

Regelung einer drehzahlvariablen  
Windenergieanlage mit permanentem  
Synchrongenerator mittels eines Suchverfahrens

vorgelegt von  
Diplom-Ingenieurin  
Irene Sibylle Schiemenz

von der Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik  
der Technischen Universität Berlin  
zur Erlangung des akademischen Grades  
**Doktor der Ingenieurwissenschaften**  
genehmigte Dissertation

Promotionsausschuß :

Vorsitzender : Prof. Dr.-Ing. H. Henke

Referent : Prof. Dr.-Ing. M. Stiebler

Koreferent : Prof. Dr.-Ing. S. Bernet

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 29. August 2002

Berlin 2002

D 83

# Inhaltsverzeichnis

<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>I</b>
<b>Verzeichnis der Formelzeichen</b>	<b>V</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>XIII</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>1</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>3</b>
<b>2 Einführung in die Problematik</b>	<b>7</b>
2.1 Stand der Technik . . . . .	7
2.2 Struktur des Antriebssystems . . . . .	10
2.3 Implementierung der Systemkomponenten . . . . .	12
2.4 Hilfsmittel zur Systemanalyse . . . . .	17
2.4.1 Raumzeigerdefinitionen . . . . .	17
2.4.1.1 Komplexer Raumzeiger für dreiphasige Systeme .	17
2.4.1.2 Vereinfachungen . . . . .	19
2.4.2 Hilfsmittel zum Reglerentwurf . . . . .	20
2.4.2.1 Die Z-Transformation für lineare Abtastsysteme .	20
2.4.2.2 Die Methode der Eigenwertvorgabe . . . . .	21
2.4.2.3 Diskretisierung linearer Übertragungsfunktionen .	23
<b>3 Permanenterregter Synchrongenerator</b>	<b>27</b>
3.1 Verwendetes Modell der Synchronmaschine . . . . .	27
3.2 Wahl der Bezugsachse . . . . .	29
3.3 Zustandsgleichungen der Synchronmaschine . . . . .	32
3.4 Messungen am Maschinensatz . . . . .	33
3.4.1 Bestimmung der Maschinenparameter . . . . .	33

3.4.2	Messung des Oberschwingungsgehalts . . . . .	37
<b>4</b>	<b>Generatorseitiger Reglerentwurf</b>	<b>41</b>
4.1	Reglerstruktur . . . . .	41
4.1.1	Sollwertvorgabe für den Stromregler . . . . .	42
4.1.2	Entkopplung der Stromregelstrecke . . . . .	43
4.1.3	Zeitdiskretes Modell der Statorstromregelstrecke . . . . .	45
4.1.4	Entwurf des Statorstromreglers . . . . .	47
4.1.5	Simulationsergebnisse . . . . .	49
4.2	Der Drehzahlregler . . . . .	52
4.2.1	Modellbildung der Drehzahlregelstrecke . . . . .	52
4.2.2	Entwurf des Drehzahlreglers . . . . .	55
4.2.3	Simulationsergebnisse . . . . .	60
<b>5</b>	<b>MPP–Tracking</b>	<b>63</b>
5.1	Nutzung der Windenergie . . . . .	63
5.1.1	Leistung des Windes . . . . .	63
5.1.2	Idealer Leistungsbeiwert . . . . .	64
5.1.3	Aerodynamik der Windturbine . . . . .	66
5.2	Prinzip des MPP–Trackings . . . . .	68
5.2.1	Vorbemerkungen . . . . .	68
5.2.2	MPP-Tracking . . . . .	69
5.2.3	Berechnung der Leistung . . . . .	72
5.3	Simulation der Windturbine . . . . .	74
5.4	Simulationsergebnisse . . . . .	76
<b>6</b>	<b>Netzseitiger Wechselrichter</b>	<b>85</b>
6.1	Mathematische Beschreibung des Betriebsverhaltens des netzseitigen Wechselrichters . . . . .	85
6.2	Steuerverfahren . . . . .	87
6.2.1	Wahl der Bezugsachse im netzquellenspannungsorientierten Steuerverfahren . . . . .	87
6.2.2	Der Netzstromregler . . . . .	89
6.2.2.1	Reglerentwurf . . . . .	92
6.2.2.2	Simulationsergebnisse . . . . .	94
6.2.3	Entwurf des Zwischenkreisspannungsreglers . . . . .	97

<i>Inhaltsverzeichnis</i>	III
6.2.3.1 Einführung . . . . .	97
6.2.3.2 Modellbildung der Zwischenkreisspannungsregel- strecke . . . . .	98
6.2.3.3 Reglerentwurf für die Zwischenkreisspannung . . .	100
6.2.3.4 Simulations- und Meßergebnisse . . . . .	102
6.2.4 Aufbau der implementierten Netzankopplung . . . . .	105
<b>7 Ergebnisse</b>	<b>107</b>
7.1 Dynamisches Verhalten des Gesamtsystems . . . . .	107
7.1.1 Verwendetes Windregime . . . . .	107
7.1.2 Simulations- und Meßergebnisse . . . . .	107
7.2 Statisches Verhalten der Umrichter . . . . .	113
7.2.1 Generatorseitiger Umrichter . . . . .	113
7.2.2 Netzseitiger Umrichter . . . . .	115
<b>8 Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>119</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>120</b>



# Verzeichnis der Formelzeichen

## *Lateinische Buchstaben:*

$\underline{a}$	komplexe Zahl
$a_1, a_2$	Verstärkungsfaktoren der Zwischenkreisspannungsstrecke
$A, A_0, A_1, A_2, A_3, A_p$	Flächeninhalte
$b_1$	Verstärkung der diskretisierten Netzstromstrecke
$b_p$	Profilbreite
$c_A$	Auftriebsbeiwert
$c_m$	Momentenbeiwert
$c_p$	Leistungsbeiwert
$c_w$	Widerstandsbeiwert
$\underline{C}$	Ausgangsmatrix
$C_{ZK}$	Zwischenkreiskondensator
$d$	Dämpfungsfaktor
$E$	Einstrahlung
$E_{Wind}$	Energie des Windes
$f$	Frequenz
$F(t)$	zeitkontinuierliche Funktion
$F_A$	Auftriebskraft
$F_k, F_{k+1}$	Funktionswerte zu den Abtastzeitpunkten von $F(t)$
$F_R$	resultierende Kraft
$F_W$	Widerstandskraft
$g(t), G(s), G_d(z)$	Übertragungsfunktionen
$G_{d,I}$	Übertragungsfunktion Integrierglied
$G_{vz1}$	Übertragungsfunktion PT1-Glied
$h_1, h_2$	Komponenten der Matrix $\underline{H}$
$\underline{H}$	Eingangsmatrix

$\underline{i}$	Stromraumzeiger
$\underline{i}^*$	konjugiert komplexer Stromraumzeiger
$i_f$	Erregerstrom
$i_G$	Statorstrom
$i_{G1}, i_{G2}, i_{G3}$	Statorstrangströme
$i_{Gd}, i_{Gq}$	d-/q-Komponente des Statorstroms
$i_N$	Netzstrom
$i_{N1}, i_{N2}, i_{N3}$	Netzstrangströme
$i_{Nd}, i_{Nq}$	d-/q-Komponente des Netzstroms
$I_A$	Ankerstrom der Gleichstrommaschine
$I_{d,G}$	generatorseitiger Brückenstrom
$I_{d,N}$	netzseitiger Brückenstrom
$I_N$	Bemessungsstrom
$I_{ph}$	Ausgangsstrom Photovoltaikanlage
$I_{\sim}$	sinusförmiger Wechselstrom, Effektivwert
$J$	Trägheitsmoment des Maschinensatzes
$K_G$	Verstärkung der Generatorstromregelstrecke
$K_i, K_m, K_p$	Reglerkoeffizienten
$K_N$	Verstärkung der Netzstromstrecke
$K_S$	Verstärkungsfaktor der Strommessung
$K_{SR}, K'_{SR}$	Stromrichterverstärkung
$l$	aktive Länge
$l_p$	Profillänge
$L_1, L_2, L_3$	Netzanschlußpunkte
$L_d$	Längsinduktivität
$L_{hd}, L_{hq}$	Hauptinduktivität der Längs-/Querachse
$L_N$	Induktivität der Netzdrosseln
$L_q$	Querinduktivität
$L_{Sh}$	statorbezogene Hauptinduktivität
$L_{S\sigma}$	Statorstreuinduktivität
$L_{\sigma}$	Streuinduktivität
$m_a$	Drehmoment der Windturbine
$m_i$	inneres Moment
$m_L$	Lastmoment
$m_{RL}$	Reaktionsmoment

$m_{\text{syn}}$	synchrones Moment
$M_{\text{N}}$	Bemessungsmoment
$\mathcal{M}$	Masse
$n$	Drehzahl
$n_{\text{N}}$	Bemessungsdrehzahl
$p$	Zeitwert der Leistung
$p_{\text{Q}}$	Netzquellenleistung
$P_{\text{d}}$	Zwischenkreisleistung
$P_{\text{G}}$	Generatorleistung
$P_{\text{N}}$	Bemessungsleistung
$P_{\text{V}}$	Verlustleistung
$P_{\text{Wind}}$	Leistung des Windes
$P_{\text{WT}}$	Ausgangsleistung der Windturbine
$r$	Betrag des Eigenwertes
$r_1, r_2$	Komponenten von $\underline{R}$
$R$	Radius
$\underline{R}$	Reglermatrix
$R_{\text{f}}$	Widerstand Erregerwicklung
$R_{\text{N}}$	Widerstand der Netzdrosseln
$R_{\text{S}}$	Wicklungswiderstand
$R_{\Sigma}$	Gesamtwiderstand der drei Statorwicklungen
$S_1, S_2, S_3$	Statorwicklungen
$t$	Zeit
$t_{\text{k}}, t_{\text{k}+1}$	Abtastzeitpunkte
$T$	Abtastintervall, Abtastzeit
$T_{\text{G}}$	Zeitkonstante der Generatorstromregelstrecke
$T_{\text{n}}$	Abtastzeit Drehzahlregler
$T_{\text{N}}$	Zeitkonstante der Netzstromstrecke
$T_{\text{SM}}$	Ersatzzeitkonstante der Generatorstromregelstrecke
$T_{\text{VZ}}$	Zeitkonstante des Verzögerungsgliedes
$u$	Umlaufgeschwindigkeit an der Blattspitze
$\underline{u}$	Spannungsraumzeiger
$u(t), \underline{u}_{\text{k}}$	Steuergröße
$u_{\text{f}}$	Erregerspannung
$u_{\text{G}}$	Generatorspannung

$u_{G1}, u_{G2}, u_{G3}$	Statorstrangspannungen
$u_{Gd}, u_{Gq}$	d-/q-Komponente der Statorspannung
$u_N, u_{N1}, u_{N2}, u_{N3}$	Netzstrangspannungen
$u_{Nd}, u_{Nq}$	d-/q-Komponente der Netzstrangspannung
$u_p$	Polradspannung
$u_Q, u_{Q1}, u_{Q2}, u_{Q3}$	Netzquellenspannung
$u_{RS}, u_{ST}$	Zwischenleiterspannungen
$u_\alpha, u_\beta$	kartesische Komponenten des Spannungsraumzeigers
$U_N$	Bemessungsspannung
$U_{OW}$	Oberschwingungsspannung
$U_{ph}$	Ausgangsspannung Photovoltaikanlage
$U_{ZK}$	Zwischenkreisspannung
$U_{\sim}$	sinusförmige Wechselspannung
$v, v_k, v_{k+1}$	Ausgangsgröße eines Integrators/einer Übertragungsfunktion
$v, v_0, v_1, v_2$	Windgeschwindigkeiten
$V$	Volumen
$w_k$	Führungsgröße
$w_f \xi_{f1}$	wirksame Windungszahl des Rotors
$w_i$	Zustandsgröße des Regeldifferenzintegrators der Generatorstromregelstrecke
$w_n$	Verstärkungsfaktor des Regeldifferenzintegrators des Drehzahlreglers
$w_s \xi_{s1}$	wirksame Windungszahl des Stators
$x$	Betrag des Raumzeigers
$\underline{x}$	Raumzeiger
$\hat{x}$	Amplitude des Raumzeigers
$x_0$	Nullkomponente
$\underline{x}_0$	Anfangszustand
$x_1, x_2, x_3$	Zeitwerte der Stranggrößen
$x_a, x_b$	Raumzeigerkomponenten in einem beliebigen kartesischen Bezugssystem
$x_{ist,k}$	Istwert zum Abtastzeitpunkt
$\underline{x}_k, \underline{x}_{k+1}$	Zustandsvektor
$x_{soll,k}$	Sollwert zum Abtastzeitpunkt
$x_\alpha, x_\beta$	kartesische Komponenten des Raumzeigers
$X_d$	Statorreaktanz der d-Achse

$y(t), y_k, \underline{y}_k$	Ausgangsgrößen
$z_F$	Anzahl der Rotorblätter
$z_n$	Eigenwert
$z_p$	Polpaarzahl
$Z_0$	Nullimpedanz
$Z_{\text{norm}}$	Normimpedanz des Netzes
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis

*Griechische Buchstaben:*

$\alpha_a$	Anstellwinkel
$\alpha_N$	Winkel zwischen Netzquellenspannungsraumzeiger und $\alpha$ -Achse
$\beta_N$	Winkel zwischen Netzspannungsraumzeiger und $\alpha$ -Achse
$\gamma$	Rotorpositionswinkel
$\gamma_B$	Winkel zwischen allgemeiner Bezugsachse und $\alpha$ -Achse
$\delta$	Luftspaltbreite
$\varepsilon_N$	Winkel zwischen Netzstromraumzeiger und $\alpha$ -Achse
$\zeta$	Proportionalitätsfaktor des MPP-Trackers
$\vartheta$	Polradwinkel
$\kappa$	Korrekturwinkel
$\lambda$	Schnellaufzahl
$\mu$	Zwischengröße der Drehzahlmessung
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante
$\nu$	Verstärkungsfaktor der zeitdiskretisierten Generatorstromstrecke
$\rho$	Verstärkungsfaktor des mechanischen Integriergliedes
$\rho_L$	Luftdichte
$\sigma(t)$	Einheitssprung
$\tau_p$	Polteilung
$\varphi$	Phasenwinkel des Raumzeigers
$\varphi_N$	Winkel zwischen Netzstrom- und Netzquellenspannungsraumzeiger
$\varphi_S$	Winkel zwischen Rotorflußraumzeiger und $\alpha$ -Achse
$\underline{\Phi}$	Transitionsmatrix
$\Phi_{11}, \Phi_{12}, \Phi_{21}, \Phi_{22}$	Elemente der Matrix $\underline{\Phi}$
$\Phi_R$	Transitionsmatrix
$\Phi_{RS}$	Transitionsmatrix der Netzstromstrecke
$\Phi_{SM}$	Transitionsmatrix des Ersatzgliedes der Statorstromregelstrecke

$\psi_S$	Statorflußverkettung
$\underline{\psi}_S^*$	konjugiert komplexe Statorflußverkettung
$\psi_{Sd}, \psi_{Sq}$	d-/q-Komponente Statorflußverkettung
$\Psi_f$	Erregerflußverkettung
$\omega_N$	Netzkreisfrequenz
$\omega_{\sim}$	elektrische Kreisfrequenz
$\Omega$	mechanische Winkelgeschwindigkeit
$\Omega_m$	Meßwert der Winkelgeschwindigkeit

*Indizes:*

dyn	dynamisch
ent	Entkopplung
ersatz	Ersatzstatorstromregelstrecke
id	Idealwert
iG	Generatorstromregelstrecke
iN	Netzstromregelstrecke
ist	Istwert
max	Maximalwert
min	Minimalwert
n	Drehzahlregelstrecke
opt	Optimalwert
Regler	Reglerausgangsgröße
soll	Sollwert
ZK	Zwischenkreisspannungsregelstrecke

*Abkürzungen:*

AD	Analog-Digital
CapCom	Capture/Compare Anschlüsse
DKS	Dauerkurzschluß
DSP	Digitaler Signalprozessor
I-Anteil	Integrieranteil
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPM	Intelligent Power Modul
KW	Koordinaten Wandler
<u>M</u>	Gleichstrommaschine

MPP	Maximum Power Point
N	Nordpol
PI-Regler	Proportional-Integral-Regler
PT1-Glied	Verzögerungsglied erster Ordnung
PWM	Pulsweitenmodulation
S	Südpol
SM	Synchronmaschine
VD	Vektordreher



# Abbildungsverzeichnis

2.1	Asynchrongenerator mit direkter Netzeinspeisung . . . . .	7
2.2	Polumschaltbarer Asynchrongenerator mit direkter Netzeinspeisung . . . . .	8
2.3	Doppeltgespeiste Asynchronmaschine . . . . .	9
2.4	Fremderregter Synchrongenerator mit Zwischenkreisumrichter . . . . .	10
2.5	Gesamtstruktur der realisierten Anlage . . . . .	11
2.6	Überblick über die Laboranlage . . . . .	14
2.7	Wechsel des Bezugssystems . . . . .	19
2.8	Näherungsmöglichkeiten des kontinuierlichen Integrals . . . . .	21
2.9	Mögliche Lage der Eigenwerte einer Abtastregelung bei vorgegebener Dämpfung . . . . .	22
2.10	Struktur einer Abtastregelung . . . . .	24
2.11	Diskretisierung einer linearen Übertragungsfunktion . . . . .	24
3.1	Zweipoliges Modell der permanentmagneterregten Synchronmaschine . . . . .	28
3.2	Zeigerdiagramm des Synchrongenerators unter der Voraussetzung $L_d = L_q$ mit $i_d = 0$ . . . . .	31
3.3	Strukturdiagramm der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Spannungssteuerung im polradfesten Bezugssystem . . . . .	33
3.4	Messung der Polradspannung $u_p$ in Abhängigkeit von der Drehzahl $n$ . . . . .	34
3.5	Gemessener Verlauf des Dauerkurzschlußstroms $I_{G,DKS}$ über der Drehzahl $n$ in Stern- und Dreieckschaltung . . . . .	35
3.6	Drehzahlverlauf über der Zeit beim Auslaufversuch des unbelasteten Maschinensatzes . . . . .	36

3.7	Strangspannungen des Synchrongenerators im Leerlauf bei einer Frequenz von $f = 2\text{Hz}$ . . . . .	38
3.8	Strangspannungen des Synchrongenerators im Leerlauf bei einer Frequenz von $f = 23\text{Hz}$ . . . . .	38
3.9	Oberschwingungsanteil in der Leerlaufspannung der Synchronmaschine für verschiedene Drehzahlen . . . . .	39
4.1	Strukturbild des Regelungskonzeptes für den permanenterregten Synchrongenerator . . . . .	42
4.2	Struktur des Statorstromreglers im polradfesten Bezugssystem mit der Entkopplung der d- und der q-Achse des Generators zur Linearisierung der Statorstromregelstrecken . . . . .	44
4.3	Zeitkontinuierliche Darstellung der Statorstromregelstrecke mit zeitdiskretem PI-Regler . . . . .	47
4.4	Zeitdiskrete Darstellung des zeitkontinuierlichen PT1-Gliedes aus Abb.4.3 . . . . .	47
4.5	Verlauf der Reglerkoeffizienten $K_{\text{piG}}$ , $K_{\text{iiG}}$ und $K_{\text{miG}}$ in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes $z_0$ . . . . .	49
4.6	Führungsverhalten des Statorstromreglers mit einem Sollwertsprung von $i_{\text{Gq}}$ auf $-20\text{A}$ für $K_{\text{miG}} = \frac{1-z_0}{\nu}$ mit einer Vorsteuerung der Stromistwerte . . . . .	50
4.7	Führungsverhalten des Statorstromreglers mit einem Sollwertsprung von $i_{\text{Gq}}$ auf $-20\text{A}$ für $K_{\text{miG}} = \frac{1-z_0}{\nu}$ mit einer Vorsteuerung der Stromsollwerte . . . . .	51
4.8	Führungsverhalten des Statorstromreglers mit einem Sollwertsprung von $i_{\text{Gq}}$ auf $-20\text{A}$ für $K_{\text{miG}} = K_{\text{piG}}$ mit einem doppelten Eigenwert $z_0 = 0.5$ bzw. $z_0 = 0.95$ . . . . .	52
4.9	Bestimmung der Ersatzzeitkonstante $T_{\text{SM}}$ der Statorstromregelstrecke mit PT1-Verhalten . . . . .	53
4.10	Drehzahlmessung mit Inkrementalgeber . . . . .	54
4.11	Strukturbild des Drehzahlregelkreises . . . . .	55
4.12	Verhalten des Radikanden aus Gl. (4.29) in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes $z_0$ . . . . .	57
4.13	Abhängigkeit der nicht frei einstellbaren Eigenwerte $z_2$ und $z_3$ von einem doppelten reellen Eigenwert $z_{0,1}$ . . . . .	58

4.14	$K_{in}$ , $K_{pn}$ und $K_{mn}$ in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes $z_0$ . . . . .	59
4.15	Vergrößerter Ausschnitt aus Abb. 4.14 . . . . .	59
4.16	Simulation der Winkelgeschwindigkeit $\Omega$ bei einem Sollwertsprung von 0 auf $30\frac{1}{s}$ zum Zeitpunkt $t = 0$ und einem Lastsprung von $m_L = 0$ auf 50Nm zum Zeitpunkt $t = 5s$ . . . . .	61
4.17	Simulation von Soll- und Istwert der momentenbildenden Stromkomponente $i_{Gq}$ unter denselben Bedingungen wie in Abb. 4.16 . . . . .	61
5.1	Strömungsverlauf bei einer frei umströmten Windturbine . . . . .	64
5.2	Verlauf des idealen Leistungsbeiwertes $c_{p,id}$ . . . . .	65
5.3	Verhältnis der Luftkräfte am Profil eines Auftriebsläufers . . . . .	67
5.4	Ausgangskennlinien einer Photovoltaikanlage . . . . .	70
5.5	Ausgangskennlinien einer Windkraftanlage . . . . .	70
5.6	Ausgangsleistung einer Windturbine $P_{WT}$ über der Drehzahl $n$ mit verschiedenen Arbeitspunkten . . . . .	71
5.7	Struktur des MPP-Trackers zur Berechnung des Drehzahlsollwertes . . . . .	72
5.8	Stationärer Verlauf der Spannung $u_{Gq}$ bei niedrigen Drehzahlen für verschiedene Windgeschwindigkeiten . . . . .	73
5.9	Simulationsmodell der Windturbine . . . . .	75
5.10	Verlauf des in der Simulation der Windturbine verwendeten Momentenbeiwertes $c_m$ nach Gl. 5.20 . . . . .	76
5.11	Für die Simulation der Windturbine nach den Gln. (5.19) und (5.20) verwendeter Leistungsbeiwert $c_p(\lambda)$ . . . . .	77
5.12	Verlauf des Momentes der simulierten Windturbine $m_a$ . . . . .	78
5.13	Verlauf der Leistung der simulierten Windturbine $P_{WT}$ . . . . .	79
5.14	Simulation der Winkelgeschwindigkeit $\Omega$ für einen Verstärkungsfaktor $\zeta = 24.5 \exp -3$ bei einem Sprung der Windgeschwindigkeit $v$ von $1.5\frac{m}{s}$ auf $10\frac{m}{s}$ zum Zeitpunkt $t = 2s$ . . . . .	80
5.15	Simulation der zu Abb. 5.14 gehörenden Schnellaufzahl $\lambda$ . . . . .	80
5.16	Simulation der Winkelgeschwindigkeit $\Omega$ für einen Verstärkungsfaktor $\zeta = 21.2 \exp -3$ bei einem Sprung der Windgeschwindigkeit $v$ von $1.5\frac{m}{s}$ auf $10\frac{m}{s}$ zum Zeitpunkt $t = 2s$ . . . . .	81
5.17	Simulation der zu Abb. 5.16 gehörenden Schnellaufzahl $\lambda$ . . . . .	81

5.18	Simulation der zu Abb. 5.16 gehörenden Generatorspannungen $u_{Gd}$ und $u_{Gq}$ . . . . .	82
5.19	Simulation der zu Abb. 5.16 gehörenden Generatorströme $i_{Gd}$ und $i_{Gq}$ . . . . .	82
5.20	Simulation der Winkelgeschwindigkeit $\Omega$ für einen Verstärkungsfaktor $\zeta = 21.2 \exp -3$ bei einem Sprung der Windgeschwindigkeit $v$ von $1.5 \frac{m}{s}$ auf $12 \frac{m}{s}$ zum Zeitpunkt $t = 2s$ . . . . .	83
5.21	Simulation der zu Abb. 5.20 gehörenden Schnellaufzahl $\lambda$ . . . . .	83
6.1	Modell des netzseitigen Wechselrichters mit netzquellenspannungsorientiertem Bezugssystem . . . . .	86
6.2	Komplexes elektrisches Ersatzschaltbild der Netzstromregelstrecke im netzquellenspannungsorientierten Bezugssystem . . . . .	89
6.3	Raumzeiger der Netzspeisespannung für den statischen Betrieb für verschiedene Netzströme mit $\varphi_N = 0$ . . . . .	90
6.4	Raumzeiger der Netzspeisespannung für den dynamischen Betrieb für einen linearen Anstieg des Netzstromes von 0 auf +5A innerhalb von 2ms mit $\varphi_N = 0$ . . . . .	91
6.5	Zeitkontinuierliche Darstellung der Netzstromregelstrecke mit zeitdiskretem PI-Regler . . . . .	92
6.6	Zeitdiskrete Darstellung des zeitkontinuierlichen PT1-Gliedes aus Abb.6.5 . . . . .	93
6.7	Reglerparameter des Netzstromreglers $K_{iiN}$ , $K_{piN}$ und $K_{miN}$ in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes $z_0$ . . . . .	94
6.8	Simulation der leistungsbildenden Netzstromkomponente $i_{Nd}$ für einen Sollwertsprung auf $-5A$ zum Zeitpunkt $t = 0$ und auf $+15A$ zum Zeitpunkt $t = 0.1s$ . . . . .	95
6.9	Simulation des Netzgrundwellenblindstromanteils $i_{Nq}$ mit einem Sprung des Phasenwinkels $\varphi_{N,soil}$ auf $-30^\circ$ zum Zeitpunkt $t = 0.05s$ und einem Stromsollwertsprung für die leistungsbildende Stromkomponente $i_{Nd}$ von $-5A$ auf $+15A$ zum Zeitpunkt $t = 0.1s$ . . . . .	96
6.10	Simulation des Netzstromes $i_{N1}$ und der Netzquellenspannung $u_{Q1}$ mit einem 2%-igen Anteil der 5. Harmonischen sowie einem 1%-igen Anteil der 7. Harmonischen . . . . .	97
6.11	Linearisierte Strecke der Zwischenkreisspannung $U_{ZK}$ . . . . .	99
6.12	Gesamtstruktur des Regelkreises der Zwischenkreisspannung $U_{ZK}$ . . . . .	100

6.13	Reglerparameter des Zwischenkreisspannungsreglers $K_{iZK}$ und $K_{pZK}$ in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes $z_0$ . . . . .	102
6.14	Simulation und Messung der Zwischenkreisspannung $U_{ZK}$ beim Laden des Zwischenkreiskondensators $C_{ZK}$ von 590V auf 650V . . . . .	103
6.15	Simulierte Netzströme $i_{Nd}$ und $i'_{Nd}$ beim Ladevorgang des Zwischenkreises auf $U_{ZK} = 650V$ aus Abb. 6.14 . . . . .	104
6.16	Simulation und Messung des Netzstromes $i_{N1}$ bei einem Lastanstieg von $\bar{I}_{d,G}$ von 0A auf $-3.8A$ . . . . .	104
6.17	Simulierte und aus der Messung berechnete leistungsbildende Komponente des Netzstromes $i_{Nd}$ bei einem Lastanstieg von $\bar{I}_{d,G}$ von 0A auf $-3.8A$ zu Abb. 6.16 . . . . .	105
6.18	Netzstruktur . . . . .	106
7.1	Verlauf der Windgeschwindigkeit $v$ in dem zur Überprüfung des Regelverfahrens eingesetzten Windspiel . . . . .	108
7.2	Simulierter Verlauf der tatsächlichen und der idealen Winkelgeschwindigkeit $\Omega$ bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1 . . . . .	110
7.3	Simulierter Verlauf der Schnellaufzahl $\lambda$ bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1 . . . . .	110
7.4	Gemessener Verlauf der tatsächlichen und der idealen Winkelgeschwindigkeit $\Omega$ bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1 . . . . .	111
7.5	Gemessener Verlauf der Schnellaufzahl $\lambda$ bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1 . . . . .	111
7.6	Simulierter Verlauf des Leistungsbeiwertes $c_p$ bezogen auf den maximalen Leistungsbeiwert $c_{pmax}$ bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1 . . . . .	112
7.7	Gemessener Verlauf des Leistungsbeiwertes $c_p$ bezogen auf den maximalen Leistungsbeiwert $c_{pmax}$ bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1 . . . . .	112
7.8	Gemessener Verlauf eines Strangstroms des generatorseitigen Umrichters sowie der Verlauf der aus der Messung des Rotorpositionswinkels und der momentanen Winkelgeschwindigkeit berechneten dazugehörigen Polradspannung $u_p$ . . . . .	114

7.9	Verlauf der drei Strangströme des generatorseitigen Umrichters im stationären Betrieb . . . . .	114
7.10	Gemessener Verlauf eines Strangstroms sowie der dazugehörigen Netzquellenspannung des netzseitigen Umrichters mit $\cos \varphi = 1$ .	116
7.11	Gemessener Verlauf eines Strangstroms sowie der dazugehörigen Netzquellenspannung des netzseitigen Umrichters mit $\cos \varphi = \frac{\sqrt{3}}{2}$ induktiv (generatorisch untererregt) . . . . .	116
7.12	Gemessener Verlauf eines Strangstroms sowie der dazugehörigen Netzquellenspannung des netzseitigen Umrichters mit $\cos \varphi = \frac{\sqrt{3}}{2}$ kapazitiv (generatorisch übererregt) . . . . .	117
7.13	Verlauf der drei Strangströme des netzseitigen Umrichters im stationären Betrieb . . . . .	117

# Tabellenverzeichnis

2.1	Maschinendaten . . . . .	15
2.2	Daten der Leistungselektronik . . . . .	16
2.3	Messwertgeberdaten . . . . .	16



# Kapitel 1

## Einleitung

Seit über dreitausend Jahren erleichtert die Nutzung der Windenergie den Menschen das tägliche Leben. In Afghanistan wurde die Windenergie bereits im 7. Jahrhundert n. Chr. in Form von Getreidemühlen mit vertikaler Drehachse genutzt. Die Anlagen arbeiteten nach dem Prinzip des Widerstandsläufers und waren noch wenig ausgereift. Seit dem späten Mittelalter setzten sich in Europa technisch besser entwickelte windbetriebene Getreidemühlen mit horizontaler Achse durch. Später kamen dann besonders in den ländlichen Gebieten der USA langsamlaufende vielblättrige Windmühlen zum Pumpen von Wasser zum Einsatz, die sogenannten „Western Mills“. Man kann sie bis heute in den Wüstenregionen Kleinasiens antreffen.

Die in der Industrialisierung aufkommenden Dampfkraftmaschinen und Verbrennungsmotoren machten die Nutzung der nicht ständig zur Verfügung stehenden Windenergie für lange Zeit uninteressant. Daran änderte auch das Anfang des 20. Jahrhunderts aufkommende bessere Verständnis der Aerodynamik [5] nichts, obwohl es damit möglich wurde, neue Konzepte für schnellaufende, aerodynamisch geformte Windrotoren zu entwickeln.

Erst die Ölkrise der 70er Jahre verschaffte der Windenergie eine erste Renaissance. Umweltprobleme in den großen Ballungsgebieten Kaliforniens sowie das Reaktorunglück in Tschernobyl lenkten in den 80er Jahren erneut das Interesse der Öffentlichkeit auf die Möglichkeiten der Nutzung regenerativer Energiequellen. In den windreichen Gebieten Kaliforniens entstanden die ersten großen Windparks mit aus heutiger Sicht kleinen Anlagen im Bereich bis 100kW [40]. Das deutsche Stromeinspeisegesetz aus dem Jahr 1991, das im Jahr 2000 modifiziert wurde [71], machte die Windenergie auch in Deutschland gegenüber konventio-

nellen Energieträgern konkurrenzfähig.

Die ersten Anlagen zur Wandlung der kinetischen Energie des Windes in elektrische Energie hatten einen einfachen Aufbau. Robuste Asynchronmaschinen wurden direkt ans Netz gekoppelt. Die Anpassung der Drehzahlen der langsamlaufenden Windturbinen an die schnellaufenden Asynchrongeneratoren übernahm ein Getriebe. Der Blattwinkel war fest eingestellt, und eine Leistungsregelung erfolgte allein durch den Strömungsabriß am Blatt, den sogenannten Stallbetrieb. Dieses System erwies sich als sehr robust. Durch den drehzahlstarrten Betrieb können diese Art von Windkraftanlagen jedoch nur in einem einzigen Betriebspunkt die maximal mögliche Leistung dem Wind entnehmen. Die durch Turbulenzen im Windangebot verursachten Leistungsschwankungen werden direkt in das elektrische Netz weitergeleitet. Auch die mechanische Beanspruchung dieser Anlagen ist enorm, da sie wegen der starren Kopplung keine Möglichkeit haben, über Drehzahlschwankungen kurzfristig das variierende Leistungsangebot des Windes abzufangen [9, 10, 75].

Das gesteigerte Interesse an Windenergieanlagen und die stetig wachsende installierte Leistung ließen die Ansprüche an die Anlagenkonzepte steigen. Seit geraumer Zeit geht der Trend hin zu drehzahlvariablen Anlagen, deren Energieausbeute durch verbesserte Regelkonzepte optimiert wird [9, 23, 34, 89]. Ist der netzseitige Wechselrichter von den in diesen Anlagen eingesetzten Umrichtern selbstgeführt, so kann auch die Qualität der in das öffentliche Netz eingespeisten Leistung verbessert werden.

Bei den im Gegensatz zu den Windenergieanlagen mit vertikaler Achse stark verbreiteten Anlagen mit horizontaler Achse befindet sich der gesamte Triebstrang in der Gondel auf dem Turm. Die mit der wachsenden Leistung der Anlagen größer werdenden Getriebe verursachen durch die Zunahme der Beanspruchung sowie der Masse maschinenbauliche Probleme [93]. So verwundert es nicht, daß gerade das Getriebe eine häufige Schwachstelle der Windkraftanlagen darstellt [8, 70].

Windenergieanlagen werden in der Regel in Gegenden mit extremer Witterungsbelastung aufgebaut. Um kostenintensive Ausfälle zu vermeiden und um folgenschweren Unfällen vorzubeugen, ist eine regelmäßige Wartung der Anlagen unerlässlich. Dabei machen die anfallenden Wartungskosten einen wesentlichen Anteil der Betriebskosten einer Windenergieanlage aus. Besonders Schäden an den mechanisch stark beanspruchten Komponenten wie den Rotorblättern, mechanischen Bremsen, einer Blattwinkelverstellung, dem Getriebe und eventuell vorhandenen Schleifringen am Generator verursachen kostenintensive Ausfälle.

Deswegen müssen diese Komponenten regelmäßig überwacht werden [49, 50].

Auch wenn auf die Wartung aus Sicherheitsgründen gewiß nicht verzichtet werden kann, ist es erstrebenswert, die Verschleißteile soweit wie möglich aus den Windkraftanlagen zu eliminieren. Werden diese Gedanken konsequent weiter verfolgt, so kommt man zu einer Anlage mit den folgenden Eigenschaften:

- getriebelose Kupplung von Windturbine und Generator,
- bürstenloser Generator sowie
- stallgeregelte Windturbine.

Durch die von der Windturbine vorgegebenen, für elektrische Maschinen vergleichsweise niedrigen Drehzahlen kommt für die gewünschte Anlage nur ein hochpoliger Generator in Betracht. Die mechanische Leistung eines rotierenden Systems ist proportional zu Drehzahl und Drehmoment. Um also auch bei niedrigen Drehzahlen ausreichend Energie zu erzeugen, muß das Drehmoment hoch sein. Dies ist bei gleichem Drehschub proportional zum Radius der Maschine [25]. Aus diesem Grund hat ein solcher Generator einen recht großen Durchmesser. Fertigungstechnisch ist es mit einem vertretbaren Aufwand nicht möglich, den Luftspalt bei so großen Durchmessern so klein zu halten, als daß eine Asynchronmaschine gefertigt werden kann. Sie scheidet somit als Maschinentyp aus. Die Anforderungen, keine Schleifringe zu haben, erfüllt ein Synchrongenerator nur mit einer gekuppelten AC Erregermaschine mit rotierendem Gleichrichter oder Permanentmagneterregung. Entscheidet man sich für die Permanenterregung, so bedeutet dies, daß ein Regeleingriff über die Erregung [76, 79] in diesem Konzept nicht möglich ist. Die Regelung des Generators wird allein über den generatorseitigen selbstgeführten Umrichter erfolgen. Untersuchungen zeigen, daß diese Systeme auch in ihren Kosten günstig sind [36].

Die Vorgabe der idealen Drehzahl der Turbine in Abhängigkeit von der Windgeschwindigkeit für den Drehzahlregler erfolgt heutzutage über die genaue Kenntnis des Turbinenverhaltens. Dazu muß die Turbine aufwendig vermessen werden und im Betrieb die momentane Windgeschwindigkeit bekannt sein. Sowohl die Vermessung der Kennlinie als auch das Messen der Windgeschwindigkeit birgt viele Fehlerquellen [4].

Das allgemeingültige Turbinenverhalten ist jedoch so charakteristisch, daß es über ein spezielles Suchverfahren möglich ist, den optimalen Betriebspunkt der Anlage einzustellen, ohne detaillierte Kenntnisse über ihr Verhalten zu haben. Ein

solches Verfahren wurde in dieser Arbeit entwickelt und seine Funktionsfähigkeit anhand einer Laboranlage nachgewiesen.

# Kapitel 2

## Einführung in die Problematik

### 2.1 Stand der Technik

Aus den verschiedenen Kombinationsmöglichkeiten von Generatortyp und Blattwinkelverstellung ergeben sich nach [42, 68] acht mögliche Konzepte. Bei den heute verbreiteten Windenergieanlagen haben sich im wesentlichen vier Konzepte durchgesetzt [51], wovon das hier als vierte Variante vorgestellte Konzept nicht in [42, 68] beschrieben ist.

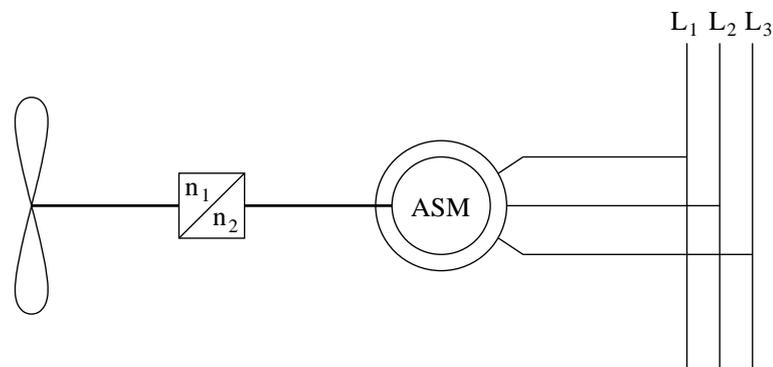


Abbildung 2.1: Asynchronengenerator mit direkter Netzeinspeisung

Den einfachsten Aufbau hat das Konzept einer direkt an das Netz gekoppelten Asynchronmaschine nach Abb. 2.1. Diese Anlagen sind entweder stall- oder aktivstall geregelt, d.h. die Leistungsbegrenzung erfolgt bei vorgegebener, konstanter, sich durch das Zusammenwirken von Netzfrequenz und Getriebeübersetzung ergebender Drehzahl über den Strömungsabrieb an den Rotorblättern. Diese Wind-

kraftanlagen zeichnen sich durch Robustheit und günstige Kosten aus [32]. Die vom Asynchrongenerator benötigte Blindleistung wird dem Netz entnommen.

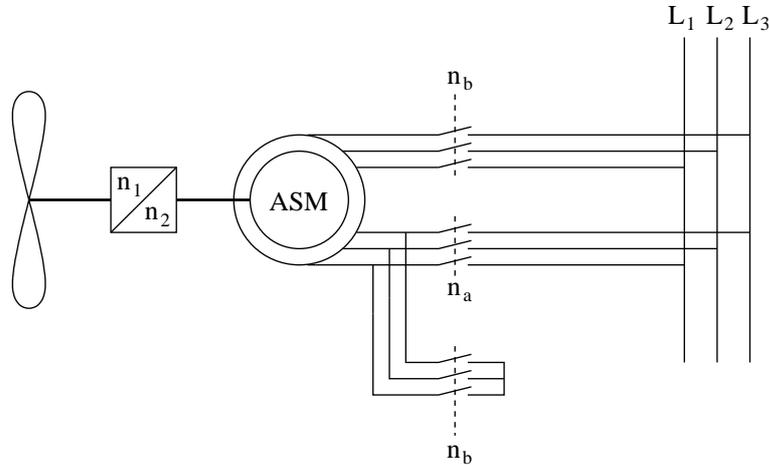


Abbildung 2.2: Polumschaltbarer Asynchrongenerator mit direkter Netzeinspeisung

Besonders bei Standorten im Binnenland mit sehr unterschiedlichen Windverhältnissen arbeitet dieser Anlagentyp nur selten in seinem optimalen Betriebspunkt. Zur besseren Anpassung an die gegebenen momentanen Windverhältnisse ist der Asynchrongenerator im zweiten verbreiteten Konzept nach Abb. 2.2 polumschaltbar. Damit kann diese Form von Anlagen mit zwei verschiedenen Drehzahlen betrieben werden, wovon die eine,  $n_a$ , für schwache mittlere Windgeschwindigkeiten und die zweite,  $n_b$ , für stärkere mittlere Windgeschwindigkeiten ausgelegt ist. Dieses Konzept wird als „Dänisches Konzept“ bezeichnet und ist wegen seiner Robustheit beliebt. Die auch hier vom Asynchrongenerator benötigte Blindleistung muß wieder vom Netz bereitgestellt werden.

Bei dem Einsatz eines doppeltgespeisten Asynchrongenerators nach Abb. 2.3 findet die Kupplung zwischen Windturbine und Generator wieder über ein Getriebe statt. Jetzt ist jedoch der Läuferkreis der Asynchronmaschine zugänglich, so daß die Schlupfleistung des Generators einstellbar ist [61]. Um die für den Zugang zu den Rotorwicklungen nötigen Schleifringe zu umgehen, wurden bei manchen Anlagen die zuschaltbaren Rotorwiderstände mit auf den rotierenden Teil gelegt. Das hat jedoch den Nachteil, daß die gesamte Schlupfleistung auf der Welle in Wärme umgewandelt wird. Um den Wirkungsgrad der immer größer werdenden Anlagen zu verbessern, ist man inzwischen zu den Schleifringen zurückgekehrt

und speist die Schlupfleistung über einen Umrichter ins Netz ein [18]. Mit einem geeigneten Umrichter kann der Generator über- und untersynchron betrieben werden, so daß ein recht großer Drehzahlstellbereich realisiert werden kann. Von großem Vorteil ist dabei, daß der eingesetzte Umrichter im Vergleich zur Leistung der Gesamtanlage klein ausfällt, da über ihn nur die Schlupfleistung ins Netz eingespeist wird. Der größte Teil der Leistung wird hingegen über die direkt mit dem Netz verbundenen Statorwicklungen eingespeist.

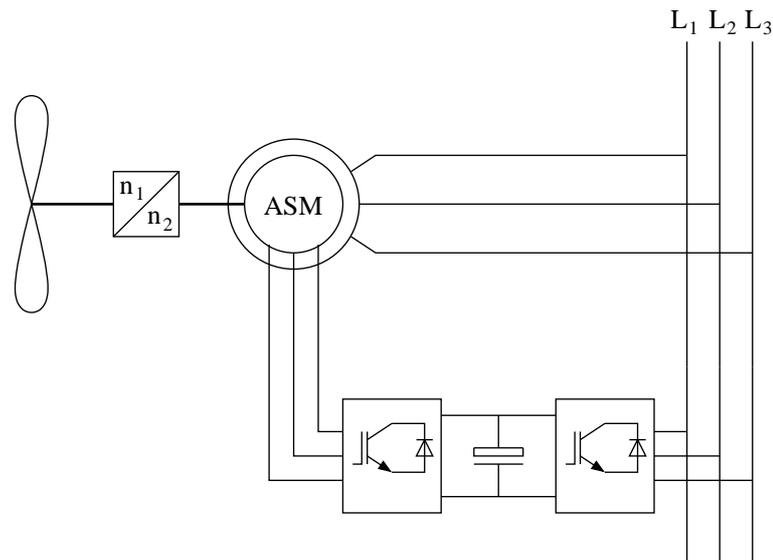


Abbildung 2.3: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine

Das vierte angewendete Konzept, das in Abb. 2.4 dargestellt wird, arbeitet mit einem hochpoligen Synchrongenerator, der direkt ohne Getriebe an die Windturbine gekoppelt werden kann. Er wird drehzahlvariabel betrieben und kann somit nicht direkt an das Netz gekoppelt werden. Aus diesem Grund wird zwischen Stator und Netz ein Umrichter geschaltet, über den die gesamte Generatorleistung transportiert werden muß. Durch die nahezu vollständige Entkopplung von Netz und Generator kann bei einem selbstgeführten netzseitigen Wechselrichter der Blindleistungsbedarf der Anlage frei eingestellt werden. Die eingesetzten Synchrongeneratoren sind bis heute meist fremderregt. Das hat den Vorteil, daß ein Regeleingriff über die Erregung vorgenommen werden kann. Andererseits benötigt die über Schleifringe zugängliche Erregerwicklung zur Energieversorgung einen eigenen Gleichrichter, über den sie an die Statorwicklungen gekoppelt wird.

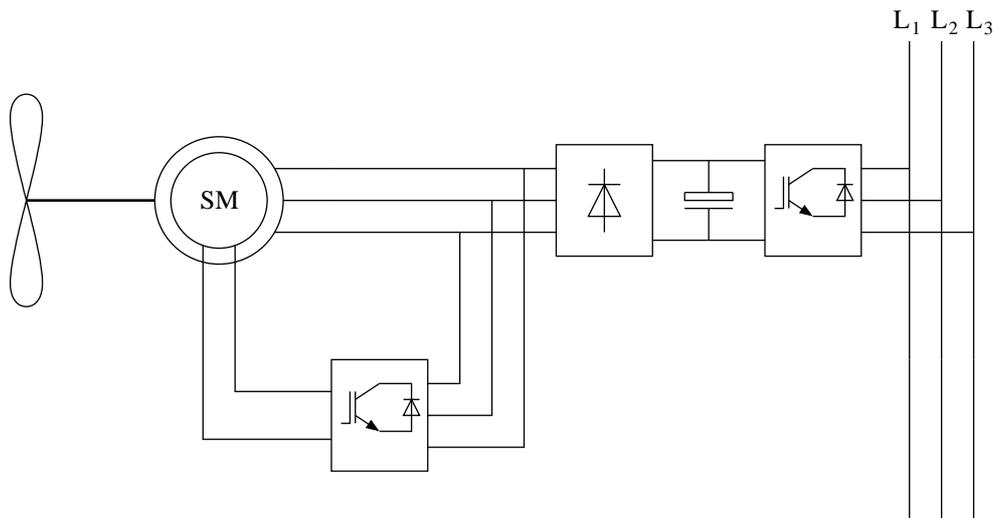


Abbildung 2.4: Fremderregter Synchrongenerator mit Zwischenkreisumrichter

## 2.2 Struktur des Antriebssystems

Das in dieser Arbeit verwendete Antriebssystem unterscheidet sich von der zuletzt beschriebenen Variante nach Abb. 2.4 durch die Permanentenerregung des Synchrongenerators und besteht im wesentlichen aus vier Komponenten:

- der stallgeregelten Windturbine,
- dem permanenterrregten Synchrongenerator,
- dem Umrichter sowie
- der Steuer- und Regeleinheit.

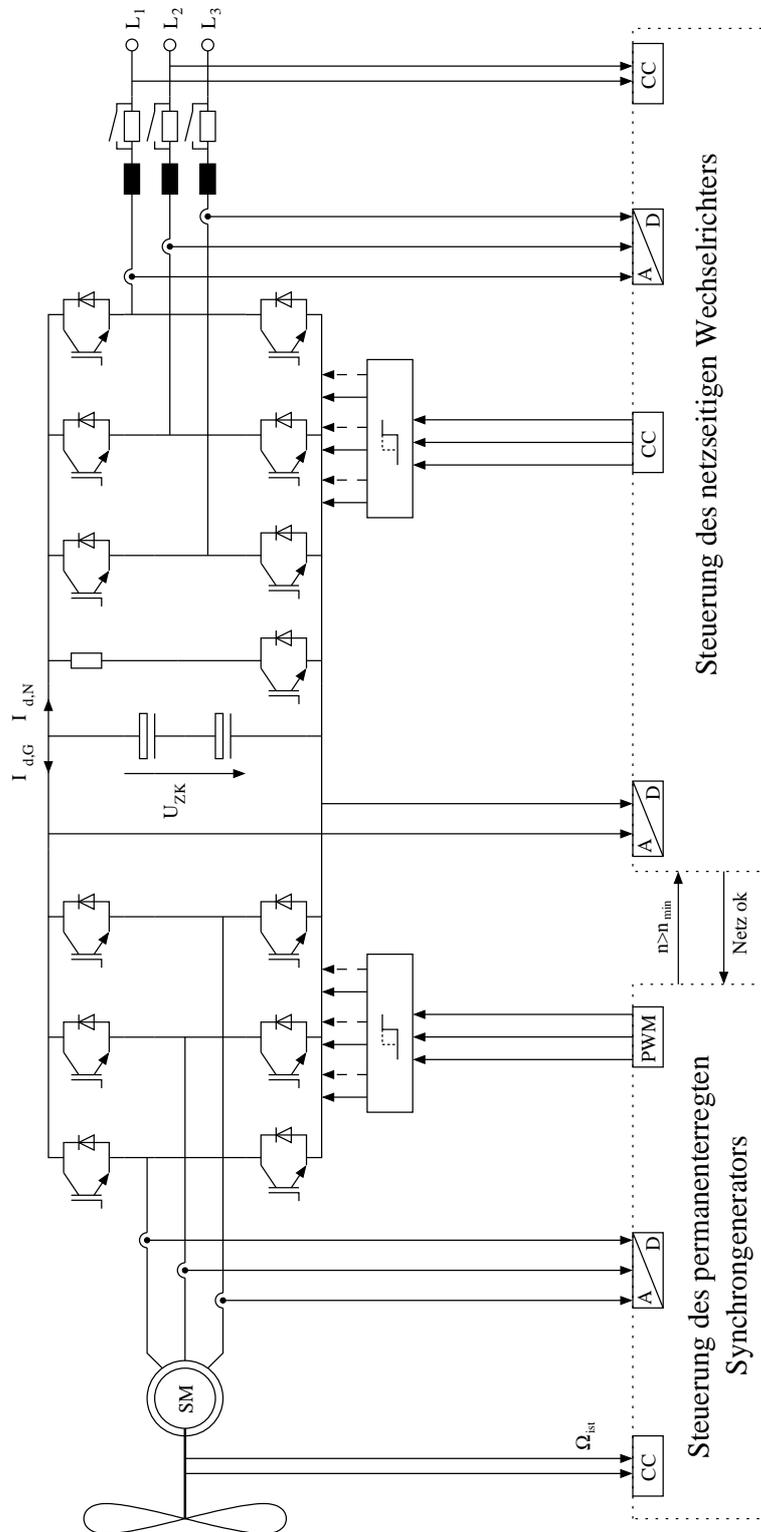


Abbildung 2.5: Gesamtstruktur der realisierten Anlage

Die Windturbine wandelt die kinetische Energie des Windes in Rotationsenergie um. Diese wird vom Synchrongenerator in elektrische Energie gewandelt. Wird der Generator drehzahlvariabel betrieben, unterscheiden sich die beiden Spannungssysteme von Generator und Netz in Amplitude und Frequenz. Zur Anpassung dieser beiden Systeme dient der Umrichter, über den die elektrische Energie in das Netz eingespeist wird. Abb. 2.5 zeigt die gesamte Struktur der Anlage.

Der permanenterregte Synchrongenerator arbeitet drehzahlvariabel. Ein in dieser Arbeit entwickeltes Suchverfahren ermöglicht es, die Windturbine auf der für die Energieausbeute optimalen Drehzahl zu betreiben. Es wird in Analogie zu Suchverfahren, die in der Regelung photovoltaischer Energiesysteme zum Einsatz kommen, Maximum-Power-Point-Tracking, kurz MPP-Tracking genannt. Die Führung des maschinenseitigen Umrichters hat die Aufgabe, die Generatorströme sinusförmig und so klein wie möglich zu halten. Dabei soll der Synchrongenerator auf der vom MPP-Tracker vorgegebenen optimalen Drehzahl gehalten werden.

Die Führung des netzseitigen Wechselrichters, der sich aus den Leistungshalbleitern und aus den vor die Netzanschlußpunkte  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  geschalteten Netzdrosseln zusammensetzt, sorgt für sinusförmige Netzströme mit einem beliebig einstellbaren Leistungsfaktor  $\cos \varphi$ . Werden keine Anforderungen an den Leistungsfaktor gestellt, so ist dieser eins.

Eine weitere Aufgabe der Führung des netzseitigen Wechselrichters besteht darin, die vom Generator kommende Energie in das Netz weiterzuleiten, wobei die Spannung am Zwischenkreiskondensator  $U_{ZK}$  konstant bleibt.

## 2.3 Implementierung der Systemkomponenten

Zur Überprüfung der mit MATLAB/SIMULINK [85, 86, 87] durchgeführten Simulationen wurde ein Laboraufbau der Anlage realisiert.

Das Herzstück der Laboranlage bildet ein achtpoliger permanenterregter Synchrongenerator. Dabei ist er mit einer Bemessungsdrehzahl von  $n_N = 700 \frac{1}{\text{min}}$  nicht ideal für den Einsatz in einer getriebelosen Windkraftanlage geeignet, deren optimale Drehzahl erheblich niedriger ist. Ein für diese Anwendung speziell zugeschnittener Generator sollte höherpolig sein [11, 57]. Diese Variante schied jedoch aus Kostengründen für den Laboraufbau aus, und es wurde auf einen auf dem Markt erhältlichen Generator zurückgegriffen. Die Magnete des Generators

sind Hochenergiemagnete aus der Gruppe der seltenen Erden. Diese sind wegen ihrer hohen Energiedichte sowie einer hohen Remanenz und Koerzitivfeldstärke besonders für den Einsatz in permanenterregten Maschinen geeignet [31].

Die Synchronmaschine ist mit einer Gleichstrommaschine gekuppelt, die anstelle der Windturbine den Generator antreibt. Ihr Ankerstrom wird in Abhängigkeit von der momentanen Drehzahl des Maschinensatzes über einen regelbaren Stromrichter so eingestellt, daß sie mit ihrem Verhalten die Drehzahl–Drehmoment–Kennlinie einer Windturbine nachbildet.

Der Zwischenkreisumrichter besteht aus zwei unabhängig voneinander arbeitenden selbstgeführten Sechspulsbrücken und dem Zwischenkreiskondensator. Als Leistungsschalter werden Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) eingesetzt, die jeweils für eine Brücke inklusive ihrer zugehörigen Freilaufdioden in einem Intelligenten Power Modul (IPM) zusammengefaßt sind. Die Intelligenz der Module besteht im wesentlichen darin, bei nicht erlaubten Betriebszuständen wie Überstrom und Übertemperatur, die zur Zerstörung der Leistungshalbleiter führen würden, ein Fehlersignal auszugeben.

Wichtige Schutzfunktionen in der Ansteuerung des Umrichters wie die Auswertung der von den IPMn generierten Fehlersignale oder das Schalten eines Bremstransistors über den Zwischenkreis bei Überschreiten einer maximal zulässigen Zwischenkreisspannung sowie zeitkritische Funktionen, wie die Verzögerung der Schaltsignale um die Ausschaltzeit der IGBTn zur Vermeidung eines Brückenkurzschlusses, sind in Hardwarekomponenten realisiert worden.

Die Regelung des gesamten Umrichters inklusive der Berechnung der optimalen Drehzahl erfolgt mit Hilfe eines einzigen 80C167–Mikrokontrollers [81]. Er verfügt über vier pulsweitenmodulierte Ausgänge, von denen drei zur Ansteuerung des maschinenseitigen Umrichters verwendet werden. Der netzseitige Umrichter wird über drei ebenfalls pulsweitenmodulierte CapCom–Ausgänge angesteuert. Somit steht für jeden Brückenweig nur ein Ansteuersignal zur Verfügung. Die Ansteuerung des zweiten Brückenweigtransistors erfolgt über das mit Hilfe digitaler Schaltungstechnik invertierte und verzögerte Ansteuersignal des ersten Brückenweigtransistors [88]. Damit ergibt sich automatisch eine  $\pi$ –Taktung, da immer eins der beiden Ventile im Brückenweig eingeschaltet ist [91].

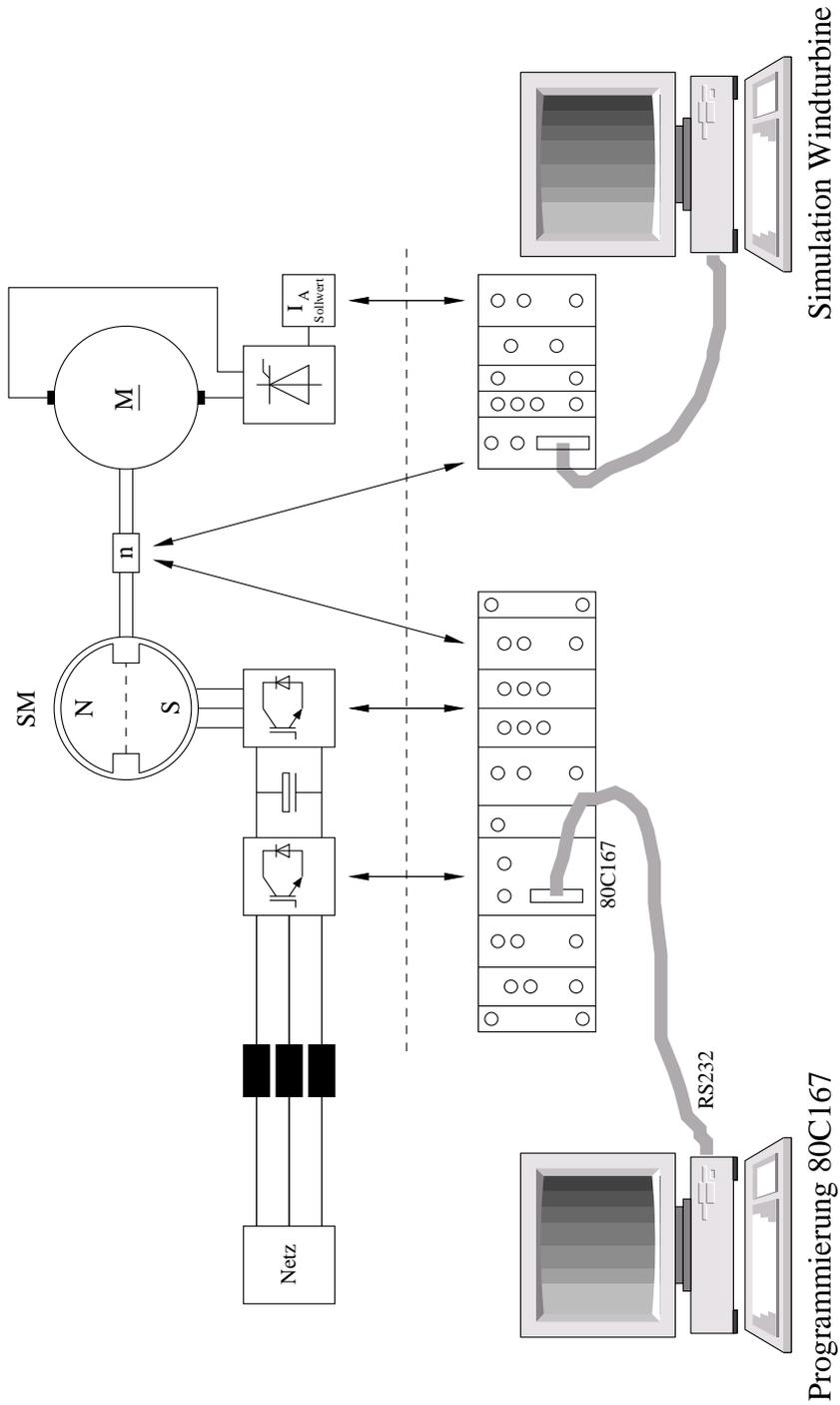


Abbildung 2.6: Überblick über die Laboranlage

Über die Analog–Digital–Umsetzer des Mikrokontrollers werden die zur Regelung benötigten Betriebsgrößen gemessen. Weitere CapCom–Eingänge werden das Synchronisierungssignal des Netzes sowie die vom Inkrementalgeber kommenden Signale zur Drehzahl– und Lagewinkelmessung des Generators aus.

Der Mikrokontroller kann zur Programmierung über eine RS232–Schnittstelle mit einem PC kommunizieren. Die Programmierung selbst erfolgt in der Programmiersprache C [53].

Die genauen Daten der aufgebauten Laboranlage enthalten die Tabellen 2.1 bis 2.3. Einen Überblick über den realisierten Laboraufbau gibt Abb. 2.6.

Größe	Wert
a) Angaben nach [44]	
Bemessungsleistung $P_N$	6.5kW
Bemessungsdrehzahl $n_N$	$700 \frac{1}{\text{min}}$
Drehzahlbereich	$50 - 750 \frac{1}{\text{min}}$
Bemessungsspannung $U_N$	220V $\Delta$
Bemessungsstrom $I_N$	17A
Bemessungsmoment $M_N$	105Nm
Polpaarzahl $z_p$	4
b) durch Messungen ermittelte Werte	
Wicklungswiderstand $R_S$	3.4 $\Omega$
Längsinduktivität $L_d$	51mH
Streuinduktivität $L_\sigma$	10.9mH
Erregerflußverkettung $\Psi'_f$	1.02Vs
Trägheitsmoment des gesamten Maschinensatzes $J$	1.6Nms <sup>2</sup>

Tabelle 2.1: Daten des verwendeten Synchrongenerators

Größe	Wert
a) intelligentes Power Modul [19]	
maximale Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE,max}$	1200V
Kollektorstrom $I_C$	50A
PWM Frequenz $f_{PWM}$	15kHz
Arbeitstemperaturbereich	-20–+100°C
Versorgungsspannung Steuerteil	15V
Überstromabschaltung	112A
b) Netzdrosseln [69]	
Induktivität $L$	1mH
Frequenz $f$	50Hz
Wicklungswiderstand	27.9mΩ
Bemessungsstrom $I_N$	16A
c) Zwischenkreiskondensatoren [14]	
Kapazität	3300μF
Nennspannung $U_N$	450V
Wechselstrombelastbarkeit bei 100Hz	23A
Ersatzserienwiderstand	34mΩ

Tabelle 2.2: Daten der eingesetzten leistungselektronischen Bauteile

Größe	Wert
a) Strombildner nach [58]	
Meßbereich	0 bis ±70A
Nennstrom	50A
Übersetzungsverhältnis	1 : 1000
Genauigkeit bei 25°C und Nennstrom	±0.5%
b) Inkrementalgeber nach [38]	
Strichzahl	1024
Referenzsignal	1 Rechtecksignal pro Umdrehung
Abtastfrequenz	0 bis 160kHz

Tabelle 2.3: Daten der verwendeten Meßwertgeber

## 2.4 Hilfsmittel zur Systemanalyse

### 2.4.1 Raumzeigerdefinitionen

#### 2.4.1.1 Komplexer Raumzeiger für dreiphasige Systeme

Raumzeiger vereinfachen die mathematische Beschreibung des dynamischen elektrischen Betriebsverhaltens dreiphasiger elektrischer Systeme. Dabei berechnet sich der komplexe Raumzeiger  $\underline{x}$  aus den drei zugehörigen Zeitwerten der Stranggrößen  $x_1$ ,  $x_2$  und  $x_3$  des elektrischen Systems gemäß der bezugskomponenteninvarianten Definition (im Gegensatz zu [82])

$$\underline{x} = \frac{2}{3}(x_1 + \underline{a}x_2 + \underline{a}^2x_3) \quad \text{mit} \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (2.1)$$

Zur vollständigen Beschreibung eines beliebigen Dreiphasensystems wird noch die Nullkomponente  $x_0$  benötigt. Liegt jedoch, was fast immer der Fall ist, ein symmetrisches System in Dreieckschaltung oder Sternschaltung mit nicht angeschlossenem Sternpunkt vor, so gilt

$$x_0 = x_1 + x_2 + x_3 = 0. \quad (2.2)$$

Für die beiden kartesischen Komponenten  $x_\alpha$  und  $x_\beta$  des Raumzeigers  $\underline{x}$  aus Gl. (2.1) gilt die Transformationsvorschrift [16]

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Ist nach Gl. (2.2)  $x_0 = 0$ , so erfolgt die Rücktransformation des Raumzeigers  $\underline{x}$  in die drei Stranggrößen mit Hilfe der Vorschrift

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Betrag  $x$  und Phasenwinkel  $\varphi$  für die polare Darstellung  $\underline{x} = xe^{j\varphi}$  des Raumzeigers  $\underline{x} = x_\alpha + jx_\beta$  ergeben sich aus

$$\begin{aligned} x &= \sqrt{x_\alpha^2 + x_\beta^2} \\ \cos \varphi &= \frac{x_\alpha}{x} \\ \sin \varphi &= \frac{x_\beta}{x}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Die Raumzeigerdefinition nach Gl. (2.1) besitzt die Eigenschaft, die Stranggrößen sinusförmiger symmetrischer Dreiphasensysteme

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \hat{x} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

amplitudentreu in die kartesischen Komponenten  $x_\alpha$  und  $x_\beta$  umzusetzen. Das heißt, daß der Zeitwert der Stranggröße  $x_1$  einfach durch die Projektion des komplexen Raumzeigers  $\underline{x}$  auf die reelle Achse gewonnen werden kann.

Daraus ergibt sich aber, daß die Raumzeigerdefinition nach Gl. (2.1) eine leistungsvariante Transformation der elektrischen Stranggrößen darstellt. Sind  $\underline{u}$  und  $\underline{i}$  die über Gl. (2.1) aus den Stranggrößen gewonnenen Raumzeiger von Strangspannung und Strangstrom, so berechnet sich der Zeitwert der Gesamtleistung der drei Stränge über

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\underline{u}\underline{i}^*\}, \quad (2.7)$$

wobei  $\underline{i}^*$  der zu  $\underline{i}$  konjugiert komplexe Raumzeiger ist.

Wechselt man das Bezugssystem vom  $\alpha, \beta$ -Bezugssystem zu einem anderen beliebigen kartesischen a,b-Koordinatensystem, dessen reelle a-Achse wie in Abb. 2.7 dargestellt um den Winkel  $\gamma_B$  gegenüber der  $\alpha$ -Achse verdreht ist, so ergibt sich der Raumzeiger  $\underline{x}^B$  in dem neuen Bezugssystem über

$$\underline{x}^B = \underline{x}e^{-j\gamma_B} = \frac{2}{3}(x_1 + \underline{a}x_2 + \underline{a}^2x_3)e^{-j\gamma_B}. \quad (2.8)$$

Dabei wird der Raumzeiger nun zur besseren Kennzeichnung je nach seinem Bezugssystem mit einem hochgestellten Index versehen. Für die verschiedenen Bezugssysteme gelten die folgenden Zusammenhänge:

- |   |                        |            |
|---|------------------------|------------|
| • orientierungsfreies Bezugssystem        | $\gamma_B = \gamma_B$  | Index B    |
| • statorfestes Bezugssystem               | $\gamma_B = 0$         | kein Index |
| • rotorfestes Bezugssystem                | $\gamma_B = \gamma$    | Index R    |
| • hauptflußfestes Bezugssystem            | $\gamma_B = \varphi_S$ | Index F    |
| • netzquellenspannungsfestes Bezugssystem | $\gamma_B = \alpha_N$  | Index N    |

Mit Hilfe der Park'schen Transformation nach den Gln. (2.9) und (2.10) [6, 55] kann die Umrechnung der kartesischen Komponenten in ein anderes Bezugssystem und deren Rückrechnung erfolgen.

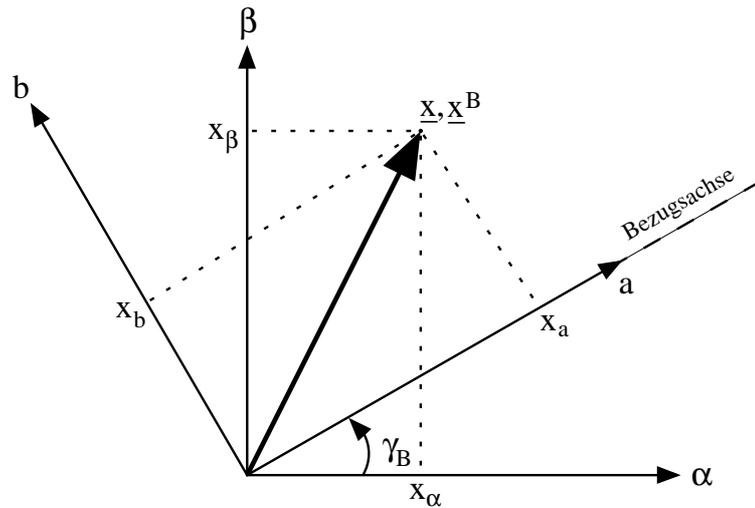


Abbildung 2.7: Wechsel des Bezugssystems

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_B & \sin \gamma_B \\ -\sin \gamma_B & \cos \gamma_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_B & -\sin \gamma_B \\ \sin \gamma_B & \cos \gamma_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

### 2.4.1.2 Vereinfachungen

Gilt für das Nullsystem  $x_0 = 0$ , so ist das zweidimensionale System mit den drei Stranggrößen überbeschrieben. Das bedeutet, daß  $x_1$ ,  $x_2$  und  $x_3$  nicht unabhängig voneinander sind und somit die kartesischen Koordinaten  $x_\alpha$  und  $x_\beta$  aus Gl. (2.3) nach Gl. (2.11) aus nur zwei der drei Stranggrößen berechnet werden können, wodurch der Meßaufwand minimiert werden kann

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Zur Messung der Strangspannungen ist ein Zugang zum Sternpunkt erforderlich, was oft einen erheblichen Mehraufwand verursacht. Anstatt in der Meßwerterfassung einen künstlichen Sternpunkt zu erzeugen, werden zwei der Zwischenleiterspannungen  $u_{12}$  und  $u_{23}$  gemessen. Bei Symmetrie lassen sich daraus dann über

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

die kartesischen Komponenten des Spannungsraumzeigers berechnen.

## 2.4.2 Hilfsmittel zum Reglerentwurf

### 2.4.2.1 Die Z-Transformation für lineare Abtastsysteme

Kommt für die Regelung eines Systems ein Mikrokontroller zum Einsatz, so wird die zeitveränderliche Regelgröße nicht mehr kontinuierlich erfaßt, sondern zu äquidistanten Zeitpunkten gemessen. Die zeitveränderliche Größe wird abgetastet. Liegen die Abtastzeitpunkte im Verhältnis zur kleinsten Zeitkonstanten der Strecke weit auseinander, kann nicht mehr von einem quasikontinuierlichen System gesprochen werden. Soll ein computerorientierter Reglerentwurf [78] vorgenommen werden, so steht für die mathematische Beschreibung solcher Abtastsysteme die Z-Transformation zur Verfügung.

Für die Integration eines Signals in einem solchen Abtastsystem, wie sie für den I-Anteil eines PI-Reglers benötigt wird, gibt es verschiedene Möglichkeiten, um den Fehler zwischen berechnetem und realem Wert der zeitveränderlichen Größe möglichst gering zu halten. Da der Verlauf der zeitkontinuierlichen Funktion  $F(t)$  zwischen den einzelnen Abtastzeitpunkten nicht erfaßt wird, ist er für die Integration nicht verfügbar. Lediglich die Funktionswerte zu den Abtastzeitpunkten  $F_k$  stehen zur Verfügung. Daraus lassen sich im wesentlichen drei Varianten für die Integralberechnung herleiten [30].

Nach Abb. 2.8 ist mit  $v$  als Ausgangsgröße eines zeitdiskreten Integrators und  $T = (t_{k+1} - t_k)$  als Abtastintervall die erste Näherungsmöglichkeit, die die Fläche  $A1$  beschreibt,

$$v_{k+1} = v_k + F_k T, \quad (2.13)$$

die bei einer positiven Steigung von  $F(t)$  zu klein und bei einer negativen Steigung zu groß ausfallen wird.

Berechnet man hingegen  $v_{k+1}$  über

$$v_{k+1} = v_k + F_{k+1} T, \quad (2.14)$$

was dem Flächeninhalt der Flächen  $A1 + A2 + A3$  entspricht, verhält sich der Fehler genau umgekehrt zu der Berechnung nach Gl. (2.13). Die dritte Möglichkeit besteht darin, die Summe der Flächen  $A1$  und  $A3$  zu berechnen

$$v_{k+1} = v_k + \frac{1}{2}(F_{k+1} + F_k)T. \quad (2.15)$$

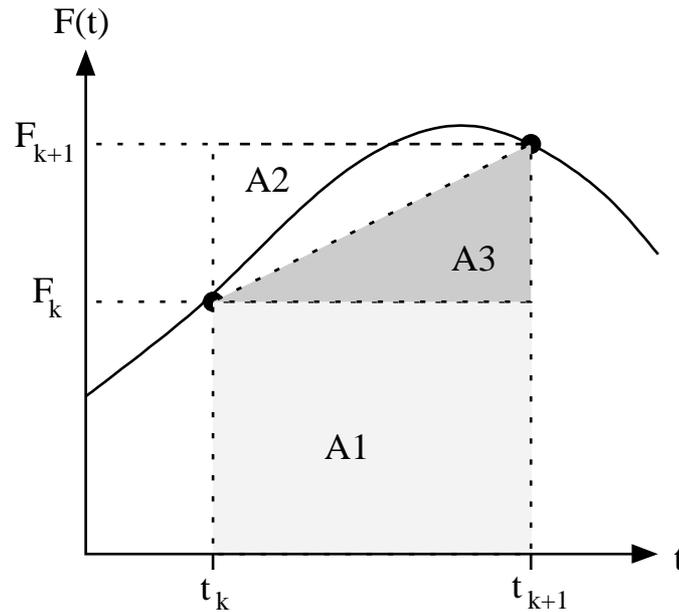


Abbildung 2.8: Näherungsmöglichkeiten des kontinuierlichen Integrals

Sie wird im Normalfall gewiß zur kleinsten Abweichung gegenüber dem zeitkontinuierlichen Wert führen, hat aber den Nachteil, daß immer zwei Werte des abgetasteten Signals,  $F_k$  und  $F_{k+1}$ , abgespeichert werden müssen. Hinzu kommt ein höherer Rechenaufwand durch die Addition und Division.

Hier wurde die Berechnung nach Gl. (2.13) gewählt. So ergibt sich die Zustandsgleichung eines zeitdiskreten Regeldifferenzintegrators zu

$$v_{k+1} = v_k + T(x_{\text{soll},k} - x_{\text{ist},k}). \quad (2.16)$$

#### 2.4.2.2 Die Methode der Eigenwertvorgabe

Für einen zeitdiskreten Reglerentwurf gibt es verschiedene Verfahren. Für eine Umsetzung des entworfenen Reglers auf einem Mikrokontroller ist besonders ein Reglerentwurf im Zustandsraum geeignet [26, 47]. Da die Streckenparameter nicht genau bekannt sind und Parameterschwankungen, zum Beispiel durch den Einfluß der Temperatur, mit Sicherheit auftreten werden, ist der Entwurf auf endliche Einstellzeit nicht geeignet. Außerdem fallen die dabei auftretenden Beträge der Reglerkoeffizienten so hoch aus, daß durch die unvermeidbaren Meßungenauigkeiten starke Regelbewegungen verursacht werden. Aus diesem Grunde wurde auf das Entwurfsverfahren der Eigenwertvorgabe zurückgegriffen.

Das dynamische Verhalten eines Abtastsystems wird im wesentlichen durch seine Eigenwerte bestimmt. So kann ein gewünschtes dynamisches Verhalten dadurch erreicht werden, daß die Eigenwerte an bestimmte Stellen in der  $z$ -Ebene plaziert werden.

Dabei stellt sich die Frage, wohin die Eigenwerte gelegt werden müssen. Da ein zeitinvariantes Abtastsystem gewiß stabil ist, wenn alle seine Eigenwerte im Inneren des Einheitskreises der  $z$ -Ebene liegen [26, 45], müssen sie alle in den Einheitskreis gelegt werden. Der Vorgang klingt um so schneller ab, je kleiner der Betrag des Eigenwertes ist. Ein schnelles Abklingen einer Schwingung ist aber nicht gleichzusetzen mit geringem Überschwingen. Dafür ist vielmehr die Dämpfung des Systems verantwortlich. Der Zusammenhang von Betrag  $r$  und Argument  $\varphi$  eines Eigenwertpaares mit der Dämpfung  $d$  ist in Gl. (2.17) wiedergegeben.

$$r = e^{-\frac{d}{\sqrt{1-d^2}}\varphi}, \quad 0 < \varphi < \pi \quad (2.17)$$

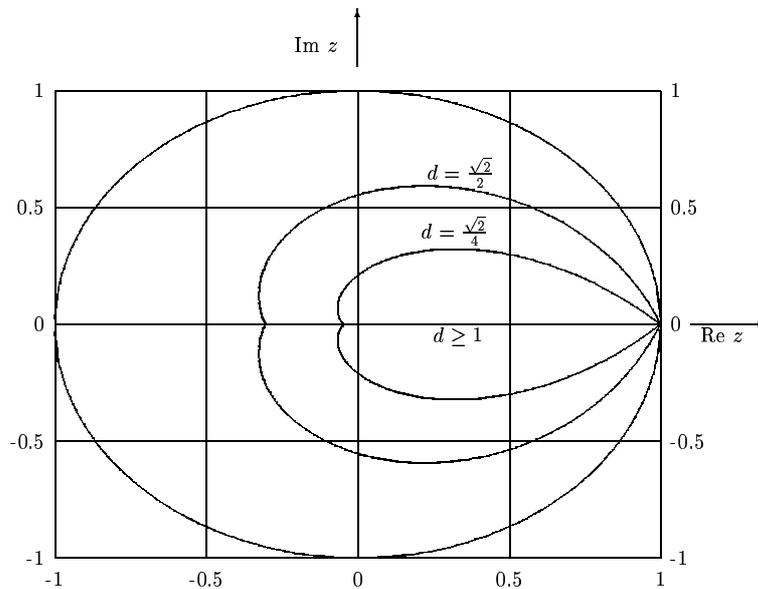


Abbildung 2.9: Mögliche Lage der Eigenwerte einer Abtastregelung bei vorgegebener Dämpfung

Wird eine bestimmte Dämpfung vorgegeben, so ergeben sich Kurven nach Abb. 2.9, auf denen die Eigenwerte des Systems liegen müssen. Liegen sie im Inneren

der jeweiligen Kurve, so wird die Dämpfung des Systems größer als die vorgegebene. Je größer die geforderte Dämpfung ist, desto stärker wird die negative reelle Achse ausgespart. Die positive reelle Achse sowie der Nullpunkt liegen jedoch im Inneren aller Kurven. Werden die Eigenwerte rein reell gewählt, vermeidet man Oszillationen in den Zeitverläufen der Zustandsgrößen. Die Wahl aller Eigenwerte zu Null entspricht dem Entwurf auf endliche Einstellzeit [26], der bereits aus den genannten Gründen verworfen wurde.

Sind die Eigenwerte des geregelten Systems festgelegt worden, so muß die Reglermatrix  $\underline{R}$  aus Abb. 2.10 so gewählt werden, daß die Abtastregelung tatsächlich die gewünschten Eigenwerte  $z_0, z_1, \dots, z_n$  besitzt. Die ungerregelte Strecke wird dabei nach Abb. 2.10 über ihre Zustandsdifferenzgleichung

$$\underline{x}_{k+1} = \underline{\Phi}\underline{x}_k + \underline{H}u_k \quad (2.18)$$

beschrieben. Zur Festlegung der Eigenwerte müssen die Nullstellen des charakteristischen Polynoms der Abtastregelung Gl. (2.19), die die Eigenwerte der Abtastregelung sind, ausgewertet werden

$$\det[z\underline{I} - (\underline{\Phi} - \underline{H}\underline{R})] = 0. \quad (2.19)$$

Die einzelnen Matrizen ergeben sich dabei aus Abb. 2.10. Sollen die gewählten Eigenwerte  $z_0, z_1, \dots, z_n$  nun die Eigenwerte des Systems sein, so muß sich Gl. (2.19) in der Form

$$(z - z_0)(z - z_1) \dots (z - z_n) = 0 \quad (2.20)$$

darstellen lassen. Durch Gleichsetzen der Gln. (2.19) und (2.20) lassen sich die Reglerparameter aus dem Koeffizientenvergleich ermitteln.

Für den Sonderfall eines Systems zweiter Ordnung ergibt sich

$$\begin{aligned} \det[z\underline{I} - \underline{\Phi} + \underline{H}\underline{R}] &= \begin{vmatrix} z - \Phi_{11} + h_1 r_1 & -\Phi_{12} + h_1 r_2 \\ -\Phi_{21} + h_2 r_1 & z - \Phi_{22} + h_2 r_2 \end{vmatrix} = \\ &= z^2 - z(z_0 + z_1) + z_0 z_1, \end{aligned} \quad (2.21)$$

womit sich die beiden Reglerparameter  $r_1$  und  $r_2$  bestimmen lassen.

### 2.4.2.3 Diskretisierung linearer Übertragungsfunktionen

Für einen Reglerentwurf nach der Eigenwertvorgabe muß das ungerregelte System vollständig über eine Zustandsdifferenzgleichung in Form von Gl. (2.18)

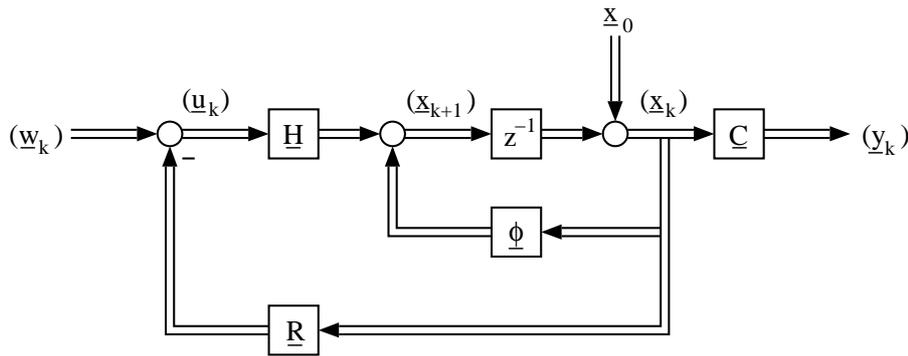


Abbildung 2.10: Struktur einer Abtastregelung

beschrieben werden. In dieser Arbeit treten dabei Integrierglieder sowie Verzögerungsglieder erster Ordnung auf.

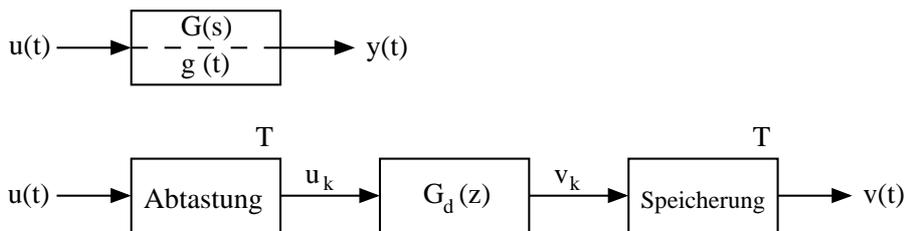


Abbildung 2.11: Diskretisierung einer linearen Übertragungsfunktion

Allgemein kann die Diskretisierung linearer Übertragungsglieder gemäß Abb. 2.11 so verstanden werden, daß die Sprungantworten  $y(t)$  und  $v(t)$  in den Abtastzeitpunkten übereinstimmen. Diese Forderung, die sich über

$$v_k = y_k = y(kT) \quad \text{für alle } k \quad (2.22)$$

beschreiben läßt, ist gleichbedeutend mit

$$V_z(z) = Y_z(z). \quad (2.23)$$

Aus Abb. 2.11 ergibt sich

$$Y_z(z) = Z\{G(s)U(s)\} \quad (2.24)$$

$$V_z(z) = G_d(z)U_z(z). \quad (2.25)$$

Da in dem System die Sprungantworten betrachtet werden sollen, muß auf das System als Eingangsgröße der Einheitssprung  $\sigma(t)$  aufgeschaltet werden. Es gilt also

$$u(t) = \sigma(t). \quad (2.26)$$

Aus den Korrespondenzen [28, 35]

$$1 \circ \bullet \frac{1}{s} \quad (2.27)$$

$$1 \circ \bullet \frac{z}{z-1} \quad (2.28)$$

ergeben sich die zu  $u(t)$  gehörenden Transformierten in der  $s$ - bzw.  $z$ -Ebene  $U(s)$  und  $U_z(z)$ . Zusammen mit den Gln. (2.23) bis (2.25) erhält man nun den gesuchten Zusammenhang der beiden Übertragungsfunktionen in der  $s$ - und der  $z$ -Ebene

$$G_d(z) = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}. \quad (2.29)$$

In den allgemeingültigen Zusammenhang der Übertragungsfunktionen nach Gl. (2.29) muß nun die jeweilige Übertragungsfunktion  $G(s)$  eingesetzt und so der genaue Zusammenhang ermittelt werden.

Für einen Integrator ergibt sich mit der Korrespondenz aus Gl. (2.27)

$$\frac{G(s)}{s} = \frac{1}{s^2}. \quad (2.30)$$

Mit  $T$  als Abtastzeit des zeitdiskreten Systems und der Korrespondenz [30, 35]

$$\frac{1}{s^2} \circ \bullet \frac{Tz}{(z-1)^2} \quad (2.31)$$

wird Gl. (2.29) zu

$$G_{d,I}(z) = \frac{z-1}{z} \frac{Tz}{(z-1)^2} = \frac{T}{z-1}. \quad (2.32)$$

Mit Gl. (2.25) und der Rechtsverschiebungsregel der  $Z$ -Transformation ergibt Gl. (2.32) den gesuchten Zusammenhang

$$v_{k+1} = Tu_k + v_k, \quad (2.33)$$

der mit der Integralberechnung nach Gl. (2.17) übereinstimmt.

Für ein PT1-Glied mit der Zeitkonstanten  $T_{VZ}$  lautet die Übertragungsfunktion [27]

$$G(s) = \frac{1}{1 + T_{VZ}s}. \quad (2.34)$$

Damit wird Gl. (2.29) zu

$$G_{d,VZ1}(z) = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{s(1+T_{VZ}s)}\right\} = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{s} - \frac{1}{s+\frac{1}{T_{VZ}}}\right\}. \quad (2.35)$$

Werden die Korrespondenzen Gl. (2.28) und [30]

$$\frac{1}{s+\alpha} \quad \circ \text{---} \bullet \quad \frac{z}{z-e^{-\alpha T}} \quad (2.36)$$

angewendet, so wird Gl. (2.34) zu

$$G_{d,VZ1}(z) = \frac{z-1}{z} \frac{z(1-e^{-\frac{T}{T_{VZ}}})}{(z-1)(z-e^{-\frac{T}{T_{VZ}}})} = \frac{1-e^{-\frac{T}{T_{VZ}}}}{z-e^{-\frac{T}{T_{VZ}}}}. \quad (2.37)$$

Mit Gl. (2.25) und der Rechtsverschiebungsregel der Z-Transformation ergibt Gl. (2.37) den gesuchten Zusammenhang

$$v_{k+1} = (1-e^{-\frac{T}{T_{VZ}}})u_k + e^{-\frac{T}{T_{VZ}}}v_k. \quad (2.38)$$

Damit sind die zeitdiskreten Beschreibungen des Integriergliedes sowie des PT1-Gliedes in einer Form gefunden worden, die sich direkt in die Zustandsdifferenzgleichung (2.18) übernehmen lassen.

# Kapitel 3

## Permanenterregter Synchrongenerator

### 3.1 Verwendetes Modell der Synchronmaschine

Für die mathematische Beschreibung des Generatorsystems werden die Systemgleichungen einer Synchronmaschine herangezogen. Dabei gelten für das Modell folgende Vereinfachungen:

- dreisträngiges, symmetrisches Wicklungssystem des Stators
- räumlich sinusförmiger Verlauf des Luftspaltfeldes
- keine Nullkomponente des dreiphasigen Stromsystems
- linearer magnetischer Kreis
- keine Impedanzen zwischen den Ständerwicklungen und ihren Anschlußpunkten
- temperatur- und stromunabhängige Maschinenparameter
- keine Stromverdrängung in den Leitern
- keine Dämpferwicklung
- Einmassensystem.

Für die Beschreibung der Synchronmaschine werde die Statorspannung mit  $u_G$ , der Statorstrom mit  $i_G$  sowie die Erregerspannung mit  $u_f$  und der Erregerstrom mit  $i_f$  bezeichnet.

Wird der nach Gl. (2.1) definierte verallgemeinerte Raumzeiger verwendet, so kann das Modell der Synchronmaschine durch die komplexen Spannungsgleichungen für Rotor und Stator

$$\underline{u}_G^B = R_S \underline{i}_G^B + j \dot{\gamma}_B \underline{\psi}_S^B + \dot{\underline{\psi}}_S^B \quad (3.1)$$

$$\underline{u}_f^B = R_f' \underline{i}_f^B + j (\dot{\gamma}_B - \dot{\gamma}) \underline{\Psi}_f^B + \dot{\underline{\Psi}}_f^B \quad (3.2)$$

beschrieben werden [82]. Dabei werden die Rotorgrößen auf die wirksame Windungszahl des Stators umgerechnet und mit einem ' gekennzeichnet.

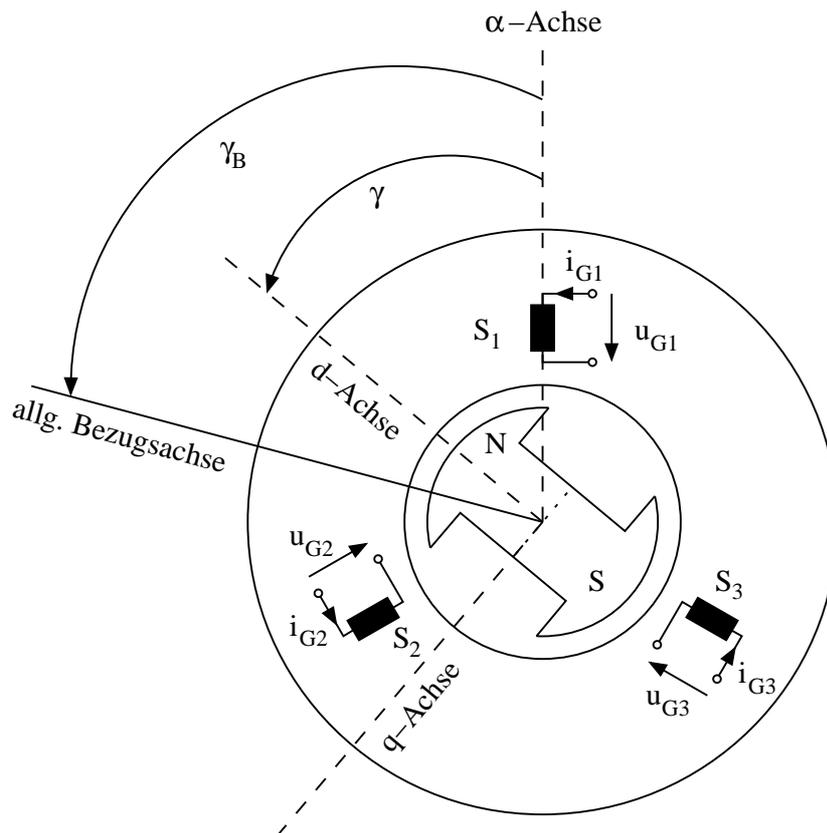


Abbildung 3.1: Zweipoliges Modell der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  berechnet sich mit den wirksamen Windungszahlen von Stator  $w_S \xi_{S1}$  und Rotor  $w_f \xi_{f1}$  über [83]

$$\ddot{u} = \frac{w_S \xi_{S1}}{w_f \xi_{f1}}. \quad (3.3)$$

In Gl. (3.1) bezeichnet  $R_S$  den Widerstand eines Statorstrangs, in Gl. (3.2)  $R'_f$  den über Gl. (3.4) auf den Stator umgerechneten Widerstand einer im Falle der hier vorliegenden Permanentenerregung fiktiven Erregerwicklung

$$R'_f = \ddot{u}^2 R_f. \quad (3.4)$$

Die beiden Flußraumzeiger sind proportional zu den Stromraumzeigern und berechnen sich mit dem Erregerfluß  $\underline{\Psi}'^B$  und dem Statorfluß  $\underline{\psi}_S^B$  zu

$$\underline{\psi}_S^B = (L_{Sh} + L_{S\sigma}) \underline{i}_G^B + \underline{\Psi}'^B \quad (3.5)$$

$$\underline{\Psi}'^B = \frac{2}{3} L_{Sh} \underline{i}'^B. \quad (3.6)$$

$L_{Sh}$  bezeichnet dabei die statorbezogene Hauptinduktivität, während  $L_{S\sigma}$  die Statorstreuinduktivität ist.  $\frac{2}{3} \underline{i}'^B$  ist ein auf die Statorseite umgerechneter fiktiver Erregerstrom einer elektrisch erregten Synchronmaschine, der in der Ständerwicklung als dreiphasiger Strom denselben Fluß hervorrufen würde wie der einphasig im Rotor fließende Strom  $i_f$ .

## 3.2 Wahl der Bezugsachse

Die Kopplung der drei Statorstränge nach Abb. 3.1 ist durch den magnetisch inhomogenen Rotor abhängig vom Rotorpositionswinkel  $\gamma$ . Damit wird die für die Beschreibung der Synchronmaschine benötigte Induktivitätsmatrix drehwinkelabhängig. Werden die komplexen Raumzeiger in ein mit dem magnetisch inhomogenen Maschinenteil, dem Polrad, umlaufendes Koordinatensystem gelegt, so wird die zeitvariante Induktivitätsmatrix zeitinvariant, wodurch sich das Gleichungssystem der Synchronmaschine erheblich vereinfacht [82].

Die Bezugsachse wird im rotorfesten Bezugssystem in die Richtung des Raumzeigers des Erregerflusses  $\underline{\Psi}'^B$  gelegt, so daß sich für den Bezugswinkel

$$\gamma_B = \gamma \quad (3.7)$$

ergibt. Die Raumzeiger von Statorstrom und Statorspannung werden dann mit Gl. (3.7) und Gl. (2.8) zu

$$\underline{u}_G^R = u_{Gd} + ju_{Gq} = \frac{2}{3}(u_{G1} + \underline{a}u_{G2} + \underline{a}^2u_{G3})e^{-j\gamma} \quad (3.8)$$

$$\underline{i}_G^R = i_{Gd} + ji_{Gq} = \frac{2}{3}(i_{G1} + \underline{a}i_{G2} + \underline{a}^2i_{G3})e^{-j\gamma}. \quad (3.9)$$

Aus der Statorspannungsgleichung nach Gl. (3.1) ergibt sich in den rotorfesten d,q-Komponenten

$$u_{Gd} = R_S i_{Gd} - \dot{\gamma} \psi_{Sq} + \dot{\psi}_{Sd} \quad (3.10)$$

$$u_{Gq} = R_S i_{Gq} + \dot{\gamma} \psi_{Sd} + \dot{\psi}_{Sq}. \quad (3.11)$$

Die von  $\dot{\gamma}$  abhängige Komponente der Statorspannung ist die rotatorisch induzierte Spannung, während die Ableitung des Flusses nach der Zeit  $\dot{\Psi}$  die transformatorisch induzierte Spannung ist.

Die Verkettungsflüsse in der direkten Achse und der Querachse werden mit den Gln. (3.5) und (3.6) zu

$$\psi_{Sd} = L_d i_{Gd} + \Psi_f' \quad (3.12)$$

$$\psi_{Sq} = L_q i_{Gq} \quad (3.13)$$

$$\Psi_f' = \frac{2}{3} L_{hd} i_f'. \quad (3.14)$$

Setzt man einen Vollpolläufer mit  $L_d = L_q$  voraus, so ergibt sich aus den Spannungs- und Flußbeziehungen der Gln. (3.10) bis (3.14) das in Abb. 3.2 wiedergegebene Zeigerdiagramm. Die d-Komponente des Statorstroms ist in dieser Darstellung zu null gewählt.

Neben den elektrischen Zusammenhängen gehört zur vollständigen Beschreibung des mechanischen Verbandes, bestehend aus der Windturbine und dem Generator, noch das mechanische Teilsystem. Das von dem Generator entwickelte innere Drehmoment  $m_i$  berechnet sich mit der Polpaarzahl  $z_p$  über [82]

$$m_i = \frac{3}{2} z_p \Im \{ \underline{i}_G^B \underline{\psi}_S^{*B} \}. \quad (3.15)$$

Im rotorfesten Bezugssystem ergibt sich damit mit Gl. (3.9) sowie den Gln. (3.12) und (3.13) für das innere Drehmoment des Generators

$$m_i = \frac{3}{2} z_p (\psi_{Sd} i_{Gq} - \psi_{Sq} i_{Gd}) = \frac{3}{2} z_p \underbrace{(\Psi_f' i_{Gq})}_{m_{\text{syn}}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_{Gd} i_{Gq}}_{m_{\text{RL}}}. \quad (3.16)$$

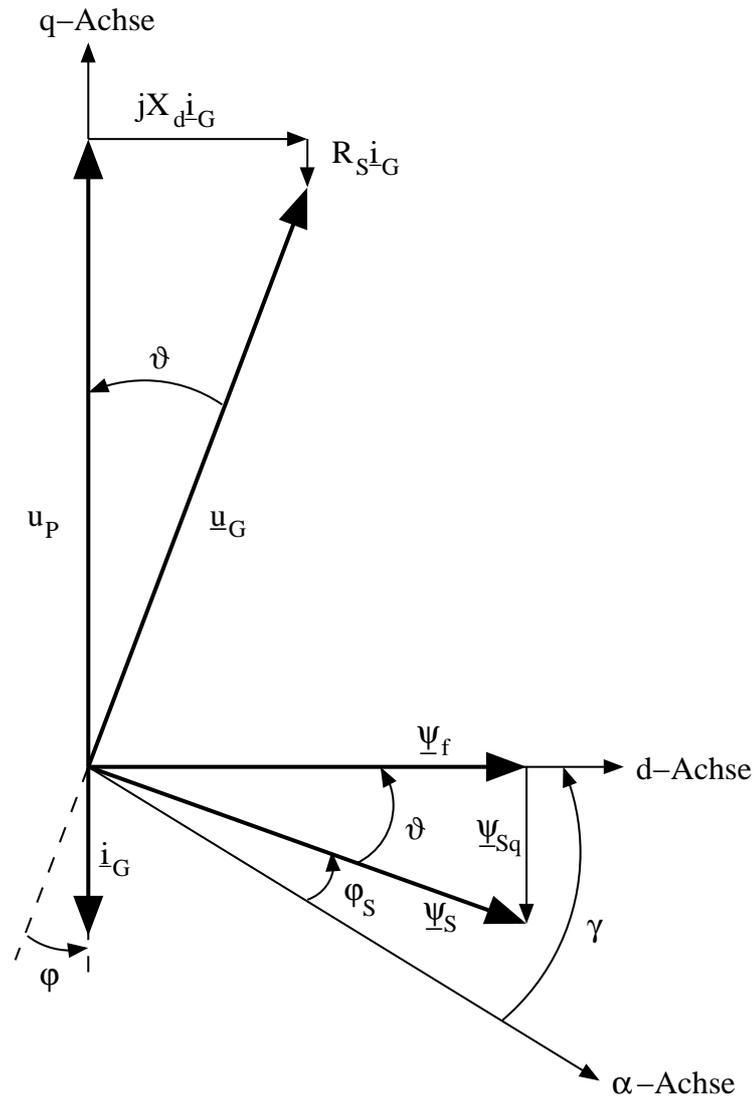


Abbildung 3.2: Zeigerdiagramm des Synchronengenerators unter der Voraussetzung  $L_d = L_q$  mit  $i_d = 0$

Der erste hier mit  $m_{\text{syn}}$  bezeichnete Anteil aus Gl. (3.16) ist das synchrone Nutzmoment, das vom Stator- und Rotordrehfeld erzeugt wird, der zweite Anteil  $m_{\text{RL}}$  ist ein vom Statorfeld allein erzeugtes Reaktionsmoment, das bei Schenkelpollläufern mit  $L_{\text{hd}} \neq L_{\text{hq}}$  auftritt.

Die Bewegungsgleichung des Systems läßt sich mit einem Lastmoment  $m_L$ , das neben der tatsächlichen Last auch die mechanischen Verluste der Antriebseinheit

beinhaltet, und dem Trägheitsmoment  $J$  zu

$$m_i - m_L = J\dot{\Omega} \quad (3.17)$$

berechnen [41].

Der Zusammenhang zwischen der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  des Generators und der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\gamma}$  ergibt sich über die Polpaarzahl  $z_p$

$$\Omega = \frac{\dot{\gamma}}{z_p}. \quad (3.18)$$

### 3.3 Zustandsgleichungen der Synchronmaschine

Die Zustandsraumdarstellung des mathematischen Modells der Synchronmaschine wird für den Reglerentwurf nach der Eigenwertmethode benötigt. Für das elektrische Teilsystem wird der Statorstrom  $\underline{i}_G$  nach Gl. (3.9) als Zustandsgröße gewählt. Durch Umformung der Gln. (3.10) und (3.11) unter Mitverwendung der Gln. (3.12) und (3.13) ergibt sich unter der Voraussetzung, daß

$$\dot{\Psi}'_f = 0 \quad (3.19)$$

gilt, was für eine permanenterrechte Maschine gegeben ist, für die Statorstromkomponenten im polradfesten Bezugssystem  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_{Gd} \\ \dot{i}_{Gq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \dot{\gamma} \frac{L_q}{L_d} \\ -\dot{\gamma} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Gd} \\ i_{Gq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Gd} \\ u_{Gq} \end{bmatrix} + \dots \\ &\dots + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\dot{\gamma}}{L_q} \end{bmatrix} \Psi'_f. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Für das mechanische Teilsystem wird in Gl. (3.17) unter Verwendung des Zusammenhangs aus Gl. (3.18) die Rotorpositionswinkelgeschwindigkeit  $\dot{\gamma}$  als Zustandsgröße gewählt. Mit den Gln. (3.16) und (3.17) lautet die Zustandsgleichung für das mechanische Teilsystem

$$\ddot{\gamma} = \frac{z_p}{J} \left[ \frac{3}{2} z_p (\Psi'_f i_{Gq} + (L_d - L_q) i_{Gd} i_{Gq}) - m_L \right]. \quad (3.21)$$

Die Steuergröße des elektrischen Teilsystems ist der Statorspannungsraumzeiger nach Gl. (3.8).

Mit diesen Zustandsgrößen ergibt sich das in Abb. 3.3 dargestellte Strukturdiagramm für die permanenterrechte Synchronmaschine.

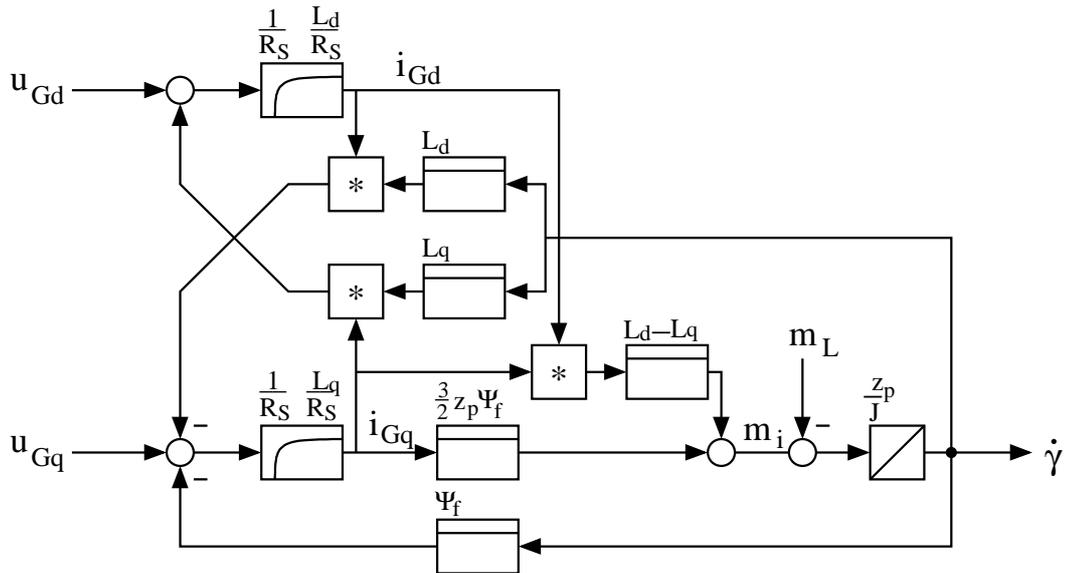


Abbildung 3.3: Strukturdiagramm der permanentenerregten Synchronmaschine mit Spannungssteuerung im polradfesten Bezugssystem

## 3.4 Messungen am Maschinensatz

### 3.4.1 Bestimmung der Maschinenparameter

Für die Beschreibung der permanentenerregten Synchronmaschine nach Gl. (3.20) werden die Parameter der Maschine benötigt. Da für den Synchrongenerator aus dem Laboraufbau keine Kenntnisse über seinen mechanischen Aufbau vorliegen, müssen diese Parameter meßtechnisch bestimmt werden.

Die Messung des Statorwiderstandes  $R_S$  erfolgte, nachdem die Maschine auf Betriebstemperatur erwärmt worden war. Da bei dem Generator jeweils beide Anschlüsse der drei Statorwicklungen zugänglich sind, wurden die drei Statorstränge in Reihe geschaltet und ein Gesamtwiderstand  $R_\Sigma$  ermittelt. Der mittlere Statorwiderstand eines Stranges berechnet sich dann zu

$$R_S = \frac{1}{3} R_\Sigma. \quad (3.22)$$

Der Erregerfluß der Maschine  $\Psi_f'$  ergibt sich mit Gl. (3.5) nach Gl. (3.1). Wird die Maschine im Leerlauf angetrieben, so entspricht der Erregerfluß der Steigung der Leerlaufkennlinie  $u_p(n)$  nach Abb. 3.4. Dabei muß nach Gl. (3.1) die Drehzahl

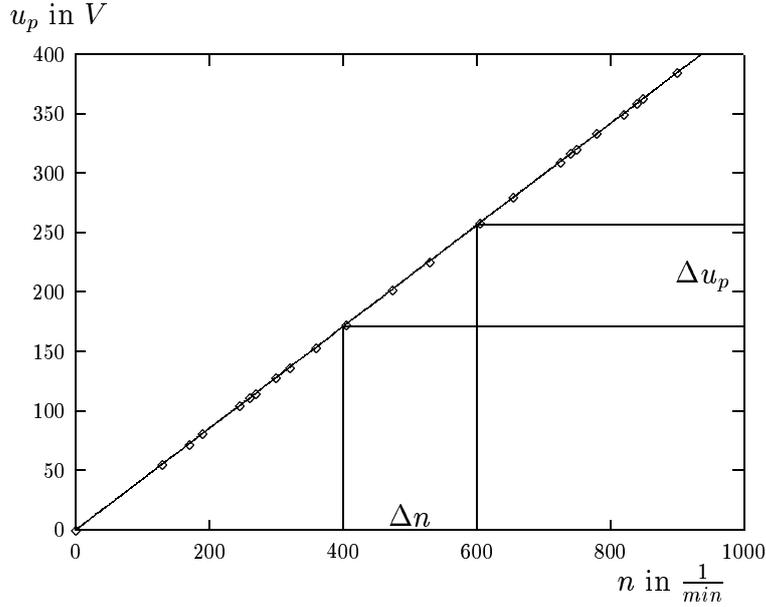


Abbildung 3.4: Messung der Polradspannung  $u_p$  in Abhängigkeit von der Drehzahl  $n$

$n$  in die elektrische Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\gamma}$  umgerechnet werden. Es ergibt sich also für den Erregerfluß [65]

$$\Psi'_f = \frac{60}{2\pi z_p} \frac{\Delta u_p}{\Delta n}. \quad (3.23)$$

Die beiden Ständerinduktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  setzen sich aus dem mit dem Rotorfluß gekoppelten Hauptanteil  $L_{hd}$  und  $L_{hq}$  sowie aus dem Streuteil  $L_{S\sigma}$  zusammen.

Die Nullinduktivität kann über eine Nullimpedanzmessung bestimmt werden [73, 74]. Hierzu werden die drei Statorwicklungen der stillstehenden Maschine in Reihe geschaltet und an eine sinusförmige Wechselspannung  $U_{\sim}$  mit der Kreisfrequenz  $\omega_{\sim}$  gelegt. Wird der aufgenommene Strom  $I_{\sim}$  gemessen, so berechnet sich die Nullimpedanz  $Z_0$  über

$$Z_0 = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}}. \quad (3.24)$$

Bei dem hier vorliegenden Generator liegen die drei Wicklungen so in den Nuten, daß sich die Gegeninduktionen bei der Nullimpedanzmessung aufheben. Werden die Oberwellenstreuoeffizienten zu null angenommen, so ist die Nullimpedanz mit der Streuimpedanz identisch [66, 92]. Die Streuinduktivität einer Wicklung

ergibt sich damit durch die Elimination des Statorwiderstandes  $R_S$  aus der Nullimpedanz zu

$$L_{S\sigma} = \frac{1}{\omega_{\sim}} \sqrt{\frac{1}{9} Z_0^2 - R_S^2}. \quad (3.25)$$

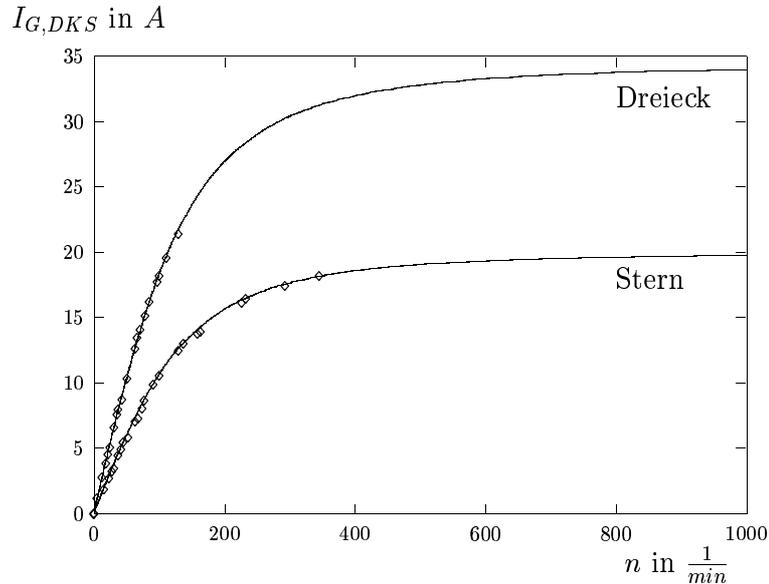


Abbildung 3.5: Gemessener Verlauf des Dauerkurzschlußstroms  $I_{G,DKS}$  über der Drehzahl  $n$  in Stern- und Dreieckschaltung

Die Summe aus Streuinduktivität  $L_{S\sigma}$  und Hauptinduktivität  $L_{Sh}$  ergibt die synchrone Induktivität der Längsachse  $L_d$ . Diese synchrone Induktivität kann über die Messung des Dauerkurzschlußstroms  $I_{G,DKS}$  meßtechnisch bestimmt werden [1, 6]. Hierzu wird die Synchronmaschine an ihren Klemmen dreipolig kurzgeschlossen. Im Dauerkurzschluß sind alle Übergangsvorgänge abgeklungen und die Amplitude des Stromraumzeigers  $\underline{i}_G$  bleibt konstant. Berücksichtigt man den im Kurzschlußfall geltenden Zusammenhang  $\underline{u}_G = 0$ , so ergibt sich aus Gl. (3.1) unter Verwendung der Gl. (3.5) und der Polradspannung  $U_p$ , die man durch Umformung aus Gl. (3.23) erhält, für die synchrone Induktivität

$$L_d = \frac{1}{\dot{\gamma}} \sqrt{\left[ \frac{U_p}{I_{G,DKS}} \right]^2 - R_S^2}. \quad (3.26)$$

Abb. 3.5 zeigt die Meßwerte des Dauerkurzschlußstroms  $I_{G,DKS}$  in Abhängigkeit von der Drehzahl  $n$ . Dabei wurde zur besseren Überprüfung der Meßergebnisse die

Synchronmaschine sowohl in Dreieck- als auch in Sternschaltung kurzgeschlossen. Um eine Entmagnetisierung der Permanentmagnete zu verhindern, wurden die Messungen nur bis etwas oberhalb des Nennstroms durchgeführt. Mit Hilfe von Gl. (3.26) wurde der Kurzschlußstrom für  $L_d = 51\text{mH}$  berechnet. Die so erhaltenen Kurven für Dreieck- und Sternschaltung sind ebenfalls in Abb. 3.5 eingezeichnet. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung der Meßwerte mit den berechneten Werten.

Zur Bestimmung der Querinduktivität  $L_q$  wird bei einer fremderregten Maschine die Erregung abgeschaltet [73]. Dies ist bei der hier vorliegenden Permanentterregung jedoch nicht möglich. Sind die Magnete im Luftspalt auf den Rotorkern montiert, so ist der Luftspalt durch die näherungsweise gleichgroßen Permeabilitätskonstanten von Luft und NdFeB nahezu konstant, weshalb von  $L_d = L_q$  ausgegangen werden kann.

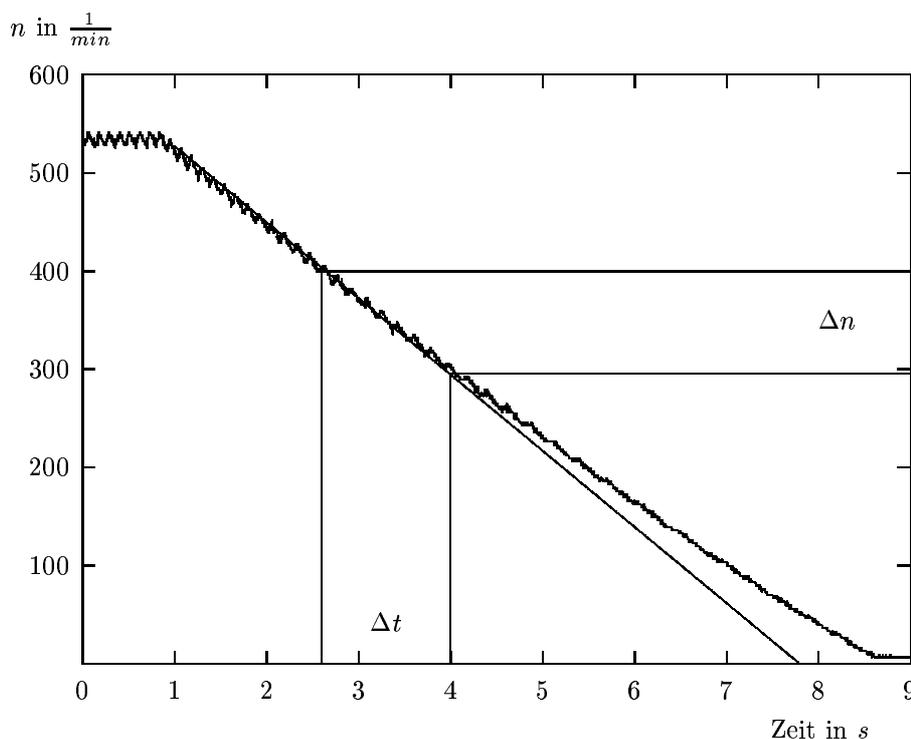


Abbildung 3.6: Drehzahlverlauf über der Zeit beim Auslaufversuch des unbelasteten Maschinensatzes

Zur Bestimmung des Trägheitsmoments des Maschinensatzes  $J$  wurde ein Auslaufversuch durchgeführt. Der Maschinensatz wurde im unbelasteten Zustand von

der Gleichstrommaschine angetrieben und das Drehmoment, das zur Deckung der Leerlaufverluste benötigt wird, über den Ankerstrom der Gleichstrommaschine bestimmt. Zum Zeitpunkt  $t = 1\text{s}$  wurden die Ankerklemmen von der Stromversorgung getrennt und der Verlauf der Drehzahl aufgezeichnet. Diesen Verlauf zeigt Abb. 3.6. Sind die Leerlaufverluste zunächst drehzahlunabhängig, so verläuft der Drehzahlabfall auf einer Geraden. Aus der Steigung dieser Geraden kann das Trägheitsmoment gemäß Gl. (3.17) mit  $m_i = 0$  bestimmt werden [20]

$$J = -\frac{\Delta t}{\Delta n} \frac{60}{2\pi} m_L. \quad (3.27)$$

### 3.4.2 Messung des Oberschwingungsgehalts

Um Aussagen über die Qualität der induzierten Spannung des permanenterregten Synchrongenerators machen zu können, wurden für verschiedene Drehzahlen die Leerlaufspannungen gemessen und die enthaltenen Oberschwingungen bestimmt. Für die Frequenzen  $f = 2\text{Hz}$  und  $f = 23\text{Hz}$  sind die Messungen der drei Strangspannungen des Generators in Abb. 3.7 und Abb. 3.8 dargestellt.

Für verschiedene Drehzahlen sind die prozentualen Anteile der einzelnen Oberschwingungen in Bezug auf die Grundschwingung, die mit 100% angesetzt wurde, in Abb. 3.9 dargestellt. Es zeigt sich, daß der prozentuale Anteil der einzelnen Oberschwingungen im wesentlichen unabhängig von der Drehzahl ist. Auffallend ist die stark ausgeprägte dritte Harmonische. Im Kurvenverlauf der Leerlaufspannung nach Abb. 3.8 spiegelt dies der abgeflachte Kurvenverlauf wieder.

Bei sehr niedrigen Drehzahlen treten weitere niederfrequente Harmonische auf, die in Abb. 3.9 nicht aufgetragen sind, da sie bereits bei einer Frequenz von  $f = 8\text{Hz}$  null sind. Man erkennt in Abb. 3.7 im negativen Maximum von  $u_{G2}$ , daß sich der sinusförmigen induzierten Spannung zeitweise eine Harmonische überlagert. Diese tritt in allen drei Strangspannungen alle vier Perioden, also einmal pro Umdrehung, auf und ist auf einen Lagerschaden der antreibenden Gleichstrommaschine zurückzuführen. Dieser begründet auch das Auftreten weiterer Harmonischer bei niedrigen Drehzahlen. Aus diesem Grund wurden sämtliche Untersuchungen für Drehzahlen oberhalb von 5Hz durchgeführt.

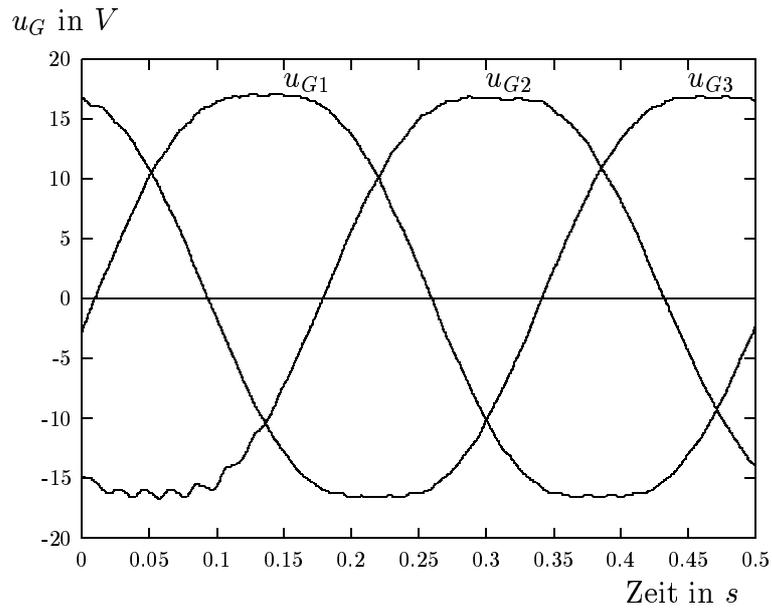


Abbildung 3.7: Strangspannungen des Synchrongenerators im Leerlauf bei einer Frequenz von  $f = 2\text{Hz}$

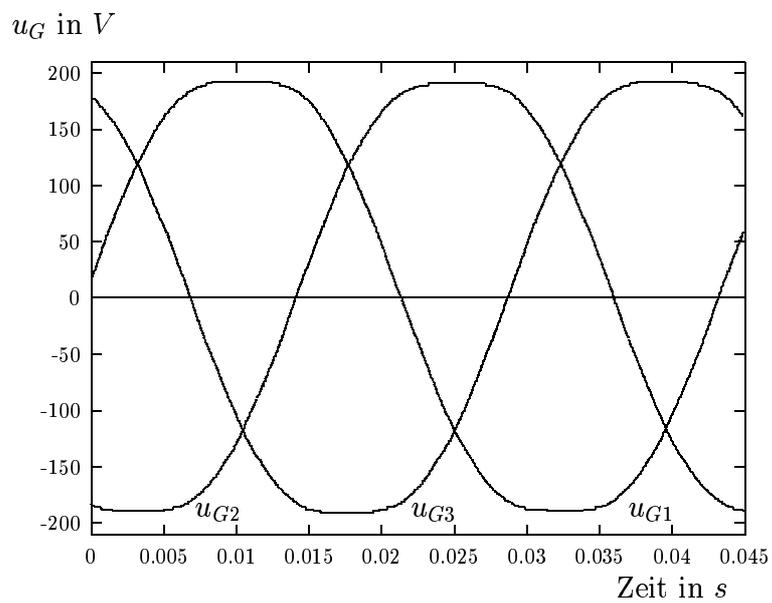


Abbildung 3.8: Strangspannungen des Synchrongenerators im Leerlauf bei einer Frequenz von  $f = 23\text{Hz}$

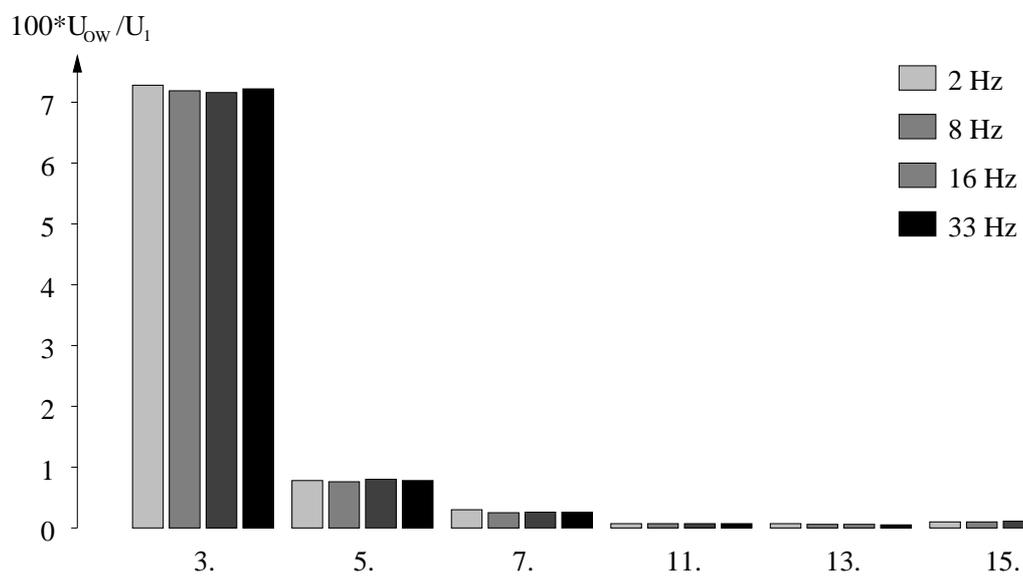


Abbildung 3.9: Oberschwingungsanteil in der Leerlaufspannung der Synchronmaschine für verschiedene Drehzahlen



# Kapitel 4

## Generatorseitiger Reglerentwurf

### 4.1 Reglerstruktur

Für den Reglerentwurf der Synchronmaschine wird von einer Vollpolmaschine ausgegangen. In diesem Fall vereinfacht sich das in Abb. 3.3 dargestellte Strukturdiagramm der permanentenerregten Synchronmaschine durch den Wegfall des Reluktanzmomentes  $m_{RL}$  aus Gl. (3.16) sowie der nicht mehr nötigen Unterscheidung der beiden Statorinduktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  erheblich. Es ist zeitinvariant und weitestgehend entkoppelt, so daß es sich sehr gut als Streckenmodell für den Reglerentwurf eignet. Die Regelung arbeitet im rotorfesten Bezugssystem und benötigt zur Berechnung der Spannungs- und Stromkomponenten nach den Gln. (3.8) und (3.9) als Eingangsgröße den momentanen Polradlagewinkel  $\gamma$ . Die Bestimmung von  $\gamma$  erfolgt entweder über einen an der Generatorwelle montierten Inkrementalgeber oder über die Berechnung des Flußraumzeigers [56, 83].

Der Drehzahlregler der Synchronmaschine erhält einen unterlagerten Stromregelkreis, der das Drehmoment regelt. Diese kaskadierte Reglerstruktur hat den Vorteil, daß die Regler für die einzelnen Regelkreise getrennt entworfen und in Betrieb genommen werden können. Dadurch können sie einfach getestet und optimiert werden. Es ergibt sich die in Abb. 4.1 dargestellte Gesamtstruktur für die Generatorregelung.

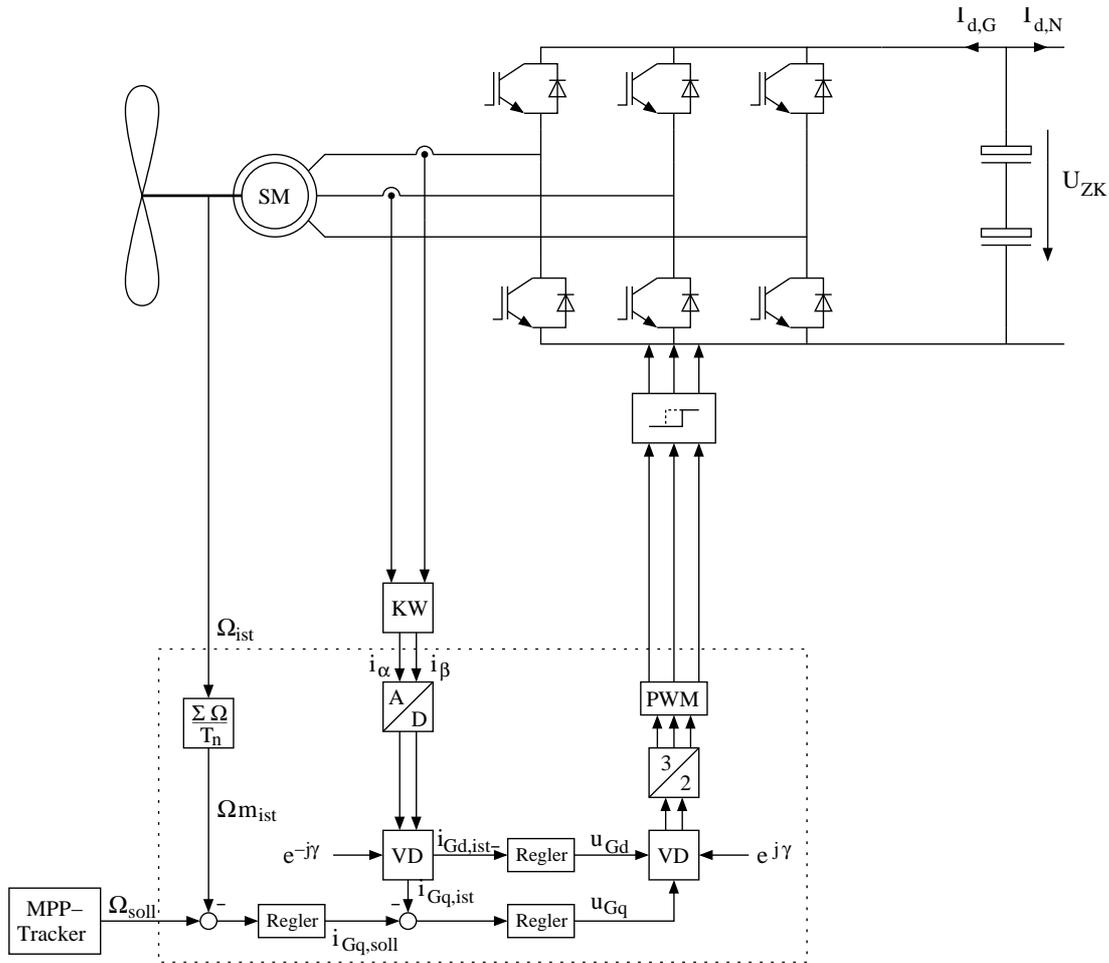


Abbildung 4.1: Strukturbild des Regelungskonzeptes für den permanentenerregten Synchrongenerator

#### 4.1.1 Sollwertvorgabe für den Stromregler

Das innere Drehmoment der Synchronmaschine  $m_i$  aus Gl. (3.16) wird bei  $L_q = L_d$  zu

$$m_i = \frac{3}{2} z_p \Psi'_f i_{Gq}. \quad (4.1)$$

Aus den Gln. (3.12) und (4.1) erkennt man, daß die permanentenerregte Drehstromsynchronmaschine mit Vollpolläufer bei Vorgabe des Ständerstromraumzeigers im rotorfesten Koordinatensystem eine mit der fremderregten Gleichstrommaschine vergleichbare Struktur besitzt.

Die d-Komponente des Statorstromraumzeigers hat nach Gl. (3.12) einen di-

rekten Einfluß auf die Statorflußkomponente der d-Achse  $\psi_{sd}$ . Das ist dieselbe Wirkrichtung wie die des Erregerflusses  $\Psi'_f$ . Die d-Komponente des Statorstromraumzeigers kann demzufolge zur Schwächung des Erregerflusses  $\Psi'_f$  und somit zur Feldschwächung der Maschine eingesetzt werden.

Aus Gl. (4.1) folgt außerdem, daß das innere Moment  $m_i$  bei konstantem Erregerfluß  $\Psi'_f$  proportional zur q-Komponente des Statorstromraumzeigers ist. Somit kann durch die Vorgabe der beiden Komponenten des Statorstromraumzeigers im polradfesten Bezugssystem  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$  die getrennte Einstellung von Erregung und Moment der Maschine erfolgen.

Durch die drehmomentbildende Ständerstromkomponente  $i_{Gq}$  wird die Statorflußkomponente  $\psi_{sq}$  nach Gl. (3.13) im Betrieb erhöht, was eine Steigerung des Betrags des Ständerflusses zur Folge hat. Das vergrößerte  $\psi_{sq}$  erhöht nach Gl. (3.10) den rotatorisch induzierten Anteil der Spannung der Maschine in der d-Achse. Dadurch wächst der durch die Abhängigkeit von  $\dot{\gamma}$  mit der Drehzahl stetig ansteigende Statorspannungsbedarf weiter. Da die Stromrichterausgangsspannung jedoch begrenzt ist, ist auch die Amplitude der maximal zulässigen Polradspannung und damit die maximal zulässige Drehzahl der Synchronmaschine begrenzt. Die feldschwächende Wirkung der Statorstromkomponente  $i_{Gd}$  könnte durch ihren Einfluß auf  $\psi_{sd}$  zur Erweiterung des Drehzahlstellbereiches genutzt werden [56]. Dabei ist allerdings wegen des relativ großen effektiven Luftspaltes permanenterregter Maschinen und der daraus resultierenden kleinen Hauptinduktivität für die Feldschwächung eine betragsmäßig hohe Statorstromkomponente  $i_{Gd}$  erforderlich. Damit wird die maximal zulässige Strombelastung des Umrichters schnell erreicht. Die Stromwärmeverluste in den Ständerwicklungen des Generators, die proportional zum Quadrat des Effektivwertes des Ständerstroms sind, steigen ebenfalls stark an und verschlechtern den Wirkungsgrad des Generators. Aus diesen Gründen wird auf die Möglichkeiten des Feldschwächbetriebes verzichtet und der Sollwert der Statorstromkomponente konstant auf

$$i_{Gd} = 0 \quad (4.2)$$

gesetzt.

#### 4.1.2 Entkopplung der Stromregelstrecke

Betrachtet man die beiden Gln. (3.10) und (3.11), so zeigt sich, daß die beiden Achsen der Regelstrecke durch die rotatorisch induzierten Spannungen der ortho-

gonalen Achsen nicht vollständig entkoppelt sind. Die Regelstrecken werden durch die Multiplikation der zwei Zustandsgrößen, der jeweils zur Achse orthogonalen Stromkomponente und der Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\gamma}$ , darüber hinaus nichtlinear. Man könnte den jeweiligen Einfluß auf die andere Achse als Störgröße ansehen und für den Reglerentwurf außer Betracht lassen. Ungewöhnlich dabei ist, daß diese Störgröße nicht auf die zu regelnde Ausgangsgröße, sondern auf die Stellgröße der Strecke einwirkt. Außerdem ist unter der Voraussetzung, daß die Maschinenparameter genau bestimmt sind, die Störgröße bekannt.

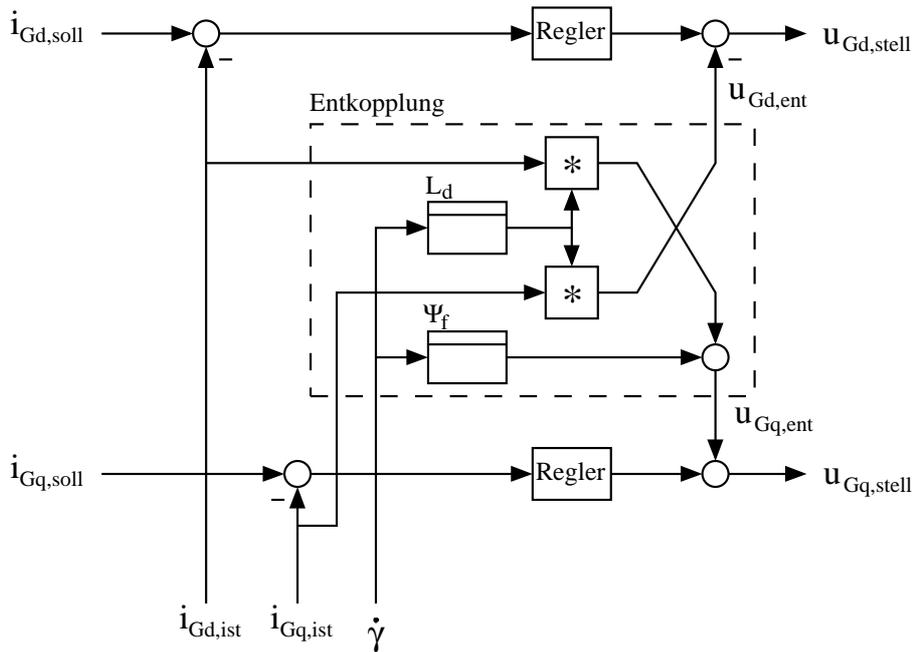


Abbildung 4.2: Struktur des Statorstromreglers im polradfesten Bezugssystem mit der Entkopplung der d- und der q-Achse des Generators zur Linearisierung der Statorstromregelstrecken

Es liegt also nahe, für ein gutes dynamisches Verhalten der Regelung die beiden Verkopplungsterme der Synchronmaschine vorab zu berechnen und als Vorsteuergrößen zu den Reglerausgangsgrößen hinzu zu addieren. Dadurch werden die Regelstrecken der beiden Statorstromkomponenten linearisiert.

Die beiden Entkopplungsterme ergeben sich aus den Gln. (3.10) und (3.11) mit Gln. (3.12) und (3.13) zu

$$u_{Gd,ent} = -\dot{\gamma}L_q i_{Gq} \quad (4.3)$$

$$u_{Gq_{\text{ent}}} = \dot{\gamma}(L_d i_{Gd} + \Psi'_f). \quad (4.4)$$

Damit ergibt sich für die gesamte Struktur des Statorstromreglers einer Vollpolmaschine Abb. 4.2.

Die vollständige Entkopplung der d- und der q-Achse kann nur bei genauer Kenntnis der Maschinenparameter  $L_d$ ,  $L_q$  und  $\Psi'_f$  sowie der Augenblickswerte sowohl der beiden Statorstromkomponenten  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$  als auch der Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\gamma}$  gelingen. Von Vorteil ist, daß alle drei für die Entkopplungsglieder zu messenden Größen auch von den Reglern benötigt werden, so daß sich kein zusätzlicher Aufwand in der Meßgrößenerfassung ergibt.

Da jedoch die Entkopplung stets fehlerbehaftet sein wird, muß ein Regler in die Strecke integriert werden. Hierzu wird auf einen PI-Regler zurückgegriffen, der neben der durch seinen I-Anteil verursachten stationären Genauigkeit durch seinen P-Anteil für einen schnellen Eingriff des Reglers sorgt.

Die Realisierung des Reglers erfolgt mit einem Mikrokontroller, dessen Rechenkapazität durch die Komplexität der Anlage in ihrer Leistungsfähigkeit an ihre Grenzen stößt. Aus diesem Grunde beträgt die kleinstmögliche Abtastzeit für den Regler  $T_{iG} = 500\mu s$ . Damit kann für die Stromregelstrecke nicht mehr von einem quasikontinuierlichen System ausgegangen werden, weshalb der Reglerentwurf zeitdiskret erfolgt.

### 4.1.3 Zeitdiskretes Modell der Statorstromregelstrecke

Für den zeitdiskreten Reglerentwurf muß auch für die Beschreibung der Statorstromregelstrecke eine entsprechende Beschreibung gefunden werden. Dabei werden die beschriebenen Entkopplungsterme aus den Gln. (4.3) und (4.4) in die Gesamtstruktur der Strecke mit einbezogen.

Setzt man in Gl. (3.20) für die beiden Statorspannungskomponenten im rotorfesten Bezugssystem  $u_{Gd}$  und  $u_{Gq}$  die Addition aus der Reglerausgangsgröße und der Entkopplungsgröße

$$u_{Gd} = u_{Gd_{\text{Regler}}} + u_{Gd_{\text{ent}}} \quad (4.5)$$

$$u_{Gq} = u_{Gq_{\text{Regler}}} + u_{Gq_{\text{ent}}} \quad (4.6)$$

ein, so ergibt sich für die Zustandsgleichungen der Statorstromkomponenten  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$  eines Vollpolläufers aus Gl. (3.20)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Gd} \\ \dot{i}_{Gq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Gd} \\ i_{Gq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Gd_{\text{Regler}}} \\ u_{Gq_{\text{Regler}}} \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Das dynamische Verhalten der Statorstromregelstrecke wird also durch das Verhalten eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung beschrieben. Die Verstärkung ergibt sich zu

$$K_G = \frac{1}{R_S}. \quad (4.8)$$

Die Zeitkonstante der Strecke ist

$$T_G = \frac{L_d}{R_S}. \quad (4.9)$$

Die mit Hilfe eines LEM-Wandlers realisierte Strommessung kann als praktisch verzögerungsfrei angenommen werden. In die Streckenbeschreibung geht sie über ein einfaches Proportionalglied mit dem Verstärkungsfaktor  $K_S$  ein. Für den Statorstromregler kommt ein zeitdiskreter PI-Regler zum Einsatz. Die Verstärkung seines Stromdifferenzintegrators sei  $K_{iG}$ , die Verstärkung des Proportionalanteils teilt sich in die des Stromistwertes  $K_{piG}$  und die des Stromsollwertes  $K_{miG}$ . Durch diese Unterscheidung der beiden Verstärkungsfaktoren für den P-Anteil des Reglers entsteht gegenüber dem klassischen PI-Regler mit  $K_{piG} = K_{miG}$  ein zusätzlicher Freiheitsgrad beim Reglerentwurf.

Da durch die Entkopplung der beiden Zustandsgrößen  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$  die Streckenbeschreibung der beiden Größen für eine Vollpolmaschine identisch geworden ist, reicht es für den Reglerentwurf aus, zunächst eine der beiden Größen zu betrachten und den entworfenen Regler anschließend auf die andere Zustandsgröße zu übertragen. Damit ergibt sich als Gesamtstruktur von Strecke und Regler Abb. 4.3, wobei auf eine Unterscheidung von  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$  aus dem genannten Grund verzichtet wurde.

Für einen zeitdiskreten Reglerentwurf muß die zeitkontinuierliche Statorstromregelstrecke jedoch diskretisiert werden. Zur Transformation des PT1-Gliedes aus Gl. (4.7) wird Gl. (2.38) herangezogen. Damit ergibt sich für die zeitdiskrete Statorstrombeschreibung

$$i_{G,k+1} = \frac{1}{R_S}(1 - \Phi_{RiG})(u_G - \dot{\gamma}\Psi_f') + \Phi_{RiG}i_{G,k}. \quad (4.10)$$

Für die Transitionsmatrix des Systems  $\Phi_{RiG}$  gilt dabei

$$\Phi_{RiG} = e^{-\frac{T_iG}{T_G}}. \quad (4.11)$$

Das PT1-Glied in Abb. 4.3 läßt sich damit durch die in Abb. 4.4 dargestellte

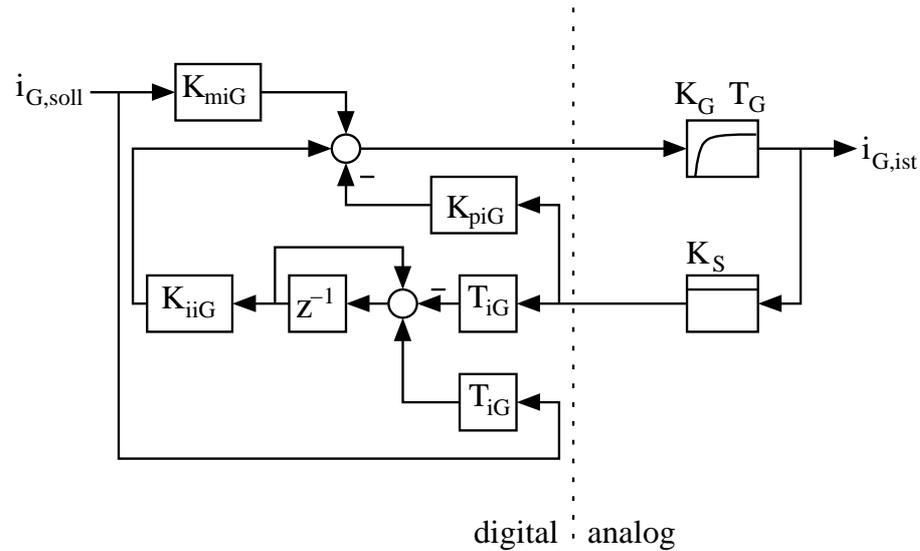


Abbildung 4.3: Zeitkontinuierliche Darstellung der Statorstromregelstrecke mit zeitdiskretem PI-Regler

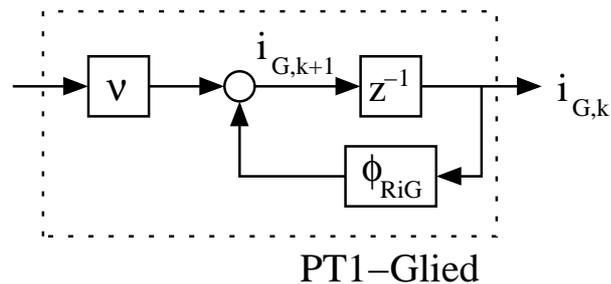


Abbildung 4.4: Zeitdiskrete Darstellung des zeitkontinuierlichen PT1-Gliedes aus Abb.4.3

Struktur ersetzen. Der Verstärkungsfaktor  $\nu$  hat den Wert

$$\nu = \frac{1}{R_S}(1 - \Phi_{RiG}). \quad (4.12)$$

#### 4.1.4 Entwurf des Statorstromreglers

Mit Hilfe der beiden Abbildungen 4.3 und 4.4 lassen sich die Zustandsdifferenzgleichungen des Gesamtsystems in Matrizenform darstellen. Wird die Zustands-

größe des Regeldifferenzintegrators mit  $w_i$  bezeichnet, so ergibt sich

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{G,k+1} \\ w_{i,k+1} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \Phi_{\text{RiG}} - \nu K_{\text{piG}} K_S & \nu K_{\text{iiG}} \\ -T_{\text{iG}} K_S & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{\Phi}_{\text{R,iGd/q}}} \begin{bmatrix} i_{G,k} \\ w_{i,k} \end{bmatrix} + \dots \\ &\dots + \begin{bmatrix} \nu K_{\text{miG}} \\ T_{\text{iG}} \end{bmatrix} i_{G,\text{soll},k}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Für einen Reglerentwurf nach der Methode der Eigenwertvorgabe muß die zeitdiskrete Dynamikmatrix  $\underline{\Phi}_{\text{R,iGd/q}}$  in die Eigenwertdefinitionsgleichung (2.19) eingesetzt werden. Dies führt zur charakteristischen Gleichung des Systems, einem Polynom zweiten Grades

$$z^2 - (1 + \Phi_{\text{RiG}} - \nu K_{\text{piG}} K_S)z + (\Phi_{\text{RiG}} - \nu K_{\text{piG}} K_S + T_{\text{iG}} \nu K_{\text{iiG}} K_S) = 0. \quad (4.14)$$

Da das vorgegebene System zustandssteuerbar ist, können sämtliche Regelungseigenwerte auf vorgebbare Stellen in der komplexen  $z$ -Ebene gelegt werden. Durch Koeffizientenvergleich mit dem charakteristischen Polynom nach Gl. (2.21) ergibt sich für die beiden Reglerparameter

$$K_{\text{piG}} = \frac{1 + \Phi_{\text{RiG}} - z_0 - z_1}{\nu K_S} \quad (4.15)$$

$$K_{\text{iiG}} = \frac{(z_0 - 1)(z_1 - 1)}{\nu T_{\text{iG}} K_S}. \quad (4.16)$$

Wie bereits erläutert wurde, ist es günstig, bei freier Wahlmöglichkeit reelle und identische Eigenwerte zu verwenden. Zur besseren Veranschaulichung ist die Abhängigkeit der beiden Reglerparameter  $K_{\text{piG}}$  und  $K_{\text{iiG}}$  von einem doppelten reellen Eigenwert  $z_0$  in Abb. 4.5 dargestellt. Der durch die Simulation gewonnene gewählte doppelte Eigenwert  $z_0 = 0.5$  ist in allen Kurven gekennzeichnet. Er ist so gewählt, daß das System möglichst schnell überschwingungsfrei ausregelt.

Es fehlt noch die Bestimmung des Verstärkungsfaktors für den direkten Durchgriff des Statorstromsollwertes  $K_{\text{miG}}$ . Er kann als eine Art Vorfilter für das direkte Durchgreifen der Führungsgröße auf die Regelgröße interpretiert werden.

Dieser zusätzliche Freiheitsgrad gegenüber einem herkömmlichen PI-Regler kann dazu genutzt werden, eine gemeinsame Nullstelle im Zähler- und Nennerpolynom der Führungsübertragungsfunktion zu erzeugen. Diese kann dann gekürzt werden. Dadurch verbessert sich das Führungsverhalten, da in der Regelgröße der

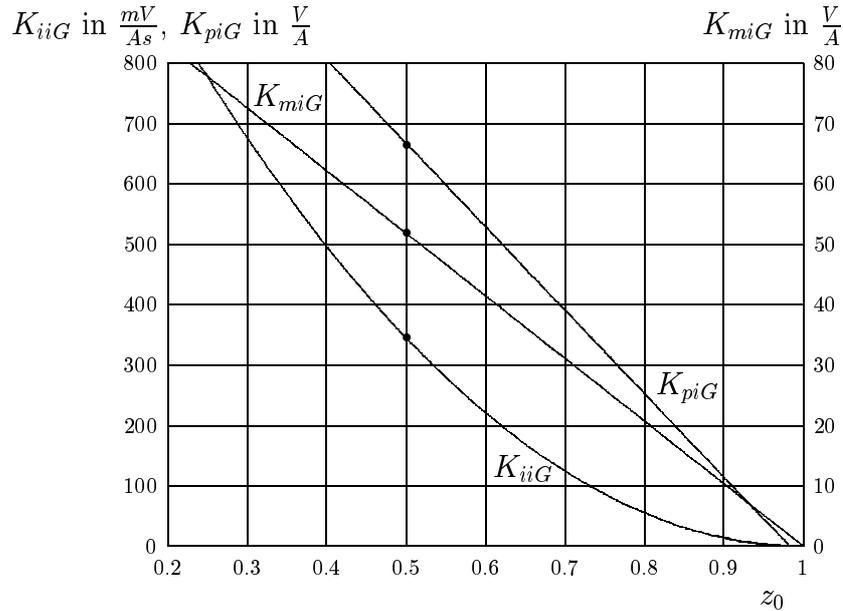


Abbildung 4.5: Verlauf der Reglerkoeffizienten  $K_{piG}$ ,  $K_{iiG}$  und  $K_{miG}$  in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes  $z_0$

Anteil, der diesem Regeleigenwert zugeordnet war, nicht mehr auftritt. Um dabei einen direkten Durchgriff der Führungsgröße auf die Stellgröße zu erhalten, sollte die Verstärkung umgekehrtproportional zur Streckenverstärkung  $\nu$  sein. Somit ergibt sich

$$K_{miG} = \frac{1 - z_0}{\nu}. \quad (4.17)$$

Der Verlauf von  $K_{miG}$  in Abhängigkeit des doppelten reellen Eigenwertes  $z_0$  ist ebenfalls in Abb. 4.5 eingezeichnet.

#### 4.1.5 Simulationsergebnisse

Abb. 4.6 zeigt die Simulation des Verhaltens des Statorstromreglers bei einem Führungsgrößenprung von  $i_{Gq} = 0A$  auf  $i_{Gq} = -20A$  zum Zeitpunkt  $t = 0$ . Der Sollwert von  $i_{Gd}$  bleibt dabei für die gesamte Zeit konstant auf  $0A$ . Deutlich zu sehen ist der Einfluß des zeitdiskreten Reglers, der seine Stellgröße nur alle  $500\mu s$  an die Veränderungen des Stromistwertes anpaßt, auf den Verlauf von  $i_{Gq}$ . Durch die in der Simulation perfekte Entkopplung der beiden Strecken des Statorstroms bleibt die Statorstromkomponente  $i_{Gd}$  ohne Führungsgrößenprung konstant auf null. Für die drei Verstärkungsfaktoren des Reglers wurden die nach

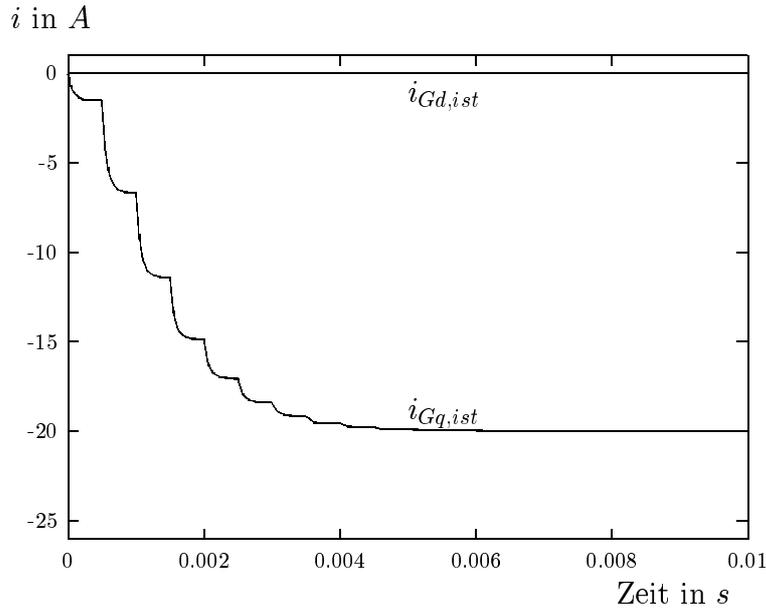


Abbildung 4.6: Führungsverhalten des Statorstromreglers mit einem Sollwertsprung von  $i_{Gq}$  auf  $-20$ A für  $K_{miG} = \frac{1-z_0}{\nu}$  mit einer Vorsteuerung der Stromistwerte

den Gl. (4.15) bis (4.17) mit einem doppelten reellen Eigenwert von  $z_0 = 0.5$  berechneten Werte eingesetzt.

Es besteht die Möglichkeit, für die in Abb. 4.2 dargestellte Entkopplung an Stelle der Stromistwerte die dazugehörigen Stromsollwerte zu verwenden. Dies würde besonders durch den konstanten Sollwert der d-Achse  $i_{Gd,soll} = 0$  die Berechnung der Entkopplungsspannungen erheblich vereinfachen. Auch das dynamische Verhalten des Reglers verbessert sich durch diese Maßnahme. Erfährt  $i_{Gq}$  einen positiven Sollwertsprung, so wird durch den Entkopplungsblock die Spannung in der d-Achse vermindert.  $i_{Gd}$  folgt nach Gl. (3.20) über ein PT1-Glied verzögert der Spannungsänderung. Es kommt so zu einer dynamischen Feldschwächung in der Maschine. Der rotatorisch induzierte Spannungsanteil in der q-Achse  $\dot{\gamma}L_d i_{Gd}$  aus Gl. (3.11) wird verringert, so daß der Istwert der drehmomentbildenden Stromkomponente  $i_{Gq}$  schneller den neuen Sollwert erreicht. Im Falle eines negativen Sollwertsprunges für  $i_{Gq}$  erfolgt durch den Entkopplungsblock eine Erhöhung der Spannung  $u_{Gd}$ , was zu einer dynamischen Felderhöhung in der Maschine führt. Durch die dadurch erhöhte Gegenspannung in der q-Achse wird der Stromabbau von  $i_{Gq}$  beschleunigt, so daß dieser ebenfalls schneller den neuen Sollwert erreicht.

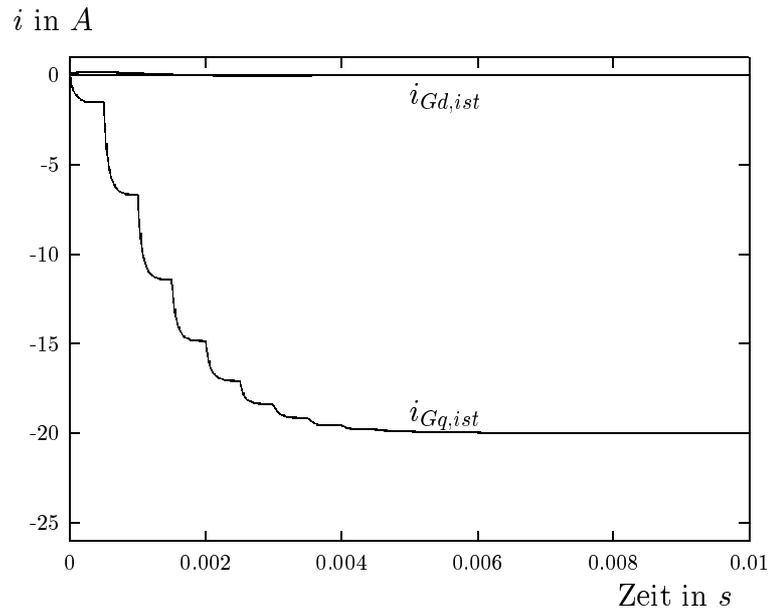


Abbildung 4.7: Führungsverhalten des Statorstromreglers mit einem Sollwertsprung von  $i_{Gq}$  auf  $-20\text{A}$  für  $K_{miG} = \frac{1-20}{\nu}$  mit einer Vorsteuerung der Stromsollwerte

In Abb. 4.7 ist die Simulation der beiden Stromkomponenten  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$  unter Verwendung ihrer Sollwerte als Eingangsgrößen für den Entkopplungsblock aus Abb. 4.2 dargestellt. Ansonsten herrschen in Abb. 4.7 dieselben Bedingungen wie in Abb. 4.6. Es zeigt sich, daß sich wie erwartet der Sollwertsprung für  $i_{Gq}$  im Verhalten der Stromkomponente  $i_{Gd}$  wiederfindet. Die Stromkomponente  $i_{Gq}$  erreicht geringfügig schneller den neuen Sollwert als bei einer mit den Istwerten vorgenommenen Entkopplung.

Den positiven Einfluß des zusätzlichen Freiheitsgrades, der sich gegenüber einem herkömmlichen PI-Regler durch die Möglichkeit,  $K_{miG} \neq K_{piG}$  zu wählen, ergibt, zeigt Abb. 4.8. Da durch die Eigenwertvorgabe keine Polstelle der Führungsübertragungsfunktion herausgekürzt wird, schwingt bei identischer Wahl des doppelten reellen Eigenwertes die Sprungantwort in diesem herkömmlichen Reglerentwurf um etwa 25% des Endwertes über. Wie die zweite Kurve zeigt, kann durch eine Vergrößerung des Eigenwertes ein überschwingungsfreies Verhalten der Regelstrecke bezüglich eines Führungsgrößensprungs erreicht werden. Dies geht jedoch auf Kosten der Dynamik der Strecke.

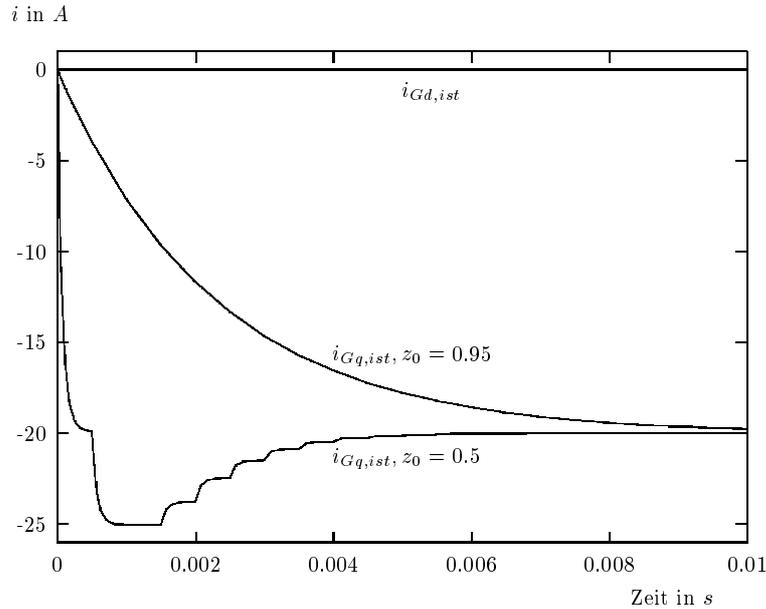


Abbildung 4.8: Führungsverhalten des Statorstromreglers mit einem Sollwertsprung von  $i_{Gq}$  auf  $-20A$  für  $K_{miG} = K_{piG}$  mit einem doppelten Eigenwert  $z_0 = 0.5$  bzw.  $z_0 = 0.95$

## 4.2 Der Drehzahlregler

### 4.2.1 Modellbildung der Drehzahlregelstrecke

Für den Entwurf des Drehzahlreglers muß zunächst wieder eine geeignete Streckenbeschreibung gefunden werden. Der Statorstromregelkreis erscheint dabei ähnlich wie bei der Kaskadenregelung der Gleichstrommaschine als PT1-Glied, dessen Ersatzzeitkonstante  $T_{SM}$  aus der Sprungantwort aus Abb. 4.9 abgelesen werden kann. Legt man eine Tangente an die Sprungantwort bei  $t = +0$  an, so nimmt diese zum Zeitpunkt  $t = T_{SM}$  den Endwert der Sprungantwort an. Die Sprungantwort selbst hat zu diesem Zeitpunkt erst das 0.63-fache ihres Endwertes erreicht. Aus Abb. 4.9 wird als Ersatzzeitkonstante für den Statorstromregelkreis

$$T_{SM} = 1.3\text{ms} \quad (4.18)$$

abgelesen. Zum Vergleich ist in Abb. 4.9 die Sprungantwort eines PT1-Gliedes mit der Verzögerungszeit  $T_{SM}$  und der Verstärkung Eins abgebildet. Es zeigt sich, daß im Mittel die Zeitverläufe beider Glieder wie erwartet gleich sind. Der Einfluß der zeitdiskreten Regelung kann jedoch durch das PT1-Glied nicht nachgebildet

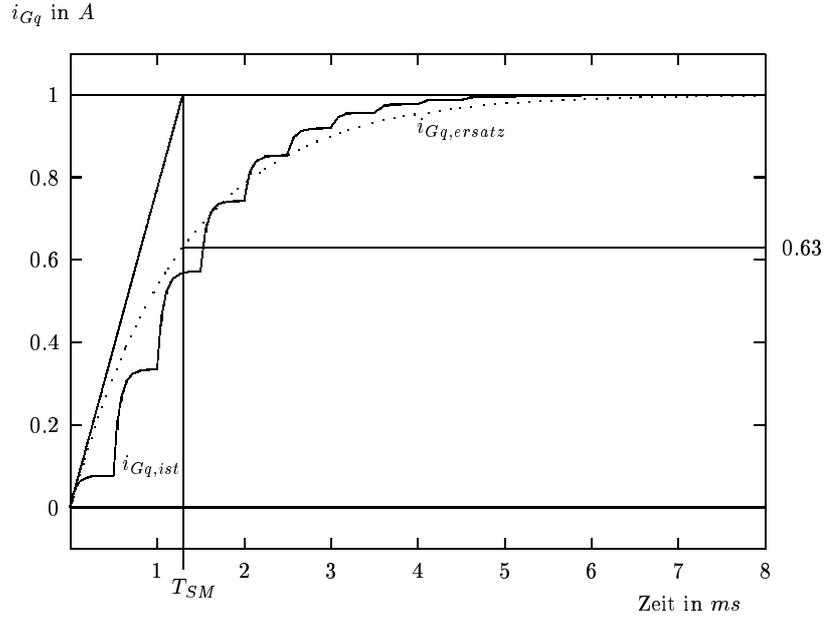


Abbildung 4.9: Bestimmung der Ersatzzeitkonstante  $T_{SM}$  der Statorstromregelstrecke mit PT1-Verhalten

werden.

Wie bereits die Statorstromregelstrecke, muß für einen zeitdiskreten Drehzahlreglerentwurf der über das PT1-Glied beschriebene unterlagerte Statorstromregelkreis diskretisiert werden. Mit Gl. (2.38) ergibt sich dann für die momentenbildende Statorstromkomponente  $i_{Gq}$  mit  $u_k$  als Eingangsgröße des PT1-Gliedes

$$i_{Gq,k+1} = (1 - \Phi_{SM})u_k + \Phi_{SM}i_{Gq,k}. \quad (4.19)$$

Dabei gilt gemäß Gl. (2.38) für

$$\Phi_{SM} = e^{-\frac{T_n}{T_{SM}}} \quad (4.20)$$

mit  $T_n$  als Abtastzeit des Drehzahlreglers.

Für einen einfachen mechanischen Aufbau wäre eine sensorlose Drehzahlbestimmung wünschenswert. Diese ist jedoch rechenaufwendig [13, 72, 80] und kann wegen der begrenzten Rechenkapazität des eingesetzten Mikrokontrollers nicht verwirklicht werden. Aus diesem Grunde kommt zur Drehzahlmessung ein an die Generatorwelle montierter Inkrementalgeber zum Einsatz. Für die Bestimmung der momentanen Drehzahl werden die Impulse während eines definierten Zeitfensters  $T_n$  gezählt und anschließend der Quotient aus der Anzahl der Impulse und

der Zeitdauer  $T_n$  gebildet. Eine solche Messung kann also nie den tatsächlichen Momentanwert der Drehzahl bestimmen. Vielmehr berechnet sie den Mittelwert der Drehzahl während einer Zählperiode  $T_n$ .

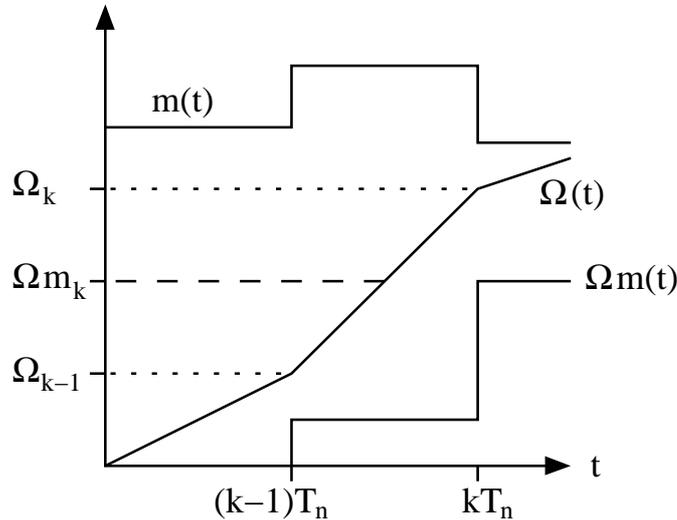


Abbildung 4.10: Drehzahlmessung mit Inkrementalgeber

Es wird vorausgesetzt, daß das Stellglied momenteneinprägend wirkt. Sind Lastmoment und Antriebsmoment während eines Abtastintervalls konstant, was durch das PT1-Glied der Statorstromregelstrecke gewiß nur näherungsweise zutrifft, so setzt sich der Drehzahlverlauf aus lauter Geradenabschnitten zusammen. Durch die Mittelwertbildung ergibt sich für den Meßwert der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega m$  nach Abb. 4.10

$$\Omega m_k = \frac{1}{2}(\Omega_k + \Omega_{k-1}). \quad (4.21)$$

Die Qualität der Drehzahlmessung hängt maßgeblich von der Größe der Abtastzeit  $T_n$  ab. Je größer  $T_n$  ist, desto genauer ist die Drehzahlmessung. Bei einer Strichzahl von 1024 Strichen pro Umdrehung ist die Auflösung nicht sehr hoch, so daß besonders für die hier auftretenden niedrigen Drehzahlen  $T_n$  nicht zu klein gewählt werden darf. Auf der anderen Seite sollte für eine dynamische Drehzahlregelung  $T_n$  nicht zu groß sein. Als Kompromiß wurde

$$T_n = 10\text{ms} \quad (4.22)$$

gewählt. Damit liegt der Fehler bei 300 Umdrehungen pro Minute bei etwa 1%. Die zeitdiskrete Darstellung der Bewegungsgleichung (3.17) wird mit den Gln.

(2.33) und (4.1) zu

$$\Omega_{k+1} = \frac{3}{2} z_p \Psi_f' \frac{T_n}{J} i_{Gq,k} + \Omega_k - \frac{T_n}{J} m_L. \quad (4.23)$$

Zusammen mit dem Regeldifferenzintegrator nach Gl. (2.13), wobei für die Funktionswerte

$$F_k = \Omega_{\text{soll},k} - \Omega m_k \quad (4.24)$$

eingesetzt werden muß, ist die gesamte Drehzahlregelstrecke diskretisiert. Es ergibt sich damit die in Abb. 4.11 dargestellte Gesamtstruktur für die Drehzahlregelstrecke. Die Zustandsgröße der Drehzahlerfassung wird dabei mit  $\mu$  bezeichnet.

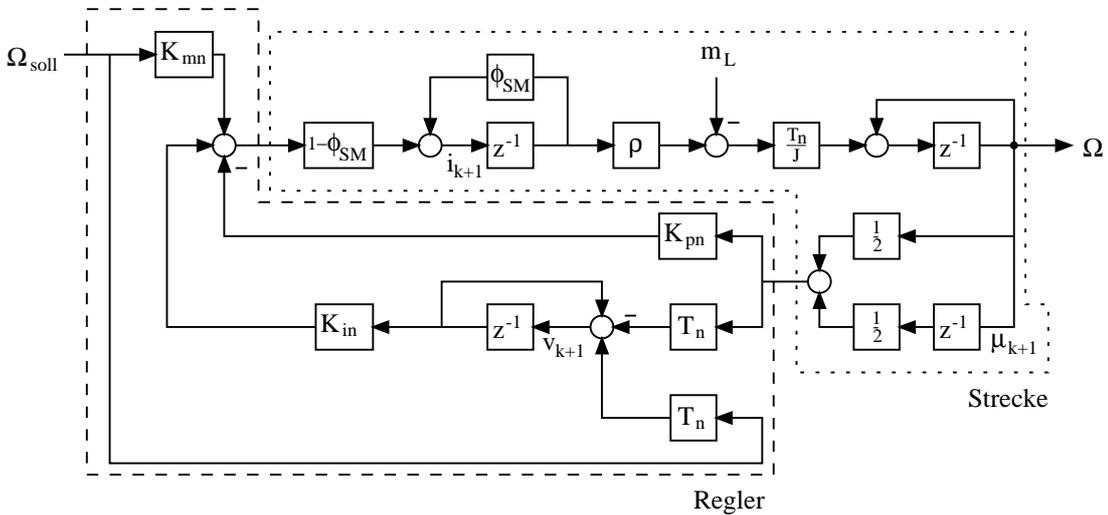


Abbildung 4.11: Strukturbild des Drehzahlregelkreises

### 4.2.2 Entwurf des Drehzahlreglers

Soll der Reglerentwurf nach der Methode der Eigenwertvorgabe erfolgen, so wird die Darstellung der Zustandsdifferenzgleichungen in Matrizenform benötigt. Durch die vier  $z^{-1}$ -Glieder in der Drehzahlregelstrecke nach Abb. 4.11 ergeben sich auch vier Eigenwerte. Die Winkelgeschwindigkeit des Rotors als Zustandsgröße steht jedoch als Istwert der Reglereingangsgrößen nur über die Dynamik der beschriebenen Drehzahlerfassung zur Verfügung. Der Reglerausgang als Stellgröße hingegen wirkt auf die zu regelnde Winkelgeschwindigkeit als Zustandsgröße nur über die Dynamik des Statorstromregelkreises. Damit gehen zwei der

vier Freiheitsgrade für die Vorgabe der Eigenwerte des geschlossenen Regelkreises verloren [2, 30].

Mit den Reglerverstärkungsfaktoren  $K_{pn}$  und  $K_{mn}$  für die Verstärkung der Drehzahlführungs- bzw. Drehzahlrückführungsgröße sowie  $K_{in}$  als Verstärkungsfaktor für die Integriererausgangsgröße  $w_n$  und  $\mu$  als Zwischengröße der Drehzahlmessung nach Abb. 4.11 ergibt sich das Gleichungssystem (4.25)

$$\begin{bmatrix} \Omega_{k+1} \\ i_{Gq,k+1} \\ w_{n,k+1} \\ \mu_{k+1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \rho \frac{T_n}{J} & 0 & 0 \\ -\frac{K_{pn}}{2}(1 - \Phi_{SM}) & \Phi_{SM} & K_{in}(1 - \Phi_{SM}) & -K_{pn}(1 - \Phi_{SM}) \\ -\frac{T_n}{2} & 0 & 1 & -T_n \\ \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\Phi_{R,n}} \begin{bmatrix} \Omega_k \\ i_{Gq,k} \\ w_{n,k} \\ \mu_k \end{bmatrix} + \dots + \begin{bmatrix} 0 \\ K_{mn}(1 - \Phi_{SM}) \\ T_n \\ 0 \end{bmatrix} \Omega_{soll,k} + \begin{bmatrix} -\frac{T_n}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} m_{1,k}. \quad (4.25)$$

Für den Faktor  $\rho$  ergibt sich nach Gl. (4.1)

$$\rho = \frac{3}{2} z_p \Psi'_f. \quad (4.26)$$

Wird die Matrix  $\Phi_{R,n}$  in die Eigenwertdefinitionsgleichung (2.19) eingesetzt, so ergibt sich ein Polynom vierten Grades

$$\begin{aligned} 0 &= z^4 - (2 + \Phi_{SM})z^3 + \left(1 + 2\Phi_{SM} + \frac{\rho(1 - \Phi_{SM})T_n K_{pn}}{2J}\right)z^2 - \dots \\ &\dots - \left(\Phi_{SM} - \frac{K_{in}T_n^2\rho(1 - \Phi_{SM})}{2J}\right)z + \frac{\rho(1 - \Phi_{SM})T_n}{2J}(K_{in}T_n - K_{pn}). \end{aligned} \quad (4.27)$$

Vergleicht man Gl. (4.27) mit einem Polynom vierten Grades der Form

$$(z - z_0)(z - z_1)(z - z_2)(z - z_3) = 0, \quad (4.28)$$

so ergeben sich vier Gleichungen, aus denen wiederum hervorgeht, daß nur zwei der vier Eigenwerte frei vorgegeben werden können. Die anderen beiden Eigenwerte ergeben sich nach einigen Zwischenrechnungen zu

$$\begin{aligned} z_{2/3} &= \frac{1}{2}(2 + \Phi_{SM} - z_0 - z_1) \pm \dots \\ &\dots \pm \sqrt{\frac{1}{4}(z_0 + z_1 - 2 - \Phi_{SM})^2 - \left[z_0 + z_1 - 3 - \Phi_{SM} + \frac{4(1 + \Phi_{SM})}{(z_0 + 1)(z_1 + 1)}\right]}. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Da es sich bei Antriebsregelkreisen bewährt hat, alle Eigenwerte des Systems auf der reellen Achse zu plazieren [43], soll im Folgenden der Versuch gemacht werden, die vier Eigenwerte trotz der eingeschränkten Wahlmöglichkeit so zu plazieren. Werden die beiden frei wählbaren Eigenwerte reell festgelegt, so muß der Radikand der Wurzel in Gl. (4.29) größer als null sein, damit auch die anderen beiden Eigenwerte reell sind. Werden die beiden frei plazierbaren Eigenwerte zu einem doppelten reellen Eigenwert zusammengefaßt, so gibt Abb. 4.12 das Verhalten des Radikanden aus Gl. (4.29) wieder. Für vier reelle Eigenwerte muß der freie doppelte Eigenwert oberhalb von 0.27 liegen.

Radikand

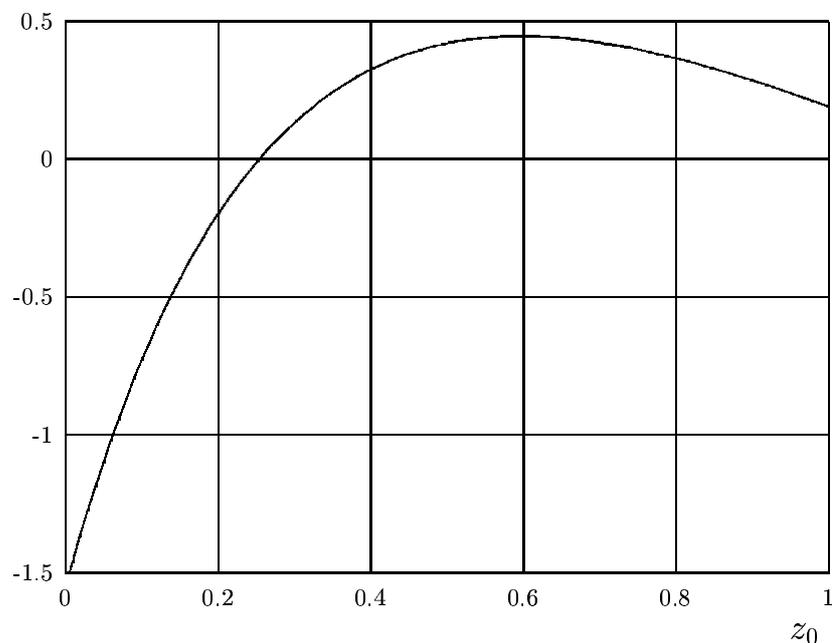


Abbildung 4.12: Verhalten des Radikanden aus Gl. (4.29) in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes  $z_0$

Werden nach Gl. (4.29) die beiden abhängigen Eigenwerte  $z_2$  und  $z_3$  berechnet, so ergeben sich die in Abb. 4.13 dargestellten Zusammenhänge. Es zeigt sich, daß einer der beiden abhängigen Eigenwerte für fast alle  $z_0$  größer als eins und der Regelkreis damit instabil ist. Damit ist die Wahlmöglichkeit der Eigenwerte bereits stark eingeschränkt. Da die Übergangsvorgänge der Zustandsgrößen desto schneller abklingen je kleiner die Eigenwerte sind, wird der doppelte reelle Ei-

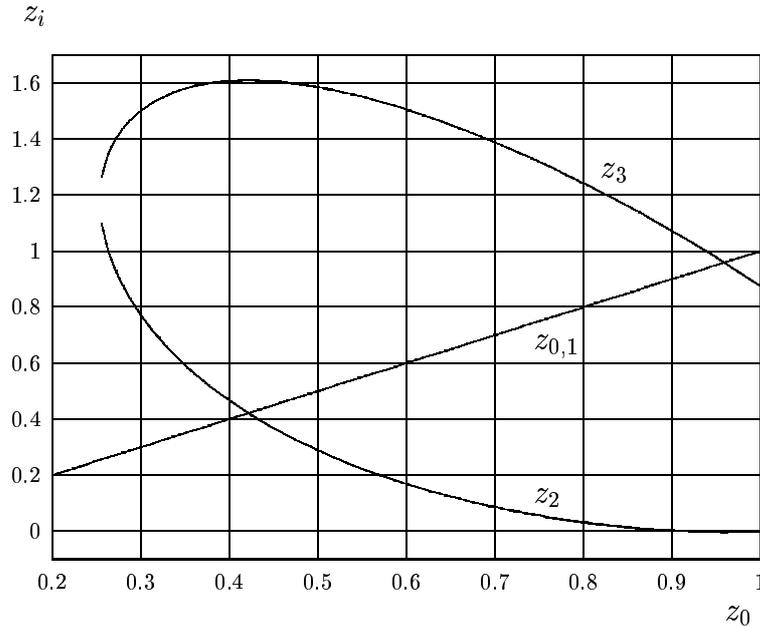


Abbildung 4.13: Abhängigkeit der nicht frei einstellbaren Eigenwerte  $z_2$  und  $z_3$  von einem doppelten reellen Eigenwert  $z_{0,1}$

genwert  $z_0$  so gewählt, daß sich ein dreifacher reeller Eigenwert ergibt. Aus dem Verlauf der Kurven von  $z_{0,1}$  und  $z_3$  ergibt sich, daß so der Radius des Kreises, in dem alle Eigenwerte in der  $z$ -Ebene nach Abb. 2.9 liegen, so klein wie möglich ist. Durch die recht große Abtastzeit  $T_n$  liegen dennoch drei der vier Eigenwerte so nahe am Einheitskreis, daß der Drehzahlregelkreis gewiß langsam sein wird. Die beiden Reglerverstärkungsfaktoren  $K_{pn}$  und  $K_{in}$  ergeben sich aus dem Gleichsetzen der Gln. (4.27) und (4.28) unter Einbezug der Gl. (4.29) zu Gl. (4.30) und Gl. (4.31)

$$K_{pn} = \frac{2J}{T_n \rho (1 - \Phi_{SM})} [z_0(z_1 + z_2 + z_3) + z_1(z_2 + z_3) + z_2 z_3 - 1 - 2\Phi_{SM}] \quad (4.30)$$

$$K_{in} = \frac{2J}{T_n^2 \rho (1 - \Phi_{SM})} [\Phi_{SM} - z_0(z_1 z_2 + z_1 z_3 + z_2 z_3) - z_1 z_2 z_3]. \quad (4.31)$$

Für den Verstärkungsfaktor  $K_{mn}$  wird wieder die Möglichkeit genutzt, eine gemeinsame Nullstelle im Zähler- und Nennerpolynom der Führungsübertragungsfunktion zu erzeugen. Durch das Kürzen dieser gemeinsamen Nullstelle verbessert sich das Führungsübertragungsverhalten der Strecke. Allerdings kann beim

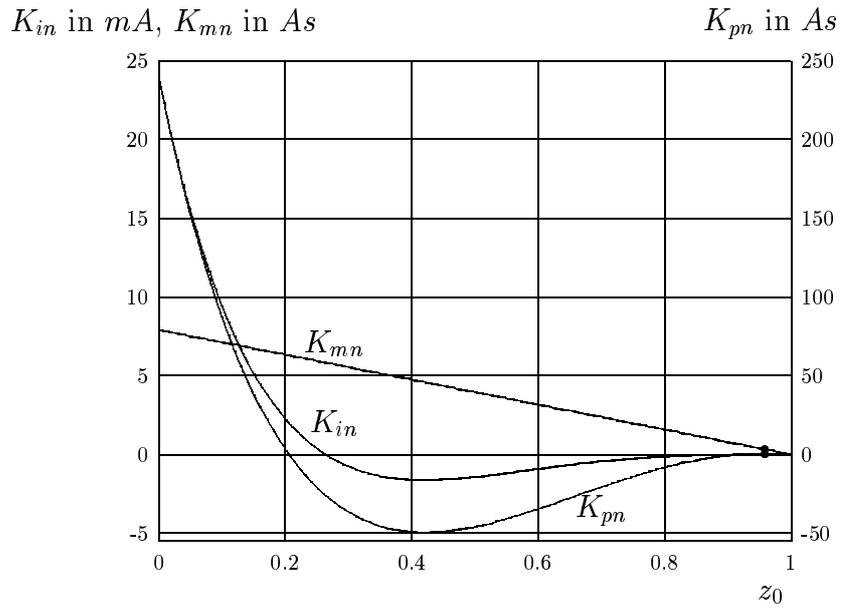


Abbildung 4.14:  $K_{in}$ ,  $K_{pn}$  und  $K_{mn}$  in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes  $z_0$

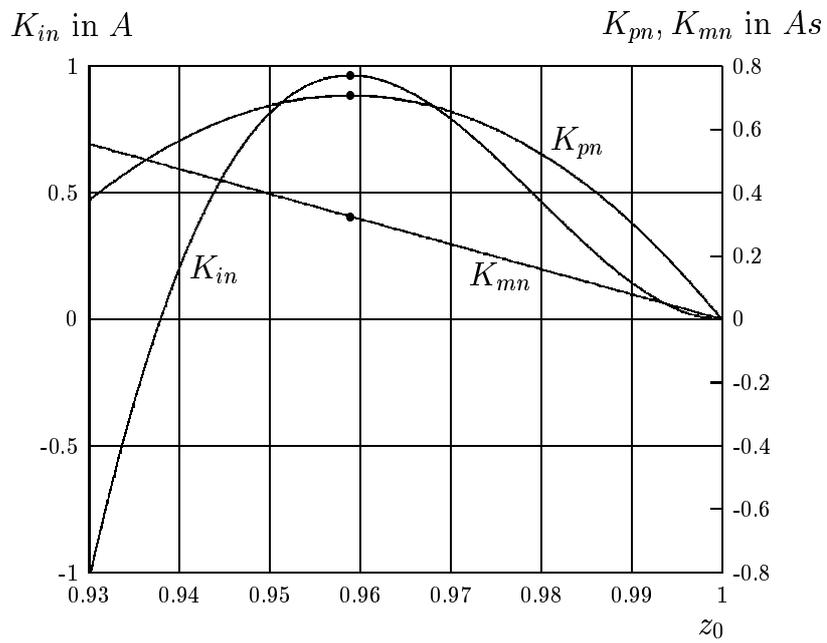


Abbildung 4.15: Vergrößerter Ausschnitt aus Abb. 4.14

Drehzahlregler durch das Verzögerungsverhalten des geschlossenen Statorstromregelkreises die Führungsgröße nicht direkt auf die Stellgröße durchgreifen. Ist der Verstärkungsfaktor jedoch umgekehrtproportional zu  $(1 - \Phi_{SM})$ , so greift die Führungsgröße des Drehzahlreglers durch die Wahl von  $K_{miG}$  nach Gl. (4.17) direkt auf die Stellgröße der Statorstromregelstrecke durch. Es ergibt sich demnach

$$K_{mn} = \frac{1 - z_0}{1 - \Phi_{SM}}. \quad (4.32)$$

Der Verlauf der Verstärkungsfaktoren  $K_{mn}$ ,  $K_{pn}$  und  $K_{in}$  in Abhängigkeit von einem doppelten reellen Eigenwert  $z_0$  zeigt Abb. 4.14. Es zeigt sich, daß mindestens einer der Verstärkungsfaktoren im Bereich der Instabilität negativ ist. Dadurch würde sich das gesamte Reglerverhalten so verändern, daß das System instabil wird. Der für die Wahl der Eigenwerte interessante Abschnitt aus Abb. 4.14 ist in Abb. 4.15 vergrößert dargestellt. Der gewählte dreifache Eigenwert  $z_0 = 0.959$  ist gekennzeichnet.  $K_{pn}$  und  $K_{in}$  nehmen dann die maximal möglichen Werte an.

### 4.2.3 Simulationsergebnisse

Abb. 4.16 zeigt den Verlauf der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  bei einem Sprung der Führungsgröße zum Zeitpunkt  $t = 0$  von 0 auf  $30\frac{1}{s}$ . Zum Zeitpunkt  $t = 5s$  findet ein Lastsprung von zuvor Null auf das negative halbe Nennmoment des Generators statt. Dies ist gleichzusetzen mit einem Anstieg der Windgeschwindigkeit, wodurch der Rotor beschleunigt und dann über das Einwirken des Drehzahlreglers wieder auf die gewünschte Drehzahl abgebremst wird.

In Abb. 4.17 ist der zu Abb. 4.16 gehörende Verlauf der momentenbildenden Statorstromkomponente abgebildet. Soll- und Istwert des Stromreglers liegen dabei so gut übereinander, daß ihr Unterschied in dieser Zeitauflösung nicht zu erkennen ist.

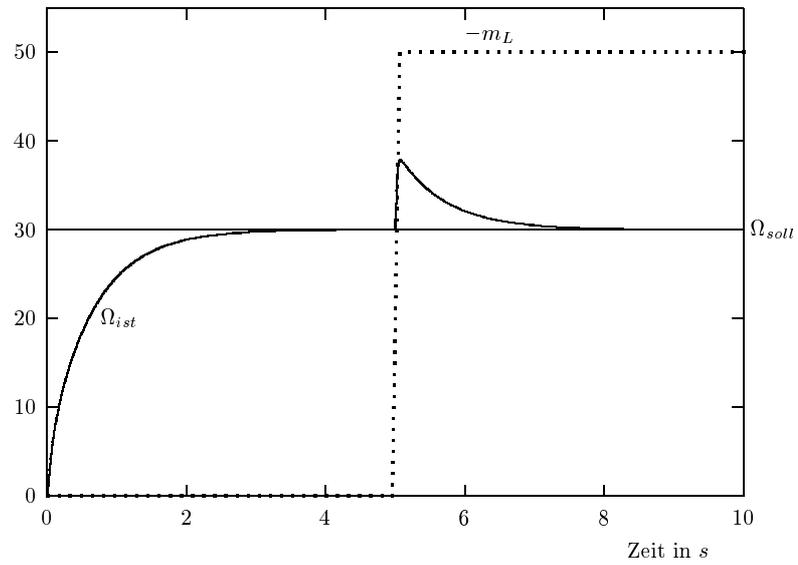
$\Omega$  in  $\frac{1}{s}$ ;  $m_L$  in  $Nm$ 

Abbildung 4.16: Simulation der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  bei einem Sollwertsprung von 0 auf  $30\frac{1}{s}$  zum Zeitpunkt  $t = 0$  und einem Lastsprung von  $m_L = 0$  auf  $50Nm$  zum Zeitpunkt  $t = 5s$

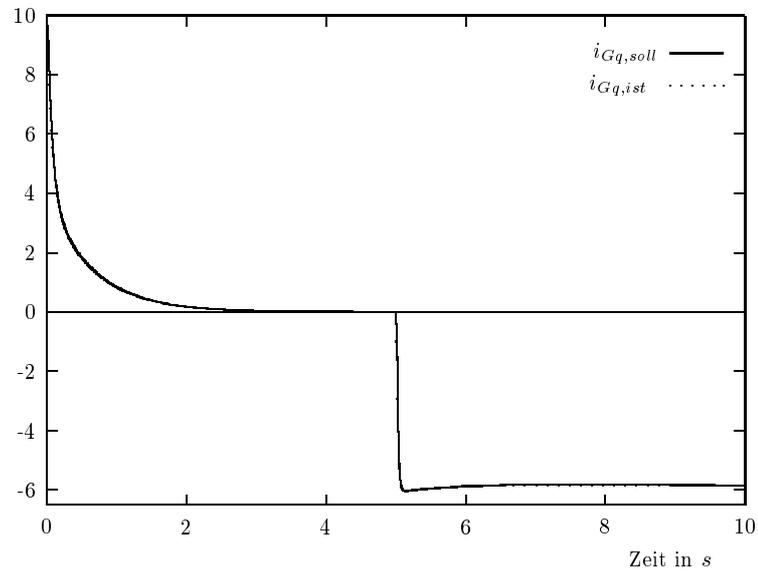
 $i_{Gq}$  in  $A$ 

Abbildung 4.17: Simulation von Soll- und Istwert der momentenbildenden Stromkomponente  $i_{Gq}$  unter denselben Bedingungen wie in Abb. 4.16



# Kapitel 5

## MPP–Tracking

### 5.1 Nutzung der Windenergie

#### 5.1.1 Leistung des Windes

Wind entsteht durch Druckunterschiede in den die Erde umgebenden Luftmassen in Folge von unterschiedlicher Erwärmung durch die Einstrahlung der Sonne. Die Windenergie ist also eine Form von Sonnenenergie.

Die kinetische Energie, die der Wind mit der Windgeschwindigkeit  $v$  mit sich führt, berechnet sich zu

$$E_{\text{Wind}} = \frac{1}{2} \mathcal{M} v^2. \quad (5.1)$$

Dabei ist  $\mathcal{M}$  die Masse des Windes und berechnet sich mit der Dichte der Luft  $\rho_L$  und dem Volumen  $V$  über

$$\mathcal{M} = \rho_L V. \quad (5.2)$$

Die Dichte der Luft ist abhängig von Temperatur und Luftdruck. Sie wird für die betrachtete Zeit als konstant angenommen. Die im Wind enthaltene Leistung  $P_{\text{Wind}}$  ergibt sich aus der Ableitung der Energie  $E_{\text{Wind}}$  aus Gl. (5.1) nach der Zeit. Ist auch die Windgeschwindigkeit  $v$  konstant, so ergibt sich

$$P_{\text{Wind}} = \dot{E}_{\text{Wind}} = \frac{1}{2} \dot{\mathcal{M}} v^2 = \frac{1}{2} \rho_L \dot{V} v^2. \quad (5.3)$$

Bleibt die von der Luft durchströmte Fläche  $A$  konstant, so berechnet sich der Luftmassenstrom  $\dot{\mathcal{M}}$ , dessen Geschwindigkeit der Windgeschwindigkeit  $v$  entspricht, zu

$$\dot{\mathcal{M}} = \rho_L \dot{V} = \rho_L A v. \quad (5.4)$$

Aus den Gln. (5.3) und (5.4) läßt sich ersehen, daß die im Wind enthaltene Leistung proportional zur dritten Potenz der Windgeschwindigkeit ist. Damit hat die momentane Windgeschwindigkeit mit all ihren Schwankungen einen großen Einfluß auf die im Wind enthaltene und damit auch auf die dem Wind entnehmbare Leistung.

### 5.1.2 Idealer Leistungsbeiwert

Durch Abbremsung der durch die Fläche der Windturbine strömenden Luftmassen wird die kinetische Energie des Windes zum Teil in die rotatorische Bewegungsenergie des Windrades umgewandelt. Dabei ist es nicht möglich, dem Wind sämtliche Energie zu entnehmen, da dazu der Wind zum Stillstand gebracht werden müßte. Die Luftmassen hinter dem Windrad würden nicht mehr abtransportiert werden, so daß für die nachfolgenden Luftmassen kein Platz hinter der Turbine mehr wäre [32].

Der Massenstrom bleibt vor und hinter der Turbine gleich. Da die Windgeschwindigkeit jedoch abnimmt, muß nach Gl. (5.4) die durchströmte Fläche größer werden. Es ergibt sich der in Abb. 5.1 skizzierte Zusammenhang.

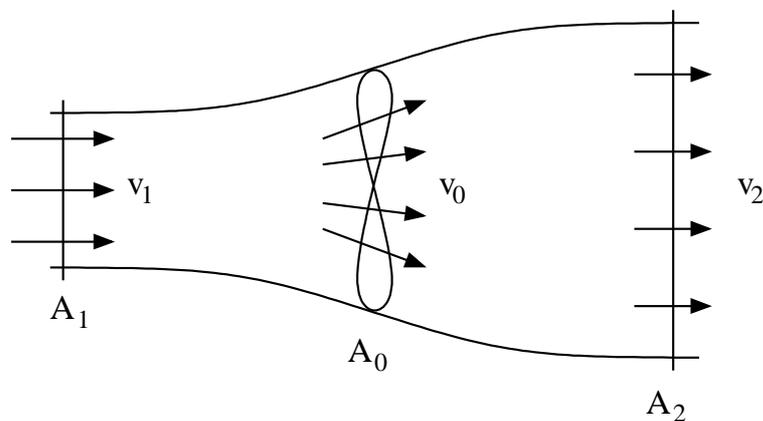


Abbildung 5.1: Strömungsverlauf bei einer frei umströmten Windturbine

Die dem Wind entnommene Leistung  $P_{WT}$  ist die Differenz der Leistungen, die der Wind vor und nach dem Durchströmen der Windturbine besitzt. Unter der Voraussetzung einer konstanten Luftdichte  $\rho_L$  ergibt sich aus Gl. (5.3) mit den

Windgeschwindigkeiten  $v_1$  und  $v_2$  nach Abb. 5.1 für die entnommene Leistung

$$P_{\text{WT}} = \frac{1}{2} \dot{\mathcal{M}}(v_1^2 - v_2^2). \quad (5.5)$$

Die Windgeschwindigkeit in der Rotorebene  $v_0$  kann als Mittelwert der beiden Windgeschwindigkeiten  $v_1$  und  $v_2$  aufgefaßt werden [54]. Damit wird die von der Windturbine dem Wind entnommene Leistung  $P_{\text{WT}}$  mit den Gln. (5.4) und (5.5) zu

$$P_{\text{WT}} = \frac{1}{4} \rho_L A (v_1 + v_2) (v_1^2 - v_2^2). \quad (5.6)$$

Der ideale, dimensionslose Leistungsbeiwert  $c_{p,\text{id}}$  ist definiert als das Verhältnis von Rotorleistung  $P_{\text{WT}}$  zu der im Wind enthaltenen Leistung  $P_{\text{Wind}}$  [39, 77]. Mit den Gln. (5.3), (5.4) und (5.6) läßt sich der ideale Leistungsbeiwert zu

$$c_{p,\text{id}} = \frac{P_{\text{WT}}}{P_{\text{Wind}}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_2}{v_1}\right) \left(1 - \frac{v_2^2}{v_1^2}\right) \quad (5.7)$$

berechnen. Den Verlauf von  $c_{p,\text{id}}$  in Abhängigkeit vom Verhältnis der beiden Windgeschwindigkeiten  $\frac{v_2}{v_1}$  zeigt Abb. 5.2.

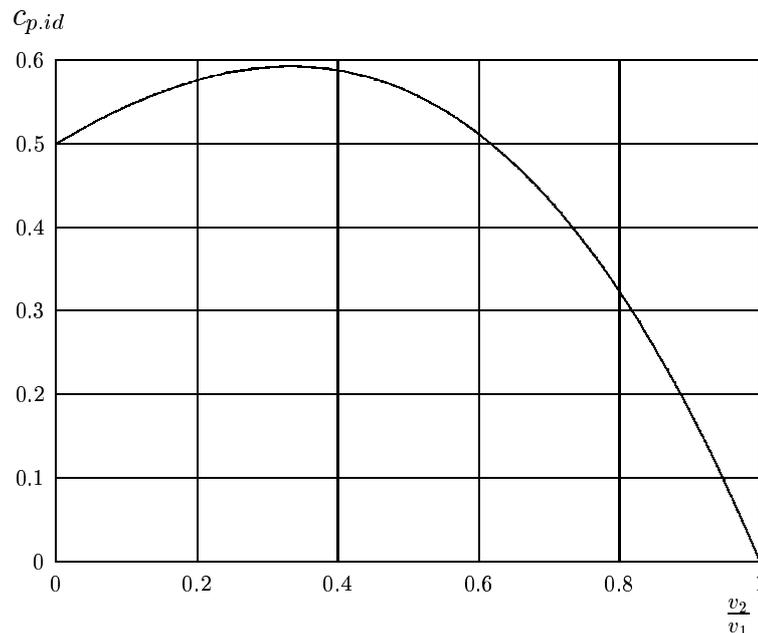


Abbildung 5.2: Verlauf des idealen Leistungsbeiwertes  $c_{p,\text{id}}$

Sein Maximum hat der ideale Leistungsbeiwert bei einem Geschwindigkeitsverhältnis von  $\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{3}$  [15]. Bei diesem Geschwindigkeitsverhältnis kann dem Wind knapp

60% seiner Leistung entnommen werden. Bei dem gesamten Verlauf des idealen Leistungsbeiwertes  $c_{p,id}$  handelt es sich um einen theoretischen Parameter, der von realen Windturbinen nicht erreicht werden kann. Praktische Leistungsbeiwerte sind geringer und liegen je nach Art der Anlage unterhalb von 0.5 [32, 54].

### 5.1.3 Aerodynamik der Windturbine

Auf ein Profil, das zur Anströmrichtung nicht symmetrisch ist, wirken zwei Luftkräfte, die Widerstandskraft  $F_W$  parallel zur Anströmung und die Auftriebskraft  $F_A$  senkrecht zur Anströmung. Ein solches Profil stellen die Flügel von Windkraftanlagen dar.

Die Widerstandskraft  $F_W$  läßt sich über

$$F_W = c_W \frac{\rho_L}{2} v^2 A_p \quad (5.8)$$

berechnen. Dabei ist  $c_W$  der Widerstandsbeiwert und im Normalfall nicht über die gesamte Profillänge des Flügels konstant. Analog zu Gl. (5.8) berechnet sich die Auftriebskraft über

$$F_A = c_A \frac{\rho_L}{2} v^2 A_p. \quad (5.9)$$

Mit  $c_A$  wird der Auftriebsbeiwert bezeichnet. Die Fläche  $A_p$  ist die Gesamtfläche aller Blätter des Rotors. Im Falle einer Turbine mit rechteckigen Flügeln würde sie sich zu

$$A_p = z_F b_p l_p \quad (5.10)$$

berechnen. In Gl. (5.10) entspricht  $b_p$  der Profilbreite aus Abb. 5.3 und  $l_p$  der Profillänge.  $z_F$  bezeichnet die Anzahl der Rotorblätter. Weder der Auftriebsbeiwert noch die Windgeschwindigkeit sind normalerweise über die gesamte Flügellänge konstant. Kann kein geeigneter Mittelwert der drei Größen  $c_W$ ,  $c_A$  und  $v$  gefunden werden, so müssen die Gln. (5.8) und (5.9) für ein Längenelement angesetzt und anschließend integriert werden.

Die resultierende auf das Rotorblatt wirkende Kraft ergibt sich nach Abb. 5.3 aus der vektoriellen Addition von Widerstands- und Auftriebskraft

$$\vec{F}_R = \vec{F}_W + \vec{F}_A. \quad (5.11)$$

Sowohl der Widerstandsbeiwert  $c_W$  als auch der Auftriebsbeiwert  $c_A$  sind stark vom Anstellwinkel  $\alpha_A$  abhängig [32]. Braucht man genaue Kenntnisse über sie,

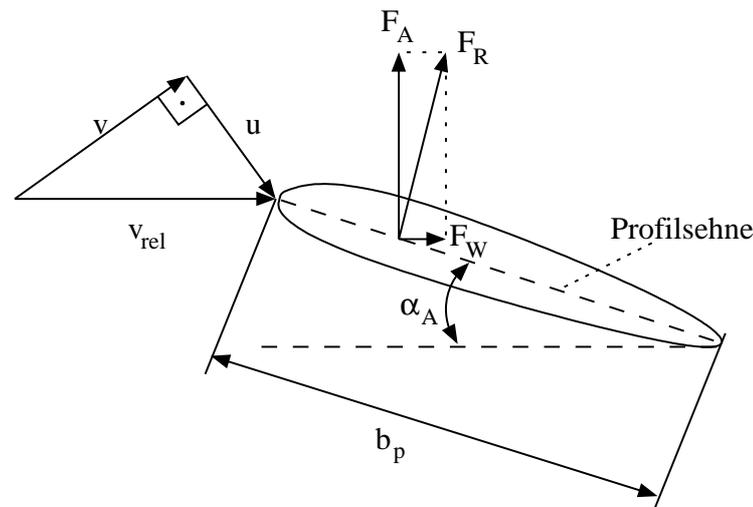


Abbildung 5.3: Verhältnis der Luftkräfte am Profil eines Auftriebsläufers

müssen sie durch Messungen ermittelt werden.

Meistens genügt es, Kenntnisse über den Leistungsertrag eines Flügelprofils zu haben. Hierzu muß das Profil im Windkanal mit einer konstanten, über die gesamte Rotorfläche gleichmäßigen Windgeschwindigkeit angetrieben werden. Aus dem Verhältnis der durch die Turbine dem Wind entnommenen Leistung zu der Gesamtleistung des Windes wird entsprechend dem idealen Leistungsbeiwert  $c_{p,id}$  aus Gl. (5.7) ein für den Anstellwinkel und das Profil spezifischer Leistungsbeiwert  $c_p$  ermittelt. Dieser wird in Abhängigkeit der sogenannten Schnellaufzahl  $\lambda$

$$\lambda = \frac{u}{v} \quad (5.12)$$

aufgetragen. Dabei ist  $u$  die Umlaufgeschwindigkeit an der Blattspitze der Windturbine. Der Verlauf des Leistungsbeiwertes  $c_p$  ist immer ähnlich dem Verlauf des idealen Leistungsbeiwertes aus Abb. 5.2. Es muß jedoch beachtet werden, daß der ideale Leistungsbeiwert  $c_{p,id}$  in Abb. 5.2 nicht über der Schnellaufzahl, sondern über dem Verhältnis der Windgeschwindigkeiten  $\frac{v_2}{v_1}$  aus Abb. 5.1 aufgetragen ist. Da bei Stillstand der Turbine dem Wind keine Leistung entnommen wird, geht der reale Leistungsbeiwert  $c_p(\lambda)$  immer durch den Nullpunkt. Sein Maximum ist geringer als das von  $c_{p,id}$  und liegt je nach Auslegung bei unterschiedlichen Schnellaufzahlen.

## 5.2 Prinzip des MPP-Trackings

### 5.2.1 Vorbemerkungen

Der Verlauf des Leistungsbeiwertes  $c_p$  einer Windturbine bestimmt ihre Energieausbeute. Da dieser nur bei einer bestimmten Schnellaufzahl  $\lambda_{id}$  aus Gl. (5.12) ein Maximum annimmt, läßt sich eine maximale Energieausnutzung der Windturbine nur durch einen drehzahlvariablen Betrieb erreichen. Die dadurch zu erzielende höhere Energieausbeute hängt von der Auslegungswindgeschwindigkeit der drehzahlstarrten Vergleichsanlage sowie der Häufigkeitsverteilung der Windgeschwindigkeiten am Standort der Turbine ab [42] und liegt bei pitchgeregelten Anlagen in der Regel um die 5% [24, 37].

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, einen optimierten drehzahlvariablen Betrieb zu realisieren. Die einfachste Möglichkeit scheint die Regelung auf die aus Messungen bekannte Kennlinie des Leistungsbeiwertes  $c_p$  zu sein [3, 52, 64]. Selbst wenn diese Kennlinie bekannt ist [46, 29], ist die für dieses Verfahren benötigte Windmessung problematisch [90]. Besonders die Wahl des Aufstellungsortes des Anemometers erweist sich als schwierig, da sich in Rotornähe der Einfluß des Rotors auf die freie Windströmung bemerkbar macht [4]. Ist das Anemometer zu weit vom Rotor entfernt, werden nicht die Strömungsverhältnisse in der Rotorebene gemessen. Auch erfolgt keine Mittelung der Windgeschwindigkeiten, die besonders bei großen Anlagen nicht in der gesamten Rotorfläche identisch sein werden.

Ein anderes Regelungskonzept ermittelt den Momentensollwert nach einer vorgegebenen Kennlinie [67]. Soll die Schnellaufzahl  $\lambda$  konstant sein, so ist dies nach Gl. (5.12) gleichbedeutend damit, daß sich die Drehzahl der Turbine proportional zur Windgeschwindigkeit ändern muß. Der Zusammenhang zwischen dem Drehmoment der Windturbine  $m_a$  und der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  läßt sich dann mit

$$P_{WT} = m_a \Omega \sim c_p v^3 \quad (5.13)$$

zu

$$m_a \sim v^2 \quad (5.14)$$

beschreiben [67]. Erfolgt die Vorgabe des Momentensollwertes proportional zum Quadrat der Drehzahl, so stellt sich die optimale Schnellaufzahl ein. Um den genauen Proportionalitätsfaktor zwischen Drehmoment und Drehzahl zu kennen, muß allerdings auch für dieses Verfahren der Verlauf des Leistungsbeiwertes

$c_p$  bekannt sein. Einer Veränderung des Kurvenverlaufes von  $c_p$  in Folge von Veränderungen des dynamischen Verhaltens der Rotorblätter, wozu zum Beispiel Vereisung führen kann, kann mit diesem Verfahren nicht begegnet werden [24, 63].

### 5.2.2 MPP-Tracking

Um unabhängig von Windmessungen sowie von Kenntnissen über den Verlauf des Leistungsbeiwertes  $c_p$  zu sein, bietet es sich an, ein Suchverfahren zur Bestimmung der optimalen Drehzahl zu verwenden. Solche Suchverfahren werden heutzutage in Photovoltaikanlagen verwendet und dort als „Maximum-Power-Point-Tracking“, kurz MPP-Tracking, bezeichnet [17, 84].

Bei den Photovoltaikanlagen wird zur Suche nach dem Punkt maximaler Leistung als Ausgangskennlinie der Verlauf der Ausgangsspannung  $U_{ph}$  über dem Ausgangsstrom  $I_{ph}$  mit der Einstrahlung  $E$  als Parameter aus Abb. 5.4 betrachtet. Der Verlauf der Kurve der maximalen Leistung  $P_{max}$  ist ebenfalls in Abb. 5.4 eingezeichnet. Soll dieses Kennlinienfeld mit dem einer Windturbine verglichen werden, so muß für die Windturbine das Turbinenmoment  $m_a$  über der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  mit der Windgeschwindigkeit  $v$  als Parameter nach Abb. 5.5 betrachtet werden. Die Ähnlichkeit des Problems für Photovoltaik- und Windkraftanlagen, die Leistungsausbeute zu maximieren, zeigt sich im Verlauf der beiden Kurven der maximalen Leistung  $P_{max}$  in den Abbn. 5.4 und 5.5. Durch die Trägheit der Mechanik der Windturbine hat das System der Windkraftanlage jedoch eine erheblich größere Zeitkonstante als das der Photovoltaikanlage.

Arbeitet die Windturbine in dem konstanten optimalen Arbeitspunkt  $A$  aus Abb. 5.6 und steigt die Windgeschwindigkeit an, so verschiebt sich der Arbeitspunkt vertikal nach oben auf Punkt  $B$ . Trotz ansteigender Leistung liegt er nicht mehr auf der Kurve der maximalen Leistung  $P_{max}$ . Die Drehzahl wird erhöht, so daß sich der Arbeitspunkt unter der Voraussetzung einer konstanten Windgeschwindigkeit entlang der Kurve  $P_{WT}(n)$  in Richtung des Punktes maximaler Leistung bewegt. Die der Turbine entnommene Leistung steigt weiter an. Sinkt die Leistung wieder ab, so ist der neue optimale Arbeitspunkt  $C$  überschritten und die Drehzahl muß wieder gesenkt werden.

Wird die Windgeschwindigkeit geringer, so verschiebt sich der Arbeitspunkt in Abb. 5.6 von Punkt  $C$  auf Punkt  $D$ , die Leistung nimmt ab. Die Drehzahl wird verringert, solange die Leistung ansteigt. Sinkt sie ab, so ist der optimale Ar-

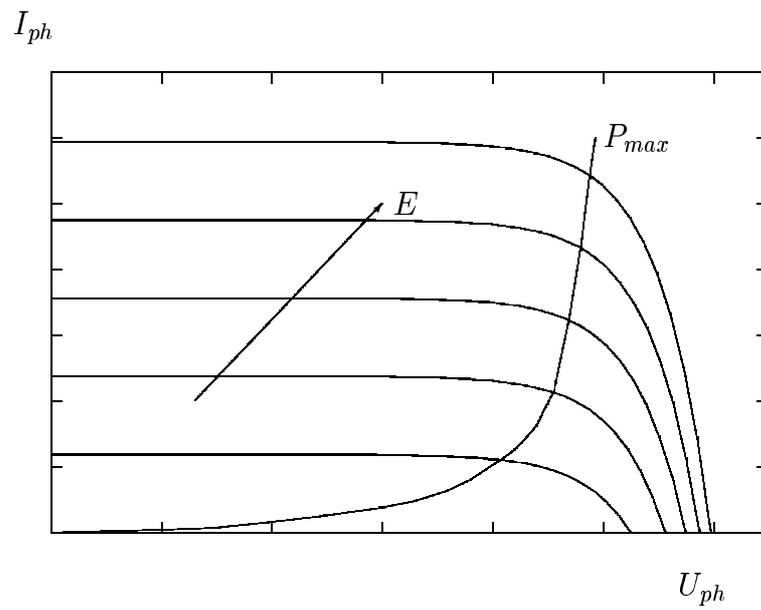


Abbildung 5.4: Ausgangskennlinien einer Photovoltaikanlage

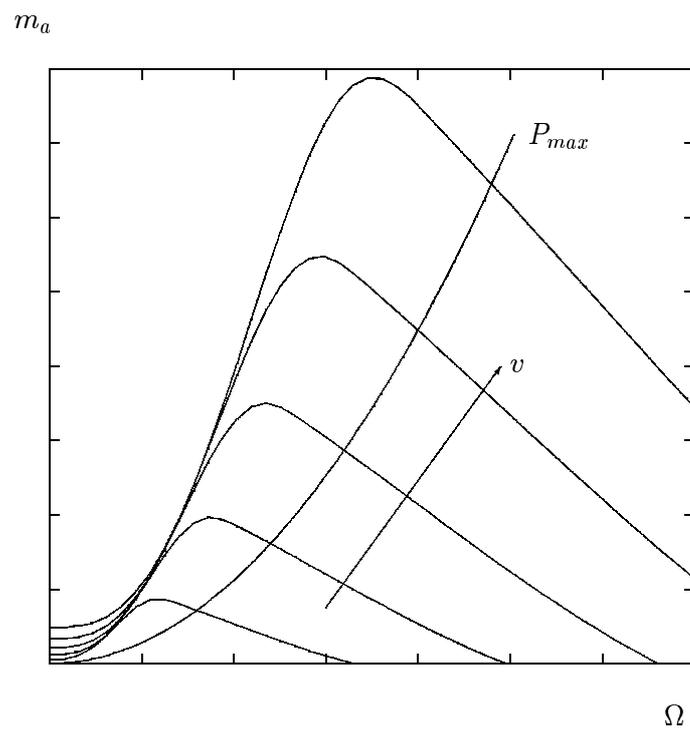


Abbildung 5.5: Ausgangskennlinien einer Windkraftanlage

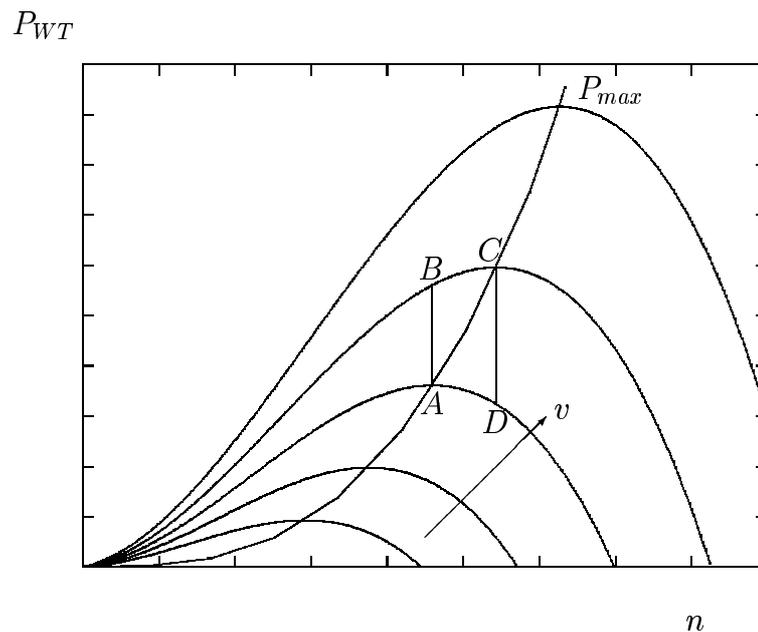


Abbildung 5.6: Ausgangsleistung einer Windturbine  $P_{WT}$  über der Drehzahl  $n$  mit verschiedenen Arbeitspunkten

beitspunkt  $A$  unterschritten, und die Drehzahl muß wieder erhöht werden. Aus diesen Überlegungen ergeben sich folgende Anforderungen an die Einstellung des Drehzahlsollwertes:

- der Drehzahlsollwert muß oberhalb der momentanen Drehzahl sein, wenn
  - die Leistung steigt und die Drehzahl konstant bleibt oder steigt,
  - sowohl Leistung als auch Drehzahl sinken;
- der Drehzahlsollwert muß unterhalb der momentanen Drehzahl sein, wenn
  - die Leistung sinkt und die Drehzahl konstant bleibt oder steigt,
  - die Leistung steigt und die Drehzahl sinkt.

Da die Steigung der Kurve  $c_p(\lambda)$  zum Maximum hin abnimmt, ist der aktuelle Arbeitspunkt desto weiter vom optimalen Arbeitspunkt entfernt, je größer die Veränderung der Leistung wird. Aus diesem Grunde ist es sinnvoll, die Verstellung des Drehzahlsollwertes über einen Proportionalitätsfaktor  $\zeta$  an die Änderung der

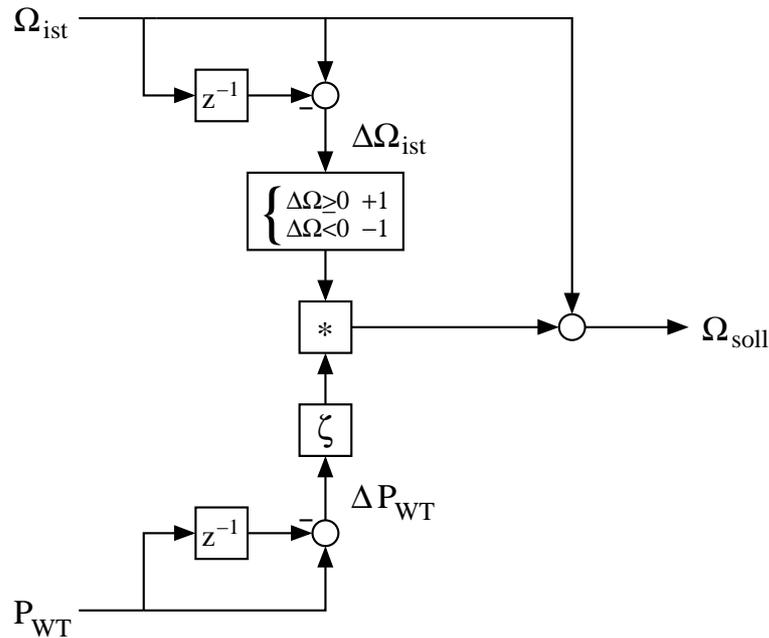


Abbildung 5.7: Struktur des MPP-Trackers zur Berechnung des Drehzahlsollwertes

Leistung zu koppeln. Dabei ist dieser Zusammenhang an sich nicht linear. Eine Verknüpfung über die dritte Potenz wäre für den Mikrokontroller der Laboranlage jedoch zu rechenaufwendig gewesen. Für die Berechnung des Drehzahlsollwertes ergibt sich somit die in Abb. 5.7 dargestellte Struktur.

So statisch wie beschrieben wird wegen der sich kontinuierlich verändernden Windgeschwindigkeit in der Realität die Verschiebung des Arbeitspunktes nicht vor sich gehen. Vielmehr wird der Arbeitspunkt während einer Drehzahlverstellung die momentane Kurve  $P_{\text{WT}}(n)$  verlassen und je nach Verhalten des Windes auf einer ober- oder unterhalb gelegenen Kurve landen. Dadurch wird es vorkommen, daß der eingesetzte MPP-Tracker aus der Messung von Leistung und Drehzahl falsche Schlüsse zieht und die Verstellung des Drehzahlsollwertes in die falsche Richtung vornimmt.

### 5.2.3 Berechnung der Leistung

Zur Bestimmung der optimalen Turbinendrehzahl wird nach Abb. 5.7 neben der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  auch die Turbinenleistung  $P_{\text{WT}}$  benötigt. Diese muß aus gemessenen Werten rechnerisch ermittelt werden.

Sind die Verluste näherungsweise konstant, so haben die Leistungen von Turbine und Generator bei derselben Drehzahl ihr Maximum. Zur Bestimmung der optimalen Drehzahl kann also sowohl die Turbinenleistung als auch die Generatorleistung herangezogen werden.

Unter der Annahme, daß die Regelung perfekt funktioniert und der Generatorstrom der direkten Achse  $i_{Gd}$  seinem Sollwert nach Gl. (4.2) ideal folgt, berechnet sich die vom Generator in den Zwischenkreis gespeiste Leistung mit Gl. (2.7) zu

$$P_G = \frac{3}{2} u_{Gq} i_{Gq}. \quad (5.15)$$

Die Spannung  $u_{Gq}$  wird nach Abb. 4.1 als Ausgangsgröße des Reglers des Synchrongenerators berechnet und ist somit bekannt. Der Strom  $i_{Gq}$  wird nach Abb. 4.1 bereits für den generatorseitigen Regler benötigt und hierfür aus den gemessenen Generatorströmen berechnet. Somit scheint die Berechnung der Leistung

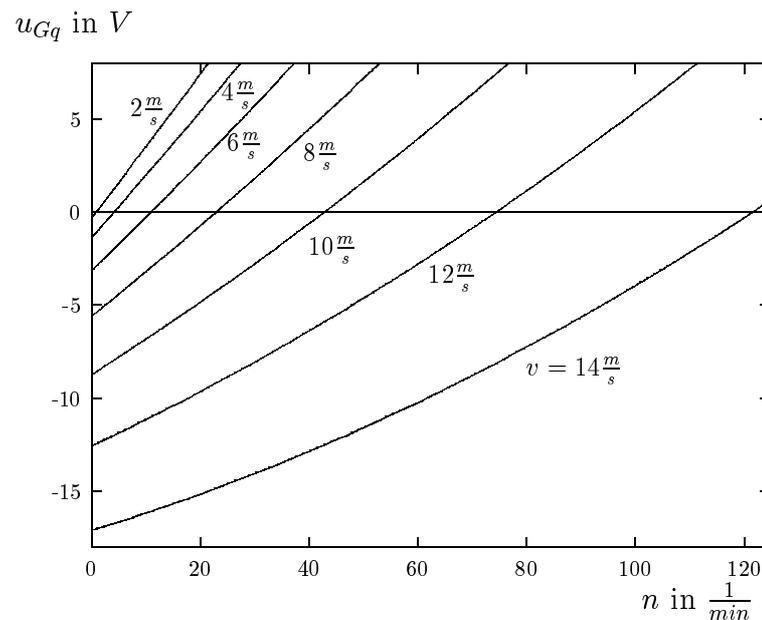


Abbildung 5.8: Stationärer Verlauf der Spannung  $u_{Gq}$  bei niedrigen Drehzahlen für verschiedene Windgeschwindigkeiten

nach Gl. (5.15) ideal zu sein. Durch die für den Einsatz zu geringe Polpaarzahl des verwendeten Generators ist die Abstimmung zwischen Generator und Turbine besonders für niedrige Drehzahlen nicht ideal. Abb. 5.8 zeigt das Verhalten der Spannung  $u_{Gq}$  bei niedrigen Drehzahlen für verschiedene Windgeschwindig-

keiten. Bei sehr niedrigen Drehzahlen im Anlauf ist auf der einen Seite die induzierte Spannung des Generators sehr klein und das Moment der Turbine auf der anderen Seite bei höheren Windgeschwindigkeiten bereits recht groß, so daß die Verluste im Wicklungswiderstand  $R_S$  die vom Generator gelieferte Leistung übersteigen. Ein Teil dieser Verluste wird aus dem Zwischenkreis gedeckt. Die Generatorspannung  $u_{Gq}$  wird damit negativ. Je höher die Windgeschwindigkeit ist, desto größer wird die Drehzahl, ab der  $u_{Gq}$  positiv wird. Durch die Änderung des Vorzeichens kann zur Leistungsberechnung nach Gl. (5.15) nicht mehr der Betrag der Größen  $u_{Gq}$  und  $i_{Gq}$  herangezogen werden; die Berechnung wird aufwendiger.

Als zweite Möglichkeit zur Leistungsberechnung bietet sich der Weg über die Turbinenleistung  $P_{WT}$  an. Die Leistung der Turbine läßt sich nach Gl. (5.13) berechnen. Die Winkelgeschwindigkeit wird bereits sowohl für den Drehzahlregler als auch für den MPP-Tracker benötigt. Hier stellt sich das Problem, daß das Antriebsmoment  $m_a$  nicht bekannt ist. Bei einer starren Kupplung entspricht dies dem inneren Moment der Maschine  $m_i$ . Dies ist nach Gl. (4.1) proportional zu dem Strom  $i_{Gq}$ . Die Berechnung der Leistung kann somit über

$$P_{WT} = \frac{3}{2} z_p \Psi_f' i_{Gq} \Omega \quad (5.16)$$

erfolgen. Für den MPP-Tracker werden die konstanten Faktoren zu einem gemeinsamen Proportionalitätsfaktor

$$\zeta' = \frac{3}{2} z_p \Psi_f' \zeta. \quad (5.17)$$

zusammengefaßt

### 5.3 Simulation der Windturbine

Da für den Laboraufbau keine reale Windturbine zur Verfügung steht, wurde der Synchrongenerator an eine fremderregte Gleichstrommaschine gekuppelt. Bei konstanter Erregung wird mit Hilfe des den Ankerkreis speisenden Umrichters ein Ankerstrom eingepreßt. Dieser ist proportional zu dem Moment der Gleichstrommaschine [25].

Das Moment einer Windturbine berechnet sich mit  $R$  als Radius der Windturbine und Gl. (5.13) zu

$$m_a = \frac{1}{2} \rho_L c_m \pi R^3 v^2. \quad (5.18)$$

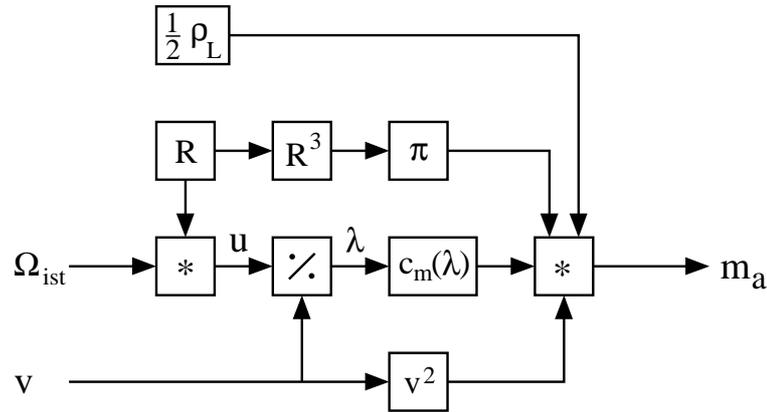


Abbildung 5.9: Simulationsmodell der Windturbine

Dementsprechend kann die Windturbine mit einem Modell nach Abb. 5.9 simuliert werden.

Der Momentenbeiwert  $c_m$ , der mit dem Leistungsbeiwert über

$$c_m = \frac{c_p}{\lambda} \quad (5.19)$$

verknüpft ist, wird für eine reale Windkraftanlage meßtechnisch ermittelt.

Da es für das in dieser Arbeit vorgestellte Verfahren zur Ermittlung des optimalen Arbeitspunktes der Windturbine nicht auf den exakten Verlauf des Momentenbeiwertes ankommt, wurde für die Simulation der Windturbine der Momentenbeiwert über eine quadratische Funktion ermittelt. Zur Orientierung diene eine Abbildung des Momentenbeiwertes eines Schnellläufers aus [54]. Die verwendete Formel lautet

$$c_m = -0.0011\lambda^2 + 0.0132\lambda + 0.01; \quad (5.20)$$

ihr Verlauf ist in Abb. 5.10 abgebildet.

Berechnet man aus Gl. (5.20) unter Berücksichtigung von Gl. (5.19) die optimale Schnellaufzahl  $\lambda_{opt}$ , für die der Leistungsbeiwert  $c_p$  aus Abb. 5.11 sein Maximum annimmt, so ergibt sich

$$\lambda_{opt} = 8.36. \quad (5.21)$$

Über den Radius der Windturbine kann diese mit dem vorgegebenen Momentenbeiwert aus Gl. (5.20) in ihrer Leistung an die vom Generator vorgegebenen

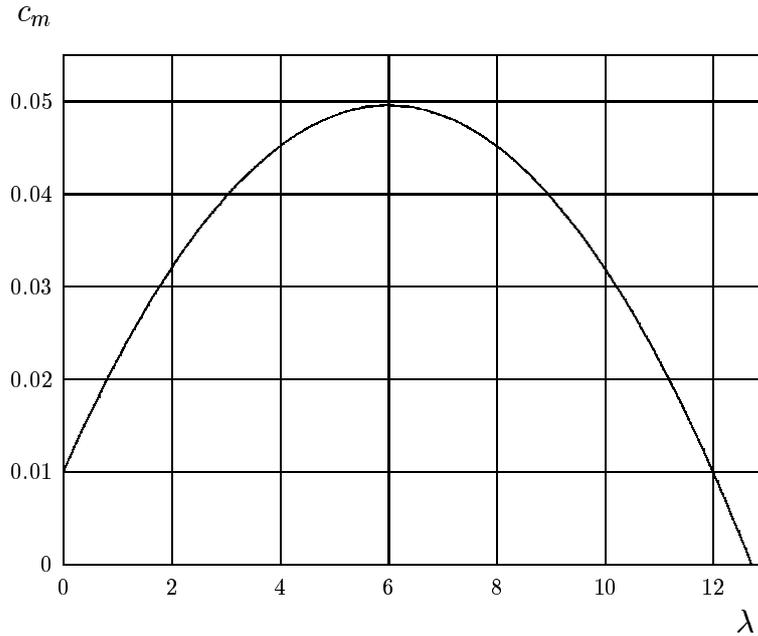


Abbildung 5.10: Verlauf des in der Simulation der Windturbine verwendeten Momentenbeiwertes  $c_m$  nach Gl. 5.20

Werte angepaßt werden. Dabei muß neben der Generatorleistung auch das Generatormoment beachtet werden. Für einen Radius von

$$R = 2\text{m} \quad (5.22)$$

zeigt Abb. 5.12 das Verhalten des Turbinenmomentes bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten. Das korrespondierende Verhalten der Turbinenleistung ist in Abb. 5.13 wiedergegeben. Bis zu einer Windgeschwindigkeit von  $v = 13\frac{\text{m}}{\text{s}}$  kann die maximal mögliche Leistung dem Wind entnommen werden. Bei höheren Windgeschwindigkeiten muß die Leistung begrenzt werden.

## 5.4 Simulationsergebnisse

In der Simulation wurde die nahezu stillstehende Turbine mit einem Windgeschwindigkeitssprung zum Zeitpunkt  $t = 2\text{s}$  von  $v = 1.5\frac{\text{m}}{\text{s}}$  auf  $v = 10\frac{\text{m}}{\text{s}}$  angetrieben. Die Anpassung der Söldrehzahl über den MPP-Tracker erfolgt alle zwei Sekunden. Es zeigt sich, daß der Verstärkungsfaktor  $\zeta$  wie erwartet einen großen Einfluß darauf hat, wie schnell und wie direkt der MPP-Tracker die ideale Dreh-

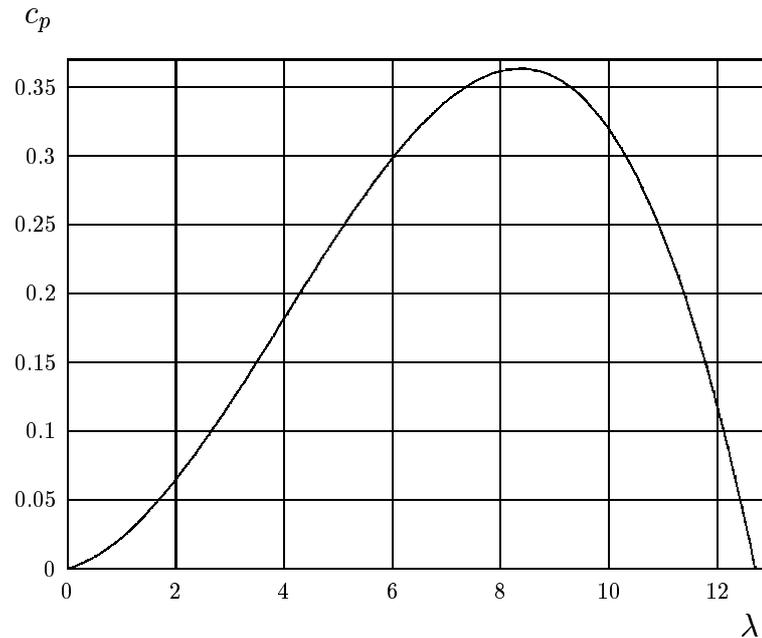


Abbildung 5.11: Für die Simulation der Windturbine nach den Gln. (5.19) und (5.20) verwendeter Leistungsbeiwert  $c_p(\lambda)$

zahl findet.

Für einen Verstärkungsfaktor von  $\zeta = 24.5 \exp -3$  zeigt Abb. 5.14 den Verlauf von Soll- und Istwert der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$ , den zugehörigen Verlauf der Schnellaufzahl  $\lambda$  zeigt Abb. 5.15. Nach fünf Schritten ist bereits die optimale Drehzahl erreicht. Da jedoch im folgenden Vergleich sowohl  $\Delta P_{WT}$  als auch  $\Delta \Omega$  positiv sind, erfolgt nach Abb. 5.7 eine weitere Erhöhung des Drehzahlsollwertes. Durch das große  $\zeta$  bestimmt der MPP-Tracker nun einen Arbeitspunkt weit oberhalb des optimalen Arbeitspunktes, um sich schließlich in immer kleiner werdenden Pendelungen auf den optimalen Arbeitspunkt festzulegen.

Mit einem auf  $\zeta = 21.2 \exp -3$  verringerten Verstärkungsfaktor verändert sich der Verlauf von Soll- und Istwert der Winkelgeschwindigkeit sowie der der Schnellaufzahl wie in den Abbn. 5.16 und 5.17 dargestellt. Durch das kleinere  $\zeta$  benötigt der MPP-Tracker jetzt sechs Berechnungen, um sich an den optimalen Arbeitspunkt heranzutasten. Dafür entfernt er sich beim Überschreiten des Punktes der maximalen Leistung nicht so weit davon, so daß der MPP-Tracker sein Endziel mit dem geringeren Verstärkungsfaktor schneller erreicht.

Der zu dem in Abb. 5.16 dargestellten Verlauf der Winkelgeschwindigkeit gehören-

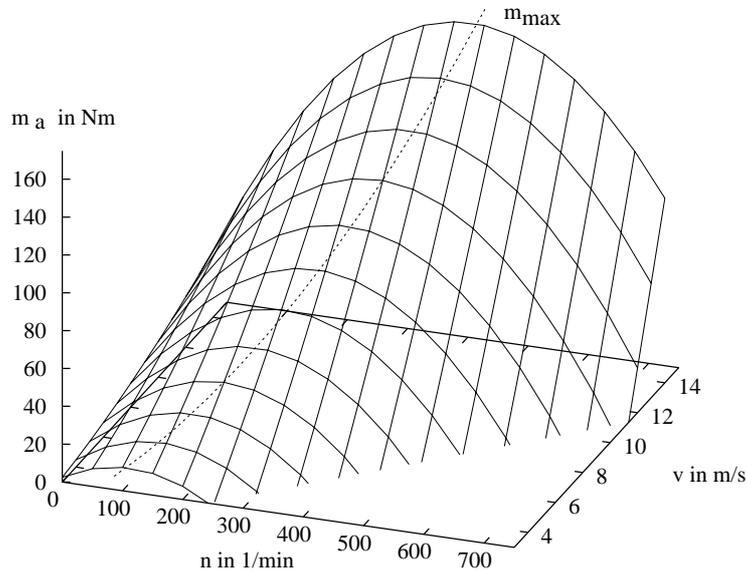


Abbildung 5.12: Verlauf des Momentes der simulierten Windturbine  $m_a$

de Verlauf der Generatorspannungen  $u_{Gq}$  und  $u_{Gd}$  sowie der der Generatorströme  $i_{Gq}$  und  $i_{Gd}$  ist in den Abbn. 5.18 und 5.19 wiedergegeben. Da zu Beginn der Reglerausgang null ist und die Soll Drehzahl größer als der Istwert ist, wird  $u_{Gq}$  mit dem Sprung der Windgeschwindigkeit zunächst negativ, der Generator arbeitet also motorisch. Hat die Windturbine eine gewisse Drehzahl überschritten, so wechselt der Generator schließlich in den generatorischen Betrieb.

Springt die Windgeschwindigkeit statt auf  $10 \frac{m}{s}$  auf  $12 \frac{m}{s}$ , so verhalten sich Winkelgeschwindigkeit und Schnellaufzahl wie in den Abbn. 5.20 und 5.21 dargestellt. Dabei zeigt sich zum Zeitpunkt  $t = 20s$  der Effekt, daß der MPP-Tracker die Soll Drehzahl erhöht, obwohl der optimale Arbeitspunkt bereits überschritten ist. Da jedoch die Leistung im erreichten Arbeitspunkt  $t = 20s$  geringfügig höher ist als die im vorherigen Arbeitspunkt  $t = 18s$ , der noch unterhalb der optimalen Drehzahl liegt, erfolgt die durch den MPP-Tracker vorgenommene Drehzahlsollwertanpassung in die falsche Richtung. Erst mit der nächsten Berechnung wird die Verstellrichtung korrigiert.

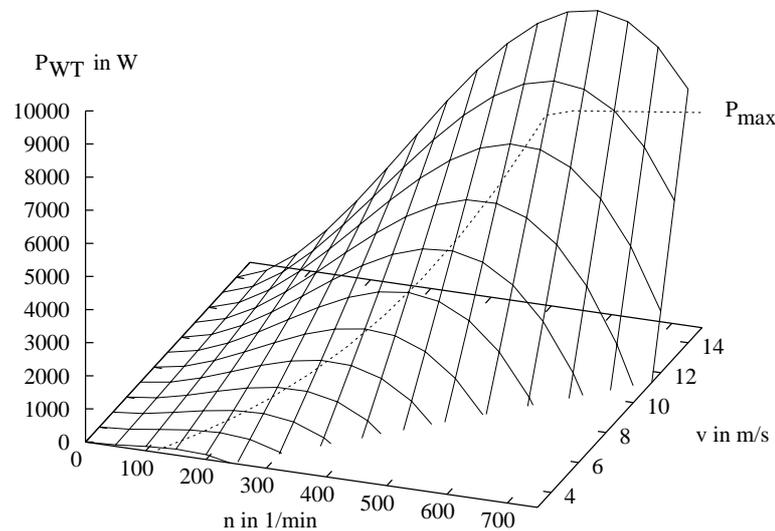


Abbildung 5.13: Verlauf der Leistung der simulierten Windturbine  $P_{WT}$

Die Wahl des Verstärkungsfaktors  $\zeta$  muß als Kompromiß erfolgen, so daß bei kleineren Windgeschwindigkeitsänderungen die Anpassungsschritte des Drehzahlsollwertes so groß sind, daß die optimale Drehzahl zügig erreicht werden kann. Bei größeren Windgeschwindigkeitsänderungen darf der Drehzahlsollwert allerdings nicht zu stark um den optimalen Arbeitspunkt pendeln. Unter realen Bedingungen ist die Windgeschwindigkeit nie über einen Zeitraum konstant, so daß der Einfluß von der exakten Wahl von  $\zeta$  die Leistungsfähigkeit des MPP-Trackers nur geringfügig beeinflusst. Von Bedeutung ist vielmehr, daß  $\zeta$  in der richtigen Größenordnung gewählt wird.

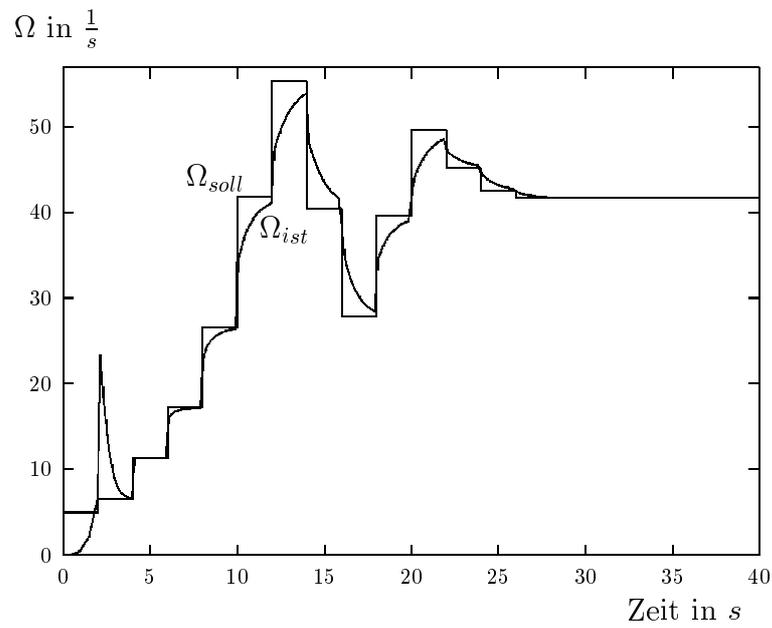


Abbildung 5.14: Simulation der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  für einen Verstärkungsfaktor  $\zeta = 24.5 \exp -3$  bei einem Sprung der Windgeschwindigkeit  $v$  von  $1.5 \frac{m}{s}$  auf  $10 \frac{m}{s}$  zum Zeitpunkt  $t = 2s$

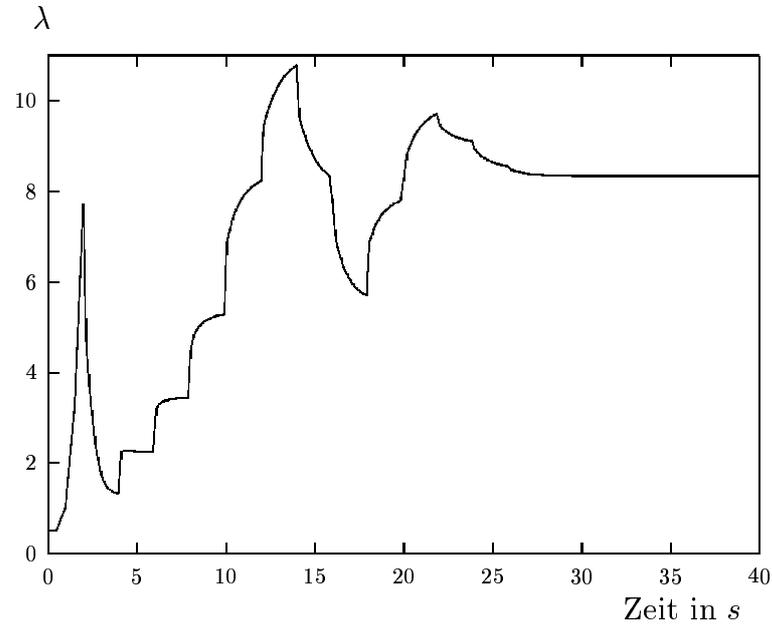


Abbildung 5.15: Simulation der zu Abb. 5.14 gehörenden Schnellaufzahl  $\lambda$

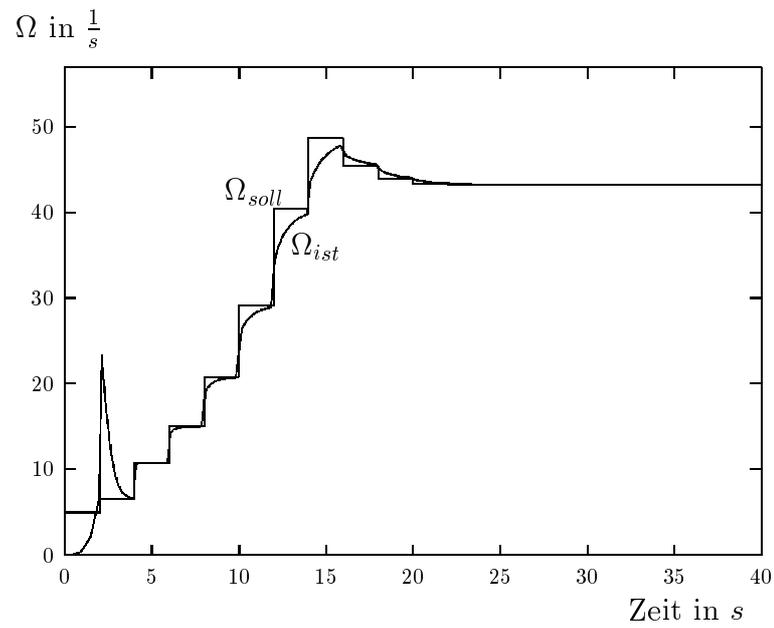


Abbildung 5.16: Simulation der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  für einen Verstärkungsfaktor  $\zeta = 21.2 \exp -3$  bei einem Sprung der Windgeschwindigkeit  $v$  von  $1.5 \frac{m}{s}$  auf  $10 \frac{m}{s}$  zum Zeitpunkt  $t = 2s$

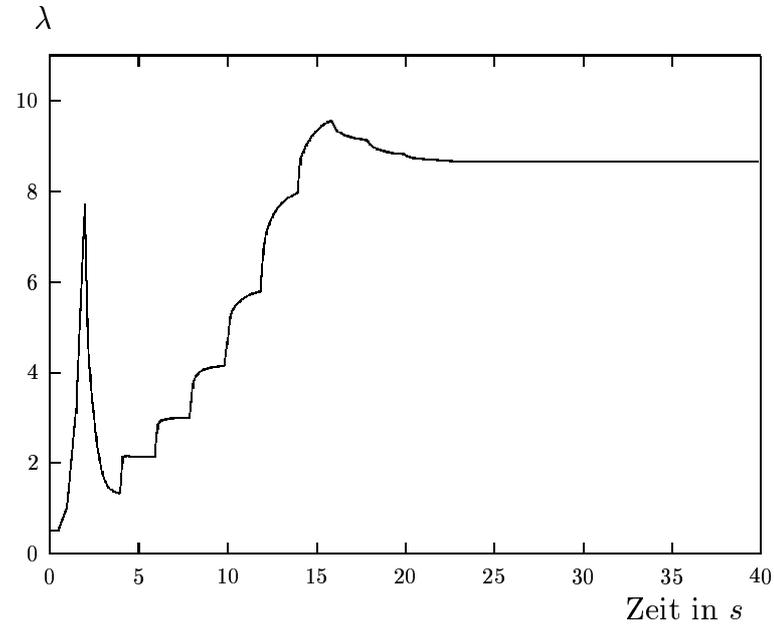


Abbildung 5.17: Simulation der zu Abb. 5.16 gehörenden Schnellaufzahl  $\lambda$

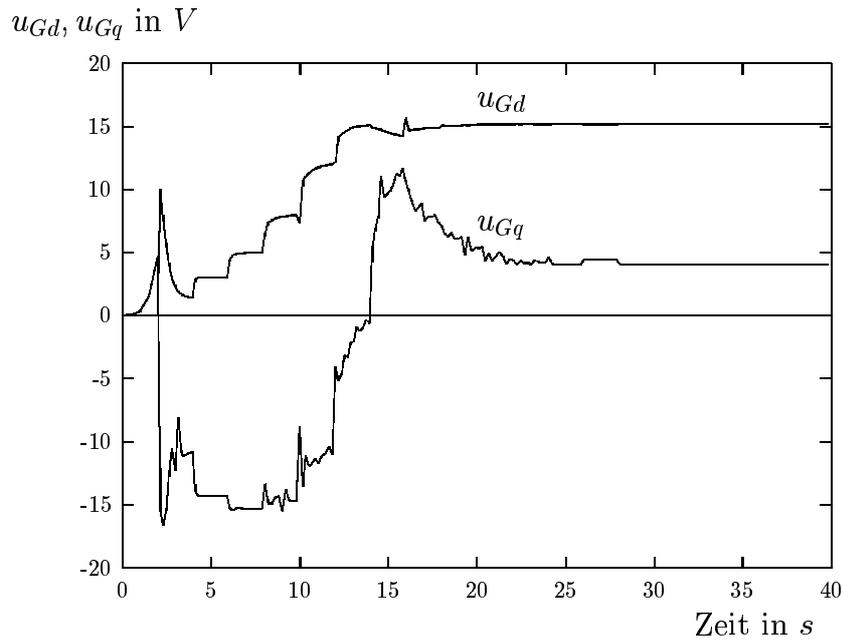


Abbildung 5.18: Simulation der zu Abb. 5.16 gehörenden Generatorspannungen  $u_{Gd}$  und  $u_{Gq}$

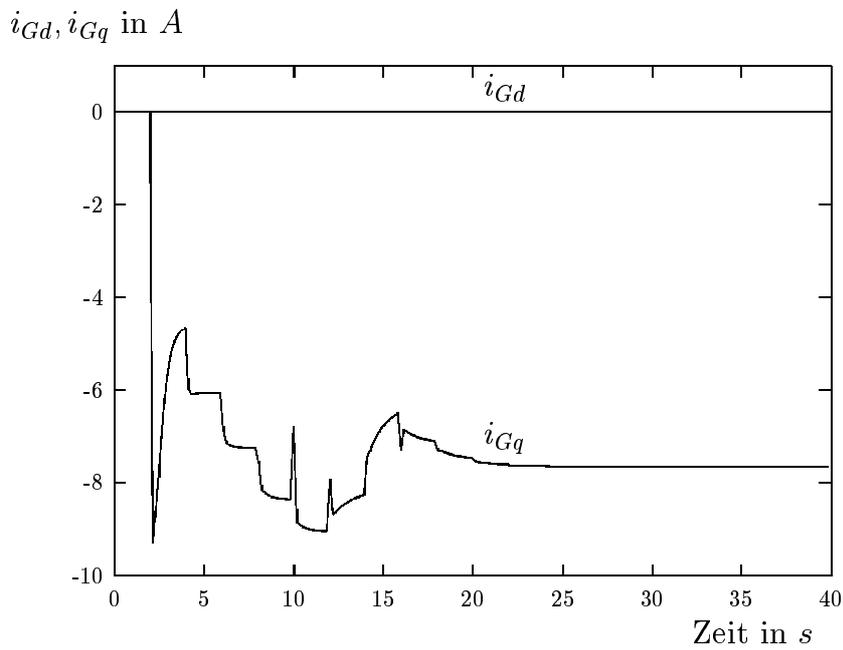


Abbildung 5.19: Simulation der zu Abb. 5.16 gehörenden Generatorströme  $i_{Gd}$  und  $i_{Gq}$

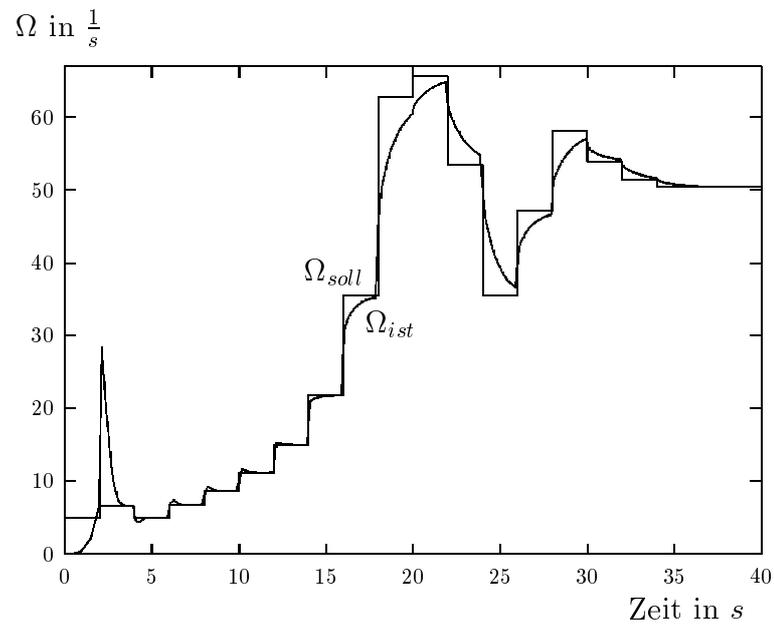


Abbildung 5.20: Simulation der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  für einen Verstärkungsfaktor  $\zeta = 21.2 \exp -3$  bei einem Sprung der Windgeschwindigkeit  $v$  von  $1.5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  auf  $12 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  zum Zeitpunkt  $t = 2\text{s}$

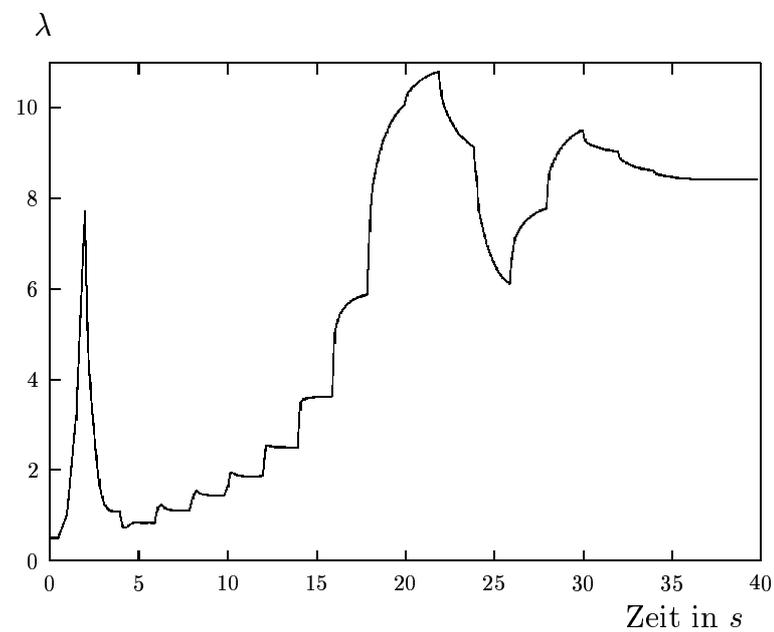


Abbildung 5.21: Simulation der zu Abb. 5.20 gehörenden Schnellaufzahl  $\lambda$



# Kapitel 6

## Netzseitiger Wechselrichter

### 6.1 Mathematische Beschreibung des Betriebsverhaltens des netzseitigen Wechselrichters

Um die mathematische Beschreibung des dreiphasigen Netzeinspeisesystems zu vereinfachen, wird ein Modell nach Abb. 6.1 angenommen. In Ermangelung exakter Kenntnisse über die Größe der Impedanzen des angeschlossenen Netzes, werden für sie die in [21, 22] angegebenen Bezugsimpedanzen für 50Hz

$$Z_{N,\text{norm}} = (0.40 + j0.25)\Omega \quad \text{Phase-Nulleiter} \quad (6.1)$$

$$Z_{N,\text{norm}} = (0.16 + j0.10)\Omega \quad \text{Nulleiter} \quad (6.2)$$

$$Z_{N,\text{norm}} = (0.24 + j0.15)\Omega \quad \text{Phasenleiter} \quad (6.3)$$

angenommen. Da die Impedanzen der Netzdrosseln im Vergleich zu den Werten der Netzimpedanzen klein sind, können diese nicht vernachlässigt werden. Die Reihenschaltung von Netzdrossel und Netzimpedanz wird in dem Modell nach Abb. 6.1 zu einer um die Werte aus Gl. (6.3) vergrößerten Netzdrossel zusammengefaßt. Es gelten dann die folgenden Voraussetzungen:

- dreisträngiges, symmetrisches Netzquellenspannungssystem,
- zeitlich sinusförmiger Verlauf der drei Netzquellenspannungen,
- keine Nullkomponente des dreiphasigen Stromsystems,
- keine weiteren Impedanzen zwischen den Netzquellen und den Netzanschlußpunkten,

- drei identische Netzdrosseln,
- temperatur- und stromunabhängige Parameter der drei Netzdrosseln.

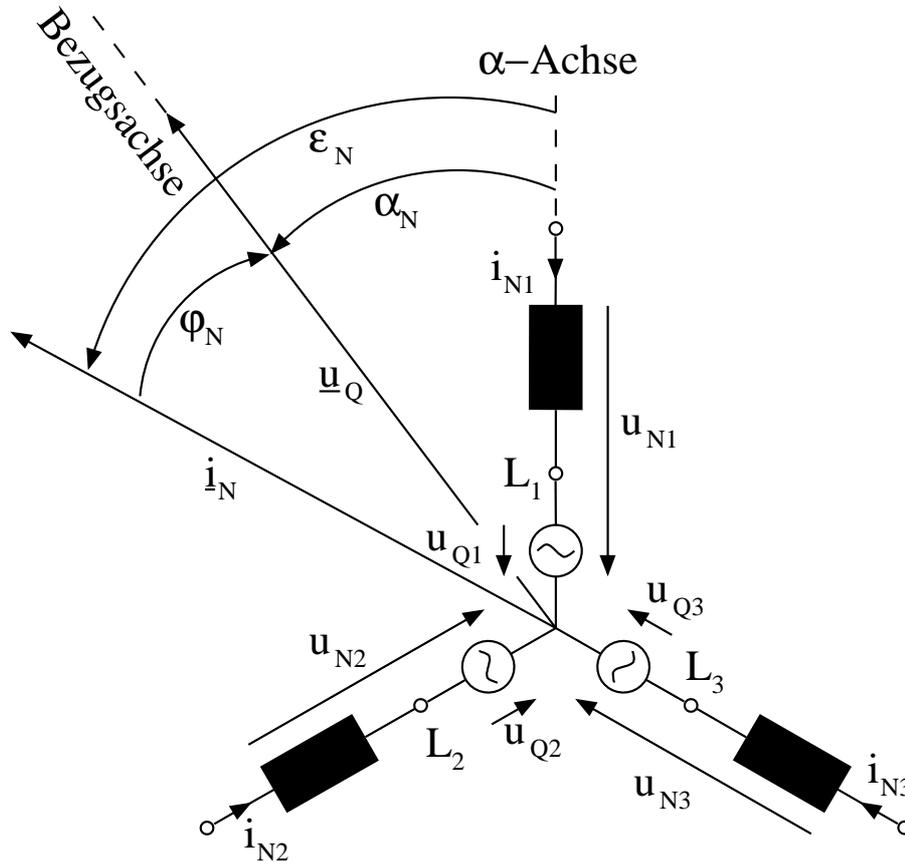


Abbildung 6.1: Modell des netzseitigen Wechselrichters mit netzquellenspannungsorientiertem Bezugssystem

Verwendet man den nach Gl. (2.1) definierten verallgemeinerten Raumzeiger für die Komponenten des dreiphasigen netzseitigen Wechselrichters, so ergibt sich in einem beliebigen Bezugssystem nach Gl. (2.8) für das Netzquellenspannungssystem

$$\underline{u}_Q^B = \hat{u}_Q e^{j(\alpha_N - \gamma_B)}. \quad (6.4)$$

$\hat{u}_Q$  ist die konstante Amplitude der sinusförmigen Netzquellenspannung. Für das Netzspeisespannungssystem ergibt sich

$$\underline{u}_N^B = u_N e^{j(\beta_N - \gamma_B)}, \quad (6.5)$$

und für das Netzstromsystem

$$\dot{\underline{i}}_N^B = i_N e^{j(\varepsilon_N - \gamma_B)}. \quad (6.6)$$

$\alpha_N$ ,  $\beta_N$  und  $\varepsilon_N$  sind dabei die jeweiligen Winkel zwischen der  $\alpha$ -Achse und dem Raumzeiger.

Mit Hilfe dieser drei Raumzeiger wird das Modell nach Abb. 6.1 durch die komplexe Netzspeisespannungsgleichung

$$\underline{u}_N^B = (R_N + j\dot{\gamma}_B L_N) \dot{\underline{i}}_N^B + L_N \frac{d}{dt} (\dot{\underline{i}}_N^B) + \underline{u}_Q^B \quad (6.7)$$

beschrieben. Dabei bezeichnet  $R_N$  den Widerstand und  $L_N$  die Induktivität der Netzdrossel.

## 6.2 Steuerverfahren

### 6.2.1 Wahl der Bezugsachse im netzquellenspannungsorientierten Steuerverfahren

Da der Umrichter über keinen Energiespeicher verfügt, muß die vom Generator erzeugte Leistung mit Hilfe des netzseitigen Wechselrichters umgehend ins Netz weitergeleitet werden. Dabei ist es wichtig, auf Änderungen in der Leistungsabgabe des Generators schnell reagieren zu können. Bei Speisung in ein dreiphasiges Drehspannungsnetz bedeutet dies, daß die leistungsbildenden Komponenten aller drei Leiterströme beeinflußt werden müssen.

Das netzquellenspannungsorientierte Steuerverfahren ermöglicht einen Zugriff auf die leistungsbildende Komponente des Netzstromraumzeigers und ist somit für die vorliegende Anwendung geeignet.

Die Bezugsachse ist, wie in Abb. 6.1 dargestellt, beim netzquellenspannungsorientierten Steuerverfahren fest mit dem Netzquellenspannungsraumzeiger verbunden, so daß für den Bezugswinkel

$$\gamma_B = \alpha_N \quad (6.8)$$

gilt. Der Netzquellenspannungsraumzeiger aus Gl. (6.4) wird somit zu einer reellen Größe,

$$\underline{u}_Q^N = \hat{u}_Q. \quad (6.9)$$

Der Netzstromraumzeiger  $\underline{i}_N$  schließt mit dem Netzquellenspannungsraumzeiger den Winkel  $\varphi_N$  ein. Somit ergibt sich aus Gl. (6.6)

$$\underline{i}_N^N = i_N e^{j(\varepsilon_N - \alpha_N)} = i_N e^{-j\varphi_N} = i_{Nd} + j i_{Nq}. \quad (6.10)$$

Betrachtet man die Berechnung des Zeitwertes der Leistungssumme der drei Zu-leitungsstränge  $p_Q$  nach Gl. (2.7), so erhält man für die netzquellenspannungs-orientierte Beschreibung

$$p_Q = \frac{3}{2} \hat{u}_Q i_{Nd}. \quad (6.11)$$

Gl. (6.11) sagt aus, daß nur der Realteil des Netzstromraumzeigers  $i_{Nd}$  einen Einfluß auf den Zeitwert der Leistungssumme  $p_Q$  hat. Wird nun ein bestimmter Phasenwinkel  $\varphi_{N,\text{soll}}$  zwischen Netzquellenspannungsraumzeiger und Netzstrom-raumzeiger gefordert, so kann der Betrag des Sollwertes des Netzstromraumzei-gers  $i_{N,\text{soll}}$  sowie die Größe des Sollwertes des Imaginäranteils  $i_{Nq,\text{soll}}$  unter der Voraussetzung sinusförmiger Verläufe von Netzquellenspannung und Netzstrom-sollwert nach den Gln. (6.12) und (6.13) berechnet werden.

$$i_{N,\text{soll}} = \frac{1}{\cos \varphi_{N,\text{soll}}} i_{Nd,\text{soll}} \quad (6.12)$$

$$i_{Nq,\text{soll}} = -i_{N,\text{soll}} \sin \varphi_{N,\text{soll}} \quad (6.13)$$

Werden keine besonderen Forderungen an den Phasenwinkel  $\varphi_N$  gestellt, so em-pfiehl es sich, zur Minimierung der Stromwärmeverluste, die sich mit Hilfe von Gl. (2.7) zu

$$P_V = \frac{3}{2} R_N (i_{Nd}^2 + i_{Nq}^2) \quad (6.14)$$

berechnen, den Betrag des Netzstromraumzeigers so klein wie möglich zu halten. Es ist also zweckmäßig, bei freier Wahl des Phasenwinkels  $\varphi_N$  für die Vorgabe des Netzstromraumzeigers die Bedingung

$$i_{Nq} = 0 \quad (6.15)$$

zu erfüllen. Dies bedeutet, daß keine Grundschwingungsblindleistung ins Netz eingespeist wird; der Leistungsfaktor beträgt nahezu eins. Der durch die Pulsig-keit des Stromrichters auftretende Anteil an Verzerrungsblindleistung läßt sich jedoch nicht vermeiden.

### 6.2.2 Der Netzstromregler

Da für die Realisierung der Regelung ein Mikrokontroller mit begrenzter Rechenkapazität zum Einsatz kommt, kann für den Reglerentwurf kein quasikontinuierlicher Betrieb angenommen werden. Der Reglerentwurf muß deswegen zeitdiskret erfolgen.

Durch die konstante Netzfrequenz wird die Winkelgeschwindigkeit

$$\dot{\alpha}_N = \omega_N \quad (6.16)$$

zu einer konstanten Größe. Damit wird die Netzspeisespannungsgleichung (6.7) zu

$$\underline{u}_N^N = R_N \underline{i}_N^N + j\omega_N L_N \underline{i}_N^N + L_N \frac{d}{dt}(\underline{i}_N^N) + \hat{u}_Q. \quad (6.17)$$

Die konstante Netzfrequenz macht den komplexen Anteil der Netzdrossel  $j\omega_N L_N \underline{i}_N^N$  zu einer stromabhängigen Spannungsquelle, wodurch sich ein komplexes elektrisches Ersatzschaltbild nach Abb. 6.2 ergibt.

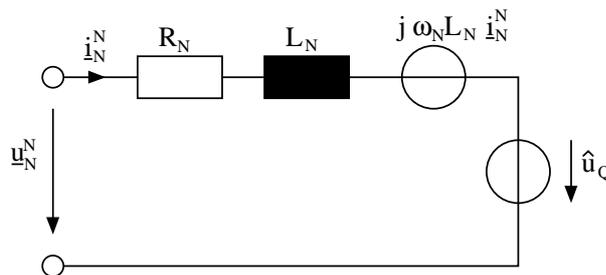


Abbildung 6.2: Komplexes elektrisches Ersatzschaltbild der Netzstromregelstrecke im netzquellenspannungsorientierten Bezugssystem

Für die komplexen Raumzeiger bedeutet dies im stationären Betrieb, daß die leistungsbildende Komponente des Netzstromes  $i_{Nd}$  einen Anteil in Richtung des Netzquellenspannungsraumzeigers  $\hat{u}_Q$  mit dem Betrag  $R_N i_{Nd}$  und einen um  $90^\circ$  voreilenden Anteil vom Betrag  $\omega_N L_N i_{Nd}$  erzeugt. Der Grundwellenblindstromanteil  $i_{Nq}$  hingegen erzeugt im stationären Betrieb je nach Vorzeichen einen um  $90^\circ$  vor- bzw. nacheilenden Anteil vom Betrag  $R_N i_{Nq}$  sowie einen zu  $\hat{u}_Q$  entgegengesetzten bzw. gleichgerichteten Raumzeigeranteil vom Betrag  $\omega_N L_N i_{Nq}$ .

In Abb. 6.3 ist dieser Raumzeiger für einen Phasenwinkel  $\varphi_N = 0$  mit den Amplituden des Netzstromes  $i_N = 5\text{A}$  und  $i_N = 15\text{A}$  abgebildet. Für den dynamischen

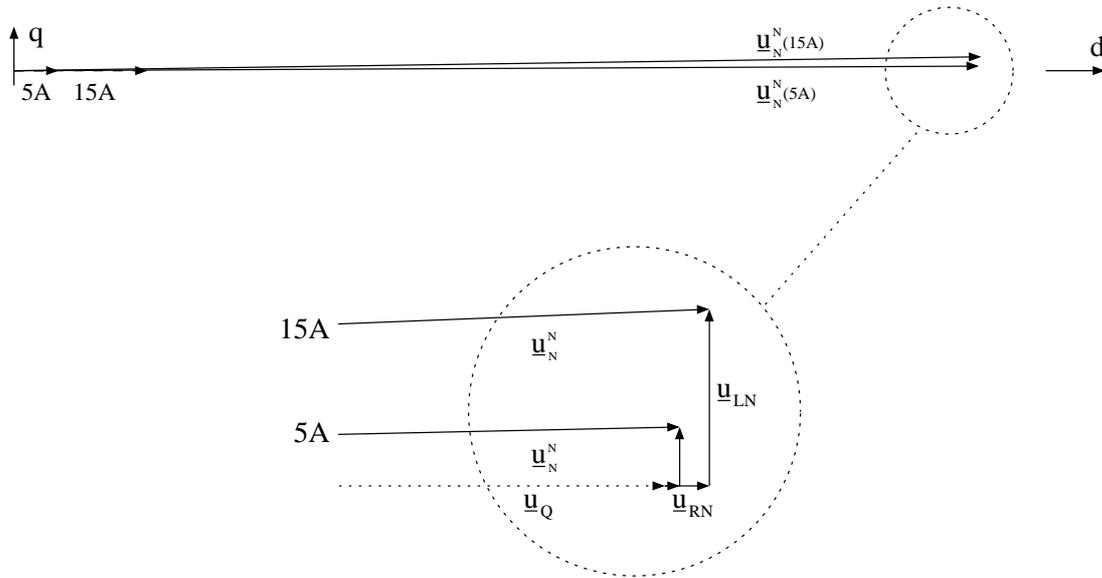


Abbildung 6.3: Raumzeiger der Netzspeisespannung für den statischen Betrieb für verschiedene Netzströme mit  $\varphi_N = 0$

Betrieb müssen zusätzlich noch die Spannungsabfälle, die durch die Stromänderung an der Netzinduktivität hervorgerufen werden, mit einbezogen werden. Dabei liegt der Anteil der Änderung der leistungsbildenden Stromkomponente in der Achse von  $\hat{u}_Q$ , während der Anteil von  $i_{Nq}$  um  $90^\circ$  vor- oder nachhinkt. Die Richtung hängt von der Änderung des Stromes ab.

Abb. 6.4 gibt die Raumzeiger für einen Anstieg des Netzstromes von zunächst 0A auf 5A mit einem linearen Anstieg von 1.5A/ms wieder. Der Blindstromanteil  $i_{Nq}$  ist dabei zu jedem Zeitpunkt null. Der Netzspeisespannungsraumzeiger ist zu Beginn mit dem Netzquellenspannungsraumzeiger identisch, seine Spitze liegt auf Punkt 1. Zu Beginn des linearen Stromanstieges springt die Raumzeigerspitze auf den in Abb. 6.4 mit 1' gekennzeichneten Punkt. Während des Anstieges wandert die Raumzeigerspitze langsam auf Punkt 2', um dann mit dem Ende des linearen Stromanstieges auf Punkt 2 zurückzuspringen. Damit läßt sich das dynamische Verhalten der Netzstromregelstrecke bezüglich der leistungsbildenden Komponente des Netzstromes mit einem Verzögerungsglied erster Ordnung beschreiben. Die Verstärkung ist

$$K_N = \frac{1}{R_N}, \quad (6.18)$$

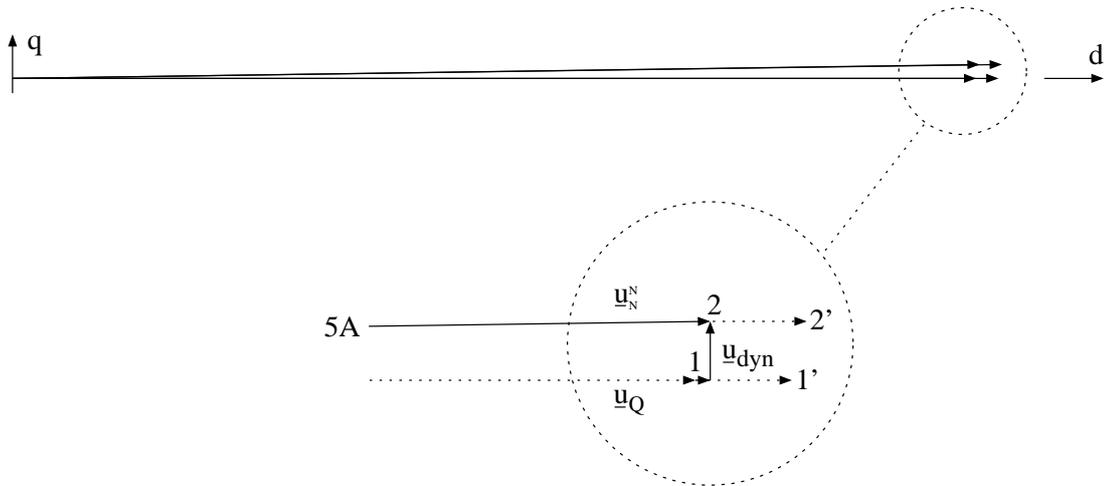


Abbildung 6.4: Raumzeiger der Netzspeisespannung für den dynamischen Betrieb für einen linearen Anstieg des Netzstromes von 0 auf +5A innerhalb von 2ms mit  $\varphi_N = 0$

während sich die Zeitkonstante aus

$$T_N = \frac{L_N}{R_N} \quad (6.19)$$

berechnet.

Die Strommessung erfolgt über einen LEM-Wandler praktisch verzögerungsfrei und kann mit einem einfachen Proportionalglied mit der Verstärkung  $K_S$  beschrieben werden. Wird für den Netzstromregler ein PI-Regler gewählt, so ergibt sich mit der Abtastzeit  $T_{iN}$  als Gesamtstruktur Abb. 6.5.

Dabei ist  $K_{iiN}$  die Verstärkung des Stromdifferenzintegrators,  $K_{piN}$  die Verstärkung des Proportionalanteils des Stromistwertes und  $K_{miN}$  die Verstärkung des Proportionalanteils des Stromsollwertes.

Für einen zeitdiskreten Reglerentwurf ist diese Darstellung mit einer Mischung aus zeitdiskreten und zeitkontinuierlichen Elementen jedoch nicht geeignet. Das zeitkontinuierliche PT1-Glied einer Phase der Netzstromregelstrecke

$$L_N \dot{i}_N + R_N i_N = u_N - \hat{u}_Q \quad (6.20)$$

mit seiner Übertragungsfunktion

$$G_{iN}(s) = \frac{1}{R_N} \frac{1}{1 + T_N s} \quad (6.21)$$

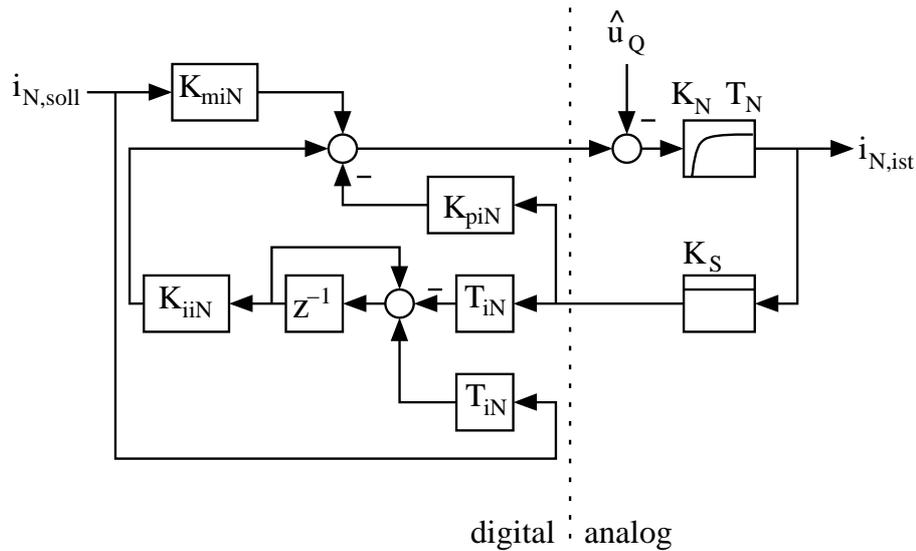


Abbildung 6.5: Zeitkontinuierliche Darstellung der Netzstromregelstrecke mit zeitdiskretem PI-Regler

muß noch in die  $z$ -Ebene transformiert werden. Mit der nach Gl. (2.38) vorgenommenen Berechnung lautet die Zustandsdifferenzgleichung der Netzstromstrecke

$$i_{N,k+1} = \frac{1}{R_N}(1 - \Phi_{RS})(u_N - \hat{u}_Q) + \Phi_{RS}i_{N,k}. \quad (6.22)$$

Dabei ist

$$\Phi_{RS} = e^{-\frac{T_{iN}}{T_N}}. \quad (6.23)$$

Mit dem Verstärkungsfaktor

$$b_1 = \frac{1}{R_N}(1 - \Phi_{RS}) \quad (6.24)$$

läßt sich das PT1-Glied durch Abb. 6.6 ersetzen.

### 6.2.2.1 Reglerentwurf

Für den Netzstromregler wird wiederum ein PI-Regler gewählt, um auch hier durch den I-Anteil eine bleibende Regelabweichung zu verhindern und andererseits mit dem P-Anteil einen schnellen Eingriff des Reglers zu gewährleisten [27]. Dabei wird für den Reglerentwurf wieder die Methode der Eigenwertvorgabe gewählt. Durch die praktisch verzögerungsfreie Strommessung ist das System

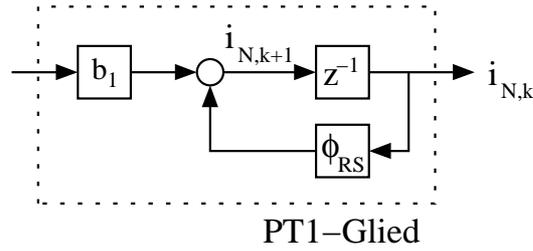


Abbildung 6.6: Zeitdiskrete Darstellung des zeitkontinuierlichen PT1-Gliedes aus Abb.6.5

zustandssteuerbar. Es können also alle Eigenwerte des Systems frei vorgegeben werden.

Stellt man nach Abb. 6.5 und Abb. 6.6 die Zustandsgleichungen auf und schreibt sie in Matrizenform, so ergibt sich mit  $v$  als Zustandsgröße des Regeldifferenzintegrators

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{N,k+1} \\ v_{k+1} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \Phi_{RS} - b_1 K_{piN} K_S & b_1 K_{iiN} \\ -T_{iN} K_S & 1 \end{bmatrix}}_{\Phi_{R,iNd}} \begin{bmatrix} i_{N,k} \\ v_k \end{bmatrix} + \dots \\ &\dots + \begin{bmatrix} b_1 K_{miN} \\ T_{iN} \end{bmatrix} i_{N,soll,k} + \begin{bmatrix} -b_1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u}_Q. \end{aligned} \quad (6.25)$$

Die zeitdiskrete Dynamikmatrix  $\Phi_{R,iNd}$  wird nun wieder in die Eigenwertdefinitionsgleichung (2.19) eingesetzt. Es ergibt sich ein Polynom zweiten Grades

$$z^2 - (1 + \Phi_{RS} - b_1 K_{piN} K_S)z + (\Phi_{RS} - b_1 K_{piN} K_S + T_{iN} b_1 K_{iiN} K_S) = 0. \quad (6.26)$$

Durch Koeffizientenvergleich mit dem charakteristischen Polynom nach Gl. (2.21) ergibt sich für die beiden Reglerparameter

$$K_{piN} = \frac{1 + \Phi_{RS} - z_0 - z_1}{b_1 K_S} \quad (6.27)$$

$$K_{iiN} = \frac{(z_0 - 1)(z_1 - 1)}{b_1 T_{iN} K_S}. \quad (6.28)$$

Offen ist noch die Wahl des Verstärkungsfaktors für den direkten Durchgriff des Netzstromsollwertes  $K_{miN}$ . Er wird so gewählt, daß der Ausgang des Regeldifferenzintegrators  $v$  nur die als Störgröße zu betrachtende Spannung  $\hat{u}_Q$  zu kompensieren hat. Betrachtet man das Gleichungssystem (6.25), so bedeutet dies, daß

sich für den stationären Fall mit

$$i_{N,\text{soll},k} = i_{N,k} = i_{N,k+1} \quad (6.29)$$

Soll- und Istwert des Netzstromes kompensieren müssen. Aus den Gln. (6.25) und (6.29) folgt damit für den Verstärkungsfaktor  $K_{\text{miN}}$

$$K_{\text{miN}} = 1 - \Phi_{\text{RS}} + b_1 K_{\text{piN}} K_{\text{S}}. \quad (6.30)$$

Für den Fall eines doppelten reellen Eigenwertes  $z_0$  sind zur besseren Veranschaulichung die drei Reglerparameter  $K_{\text{miN}}$ ,  $K_{\text{piN}}$  und  $K_{\text{iiN}}$  in Abhängigkeit von  $z_0$  in Abb. 6.7 dargestellt. Der durch die Simulation gewonnene gewählte doppelte Eigenwert  $z_0 = 0.5$  ist in beiden Kurven gekennzeichnet. Er stellt einen Kompromiß aus schnellem Erreichen des Regelwertes und guter Dämpfung dar.

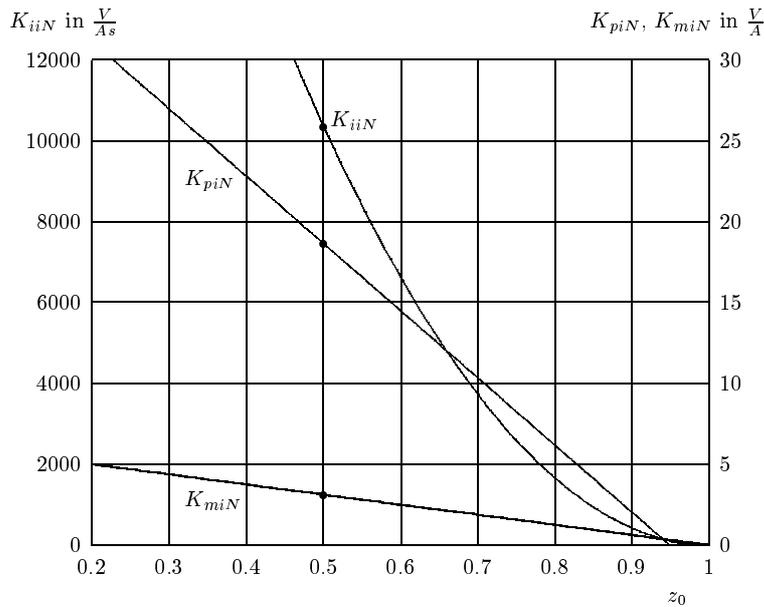


Abbildung 6.7: Reglerparameter des Netzstromreglers  $K_{\text{iiN}}$ ,  $K_{\text{piN}}$  und  $K_{\text{miN}}$  in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes  $z_0$

### 6.2.2.2 Simulationsergebnisse

Soll die Regelung der gesamten Anlage von einem einzigen 80C167-Mikrokontroller übernommen werden, so verbietet es die beschränkte Rechenleistung, die Strom-

regelung mit einer hohen Abtastrate durchzuführen. Die kleinste mögliche Abtastrate liegt bei  $T = 500\mu\text{s}$ . Für die Netzfrequenz von 50Hz bedeutet dies, daß 40 Mal pro Periode der Stromregler eingreift, womit näherungsweise eine sinusförmige Netzstromführung erreicht wird.

Abb. 6.8 zeigt die Ergebnisse der Simulation für die leistungsbildende Netzstromkomponente  $i_{Nd}$ . Dabei springt mit einem Phasenwinkel  $\varphi_{N,\text{soll}} = 0$  zum Zeitpunkt  $t = 0$  der Stromsollwert auf  $-5\text{A}$ . So ein leistungsbildender negativer Strom tritt im Umrichterbetrieb nur zum Einschaltzeitpunkt auf, da dann der Zwischenkreis aufgeladen wird. Sonst findet der Leistungsfluß nur vom Generator über den Zwischenkreis zum Netz statt. Zum Zeitpunkt  $t = 0.1\text{s}$  springt der Sollwert  $i_{Nd,\text{soll}}$  auf  $+15\text{A}$ . Zum Zeitpunkt  $t = 0.05\text{s}$  springt der geforderte Phasenwinkel  $\varphi_{N,\text{soll}}$  von zuvor  $0^\circ$  auf  $-30^\circ$ . In Abb. 6.9 ist der dazugehörige Blindstrom  $i_{Nq}$  sowie der geforderte Phasenwinkel  $\varphi_{N,\text{soll}}$  dargestellt. Nachdem die neuen Sollwerte erreicht

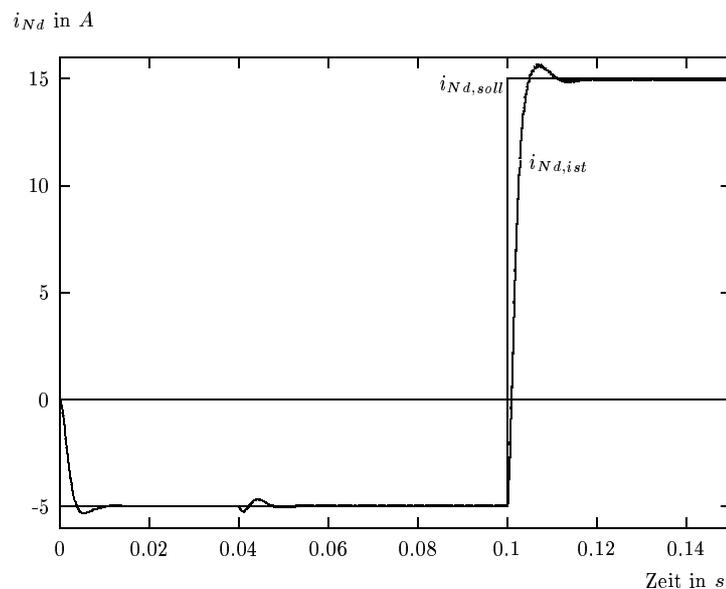


Abbildung 6.8: Simulation der leistungsbildenden Netzstromkomponente  $i_{Nd}$  für einen Sollwertsprung auf  $-5\text{A}$  zum Zeitpunkt  $t = 0$  und auf  $+15\text{A}$  zum Zeitpunkt  $t = 0.1\text{s}$

sind, bleiben beide Stromkomponenten konstant. Dies ist mit einem sinusförmigen Verlauf des Netzstromes im stationären Betrieb gleichzusetzen.

Geht man jedoch von einem realen Netz aus, so setzt sich die Netzquellenspannung  $\hat{u}_Q$  neben der 50Hz Grundwelle auch aus höheren Harmonischen zusam-

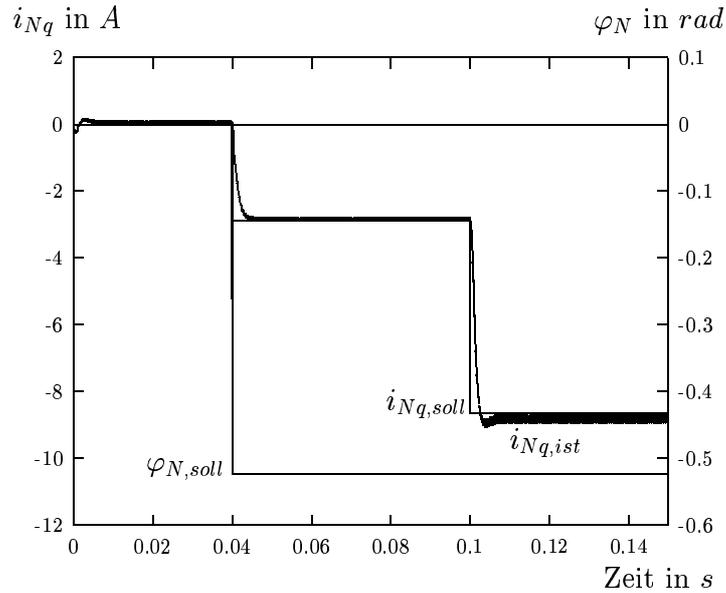


Abbildung 6.9: Simulation des Netzgrundwellenblindstromanteils  $i_{Nq}$  mit einem Sprung des Phasenwinkels  $\varphi_{N,soll}$  auf  $-30^\circ$  zum Zeitpunkt  $t = 0.05$ s und einem Stromsollwertsprung für die leistungsbildende Stromkomponente  $i_{Nd}$  von  $-5$ A auf  $+15$ A zum Zeitpunkt  $t = 0.1$ s

men. Dabei sind besonders die meist stark ausgeprägte 5. und 7. Harmonische zu betrachten. In diesem Fall greift bei der hier vorliegenden Abtastzeit von  $T_{iN} = 500\mu s$  der Netzstromregler nur noch 8 bzw. 5.7 Mal pro Periode. Es ist leicht einzusehen, daß es der Regler bei der vorgegebenen Abtastzeit nicht schaffen kann, diese Harmonischen auszuregeln. Je höher die Frequenz der Harmonischen wird, desto schlechter wird das Regelverhalten des Netzstromreglers sein. In Abb. 6.10 sind auf die Grundschwingung der Netzquellenspannung die 5. Harmonische mit einer Amplitude von 2% der Grundschwingungsamplitude sowie eine 7. Harmonische mit einer Amplitude von 1% der Grundschwingungsamplitude aufaddiert worden. Wie zu erwarten war, bilden sich beide Harmonische im Netzstrom ab. Mit aktiven und passiven Filtern kann man diesem Problem entgegenwirken.

Wird das Konzept, für die Regelung der gesamten Anlage nur einen Mikrocontroller zu verwenden, beibehalten, so muß der Netzstromregler ausgelagert werden. Aus diesem Grunde wurde für den netzseitigen Stromregler ein Hystereseregler

[62] implementiert. Er hat den Vorteil, den Stromsollwert praktisch verzögerungsfrei in die Strecke einzuprägen.

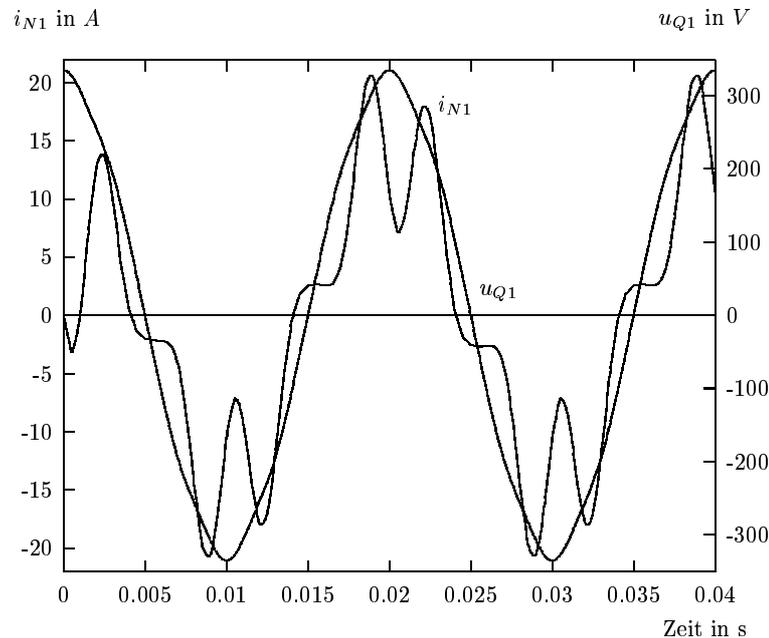


Abbildung 6.10: Simulation des Netzstromes  $i_{N1}$  und der Netzquellenspannung  $u_{Q1}$  mit einem 2%-igen Anteil der 5. Harmonischen sowie einem 1%-igen Anteil der 7. Harmonischen

Die für die einzelnen Phasen benötigten drei Stromsollwerte werden dabei über die CapCom-Anschlüsse des Mikrokontrollers als pulsweitenmodulierte Signale ausgegeben. Mit Hilfe eines Tiefpaßfilters wird die Pulsfrequenz eliminiert, so daß für den Hystereseregler ein 50Hz-Signal vorliegt. Die durch das Tiefpaßfilter auftretende Phasenverschiebung wird bereits bei der Ermittlung der Stromsollwerte über einen Korrekturwinkel  $\kappa$  kompensiert. Die Einstellung des Toleranzbandes erfolgte so, daß die resultierende Pulsfrequenz im Mittel der der generatorseitigen Pulsweitenmodulation entsprach.

## 6.2.3 Entwurf des Zwischenkreisspannungsreglers

### 6.2.3.1 Einführung

Um die Zwischenkreisspannung auf ihren konstanten Wert zu halten, muß dem Netzstromregler ein Zwischenkreisspannungsregler überlagert werden. Dabei ist

die hier auftretende Störgröße in Form der vom Generator kommenden Leistung bekannt und kann somit vorgesteuert werden. Da diese Vorsteuerung jedoch fehlerbehaftet ist, ist es sinnvoll, auch an dieser Stelle auf einen PI-Regler zurückzugreifen.

Problematisch ist dabei die Messung der Zwischenkreisspannung. Einerseits muß die Zwischenkreisspannung für die Messung über einen AD-Wandler des Mikrokontrollers stark abgeschwächt werden. Wegen ihres hohen stationären Anteils wäre die Auflösung des für den Regler interessanten Bereichs jedoch sehr schlecht. Aus diesem Grunde wird in einer vorgeschalteten Rechenschaltung ein Teil des stationären Anteils herausgerechnet. Die Grenzen des Spannungsmessers liegen bei 500V und 700V. Mit den 10-Bit AD-Wandlern des Mikrokontrollers ergibt das eine Auflösung der Messung der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  von etwa 0.2V. Durch die unvermeidbare Abschwächung mit Hilfe eines Spannungsteilers ist das Meßsignal jedoch stark verrauscht. Daher ist es sinnvoll, das Meßsignal mit der maximal möglichen Abtastrate abzutasten und den Zwischenkreisspannungsregler für eben diese Abtastzeit von  $T_{ZK} = 500\mu s$  auszulegen. Ein gut gedämpftes Reglerverhalten kann dabei durch die geschickte Wahl der Eigenwerte des Systems herbeigeführt werden.

### 6.2.3.2 Modellbildung der Zwischenkreisspannungsregelstrecke

Für einen zeitdiskreten Reglerentwurf wird ein Modell der Zwischenkreisspannungsregelstrecke benötigt. Dabei wird zunächst eine Beschreibung der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  in Abhängigkeit der leistungsbildenden Stromkomponente  $i_{Nd}$  gesucht. Da der Netzstrom über die IGBTn/Dioden des netzseitigen Umrichters nicht direkt auf die Zwischenkreisspannung wirkt, wird der Zusammenhang über die über den Zwischenkreis transportierte Leistung ermittelt.

Diese über ein Abtastintervall  $T$  gemittelte elektrische Leistung  $P_{d,k}$  läßt sich mit dem auf der Netzseite vom Zwischenkreiskondensator abfließenden Strom  $I_{d,N}$  über Gl. (6.31) berechnen [43].

$$P_{d,k} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{d,N}(t) u_d(t) dt = \bar{I}_{d,N,k} U_{ZK} \quad (6.31)$$

Die vom Zwischenkreis gelieferte Leistung muß gleich der in das Netz eingespeisten Leistung sein. Es ergibt sich also mit Gl. (6.11)

$$\bar{I}_{d,k} U_{ZK} = \frac{3}{2} \hat{u}_Q \hat{i}_{Nd}. \quad (6.32)$$

Aus Gl. (6.32) läßt sich die Stromrichterverstärkung der selbstgeführten Drehstrombrücke zu

$$K_{\text{SR}} = \frac{\bar{I}_{\text{d,k}}}{i'_{\text{Nd}}} = \frac{3}{2} \frac{\hat{u}_{\text{Q}}}{U_{\text{ZK}}} \quad (6.33)$$

berechnen. Die Strecke besitzt somit durch den Einfluß der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{ZK}}$  eine unerwünschte Nichtlinearität. Diese kann durch eine Stellgrößenkorrektur der Form

$$i_{\text{Nd}} = i'_{\text{Nd}} \frac{U_{\text{ZK}}}{U_{\text{ZK},0}} \quad (6.34)$$

linearisiert werden.  $U_{\text{ZK},0}$  ist der konstante Sollwert der Zwischenkreisspannung, der unter der Voraussetzung eines gut funktionierenden Reglers dem Leerlaufwert der Zwischenkreisspannung entspricht.

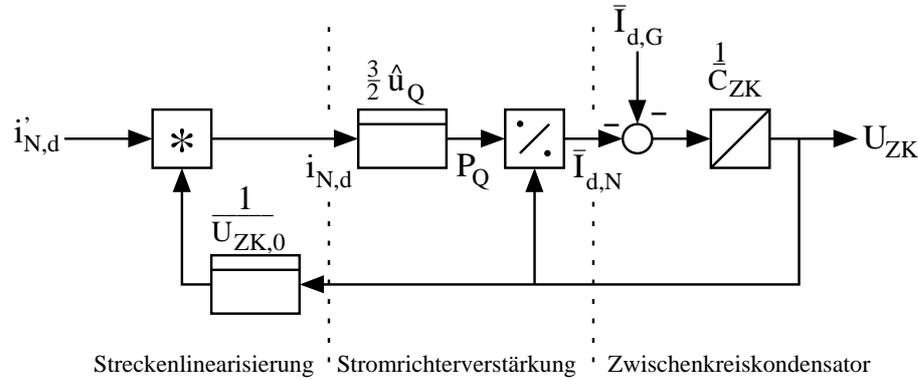


Abbildung 6.11: Linearisierte Strecke der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{ZK}}$

In Abb. 6.11 ist die gesamte Zwischenkreisspannungsstrecke inklusive ihrer Linearisierung dargestellt. Daraus läßt sich die linearisierte Stromrichterverstärkung  $K'_{\text{SR}}$  zu

$$K'_{\text{SR}} = \frac{\bar{I}_{\text{d,N}}}{i'_{\text{Nd}}} = \frac{3}{2} \frac{\hat{u}_{\text{Q}}}{U_{\text{ZK},0}} \quad (6.35)$$

berechnen.

Die Systemgleichung für die Zwischenkreisspannung ergibt unter der Voraussetzung eines induktivitätsarmen und verlustarmen Aufbaus mit dem Zwischenkreiskondensator  $C_{\text{ZK}}$  eine einfache Differentialgleichung erster Ordnung

$$\dot{u}_{\text{ZK}} = -\frac{1}{C_{\text{ZK}}} (K'_{\text{SR}} i'_{\text{Nd}} + \bar{I}_{\text{d,G}}). \quad (6.36)$$

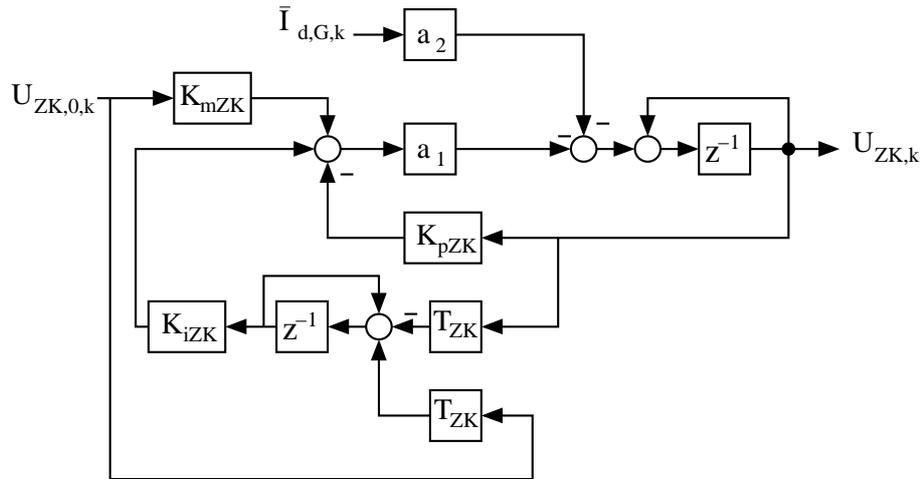


Abbildung 6.12: Gesamtstruktur des Regelkreises der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$

Für einen zeitdiskreten Reglerentwurf wird, wie bereits für den Netzstromregler, wieder die zeitdiskrete Zustandsraumdarstellung der Strecke benötigt. Sie ergibt sich aus der Umsetzung von Gl. (6.36) in Gl. (2.33) zu

$$U_{ZK,k+1} = -\frac{T_{ZK}}{C_{ZK}}(K'_{SR}i'_{Nd,k} + \bar{I}_{d,G,k}) + U_{ZK,k} \quad (6.37)$$

Dabei ist  $T_{ZK}$  die Abtastzeit der Zwischenkreisspannungsregelung. Mit den beiden Verstärkungsfaktoren

$$a_1 = \frac{K'_{SR}T_{ZK}}{C_{ZK}} \quad (6.38)$$

$$a_2 = \frac{T_{ZK}}{C_{ZK}} \quad (6.39)$$

und der in Gl. (2.21) angegebenen Zustandsgleichung eines zeitdiskreten Reglerdifferenzintegrators ergibt sich die in Abb. 6.12 dargestellte Gesamtstruktur des Regelkreises für die Zwischenkreisspannung.

### 6.2.3.3 Reglerentwurf für die Zwischenkreisspannung

Wie für den ursprünglichen Netzstromreglerentwurf wird auch für den Entwurf des Zwischenkreisspannungsreglers auf die Methode der Eigenwertvorgabe zurückgegriffen. Durch den zum Einsatz gebrachten Hystereseregler für den Netzstrom,

der als praktisch verzögerungsfreies Stellglied angenommen werden kann, ist das System zustandssteuerbar. Es können alle Eigenwerte des geschlossenen Regelkreises frei vorgegeben werden.

Aus Abb. 6.12 lassen sich mit  $v$  als der Ausgangsgröße vom diskreten Integrierer des PI-Reglers die Zustandsdifferenzgleichungen ablesen. In Matrixform dargestellt ergibt sich

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{ZK,k+1} \\ v_{k+1} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 + a_1 K_{pZK} & -a_1 K_{iZK} \\ -T_{ZK} & 1 \end{bmatrix}}_{\Phi_{R,ZK}} \begin{bmatrix} U_{ZK,k} \\ v_k \end{bmatrix} + \dots \\ &+ \begin{bmatrix} -a_1 K_{mZK} \\ T_{ZK} \end{bmatrix} U_{ZK,0,k} + \begin{bmatrix} -a_2 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{T}_{d,G,k} \end{aligned} \quad (6.40)$$

Die zeitdiskrete Dynamikmatrix  $\Phi_{R,ZK}$  muß nun wieder in die Eigenwertdefinitionsgleichung (2.19) eingesetzt werden. Man erhält als Polynom zweiten Grades Gl. (6.41),

$$z^2 - (2 + a_1 K_{pZK})z - T_{ZK} a_1 K_{iZK} + a_1 K_{pZK} + 1 = 0, \quad (6.41)$$

woraus sich durch den Vergleich mit dem charakteristischen Polynom für die beiden Reglerparameter

$$K_{pZK} = \frac{z_0 + z_1 - 2}{a_1} \quad (6.42)$$

$$K_{iZK} = \frac{-(z_0 - 1)(z_1 - 1)}{a_1 T_{ZK}} \quad (6.43)$$

ergibt.

Da die Zwischenkreisspannung für den gesamten Betrieb auf dem konstanten Sollwert  $U_{ZK,0}$  gehalten werden soll, kommt keine Veränderung der Führungsgröße, auf die der Regler reagieren muß, vor. Auch für den Einschaltmoment, in dem der Zwischenkreis geladen wird, gibt es keine besonderen Anforderungen hinsichtlich der Anregelzeit. Deswegen kann auf einen direkten Durchgriff der Führungsgröße verzichtet werden. Dies ist mit der Wahl des Reglerkoeffizienten

$$K_{mZK} = 0 \quad (6.44)$$

gewährleistet.

Für die Wahl eines doppelten reellen Eigenwertes sind die sich aus den Gln. (6.42)

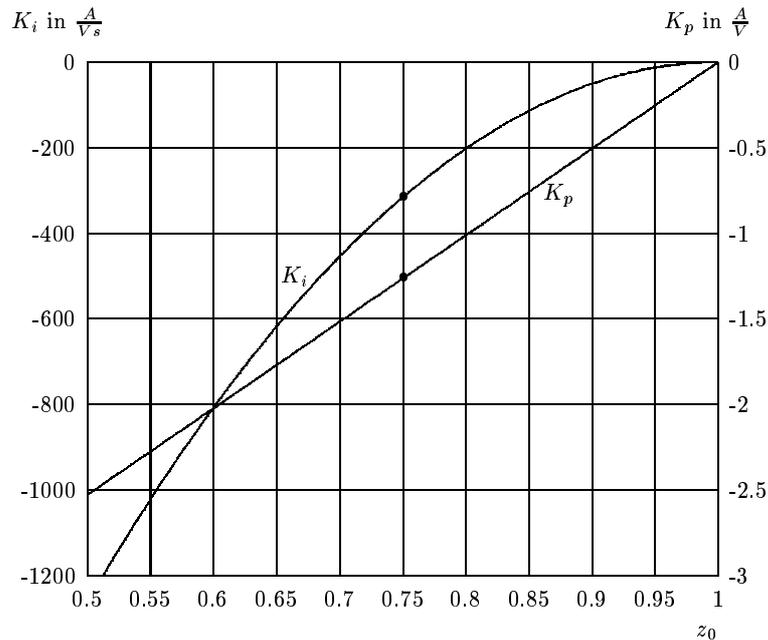


Abbildung 6.13: Reglerparameter des Zwischenkreisspannungsreglers  $K_{iZK}$  und  $K_{pZK}$  in Abhängigkeit eines doppelten reellen Eigenwertes  $z_0$

und (6.43) ergebenden Abhängigkeiten für die beiden noch nicht bestimmten Reglerkoeffizienten  $K_{pZK}$  und  $K_{iZK}$  zur Veranschaulichung in Abb. 6.13 dargestellt. Der durch die Simulation gefundene und für die Laboranlage gewählte doppelte reelle Eigenwert  $z_0 = 0.75$  ist gekennzeichnet.

Der Zwischenkreisspannungsregler bestimmt die leistungsbildende Stromkomponente des Netzstromraumzeigers  $i_{Nd,soll}$ . Fordert nun ein übergeordnetes Lastmanagement einen bestimmten Leistungsfaktor  $\cos \varphi$  von dem Umrichter, so berechnet sich der Sollwert der Stromkomponente  $i_{Nq,soll}$  über das Gleichungssystem (2.5) zu

$$i_{Nq,soll} = i_{Nd,soll} \tan(\arccos \varphi). \quad (6.45)$$

Die Sollwerte der drei Leiterströme werden dann über Gl. (2.4) berechnet.

#### 6.2.3.4 Simulations- und Meßergebnisse

Wie bereits erwähnt bleibt die Führungsgröße für sämtliche Betriebszustände konstant. Damit tritt ein Führungsgrößenprung während des Betriebes nur im Einschaltmoment auf. Dabei ist der Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$  über die netz-

seitige Diodenbrücke bereits auf etwa 570V vorgeladen. In Abb. 6.14 ist die Si-

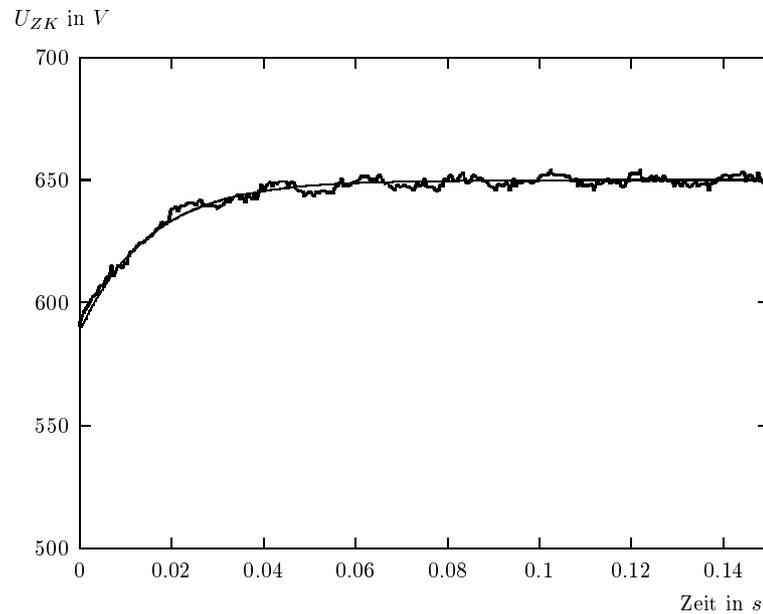


Abbildung 6.14: Simulation und Messung der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  beim Laden des Zwischenkreiskondensators  $C_{ZK}$  von 590V auf 650V

mulation sowie die Messung an der Laboranlage für einen solchen Ladevorgang dargestellt. Dabei beträgt der Anfangswert der Zwischenkreisspannung aus meßtechnischen Gründen hier bereits 590V. Wie durch die Vorgabe der Eigenwerte zu erwarten war, erfolgt das Laden des Zwischenkreiskondensators überschwingungsfrei.

Die zum Ladevorgang in Abb. 6.14 gehörende leistungsbildende Komponente  $i_{Nd}$  des Netzstromraumzeigers sowie die Ausgangsgröße des Zwischenkreisspannungsreglers  $i'_{Nd}$  sind als Ergebnisse aus der Simulation in Abb. 6.15 zu sehen. Dabei wurde der Abschnitt der Zeitachse im Vergleich zu Abb. 6.14 auf den für die Stromgrößen interessanten Zeitabschnitt begrenzt.

Für einen Lastanstieg des generatorseitigen Brückenstromes von 0A auf  $-3.8A$  sind Simulations- und Meßergebnisse des Netzstromes  $i_{N1}$  in Abb. 6.16 wiedergegeben.

Die zur Simulation und zur Messung gehörenden leistungsbildenden Komponenten zeigt Abb. 6.17.

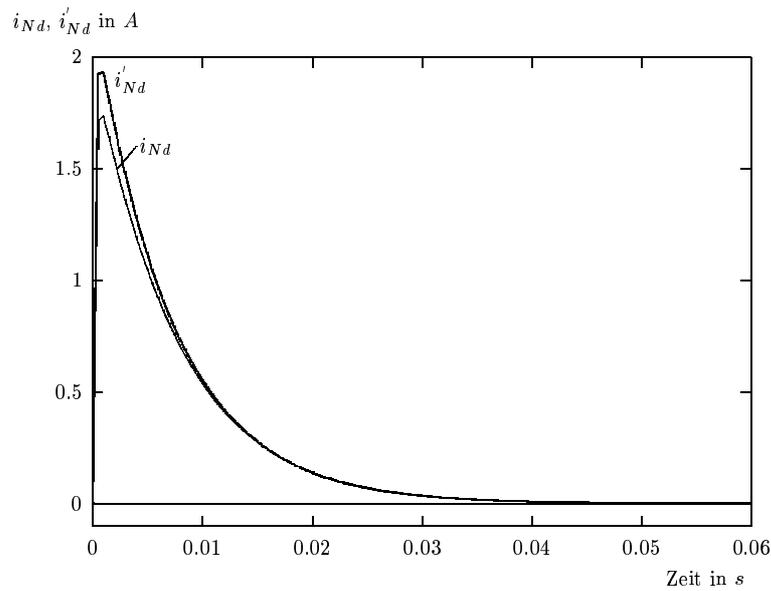


Abbildung 6.15: Simulierte Netzströme  $i_{Nd}$  und  $i'_{Nd}$  beim Ladevorgang des Zwischenkreises auf  $U_{ZK} = 650V$  aus Abb. 6.14

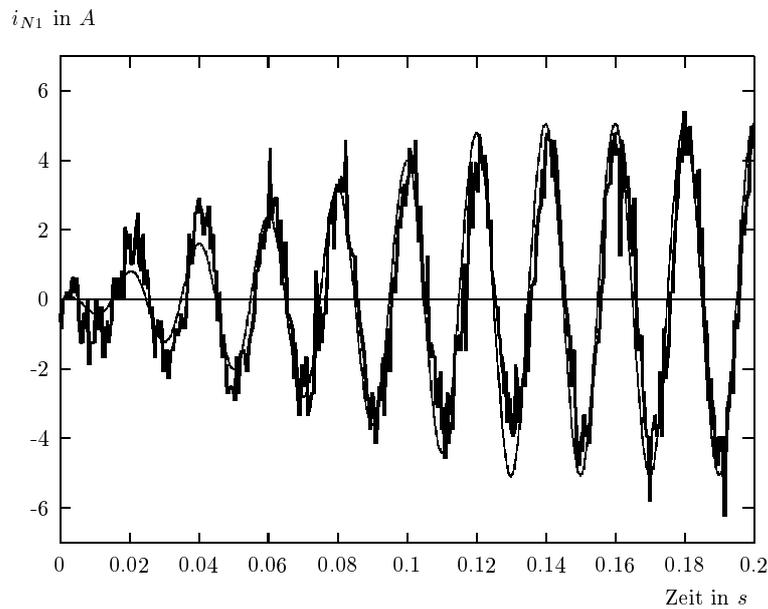


Abbildung 6.16: Simulation und Messung des Netzstromes  $i_{N1}$  bei einem Lastanstieg von  $\bar{I}_{d,G}$  von 0A auf  $-3.8A$

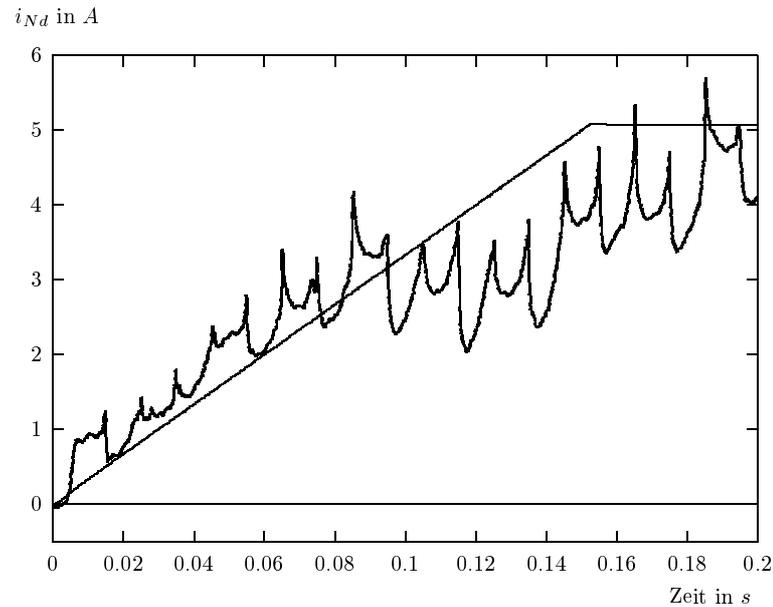


Abbildung 6.17: Simulierte und aus der Messung berechnete leistungsbildende Komponente des Netzstromes  $i_{Nd}$  bei einem Lastanstieg von  $\bar{I}_{d,G}$  von 0A auf  $-3.8A$  zu Abb. 6.16

#### 6.2.4 Aufbau der implementierten Netzankopplung

Aus den vorangegangenen Ausführungen ergibt sich für den implementierten netzseitigen Wechselrichter mit seiner Regelung die in Abb. 6.18 wiedergegebene Struktur. Für den implementierten Hystereseregler des Netzstromes werden nur zwei der drei Netzleiterströme gemessen. Der dritte wird über die Nullpunktbedingung

$$i_{N1} + i_{N2} + i_{N3} = 0 \quad (6.46)$$

berechnet.

Wie bereits dargelegt wurde, ist die Rechenkapazität des Mikrokontrollers beschränkt. Aus diesem Grunde wurde für den Vektordreher der Netzströme eine einmalig berechnete Sinustabelle verwendet, die im 50Hz-Rhythmus abgearbeitet wird. Zur Synchronisierung mit der Netzquellenspannung wird einmal pro Periode ein Synchronisierungssignal ausgewertet.

Durch Rechenlaufzeiten des Mikrokontrollers, einer Verschiebung des Nulldurchgangs der Netzquellenspannung auf Grund der vorhandenen höheren Harmonischen [18] sowie die Verzögerung des Tiefpaßfilters für die Netzstromsollwerte

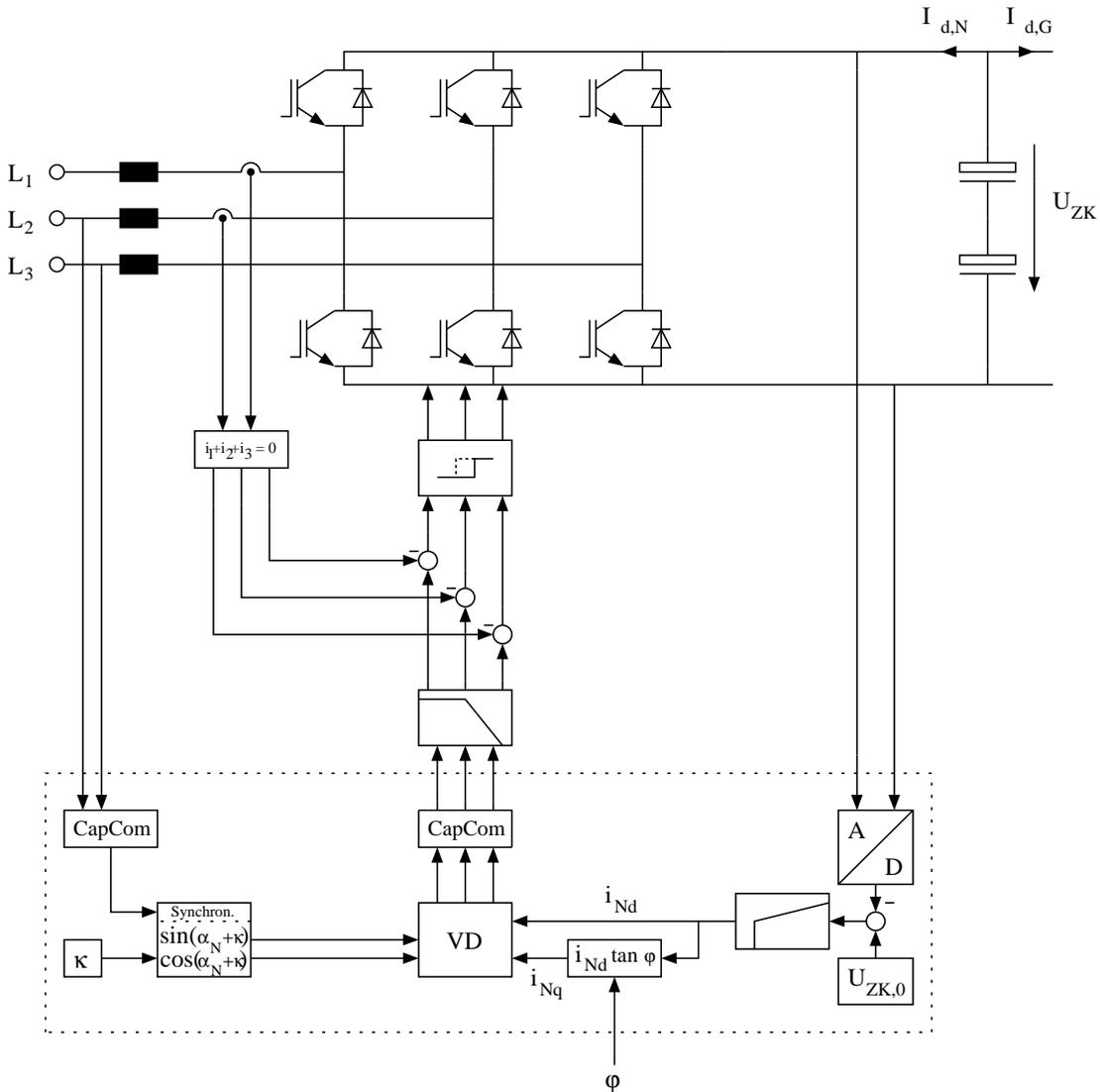


Abbildung 6.18: Netzstruktur

muß ein Korrekturwinkel  $\kappa$  bei der Berechnung des Netzwinkels  $\alpha_N$  berücksichtigt werden.

Um einen Brückenkurzschluß zu verhindern, werden die vom Mikrokontroller generierten Ansteuersignale der IGBTn nicht direkt sondern über eine Verzögerungsschaltung an die Transistoren geleitet. Diese gibt die Signale erst dann frei, wenn der andere Transistor der betroffenen Brücke vor der Mindestsperrzeit abgeschaltet wurde.

# Kapitel 7

## Ergebnisse

### 7.1 Dynamisches Verhalten des Gesamtsystems

#### 7.1.1 Verwendetes Windregime

Um die Funktionstüchtigkeit der einzelnen Systemkomponenten im Zusammenspiel aufzuzeigen, soll die Windturbine beliebigen, realen Windverhältnissen ausgesetzt werden. Die an einem bestimmten Standort aus einer Meßreihe gewonnenen Daten stellen eine Stichprobe dar, die nur zufällig allen statistischen Anforderungen genügen. Um das entwickelte Verfahren unter repräsentativen Bedingungen zu erproben, wurde auf einen im Rahmen eines Forschungsprojektes der TU Berlin synthetisch erzeugten Windzeitschrieb zurückgegriffen. Die Grundlage für diesen Windzeitschrieb bildeten die in einer aufwendigen Meßkampagne erhobenen Winddaten am Standort Emden, die Synthetisierung erfolgte mit Hilfe eines an der TU Delft entwickelten Verfahrens [33, 60].

Den Verlauf des verwendeten Windzeitschriebs zeigt Abb. 7.1. In diesem Fall hat der Wind eine mittlere Windgeschwindigkeit von  $11,5 \frac{m}{s}$ . Die Turbulenzintensität beträgt 12%, und die Abtastfrequenz liegt bei 10Hz.

Auf eine Unterteilung der Rotorebene kann wegen der kleinen Rotorfläche der Anlage verzichtet werden [59].

#### 7.1.2 Simulations- und Meßergebnisse

Wird die Turbine mit dem Windregime aus Abb. 7.1 angeströmt, so ergibt die Simulation des Gesamtsystems den in Abb. 7.2 dargestellten Verlauf der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_{ist}$ . Gleichzeitig zeigt Abb. 7.2 den idealen Verlauf der Win-

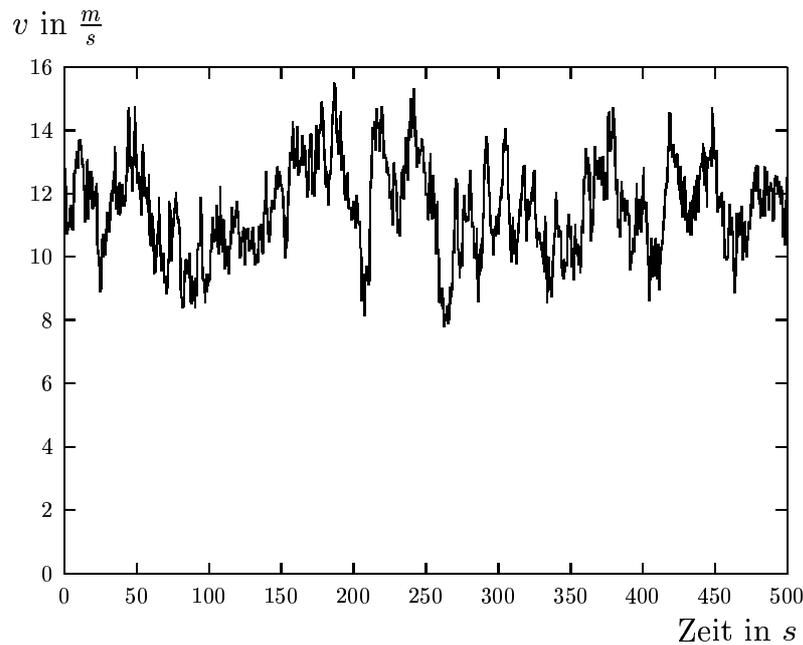


Abbildung 7.1: Verlauf der Windgeschwindigkeit  $v$  in dem zur Überprüfung des Regelverfahrens eingesetzten Windspiel

kelgeschwindigkeit  $\Omega_{id}$ , der sich ergibt, wenn die Schnellaufzahl der Windturbine konstant ihren optimalen Wert  $\lambda_{opt}$  annimmt. Die Berechnung des neuen Drehzahlsollwertes erfolgt durch den MPP-Tracker alle zwei Sekunden. Der zu Abb. 7.2 gehörende simulierte Verlauf der Schnellaufzahl  $\lambda$  ist in Abb. 7.3 abgebildet.

Wird die Laboranlage unter denselben Bedingungen angesteuert, so läßt sich der in Abb. 7.4 dargestellte Verlauf der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_{ist}$  messen. Auch hier wurde zum Vergleich die ideale Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_{id}$  mit eingetragen. Die aus den Messungen ermittelte Schnellaufzahl  $\lambda$  zeigt Abb. 7.5.

Während in der Simulation der Rotor vom Stillstand aus beschleunigt wird, rotierte der Maschinenstrang der Laboranlage bereits auf einer minimalen Drehzahl. Dies war wegen der in der Simulation vernachlässigten Lagerreibung des Maschinensatzes notwendig. Dadurch war das Anlaufmoment des Maschinensatzes höher als das Anlaufmoment der simulierten Windturbine, wodurch sich der Maschinensatz nicht in Bewegung setzen kann. Aus diesem Grunde wurde das Moment der Windturbine im Laboraufbau für niedrige Drehzahlen erhöht, wodurch sich entgegen den realen Verhältnissen auch bei keinem Wind bereits ein

Moment ergibt.

Aus meßtechnischen Gründen erfolgte die Messung der Winkelgeschwindigkeit in der Laboranlage zeitlich leicht versetzt zu der der Simulation, was zu Beginn der beiden Zeitverläufe der idealen Winkelgeschwindigkeit in den Abbn. 7.2 und 7.4 zu sehen ist.

Die Anpassung des Drehzahlsollwertes durch den MPP-Tracker erfolgt in der Simulation exakt alle zwei Sekunden. Im Mikrokontroller des Laboraufbaus wird diese zeitunkritische Operation nicht über einen Interrupt gesteuert, sondern im Hauptprogramm abgearbeitet. Kommt eine zeitkritische Operation dazwischen, kann es zu leichten Verschiebungen in der Neuberechnung des Drehzahlsollwertes kommen. Außerdem erfolgt die Berechnung des Drehzahlsollwertes in der Simulation und der Messung in bezug auf den Verlauf der Windgeschwindigkeit zu unterschiedlichen Zeitpunkten. Die Entscheidung, ob der MPP-Tracker den Drehzahlsollwert erhöht oder erniedrigt, hängt, wie in Kapitel 5.2 beschrieben, sowohl von der Änderung der Drehzahl als auch von der Leistung ab. Verändert sich der Wind dynamisch, so kommt es immer wieder vor, daß der MPP-Tracker den Drehzahlsollwert in die falsche Richtung verändert. Wann und wie oft dies geschieht, hängt von der zufälligen Windveränderung von einem Abtastzeitpunkt zum nächsten ab. So erklärt sich der im Detail völlig unterschiedliche Verlauf der Schnellaufzahlen von Simulation und Messung in den Abbn. 7.3 und 7.5. In der Simulation ist die Abweichung der Schnellaufzahl von ihrem optimalen Wert besonders groß im Zeitraum von 150s bis 200s, in der Messung hingegen von 100s bis 170s.

Wie stark die Abweichungen des Arbeitspunktes vom optimalen Arbeitspunkt tatsächlich sind, läßt sich besonders gut aus den Abbn. 7.6 und 7.7 ersehen. Hier wurde der sich bei der Simulation sowie bei der Messung ergebende momentane Leistungsbeiwert  $c_p$  bezogen auf den maximalen Leistungsbeiwert  $c_{p_{\max}}$  abgebildet. Es zeigt sich, daß zur meisten Zeit die Leistungsausbeute oberhalb von 90% liegt. Damit liegt sie im selben Rahmen wie bei einer Regelung auf die bekannte  $c_p$ -Kurve [12].

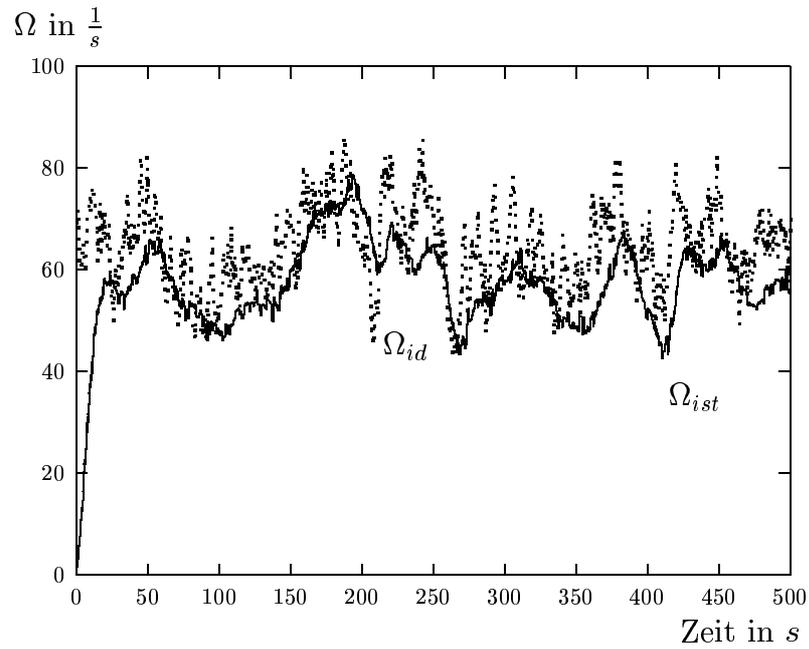


Abbildung 7.2: Simulierter Verlauf der tatsächlichen und der idealen Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1

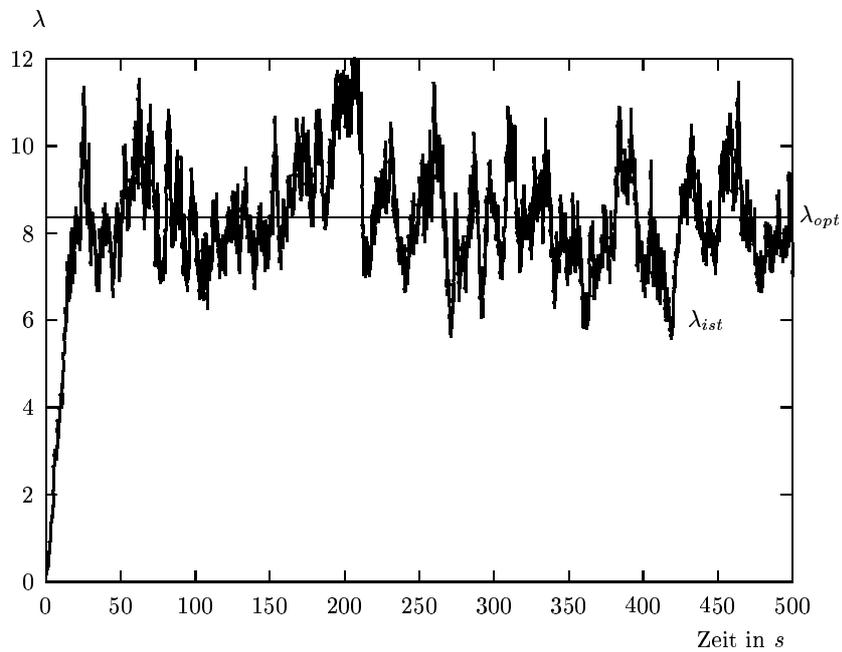


Abbildung 7.3: Simulierter Verlauf der Schnellaufzahl  $\lambda$  bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1

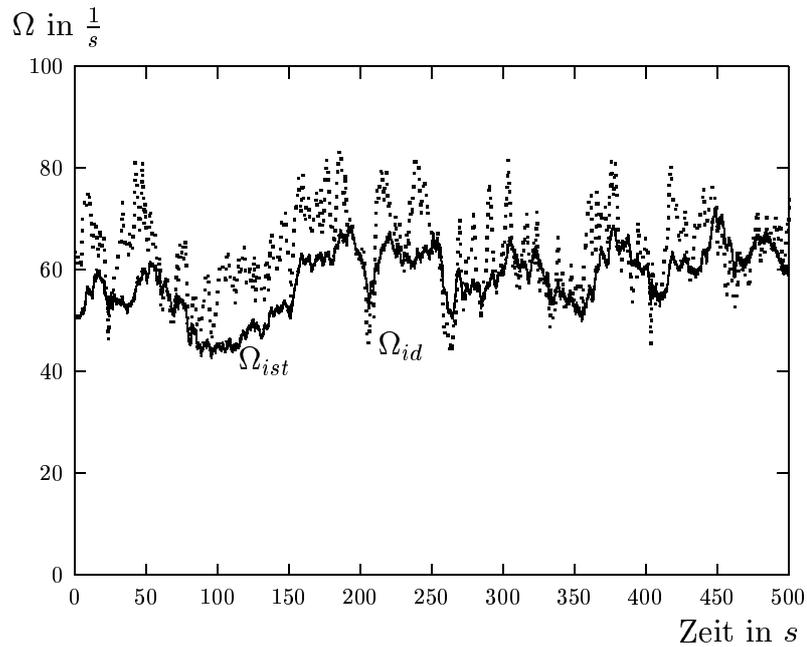


Abbildung 7.4: Gemessener Verlauf der tatsächlichen und der idealen Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1

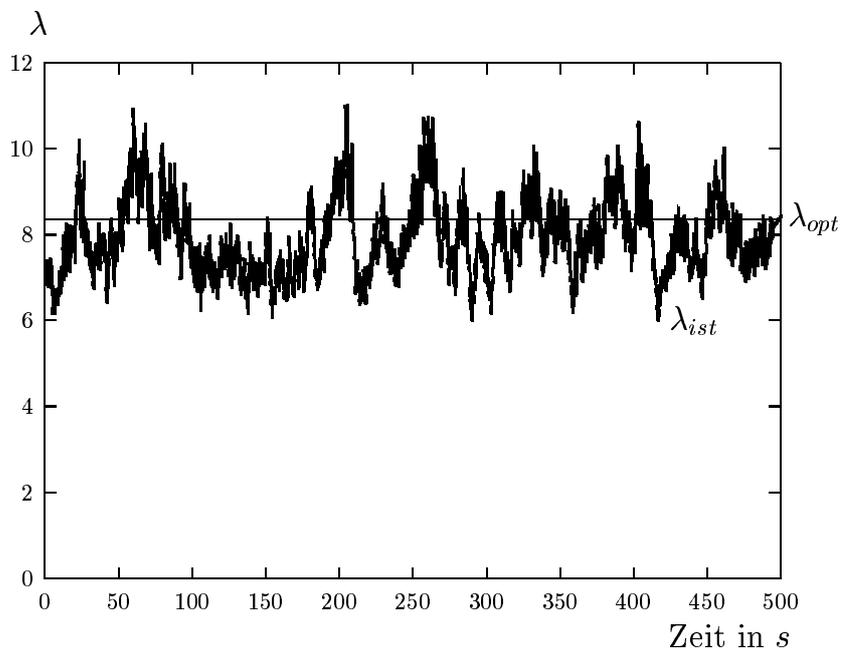


Abbildung 7.5: Gemessener Verlauf der Schnellaufzahl  $\lambda$  bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1

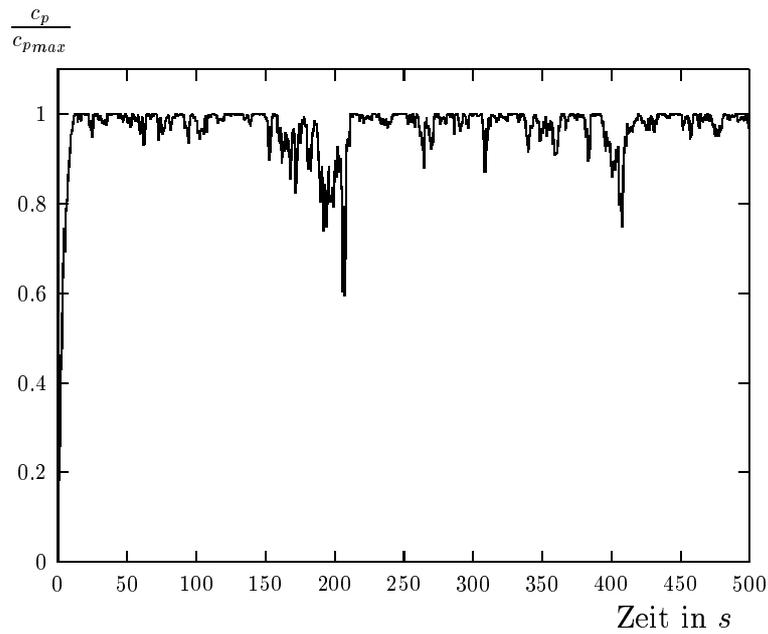


Abbildung 7.6: Simulierter Verlauf des Leistungsbeiwertes  $c_p$  bezogen auf den maximalen Leistungsbeiwert  $c_{pmax}$  bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1

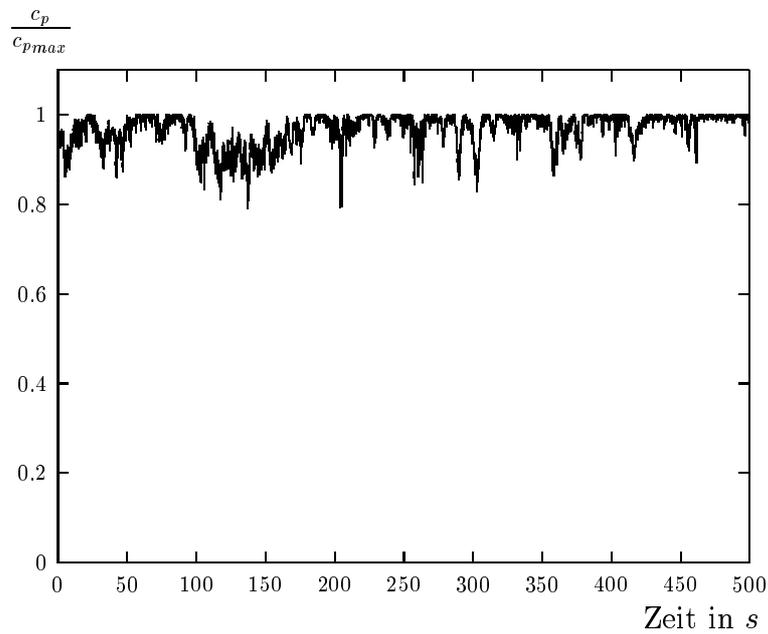


Abbildung 7.7: Gemessener Verlauf des Leistungsbeiwertes  $c_p$  bezogen auf den maximalen Leistungsbeiwert  $c_{pmax}$  bei Anströmung der Windturbine mit dem Windspiel aus Abb. 7.1

## 7.2 Statisches Verhalten der Umrichter

### 7.2.1 Generatorseitiger Umrichter

Im statischen Betrieb soll der Anteil des Generatorstroms  $i_{Gd}$ , der keinen Beitrag zum Moment leistet, null sein. Somit müssen die drei Strangströme des Generators mit der jeweiligen Polradspannung in Phase liegen. Diese läßt sich beim belasteten Generator jedoch nicht messen. Zur Überprüfung der Phasenlage der Strangströme wurde die Polradspannung mit Hilfe des Polradlagewinkels und der Drehzahl aus der Leerlaufmessung aus Abb. 3.4 im Mikrokontroller berechnet. Die berechnete Größe wird über den letzten verfügbaren PWM-Ausgang ausgegeben. Die Messung von Strom und Polradspannung eines Stranges zeigt Abb. 7.8. Um die Polradspannung aus dem PWM-Signal zu erhalten, muß die Messung über ein Tiefpaßfilter erfolgen. Aus diesem Grund ist auch im Stromverlauf die überlagerte Schaltfrequenz der Transistoren nicht zu sehen.

Abb. 7.9 zeigt den Verlauf der drei Strangströme. Diesmal konnte die Messung ohne Filter erfolgen.

In beiden Abbildungen ist im Nulldurchgang der Stromverläufe die Begrenzung des möglichen Stromanstieges durch die Induktivitäten der Statorwicklungen zu erkennen. Durch die Nullpunktsbedingung aus Gl. (2.2) bildet sich diese Abweichung von der Sinusform in den jeweils anderen beiden Stromverläufen ab.

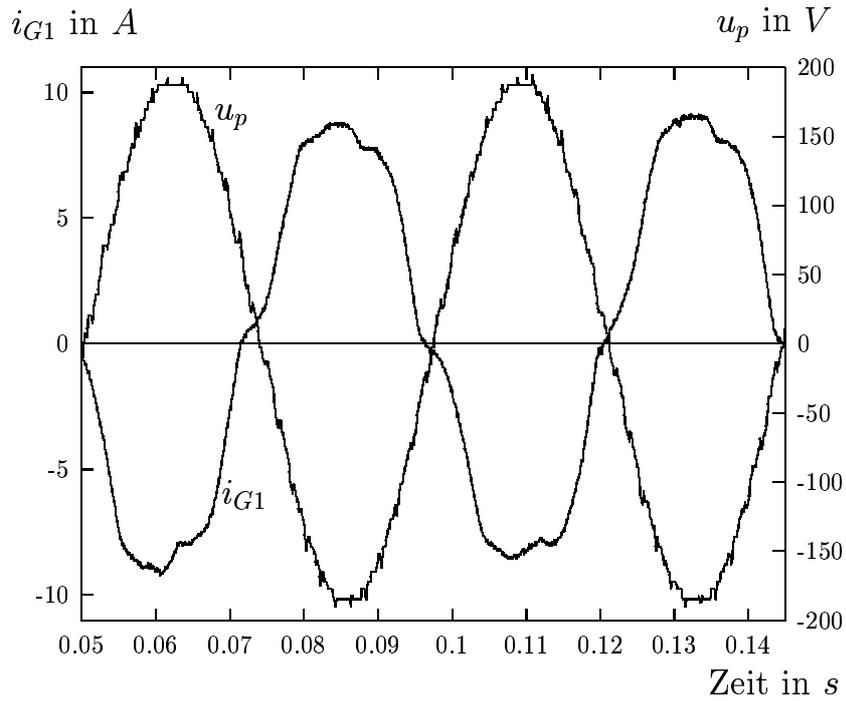


Abbildung 7.8: Gemessener Verlauf eines Strangstroms des generatorseitigen Umrichters sowie der Verlauf der aus der Messung des Rotorpositionswinkels und der momentanen Winkelgeschwindigkeit berechneten dazugehörigen Polradspannung  $u_p$

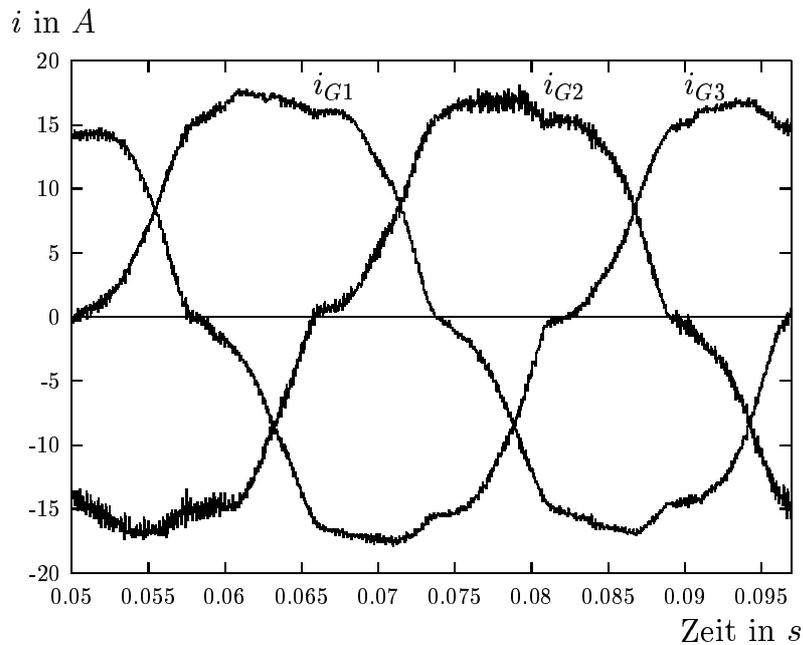


Abbildung 7.9: Verlauf der drei Strangströme des generatorseitigen Umrichters im stationären Betrieb

### 7.2.2 Netzseitiger Umrichter

Den Verlauf des Netzstroms und der dazugehörigen Netzquellenspannung für verschiedene Leistungsfaktoren  $\cos \varphi$  zeigen die Abbn. 7.10 bis 7.12. Dabei wurde der Strom im Erzeugerzählpeilsystem gemessen. Der Leistungsfaktor läßt sich nahezu frei einstellen. Er wird durch die aus dem Generator kommende Leistung begrenzt, die den Wirkanteil des Netzstroms bestimmt. Je nach dessen Größe kann der hinzuaddierte Blindstromanteil nur so groß sein, daß der Gesamtstrom den maximal zulässigen Strom nicht überschreitet.

Die drei Phasenströme sind für einen Betriebspunkt, der ungefähr dem Nennbetrieb entspricht, in Abb. 7.13 abgebildet. Sie sind, wie gefordert, praktisch sinusförmig.

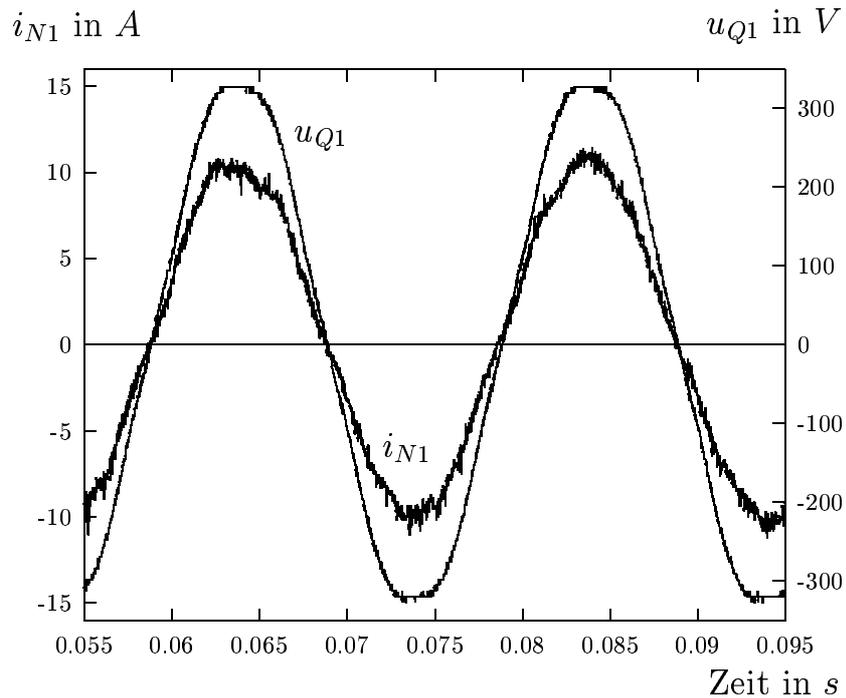


Abbildung 7.10: Gemessener Verlauf eines Strangstroms sowie der dazugehörigen Netzquellenspannung des netzseitigen Umrichters mit  $\cos \varphi = 1$

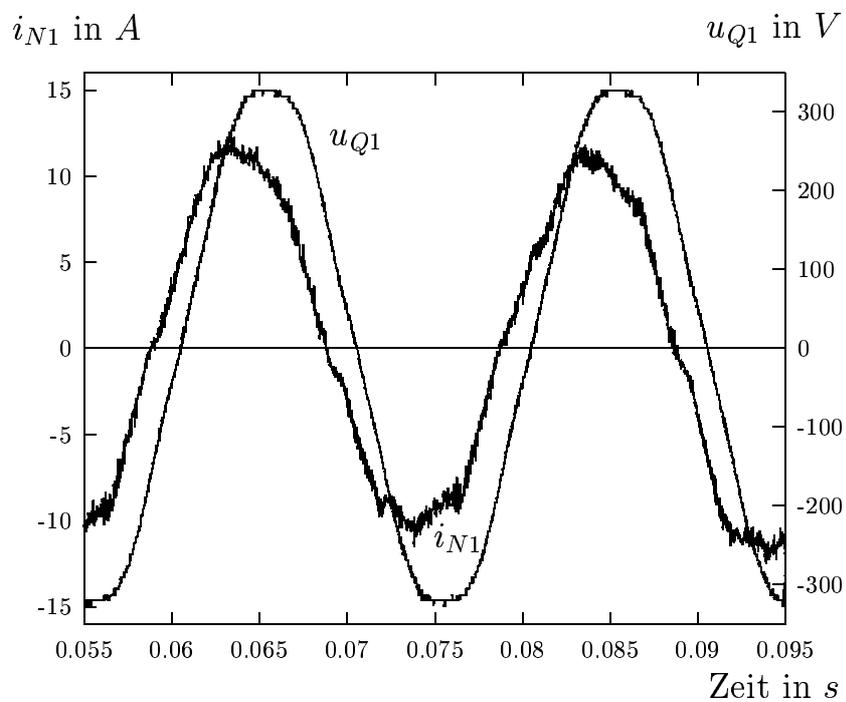


Abbildung 7.11: Gemessener Verlauf eines Strangstroms sowie der dazugehörigen Netzquellenspannung des netzseitigen Umrichters mit  $\cos \varphi = \frac{\sqrt{3}}{2}$  induktiv (generatorisch untererregt)

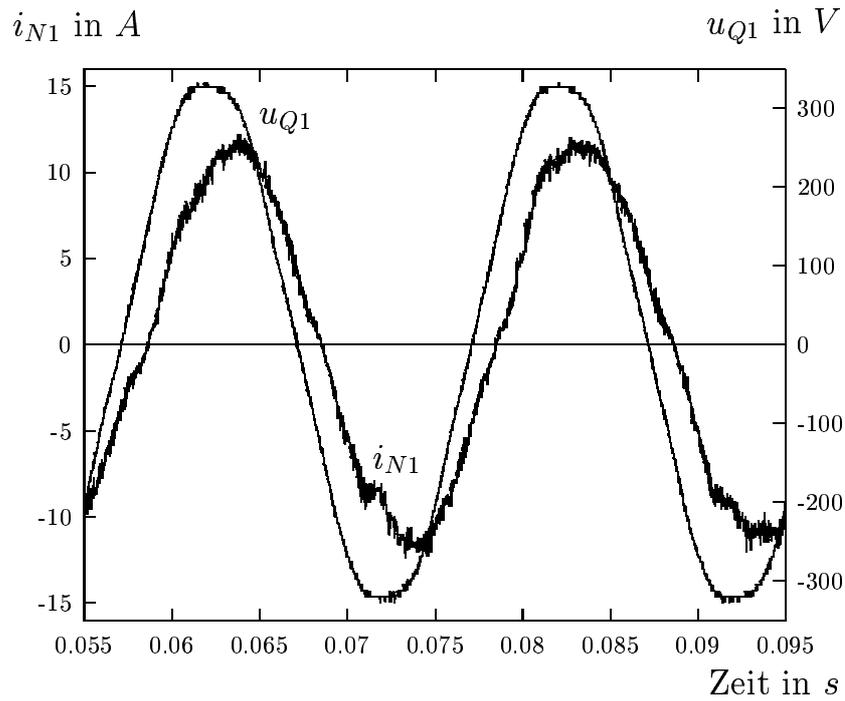


Abbildung 7.12: Gemessener Verlauf eines Strangstroms sowie der dazugehörigen Netzquellenspannung des netzseitigen Umrichters mit  $\cos \varphi = \frac{\sqrt{3}}{2}$  kapazitiv (generatorisch übererregt)

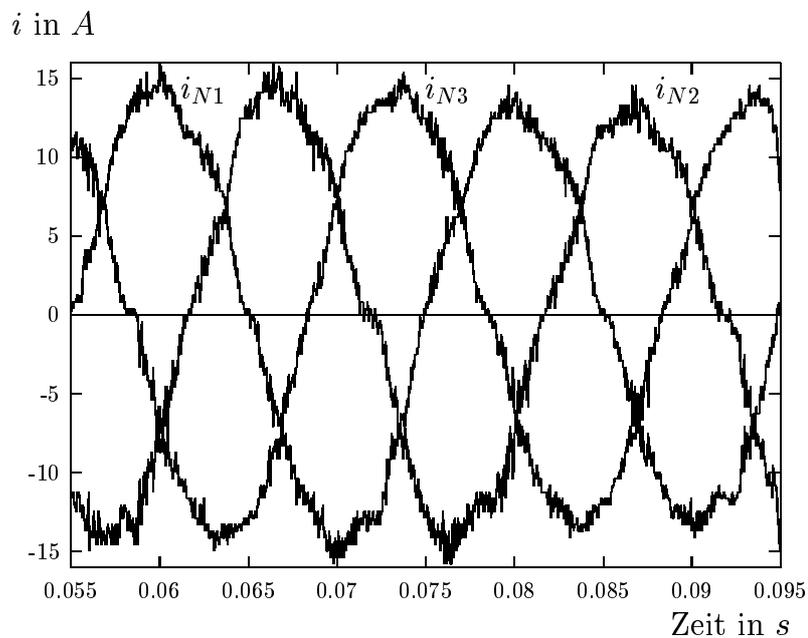


Abbildung 7.13: Verlauf der drei Strangströme des netzseitigen Umrichters im stationären Betrieb



# Kapitel 8

## Zusammenfassung und Ausblick

Der Einsatz eines hochpoligen permanentenerregten Synchrongenerators in einer Windkraftanlage ermöglicht es, auf die wartungsintensiven und dem Verschleiß ausgesetzten Komponenten Getriebe und Schleifringe zu verzichten. Dabei wurde in dieser Arbeit ein Konzept vorgestellt, das auch auf eine Blattwinkelverstellung verzichtet, so daß sich ein mechanisch sehr robustes Gesamtsystem ergibt.

Getreu dem Ansatz, einen von der mechanischen Seite her gesehen möglichst einfachen Aufbau zu haben, war das Ziel dieser Arbeit, ein Verfahren zu entwickeln, das eine Regelung der Windkraftanlage auf ihren optimalen Betriebspunkt ermöglicht ohne die Ermittlung schwer zugänglicher Parameter. Dieses Ziel wurde mit dem hier vorgestellten MPP-Tracker erreicht. Sein Vorteil gegenüber sonst angewendeten Regelverfahren ist, daß nur leicht zugängliche Größen, die bereits für die Generatorregelung benötigt werden, als Eingangsgrößen abgefragt werden. Es zeigt sich, daß trotz sich ändernder Windgeschwindigkeit mit Hilfe des MPP-Trackers der Arbeitspunkt der Windturbine immer in der Nähe des optimalen Betriebspunktes gehalten werden kann.

Durch den Einsatz zweier nahezu unabhängig voneinander arbeitender selbstgeführter Umrichter konnte der Betriebspunkt des Generators über einen Regler so optimiert werden, daß die im Generator und in den Halbleitern anfallenden Verluste minimiert werden.

Der in das Netz eingespeiste Strom ist praktisch sinusförmig. Sein Verschiebungsfaktor der Grundschwingung kann frei eingestellt werden. Denkt man sich einen möglichen Einsatz einer solchen Anlage in einem Windpark, so eröffnet sich die Möglichkeit durch ein überlagertes Energiemanagement den Blindleistungsbedarf anderer Anlagen zu kompensieren. Auch wenn der Windpark zum überwiegen-

den Teil aus kostengünstigen unregelmäßigten Anlagen mit Drehstromasynchrongeneratoren besteht, kann er so als Gesamtsystem dem Netz gegenüber mit einem Leistungsfaktor nahe eins arbeiten.

Durch den Einsatz eines DSP-Boards könnte der aufwendige Hardwareaufbau weiter minimiert werden. Da die heute verfügbaren DSP-Boards häufig schon die benötigten IO-Ports wie PWM-Einheiten, DA-Wandler und CapComs beinhalten, sind diese in den Mikrokontroller integrierten Ports kein Argument mehr für einen solchen. Die Rechenzeit eines DSPs könnte auch für eine sensorlose Drehzahlbestimmung ausreichen [72]. Es wurde aber gezeigt, daß auch ein einfacher und preisgünstiger Mikrokontroller bei geschickter Ausnutzung die komplexen Regelaufgaben des in dieser Arbeit betrachteten Systems übernehmen kann.

Der eingesetzte permanenterregte Synchrongenerator war für den Anwendungsfall nicht optimal. Durch die zu niedrige Polpaarzahl war er für die direkte, getriebe-lose Kupplung an die Windturbine nur bedingt geeignet, was sich besonders in dem Problem der Leistungsberechnung bei niedrigen Drehzahlen zeigte. Er reicht aus, um das entwickelte System des MPP-Trackings auch in einem Laboraufbau zu testen. Für eine wirklich zum Einsatz kommende Windkraftanlage sollte er jedoch höherpolig sein [48].

Für eine Verbesserung des mechanischen Betriebsverhaltens kann der unterlagerte Stromregelkreis des Generators mit der Möglichkeit einer Momentenregelung genutzt werden. Durch die Überlagerung einer schwachen Welligkeit, kann eine Dämpfung des mechanischen Systems erfolgen [7].

Im ganzen ist ein leistungsfähiges Gesamtkonzept für eine Windkraftanlage mit einer neuartigen Zusammenstellung der einzelnen Komponenten entwickelt worden. Der Beweis der Funktionstüchtigkeit des in der Simulation entwickelten Konzeptes wurde mit Hilfe einer Laboranlage erbracht. So ist es möglich, das Simulationsmodell auch für andere Anlagen zu modifizieren und mit seiner Hilfe die Reglerkoeffizienten vorab zu optimieren.

# Literaturverzeichnis

- [1] AEG-TELEFUNKEN (Herausgeber): *Synchronmaschinen*. AEG-Telefunken, Berlin, 1970.
- [2] AKADEMISCHER VEREIN HÜTTE E.V.: *Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften*. Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [3] ALIPRANTIS, D.C., PAPATHANASSIOU, S.A., PAPADOPOULOS, M.P. und KLADAS, A.G.: *Modeling and control of a variable-speed wind turbine equipped with permanent magnet synchronous generator*. In: *ICEM*, Seiten 558–562, Espoo, 2000.
- [4] ANTONIOU, I., PEDERSEN, T. und PETERSEN, S.: *Comparing the power performance results by using the nacelle and the mast anemometer*. In: *EWEC*, Seiten 229–233, Dublin, 1997.
- [5] BETZ, A.: *Windenergie und ihre Ausnutzung durch Windmühlen*. Ökobuch, Staufen, unveränderter Nachdruck aus dem Jahr 1926.
- [6] BONFERT, K.: *Betriebsverhalten der Synchronmaschine*. Springer-Verlag, Berlin, 1962.
- [7] BOSSANYI, E.A.: *Regelungstechnik schützt vor Schwingungsschäden*. Erneuerbare Energien, (8), 2000.
- [8] BUCHMANN, K.: *Was Betreiber selbst tun können*. Erneuerbare Energien, (6), 2000.
- [9] CARLSON, O., HYLANDER, J. und THORBORG, K.: *Survey of variable speed operation of wind turbines*. In: *EUWEC*, Göteborg, 1996.
- [10] CASELITZ, P., GIEBHARDT, J., KRÜGER, T., MEVENKAMP, M., PETSCHENKA, J. und REICHARDT, M.: *Neue Verfahren zur Regelung von*

- Windkraftanlagen*. Forschungsverbund Sonnenenergie „Themen 96/97“, 1997.
- [11] CHEN, J. und NAYAR, C.: *A multi-pole permanent magnet generator direct coupled to wind turbine*. In: *ICEM*, Seiten 1717–1722, Istanbul, 1998.
- [12] CHEN, Z. und SPOONER, E.: *Simulation of a direct drive variable speed wind energy converter*. In: *ICEM*, Seiten 2045–2050, Istanbul, 1998.
- [13] COMNAC, V., MOLDOVEANU, F., DRAGHICI, I. und CERNAT, R. M.: *Sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine using a Kalman filter*. In: *ICEM*, Seiten 1061–1065, Espoo, 2000.
- [14] COMPONENTS, SIEMENS MATSUSHITA (Herausgeber): *Datenblatt zum Elektrolytkondensator Typ B 43564-A5338-M der Firma Siemens Matsushita*. 1996.
- [15] CROME, H.: *Handbuch Windenergie Technik*. Ökobuch, Staufen, 2000.
- [16] DIN 13321: *Elektrische Energietechnik-Modalkomponenten in Drehstromsystemen-Größen und Transformationen, Entwurf*. Deutsches Institut für Normung, 2002.
- [17] DUSCHL, G.: *Experimentelle und theoretische Untersuchungen an solarelektrischen Systemen mit MPP-Reglern*. Verlag Shaker, Aachen, 1993.
- [18] EHRENBERG, J., ANDRESEN, B. und REBSDORF, A.: *Windkraftanlagen für den Megawatt-Bereich*. *Elektronik*, (18):60–67, 2001.
- [19] ELECTRIC, MITSUBISHI (Herausgeber): *Datenblatt zum IPM Typ PM50RSA120 der Firma Mitsubishi Electric*. 1996.
- [20] EN 60034-2, DIN EN 60034 TEIL 2, IEC 60034-2: *Drehende elektrische Maschinen, Teil 2: Verfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades von drehenden elektrischen Maschinen aus Prüfungen (ausgenommen Maschinen für Schienen- und Straßenfahrzeuge)*. International Standard, 1996.
- [21] EN 61000-2-4, DIN VDE 0839 TEIL 2-4, IEC 1000-2-4: *Verträglichkeitspegel für niederfrequente leistungsgeführte Störgrößen in Industrieanlagen*. International Standard, 1994.

- [22] EN 61000-3-3, DIN VDE 0838 TEIL 3, IEC 1000-3-3: *Grenzwerte für Spannungsschwankungen und Flicker in Niederspannungsnetzen für Geräte mit einem Eingangsstrom < 16A*. International Standard, 1996.
- [23] ENERCON (Herausgeber): *Firmenprospekt der Firma Enercon*. Enercon, Aurich, 1995.
- [24] ERNST-CATHOR, J.: *Drehzahlvariable Windenergieanlage mit Gleichstromzwischenkreis-Umrichter und Optimum-suchendem Regler*. TU Braunschweig, 1986.
- [25] FISCHER, R.: *Elektrische Maschinen*. Carl Hanser Verlag, München, 11. Auflage, 2001.
- [26] FÖLLINGER, O.: *Lineare Abtastsysteme*. R. Oldenbourg Verlag, München, 4. Auflage, 1990.
- [27] FÖLLINGER, O.: *Regelungstechnik*. Hüthig-Verlag, Heidelberg, 8. Auflage, 1994.
- [28] FÖLLINGER, O.: *Fourier Transformation*. Hüthig-Verlag, Heidelberg, 7. Auflage, 2000.
- [29] FÖRDERGESELLSCHAFT WINDENERGIE E.V. (Herausgeber): *Technische Richtlinien für Windenergieanlagen, Teil 2: Bestimmung von Leistungskurve und standardisierten Energieerträgern*. Hamburg, 13. Auflage, 2000.
- [30] FRANKLIN, G., POWELL, D. und WORKMAN, M.: *Digital control of dynamic systems*. Addison Wesley Longman, Inc., New York, 3. Auflage, 1998.
- [31] FRENZEL, B.-C.: *Entwurf und Aufbau einer bürstenlosen Gleichstrommaschine für ein Herzunterstützungssystem*. Verlag Dr. Köster, Berlin, 1997.
- [32] GASCH, R. (Herausgeber): *Windkraftanlagen*. B.G. Teubner, Stuttgart, 3. Auflage, 1996.
- [33] GASCH, R. und LIERSCH, J.: *Numerische Ermittlung von repräsentativen Lastschieben und Lastkollektiven von Windkraftanlagen*. Abschlußbericht DFG Forschungsvorhaben Ga187/30-2, 1999.

- [34] GENESYS (Herausgeber): *Firmenprospekt der Firma Genesys*. Genesys, Saarbrücken, 1997.
- [35] GÜNTHER, M.: *Zeitdiskrete Steuerungssysteme*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1988.
- [36] HAGENKORT, B., HENSCHER, M., HARTKOPF, T., JÖCKEL, S. und SCHNEIDER, H.: *Cost and performance of a direct drive permanent-magnet generator system*. In: *DEWEK*, Seiten 248–252, Wilhelmshaven, 2000.
- [37] HAU, E.: *Windkraftanlagen*. Springer-Verlag, Berlin, 2. Auflage, 1996.
- [38] HEIDENHAIN (Herausgeber): *Datenblatt zum Inkrementalgeber Typ ROD 420 der Firma Heidenhain*. 1995.
- [39] HEIER, S.: *Windkraftanlagen im Netzbetrieb*. B.G. Teubner, Stuttgart, 2. Auflage, 1996.
- [40] HEIER, S.: *Nutzung der Windenergie*. TÜV Verlag, 4. Auflage, 2000.
- [41] HERING, E., MARTIN, R. und STOHRER, M.: *Physik für Ingenieure*. VDI Verlag, Düsseldorf, 1992.
- [42] HOFFMANN, R. und MUTSCHLER, P.: *Energieertragsvergleich von Regelungskonzepten für Windkraftanlagen unter Berücksichtigung der Häufigkeitsverteilung des Windes*. In: *DEWEK*, Seiten 280–283, Wilhelmshaven, 2000.
- [43] HOFSTETTER, M.: *Umrichter mit quasiresonant gepulstem Gleichspannungszwischenkreis für ein Drehstromantriebssystem*. Universität Karlsruhe, 1995.
- [44] HÜBNER (Herausgeber): *Datenblatt zum Generator Typ DSG P 160.14-8 der Firma Johannes Hübner*. Giessen, 1994.
- [45] ICHIKAWA, A. und KATAYAMA, H.: *Linear time varying systems and sampled-data systems*. Springer-Verlag, Berlin, 2001.
- [46] IEC 61400–12: *Wind turbine generator systems, Part 12: Wind turbines power performance testing*. International Standard, 1998.

- [47] ISERMANN, R.: *Digitale Regelungssysteme, Band I*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 1988.
- [48] JÖCKEL, S.: *Gearless wind energy converters with permanent magnet generators - an option for the future?* In: *EUWEC*, Göteborg, 1996.
- [49] JOHNSEN, B.: *Betriebsergebnisse aus Schleswig-Holstein*. Erneuerbare Energien, (5), 2001.
- [50] JOHNSEN, B.: *Siemens bringt neue Schleifringtechnik*. Erneuerbare Energien, (7), 2001.
- [51] JOHNSEN, B. und HELDBERG, H.: *1-MW-Serie*. Erneuerbare Energien, (5-12/99, 2-5,7/00), 1999/2000.
- [52] JONES, R. und SMITH, G.A.: *High quality mains power from variable-speed wind turbines*. In: *Proceedings of Renewable Energy*, 1993.
- [53] KERNIGHAN, B.W. und RITCHIE, D.M.: *The C Programming Language*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988.
- [54] KLEEMANN, M. und MELISS, M.: *Regenerative Energiequellen*. Springer-Verlag, Berlin, 2. Auflage, 1993.
- [55] KLEINRATH, H.: *Stromrichter gespeiste Drehfeldmaschinen*. Springer-Verlag, Berlin, 1980.
- [56] KÖHLER, B.: *Drehzahlvariable, getriebelose Wasserkraftanlage mit permanentmagneterregtem Synchrongenerator und Francisturbine*. VDI Verlag, 1998.
- [57] LAMPOLA, P. und TELLINEN, J.: *Directly driven permanent-magnet generator for wind power applications*. In: *EWEC*, Seiten 698-701, Dublin, 1997.
- [58] LEM SA (Herausgeber): *Datenblatt Strombildner Typ LA 50-S der Firma LEM SA*. Genf, Schweiz, 1997.
- [59] LIERSCH, J.: *Dynamic design of wind turbines - repräsentative Lastkollektive von Windkraftanlagen zur Erfassung des dynamischen Verhaltens*. In: *DEWEK*, Wilhelmshaven, 1998.

- [60] LIERSCH, J. und HOHLEN, H.: *Collecting wind and wind turbine data at the FH Ostfriesland in Emden, Germany*. In: *EWEC*, Seiten 268–271, Dublin, 1997.
- [61] MEYER, M.: *Elektrische Antriebstechnik, Band 1*. Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [62] MICHEL, M.: *Leistungselektronik*. Springer-Verlag, Berlin, 2. Auflage, 1996.
- [63] MOLLY, J.-P.: *Windenergie*. Verlag C.F. Müller, 2. Auflage, 1990.
- [64] MULLANE, A., LIGHTBODY, G. und YACAMINI, R.: *Adaptive control of variable speed wind turbines*. In: *UPEC*, Swansea, 2001.
- [65] MÜLLER, G.: *Grundlagen elektrischer Maschinen*. VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, 1994.
- [66] MÜLLER, G.: *Elektrische Maschinen, Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH, Weinheim, 1995.
- [67] MUTSCHLER, P., HAGENKORT, B. und JÖCKEL, S.: *Control Method for variable speed stall controlled wind turbines*. In: *EWEC*, Seiten 542–545, Dublin, 1997.
- [68] MUTSCHLER, P. und HOFFMANN, R.: *Welche Regelung passt wann?* Erneuerbare Energien, (7), 2000.
- [69] NIEKE ELEKTROAPPARATE GMBH (Herausgeber): *Prüfprotokoll für Drosseln nach VDE 0535 + 0532*. Berlin, 1997.
- [70] N.N.: *Enercon tauscht Getriebe*. Erneuerbare Energien, (10), 2000.
- [71] N.N.: *Gesetz über den Vorrang Erneuerbarer Energien vom 29.03.2000*. BGBl I 2000, Seite 305 ff, 2000.
- [72] NOVAKOVSKY, A.N., TITOSKY, P.A., VINITSKY, Y.D. und WEINGER, A.M.: *Improvement in automatic control of synchronous machine with machine commutated current inverter*. In: *ICEM*, Seiten 78–82, Istanbul, 1998.
- [73] NÜRNBERG, W.: *Die Prüfung elektrischer Maschinen*. Springer-Verlag, Berlin, 1965.

- [74] OKLA, O.: *Permanenterregter Ringgenerator für kleine Windkraftanlagen*. Verlag Dr. Köster, Berlin, 1995.
- [75] PAPADOPOULOS, M.P. und PAPATHANASSIOU, S.A.: *Dynamic characteristics of variable speed wind turbine configuration*. In: *ICEM*, Seiten 1723–1728, Istanbul, 1998.
- [76] PÖLLÄNEN, R., KAUKONEN, J. und PYRHÖNEN, O.: *Analysis and tuning of PI-controlled six-pulse thyristor bridge fed field current control of synchronous machine*. In: *ICEM*, Seiten 563–567, Espoo, 2000.
- [77] QUASCHNING, V.: *Regenerative Energiesysteme*. Carl Hanser Verlag, München, 2. Auflage, 1999.
- [78] ROSENWASSER, E. und LAMPE, B.: *Computer controlled systems*. Springer-Verlag, Berlin, 2000.
- [79] SCHMIDT, I. und VESZPRÉMI, K.: *Voltage source converter-fed synchronous motor drive*. In: *ICEM*, Seiten 89–94, Istanbul, 1998.
- [80] SCHROEDL, M. und COLLE, T.: *Sensorless INFORM-based permanent magnet motor drives with high-quality low-speed performance for mass production using the new TMS 320F240 DSP*. In: *ICEM*, Seiten 1249–1254, Istanbul, 1998.
- [81] SIEMENS (Herausgeber): *C167 Derivatives, User's Manual, Version 2.0*. Siemens AG, 1996.
- [82] SPÄTH, H.: *Elektrische Maschinen*. Springer-Verlag, Berlin, 1973.
- [83] SPÄTH, H.: *Steuerverfahren für Drehstrommaschinen - Theoretische Grundlagen*. Springer-Verlag, Berlin, 1983.
- [84] TERÖRDE, G., WOYTE, A. und BELMANS, R.: *Regelung einer PV gespeisten Pumpstation*. In: *Tagungsband des 15ten Symposiums Photovoltaische Energiesysteme*, Seiten 396–400, Staffelstein, 2000.
- [85] THE MATHWORKS INC. (Herausgeber): *SIMULINK User's Guide*. The Mathworks Inc., Natick, 1995.

- [86] THE MATHWORKS INC. (Herausgeber): *The Student Edition of MATLAB*. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, 1995.
- [87] THE MATHWORKS INC. (Herausgeber): *Control System Toolbox User's Guide*. The Mathworks Inc., Natick, 1996.
- [88] TIETZE, U. und SCHENK, CH.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag, Berlin, 12. Auflage, 2002.
- [89] VELTMAN, A.T., DE HAAN, S.W.H. und THIJSEN, G.H.C.M.: *Cost-performance of direct drive wind turbine generators*. In: *EUWEC*, Göteborg, 1996.
- [90] VIHRIÄLÄ, H., RIDANPÄÄ, P. und SÖDERLUND, L.: *Control of variable speed, stall regulated wind turbine: comparison between adaptive and fuzzy controller*. In: *EWEC*, Seiten 559–563, Dublin, 1997.
- [91] VOGEL, J.: *Elektrische Antriebstechnik*. Hüthig-Verlag, Heidelberg, 6. Auflage, 1998.
- [92] VOGT, K.: *Elektrische Maschinen, Berechnung rotierender elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH, Weinheim, 1996.
- [93] WEIDEMANN, B. und APPEL, B.: *Getriebelose Windkraftanlage mit drehzahlveränderlichen Permanentmagnet-Generatoren*. In: *40. IWK, Band 4*, Seiten 550–555, Ilmenau, 1995.