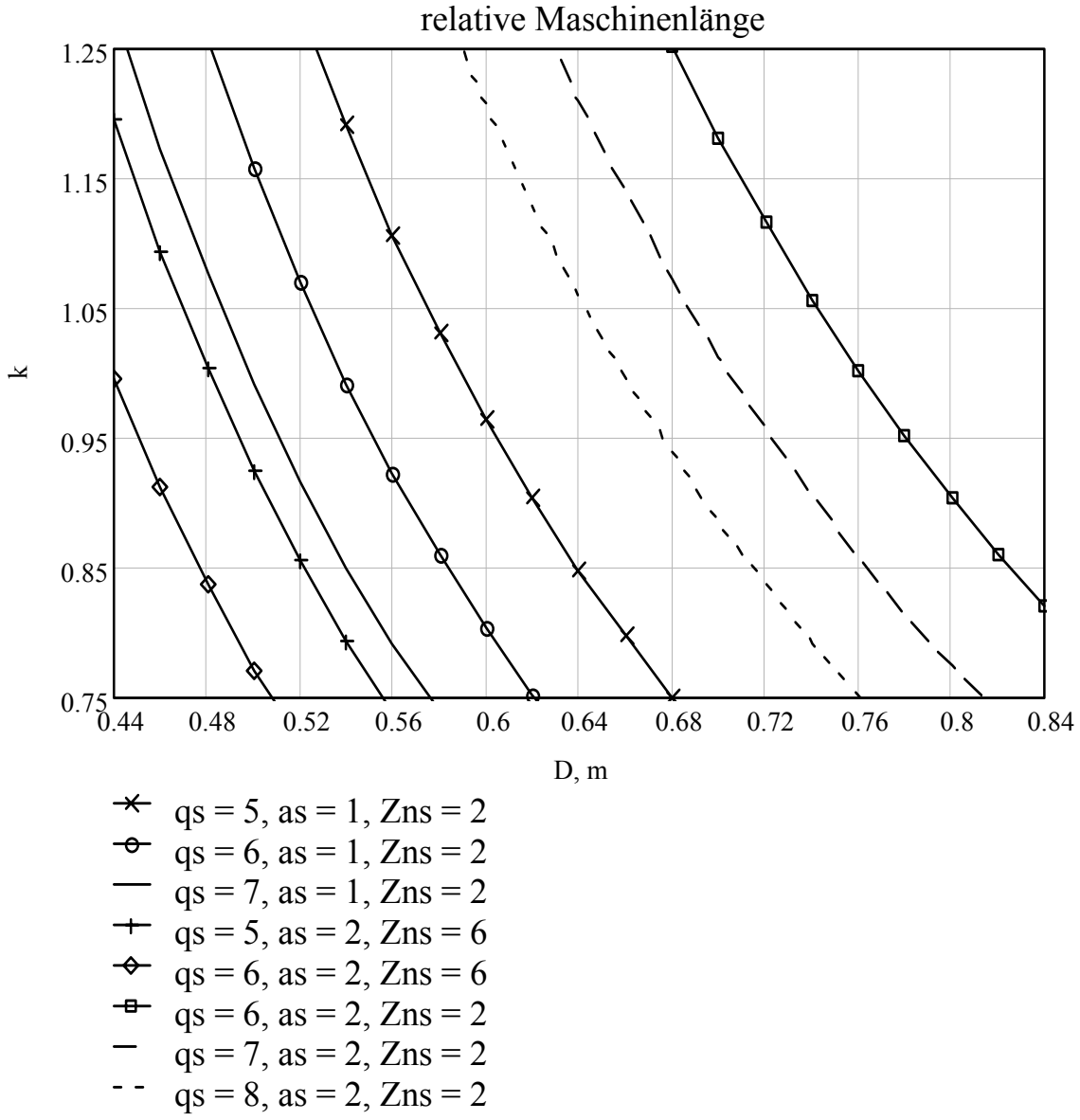


Abbildung 6.3-4: Relative Maschinenlänge in Abhängigkeit von D, q_s, a_s

6.4 Weitere Maschinenparameter und ihre Grenzen

6.4.1 Luftspalt und Wellendurchmesser

Die Luftspaltbreite und Durchmesser der Rotorwelle, die nach empirischen Formeln festgelegt werden, weisen ähnliche Proportionalität wie der Statorbohrungsdurchmesser [50], [54]:

$$\delta_{/m} = \frac{0.25 \cdot \sqrt[4]{P_{N/W} \cdot 10^{-3}}}{1000}, \tag{6.4.1}$$

$$D_{w/m} = 30 \cdot \sqrt[3]{\frac{P_{N/W} \cdot 10^{-3}}{n_{N/min^{-1}}}}. \tag{6.4.2}$$

In Wirklichkeit aber wird die untere Grenze für den Luftspalt durch die Technologie und für den Wellendurchmesser durch die mechanische Festigkeit gezogen. Das heißt, diese Abmessungen werden unter anderem durch den Durchmesser **D**, und die höchste Drehgeschwindigkeit bestimmt.

Aus den Gl. (6.3.3), (6.3.5) kann die Nennleistung durch Durchmesser und relative Maschinenlänge ausgedrückt werden. Nach ihrer Einstellung in die Gl. (6.4.1) und (6.4.2), lassen sich die Luftspaltbreite und der Wellendurchmesser als Funktionen der Hauptabmessungen und Drehzahl ermitteln:

$$\delta_{/m} = \frac{0.25}{1000} \cdot \sqrt[4]{\frac{5.25}{\frac{0.86}{n_{N/min^{-1}} \cdot k \cdot (D_{/m})^3} - 0.15 \cdot 10^{-3}}} = f(D,k), \tag{6.4.3}$$

$$D_{w/m} = 0.3 \cdot \sqrt[3]{\frac{5.25}{\frac{0.86}{k \cdot (D_{/m})^3} - 0.15 \cdot 10^{-3} \cdot n_{N/min^{-1}}}} = f(D,k). \tag{6.4.4}$$

Luftspaltbreite und Wellendurchmesser sind als Funktion der Nennleistung in den Abb. 6.4-1, 2 und als Funktion der Hauptabmessungen in den Abb. 6.4-3, 4 dargestellt.

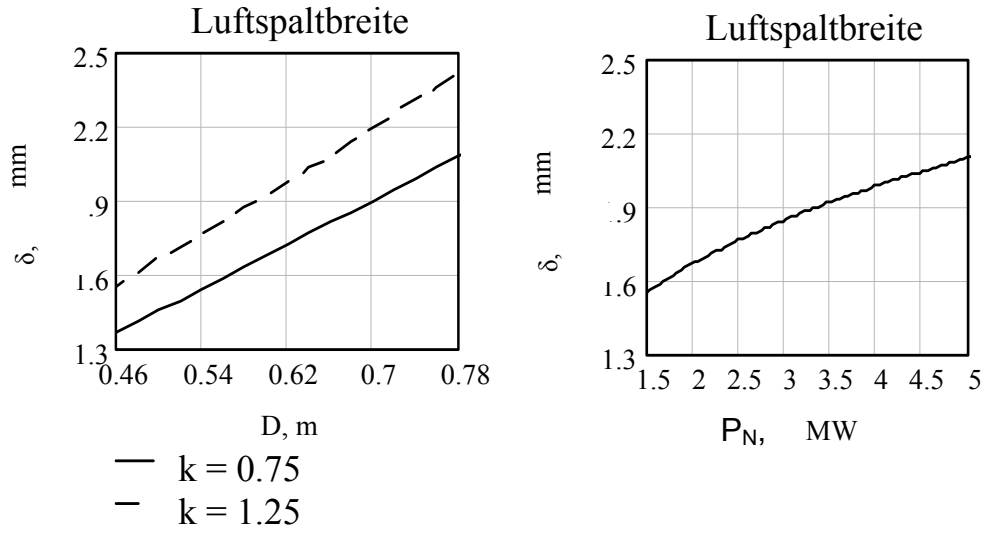


Abbildung 6.4-1,2: Luftspaltbreite als Funktion der Hauptabmessungen und der Nennleistung

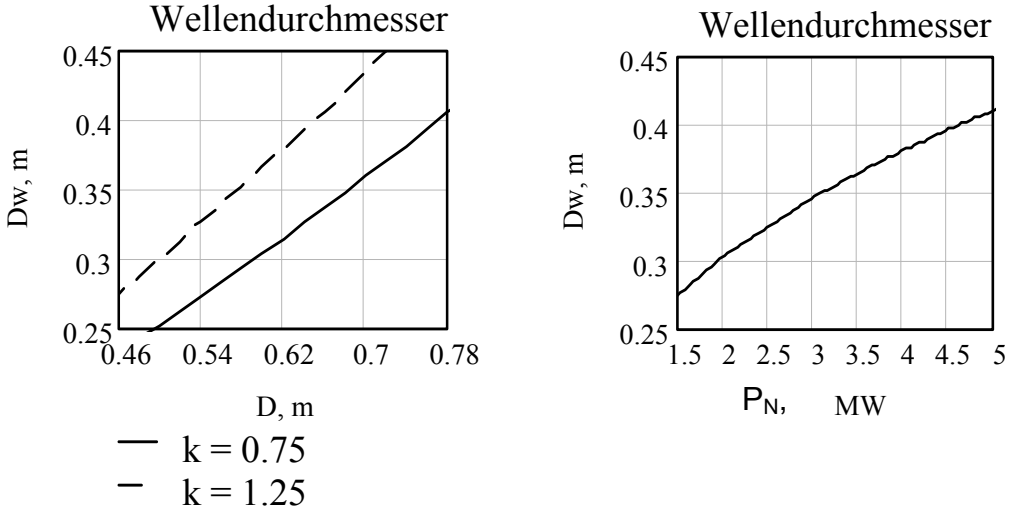


Abbildung 6.4-3,4: Wellendurchmesser als Funktion der Hauptabmessungen und der Nennleistung

6.4.2 Lochzahlen und Parallelzweige

Jeder Nennleistung entspricht die Toleranz des erforderlichen Hauptflusses, bei dem geforderte Spannung mit geforderter Frequenz an den Generatorklemmen vorhanden ist. Wenn man Gl. (6.3.5) in (6.3.10) einsetzt, bekommt man die Abhängigkeit, siehe Abb. 6.4-5:

$$\Phi_h = \frac{\pi \cdot B_m}{2 \cdot p} \cdot \frac{P_N}{C \cdot n_N \cdot (1 - s_N)}. \tag{6.4.5}$$

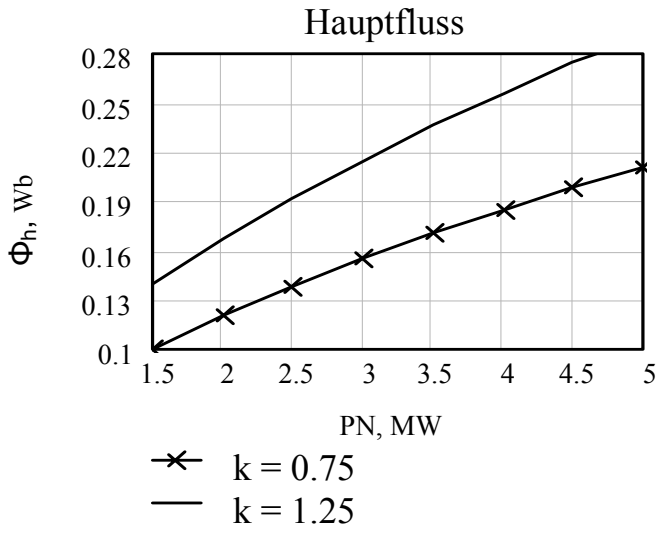


Abbildung 6.4-5: Hauptfluss als Funktion der Nennleistung

Dieser geforderte magnetische Hauptfluss kann entweder durch Hauptabmessungen, Durchmesser und relative Maschinenlänge, oder durch Statorwicklungsparameter, Lochzahl, Zahl der Parallelzweige und Leiterzahl je Nut, berechnet werden, siehe Gl. (6.3.10), (6.3.11). Darüber hinaus können für jede bestimmte Nennleistung Hauptabmessungen und die Zusammenhänge von Wicklungsparameter $\mathbf{q_s}$, $\mathbf{a_s}$ und $\mathbf{Zn_s}$ ermittelt werden, die zum gesuchten Hauptfluss führen, vergleiche Abb. 6.4-5, 6, 7.

Für ASG in diesem Leistungsbereich wählt man üblicherweise gesehnte Zweischichtganzlochwicklungen, für den Stator aus den Halbformspulen und für den Rotor mit axial eingeschobenen Stäben. Außerdem soll der ASG mit einer

stromverdrängungsarmen Rotorwicklung ausgestattet werden, also mit Rechteckstäben aus Teilleiter geringer Höhe mit Umschichtung.
Bei einer Zweischichtwicklung muss $\mathbf{Zn_s} \geq 2$ und gerade sein. Der Abb. 6.4-6 kann entnommen werden:

$$Zn_s = 2, 4, 6 \ . \tag{6.4.6}$$

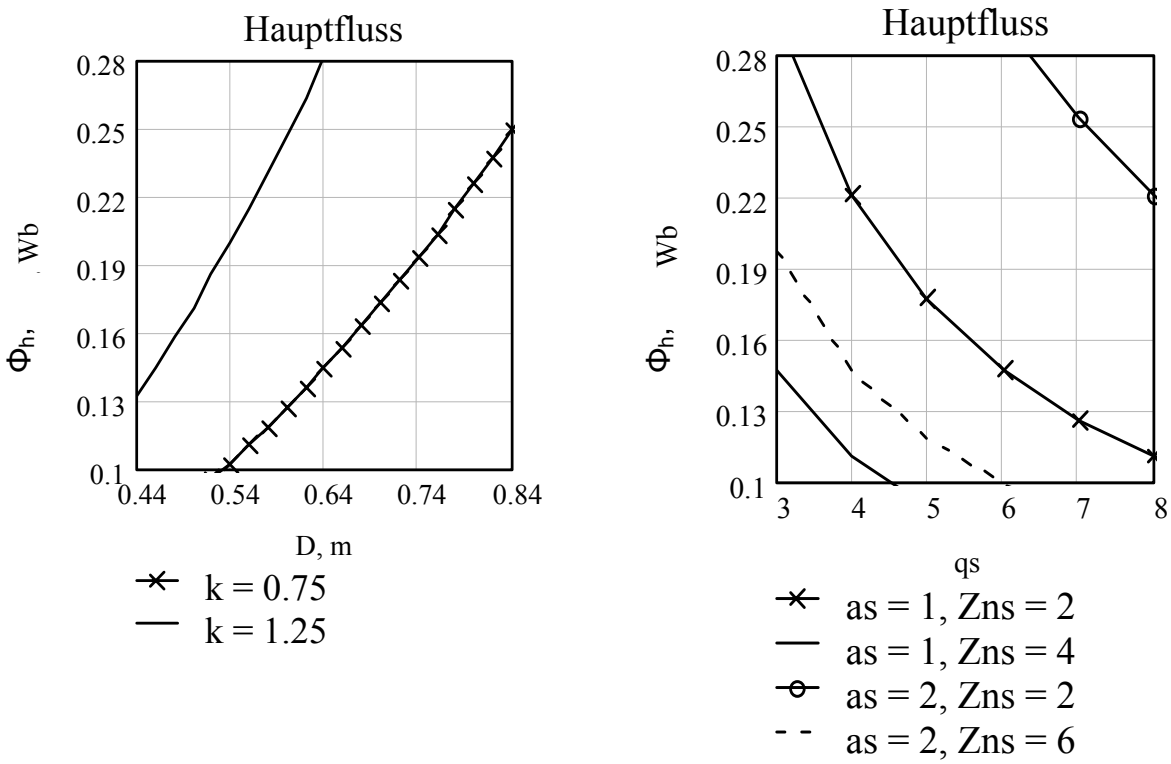


Abbildung 6.4-6,7: Hauptfluss als Funktion der Maschinenparameter

Elektromagnetisch sind dabei die Fälle gleich:

$a_s = 1,\ Zn_s = 2$ und $a_s = 2,\ Zn_s = 4.$

Die Bildung von Parallelzweigen ist notwendig, damit die Leiterzahl je Nut gerade ist, und wird dann realisiert, wenn die geringe Windungszahl in die größere Nutzahl untergebracht werden muss. Bei ASG großer Leistung, damit die Wicklung machbar ist, wählt man die Zahl der Parallelzweige zu [50]:

$$a_s = 1 \ldots 2 \ . \tag{6.4.7}$$

Die Lochzahl wird außer Durchmesser durch die zulässige Nutteilung festgelegt, siehe Abb. 6.4-8:

$$q_s = \frac{\tau_p}{m \cdot \tau n_s} = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p \cdot m \cdot \tau n_s} \quad . \tag{6.4.8}$$

Die Statornutteilung kann für diesen Leistungsbereich variiert werden [36]:

$$\tau n_s = 0.020 \ldots 0.045 \;\; m \, . \tag{6.4.9}$$

Außerdem soll zur Vermeidung geradzahliger und gebrochenzahliger Harmonischer die Lochzahl $\mathbf{q_s}$ ganzzahlig gewählt werden [50]. Damit ein geringer Oberwellenanteil im Luftspaltfeld erzielt wird, soll die Lochzahl $\mathbf{q_s}$ groß gemacht werden, was andererseits zur Unterforderung des Maschinenvolumens wegen der kleinen Nuten führt. Üblicherweise nimmt man für solche Maschinen bei **p** = 2 erfahrungsgemäß:

$$q_s = 3 \ldots 8 \, . \tag{6.4.10}$$

Hinsichtlich der Oberwellen ergeben sich günstigste Verhältnisse, wenn die Lochzahl $\mathbf{q_r}$ des Rotors von der des Stators $\mathbf{q_s}$ um 1 abweicht [50]:

$$q_r = q_s \pm 1 \, . \tag{6.4.11}$$

Die günstige Zahl der Parallelzweige der Rotorwicklung kann der Abb. 6.4-9 entnommen werden:

$$a_r \rightarrow \begin{vmatrix} a_s = 1 \Rightarrow a_r = 1 \\ a_s = 2 \Rightarrow \begin{vmatrix} Zn_s = 2 \Rightarrow a_r = 2 \\ Zn_s = 6 \Rightarrow a_r = 1 \end{vmatrix} \end{vmatrix} \tag{6.4.12}$$

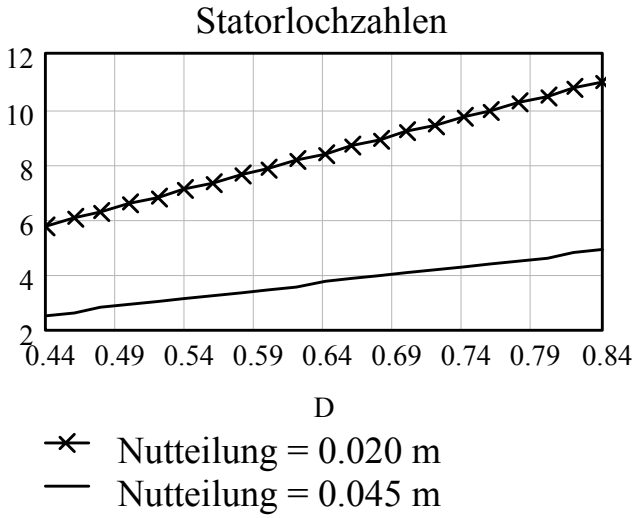


Abbildung 6.4-8: Empfohlene Statorlochzahlen

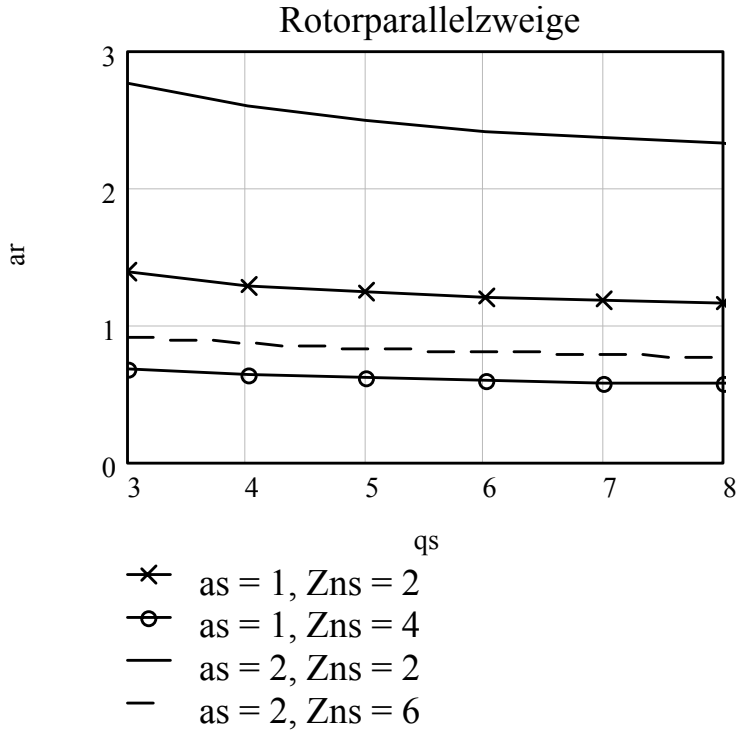


Abbildung 6.4-9: Zahl der Rotorparallelzweige

Wenn man also die Bedingungen (6.4.6) – (6.4.12) zusammen in Betracht zieht, lässt sich die unübersichtliche Vielfalt der Zusammenhänge aller Wicklungsparameter vermeiden, und nur wenige geeignete Varianten bleiben übrig.

6.4.3 Relative Nutbreiten und -höhen

Bei ASG im untersuchten Leistungsbereich werden die Nuten rechteckig gestaltet; der Zahn ist dementsprechend trapezförmig. Die Verwendung von relativen Werten für Nutbreiten und Nuthöhen ist universeller wegen der größeren Anschaulichkeit bei der Betrachtung von ASG verschiedener Leistungen. Die relative Nutbreite wird als Verhältnis der reellen Nutbreite zur Nutteilung definiert, von der sie erfahrungsgemäß 40-60% beträgt:

$$b = \frac{bn}{\tau n} = 0.4 \ldots 0.6 \ . \tag{6.4.13}$$

Die minimal zulässige Zahnbreite sowohl für Stator als auch für Rotor wird durch die maximalen Luftspalt- und Zahninduktion, $\mathbf{B_m}$ und $\mathbf{Bz_{max}}$, an engster Stelle des jeweiligen Zahns begrenzt:

$$bz_{min} = \frac{B_m \cdot \alpha_p \cdot l_i \cdot \tau n}{(l_i - 2 \cdot \delta) \cdot B_{z\,max}} \ , \tag{6.4.14}$$

Die maximal zulässige Statornutbreite wird an der Statorbohrung und Rotornutbreite am Radius des Rotornutbodens bestimmt, siehe Abb. 6.4-10:

$$\begin{aligned} bn_{s_{max}} &= \tau n_s - bz_{s\,min} \\ bn_{r_{max}} &= \left(\tau n_r - bz_{r\,min}\right) \cdot \frac{N_r}{N_r + 2 \cdot \pi \cdot d_r} \end{aligned} \ . \tag{6.4.15}$$

Dann werden die maximal zulässigen relativen Stator- und Rotornutbreiten zu:

$$\begin{aligned} b_{s\,max} &= 1 - \frac{B_m \cdot \alpha_p \cdot l_i}{(l_i - 2 \cdot \delta) \cdot B_{zs\,max}} \\ b_{r\,max} &= \left(1 - \frac{B_m \cdot \alpha_p \cdot l_i}{(l_i - 2 \cdot \delta) \cdot B_{zr\,max}}\right) \cdot \frac{N_r}{N_r + 2 \cdot \pi \cdot d_r} \end{aligned} \ , \tag{6.4.16}$$

wobei der Abplattungsfaktor α_p für den schwach gesättigten ASG im Bereich angenommen werden sollte zu:

$$\alpha_p = 1.45 \ldots 1.55 \quad . \tag{6.4.17}$$

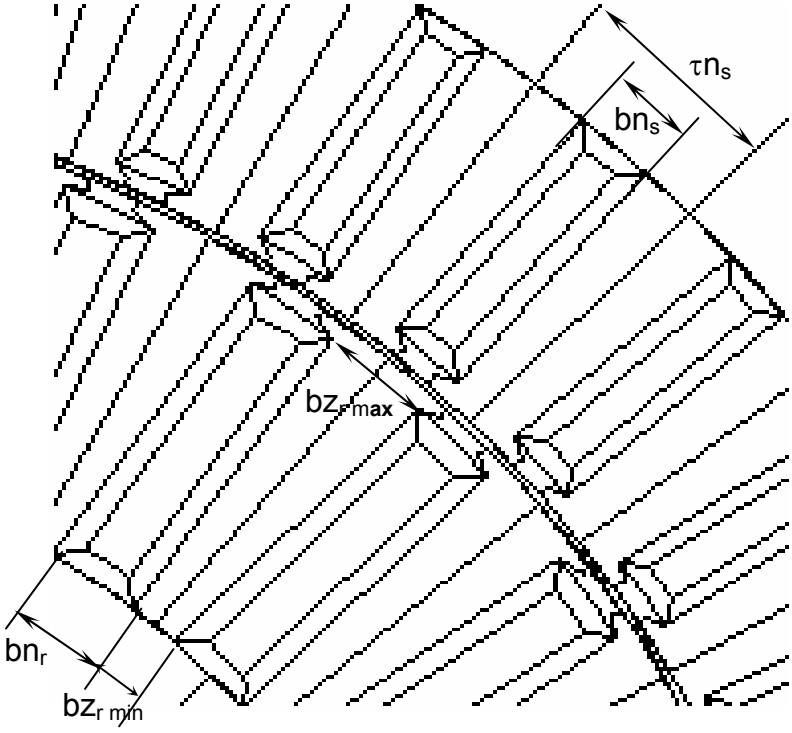


Abbildung 6.4-10: Stator-Rotorzahngebiet

Die maximal zulässigen Induktionen in Stator- und Rotorzähnen sind folgendermaßen festgelegt:

$$B_{zs\,max} = B_{zr\,max} = 2.2 \ T \quad . \tag{6.4.18}$$

Da sich die reelle Maschinenlänge $\mathbf{l_a = l_i - 2\delta}$ von der ideellen $\mathbf{l_i}$ nur unwesentlich unterscheidet und andere Variablen aus Gl. (6.4.16 a) für alle Leistungen gleich sind, bleibt die maximal zulässige relative Statornutbreite $\mathbf{b_{s_max}}$ für verschiedene Durchmesser auch gleich.
Maximal zulässige relative Rotornutbreite $\mathbf{b_{r\,max}}$ ist gemäß der Gl. (6.4.16 b) und der Abb. 6.4-11 von anderen Wicklungsparametern abhängig und muss beim Entwurfsgang angepasst werden.

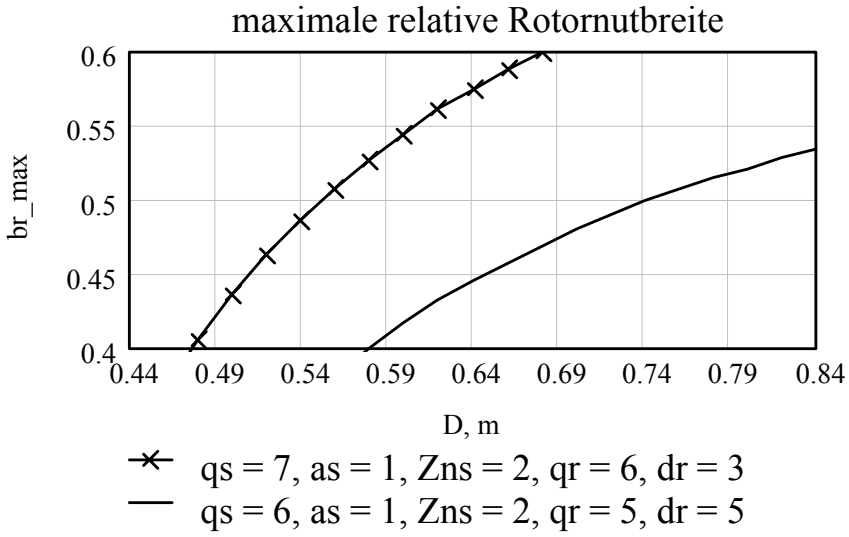


Abbildung 6.4-11: Maximal zulässige relative Rotornutbreite

Der minimale Nutquerschnitt sowohl des Stators als auch Rotors wird durch die maximal zulässige Stromdichte festgelegt:

$$An_{min} = \frac{I \cdot Zn}{a \cdot S_{max} \cdot \phi_n}, \tag{6.4.19}$$

wobei für ASG in diesem Leistungsbereich gelte:

$$S_{max} \cong 8\ A/mm^2, \tag{6.4.20}$$

der Nutfüllfaktor wird erfahrungsgemäß angenommen zu:

$\phi n_s = 0.40$ – für Statornut; (6.4.21)

$\phi n_r = 0.45$ – für Rotornut.

Die Relative Nuthöhe darf variiert werden im Erfahrungsbereich:

$$d = \frac{hn}{bn} = 3 \ldots 5.5. \tag{6.4.22}$$

Bei der gegebenen relativen Nutbreite kann die minimal zulässige relative Nuthöhe sowohl des Stators als auch des Rotors ermittelt werden:

$$d_{min} = \frac{An_{min}}{(b \cdot \tau n)^2}, \tag{6.4.23}$$

die ihrerseits von allen angenommenen Maschinenparametern, so wie **D**, **q**, **a,** **Zn**, **b**, und vom Strangstrom bzw. von der Nennleistung des ASG abhängt, siehe Abb. 6.4-12.

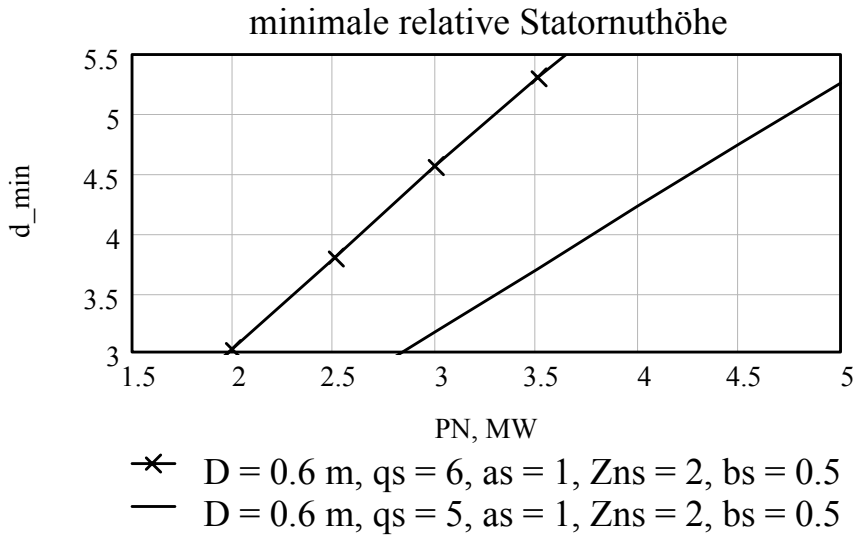


Abbildung 6.4-12: Minimal zulässige relative Statornuthöhe

Relative Rotornuthöhe $\mathbf{d_r}$ wird aber noch zusätzlich von oben durch die Rotorrückenhöhe begrenzt, siehe Abb. 6.4-13:

$$d_r \le d_{r_{max}}$$

$$d_{r_{max}} = \frac{hn_{r_{max}}}{bn_r} = \frac{D - D_W - 2 \cdot \delta - 2 \cdot hr_r}{2 \cdot bn_r} \tag{6.4.24}$$

Die Rotorrückenhöhe **hr_r** wird ihrerseits von unten durch die zulässige Induktion begrenzt. Aus der mechanischen Beanspruchung aber wird ihr von oben durch den Wellendurchmesser die Grenze festgelegt.

Im Laufe des Maschinenentwurfes werden zunächst für jede Leistung vorläufige Grenzen für alle oben genannten Maschinenparameter festgelegt, damit der tatsächliche Hauptfluss dem geforderten möglichst nahe kommt und alle elektromagnetische und mechanische Beanspruchungen erfüllt werden. Die Ergebnisse dieser Untersuchung sind in der Tab. 6.4-1 zusammengefasst.

Die relativen Nuthöhen **d_s** und **d_r** sind da nicht aufgeführt, denn ihnen werden die Grenzen durch komplexe Funktionen aller anderen Variablen gezogen, die jedes Mal überprüft werden sollen.

P_N, MW	D, mm	q_s	a_s	Zn_s	a_r	b_s	b_r
1.5	460 – 620	4	1	4	1		
		5 – 6	2	6	1		
		6 – 7	1	2	1		
2.0	460 – 640	3 – 4	1	4	1		
		4 – 5	2	6	1		
		6 – 7	1	2	1		
2.5	480 – 680	4	2	6	1		
		5 – 6	1	2	1	0.40 –	0.40 –
3.0	520 – 720	5 – 6	1	2	1	0.58	0.46
		3 – 4	2	6	1		
3.5	520 – 740	4 – 5	1	2	1		
		3	2	6	1		
		8	2	2	2		
4.0	540 – 760	4 – 5	1	2	1		
		8	2	2	2		
4.5	560 – 780	4	1	2	1		
		7 – 8	2	2	2		
5.0	580 – 780	4	1	2	1		
		6 – 7	2	2	2		

Tabelle 6.4-1: Parametergrenzen

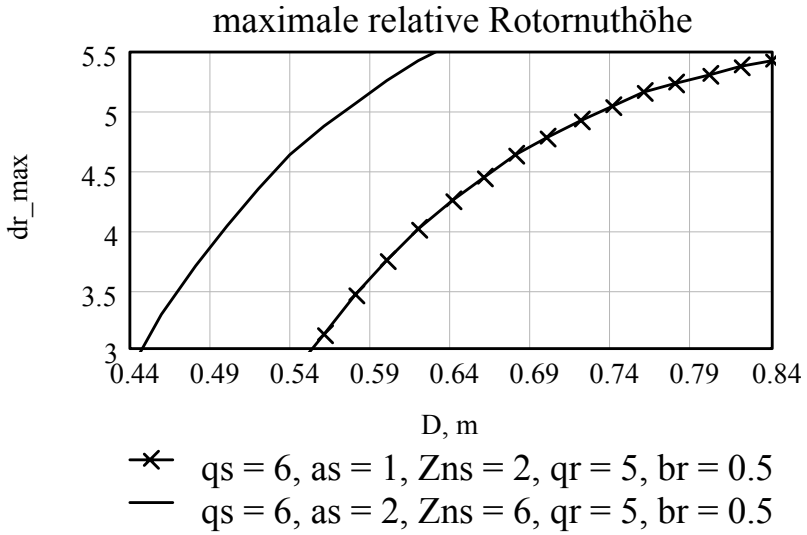


Abbildung 6.4-13: Maximal zulässige relative Rotornuthöhe

6.5 Einfluss von magnetischen Geräuschen

Asynchronmaschinen sind im Vergleich zu anderen Maschinenarten besonders anfällig auf Entstehung magnetischer Geräusche, da sie wesentlich kleinere Luftspalte haben. Ursache magnetischer Geräusche sind jene Oberwellen in den Felderregerkurven, die durch die Verteilung der Wicklungen auf Nuten in den Blechpaketen zustande kommen. Am stärksten ausgeprägt sind ´´Nutharmonische´´ mit Ordnungszahlen

$$\text{im Stator: } \nu_s = p + g_1 \cdot N_s$$

$$\text{im Rotor: } \nu_r = p + g_2 \cdot N_r \ , \qquad (6.5.1)$$

wobei $\mathbf{g_1}$ und $\mathbf{g_2}$ für alle positiven und negativen ganzen Zahlen stehen [19]. Durch Wechselwirkung dieser elektromagnetischen Wellen kommt es zur Bildung von radialen Kraftwellen mit Ordnungszahlen

$$r = \nu_s \pm \nu_r \, . \qquad (6.5.2)$$

Besonders gefährlich im Sinne der Anregung magnetischer Geräusche sind Kraftwellen niedriger Ordnung, weil sie am ehesten ausreichend starke Biegeschwingungen der Pakete hervorzurufen vermögen. Allgemein gilt es, bei der Bemessung der Asynchronmaschine folgende Kraftwellenordnungszahlen und Nutenzahldifferenzen zu vermeiden [19], [41]:

$$\left|N_s - N_r\right| \neq 0,\ 1,\ 2,\ 3,\ 2p,\ 2p \pm 1,\ 2p \pm 2 \ldots 2p \pm r\ , \tag{6.5.3}$$

wobei **r** – die höchste Kraftwellenordnungszahl ist, die dem Stator der Maschine noch gefährlich werden kann. Die Werte **r** > 6 gelten als unbedenklich.
Um die Rüttelkräfte zu vermeiden, wird stets angestrebt, gerade Rotornutzahlen zu wählen. Außerdem zur Unterdrückung synchroner und asynchroner Momente soll die Regel erfüllt werden [50]:

$$N_r \leq 1.25 \cdot N_s\ . \tag{6.5.4}$$

Damit die Bedingungen (6.5.4) und (6.4.11) gleichzeitig erfüllt werden, muss die Statorlochzahl $\mathbf{q_s} \geq 4$ sein.

$q_r = 4$	$q_s = 5$	$q_r = 6$	$q_r = 5$	$q_s = 6$	$q_r = 7$
- 238	- 298	- 358	- 298	- 358	- 418
- 190	- 238	- 286	- 238	- 286	- 334
- 142	- 178	- 214	- 178	- 214	- 250
- 94	- 118	- 142	- 118	- 142	- 166
- 46	- 58	- 70	- 58	- 70	- 82
2	2	2	2	2	2
50	62	74	62	74	86
98	122	146	122	146	170
146	182	218	182	218	254
194	242	290	242	290	338
242	302	362	302	362	422

Tabelle 6.5-1: Spektrum von Stator- und Rotorharmonischen

Die Berechnung der höchsten Kraftwellenordnungszahl wird in der Tab. 6.5-1 anhand einiger Zusammenhänge der Stator- und Rotorlochzahlen gezeigt. Da ist zu sehen, dass das Verhältnis $\mathbf{q_s/q_r}$ = 5/4 zu einer „atmenden Kugel“ mit **r** = 0 führt und damit unzulässig ist, wobei $\mathbf{q_s/q_r}$ = 5/6 die höchste Kraftwellenordnungszahl **r** = 8 hat und damit ungefährlich ist. Mit doppelseitigen Zeigern wird hier auf die höchste Kraftwellenordnungszahl hingewiesen.
In der Tab. 6.5-2 sind alle möglichen Lochzahlzusammenhänge und ihnen entsprechende Kraftwellenordnungszahlen zugeführt. Die annehmbaren Varianten sind fettgedruckt, die unannehmbaren sind kursivgedruckt.

r	$q_r = q_s-1$	q_s	$q_r = q_s+1$	r
4	*3*	*4*	*5*	0
0	*4*	**5**	**6**	8
8	**5**	**6**	**7**	8
8	**6**	**7**	**8**	8
8	**7**	**8**	**9**	8

Tabelle 6.5-2: Lochzahlzusammenhänge und ihnen entsprechende Kraftwellenordnungszahlen

Wenn man jetzt die in der Tab. 6.5-2 zugeführten Ergebnisse in Betracht zieht, so kann die Anzahl der in der Tab. 6.4-1 zusammengefassten möglichen Auslegungsvarianten wesentlich reduziert werden.

6.6 Zusammenhang zwischen elektrischen und geometrischen Parametern

Die Frequenz der Statorspannung eines ASG für WKA liegt bei 50Hz, die der Rotorspannung ist noch viel geringer. Bei solchen Bedingungen kann man davon ausgehen, dass elektrische Parameter der Wicklungen – Wirk- und

Blindwiderstände, $\mathbf{R_s}$, $\mathbf{R_r}$, $\mathbf{X_h}$ und $\mathbf{X_\sigma}$, rein geometrische Funktionen der Maschinenauslegung sind und nicht von der Belastung des ASG abhängen.

Durch die Variierung von oben genannten Maschinenparametern in gewissen Grenzen, siehe Tab. 6.4-1, können elektrische Parameter des ASG mehrfach geändert werden. In den Abb. 6.6-1 – 4 sind die Ergebnisse einer Untersuchung der Zusammenhänge zwischen Wirkwiderständen der Stator- und Rotorwicklungen und verschiedenen Maschinenparametern, so wie Lochzahl, Durchmesser, Maschinenlänge und relative Nutbreite, dargestellt.

Lochzahl weist den größten Einfluss auf den Wirkwiderstand der Wicklungen auf und sollte hinsichtlich der Wärmeverluste möglichst gering gewählt werden. Dabei ändert sich aber der gesamte magnetische Fluss im ASG, und andere Maschinenparameter müssen dann so angepasst werden, dass letztendlich der notwendige Hauptfluss und die damit geforderte Spannung an den Generatorklemmen vorhanden sind.

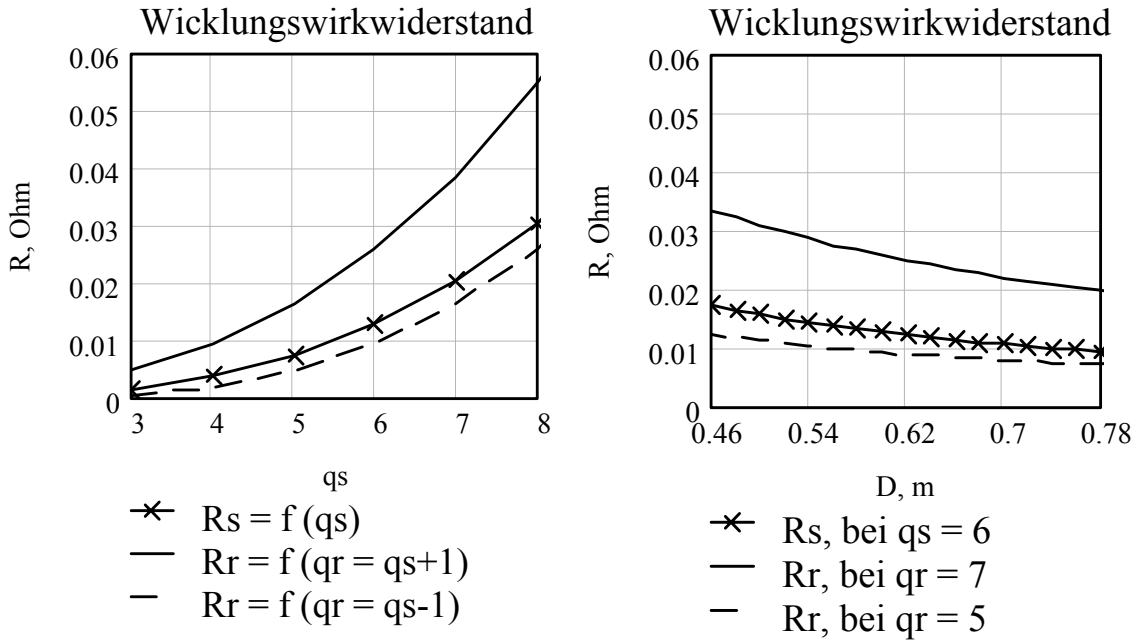


Abbildung 6.6-1,2: Wicklungswiderstand als Funktion des Durchmessers und der Lochzahl

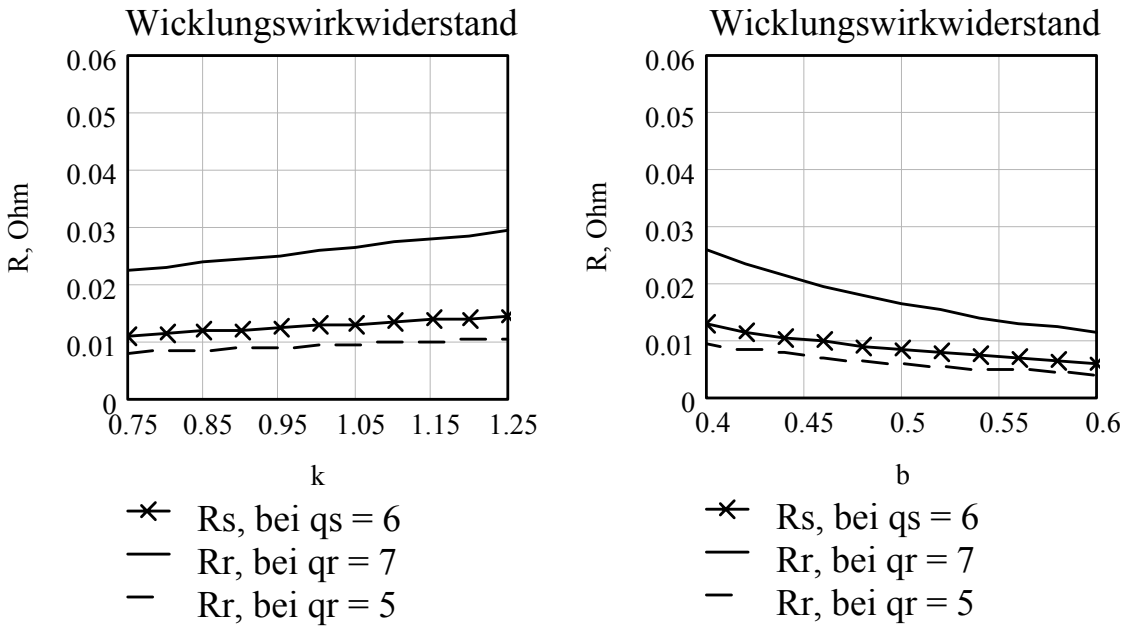


Abbildung 6.6-3,4: Wicklungswiderstand als Funktion der relativen Nutbreite und der relativen Maschinenlänge

In den Abb. 6.6-5 – 8 sind die Abhängigkeiten der elektrischen Parameter von Lochzahlen für drei Auslegungsvarianten jeweils drei Nennleistungen: 1.5 MW, 3 MW und 5 MW dargestellt. Kleinere ASG weisen insgesamt größere elektrische Parameter auf, was zum großen Teil mit kleinerem Wicklungsquerschnitt verbunden ist.

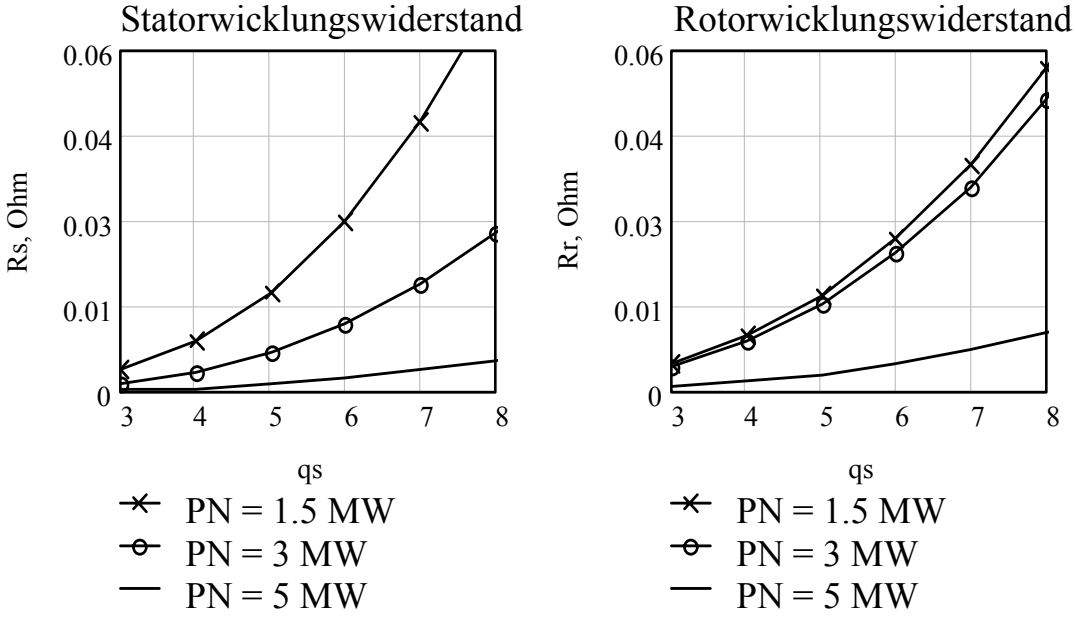


Abbildung 6.6-5,6: Stator- und Rotorwicklungswiderstände

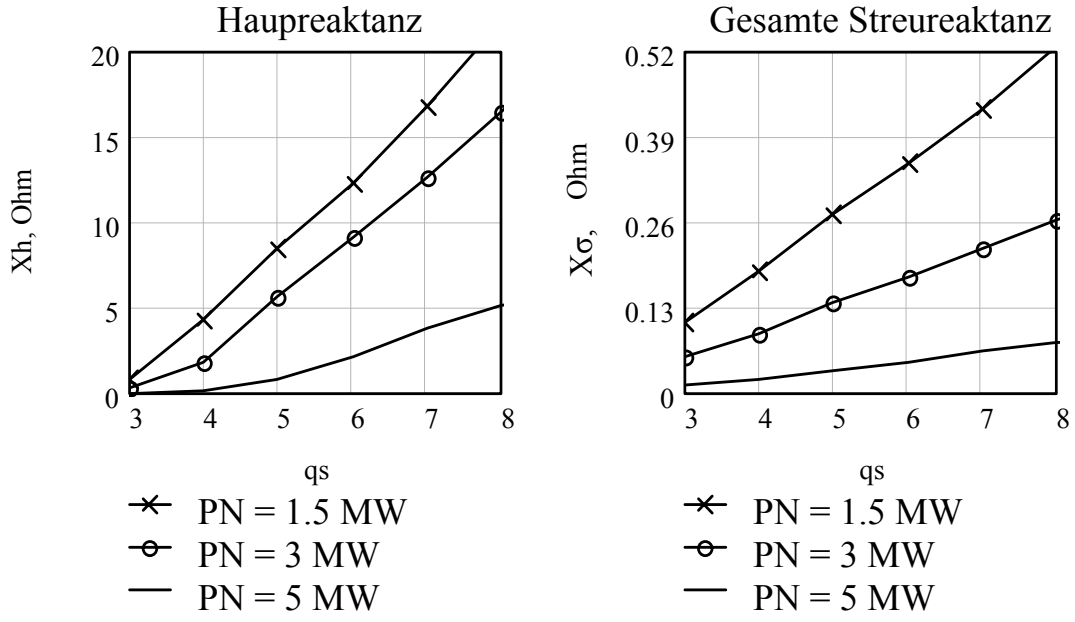


Abbildung 6.6-7,8: Hauptreaktanz und gesamte Streureaktanz

Ein ASG mit größerer Hauptinduktivität hat gemäß der Gl. (4.3.17) kleineren Magnetisierungsbedarf. Da aber beim ASG geringerer Leistung der Statornennstrom auch kleiner ist, liegt der relative Magnetisierungsstrom bezüglich $\mathbf{I_{sN}}$ teilweise auf höherem Niveau, siehe Abb. 6.6-9.

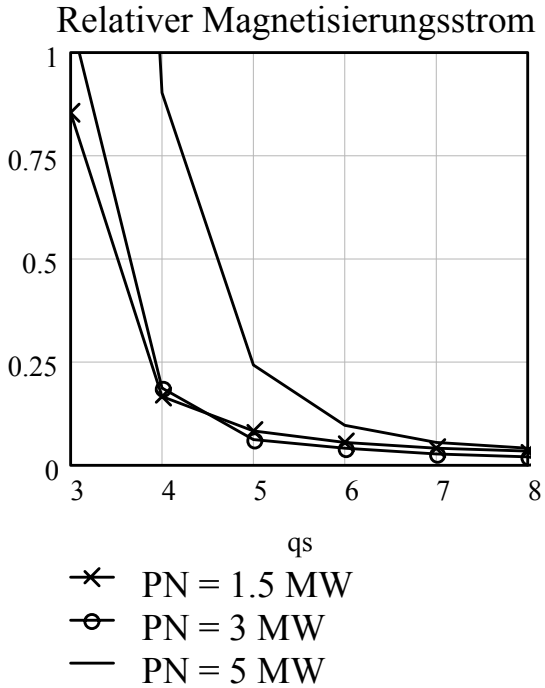


Abbildung 6.6-9: Absoluter und Relativer Magnetisierungsstrom I_μ/I_{sN}

6.7 Optimierungsvorgang

6.7.1 Auswahlkriterien

Für die Beurteilung eines ASG ist der mit der ganzen WKA erreichbare Wirkungsgrad in einem günstigen Verhältnis zum Gesamtaufwand maßgebend. Als entsprechende Auslegungsziele dienen üblicherweise:

- Höchste Werte von Wirkungsgrad oder Ausnutzungsfaktor;
- Geringste Herstellungs- und Betriebskosten;
- Geringe vom ASG der WKA verursachte Geräusche.

Als Schlussteil des Maschinenentwurfes werden für jede Nennleistung Zusammenhänge aller Maschinenparameter durch Variierung in gewissen Grenzen nach ihrem Optimum hinsichtlich des Wirkungsgrades und Ausnutzungsfaktors am mittleren Jahresbetriebspunkt untersucht, und eine optimale Auslegungsvariante wird gewonnen. Der Optimierungsvorgang kann in Richtung des maximalen Wirkungsgrades oder Ausnutzungsfaktors, oder dieser beiden Faktoren gleichzeitig durchgeführt werden.

Die beiden Optimierungskriterien sind einigermaßen widersprüchlich. So steht der Wirkungsgrad für die Energieökonomie, ihm zugunsten sollte die Wicklung und als Folge der ASG als ganzes größer ausgeführt werden, da dabei die Wicklungswiderstände geringer werden, und Stromwärmeverluste, die den Hauptteil aller ASG-Verluste ausmachen, absinken.

$$\eta_A = \frac{P_n}{P_n + P_{v\Sigma}} = 1 - \frac{P_{v\Sigma}}{P_n + P_{v\Sigma}}. \tag{6.7.1}$$

Der Ausnutzungsfaktor stellt ein Maß der Materialökonomie dar. Für einen größeren Ausnutzungsfaktor sollte der Strombelag erhöht bzw. bei der bestimmten Nennleistung Maschinenvolumen verringert werden.

$$C_G = B_m \cdot A_s \cdot \xi_s \cdot \eta_G. \tag{6.7.2}$$

Angesichts solcher Betrachtungen kann eine Auslegung nicht zugleich bezüglich beider Zielfunktionen – Wirkungsgrad und Ausnutzungsfaktor – optimal sein, und es sollte entschieden werden, welchem Auswahlkriterium Priorität gehört. Für diese Aufgabe wäre eine wirtschaftliche Berechnung nützlich.

Für eine genäherte ökonomische Einschätzung sollte die gesamte zu erwartende Nutzungsdauer des ASG in Betracht gezogen werden, die im allgemeinen zu 20 Jahren angenommen wird, bei der Voraussetzung, dass über die ganze Zeit gleichartige Verhältnisse hinsichtlich der bestimmenden Parameter vorliegen. Es wird dabei aus den heutigen Preisen für Materialien ausgegangen [14], siehe Tab. 6.7-1.

Es sind sehr unterschiedliche Verfahren denkbar, um zur Beurteilung der Wirtschaftlichkeit der WKA zu gelangen [1], [23]. Als ein weit verbreitetes Auswahlkriterium kann der Rentabilitätsfaktor dienen:

$$r = \frac{Kapitalrückfluss \quad (€)}{Kapitaleinsatz \quad (€)}, \tag{6.7.3}$$

wobei

$$Kapitalrückfluss = \eta_A \cdot P_N \,/\, kW \cdot Stundenzahl \cdot K_{gewinn}$$

$$Kapitaleinsatz \approx P_N \,/\, kW \cdot K_{invest} \quad . \tag{6.7.4}$$

Materialien	Preis, €/kg
Blech, V270-50A	1.2
Kupferprofil (isoliert)	5
Isolation	15
Kapitalrückfluss K_{gewinn}	0.08 € / kW·h
Kapitaleinsatz (WKA) $K_{invest.WKA}$	1500 € / kW·h
Kapitaleinsatz (ASG) $K_{invest.ASG}$	50 €/kW

Tabelle 6.7-1: Mittlere Preise für Energie und Werkstoffe (Stand 2002)

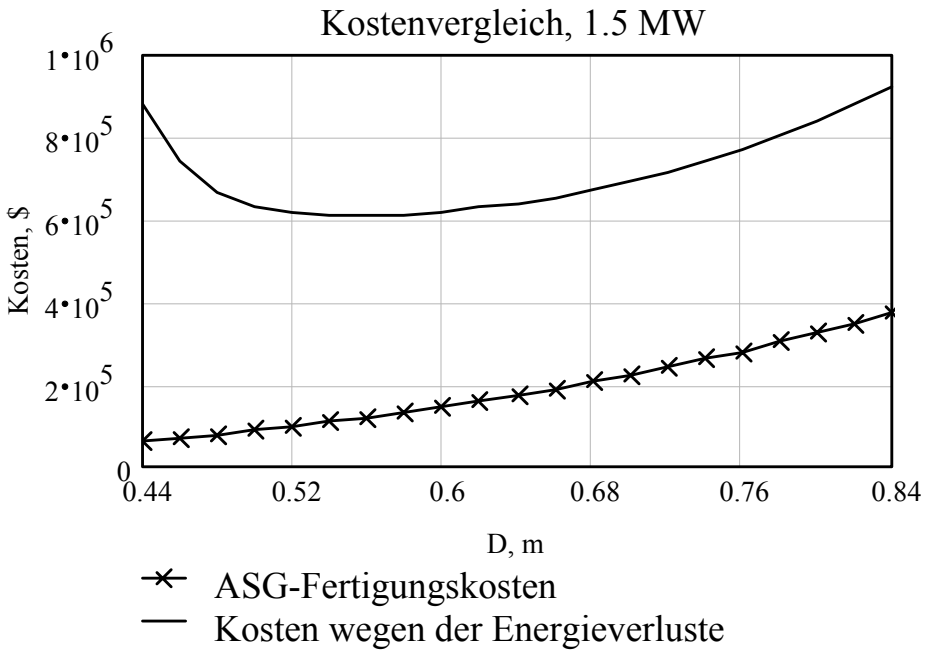


Abbildung 6.7-1: Kostenvergleich

Aus Gl. (6.7.4) folgt, dass der Optimierung nach dem Rentabilitätsfaktor die Optimierung nach dem Wirkungsgrad zu Grunde gelegt ist. In Abb. 6.7-1 ist am Beispiel eines 1.5 MW ASG gezeigt, dass die Kosten der Energieverluste denen der Maschinenfertigung so weit überlegen sind, dass praktisch nur der Wirkungsgrad als das Auswahlkriterium dienen sollte. Für die ASG größerer Leistungen trifft das in noch größerem Maß zu.

6.7.2 Variation von Maschinenparametern

Als Auswahlkriterium für die optimale ASG-Auslegungsvariante wird der höchste Wirkungsgrad im mittleren Jahresbetriebspunkt festgelegt. Einflüsse auf den Wirkungsgrad von einzelnen Maschinenparametern sind am Beispiel ASG von 1.5, 3 und 5 MW Nennleistung in Abb. 6.7-2 – 6.7-12 dargestellt.

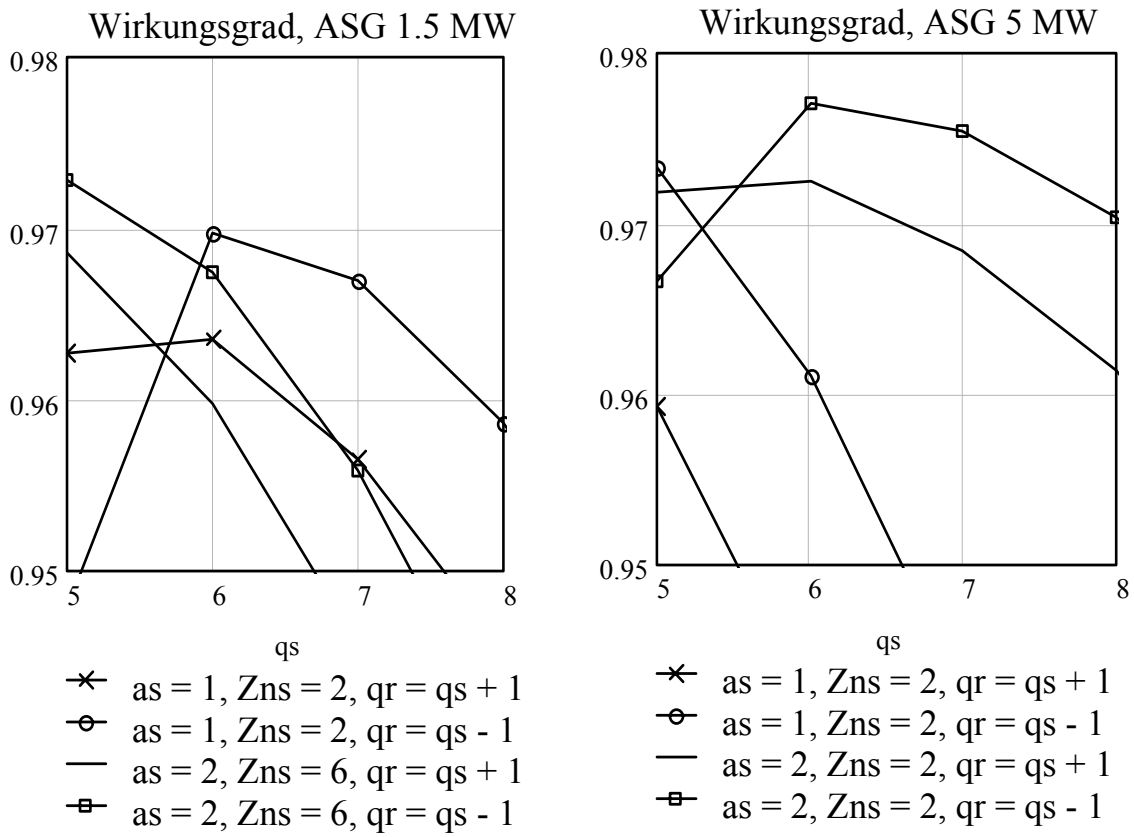


Abbildung 6.7-2,3: Einfluss der Lochzahl bei $a_s = 1$, $Zn_s = 2$

Lochzahlen für Stator und Rotor beeinflussen am meisten das Ergebnis, da davon der gesamte magnetische Fluss im ASG abhängt. Der höchste Wirkungsgrad wird meistens bei der kleinstmöglichen Lochzahl für jede Leistung erreicht, bei der der höchste Fluss zustande kommt, die aber gleichzeitig den geringsten Wicklungswiderstand zur Folge hat. Ob die Rotorlochzahl kleiner oder größer als die Statorlochzahl sein sollte, ist nicht eindeutig zu sagen, siehe Abb. 6.7-2, 3. Bei den ASG größerer Leistungen führt die Bildung von Parallelzweigen zu besseren Ergebnissen.

Weiterhin können für bestimmte angenommene Wicklungsauslegung die dem maximalen Wirkungsgrad entsprechende Hauptabmessungen, Statorbohrungsdurchmesser und relative Maschinenlänge, nachvollzogen werden. Wie in der Abb. 6.7-4 – 6.7-7 zu sehen ist, unterscheiden sich die optimalen Durchmesser für jede bestimmte Leistung nicht stark voneinander, die relative Maschinenlänge beeinflusst das Ergebnis nur im geringerem Maße.

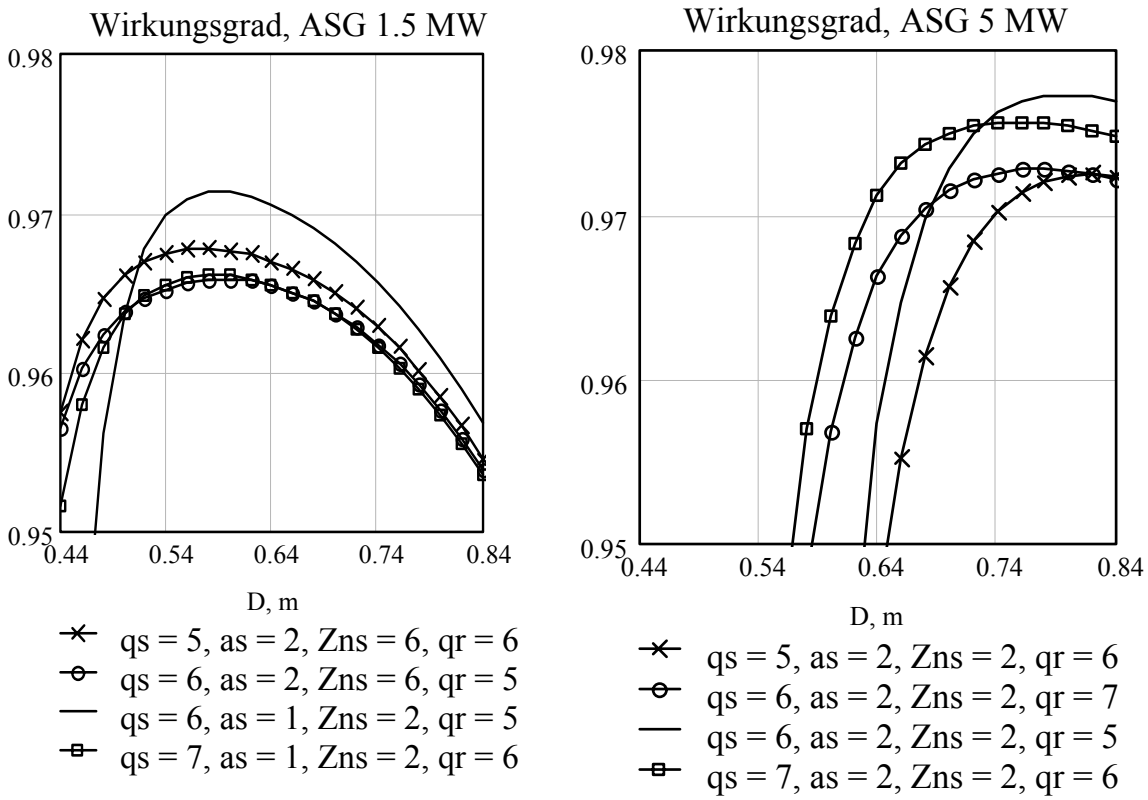


Abbildung 6.7-4,5: Variierung des Durchmessers

In den Abb. 6.7-8 – 6.7-11 wurde der Einfluss der Nutgeometrie für eine Auslegungsvariante je Nennleistung untersucht, der Charakter der Kurven ist aber allgemein gültig. Die Statornut sollte innerhalb der zulässigen Grenzen schmal und tief, die Rotornut auch schmal ausgeführt werden. Die Rotornuttiefe hat den geringsten Einfluss und wird durch die maximale relative Rotornuthöhe begrenzt, siehe Abb. 6.4-13.

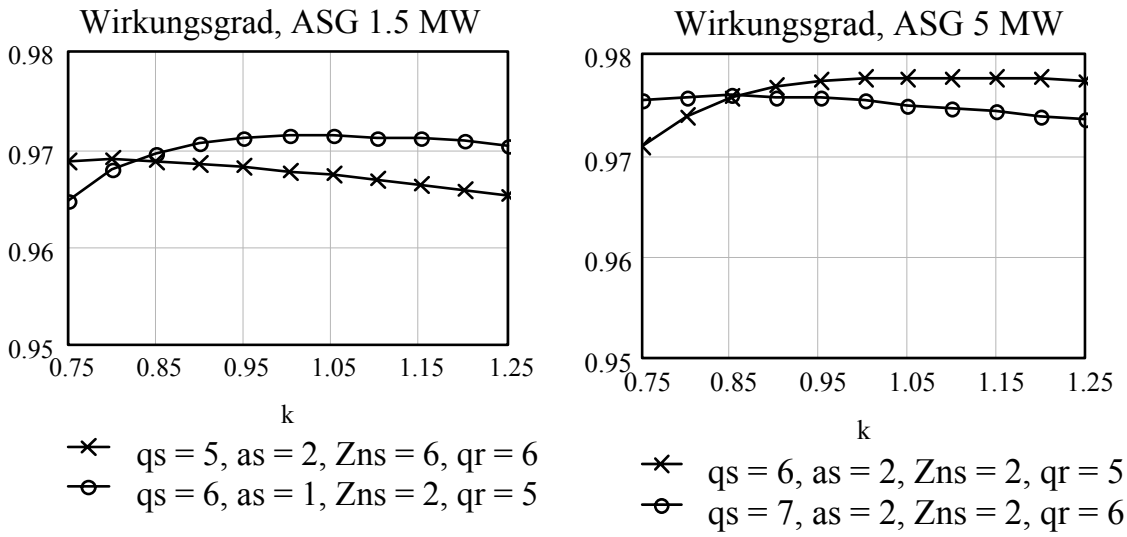


Abbildung 6.7-6,7: Variierung der relativen Maschinenlänge

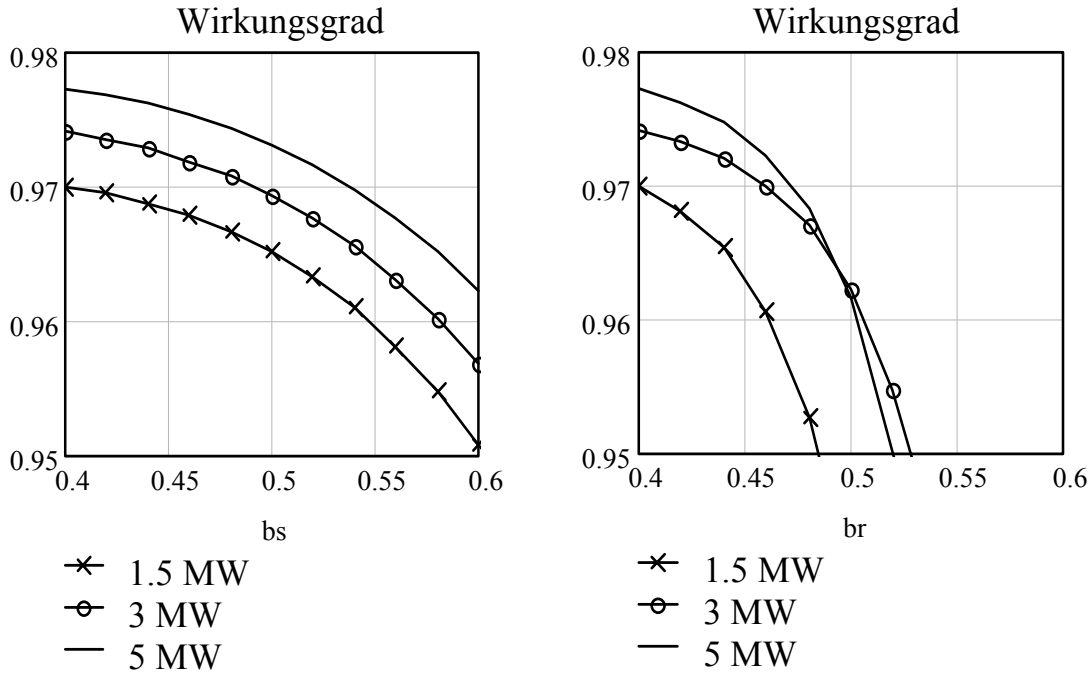


Abbildung 6.7-8,9: Einfluss der Stator- und Rotornutbreite

In Abb. 6.7-12 sind Zusammenhänge zwischen dem Wirkungsgrad, der Wirkleistung und dem Schlupf bei **cos φ =** -1 für verschiedene Leistungen: 1.5, 3 und 5 MW dargestellt. Mit größer werdender Nennleistung steigt der maximale Wirkungsgrad. Weitere Erhöhung der Wirkleistung in einem ASG unterhalb der thermischen Grenze ist mit der Absenkung des Wirkungsgrades wegen der

Steigerung seiner Stromwärmeverluste verbunden. Der maximale Wirkungsgrad des ASG wird bei seiner Volllast erreicht.

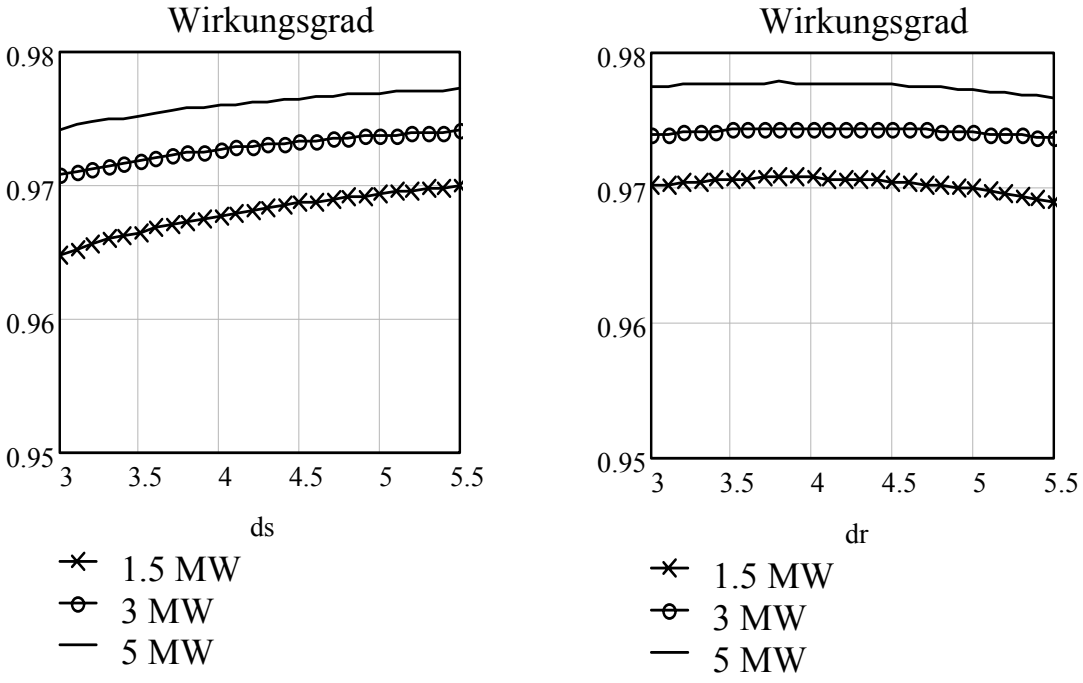


Abbildung 6.7-10,11: Einfluss der Stator- und Rotornuthöhe

Die endgültigen optimalen Auslegungsvarianten sind in der Tab. 6.7-2 zusammengefasst. Viele von diesen Varianten liegen nicht in der Parametergrenzen aus der Tab. 6.4-1, die durch das Einhalten des Ausnutzungsfaktors auf bestimmtem Niveau zustande gekommen sind, siehe Gl. (6.3.3). Da dem Wirkungsgrad gegenüber dem Ausnutzungsfaktor Priorität gehört, darf der Ausnutzungsfaktor in Gl. (6.3.5) als eine genährte Größe angenommen werden. Daher kann diese Gleichung nur als ein Anhaltspunkt für die Ermittlung der Hauptabmessungen dienen.

Die Auslegung der Stator- und Rotorwicklungen legt die Größe des notwendigen magnetischen Flusses fest. Für jede bestimmte Wicklungsauslegung können des weiteren Hauptabmessungen ermittelt werden, bei denen der ASG mechanisch, elektromagnetisch und thermisch nicht überfordert ist, und die zugleich dem maximalen Wirkungsgrad im mittleren Jahresbetriebspunkt entsprechen. Aus den auf diese Weise zustande gekommenen Auslegungsvarianten kann anschließend eine je Nennleistung optimale auserwählt werden.

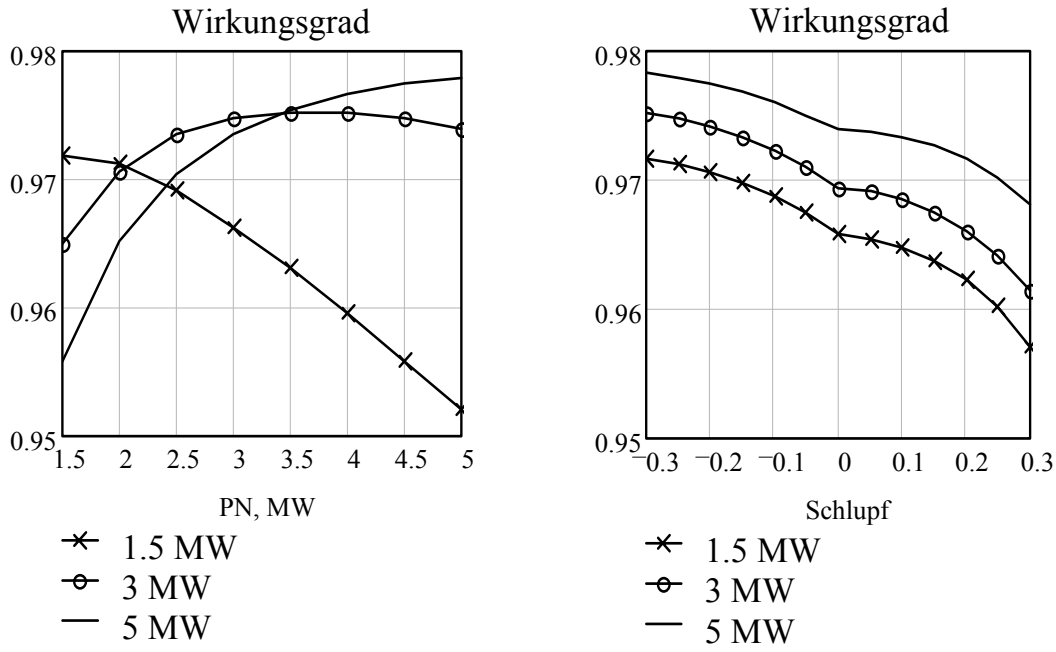


Abbildung 6.7-12: Zusammenhang zwischen dem Wirkungsgrad der WKA und der Wirkleistung (links) oder dem Schlupf (rechts) am Netzanschlusspunkt bei cos φ = -1, α = 0.5.

Pn, MW	D, m	k	q_s	a_s	Zn_s	q_r	a_r	b_s	d_s	b_r	d_r	η, %
1.5	0.58	0.95	6	1	2	5	1	0.4	5.5	0.4	4.4	97.1
2.0	0.62	0.75	6	1	2	5	1				4.6	97.2
2.5	0.66	1.1	8	2	2	7	2				4.8	97.3
3.0	0.70	1.1	7	2	2	6	2				3.8	97.5
3.5	0.70	1.1	7	2	2	6	2				3.8	97.6
4.0	0.72	1.1	6	2	2	5	2				3	97.7
4.5	0.72	1.1	6	2	2	5	2				3	97.8
5.0	0.78	1.0	6	2	2	5	2				3.2	97.8

Tabelle 6.7-2: Optimale Auslegungsvarianten für verschiedene Leistungen

Die Maschinendaten – Nennwerte für Ströme und Spannungen und Wicklungsparameter – zu den optimalen Auslegungsvarianten sind im Anhang 2 angeführt.

6.8 Auswahl der Polpaarzahl

In den Abschnitten 1 bis 7 des 6. Kapitels wurde der Weg zur Optimierung der ASG-Auslegung für eine bestimmte Polpaarzahl gezeigt. Des Weiteren entsteht die Frage, bei welcher Polpaarzahl die maximalen Wirkungsgrade im mittleren Jahresbetriebspunkt erreicht werden können.
Für diese Untersuchung sollen zunächst die optimalen Auslegungen für bestimmte Leistung bei jeder Polpaarzahl ermittelt und anschließend miteinander verglichen werden. Es wurden in dieser Arbeit die Polpaarzahlen 1, 2 und 3 in Betracht gezogen.

Der erfahrungsmäßige Ausnutzungsfaktor eines ASG, der den weiteren Berechnungen als Anhaltspunkt zugrunde gelegt wurde, ist polpaarzahlabhängig [50] und kann für verschiedene Leistungen mit den Geraden aproximiert werden, siehe Abb. 6.8-1.

Des Weiteren wurden die Ausgangsgrenzen für die oben genannten geometrischen Parameter bei jeder Polpaarzahl ermittelt, und der Optimierungsvorgang wurde gemäß dem im Abschnitt 6.7 angeführten durchgeführt.

Außer dem, dass bei der Polpaarzahl **p = 1** der Ausnutzungsfaktor wesentlich tiefer als bei den höheren Polpaarzahlen liegt, hat **p = 1** sich allgemein ungünstig hinsichtlich der magnetischen Geräuschen erwiesen, da bei Zusammenhängen von Lochzahlen $\mathbf{q_s = q_r \pm 1}$ die höchste Kraftwellenordnungszahl **r = 4** ist.
Die Polpaarzahl **p = 3** ist im Gegenteil in dieser Hinsicht relativ günstig, da sich bei den $\mathbf{q_s > 5}$ die Kraftwellenordnungszahl $\mathbf{r \geq 6}$ ergibt.

Der Vorteil der ASG mit minderer Polpaarzahl ist, dass sie wegen der höheren Drehzahl kleiner dimensioniert werden können, siehe Abb. 6.8-2. Bei dem Vergleich der optimalen Auslegungen für jede Polpaarzahl weisen jedoch die ASG mit **p = 2** den höchsten Wirkungsgrad innerhalb des gesamten Drehzahlbereiches, siehe Abb. 6.8-3.

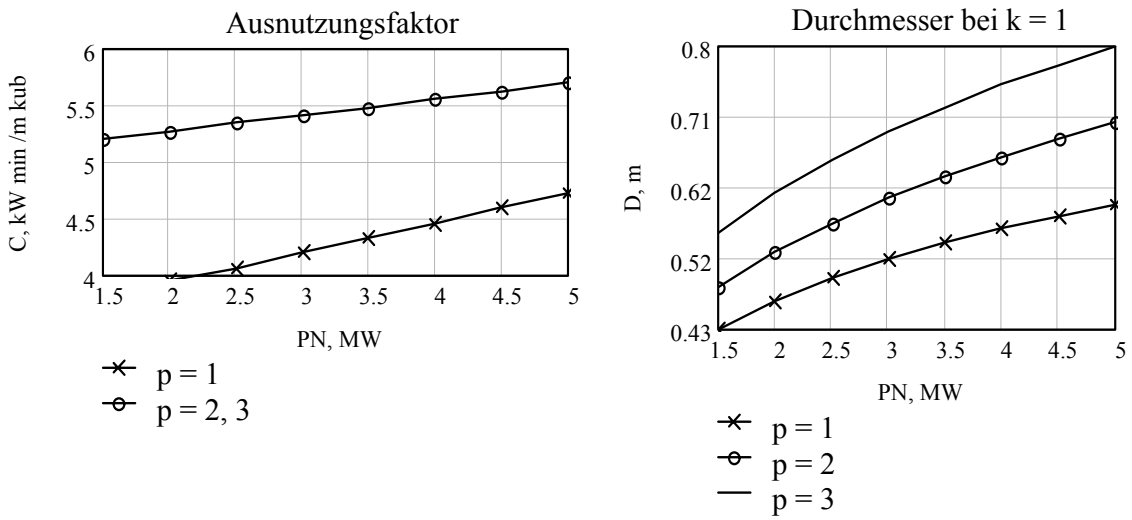


Abbildung 6.8-1: Ausnutzungsfaktor und Statorbohrungsdurchmesser für verschiedene Polpaarzahlen

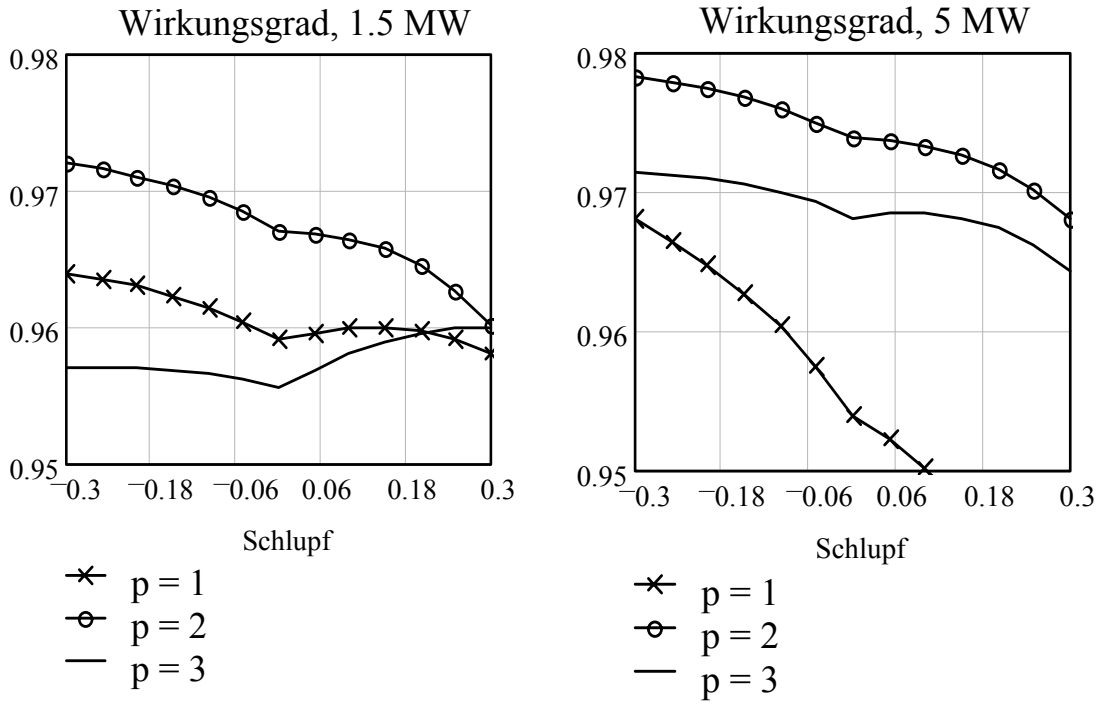


Abbildung 6.8-2: Wirkungsgrad bei cos φ = -1 und α = 0 für verschiedene Polpaarzahlen im gesamten Drehzahlbereich

7 Analyse elektromagnetischer und thermischer Felder im Asynchrongenerator anhand der Finite-Elemente-Methode

7.1 Idealisierung des Modells eines Asynchrongenerators

Nach der Ermittlung der optimalen Maschinenparameter anhand des klassischen Entwurfganges wird anschließend die Verteilung thermischer und elektromagnetischer Feldern im Querschnitt des ASG mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM) anhand des ANSYS-Programms ausführlich analysiert [31], [32]. Dieser Untersuchung zufolge kann die Schlussfolgerung über die Qualität der Maschinenauslegung gezogen werden, wobei als ein Maß dafür sowohl die elektromagnetische als auch die thermische Ausnutzung des ASG-Volumens dienen kann, und weitere Optimierungsmöglichkeiten der Konstruktion sind in Aussicht zu stellen.

Die Kenntnis über die Verteilung thermischer Felder ist wichtig, da schon geringe Überschreitungen der zulässigen Wicklungsübertemperatur die Verkürzung der Nutzungsdauer und größere Beschädigung der Nutisolation und dadurch den Ausfall des ASG bewirken können. Der thermische Zustand des ASG kommt als Folge der Induktionsverteilung zustande, und durch ihre Optimierung können Wicklungsübertemperaturen beeinflusst werden.
Die aus der elektromagnetischen Analyse resultierenden Eisenverluste stellen die Wärmequellen an einzelnen Eisenelementen für die Temperaturberechnung dar. Darüber hinaus ist die Lösung der kombinierten Aufgabe – elektromagnetisch-thermische Analyse – notwendig.

Die vollständige Beschreibung des elektromagnetisch-thermischen Zustandes des ASG ist sehr aufwendig, was zu übermäßigen Rechenzeiten bei der Finiten-Element-Berechnung führen kann, deswegen ist es sinnvoll, eine Modellidealisierung durchzuführen und einige Vereinfachungen zu vereinbaren:

1) Leiterisolation und Blechisolation werden nicht berücksichtigt, und sowohl Blechpaket als auch die Wicklung innerhalb einer Nutschicht werden als homogene Körper betrachtet;

2) Die Luft wird als homogen akzeptiert, dabei wird die Abhängigkeit der Wärmeleitung durch den Luftspalt von der Drehgeschwindigkeit des ASG vernachlässigt;

3) Wassermantel wird als Umgebung angenommen mit der Wasseraustrittstemperatur 40° C;

4) obwohl in der Realität sich thermische Parameter ebenso wie elektromagnetische nichtlinear mit der Temperatur verhalten, dürfen sie für den Temperaturbereich, der in dieser Arbeit vom Interesse sind, konstant angenommen werden;

5) Aufgrund des zyklisch-symmetrischen Aufbaus des ASG lässt sich eine Rückführung auf ein zweidimensionales Modell innerhalb einer Polteilung vornehmen.

7.2 Modellerstellung: Randbedingungen und Lasten

Sowohl elektromagnetische als auch thermische Felder lassen sich als Randwertprobleme auffassen. Im Modell werden folgende Materialien verwendet:

1. Kupfer
2. Blech
3. Nutisolation
4. Luft
5. Wasser
6. Stahl unmagnetisch

Wichtige materialbeschreibende Parameter sind in der Tab. 7.2-1 zusammengefasst.

Elektromagnetisches Feld		Thermisches Feld		
Permeabilität	μ	Wärmeleitzahl	λ	W/m·K
1. Kupfer	1	1. Kupfer	394	
2. Blech	B=f(H)	2. Blech	20	
3. Nutisolation	1	3. Nutisolation	0.273	
4. Luft	1	4. Luft	0.026	
5. Wasser	1	5. Wasser	0.625	
6. Stahl	1	6. Stahl	15	
Magnetisierung	σ	Wärmekapazität	c	W·s/ kg·K
1. Kupfer	0	1. Kupfer	386	
2. Blech	0	2. Blech	470	
3. Nutisolation	0	3. Nutisolation	600	
4. Luft	0	4. Luft	1007	
5. Wasser	0	5. Wasser	4180	
6. Stahl	0	6. Stahl	460	
		Dichte	ρ	kg/m^3
		1. Kupfer	8900	
		2. Blech	7800	
		3. Nutisolation	3500	
		4. Luft	1.18	
		5. Wasser	992	
		6. Stahl	8000	

Tabelle 7.2-1: Materialparameter

Von der ganzen Reihe (1.5 – 5 MW) der ASG werden drei von Leistungen 1.5, 3 und 5 MW der Untersuchung unterzogen. Die möglichen Zusammenhänge der Maschinenparameter der zu untersuchenden ASG sind der Tab. 6.4-1 zu entnehmen.

Für alle Auslegungsvarianten wird für Stator und Rotor eine der schlussgeglühten nichtkornorientierten kaltgewalzten Elektroblech-Sorten ausgewählt – STABOLEC, A-Sorten, die von der Firma EBG Elektroblech Gesellschaft MBH und Stahlwerke Bochum Aktiengesellschaft SWB hergestellt werden [48]. Die Daten des gewählten Blechs sind in der Tab. 7.2-2 und seine Magnetisierungskurve in Abb. 7.2-1 dargestellt.

Kurzname	V 270-50 A		
Nenndicke		0.50	mm
Füllkoeffizient	ϕ_{Fe}	0.97	
Spezifisches Gewicht	γ	$7.6\ 10^3$	kg/m^3
Spezifischer Widerstand	ρ	0.25	$\Omega \cdot mm^2/m$
Spezifische Unmagnetisierungsverluste bei B = 1.5 T	$p_{1.5}$	2.7	W / kg

Tabelle 7.2-2: Blechdaten

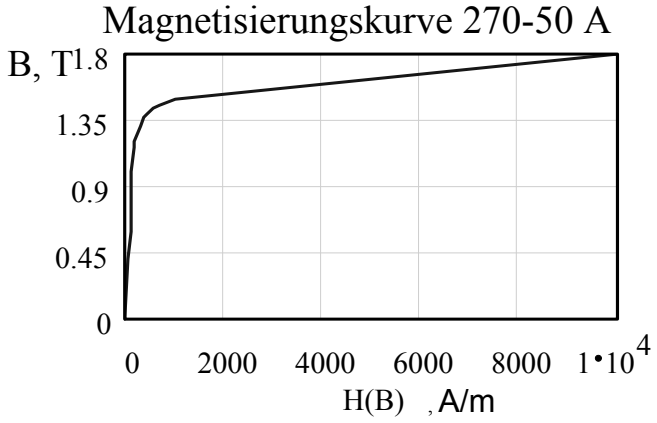


Abbildung 7.2-1: Magnetisierungskurve

Es sollen die Felder im Querschnitt des ASG bei der Volllast berechnet werden, siehe Tab. 6.2-2. Elektromagnetisch gesehen wird das momentane Belastungsmaximum dann erreicht, wenn der Strom in einem Strang seinen Spitzenwert annimmt. In Abb. 7.2-2 sind Momentanwerte für Stator- und Rotorströme am Beispiel eines 1.5 MW ASG dargestellt. Das Wicklungsschema ist in

der Abb. 7.2-3 zu sehen. Dabei ist γ **--** der Verschiebungswinkel zwischen den Stator- und Rotorstromzeigern, siehe auch Zeigerbild 4.2-1.

$$\gamma = \pi + a\cos\left(\frac{I_\mu^2 - I_s^2 - I_r^2}{-2 \cdot I_s \cdot I_r}\right). \tag{7.2.1}$$

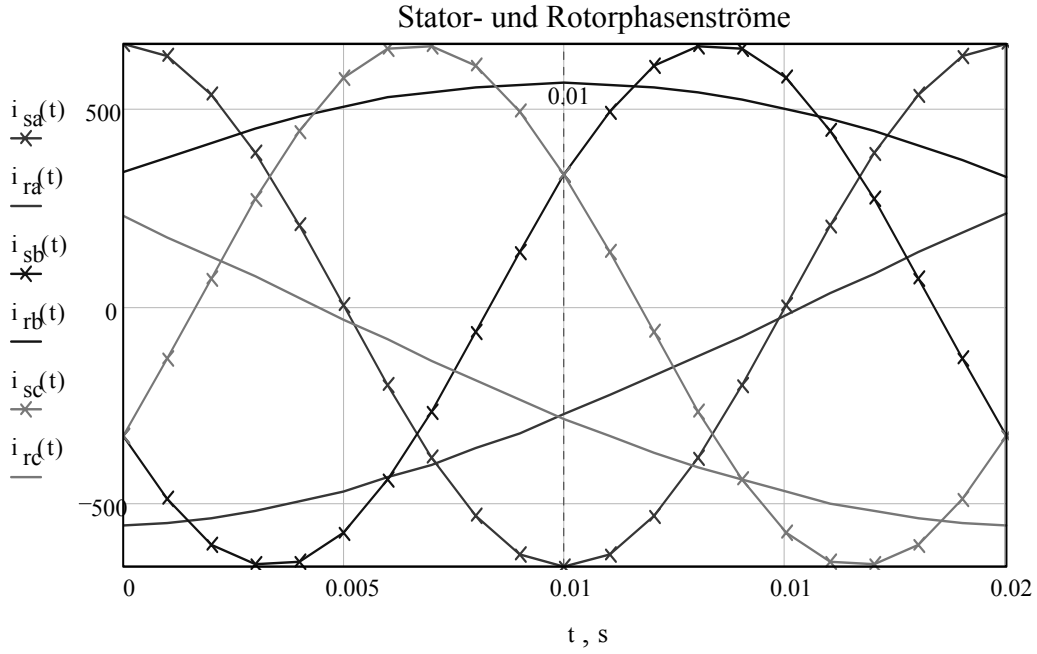


Abbildung 7.2-2: Momentanwerte für Stator- und Rotorphasenströme

	$-I_s$	$-I_s / 2$	$I_s/2$
	a ×	− *b*	× *c*
	a ×	*b* −	× *c*
	$-I_r \cos\gamma / 2$	$-I_r \cos\gamma$	$-I_r \cos\gamma / 2$

Abbildung 7.2-3: Wicklungsschema

Bei der elektromagnetischen Analyse wurde als Maß der Spitzenwert der Induktion angenommen:

2.2 T – für den Stator- bzw. Rotorzahn (7.2.2)
2.0 T – für den Stator- bzw. Rotorrücken.

Für die thermische Analyse wurde angenommen, dass 90% der Stromwärmeverluste durch den Nutteil und nur 10% durch den Stirnteil der Wicklung verloren gehen. Dabei wurde als Maß die Übertemperatur für die Isolation F-Klasse zugrunde gelegt.

155° – zulässige Wicklungsübertemperatur (7.2.3)

Als Randbedingungen für die elektromagnetische Analyse wird das magnetische Vektorpotential am Außenrand des Modells auf Null gesetzt, für thermische Analyse wird die Umgebungstemperatur gleich der Wasseraustrittstemperatur angenommen. Randbedingungen und Lasten können folgendermaßen angegeben werden, wie in Tab. 7.2-3 dargestellt.

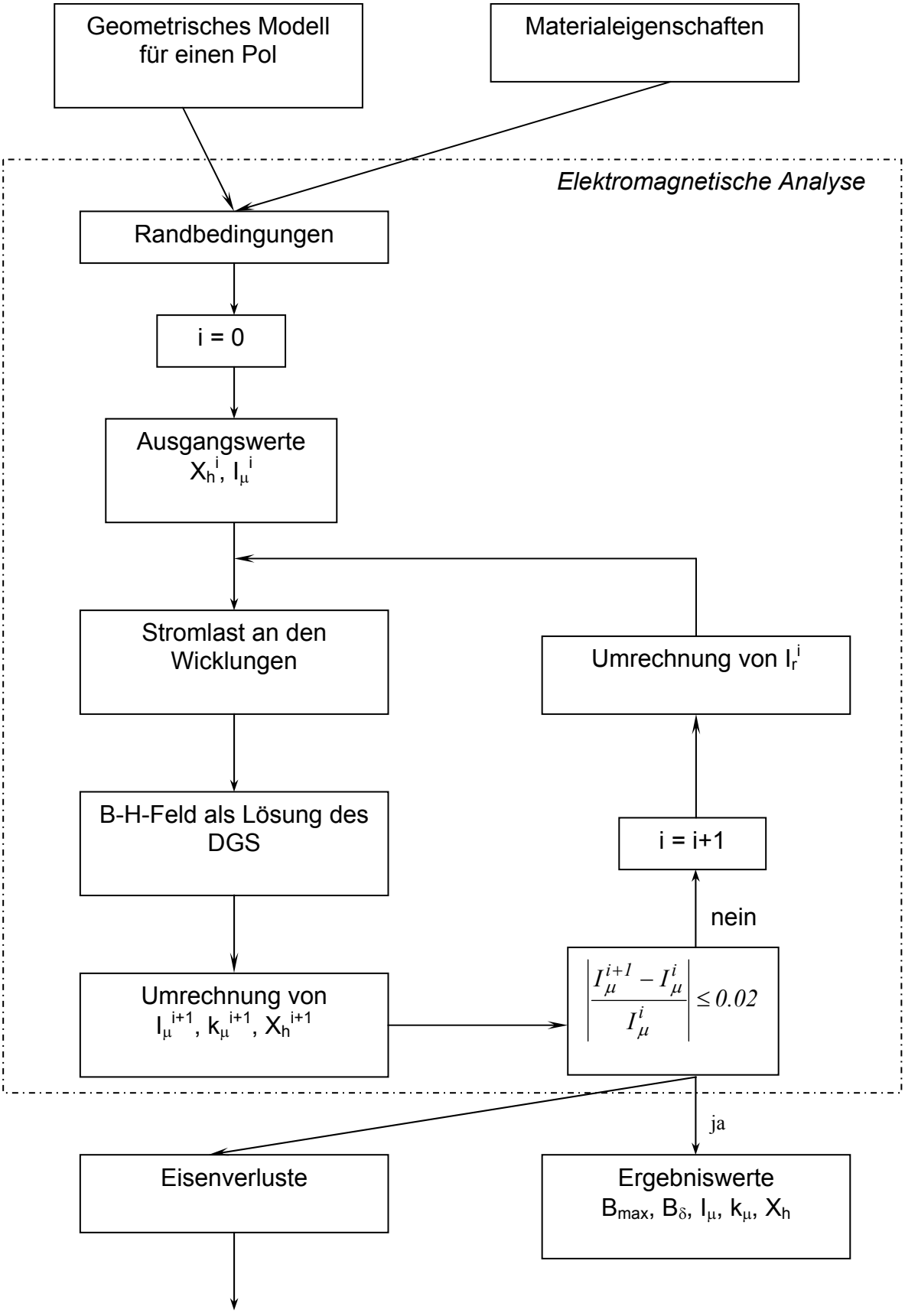
Elektromagnetisches Feld			Thermisches Feld		
Randbedingung			Randbedingung: Wärmeaustausch mit der Umgebung		
Vektorpotential am Außenrand des Modells	p	V	Konvektionskoeffizient	α	W/m·K
Last			Umgebungstemperatur	T_u	°C
Stromdichte in den Wicklungselementen	j	A/m^2	Last		
			Wärmedichte an den Wicklungselementen	h_{gen}	W/m^3

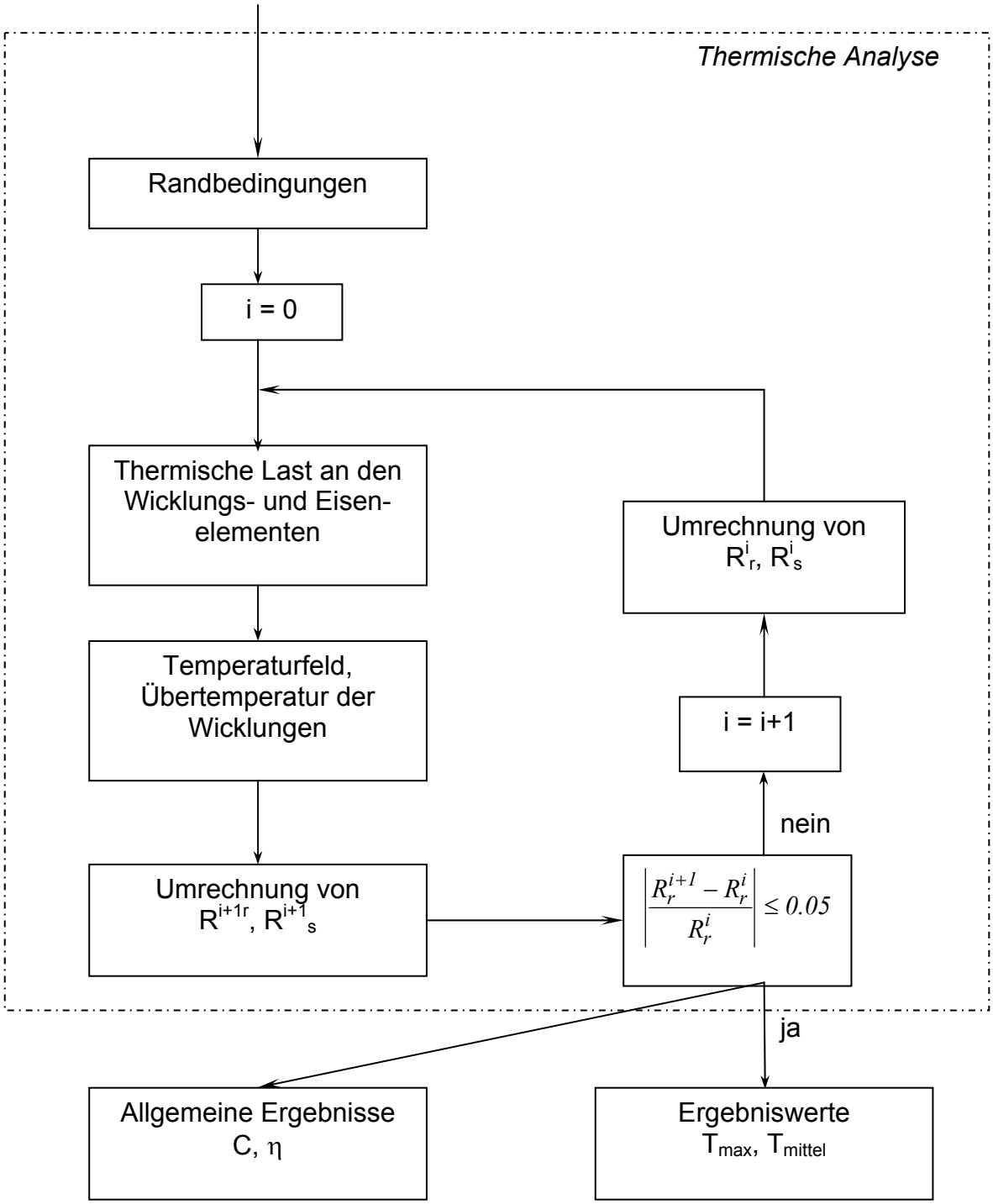
Tabelle 7.2-3: Randbedingungen und Lasten

7.3 Programmaufbau

Das ANSYS-Programm schließt elektromagnetische mit nachgehenden thermischen Analysen ein. Dem Maschinenmodell werden Designvariablen, siehe Tab. 7.4-1, und Materialieneigenschaften, siehe Tab. 7.2-1, zugrunde gelegt. Die Sättigung des ASG und der Zusammenhang zwischen der Wicklungstemperatur und dem Wicklungswiderstand werden durch Iterationsschleifen erfasst. Der allgemeine Programmaufbau ist im Schema 7.3-1 dargestellt.

Im Fall eines doppelt gespeisten ASG besteht die Möglichkeit teilweiser oder auch völliger elektrischer Erregung über den Rotor, was zu größerem Rotormagnetfluss gegenüber den typischen Asynchronmaschinen führt. Der erregende Magnetisierungsstrom tritt nur als Blindkomponente des Belastungsstromes in Erscheinung, seine Steigerung hat eine Erhöhung der Stromwärmeverluste und damit auch der Erwärmung des ASG zur Folge, deswegen sollte sein Wert bei der Optimierung der Maschinenauslegung berücksichtigt und begrenzt werden.


Geometrisches Modell für einen Pol
Materialeigenschaften
Elektromagnetische Analyse
Randbedingungen
i = 0
Ausgangswerte
X_h^i, I_μ^i
Stromlast an den Wicklungen
B-H-Feld als Lösung des DGS
Umrechnung von I_μ^{i+1}, k_μ^{i+1}, X_h^{i+1}
$\left|\frac{I_\mu^{i+1} - I_\mu^i}{I_\mu^i}\right| \leq 0.02$
nein
i = i+1
Umrechnung von I_r^i
ja
Eisenverluste
Ergebniswerte
B_{max}, B_δ, I_μ, k_μ, X_h



Schema 7.3-1: Aufbau des ANSYS-Programms

Bei der Bestimmung des Magnetisierungsstromes handelt es sich um die Ermittlung der zur Erzeugung des geforderten magnetischen Flusses notwendigen Durchflutung. Die Ausgangsgleichung für diese Berechnung ist das Durchflutungsgesetz in der Integralform [30]:

$$V_0 = \oint H \cdot ds = \theta = \sum i \,. \tag{7.3.1}$$

Das Umlaufintegral der magnetischen Feldstärke **H**, die magnetische Umlaufspannung $\mathbf{V_0}$, ist gleich der elektrischen Durchflutung θ, die gleich der vorzeichenbehafteten Summe der vom Integrationsweg des Umlaufintegrals eingeschlossenen Ströme **i** ist.

Die Finite-Elemente-Methode ermöglicht eine quantitative Ermittlung der Durchflutung durch Gl. (7.3.1) ohne Zerlegung des magnetischen Feldes in Teilfelder bzw. ohne Untergliederung des magnetischen Kreises in einzelne Abschnitte, wie es bei der klassischen Methode üblich ist. Es werden radiale und tangentiale Vektoren der magnetischen Spannungsabfälle über einzelne Blech-, Luftspaltelemente berechnet und anschließend summiert. Über die Durchflutung lässt sich dann der Magnetisierungsstrom bestimmen:

$$\hat{\theta}_1 = \frac{m}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{\xi_s \cdot w}{2 \cdot p} \right) \cdot \sqrt{2} \cdot I_\mu \,. \tag{7.3.2}$$

Der relative Magnetisierungsstrom ergibt sich zu:

$$I_{\mu rel} = \frac{I_\mu}{I_{sN}} \,, \tag{7.3.3}$$

Die Sättigung des Eisens in Form vom Sättigungskoeffizient und die Hauptreaktanz des ASG werden bei der Induktionsfeldberechnung durch denselben Iterationsprozess berücksichtigt, siehe Schema 7.3-1. Die prinzipielle Verteilung des Induktionsfeldes im Querschnitt des ASG ist in Abb. 7.3-1 am Beispiel eines 1.5 MW ASG dargestellt.

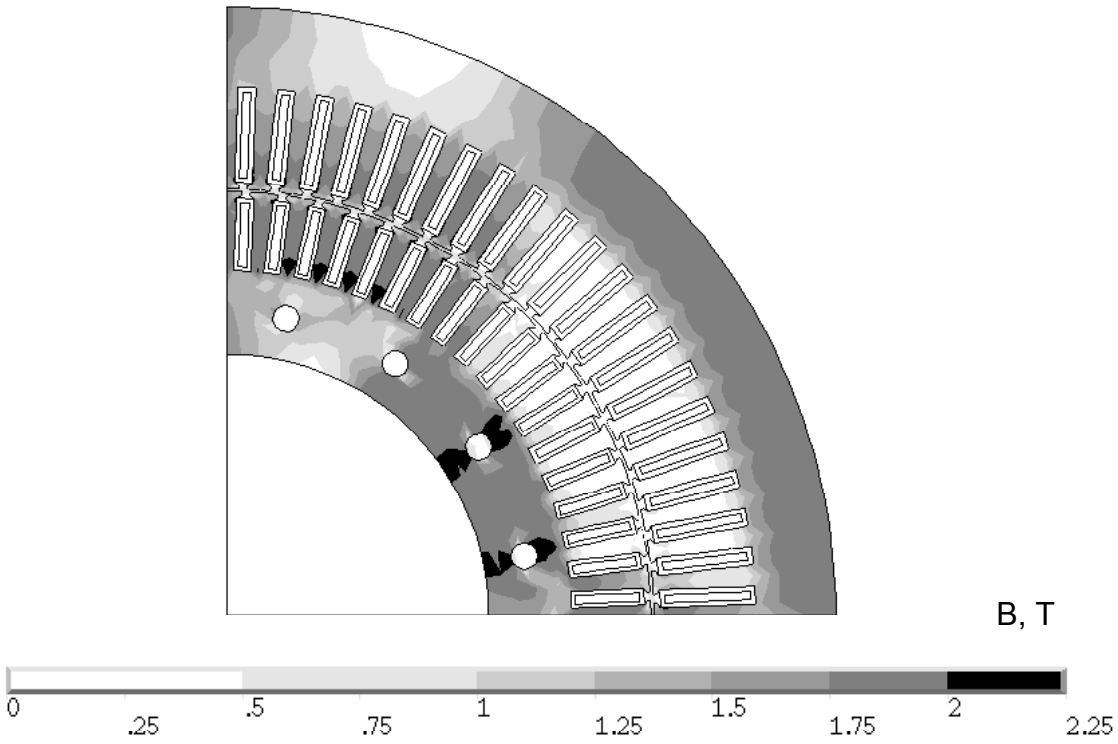


Abbildung 7.3-1: Prinzipielle Induktionsfeldverteilung

7.4 Optimierungsmöglichkeiten

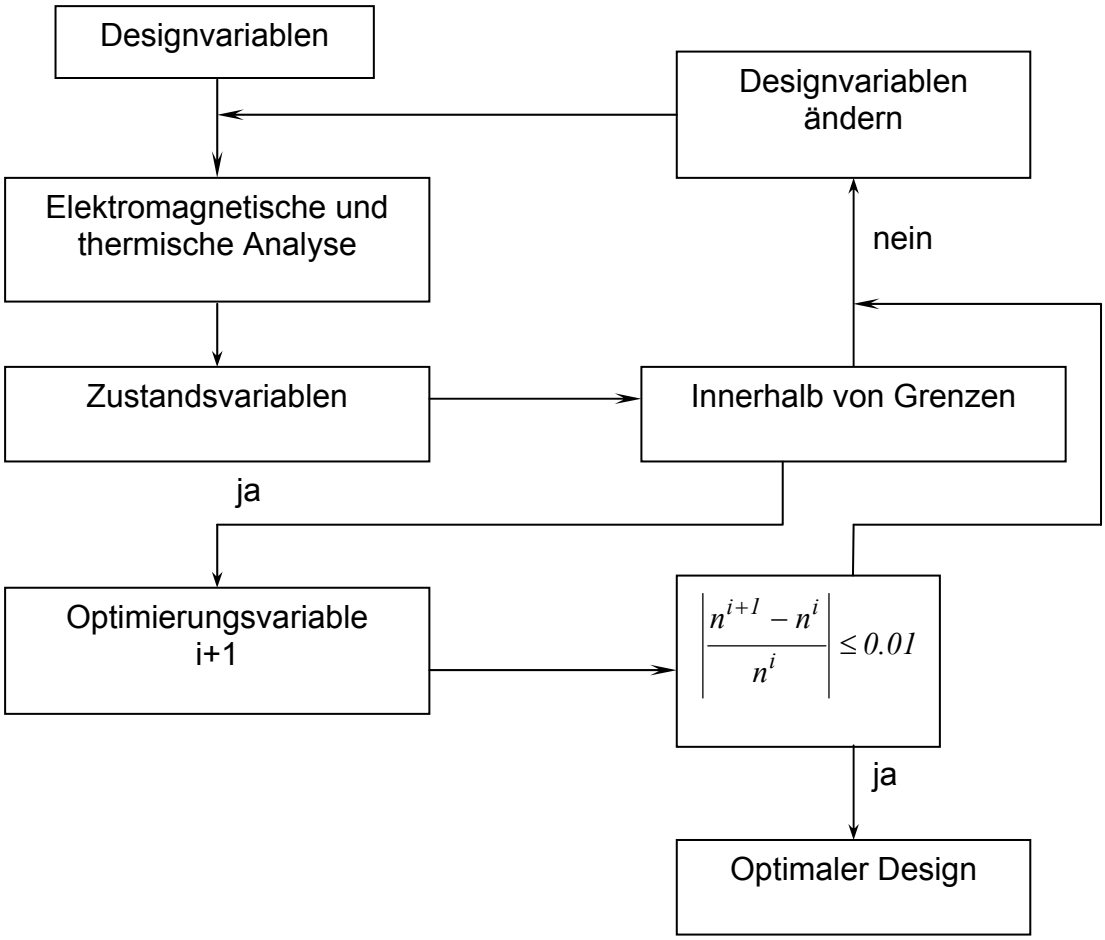
ANSYS-Programm bietet Möglichkeiten zur topologischen (mit Änderung der Geometrie) und parametrischen (mit Änderung der Parametergrößen) Optimierung der Maschinenauslegung, dabei werden die Designvariablen ausgewählt und angeführt, die beim Optimierungsgang vom ANSYS-Programm selbstständig in vorgegebenen Grenzen verwandelt und angepasst werden dürfen.
Zusätzlich werden die Zustandsvariablen eingegeben, die zwar nicht zielgerichtet bei der Optimierung verändert, aber als Randbedingungen beachtet werden. Für sie werden zulässige Grenzen des Gültigkeitsbereiches festgelegt und bei jeder Optimierungsschleife wird überprüft, ob bei gewisser Auslegung diese Grenzen nicht übertreten werden. Varianten mit der Zustandsvariablen außerhalb des Gültigkeitsbereiches werden aus der Untersuchung entfernt [31].
Das ANSYS-Programm erlaubt gleichzeitig nur ein Optimierungsziel. Die Optimierung steuert automatisch eine Wiederholung der elektro-magnetisch-

thermischen Berechnung mit zur Veränderung freigegebenen Designvariablen und führt zielgerichtet zur optimalen Ausführung. Alle Optimierungsvariablen sind in der Tab. 7.4-1 zusammengefasst.

Das Optimierungsziel letzter Variante wird als Kriterium verwendet und jedes Mal abgefragt, damit es für den Optimierungsalgorithmus zur Verfügung steht. Das Minimieren der Zielfunktion wird solange fortgesetzt und mit neuen Varianten verbessert, bis eine Anzahl bestimmter Konvergenzkriterien erfüllt ist. Diese Kriterien bilden die Grenze der sinnvollen Fortsetzung der Optimierungsschleife und sind im Programm schon voreingestellt, siehe Schema 7.4-1.

Designvariablen	Zustandsvariablen	Optimierungsziel
Durchmesser **D** = 0.5 ... 1.0 m	Maximale Induktion $\mathbf{B_{max}}$ = 2.0 ... 2.4 T	Wirkungsgrad η_{max}
Relative Länge **k** = 0.75 ... 1.25	Maximale Temperatur $\mathbf{T_{max}}$ = 110 ... 150 °C	
Relative Nutbreite **b** = 0.4 ... 0.6	Magnetisierungsstrom $\mathbf{I_\mu}$ = 10 ...25 % (I_n)	
Relative Nuthöhe **d** = 3 ... 5.5	Sättigungsfaktor $\mathbf{k_\mu}$ = 0 ... 0.35	
Statorrückenhöhe $\mathbf{r_s}$ = 0.02 ... 0.15 m	Magnetischer Hauptfluss Φ_m = ±10% (Φ_h)	
Kühlkanalsradius $\mathbf{r_k}$ = 0.005 ... 0.015 m		

Tabelle 7.4-1: Optimierungsvariablen



Schema 7.4-1: Optimierungsschema

7.4.1 Parametrische Optimierung

Anhand der nach dem klassischen Entwurfsgang optimierten Auslegungsvarianten aus der Tab. 6.7-2 und der Grenzen für Design- und Zustandsvariablen aus der Tab. 7.4-1 kann mit ANSYS präzise parametrische Optimierung hinsichtlich des maximalen Wirkungsgrades im mittleren Jahresbetriebspunkt durchgeführt werden.

Bevor es mit der Optimierung nach dem Wirkungsgrad des ASG begonnen werden kann, ist es nötig, eine hinsichtlich der Zustandsvariablen annehmbare Auslegungsvariante herauszufinden. Die Modifikation der Designvariablen hat demnach Änderung in den Zustandsvariablen zur Folge, die nicht eindeutig

positiv oder negativ zu bewerten ist. Der Wandel gewisser Designvariable kann zu einem guten Ergebnis bezüglich einer der Zustandsvariablen und zu einem schlechten für die anderen führen. Angesichts solcher Betrachtungen werden nachfolgend die Ergebnisse der Untersuchung anhand eines 3 MW ASG dargestellt.

➢ Der einzuhaltende magnetische Hauptfluss hängt in großem Maße von Zahl und Radius der Kühlkanäle ab, die beim klassischen Entwurfsgang nicht berücksichtigt worden sind.

Da die Zahl der Kühlkanäle sich im Laufe der generellen parametrischen Optimierung nicht ändern lässt, muss die hinsichtlich des Hauptflusses günstigste Zahl extra herausgefunden werden.

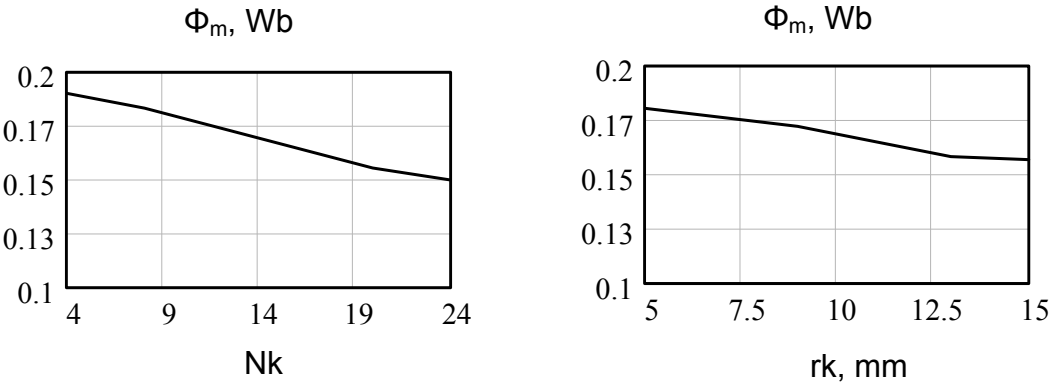


Abbildung 7.4-1,2: Einfluss von Zahl und Radius der Kühlkanäle auf Φ_m

➢ Der magnetische Hauptfluss wird stark von der Statorrückenhöhe beeinflusst, deren Vergrößerung hat gleichzeitig die Erhöhung des Magnetisierungsstromes zur Folge, siehe Abb. 7.4-3, 4

➢ Die Vergrößerung des Durchmessers lässt den Hauptfluss ansteigen und das Induktionsmaximum sinken, dabei wird aber auch der Magnetisierungsstrom gesteigert, siehe Abb. 7.4-5, 6.

➢ Breitere und tiefere Rotornuten lassen den Magnetisierungsstrom sinken, dabei sinkt aber auch der Hauptfluss, siehe Abb. 7.4-7, 8.

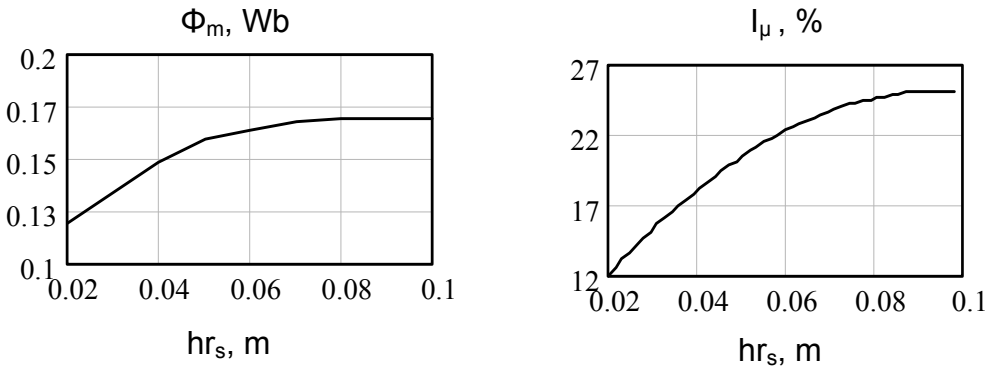


Abbildung 7.4-3,4: Einfluss der Statorrückenhöhe hr_s auf Φ_m und I_μ

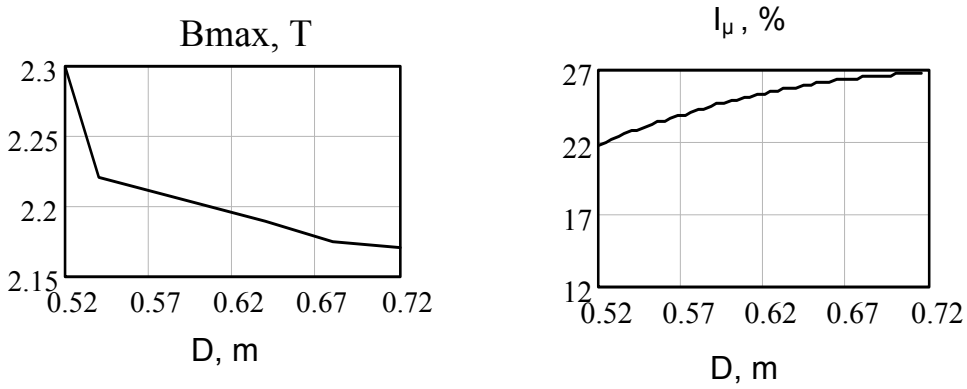


Abbildung 7.4-5,6: Einfluss des Durchmessers D auf B_{max} und I_μ

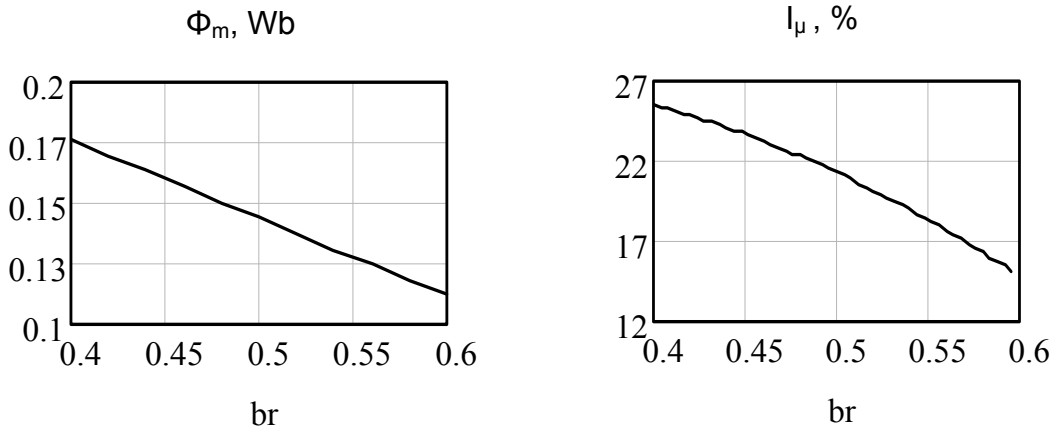


Abbildung 7.4-7,8: Einfluss der Rotornutbreite b_r auf Φ_m und I_μ

Die nach dem klassischen Entwurfsgang und anhand der FEM optimierten Auslegungsvarianten für drei Nennleistungen, 1.5, 3 und 5 MW, sind in der Tabelle 7.4-2 gegenübergestellt.

P_N, MW	1.5 FEM	1.5 klassisch	3 FEM	3 klassisch	5 FEM	5 klassisch
Zustandsvariablen						
B_δ, T	0.52	0.61	0.51	0.63	0.53	0.70
B_{max}, T	2.25	2.25	2.25	2.18	2.25	2.21
I_μ, %	18	18	20	22	18	20
k_μ	0.26	0.17	0.28	0.38	0.34	0.48
T_{max}, °C	98	112	90	106	105	156
C, $kW \cdot min^2/m^3$	4.3	4.3	4.2	4.6	4.0	6.3
Designvariablen						
D, m	0.54	0.58	0.64	0.70	0.80	0.78
k	1.0	0.95	1.24	1.1	1.16	1.0
q_s	6	6	7	7	5	5
a_s	1	1	2	2	2	2
Zn_s	2	2	2	2	2	2
b_s	0.51	0.4	0.56	0.4	0.51	0.4
d_s	4.9	5.5	5.3	5.5	5.0	5.5
q_r	5	5	6	6	6	6
a_r	1	1	2	2	2	2
b_r	0.45	0.4	0.41	0.4	0.46	0.4
d_r	4.0	4.4	4.3	3.8	4.0	3.2
hr_s, m	0.060	0.072	0.057	0.088	0.064	0.102
N_k	16	16	20	20	20	20
r_k, m	0.014	0.011	0.012	0.014	0.014	0.016
Optimierungsziel						
η, %	98.2	97.8	98.4	98.0	98.4	98.0

Tabelle 7.4-2: Endgültige Auslegungs- und Zustandsvariablen anhand der FEM-Analyse

Die Wicklungsauslegung und die Zahl der Kühlkanäle für jede Nennleistung blieben invariant. Die vergleichende Analyse hinsichtlich FEM-Optimierung lässt nachstehende Schlussfolgerungen zu:

- Der Statorbohrungsdurchmesser lässt sich in manchen Fällen unwesentlich reduzieren, die relative Maschinenlänge muss dagegen größer gewählt werden;

- durch präzise Induktionsberechnungen lässt sich der Statorrücken wesentlich verkleinern, Stator- und Rotornuten verbreitern und Rotornuten vertiefen. Der maximale Wirkungsgrad wird aber wegen der Eisenverluste nicht immer bei den tiefstmöglichen Nuten erreicht;

- elektromagnetisch und thermisch sind die FEM-optimierten ASG zwar etwas schlechter ausgenutzt, der Wirkungsgrad aber steigt.

Aus der Tab. 7.4-2 lassen sich allgemeine optimale Verhältnisse der Nutbreite zur Nuttiefe ermitteln. Aus der Definition für die relative Nutbreite folgt, siehe Gl. (6.4.22):

$$\frac{bn}{hn} = \frac{1}{d} \ . \tag{7.4.1}$$

Dann gilt für Stator: $\mathbf{bn_s/hn_s}$ = 0.19 … 0.20, und

für Rotor: $\mathbf{bn_r/hn_r}$ = 0.23 … 0.25.

7.4.2 Topologische Optimierung – Zahnkopfgeometrie

Bei den großen Asynchronmaschinen werden zur Minderung der Pulsationsverluste Magnetkeile für die Statornuten vorgesehen. Im Fall eines ASG für WKA ist diese Maßnahme unannehmbar, da wegen der ständigen Erschütterung in der Höhe von über 100 m die Lebensdauer von Magnetkeilen rapid absinkt. Durch das Fehlen von Magnetkeilen werden zwar die Pulsationsverluste größer, andererseits kann demzufolge die Statorzahnkopfgeometrie günstiger

gestaltet werden, was die Induktionsverteilung im Statorzahnkopf ändern lässt, und im allgemeinen zur Minderung des Induktionsmaximums bei derselben Belastung führt, siehe Abb. 7.4-9 – 7.4-11.

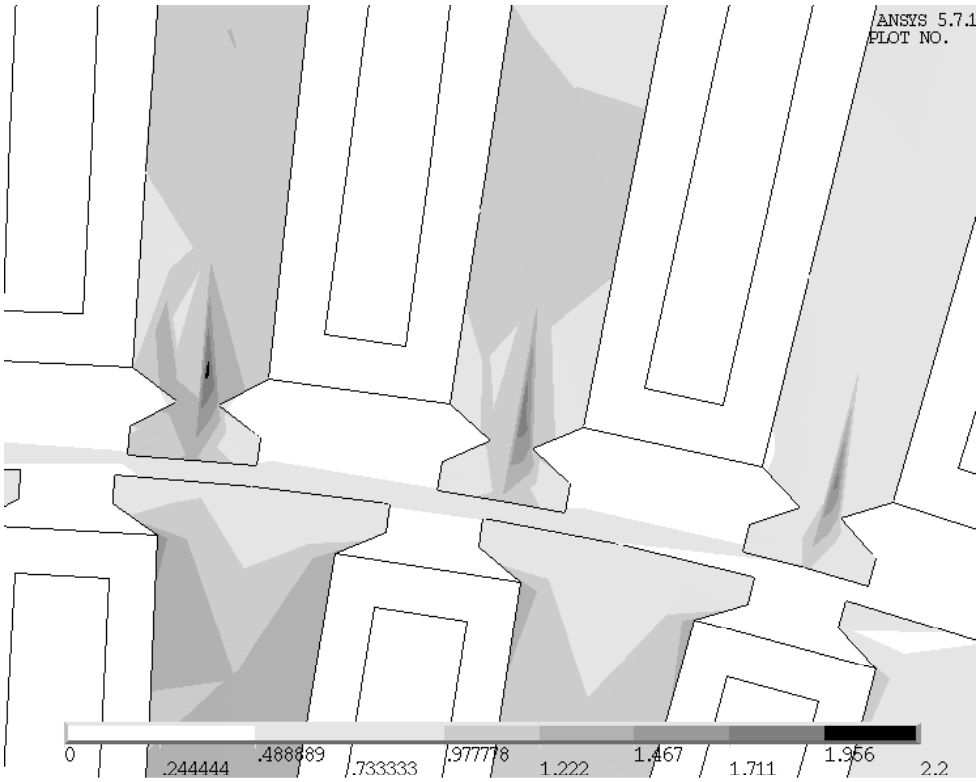


Abbildung 7.4-9: Induktionsfeldverteilung bei üblicher Zahnkopfgeometrie mit Magnetkeilen

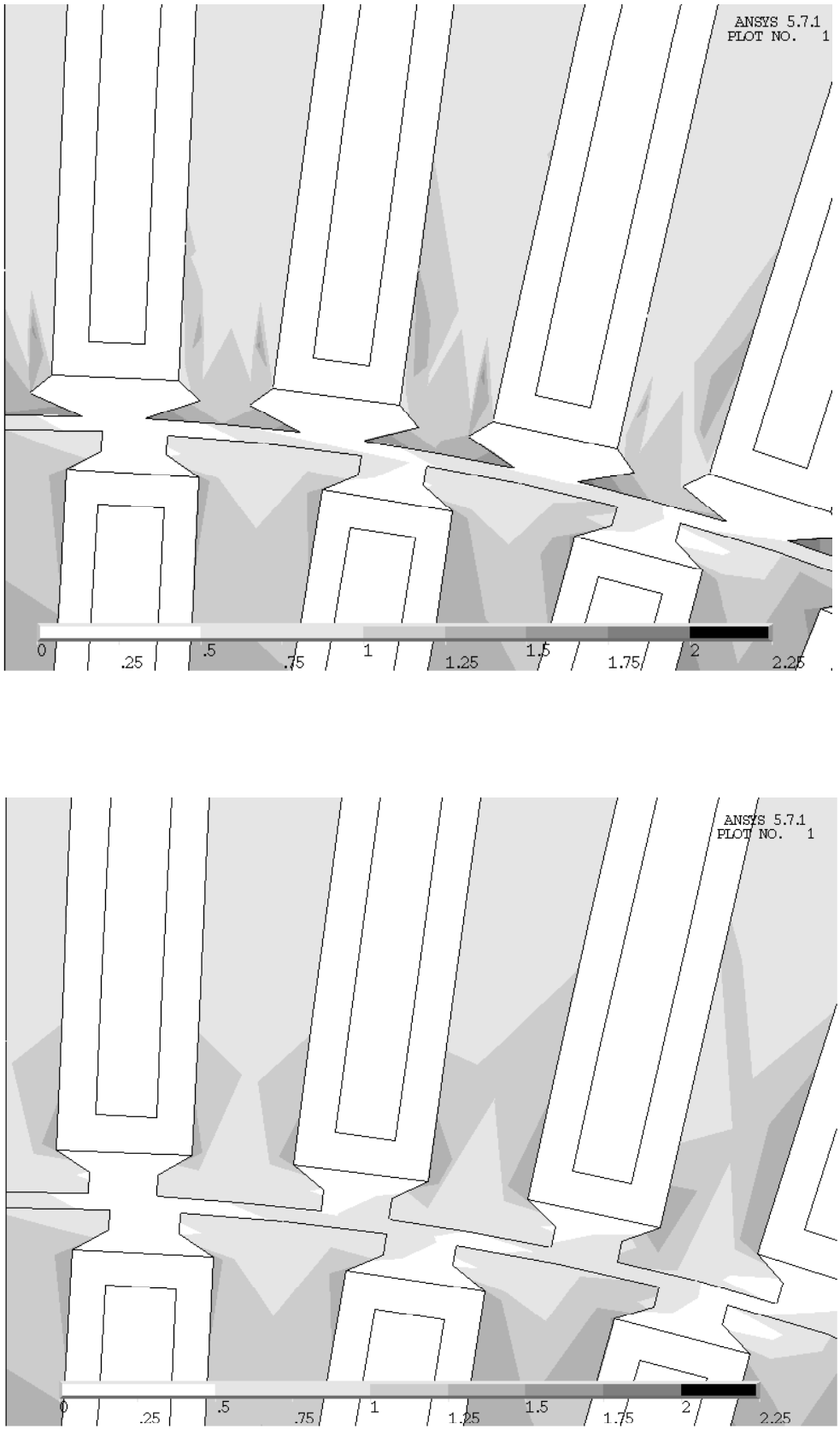


Abbildung 7.4-10: Induktionsfeldverteilung bei Zahnkopfgeometrie ohne Magnetkeilen (verschiedene Ausführungsformen)

8 Optimale Blindleistungsregelung der Anlage

8.1 Betriebsführung hinsichtlich der Blindleistungsregelung

Hinsichtlich der Blindleistungsregelung können folgende Betriebszustände hervorgehoben werden, die in der Tab. 8.1-1 angeführt sind.

$\alpha = -1$	$\alpha = 0$	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 1$	$\alpha = 2$
$Q_s = -Q_N$	$Q_s = 0$	$Q_s = 0.5\ Q_N$	$Q_s = Q_N$	$Q_s = 2\ Q_N$
Rotormagnetisierung, Stator gibt die Blindleistung ins Netz ab	100% Rotormagnetisierung	50% Rotor- 50% Statormagnetisierung	100% Statormagnetisierung	Statormagnetisierung, Blindleistung wird durch den NSR ins Netz abgeführt

Tabelle 8.1-1: Betriebszustände hinsichtlich des Anteilsfaktors

Die in der Tabelle 8.1-1 angeführten Betriebszustände dienen als Anhaltspunkte, alle dazwischen liegende Betriebszustände sind auch realisierbar. Aus den Gl. (4.4.5) – (4.4.8) kann man Zusammenhang zwischen allen Betriebsparametern ausführen:

$$tan\,\varphi_S = \alpha \cdot (1 - s) \cdot tan\,\varphi_A \ . \qquad (8.1.1)$$

Untersuchungen zeigen, dass für jeden Betriebszustand, der durch einen bestimmten Schlupfwert und geforderten Leistungsfaktor charakterisiert wird, sich ein optimaler Anteilsfaktor bestimmen lässt, bei dem der für diesen Betriebszustand maximal mögliche Wirkungsgrad der gesamten WKA, unter Berücksichtigung sowohl der ASG- als auch der SR-Verluste erreicht wird, siehe Abb. 8.1-1 und 8.1-2.

Aus den Grafiken folgt, dass beim induktiven untersynchronen Betrieb Statormagnetisierung vorzuziehen ist, übersynchron sollte man gemischte Stator-Rotormagnetisierung anwenden. Beim kapazitiven Betrieb kommt ausschließlich die Rotormagnetisierung in Frage. Dabei soll der Stator bei kleiner wer-

dender Drehgeschwindigkeit für das Erreichen des maximalen Wirkungsgrades immer mehr Blindleistung ins Netz abgeben.

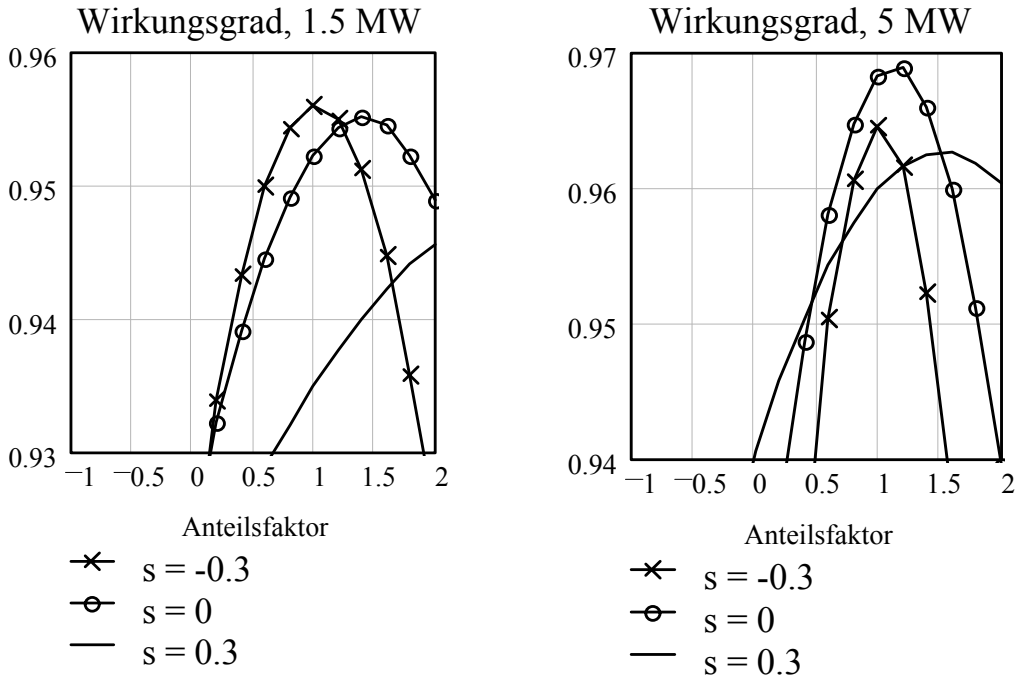


Abbildung 8.1-1: Wirkungsgrad abhängig vom Anteilsfaktor im induktiven Betrieb bei cos φ = -0.9

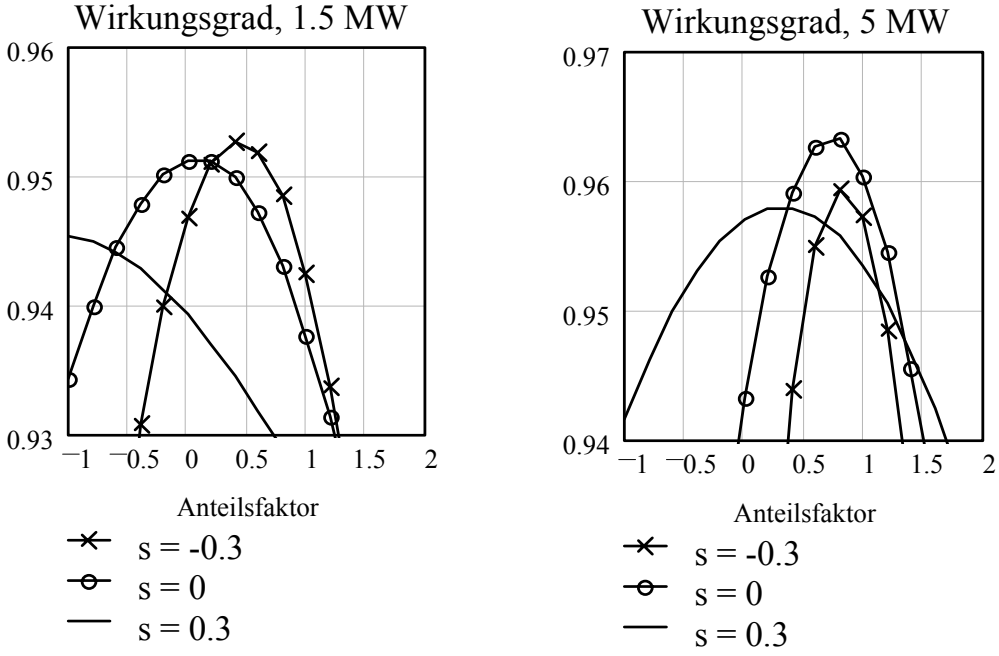


Abbildung 8.1-2: Wirkungsgrad abhängig vom Anteilsfaktor im kapazitiven Betrieb bei cos φ = -0.9

8.2 Betriebsführung bei Netzspannungsschwankungen

Bei Spannungsschwankungen im öffentlichen Netz muss der magnetische Hauptfluss durch die Rotorseite unterstützt werden, damit die erforderte Spannung an den Generatorklemmen vorhanden bleibt. Dabei kann der notwendige Rotorstrom bis aufs Mehrfache steigen. Die Rotorstromsteigerung ist allerdings unter anderem auch durch die Wicklungsauslegungen bedingt.
In der Abb. 8.2-1 ist der relative Rotorstrom bezogen auf den Rotornennrotorstrom bei jeweiligem Betriebszustand dargestellt. Wie aus der Abb. 8.2-1 folgt, kann der Rotorstrom bei passender Wicklungsauslegung wesentlich reduziert werden.

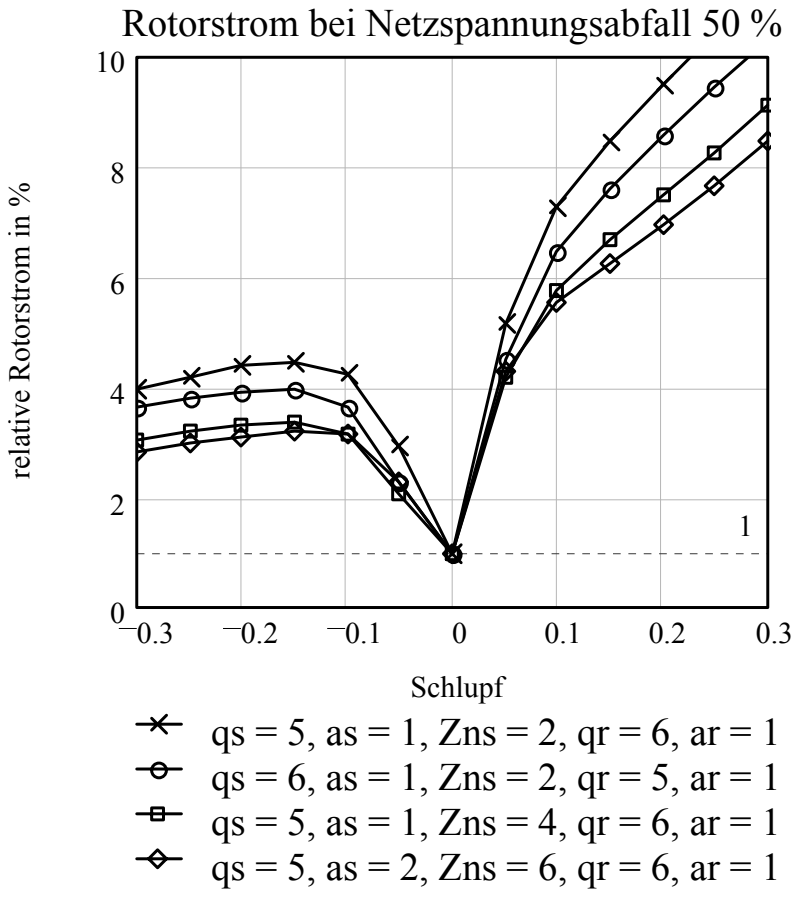


Abbildung 8.2-1: Relativer Rotorstrom bei Netzspannungsreduktion um 50%

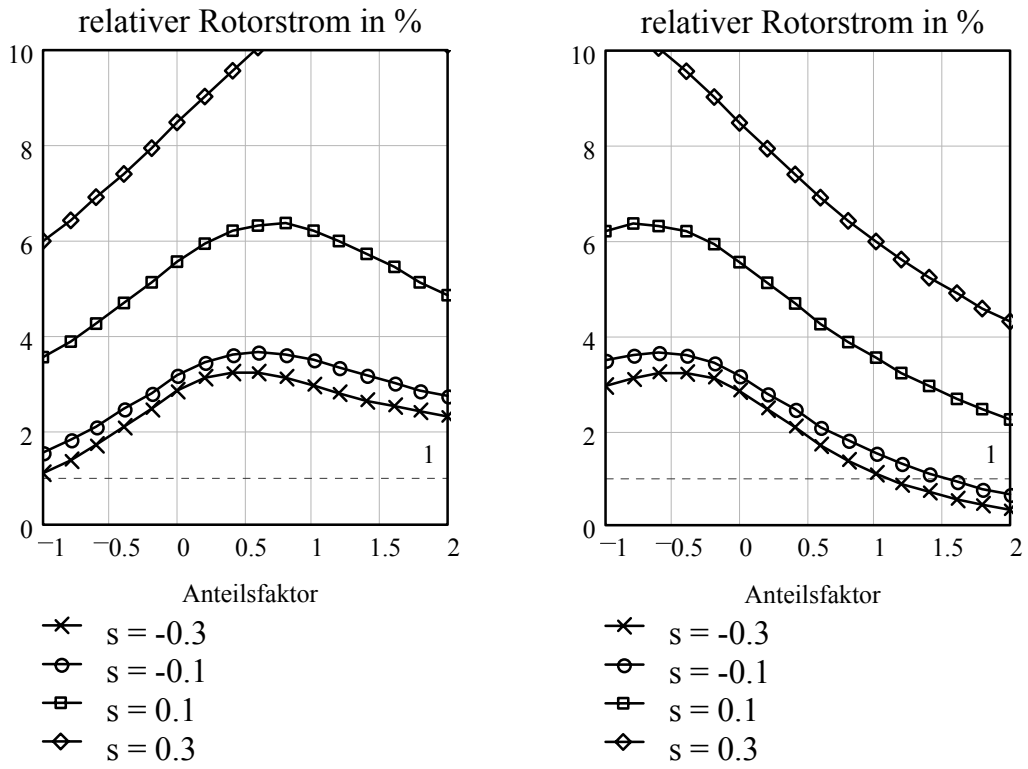


Abbildung 8.2-2: Relativer Rotorstrom bei Betriebsführung bei cos φ = -0.9 induktiv (links) und kapazitiv (rechts)

Die Untersuchung zur optimalen Betriebsführung der Anlage bei den Netzspannungsschwankungen wurde anhand eines 1.5 MW ASG durchgeführt. Aus der Abb. 8.2-2 sind nachstehende Schlussfolgerungen zu ziehen:

- Wenn beim induktiven Betrieb Netzspannungsreduktion auftritt, sollte zur Minderung des relativen Rotorstromes Rotormagnetisierung mit Abgabe der Blindleistung ins Netz durch die Statorseite (α = -1) im Gegensatz zum normalen induktiven Betriebszustand vorgenommen werden;

- Beim kapazitiven Betrieb sollte Statormagnetisierung mit Kompensation der übrigen Blindleistung durch den Umrichter an der Rotorseite bevorzugt werden (α = 2).

Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasste sich mit der optimalen Auslegung und optimalen Betriebsführung eines doppelt gespeisten ASG mit rotorseitigem Stromrichter und statorseitigem Direktanschluss ans Netz bei seinem Einsatz in WKA bezüglich des maximalen Wirkungsgrades im Voll- und Teillastbereich.

Für die Berechnung des quasistationären Betriebsverhaltens eines ASG bei FOR wird im Kapitel 3 die Darstellung durch ein vereinfachtes Γ-Ersatzschaltbild vorgeschlagen. Dabei wird der Statorwiderstand vernachlässigt und die gesamte Streureaktanz wird auf die Rotorseite gezogen. Auf der Basis dieses Ersatzschaltbildes können im weiteren bei den gegebenen Statorspannung, Sollwerten des Rotorstromes und -Spannung und Maschinenparametern alle kennzeichnenden quasistationären Betriebsverhaltenkennlinien des ASG festgestellt werden.

Zur Regelung des Generatormoments und des Leistungsfaktors der WKA werden bei FOR die beinahe dynamisch entkoppelten Quer- und Längskomponenten des Rotorstromes herangezogen werden. Im Kapitel 4 werden ihre Sollwerte je nach dem Betriebszustand berechnet. Es wird hier auch eine vergleichende Analyse zweier Regel/Steuerverfahren durchgeführt. Dabei werden folgende Vorteile FOR hervorgehoben:

- generatorischer Betrieb wird auch untersynchron gewährleistet;
- die Stator- und Rotorströme sind im ganzen Schlupfbereich wesentlich kleiner;
- die Nachführung des Leistungsfaktors ist realisierbar, und sowohl der induktive als auch kapazitive Betrieb wird ermöglicht;

- der Wirkungsgrad ändert sich im betrachteten Schlupfbereich weniger als um 1% und erreicht im mittleren Jahresbetriebspunkt seinen maximal möglichen Wert.

Im 5. Kapitel wird die Raumzeigermodulation der Sollwerte der Rotorstromkomponenten mit Hilfe eines an Rotorschleifringe angeschlossenen 4-Quadranten-Stromrichters bewertet. Die Untersuchung wurde anhand eines 1.5 MW ASG durchgeführt. Dabei haben sich durch SR-Speisung bedingte Oberschwingungsverluste ergeben, deren Anteil an den gesamten ASG-Verlusten ca. 2.2% beträgt.

Im ersten Hauptteil der Arbeit, Kapitel 6, wurde eine Skalierung des allgemeinen Maschinenentwurfes eines doppelt gespeisten ASG der Leistungsreihe von 1.5 bis 5 MW erarbeitet, die für den generatorischen Betrieb nach dem Prinzip der FOR in einer WKA angewiesen sind.

Der allgemeine Maschinenentwurf gibt die Möglichkeit von Nenndaten und geforderten Eigenschaften ausgehend durch die Variierung von Maschinenparametern in bestimmten Grenzen, die durch die zulässige mechanische und elektrische Beanspruchungen festgelegt sind, eine hinsichtlich der Auslegungsziele optimale Auslegungsvariante nachzuvollziehen.

Beim Entwurfsgang können einige zu variierenden Parameter selektiert werden, durch die alle anderen Abmessungen, elektrische Parameter und das Betriebsverhalten des ASG beeinflusst werden. Dazu gehören Durchmesser der Statorbohrung, relative Maschinenlänge, die Lochzahlen und die Zahl von Parallelzweigen für Stator- und Rotorwicklungen, Statorleiterzahl je Nut, auch die relativen Nutbreiten und relativen Nuthöhen für Stator und Rotor. Die Verwendung von relativen Werten für Nutbreiten und Nuthöhen ist universeller wegen der größeren Anschaulichkeit bei der Betrachtung von ASG verschiedener Leistungen.

Die ASG wurden für den schwerstmöglichen Betriebsfall, d.h. bei der Volllast mit Schlupf **s = -0.3**, ausgelegt. Als Auslegungsziel für die optimale Auslegung

wurde aber nicht der maximal mögliche Wirkungsgrad im Nennbetriebspunkt, der der Volllast entspricht, sondern der im mittleren Jahresbetriebspunkt gewählt. Für den mittleren Jahresbetriebspunkt wird ein am häufigsten vorkommender Betriebszustand angenommen, d. h. neutraler Betrieb bei 80 % der Volllast.

Wegen der SR-Speisung ruft der Rotorstrom die SR-Verluste hervor, deren Größe unter anderem von der ASG-Auslegung abhängt. Deswegen soll die Optimierung eines doppelt gespeisten ASG bei FOR im Zusammenhang mit anderen Komponenten der WKA durchgeführt werden.

Nach der Ermittlung der optimalen Maschinenparameter anhand des klassischen Entwurfganges wurde anschließend im zweiten Hauptteil der Arbeit, Kapitel 7, die Verteilung thermischer und elektromagnetischer Felder im Querschnitt des ASG mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode anhand des ANSYS-Programms ausführlich analysiert. Dafür war die Lösung einer gekoppelten Aufgabe – elektromagnetisch-thermischer Analyse – notwendig. Dieser Untersuchung zufolge wurden weitere Möglichkeiten zur parametrischen und topologischen Optimierung der Konstruktion in Aussicht gestellt.

Im letzten Teil der Arbeit, Kapitel 8, wurde Untersuchung der optimalen Betriebsführung der gesamten Anlage hinsichtlich Anteilsfaktors beim normalen Betrieb und bei den Netzspannungsschwankungen durchgeführt. Für jeden Betriebszustand, der durch einen bestimmten Schlupfwert und geforderten Leistungsfaktor charakterisiert wird, lässt sich ein optimaler Anteilsfaktor bestimmen, bei dem der maximale Wirkungsgrad erreicht wird. Beim induktiven untersynchronen Betrieb ist Statormagnetisierung vorzuziehen, übersynchron sollte man gemischte Stator- Rotormagnetisierung anwenden. Beim kapazitiven Betrieb kommt ausschließlich die Rotormagnetisierung in Frage.

Bei Spannungsschwankungen im öffentlichen Netz muss der magnetische Hauptfluss durch die Rotorseite unterstützt werden, damit die erforderte Spannung an den Generatorklemmen eingehalten wird. Dabei kann der notwendige Rotorstrom bis auf ein Mehrfaches steigen. Die Rotorstromsteigerung ist aller-

dings durch die Wicklungsauslegungen bedingt. Bei passender Wicklungsauslegung kann der Rotorstrom wesentlich reduziert werden. Wenn beim induktiven Betrieb Netzspannungsabbruch auftritt, soll zur Minderung des relativen Rotorstromes Rotormagnetisierung mit Abgabe der Blindleistung ins Netz durch die Statorseite im Gegenteil zum normalen induktiven Betriebszustand vorgenommen werden. Beim kapazitiven Betrieb sollte die Statormagnetisierung mit Kompensation der übrigen Blindleistung durch den SR auf der Rotorseite bevorzugt werden.

Für weiterführende Arbeiten wären folgende Problemstellungen von Interesse:

- elektromagnetisch-thermische Analyse des Längsschnittes eines ASG mit der Berücksichtigung der Luftströmung durch axiale und radiale Kühlkanäle und weitere Optimierungsmöglichkeiten;

- topologische Optimierung der Nutgestaltung unter Berücksichtigung von magnetischen Keilen

- Optimierung der Auslegung hinsichtlich der Spannungs- und Frequenzschwankungen.

Anhang

Anhang 1
Zur Berechnung von Generatorverlusten

Im ASG ergeben sich die Gesamtverluste aus Stromwärme- (P_{vw}), Eisen- (P_{ve}), Reibungs- (P_{vr}), Bürsten- (P_{vb}), Zusatz- (P_{vz}) und Oberschwingungsverlusten, die infolge der Stromrichterspeisung instand kommen, (P_{vv}):

$$P_{vASG} = P_{vw} + P_{ve} + P_{vr} + P_{vb} + P_{vz} + P_{vv} .$$

Stromwärmeverluste

$$P_{vw(s/r)} = m \cdot R_{(s/r)} \cdot I_{(s/r)}^{2}$$

Eisenverluste

$$P_{ve} = P_{vu} + P_{vp},$$

wobei P_{vu} – Ummagnetisierungsverluste in Zähnen (Z) oder Rücken (R) jeweils im Stator oder Rotor sind:

$$P_{vu} = P_{vu_Z} + P_{vu_R} = 1.8 \cdot p_{1.5} \cdot \left(\frac{B_Z}{1.5}\right)^2 \cdot m_Z + 1.5 \cdot p_{1.5} \cdot \left(\frac{B_R}{1.5}\right)^2 \cdot m_R, \text{ wo}$$

$p_{1.5}$ = 2.7 W/kg – Spezifischer Ummagnetisierungsverlust bei B = 1.5 T,
m_Z – Masse der Zähne,
m_R – Masse des Rückens sind.

Für den Rotor werden die Summanden noch mit $\left(\frac{f_n \cdot |s|}{50}\right)^2$ multipliziert.

P_{vp} – Pulsationsverluste im Stator und Rotor von der Nutung an der Gegenseite sind:

$$P_{vp(s/r)} = 8.3 \cdot \sigma_{wb} \cdot \left(\frac{N_{(r/s)} \cdot n}{10^4} \right)^2 \cdot B_{p(s/r)} \cdot m_{Z(s/r)}, \text{ wobei}$$

B_p – Mittlere Induktion des pulsierenden Feldes,

σ_{wb} = 0.2 W/kg – Bezugswert für den gewählten Blech sind.

Reibungsverluste, siehe auch [50]:

$$P_{vr} = k_{rb} \cdot (D - 2 \cdot \delta)^3 \cdot \pi^2 \cdot (l + 0.6 \cdot \tau_p) \cdot n^2 \cdot (1 - s)^2 / 3600, \text{ wobei}$$

k_{rb} = 4 Ws^2/m^4 – Reibungsfaktor, der je nach dem Schutzart gewählt wird.

Bürstenverluste

$P_{vb} = P_{vbü} + P_{vbr}$, wobei $P_{vbü}$ – Bürstenübergangsverluste,

P_{vbr} – Bürstenreibungsverluste sind.

Nach [50] wurden für Stahlschleifringe Elektromagnetbürsten mit folgenden Parametern erwählt:

Spannungsabfall	$Uk = 0.8\ V$
Reibungsfaktor	$\mu_r = 0.2$
Bürstendruck	$p_b = 20\ kPa$
Maximale Umfangsgeschwindigkeit	$v_{max} = 45\ m/s$
Bürstenstromdichte	$Sb = 25 \cdot 10^4\ A/m^2$

$$P_{vüb} = 2 \cdot Uk \cdot |I_r|,$$

$$P_{vbr} = \mu_r \cdot p_b \cdot 2 \cdot \frac{|I_r|}{S_b}.$$

Zusatzverluste werden annähernd als 5% aller anderen im ASG vorkommenden Verluste eingeschätzt.

$$P_{vz} = 0.05 \cdot (P_{vw} + P_{ve} + P_{vr} + P_{vb}).$$

Oberschwingungsverluste werden im Abschnitt 5.3 ausführlich behandelt.

Anhang 2

Parameter der entwickelten und FEM-optimierten doppelt gespeisten ASG für WKA für Leistungen 1.5, 3, 5 MW

TYP DVSG 400/4L

Nennleistung $\mathbf{P_N}$	1.5 MW	3 MW	5 MW
Statorstrom $\mathbf{I_s}$ bei s = -0.2, cos φ = -1, A	624	1250	2080
Statorwicklungswiderstand $\mathbf{R_s}$ bei T = 120 °C, Ω	$10.30 \cdot 10^{-3}$	$2.97 \cdot 10^{-3}$	$1.04 \cdot 10^{-3}$
Rotorwicklungswiderstand $\mathbf{R_r}$ bei T = 120 °C, Ω	$8.28 \cdot 10^{-3}$	$3.82 \cdot 10^{-3}$	$2.51 \cdot 10^{-3}$
Hauptreaktanz $\mathbf{X_h}$, Ω	8.47	3.81	2.54
Statorstreureaktanz $\mathbf{X_{\sigma s}}$, Ω	0.088	0.038	0.026
Rotorstreureaktanz $\mathbf{X_{\sigma r}}$, Ω	0.037	0.018	0.019

Anhang 3

Parameter der IGBT´s und Freilaufdioden, mit denen Netz- (NSR) und Generatorstromrichter (RSR) bestückt sind; SEMIKRON, siehe http://www.semikron.com .

Für 1.5 MW ASG

SKiiP 792GB170-373CTV

SEMIKRON

I. Power section

Absolute maximum ratings T_s = 25°C unless otherwise specified

Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT			
V_{CES}		1700	V
V_{CC} 1)	Operating DC link voltage	1200	V
V_{GES}		± 20	V
I_C	T_s = 25 (70) °C	750 (562)	A
Inverse diode			
$I_F = -I_C$	T_s = 25 (70) °C	750 (562)	A
I_{FSM}	T_j = 150 °C, t_p = 10ms; sin	6480	A
I^2t (Diode)	Diode, T_j = 150 °C, 10ms	210	kA^2s
T_j , (T_{stg})		-40 (-25) ...+150 (125)	°C
V_{isol}	AC, 1min.	4000	V

Characteristics T_s = 25°C unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
V_{CEsat}	I_C = 600A, T_j = 25 (125)°C	–	3,3 (4,3)	3,9	V
V_{CE0}	T_j = 25 (125) °C	–	1,7 (2,0)	2,0 (2,3)	V
r_{CE}	T_j = 25 (125) °C	–	2,7 (3,9)	3,2 (4,4)	mΩ
I_{CES}	V_{GE}=0,V_{CE}=V_{CES},T_j=25(125) °C	–	(45)	3,0	mA
$E_{on} + E_{off}$	I_C=600A, Vcc=900V	–	–	518	mJ
	T_j=125°C Vcc=1200V	–	–	763	mJ
$R_{CC'+EE'}$	terminal chip, T_j = 125 °C	–	0,17	–	mΩ
L_{CE}	top, bottom	–	5,0	–	nH
C_{CHC}	per phase, AC-side	–	2,4	–	nF
Inverse diode					
$V_F = V_{EC}$	I_F= 600A; T_j = 25(125) °C	–	2,3 (2,1)	2,9	V
V_{TO}	T_j = 25 (125) °C	–	1,3 (1,0)	1,6 (1,3)	V
r_T	T_j = 25 (125) °C	–	1,7 (1,9)	2,1 (2,3)	mΩ
E_{RR}	I_C=600A Vcc=900V	–	–	64	mJ
	T_j=125°C Vcc=1200V	–	–	75	mJ
Mechanical data					
M_{dc}	DC terminals, SI Units	6	–	8	Nm
M_{ac}	AC terminals, SI Units	13	–	15	Nm
w	SKiiP® 2 System w/o heat sink	–	2,7	–	kg
w	heat sink	–	6,6	–	kg
Thermal characteristics (P16 heat sink; 295 m^3/ h); "r" reference to temperature sensor					
$R_{th(j-s)IGBT}$	per IGBT	–	–	0,027	K/W
$R_{th(j-s)diode}$	per diode	–	–	0,089	K/W
$R_{th(s-a)}$	per module	–	–	0,036	K/W

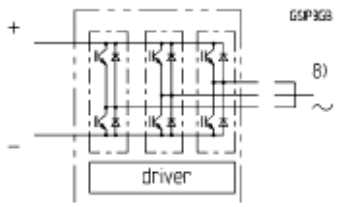
Z_{th}	R_i (mK/W) (max.)				tau_i(s)			
	1	2	3	4	1	2	3	4
$IGBT_{j-s}$	3	21	3	–	1	0,13	0,001	–
$diode_{j-s}$	10	68	11	–	1	0,13	0,001	–
$heatsink_{s-a}$	11,1	18,3	3,5	3,1	204	60	6	0,02

SKiiP® 2

SK integrated intelligent Power 2-pack

SKiiP 792GB170-373CTV

Case S3



Features

- SKiiP technology inside
- low loss IGBTs
- CAL diode technology
- integrated current sensor
- integrated temperature sensor
- integrated heat sink
- IEC 60721-3-3 (humidity) class 3K3/IE32 (SKiiP® 2 System)
- IEC 68T.1 (climate) 40/125/56 (SKiiP® 2 power section)

1) with assembly of suitable MKP capacitor per terminal (SEMIKRON type is recommended)

8) AC connection busbars must be connected by the user; copper busbars available on request

Für 3 MW ASG

SKiiP 1513GB172-3DL

SEMIKRON

I. Power section

Absolute maximum ratings		T_s = 25°C unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT			
V_{CES}		1700	V
V_{CC} 1)	Operating DC link voltage	1200	V
V_{GES}		± 20	V
I_C	T_s = 25 (70) °C	1500 (1125)	A
Inverse diode			
$I_F = -I_C$	T_s = 25 (70) °C	1500 (1125)	A
I_{FSM}	T_j = 150 °C, t_p = 10ms; sin	12960	A
I^2t (Diode)	Diode, T_j = 150 °C, 10ms	840	kA^2s
T_j , (T_{stg})		-40...+150 (125)	°C
V_{isol}	rms, AC, 1min	4000	V
$I_{AC\text{-}terminal}$	per AC terminal, rms, T_s = 70°C, $T_{terminal}$ <115°C	400	A

Characteristics	T_s = 25°C unless otherwise specified				
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
V_{CEsat}	I_C = 900A, T_j = 25 (125)°C; measured at terminal	–	1,9 (2,2)	2,4	V
V_{CE0}	T_j = 25 (125) °C; at terminal	–	1,0 (0,9)	1,2 (1,1)	V
r_{CE}	T_j = 25 (125) °C; at terminal	–	1,0 (1,4)	1,3 (1,7)	mΩ
I_{CES}	V_{GE}=0,V_{CE}=V_{CES},T_j=25(125) °C	–	3,6 (216)	–	mA
$E_{on} + E_{off}$	I_C=900A, Vcc=900V	–	585	–	mJ
	T_j=125°C Vcc=1200V	–	863	–	mJ
L_{CE}	top, bottom	–	4	–	nH
C_{CHC}	per phase , AC side	–	5,1	–	nF
$R_{CC'\text{-}EE'}$	terminal-chip, T_j=25 °C	–	0,17	–	mΩ
Inverse diode					
$V_F = V_{EC}$	I_F= 900A; T_j = 25(125) °C measured at terminal	–	1,9 (1,7)	2,4	V
V_{TO}	T_j = 25 (125) °C	–	1,1 (0,8)	1,4 (1,1)	V
r_T	T_j = 25 (125) °C	–	0,9 (1,0)	1,1 (1,2)	mΩ
E_{RR}	I_C=900A Vcc=900V	–	108	–	mJ
	T_j=125°C Vcc=1200V	–	128	–	mJ
Mechanical data					
M_{dc}	DC terminals, SI Units	6	–	8	Nm
M_{ac}	AC terminals, SI Units	13	–	15	Nm
w	SKiiP® 3 System w/o heat sink	–	2,4	–	kg
w	heat sink	–	7,5	–	kg
Thermal characteristics (PX16 heat sink with fan SKF16B-230-1); "s" reference to heat sink; "r" reference to built-in temperature sensor (acc. IEC 60747-15)					
$R_{th(s)IGBT}$	per IGBT	–	–	0,020	°C/W
$R_{th(s)diode}$	per diode	–	–	0,038	°C/W

Z_{th}	R_i (mK/W) (max. values)				tau_i(s)			
	1	2	3	4	1	2	3	4
$IGBT_{jr}$	3,4	9,6	7,0	0,0	363,0	0,18	0,04	1,0
$diode_{jr}$	12,0	12,0	18,0	20,0	30,0	5,0	0,25	0,04
$heatsink_{ra}$	2,1	20,0	5,5	1,4	210	85	11,0	0,4

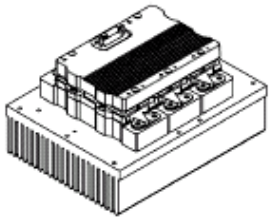
SKiiP® 3

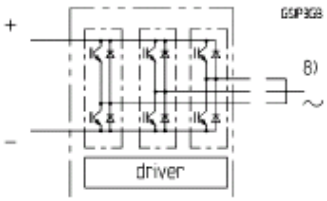
SK integrated intelligent Power
2-pack

SKiiP 1513GB172-3DL

Preliminary data

Case S33





Features

- SKiiP technology inside
- low loss IGBTs
- CAL diode technology
- integrated current sensor
- integrated temperature sensor
- integrated heat sink
- IEC 60721-3-3 (humidity) class 3K3/IE32 (SKiiP® 3 System)
- IEC 68T.1 (climate) 40/125/56 (SKiiP® 3 power section)
- UL recognized File no. E63532 (SKiiP® 3 power section)

1) with assembly of suitable MKP capacitor per terminal (SEMIKRON type is recommended)

8) AC connection busbars must be connected by the user; copper busbars available on request

Für 5 MW ASG

SKiiP 2403GB172-4DW

SEMIKRON

I. Power section

Absolute maximum ratings T_s = 25°C unless otherwise specified

Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT			
V_{CES}		1700	V
V_{CC} [1]	Operating DC link voltage	1200	V
V_{GES}		± 20	V
I_C	T_s = 25 (70) °C	2400 (1800)	A
Inverse diode			
$I_F = -I_C$	T_s = 25 (70) °C	2400 (1800)	A
I_{FSM}	T_j = 150 °C, t_p = 10ms; sin	17280	A
I^2t (Diode)	Diode, T_j = 150 °C, 10ms	1493	kA^2s
T_j , (T_{stg})		-40...+150 (125)	°C
V_{isol}	rms, AC, 1min	4000	V
$I_{AC\text{-}terminal}$	per AC terminal, rms, T_s = 70°C, $T_{terminal}$ <115°C	400	A

Characteristics T_s = 25°C unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
V_{CEsat}	I_C = 1200A, T_j = 25 (125)°C; measured at terminal	–	1,9 (2,2)	2,4	V
V_{CE0}	T_j = 25 (125) °C; at terminal	–	1,0 (0,9)	1,2 (1,1)	V
r_{CE}	T_j = 25 (125) °C; at terminal	–	0,8 (1,0)	1,0 (1,3)	mΩ
I_{CES}	V_{GE}=0,V_{CE}=V_{CES},T_j=25(125) °C	–	4,8 (288)	–	mA
$E_{on} + E_{off}$	I_C=1200A, Vcc=900V	–	780	–	mJ
	T_j=125°C Vcc=1200V	–	1150	–	mJ
L_{CE}	top, bottom	–	3	–	nH
C_{CHC}	per phase , AC side	–	4,0	–	nF
$R_{CC'\text{-}EE'}$	terminal-chip, T_j=25 °C	–	0,13	–	mΩ
Inverse diode					
$V_F = V_{EC}$	I_F= 1200A; T_j = 25(125) °C measured at terminal	–	1,9 (1,7)	2,4	V
V_{T0}	T_j = 25 (125) °C	–	1,1 (0,8)	1,4 (1,1)	V
r_T	T_j = 25 (125) °C	–	0,7 (0,7)	0,9 (0,9)	mΩ
E_{RR}	I_C=1200A Vcc=900V	–	144	–	mJ
	T_j=125°C Vcc=1200V	–	171	–	mJ
Mechanical data					
M_{dc}	DC terminals, SI Units	6	–	8	Nm
M_{ac}	AC terminals, SI Units	13	–	15	Nm
w	SKiiP® 3 System w/o heat sink	–	3,1	–	kg
w	heat sink	–	6,2	–	kg

Thermal characteristics (NWK 40; 8l/min; 50%glyc.); "s" reference to heat sink; "r" reference to built-in temperature sensor (acc. IEC 60747-15)

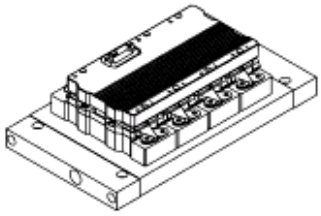
$R_{th(s)IGBT}$	per IGBT	–	–	0,013	°C/W
$R_{th(s)diode}$	per diode	–	–	0,025	°C/W
Z_{th}	R_i (mK/W) (max. values)				tau$_i$(s)			
	1	2	3	4	1	2	3	4
$IGBT_{jr}$	1,2	5,0	5,8	0,0	69,0	0,35	0,02	1,0
$diode_{jr}$	2,0	3,0	13,5	13,5	50,0	5,0	0,25	0,04
$heatsink_{ra}$	2,7	4,6	1,1	0,6	48	15	2,8	0,4

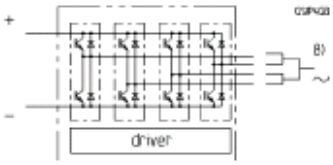
SKiiP® 3

SK integrated intelligent Power
2-pack
SKiiP 2403GB172-4DW

Preliminary data

Case S43





Features

- SKiiP technology inside
- low loss IGBTs
- CAL diode technology
- integrated current sensor
- integrated temperature sensor
- integrated heat sink
- IEC 60721-3-3 (humidity) class 3K3/IE32 (SKiiP® 3 System)
- IEC 68T.1 (climate) 40/125/56 (SKiiP® 3 power section)
- UL recognized File no. E63532 (SKiiP® 3 power section)

1) with assembly of suitable MKP capacitor per terminal (SEMIKRON type is recommended)

8) AC connection busbars must be connected by the user; copper busbars available on request

Quellenverzeichnis

[1] Ackermann H. Energiekonflikte. Problemübersicht und empirische Analysen zur Akzeptanz von Windkraftanlagen. Herausgeber Ralf Zoll, Lit. (November 2001). ISBN: 3825854531.

[2] Albrecht, P. Die geregelte doppelt gespeiste Asynchronmaschine als drehzahlvariabler Generator am Netz. Diss. TU Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1984.

[3] Benker H. Mathematik mit Mathcad: Arbeitsbuch für Studenten und Ingenieure. Berlin: Springer, 1996.

[4] Budig, P. Drehzahlvariable Drehstromantriebe. Elektrie. Berlin: 42(1988)3, S.100-108.

[5] Dimitros, Arsudis. Doppeltgespeister Drehstromgenerator mit Spannungszwischenkreis-Umrichter im Rotorkreis für Windkraftanlagen. Diss. TU Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1989.

[6] e | punkt 1/2002. Mit Wind und Wasser in die Zukunft. S.10-11.

[7] Fiß H., Weideman W. Netzrückwirkungen und Netzanbindung von Windenergieanlagen. Elektrisitätswirtschaft, Jg. 91 (1992), Heft 22, S. 1424-1434.

[8] Friedhelm Milde. Dynamisches Verhalten von Drehfeldmaschinen. Berlin, Offenbach: Vde-Verlag, 1993.

[9] Guttowski. S. Untersuchungen zur elektromagnetischer Verträglichkeit spannungsgespeister Pulswechselrichter. Berlin: Köster, 1998.

[10] Hak J. Der Luftspalt-Wärmewiderstand einer elektrischen Maschine. – Archiv für Elektrotechnik, XLII. Band, 5. Heft, S. 257-272, 1956.

[11] Hau E. Große Windkraftanlagen. Puchheim: Idea-Verlag, 1987.

[12] Hau E. Windkraftanlagen. Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit. Berlin: Springer, 2002.

[13] Heier Siegfried. Windkraftanlagen im Netzbetrieb. Stuttgart: Teubner, 1994.

[14] Heier Siegfried. Windkraftanlagen, Systemauslegung, Integration und Regelung. Stuttgart: Teubner, 2002.

[15] Hofmann. W. Blindleistungsoptimierte Regelung von Windkraftanlagen mit doppelt gespeisten Drehstromgeneratoren. Magdeburg: Fachtagung „Leistungselektronik und intelligente Bewegungssteuerungen“, 1999, S. 260.

[16] Hofmann. W., Thieme. A. Control of a double-fed induction generator for wind-power plants. PCIM’98 May 1998 Nürnberg. Power Quality Proceeding. pp.

[17] Ioannides M.G. State space formulation and transient stability of the double output asynchronous generator. IEEE Transactions of Energy Conversion, Vol. 8, No. 4, December 1993, S.732-738.

[18] Keller Ch. Stromrichter für Windkraftanlagen. ALSTOM Power Conversion GmbH, Culemeyerstr. 1, D-12277 Berlin, Deutschland.

[19] Kleinrath. H. Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen. Wien: Springer-Verlag, 1980.

[20] Kloss A. Oberschwingungen: Netzrückwirkungen der Leistungselektronik. Berlin; Offenbach: VDE-VERLAG, 1996.

[21] Kopylov I.P. Elektromechanische Energiewandler. Moskau: Energie, 1973.

[22] Kovacs, Racz. Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Bd. I+II. Basel: Birkhäuser-Verlag, 1959.

[23] Kugler Kurt, Phlippen Peter-W. Energietechnik: ökonomische und ökologische Grundlagen. Berlin: Springer, 1990.

[24] Kunzewitsch P.A., Prochorova G.A. Anwendung von Serien Asynchronmaschinen als Generatoren. Elektritschestvo, 6/94. S. 45-49.

[25] Kunze G. Vom Motor zum Generator. Elektrische Maschinen. 5/96. S. 17-27.

[26] Jenni F., Wüest D. Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter. Zürich; Stuttgart: Teubner, 1995.

[27] Leonhard. W. Control of Electrical Drives. Springer-Verlag, Berlin, 2000.

[28] Michalik W., Hasenpusch A. Parameterbestimmung von Asynchronmaschinen im dynamischen Betrieb. Elektrie, Berlin 48 (1994), Heft 1, S. 12-17.

[29] Minakov W.F. Über die Ersatzschaltbilder für Asynchron- und Synchronmaschinen. Elektritschestvo, 1995, Heft 4.

[30] Müller G. Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen. Berlin: Technik, 1985.

[31] Müller, G. FEM für Praktiker. Grundlagen. Renningen-Malmsheim: expert-Verl., 2000.

[32] Müller, G. FEM für Praktiker. Temperaturfelder. Renningen-Malmsheim: expert-Verl., 2000.

[33] Muster, J. Beanspruchungen umrichtergespeister Asynchronmaschinen. Diss. TU Karl-Marx-Stadt, 1985.

[34] Nürnberg W. Die Asynchronmaschine. Berlin / Göttinger / Heidelberg, 1963.

[35] Pena R.S., Asher G.M. Wind turbine driven, doubly-fed, induktion generator for connected and stand alone applications. University of Nottingham, UK, 1999.

[36] Pottbrock R, Sommerstange M. RWE Energie erprobt Windkraftnutzung im Binnenland. Elektrizitätswirtschaft, Jg. 94 (1995), Heft 3. S. 105-109.

[37] Purtul G. Vom Meer weht Energie ans Land. Focus 06.2001 S. 38-41.

[38] Quang. N.P., Dittrich. A., Thieme.A. Doubly fed induction machine as generator: control algorithms with decoupling of torque and power factor. Electrical Engineering 80, 1997.

[39] Quang. N.P., Jörg-Andreas Dittrich. Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelung. Renningen-Malmsheim: expert-Verlag, 1999. ISBN 3-8169-1698-8.

[40] Ragosin A., Pinegin A. Vergleichende Analyse von Betriebsbedingungen der Asynchron- und Synchron- Generatoren in WKA. Elektritschestvo, 2/96, S. 16-23.

[41] Richter Rudolf. Elektrische Maschinen: die Induktionsmaschinen. Basel/Stuttgart: Verlag Birkhäuser, 1954.

[42] Richter S. Analyse und Bewertung von Steuerverfahren für pulsumrichtergespeiste Asynchronmaschinen. Düsseldorf: VDI Verlag, 1996.

[43] Rifai M.B., Ortmeyer T.H. Dynamic analysis of a doubly fed generator in power system applications. Electric Machines and Power Systems, 20: 445-453, 1992.

[44] Schulz d. Untersuchung von Netzwirkungen durch netzgekoppelte Photovoltaik- und Windkraftanlagen. Forschungsreport. Vde-Verlag, 2002.

[45] Smirnova N.N., Tschernych A.G. Mathematische Modellierung der Betriebszustände eines Asynchrongenerators im selbstständigen Netz. Elektrotechnische Hochschule von Leningrad: Nachrichten-424, S. 89-93, 1990.

[46] Späth. H. Elektrische Maschinen und Stromrichter. G. Braun: Karlsruhe, 1991.

[47] Späth. H. Steuerverfahren für Drehstrommaschinen. Springer Verlag Berlin, 1983.

[48] Stahlwerke Bochum AG, Elektroblech Gesellschaft MBH. OA 9038 – 10.89.

[49] Suchanek J. Untersuchung einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine mit feldorientierter Steuerung zur elektrischen Windenergienutzung bis 20 kW. Diss. TU Berlin, 1985.

[50] Vogt K. Berechnung rotierender elektrischer Maschinen. Berlin: Verl. Technik, 1983.

[51] Warneke O. Einsatz einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine in der großen Windenergieanlage Growian. Siemens-Energietechnik 5, Heft 6, S. 364-367, 1983.

[52] Wehrmann, C. Elektronische Antriebstechnik: Dimensionierung von Antrieben mit Mathcad. Braunschweig, Wiesbaden: Vieweg, 1995.

[53] Werner Hanncke. Drehstrom- und Einphasen-Asynchronmotoren. Heidelberg: Hüthig, 1983.

[54] Woldek A.I. Elektrische Maschinen. Moskau: Energie, 1966.

[55] Wolfgang, Dietrich. Drehzahlvariables Generatorsystem für Windkraftanlagen mittlerer Leistung. Diss. TU Berlin, 1990.

[56] Zimmermann, R. Zur Drehmomentbildung in der mit Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine. Diss. TU Karl-Marx-Stadt, 1985.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1-1: Projekte in der Nordsee ..... - 11 -

Abbildung 2.1-1: Elektrische Prinzipschaltbilder einer vollgespeisten und einer doppelt gespeisten WKA ..... - 14 -
Abbildung 2.2-1: Zeigerdiagramm Generator-Motor ..... - 16 -
Abbildung 2.2-2: Relative Differenz zwischen der induzierten Spannung und Nennspannung im ASG ..... - 17 -

Abbildung 3.1-1: Umformung einer symmetrischen dreisträngigen Wicklung in eine äquivalente zweisträngige ..... - 20 -
Abbildung 3.2-1: Zweisträngiges Ersatzschaltbild ..... - 23 -
Abbildung 3.3-1: Einphasige T-Ersatzschaltung für Momentanwerte ..... - 25 -
Abbildung 3.4-1: Einphasige T-Ersatzschaltung für Effektivwerte ..... - 26 -
Abbildung 3.4-2: Das vereinfachte Γ-Ersatzschaltbild ..... - 27 -

Abbildung 4.1-1: Netzspannungssynchrones Koordinatensystem 29
Abbildung 4.2-1: Zeigerbild eines doppelt gespeisten ASG ..... - 30 -
Abbildung 4.3-1: Turbine arbeitet im C_p-Optimum (Quelle: Flender, Loher) ..... - 32 -
Abbildung 4.3-2: Wirkleistungsfluss im untersynchronen Betriebszustand ..... - 34 -
Abbildung 4.3-3: Wirkleistungsfluss im übersynchronen Betriebszustand ..... - 34 -
Abbildung 4.3-4: Generatorverluste ..... - 36 -
Abbildung 4.3-5: Generator-/ Stromrichterverluste ..... - 36 -
Abbildung 4.3-6: Blindleistungsfluss in der WKA ..... - 37 -
Abbildung 4.3-7: Vergleich des Leistungsfaktoren der WKA und des ASG ..... - 39 -
Abbildung 4.4-1: Arbeitskennlinie eines Serien-ASG (Quelle: Flender, Loher) ..... - 40 -
Abbildung 4.4-2: Kennlinien für Windrotorleistung und Windrotormoment am Beispiel von 1.5 MW und 5 MW ASG ..... - 42 -
Abbildung 4.4-3: SR-Ströme beim induktiven und kapazitiven Betrieb bei s = -0.2, cos φ = -0.9 induktiv (links), kapazitiv (rechts) ..... - 44 -
Abbildung 4.4-4: Gesamte SR-Verlusten bei cos φ = -0.9 induktiv (links), kapazitiv (rechts) ..... - 44 -
Abbildung 4.5-1: Statorstromvergleich ..... - 46 -
Abbildung 4.5-2: Leistungsfaktorvergleich ..... - 46 -
Abbildung 4.5-3: Wirkungsgradvergleich ..... - 47 -

Abbildung 5.1-1: Prinzipschaltbild der Anlage ..... - 48 -
Abbildung 5.1-2: Struktur des Stromrichters ..... - 49 -

Abbildung 5.2-1: Hexagon der Ausgangsspannung ..... - 52 -
Abbildung 5.2-2: Einschaltzeiten der Pulse innerhalb einer Taktperiode ..... - 55 -
Abbildung 5.3-1: Bezogene Rotorspannungs-Oberschwingungsamplituden ..... - 57 -
Abbildung 5.3-2: Ersatzschaltbild für ν-te Oberschwingung ..... - 58 -
Abbildung 5.3-3: Gesamtimpedanz der Oberschwingungen ..... - 58 -
Abbildung 5.3-4: Stromspektrum der Oberschwingungen (p.u.) ..... - 59 -
Abbildung 5.3-5: Oberschwingungsverluste ..... - 60 -

Abbildung 6.1-1: Wassergekühlte doppelt gespeiste ASG ..... - 63 -
Abbildung 6.1-2: Wassergekühlte doppelt gespeiste ASG (Längsschnitt) ..... - 64 -
Abbildung 6.2-1: Statorstrom in Abhängigkeit vom Schlupf ..... - 66 -
Abbildung 6.2-2: Statorstrom in Abhängigkeit vom Leistungsfaktor ..... - 66 -
Abbildung 6.2-3: Statorstrom in Abhängigkeit vom Anteilsfaktor ..... - 67 -
Abbildung 6.2-5: Statorstrom ..... - 68 -
Abbildung 6.3-1: Ausnutzungsfaktor für Polpaarzahl p = 2 ..... - 70 -
Abbildung 6.3-2: Grenzen des Statorbohrungsdurchmessers ..... - 71 -
Abbildung 6.3-3: Durchmessergrenzen anhand des Statorstrombelags ..... - 72 -
Abbildung 6.3-4: Relative Maschinenlänge in Abhängigkeit von D, q_s, a_s ..... - 74 -
Abbildung 6.4-1,2: Luftspaltbreite als Funktion der Hauptabmessungen und der Nennleistung ..... - 76 -
Abbildung 6.4-3,4: Wellendurchmesser als Funktion der Hauptabmessungen und der Nennleistung ..... - 76 -
Abbildung 6.4-5: Hauptfluss als Funktion der Nennleistung ..... - 77 -
Abbildung 6.4-6,7: Hauptfluss als Funktion der Maschinenparameter ..... - 78 -
Abbildung 6.4-8: Empfohlene Statorlochzahlen ..... - 80 -
Abbildung 6.4-9: Zahl der Rotorparallelzweige ..... - 80 -
Abbildung 6.4-10: Stator-Rotorzahngebiet ..... - 82 -
Abbildung 6.4-11: Maximal zulässige relative Rotornutbreite ..... - 83 -
Abbildung 6.4-12: Minimal zulässige relative Statornuthöhe ..... - 84 -
Abbildung 6.4-13: Maximal zulässige relative Rotornuthöhe ..... - 86 -
Abbildung 6.6-1,2: Wicklungswiderstand als Funktion des Durchmessers und der Lochzahl ..... - 89 -
Abbildung 6.6-3,4: Wicklungswiderstand als Funktion der relativen Nutbreite und der relativen Maschinenlänge ..... - 90 -
Abbildung 6.6-5,6: Stator- und Rotorwiderstände ..... - 90 -
Abbildung 6.6-7,8: Hauptreaktanz und gesamte Streureaktanz ..... - 91 -
Abbildung 6.6-9: Absoluter und Relativer Magnetisierungsstrom I_μ/I_{sN} ..... - 91 -
Abbildung 6.7-1: Kostenvergleich ..... - 94 -
Abbildung 6.7-4,5: Variierung des Durchmessers ..... - 96 -
Abbildung 6.7-6,7: Variierung der relativen Maschinenlänge ..... - 97 -

Abbildung 6.7-8,9: Einfluss der Stator- und Rotornutbreite ..... - 97 -
Abbildung 6.7-10,11: Einfluss der Stator- und Rotornuthöhe ..... - 98 -
Abbildung 6.7-12: Zusammenhang zwischen dem Wirkungsgrad der WKA
und der Wirkleistung (links) oder dem Schlupf (rechts)
am Netzanschlusspunkt bei cos φ = -1, α = 0.5 ..... - 99 -
Abbildung 6.8-1: Ausnutzungsfaktor und Statorbohrungsdurchmesser
für verschiedene Polpaarzahlen ..... - 101 -

Abbildung 7.2-1: Magnetisierungskurve ..... - 105 -
Abbildung 7.2-2: Momentanwerte für Stator- und Rotorphasenströme ..... - 106 -
Abbildung 7.2-3: Wicklungsschema ..... - 106 -
Abbildung 7.4-1,2: Einfluss von Zahl und Radius der Kühlkanäle auf Φ_m ..... - 115 -
Abbildung 7.4-3,4: Einfluss der Statorrückenhöhe hr_s auf Φ_m und I_μ ..... - 116 -
Abbildung 7.4-5,6: Einfluss des Durchmessers D auf B_{max} und I_μ ..... - 116 -
Abbildung 7.4-7,8: Einfluss der Rotornutbreite b_r auf Φ_m und I_μ ..... - 116 -
Abbildung 7.4-9: Induktionsfeldverteilung bei üblicher Zahnkopfgeometrie
mit Magnetkeilen ..... - 119 -
Abbildung 7.4-10: Induktionsfeldverteilung bei Zahnkopfgeometrie
ohne Magnetkeilen (verschiedene Ausführungsformen) ..... - 120 -

Abbildung 8.1-1: Wirkungsgrad abhängig vom Anteilsfaktor im
induktiven Betrieb bei cos φ = -0.9 ..... - 122 -
Abbildung 8.1-2: Wirkungsgrad abhängig vom Anteilsfaktor im
kapazitiven Betrieb bei cos φ = -0.9 ..... - 122 -
Abbildung 8.2-1: Relativer Rotorstrom bei Netzspannungsreduktion um 50% ..... - 123 -
Abbildung 8.2-2: Relativer Rotorstrom bei Betriebsführung bei cos φ = -0.9
induktiv (links) und kapazitiv (rechts) ..... - 124 -

Tabellen- und Schemaverzeichnis

Tabelle 5.2-1: Zur Berechnung des Rotorsollspannungsraumzeigers ..... - 53 -
Tabelle 6.1-1: Nenndaten des ASG Typ DVSG400/4L ..... - 64 -
Tabelle 6.2-1: Betriebsparameter ..... - 68 -
Tabelle 6.4-1: Parametergrenzen ..... - 85 -
Tabelle 6.5-1: Spektrum von Stator- und Rotorharmonischen ..... - 87 -
Tabelle 6.5-2: Lochzahlzusammenhänge und ihnen entsprechende Kraftwellenordnungszahlen ..... - 88 -
Tabelle 6.7-1: Mittlere Preise für Energie und Werkstoffe (Stand 2002) ..... - 93 -
Tabelle 6.7-2: Optimale Auslegungsvarianten für jede Leistung ..... - 99 -
Tabelle 7.2-1: Materialparameter ..... - 104 -
Tabelle 7.2-2: Blechdaten ..... - 105 -
Tabelle 7.2-3: Randbedingungen und Lasten ..... - 107 -
Tabelle 7.4-1: Optimierungsvariablen ..... - 113 -
Tabelle 7.4-2: Endgültige Auslegungs- und Zustandsvariablen anhand der FEM-Analyse ..... - 117 -
Tabelle 8.1-1: Betriebszustände hinsichtlich des Anteilsfaktors ..... - 121 -

Schema 6.1-1: Allgemeiner klassischer Entwurfsgang ..... - 62 -
Schema 7.3-1: Aufbau des ANSYS-Programms ..... - 110 -
Schema 7.4-1: Optimierungsschema ..... - 114 -

Versicherung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht.

....

Ort, Datum Unterschrift

Thesen zur Dissertation
„Design und optimale Betriebsführung doppelt gespeister Asynchrongeneratoren für die regenerative Energieerzeugung“

1. Topologien drehzahlvariabler WKA sind durch zwei Prinzipien gekennzeichnet. Das eine Prinzip beruht auf dem direkt betriebenen Synchrongenerator, das andere auf dem doppelt gespeisten ASG. Bei zweitem Konzept bestehen zwischen ASG und Netz zwei Strompfade: von der Statorwicklung direkt und von der Rotorwicklung über einen Stromrichter ans Netz. Der ASG wird wegen des direkten Netzanschlusses statorseitig mit konstanter Spannung und Frequenz betrieben.

2. Bei WKA kommt dem Generator zentrale Bedeutung zu. Als Vorteile des ASG wären kleinere Außendurchmesser und der problemlose Parallelbetrieb zu vermerken. Die Untersuchungen in der Arbeit sind auf die Anhaltspunkte für die optimalen Auslegung und Betriebsführung eines doppelt gespeisten ASG beim Einsatz in WKA bezüglich des Wirkungsgrades im Voll- und Teillastbereich ausgerichtet.

3. Die Auslegung des ASG beeinflusst in großem Maße sein Betriebsverhalten. Optimale Auslegung von ASG kann nicht in der gleichen Weise wie bei Anwendungen für den motorischen Betrieb vorgenommen werden, da die innere induzierte Spannung sich beim Motorbetrieb von der beim Generatorbetrieb unterscheidet.

4. Wenn der Rotorstrom nach Betrag und Phase gesteuert wird, braucht die Rotordrehzahl für eine gleich bleibende Wirkleistungserzeugung nicht konstant gehalten werden. Dies ist eine Voraussetzung für ASG im teilweise-windgeführten Betrieb. Bei feldorientierter Regelung (FOR) sind Quer- und Längskomponenten des Rotorstromes dynamisch beinahe entkoppelt und zwischen dem Drehmoment und der Rotorstromlängskomponente ein proportionaler Zusammenhang angenommen werden darf. Über das Stromrichtersystem wird durch Rotorstromquerkomponente der Leistungsfaktor der WKA nachgeführt.

5. Eine Drehmomentsregelung des ASG im teilweise-windgeführten Betrieb ist notwendig, damit in einem festgelegten Drehzahlbereich, üblicherweise in einem Schlupfbereich von $\pm$ 30% symmetrisch zur Synchrondrehzahl, die Kennlinien von Drehmoment und Windrotormoment deckungsgleich sind. Dabei ist die Ausnutzung des SR besonders günstig, wenn er nur für die maximale Schlupfleistung zu bemessen ist.

6. Bei FOR wird generatorischer Betrieb auch untersynchron gewährleistet. Die Stator- und Rotorströme sind im ganzen Schlupfbereich wesentlich kleiner, die Nachführung des Leistungsfaktors ist realisierbar, und sowohl der induktive als auch kapazitive Betrieb wird ermöglicht. Der Wirkungsgrad bleibt fast unverändert, und es wird seine wesentliche Absenkung im Teillastbereich vermieden.

7. Der ASG sollte für den Betriebsfall bei Volllast ausgelegt werden, die optimale Auslegung wird jedoch nicht nach dem höchsten Wirkungsgrad im Nennbetriebspunkt, der der Volllast entspricht, sondern nach dem im mittleren Jahresbetriebspunkt gewählt.

8. Beim Entwurfsgang können einige Parameter selektiert werden, durch die alle andere Abmessungen, elektrische Parameter und das Betriebsverhalten des ASG bestimmt werden. Durch die Variierung von diesen Maschinenparametern in gewissen zulässigen Grenzen, können elektrische Parameter des ASG mehrfach geändert werden.

9. Die Statorwicklungsauslegung legt für jede Nennleistung die Größe des erforderlichen magnetischen Hauptflusses fest, bei dem geforderte Spannung mit geforderter Frequenz an den Generatorklemmen vorhanden ist. Für jede bestimmte Wicklungsauslegung können des Weiteren Hauptabmessungen ermittelt werden, bei denen alle elektromagnetischen und mechanischen Beanspruchungen erfüllt werden und die zugleich dem maximalen Wirkungsgrad im mittleren Jahresbetriebspunkt entsprechen. Aus den zustande kommenden Auslegungsvarianten kann anschließend eine je Nennleistung optimale auserwählt werden.

10. Anschließend zum klassischen Entwurf kann die Verteilung thermischer und elektromagnetischer Feldern im Querschnitt des ASG mit Hilfe der Finiten-Element-Methode analysiert und weitere Optimierungsmöglichkeiten in Aussicht gestellt werden. Der thermische Zustand des ASG kommt als Folge der Induktionsverteilung zustande, darüber hinaus ist die Lösung der gekoppelten Aufgabe – elektromagnetisch-thermische Analyse – notwendig.

11. Für jeden Betriebszustand, der durch einen bestimmten Schlupfwert und geforderten Leistungsfaktor charakterisiert wird, lässt sich ein optimaler Anteilsfaktor der Statorblindleistung an der gesamten Blindleistung der WKA bestimmen, bei dem der maximale Wirkungsgrad erreicht wird.

Lebenslauf

Persönlichen Daten

Name, Vorname	Sinelnikova, Elena
Geburtsdatum, -ort	10. März 1971, Leningrad – Russland
Familienstand	verheiratet, ein Kind
Staatsangehörigkeit	Russland

Bildung

1978 – 1988	Grund- ind Oberschule in Leningrad – Russland (Abitur)
1988 – 1994	TU Sankt-Petersburg / Fakultät für Elektrotechnik / Fachrichtung Elektrische Maschinen Abschluss am 24.03.1994 als Diplomingenieur
1991 – 1993	TU Sankt-Petersburg / Fakultät für Ingenieurwissen in Pädagogik und Psychologie / Fachrichtung Ingenieurpädagogik Abschluss am 26.05.1994 als Diplompädagoge
1995 – 1996	TU Sankt-Petersburg / Weiterbildung in Fachrichtung Metrologische Sicherung wissenschaftlicher Forschungsarbeiten
04.1997 – 09.1997	Deutsch-Kurs an der Sprachschule, Chemnitz

Praktische und berufliche Tätigkeit

01.1993 – 05.1993	Entwicklungsingenieur bei der AG „Elektromasch“, Sankt-Petersburg
09.1993 – 03.1994	Diplomarbeit bei der AG „Elektrosila“, Sankt-Petersburg
03.1994 – 03.1997	Aspirantur an der TU Sankt-Petersburg / Fachrichtung luftgekühlte Turbogeneratoren mittlerer Leistung
10.1997 – 2003	Doktorand am Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe, TU Chemnitz
seit 08.2003	Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der TU Chemnitz, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Professur für Systemtheorie