

# Optimierte Auslegung einer Modularen Dauermagnetmaschine für ein Autarkes Hybridfahrzeug

Bernhard Kraßer

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktor-Ingenieurs**

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. U. Wagner

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. H.W. Lorenzen
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. H. Bausch

Die Dissertation wurde am 8. 2. 2000 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 22. 8. 2000 angenommen.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Entwicklung eines Hybridfahrzeugs an der TUM . . . . .	1
1.2	Hauptmerkmale des Autarken Hybridfahrzeugs . . . . .	3
1.3	Anforderungen und Ziele für den elektrischen Antrieb . . . . .	4
1.4	Lösungsansätze . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Theorie der Modularen Dauermagnetmaschine</b>	<b>6</b>
2.1	Ausführungsformen von Modularen Dauermagnetmaschinen . . . . .	6
2.2	Polradfeld des Rotors . . . . .	12
2.3	Strombelag des Stators . . . . .	14
2.3.1	Strombelag eines Moduls . . . . .	14
2.3.2	Strombelag aller Module . . . . .	16
2.4	Drehmoment . . . . .	20
2.5	Spannungsdifferentialgleichungen . . . . .	24
2.5.1	Das Differentialgleichungssystem in Strangdarstellung . . . . .	25
2.5.2	Das Differentialgleichungssystem in Raumzeigerdarstellung . . . . .	26
2.5.3	Zuordnung der Harmonischen zu den Raumzeigern . . . . .	28
<b>3</b>	<b>Theorie der MDM mit mechanischer Feldschwächung</b>	<b>31</b>
3.1	Einsatzgebiet und Wirkungsweise von Feldschwächverfahren . . . . .	31
3.2	Aufbau der Modularen Dauermagnetmaschine mit mechanischer Feldschwächung . . . . .	34
3.3	Polradfeld der mechanisch feldgeschwächten Maschine . . . . .	36
3.4	Drehmoment der mechanisch feldgeschwächten Maschine . . . . .	40
3.5	Differentialgleichungen der mechanisch feldgeschwächten Maschine . . . . .	43
3.6	Betriebsweise der mechanisch feldgeschwächten Maschine . . . . .	44

3.6.1	Drehmomententwicklung am Beispiel eines Beschleunigungsvorgangs	45
3.6.2	Bestimmung der Sollstromkomponenten zu einem Sollmoment bei gegebener Drehzahl . . . . .	46
<b>4</b>	<b>Optimierte Auslegung des Prototypen</b>	<b>51</b>
4.1	Vorgehensweise bei der Maschinenauslegung . . . . .	51
4.2	Anforderungen . . . . .	52
4.3	Materialauswahl . . . . .	53
4.4	Handrechnung . . . . .	53
4.5	Rotorpolpaarzahl . . . . .	54
4.6	Jochstärken . . . . .	55
4.7	Luftspalt, Magnet- und Zahnkopfgeometrie . . . . .	56
4.8	Strangzahl . . . . .	58
4.9	Radius- / Längenoptimierung . . . . .	59
4.9.1	Einfluß auf die Eisenverluste . . . . .	60
4.9.2	Einfluß auf die Kupferverluste . . . . .	60
4.9.3	Minimierung der Gesamtverluste . . . . .	62
4.10	Optimierung der Nutgeometrie . . . . .	63
4.10.1	Einfluß auf die Eisenverluste . . . . .	64
4.10.2	Einfluß auf die Kupferverluste . . . . .	65
4.10.3	Minimierung der Gesamtverluste . . . . .	66
4.11	Gleichzeitige Optimierung von Radius, Länge und Nutform . . . . .	67
4.12	Wicklungsauslegung . . . . .	67
4.13	Zusammenfassung der Maschinendaten . . . . .	68
4.14	Aktivteile des Prototypen . . . . .	71
<b>5</b>	<b>Konstruktion und Herstellung des Prototypen</b>	<b>73</b>
5.1	Konstruktion des Prototypen . . . . .	73
5.2	Herstellung des Prototypen . . . . .	76
<b>6</b>	<b>Dynamische Simulation und Realisierung der Steuerung auf einem Mikrocontroller</b>	<b>80</b>
6.1	Entwicklung eines Simulationsprogramms . . . . .	80
6.1.1	Struktur des zu modellierenden Antriebs . . . . .	81

6.1.2	Modellierung der Komponenten des Antriebs . . . . .	81
6.1.3	Ablaufplan des Simulationsprogramms . . . . .	85
6.2	Umsetzung auf dem Mikrocontroller . . . . .	86
6.3	Untersuchung des Maschinenverhaltens am starren Netz . . . . .	87
6.3.1	Simulationsergebnisse am starren Netz . . . . .	87
6.3.2	Analytische Bestimmung der Eigenwerte . . . . .	88
6.4	Untersuchung des Maschinenverhaltens am Umrichter . . . . .	91
<b>7</b>	<b>Messungen am ausgeführten Antrieb</b>	<b>95</b>
7.1	Messung der Maschinenparameter . . . . .	96
7.2	Erreichbarer Drehmoment-/Drehzahlbereich . . . . .	97
7.2.1	Dauerbetrieb . . . . .	97
7.2.2	Überlastbetrieb . . . . .	98
7.3	Verlustverhalten . . . . .	99
7.3.1	Kupferverluste . . . . .	100
7.3.2	Eisenverluste . . . . .	100
7.3.3	Gesamtverluste und Wirkungsgrad . . . . .	101
7.4	Funktion der Feldschwächung . . . . .	102
<b>8</b>	<b>Bewertung und Ausblick</b>	<b>107</b>
8.1	Bewertung der Feldschwächung . . . . .	107
8.2	Bewertung der optimierten Auslegung . . . . .	108

# Verzeichnis der Formelzeichen

$a$	Anzahl der parallelen Zweige
$a = a$	Strombelag aller Stränge
$a^1 = a_1$	Strombelag des ersten Strangs
$\hat{a}_{v'/m',\mu}$ $= a_{\text{nue}'/m'_{\text{mue}}}$	Amplituden der Fourierkoeffizienten des Strombelags aller Module
$\hat{a}_{v'/m',\mu}^1$ $= a_{1\text{nue}'/m'_{\text{mue}}}$	Amplituden der Fourierkoeffizienten des Strombelags eines Moduls
$a_+, a_-$	in pos. bzw. neg. Umfangsrichtung laufende Drehwelle des Strombelags
$a_{\text{eff}}$	Effektivwert des Strombelags
$\underline{a}$	komplexer Zeiger (Transformation in Raumzeigerdarstellung)
$A_{cu}$	Kupferquerschnittsfläche einer Windung eines Moduls
$A_\delta$	Luftspaltfläche (Zylinderfläche)
$b_{ns} = b_{\text{ns}}$	Nutslitzbreite
$b_n = b_{\text{n}}$	Nutbreite
$B_p = B_{\text{p}}$	Polradfeld des Rotors (abhängig von verschiedenen Variablen)
$B_{p f} = B_{\text{p-f}}$	Polradfeld, das vom festen Rotorteil erzeugt wird
$B_{p b} = B_{\text{p-b}}$	Polradfeld, das vom beweglichen Rotorteil erzeugt wird
$B_{p mz} = B_{\text{p-mz}}$	über die Blechpaketlänge gemittelte Induktion
$B_{p f mz} = B_{\text{p-f-mz}}$	über die Blechpaketlänge gemittelte Induktion des festen Teils
$B_{p b mz} = B_{\text{p-b-mz}}$	über die Blechpaketlänge gemittelte Induktion des beweglichen Teils
$\hat{B}_{p\kappa}$ $= B_{\text{p-kappa}}$	Fourierkoeffizient des Gesamtpolradfeldes
$B_{p max}$ $= B_{\text{p-max}}$	Maximalwert des Polradfeldes
$B_{p mz max}$ $= B_{\text{p-mz-max}}$	Maximalwert des gemittelten Induktionsverlaufs des Gesamtfeldes
$\hat{B}_{p f mz \kappa}$	Fourierkoeffizient des Feldes des festen Teils
$\hat{B}_{p f mz 1}$	Fourierkoeffizient des Feldes des festen Teils der Grundwelle
$\hat{B}_{p b mz \kappa}$	Fourierkoeffizient des Feldes des beweglichen Teils
$\hat{B}_{p b mz 1}$	Fourierkoeffizient des Feldes des beweglichen Teils der Grundwelle
$\hat{B}_{p mz \kappa}$ $= B_{\text{p-mz-kappa}}$	Fourierkoeffizient des gemittelten Gesamtpolradfeldes
$\hat{B}_{p mz 1}$ $= B_{\text{p-mz-1}}$	Fourierkoeffizient der Grundwelle des gemittelten Gesamtpolradfeldes
$B_{p dmz}$	Induktion des Gesamtfeldes in der Längsachse
$B_{p q mz}$	Induktion des Gesamtfeldes in der Querachse
$B_{j i}$	Induktion am Jochinnenradius
$B_{j a}$	Induktion am Jochaußenradius

$B_{zk}$	Induktion im Zahnkopf
$B_\delta$	Luftspaltinduktion
$B_r$	Remanenzinduktion des Permanentmagnetmaterials
$\bar{B}$	Mittelwert der Induktion
$\underline{C}$	Transformationsmatrix zur Umwandlung von Strang- in Raumzeigerdarst.
$d_{bew}$	d-Achse des beweglichen Teils
$d_{fest}$	d-Achse des festen Teils
$d_{dr}$	Drahtdurchmesser (blank)
$\mathbf{E}$	Einheitsmatrix
$f$	Faktor zur Anpassung an die Transformationsgleichung
$F$	tangential an Stator und Rotor angreifende Kräfte
$dF$	differentielle Kraft
$g'$	Laufindex für die Existenzbedingung der geometrischen Summe
$g$	Laufindex für die Ex.bed. der geo. Summe nach Bereichseinschränkung
$h_{pm}$	Magnethöhe
$h_j$	Jochhöhe allgemein
$h_{j2}$	Rotorjochhöhe
$h_{j1}$	Statorjochhöhe
$h_n$	Nuthöhe
$h_{n0}$	Bezugsnuthöhe
$h_{ns}$	Nutschlitzhöhe
$i$	Strom (allg.)
$i^1$	Strom des ersten Strangs
$i^k$	Strom des $k$ -ten Strangs
$\hat{i}_\mu$	Amplitude der Fourierkoeffizienten des Stroms
$i_d = i\_d$	Strom, der ein Feld in Richtung des Polradfelds aufbaut
$i_q = i\_q$	drehmomentbildender Stromanteil
$i_d^* = i^*_d$	Sollwert des d-Stroms
$i_q^* = i^*_q$	Sollwert des q-Stroms
$i'_d$	Korrekturwert für den d-Strom
$i'_q$	Korrekturwert für den q-Strom
$i_{q\ nenn}$	drehmomentbildender Stromanteil, der das Nennmoment hervorruft
$I$	Zuleitungsstrom
$I_{nenn} = I\_nenn$	Zuleitungsstrom bei Nennmoment; Nennstrom
$I_{max}$	max. auftretender Zuleitungsstrom im M/n-Kennfeld
$I_{le}(r, l)$	Leiterstrom als Funktion von Länge und Radius
$I_{str}$	Strangstrom
$\mathbf{i}$	Vektor der Strangströme
$\vec{\mathbf{i}}$	Raumzeiger des Stroms
$Im\{ew\}$	Imaginärteil eines der Eigenwerte (Schwingfrequenz)
$k_{b/f}$	Quotient der Fourierkoeffizienten gleicher Ordnung
$k_j$	Verhältnis der Jochstärke zur halben Magnetbreite
$k_l$	Verhältnis von aktueller zu Bezugspaketlänge
$k_r$	Verhältnis von aktuellem zu Bezugsluftspaltradius
$k_h$	Verhältnis von aktueller zu Bezugsnuttiefe
$k_b$	Verhältnis von aktueller zu Bezugsnutbreite
$k$	Fortlaufende Numerierung der Stränge, Laufindex
$l$	magnetisch wirksame Blechpaketlänge (Nettopaketlänge)

$l_{opt}$	Paketlänge bei der sich minimale Gesamtverluste ergeben
$l_0$	Bezugspaketlänge bei Parametervariation
$l_{wk}$	axiale Wickelkopfausdehnung auf einer Seite
$l_{wick}$	mittlere Länge einer Windung um ein Modul
$l_{ax}$	Anteil der mittleren Windungslänge in axialer Richtung
$l_{um}$	Anteil der mittleren Windungslänge in Umfangsrichtung
$l_{pm}$	Magnetlänge
$l$	Zeilenindex
$\mathbf{L}$	Induktivitätsmatrix in Strangdarstellung
$\mathbf{L}'$	Induktivitätsmatrix in Raumzeigerdarstellung
$\mathbf{L}_{\sigma n}$	Nutstreumatrix in Strangdarstellung
$\mathbf{L}_{\sigma s}$	Stirnstreumatrix in Strangdarstellung
$\mathbf{L}_{\delta}$	Matrix der Luftspaltinduktivität in Strangdarstellung
$L_{\sigma n}$	Nutstreuinduktivität eines Strangs
$L_{\sigma s}$	Stirnstreuinduktivität eines Strangs
$L_{\delta}$	Luftspaltinduktivität eines Strangs
$L_{str}$	Stranginduktivität
$m$	Strangzahl der Maschine
$m'$	fiktive Strangzahl der Maschine
$m_0$	Masse der Bezugsmaschine
$m_{z0}$	Masse der Zähne in der Bezugsmaschine
$m_{fe1}$	Statoreisenmasse
$m_{cu1}$	Masse der Statorwicklung
$m_{pm}$	Masse der Permanentmagneten
$m_{fe2}$	Rotoreisenmasse
$m_{akt}$	aktive Gesamtmasse
$M$	Drehmoment
$dM$	differentielles Drehmoment
$M_f$	Drehmoment auf den festen Rotorteil
$M_b$	Drehmoment auf den beweglichen Rotorteil
$M_{ges}$	Gesamtdrehmoment an der Welle
$M_{nenn} = M_{nenn}$	Nenn Drehmoment (Drehmoment im Nenn- bzw. Eckpunkt)
$M_{max}$	max. auftretendes Drehmoment im M/n-Kennfeld
$M_{dmp}$	dämpfendes Drehmoment zwischen den Rotorteilen
$M_{last}$	Widerstandsmoment
$M^*$	Solldrehmoment
$M_F$	Rückstellmoment der Feder
$M_{\infty}$	Drehmoment, das sich bei unendlich hoher Strangzahl ergäbe
$n$	Drehzahl
$n_{nenn} = n_{nenn}$	Nenn Drehzahl (Drehzahl im Nenn- bzw. Eckpunkt)
$N_{IC}$	Anzahl der PWM-Bausteine
$p$	Polpaarzahl des Rotors
$p' = p_s$	Polpaarzahl des Stators
$P$	Leistung (hier mechanisch)
$P_{nenn} = P_{nenn}$	Nennleistung (mech. Leistung im Nenn- bzw. Eckpunkt)
$P_{max}$	max. auftretende Leistung im M/n-Kennfeld
$P_{vfe}$	Eisenverluste der Maschine
$P_{vfe}(l)$	Eisenverluste als Funktion der Blechpaketlänge

$P_{v fe}(r)$	Eisenverluste als Funktion des Luftspaltradius
$P_{v fe}(h_n)$	Eisenverluste als Funktion der Nuttiefe
$P_{v fe}(b_n)$	Eisenverluste als Funktion der Nutbreite
$P_{v fe opt}$	Eisenverluste nach Radius- Längenoptimierung
$P_{v cu}$	Kupferverluste der Maschine
$P_{v cu}(l)$	Kupferverluste als Funktion der Blechpaketlänge
$P_{v cu}(r)$	Kupferverluste als Funktion des Luftspaltradius
$P_{v cu}(h_n)$	Kupferverluste als Funktion der Nuttiefe
$P_{v cu}(b_n)$	Kupferverluste als Funktion der Nutbreite
$P_{v cu opt}$	Kupferverluste nach Radius- Längenoptimierung
$P_{v ges opt}$	Gesamtverluste nach Radius- Längenoptimierung
$P_{v pm}$	Permanentmagnetverluste
$P_{v r}$	Reibverluste
$q_{bew}$	q-Achse des beweglichen Teils
$q_{fest}$	q-Achse des festen Teils
$r$	Luftspaltradius (Mittelwert aus Statoraußen- und Rotorinnendurchm.)
$r_{opt}$	Luftspaltradius, bei dem sich minimale Gesamtverluste ergeben
$r_{1a}$	Statoraußenradius
$r_{1i}$	Statorinnenradius
$r_{pm i}$	Magnetinnenradius
$r_{pm a}$	Magnetaußenradius
$r_{j i 2}$	Rotorjochinnenradius
$r_{j a 2}$	Rotorjochaußenradius
<b>R</b>	Widerstandsmatrix in Strangdarstellung
<b>R'</b>	Widerstandsmatrix in Raumzeigerdarstellung
$R_{str}$	Strangwiderstand
$Re\{ew\}$	Realteil eines der Eigenwerte (Dämpfung)
$s$	Stromdichte
$s_{lr}$	Längenverhältnis: Windungslänge in Umfangs- bzw. axialer Richtung
$s_h$	Massenverhältnis bei der Nuttiefenoptimierung
$s_b$	Massenverhältnis bei der Nutbreitenoptimierung
$S$	Anzahl der Statorzähne mit Wicklung
$S_i$	Schaltzustände der Halbbrücken des Wechselrichters
$\underline{S}_{l\lambda(\pm)}$	Kurzzeichen für eine geometrische Summe in allg. Darstellung
$\underline{S}_{\mu\nu'(\pm)}$	Kurzzeichen für eine geometrische Summe
$t$	Zeit
$T$	Periodendauer der Polradspannung
$u_i$	Ausgangsspannungen der Halbbrücken des Wechselrichters
$u_p = \mathbf{u-p}$	Induzierte Spannung
$u_{pd}$	Induzierte Spannung in der Längsachse
$u_{pq}$	Induzierte Spannung in der Querachse
$u_d^*$	Spannungssollwert für die Längsachse
$u_q^*$	Spannungssollwert für die Querachse
$U$	Klemmenspannung
$U_{batt}$	Batteriespannung
$U_{max}$	max. auftretende Klemmenspannung im M/n-Kennfeld
$U_p$	Polradspannung
$U_L$	induktiver Spannungsabfall

$U_R$	ohmscher Spannungsabfall
$\mathbf{u}$	Vektor der Strangspannungen
$\vec{\mathbf{u}}$	Raumzeiger der Spannung
$v^k(t)$	allg. Bezeichnung für eine zeitabhängige Stranggröße
$\hat{v}_\lambda$	Fourierkoeffizienten dieser Größe
$\mathbf{v}$	allg. Bezeichnung für einen Vektor in Strangdarstellung
$\vec{\mathbf{v}}$	allg. Bezeichnung für einen Vektor in Raumzeigerdarstellung
$w$	Windungszahl an den Maschinenklemmen
$w'$	Windungszahl eines Moduls
$x_1^k$	Koordinate des zum Strang $k$ gehörigen Moduls am Statorumfang
$x_1 = x_{_1}$	me. Statorcoordinate
$x_2 = x_{_2}$	me. Rotorkoordinate; bei mech. Feldschwächung: Koord. des festen Teils
$x_3 = x_{_3}$	bei mech. Feldschwächung: me. Rotorkoordinate des beweglichen Teils
$z$	Koordinate in axiale Richtung
$Z$	Zahnzahl des Stators
$\mathbb{Z}_0$	Menge der ganzen Zahlen einschließlich null
$\alpha = \text{alpha}$	mechanischer Verschiebungswinkel zwischen den Rotorteilen
$\alpha_1 = \text{alpha}_{_1}$	Statormodulbedeckung (Zahnkopfbreite bezogen auf Modulteilung)
$\alpha_2 = \text{alpha}_{_2}$	Rotorpolbedeckung (Magnetbreite bezogen auf Polteilung)
$\gamma_0$	Winkellage des Rotors bei $t = 0$
$\gamma_1$	el. Statorcoordinate
$\gamma_2$	el. Rotorkoordinate; bei me. Felds.: Koord. des festen Teils
$\gamma_3$	bei mech. Feldschwächung.: el. Rotorkoordinate des beweglichen Teils
$\delta$	hier: Phasenverschiebung der Grundschwingungen der Strangströme
$\delta_{geo}$	geometrischer Luftspalt
$\varepsilon_r$	Differenz zwischen Statormodul- und Rotorpolteilung
$\varepsilon_i$	Phasenverschiebung der in den Modulen induzierten Spannungen
$\vartheta_b$	Lagewinkel des beweglichen Teils; auf den Stator bezogen
$\vartheta_f$	Lagewinkel des festen Teils; auf den Stator bezogen
$\vartheta_m$	allg. Bezeichnung für eine Rotorlage; auf den Stator bezogen
$\vartheta^*$	Sollwert für die Lage des beweglichen Teils
$\kappa = \text{kappa}$	Ordnungszahl der Fourierreihe des Polradfeldes
$\lambda$	Ordnungszahl der Fourierreihe einer allg. Größe
$\mu_r$	relative Permeabilität
$\mu = \text{mue}$	Ordnungszahl der Stromüberschwingungen
$\nu' = \text{nue}'$	Ordnungszahl der Feldwellen des Stators
$\nu = \text{nue}$	Ordnungszahl der Feldwellen des Rotors
$\xi_{s\nu'}$	Sehnungsfaktor der Statorwicklung
$\xi_{ns\nu'}$	Nutschlitz- bzw. Nutschlitzbreitenfaktor des Stators
$\xi_{\nu'}$	Statorwicklungsfaktor
$\rho$	spezifischer Widerstand des Kupfers
$\tau_1$	Statormodulteilung
$\tau_2$	Rotorpolteilung
$\tau_m$	Statormodulabstand
$\varphi_\kappa$	Verschiebungswinkel der Oberwellen bei $t = 0$
$\varphi_\mu$	Anfangswinkel der Oberschwingungen bei $t = 0$
$\varphi_\delta$	räumlicher Versatz der Module aufeinanderfolg. Strangzugehörigkeit
$\varphi_1$	Phasenlage des Stroms

$\varphi_\lambda$	Phasenlage der Größe zum Zeitpunkt $t = 0$
$\psi_p = \text{psi\_p}$	allg. Bezeichnung für einen Polradfluß
$\psi_{pd}$	Polradflußanteil in die d-Achse des beweglichen Teils
$\psi_{pq}$	Polradflußanteil in die q-Achse des beweglichen Teils
$\psi_{p\text{ges}}$	Gesamtpolradfluß
$\hat{\psi}_p$	Flußamplitude
$\vec{\Psi}_p$	Vektor des verketteten Polradflusses in Strangdarstellung
$\vec{\Psi}_p$	Raumzeiger des verketteten Polradflusses
$\vec{\Psi}(\alpha)$	Vektor des verketteten Flusses abhängig von der Auslenkung
$\omega = \text{omega}$	el. Winkelgeschwindigkeit (hier auch zur Drehrichtungsangabe)
$\omega_f$	el. Winkelgeschwindigkeit des festen Teils
$\omega_b$	el. Winkelgeschwindigkeit des beweglichen Teils
$\omega^*$	Sollwert der el. Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{\text{nenn}}$	Winkelgeschwind. im Nennpunkt
$\omega_p = \text{omega\_p}$	Winkelgeschwindigkeit der Pendelmomente
$\omega_m = \text{omega\_m}$	mech. Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{fm}$	mech. Winkelgeschwindigkeit des festen Teils
$\omega_{bm}$	mech. Winkelgeschwindigkeit des beweglichen Teils

# Zusammenfassung

Bei der Entwicklung von Automobilantrieben nimmt die Bedeutung eines geringen Kraftstoffverbrauchs immer mehr zu. Neben der Fortentwicklung des Verbrennungsmotors selbst wird untersucht, wie durch elektrische Antriebe und stufenlose Getriebe großer Spreizung die Effizienz erhöht werden kann. An der Technischen Universität wurde zu diesem Zweck der Sonderforschungsbereich 365 „Umweltfreundliche Antriebstechnik für Fahrzeuge“ eingerichtet. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der optimierten Auslegung eines elektromechanischen Wandlers für dieses Forschungsprojekt. Aus der Anwendung definieren sich die Leistungs- und Bauraumforderungen für den Antrieb sowie der Wunsch nach geringem Gewicht und höchstmöglichem Wirkungsgrad. Um diese Ziele zu erreichen, wird die Maschine nach dem Prinzip der „Modularen Dauermagnetmaschine“ (MDM) – einer permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine mit Bruchlochwicklung – entworfen, da dieser Maschinentyp eine hohe Drehmomentdichte und geringe Verluste aufweist.

Ausgehend von einfachen Beispielen werden die Bauformen der MDM entwickelt und das Prinzip der Drehmomentbildung erläutert. Basierend auf diesen qualitativen Ergebnissen wird mit den Gleichungen für Strombelag und Luftspaltfeld die Drehmomentgleichung erarbeitet. Die MDM entwickelt das Drehmoment durch ein komplexes Zusammenspiel von Induktionswellen und Strombelagsdrehwellen. Durch eine auf die Strangzahl normierte Darstellung gelingt es, das grundsätzliche Verhalten der MDM unabhängig von einer konkreten Bauform herauszuarbeiten. Um einen besseren Einblick in die Funktion der MDM zu bekommen, als ihn bloße Formeln erlauben, werden diese maßgebenden Zusammenhänge visualisiert. Für die Untersuchung von dynamischen Vorgängen werden die Spannungsdifferentialgleichungen hergeleitet. Da Modulare Dauermagnetmaschinen in der Regel mit einer Strangzahl größer drei ausgeführt werden, muß man die Dimension der Widerstands- bzw. Induktivitätsmatrizen bei der allgemeinen Herleitung offen lassen. Durch geeignete Transformation kann von den Differentialgleichungen in Strangdarstellung auf die Raumzeigerdarstellung übergegangen werden. Im Gegensatz zu konventionellen dreisträngigen Maschinen benötigt man für die vollständige Beschreibung der MDM mehr als einen Raumzeiger. Bei der Untersuchung fällt auf, daß jede Teilschwingung von Strom, Polrad- und Klemmenspannung einen Beitrag zu genau einem Raumzeiger liefert.

Entsprechend dem vielfältigen Einsatzgebiet von Elektromotoren unterscheiden sich die im vorgesehenen Drehzahlbereich zu erbringenden Drehmomente beträchtlich. Bestimmend ist hier in erster Linie die Art der Belastung im jeweiligen Anwendungsfall. Tritt bei permanenterregten Synchronmaschinen ein Drehzahlbereich auf, in dem die abgegebene Leistung konstant sein soll, erweist sich die konstante Induktion der Permanentmagneten als nachteilig für die Dimensionierung der Leistungselektronik, welche die Maschine speist. Je größer das Verhältnis zwischen der minimalen und maximalen Drehzahl des

Konstantleistungsbereichs ist, desto stärker überschreitet die Stromrichterbemessungsleistung die Abgabeleistung der Maschine. Es sind deshalb zahlreiche Verfahren bekannt, um die Polradspannung innerhalb dieses Drehzahlbereichs konstant zu halten. Eines der angewandten Prinzipien ist die Teilung des Rotors in gegeneinander verdrehbare Bereiche, so daß der verkettete Fluß in der Statorwicklung reduziert werden kann. Normalerweise wird ein Stellantrieb benötigt, um diese Bereiche zueinander in die richtige Position zu bringen. Das besondere Merkmal des hier vorgestellten Verfahrens besteht darin, daß zwischen den Bereichen nur eine Feder benötigt wird, welche den Rotor in einer Stellung hält, in der die Flußverkettung verschwindet. Ausgehend von der Beschreibung der Rotorkonstruktion des Prototypen, können die Zusammenhänge für Polradfeld und Drehmoment erarbeitet werden. Als Besonderheit ist das von der Auslenkung des Rotors abhängige Oberwellenspektrum hervorzuheben. Mit diesen Vorarbeiten können die Systemgleichungen hergeleitet werden. Aus grundsätzlichen Betrachtungen zu den Betriebseigenschaften ergibt sich, daß die Maschinenströme abhängig von der Rotorposition vorgegeben werden müssen, was einen Betrieb an einem Stromrichter und eine Erfassung der Rotorlage voraussetzt. Ferner lassen sich die Sollstromkomponenten bestimmen, die eingepreßt werden müssen, um ein gegebenes Drehmoment zu erreichen.

Nachdem der Maschinentyp und das Feldschwächverfahren festgelegt wurden, besteht die Aufgabe, die Maschine so zu dimensionieren, daß ein optimaler Kompromiß bei der Erfüllung der Anforderungen erreicht wird. Zu Beginn des Entwurfsvorgangs verschafft man sich einen Überblick über den Einfluß der wählbaren Maschinenparameter (Paketlänge, Luftspaltradius, Strangzahl etc.) auf die Maschinenkenngrößen (Wirkungsgrad, Gewicht etc.). Mit Handrechnungen – basierend auf einfachsten Formeln – werden grob Bereiche für die einzelnen Parameter bestimmt, um einen Anhaltswert für die Feinoptimierung zu gewinnen. Dabei zeigt sich, daß bei einer wirkungsgradoptimierten Auslegung der Maschine, die den verfügbaren Bauraum voll ausnutzt, das zulässige Maximalgewicht immer noch deutlich unterschritten wird. Ausgehend von diesem Ergebnis konzentriert man sich auf eine Auslegung mit minimalen Verlusten. Dazu wird der Einfluß von Polpaarzahl, Luftspaltradius, Paketlänge und Nutgeometrie auf Kupfer- und Eisenverluste dokumentiert. Dabei gelingt es, die Abhängigkeiten in Form analytischer Funktionen darzustellen, die ausgehend von einer Bezugsmaschine die Auffindung des Minimums gestatten. Voraussetzung ist eine genaue Kenntnis der Eisen- und Kupferverluste der Bezugsmaschine. Als Ergebnis erhält man optimale Werte für Luftspaltradius und Blechpaketlänge sowie Nuttiefe und -breite. Dieses Vorgehen ist deshalb interessant, weil es die Anzahl der erforderlichen Iterationen zur Maschinenauslegung deutlich reduziert. Weiterhin ist es unabhängig von dem hier vorliegenden Maschinentyp und kann für alle Trommelläufermaschinen angewendet werden. Nachdem alle Maschinenparameter definiert worden sind, können die noch nicht ermittelten Maschinenkenngrößen berechnet werden. Sie dienen dem Vergleich mit den später gemessenen Werten. Schließlich wird die Feldverteilung der endgültigen Auslegung durch numerische Feldberechnung abschließend überprüft.

Da die Bauform des Prototypen als Außenläufer ungewöhnlich ist und vor allem die Konstruktion und Fertigung der mechanischen Feldschwächung äußerst anspruchsvoll war, ist den Passivteilen der Maschine ein eigenes Kapitel gewidmet. Neben einer detaillierten Beschreibung der Konstruktion wird auf die Herstellungsverfahren und Schwierigkeiten beim Aufbau des Prototypen hingewiesen.

Um eine MDM aus der Batteriegleichspannung speisen zu können, wird eine Leistungselektronik verwendet. Gemäß dem Prinzip der vorgeschlagenen mechanischen Feldschwächung

ist ein bestimmungsgemäßer Betrieb nur dann möglich, wenn die Statorströme abhängig von der Lage der beiden Rotorteile eingepreßt werden. Dazu wird ein Mikroprozessor verwendet, der ausgehend von den Positionen der beiden Rotorteile und den Statorströmen die Sollspannungen für den Pulswechselrichter in Echtzeit erzeugt. Um das Steuerungsprogramm für den Mikroprozessor zu entwickeln, wird zunächst der gesamte Antrieb numerisch simuliert. Der so entwickelte und getestete Algorithmus wird hinsichtlich Funktion und Echtzeitfähigkeit am Mikroprozessor und Antrieb erprobt bis sich der gewünschte Betrieb erreichen läßt. Dies ist notwendig, da man an der Leistungsgrenze des verwendeten Prozessors arbeitet. Der Einfluß der Rechenleistung auf die Qualität der Regelung wird durch Vergleichssimulationen veranschaulicht.

Bei der meßtechnischen Untersuchung der Maschine stehen Einhaltung der Anforderungen, die Kontrolle der bei der Auslegung errechneten Maschinenkenngrößen und die korrekte Funktion der mechanischen Feldschwächung im Vordergrund. Um die Dauerleistung zu überprüfen, wurde die Maschine je eine Stunde im motorischen und generatorischen Nennpunkt betrieben. Die dabei auftretenden Übertemperaturen von maximal  $70^{\circ}\text{C}$  gestatten bei der gewählten Isolationsklasse und dem zulässigen Temperaturbereich der Magneten einen Betrieb bis zu einer Umgebungstemperatur von ca.  $80^{\circ}\text{C}$ . Dies ist eine wichtige Voraussetzung für den Einbau der Maschine im Motorraum. Die geforderte Überlastbarkeit auf das doppelte Nennmoment konnte nachgewiesen werden, wobei sich vor allem der die MDM speisende Stromrichter und die Belastungsmaschine als begrenzend erwiesen. So erreichten die Temperaturen am Wechselrichter bereits nach wenigen Sekunden bei doppeltem Lastmoment kritische Werte. Die als Belastungsmaschine verwendete Asynchronmaschine mußte im Leerlauf extrem gesättigt werden, um das Kippmoment auf die erforderlichen Werte zu bringen. Bei der Bestimmung der Leerlaufverluste konnte nicht zwischen Eisenverlusten und Reibungsverlusten unterschieden werden. Die gemessenen Werte waren größer als die errechneten Eisenverluste, was plausibel ist. Die Abweichung konnte durch Vergleich mit der Literatur auf die Lager- und Luftreibung zurückgeführt werden. Die Stromaufnahme der Maschine entspricht den errechneten Werten, so daß die Kupferverluste die erwarteten Werte erreichen. Führt man eine direkte Wirkungsgradbestimmung in Motor- und Generatorbetrieb durch, erhält man in beiden Fällen im Bereich um den Nennpunkt 93% Wirkungsgrad incl. der Zuleitungen. Die Funktion der mechanischen Feldschwächung wurde durch eine gewisse Reibung zwischen den beiden Rotorteilen beeinträchtigt. Trotzdem konnten alle wesentlichen Eigenschaften der neuartigen Technik präzise nachgewiesen werden. Für einen Fahrzeugeinsatz unter rauen Umgebungsbedingungen wäre jedoch eine Überarbeitung des Rotors notwendig.

# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Entwicklung eines Hybridfahrzeugs an der TUM

Die Zunahme des motorisierten Straßenverkehrs führt in den davon betroffenen Ländern zu erheblicher Luftverschmutzung und einem hohen Kraftstoffbedarf. Besonders störend wirkt sich dies, bedingt durch die hohe Verkehrsdichte, in Ballungszentren aus. Um die genannten Nachteile der Mobilität dort zu verringern, ist vor allem ein reduzierter Energiebedarf beim Betrieb der Fahrzeuge im Stadtverkehr sowie ein emissionsfreier Kurzstreckenbetrieb wünschenswert.

Um diese Ziele zu erreichen, wurden verschiedene Anstrengungen unternommen. Am bekanntesten ist die Entwicklung von Elektrofahrzeugen, bei denen der verbrennungsmotorische Antrieb durch einen Elektromotor ersetzt wird. Andererseits zeigt eines der jüngsten Produkte der Automobilindustrie, daß auch der konventionelle Verbrennungsmotor zusammen mit einer Optimierung des Fahrzeugs noch deutliche Potentiale zur Verringerung des Kraftstoffbedarfs birgt. Quasi als Mittelweg zielen sogenannte Hybridfahrzeuge darauf, den Verbrennungsmotor möglichst nur im Bereich des geringsten spezifischen Verbrauchs zu betreiben. Dabei kommen Antriebssysteme zum Einsatz, bei denen der Verbrennungsmotor mit einem oder mehreren Elektromotoren verbunden wird. Abhängig davon, wie der Fluß der Antriebsleistung zu den Rädern und zwischen den Motoren erfolgt, unterscheidet man "serielle" und "parallele" Hybridfahrzeuge.

Beim Seriellen Hybrid treibt ein Verbrennungsmotor einen stets als Generator wirkenden elektromechanischen Wandler an. Die von ihm abgegebene Leistung wird an die elektrischen Fahrmotoren weitergeleitet und dort in mechanische Leistung zurückgewandelt. Meist handelt es sich bei den elektromechanischen Energiewandlern um Drehstromantriebe, die über Spannungsumrichter aus einem Gleichspannungsnetz versorgt werden, das aus dem Generator gespeist wird. Durch die Verwendung eines Energiespeichers im Spannungszwischenkreis kann zum einen das Anfahrverhalten verbessert werden; zum anderen besteht die Möglichkeit zur Rekuperation. Im Vergleich mit einem konventionellen KFZ kommen zwei in der Regel auf die volle Antriebsleistung auszuliegende elektrische Antriebe und ggf. ein Energiespeicher hinzu. Die Eigenschaften des seriellen Hybrid lassen sich durch die Wahl des Energiespeichers maßgeblich beeinflussen. Wird auf einen Energiespeicher verzichtet, so muß der Verbrennungsmotor stets die am Rad geforderte Antriebsleistung bereitstellen. Ein Speicher mit geringem Energieinhalt, aber hoher Lade-

und Entladeleistung gestattet einen gleichmäßigeren Betrieb des Verbrennungsmotors und ermöglicht Rekuperation. Wird der Energieinhalt des Speichers so vergrößert, daß längere Strecken ohne Unterstützung des Verbrennungsmotors gefahren werden können, muß dieser nicht mehr auf die volle Antriebsleistung ausgelegt werden. Man kann in diesem Fall auch von einem Elektrofahrzeug mit einer mitgeführten Nachlademöglichkeit der Batterie sprechen (sog. range extender). Trotz des Gewichts und der Umwandlungswirkungsgrade der zusätzlichen Komponenten lassen sich bei geeigneter Auslegung des Antriebs – Abstimmung der Komponenten aufeinander und auf das Fahrzeug – gute Fahrleistungen und geringer Verbrauch verbinden [1], [3]

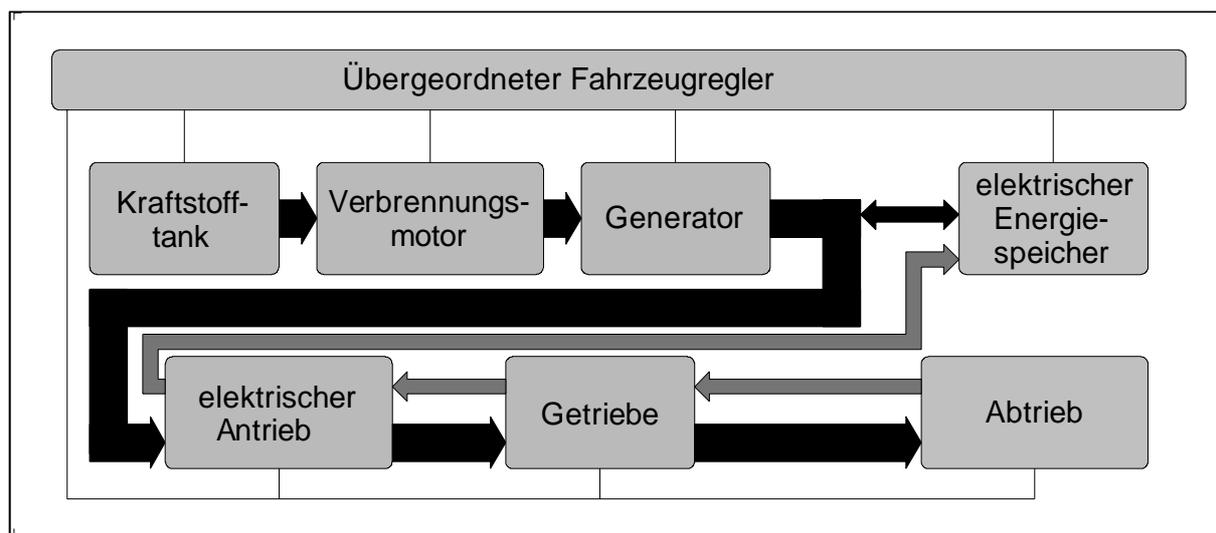


Bild 1.1: Prinzipbild eines seriellen Hybridantriebs

Wird der verbrennungsmotorische Antrieb so durch Elektromotoren ergänzt, daß die Antriebsleistung entweder vom Verbrennungsmotor oder dem Elektromotor oder von beiden gemeinsam erbracht werden kann, so spricht man von einem parallelen Hybrid. Die Variationsmöglichkeiten sind hier noch vielfältiger als beim seriellen Hybrid. So kann ein völlig eigenständiger elektrischer Antrieb an einer der beiden Achsen vorgesehen werden [2]. Alternativ können beide Motoren gemeinsam auf die Eingangswelle eines Getriebes wirken [5]. Wird für den elektrischen Antrieb ein Energiespeicher vorgehalten, sind ein rein elektrischer Fahrbetrieb und die Bremsenergie rückgewinnung möglich. Variationsmöglichkeiten ergeben sich auch hier durch die Eigenschaften des Energiespeichers. Dabei richten sich die Reichweite in rein elektrischem Betrieb nach der Batteriekapazität, die Fahrleistungen und die maximal zurückgewinnbare Bremsleistung nach der Auslegung des Antriebs und der Maximalleistung des Speichers. Schließlich kann der Speicher bei Fahrt mit dem Verbrennungsmotor aufgeladen werden, indem man den elektrischen Antrieb generatorisch wirken läßt. Man spricht dann von einem autarken Hybridfahrzeug, da der elektrische Energiespeicher nicht aus dem Netz nachgeladen werden muß. Um diese Betriebsmodi entsprechend der Fahrsituation optimal einzusetzen, kommt der Betriebsstrategie des Antriebs große Bedeutung zu. Dabei soll einerseits der Verbrennungsmotor nur in den Bereichen seines geringsten spezifischen Verbrauchs eingesetzt werden. Andererseits ist die Batterieladung stets in einem vorgegebenen Bereich zu halten. Trotz der Komplexität der Betriebsweise wurden mehrere Fahrzeuge entwickelt [6].

Hybridfahrzeuge lassen sich somit danach unterscheiden, ob der Verbrennungsmotor eine mechanische Verbindung zu den Antriebsrädern hat (parallel) oder nicht (seriell). Inner-

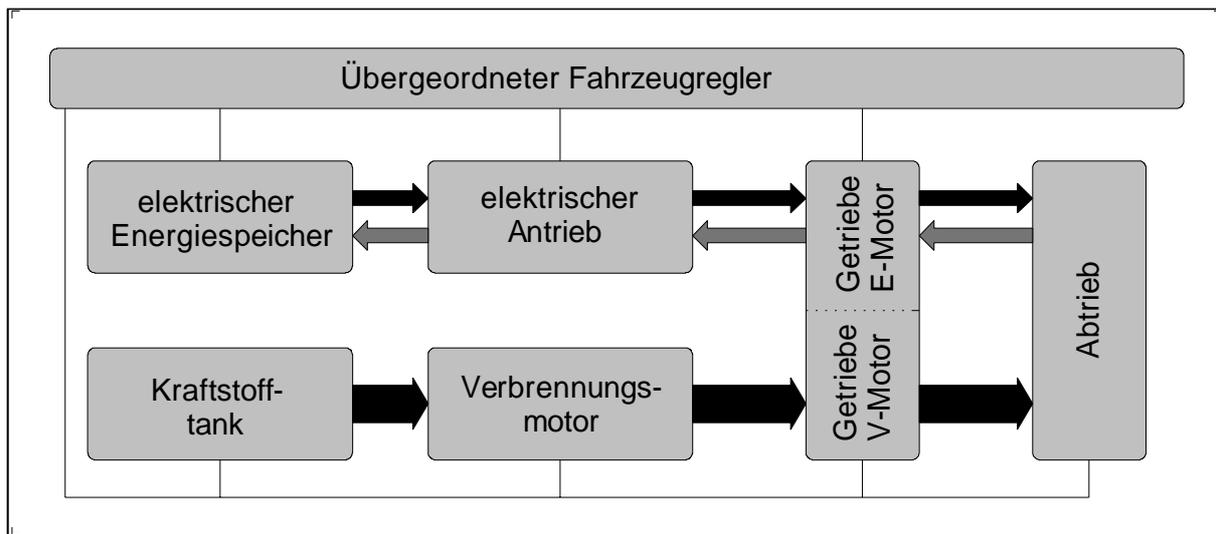


Bild 1.2: Prinzipbild eines parallelen Hybridantriebs

halb dieser zwei Gruppen gibt es jedoch eine Vielzahl von Varianten, die sich in erster Linie durch die Dimensionierung von Verbrennungsmotor, elektrischem Antrieb und Energiespeicher unterscheiden.

Ein Vergleich der einzelnen Konzepte ist schwierig: In der Regel werden die Kriterien (Verbrauch, Gesamtenergieaufwand, Emissionen, Reichweite etc.), nach denen die Antriebe bewertet werden können, unterschiedlich gewichtet. Große Unterschiede zeigen auch die Versuchsträger, d.h. das verwendete Fahrzeug für die Aufnahme des Antriebs, die Versuchsbedingungen, z.B. der zugrunde liegende Fahrzyklus und die Beladung, sowie der Grad der Optimierung der eingesetzten Komponenten [2][3]. Ein knapp gehaltener Vergleich wäre daher nicht sachgerecht, ein detaillierter Vergleich würde zu umfangreich.

Deshalb soll unter der Voraussetzung, daß die Wahl des Antriebs auf den Autarken Hybrid – als Spezialfall des Parallelhybrids – gefallen ist, untersucht werden, wie dieser Antrieb und vor allem der darin enthaltene elektromechanische Energiewandler zu gestalten ist, um ein günstiges Gesamtergebnis zu erhalten. An der Technischen Universität München wurde zu diesem Zweck ein Antrieb für ein Autarkes Hybridfahrzeug auf Basis eines PKW untersucht. Im Gegensatz zu vielen anderen Untersuchungen über Hybridfahrzeuge wurde dabei das Ziel verfolgt, die zum Einsatz kommenden Komponenten für ihre Aufgabe zu optimieren [7][8]. Hierdurch ergaben sich nicht nur besonders geeignete Teile für den Autarken Hybrid; es konnten vielmehr – durch die Anwendung der erarbeiteten Berechnungsverfahren – auch auf anderen Gebieten neue, erheblich verbesserte Ergebnisse erzielt werden [9].

## 1.2 Hauptmerkmale des Autarken Hybridfahrzeugs

Maßgebend für die Anforderungen an den Elektromotor sind der Aufbau und die Betriebsweise des Autarken Hybrid. Dazu gehört, daß die geforderte Kraftstoffeinsparung im verbrennungsmotorischen Betrieb mit der Verwendung eines stufenlosen Getriebes großer Spreizung und des elektrischen Zusatzantriebs erreicht wird. Der große Stellbereich des stufenlosen Getriebes gestattet einen wirkungsgradoptimalen Betrieb des Verbren-

nungsmotors. Ein Betrieb der Verbrennungskraftmaschine unter verbrauchsungünstigen Bedingungen kann dadurch weitgehend vermieden werden. In Betriebsfällen, in denen der Verbrennungsmotor nur einen geringen Wirkungsgrad erreicht – dies sind vor allem Betriebspunkte in denen nur eine geringe Leistung zum Antrieb des Fahrzeugs benötigt wird (Teillastbetrieb) – treibt der elektromechanische Wandler das Fahrzeug an. Auch der stop-and-go-Betrieb und das Anfahren sollen mit dem elektrischen Antrieb bewältigt werden. Hier wird durch die weite Getriebespreizung ein gutes Beschleunigungsverhalten ermöglicht. Auf Streckenabschnitten, in denen der Verbrennungsmotor arbeitet, beim Bremsen oder bei geringem Ladezustand der Batterie wird diese durch den als Generator wirkenden elektromechanischen Wandler wieder aufgeladen. Durch den elektrischen Antrieb wird der emissionsfreie Betrieb, wenn auch mit (oberhalb ca. 30 km/h) eingeschränkter Beschleunigung, Reichweite und Höchstgeschwindigkeit realisiert. Durch diese Betriebsweise wird ein Nachladen der Traktionsbatterie aus dem Netz entbehrlich.

Die Umrüstung eines Fahrzeugs mit konventionellem Verbrennungsantrieb auf Hybridantrieb ist stets mit dem Einbau von zusätzlichen Komponenten verbunden. Da sich eine Erhöhung des Fahrzeuggewichts ungünstig auf den Verbrauch auswirkt, muß auf ein möglichst geringes Gewicht aller zusätzlichen Komponenten geachtet werden.

Ein Teil der vom Verbrennungsmotor erzeugten mechanischen Energie wird durch generatorischen Betrieb des elektrischen Antriebsstrangs in der Batterie gespeichert. Der Wirkungsgrad jeder Komponente des elektrischen Antriebs geht damit quadratisch in die Gesamtenergiebilanz ein. Damit wird deutlich, daß für alle elektrischen Antriebskomponenten ein besonders hoher Wirkungsgrad gefordert werden muß.

### **1.3 Anforderungen und Ziele für den elektrischen Antrieb**

Mit dem elektrischen Antrieb soll bei geringem Gewicht ein hoher Wirkungsgrad erreicht werden. Mit Blick auf das Machbare wurden hierfür folgende Zahlenwerte definiert: Der aus Umrichter und elektromechanischem Wandler bestehende Teil des elektrischen Antriebs soll nicht mehr als insgesamt 20 kg wiegen. Der Wirkungsgrad des elektrischen Antriebs soll in großen Bereichen des Drehmoment-/Drehzahlfeldes mindestens 90% betragen. Weitere Anforderungen resultieren aus der vorgesehenen Betriebsstrategie, die auf einen minimalen Kraftstoffverbrauch des Fahrzeugs abzielt. So wurde die Nennleistung zu 8 kW festgelegt [5], wobei eine kurzzeitige Überlastbarkeit für etwa 30 s auf den doppelten Wert anzustreben ist. Die Drehzahlen von Verbrennungsmotor und Elektromotor stehen konzeptbedingt in einem festen Verhältnis zueinander. Die der Nenndrehzahl des Elektromotors zugeordnete verbrennungsmotorische Drehzahl wird auf 2000 U<sub>p</sub>M festgelegt [10]. Diese den Entwurf des Antriebs bestimmenden Vorgaben sind in Bild 1.3 dargestellt.

### **1.4 Lösungsansätze**

Ausgehend von den dargestellten Anforderungen muß geklärt werden, mit welchen elektrischen Antrieben die Aufgabe zu lösen und wie die jeweilige Konfiguration auszulegen ist. Als aussichtsreichste Konzepte wurden pulswechselrichter gespeiste Asynchronmotoren

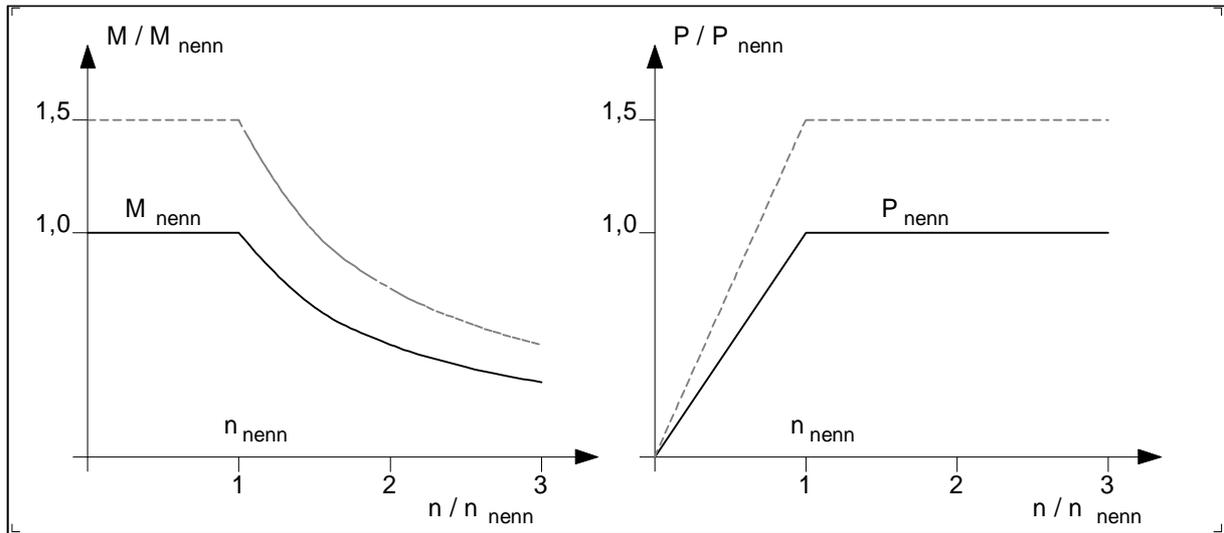


Bild 1.3: Drehmoment-/Drehzahlprofil

und permanentmagnetisch erregte Synchronmaschinen zuerst untersucht. Anschließend wurden die Modulare Dauermagnetmaschine sowie die Transversalflußmaschine als vielversprechende Sonderbauformen der mit Permanentmagneten erregten Synchronmaschine in die Betrachtung aufgenommen. Aus der Definition der Anforderungen ist noch offen, in welchem festen Verhältnis die Drehzahlen von Verbrennungsmotor und Elektromotor stehen sollen. Sinnvoll ist einerseits die Übersetzung der Drehzahl ins Schnelle, die eine Getriebestufe notwendig macht. Man erreicht so ein geringeres Gewicht im elektromechanischen Energiewandler, muß aber Zusatzgewicht und Verluste der Getriebestufe in Kauf nehmen. Andererseits kommt eine direkte Kopplung in Frage, die diese Nachteile umgeht, dafür aber ein höheres Maschinengewicht bedeutet und bei der schwierige Einbaubedingungen die Auslegung stark beeinflussen. Da die elektromechanischen Energiewandler für den direkt gekuppelten Einbau in jedem Falle speziell auszulegende und aufwendig aufzubauende Sonderentwicklungen sind, wurden zunächst Maschinen untersucht, deren Drehzahlniveau um den Faktor drei gegenüber dem des Verbrennungsmotors angehoben ist. Dabei zeigte sich, daß selbst hier nur mit gezielt angepaßten Maschinen befriedigende Ergebnisse erreichbar sind [10][9]. Parallel wurde mit der Auslegung je einer Transversalflußmaschine und einer Modularen Dauermagnetmaschine für die direkte Kopplung begonnen. Während die Transversalflußmaschine von Prof. Weh am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig entwickelt wurde [11], fanden die Auslegungsarbeiten zur MDM am Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte (LEMG) der Technischen Universität München statt. Im Anschluß hieran behandelt die vorliegende Arbeit die theoretischen Grundlagen, die Auslegung, den Aufbau, die Regelung und die Inbetriebnahme dieser Modularen Dauermagnetmaschine.

# Kapitel 2

## Theorie der Modularen Dauermagnetmaschine

Die Betriebseigenschaften von Modularen Dauermagnetmaschinen (abgekürzt MDM) sollen in mehreren Stufen zunehmender Verallgemeinerung entwickelt werden. Zuerst wird eine einfache Funktionserklärung gegeben, mit deren Hilfe die verschiedenen Bauformen der MDM schrittweise abgeleitet werden können. Danach werden allgemein die bestimmenden Gleichungen dieses Maschinentyps als theoretische Basis zu den weiteren Betrachtungen erarbeitet. Die Darstellung orientiert sich dabei an [13][14] und behält soweit möglich die dort verwendeten Bezeichnungen bei. In der Reihenfolge der Behandlung und der Schwerpunktsetzung weicht sie jedoch von jenen Arbeiten ab. Auch soll die Entstehung der Drehwellen und Drehmomente deutlicher als bisher veranschaulicht werden.

### 2.1 Ausführungsformen von Modularen Dauermagnetmaschinen

Bild 2.1 gibt zwei einfache Beispiele der MDM wieder. Zunächst fällt die Ausführung als Außenläufer auf. Durch die in der Regel hochpolige Ausführung, die zu dünnen Jochen führt, lassen sich ein größerer Luftspaltradius und eine größere Luftspaltoberfläche erzielen als bei einem Innenläufer, was bei gegebenen Werten für Luftspaltinduktion und Strombelag das Drehmoment erhöht. Der gewonnene freie Raum innerhalb des Rotors kann für tiefe Statornuten genutzt werden, so daß der Strombelag vergrößert werden kann, was nochmals zu einem Drehmomentanstieg führt. Vergleiche zwischen der Drehmomentausbeute von Innen- und Außenläuferbauweise finden sich auch in [13][14] und [15]. Die nachfolgenden Betrachtungen zur Theorie sind jedoch völlig unabhängig davon, ob die Maschine als Innen- oder Außenläufer ausgeführt wird.

Auf der inneren Rotoroberfläche sind  $2p$  Permanentmagneten mit der Polbedeckung  $\alpha_2$  und der Polteilung  $\tau_2$  angeordnet. Im Stator erkennt man  $Z$  Zähne, die jeweils mit einer Spulenwicklung versehen sind. Die Einheit aus Statorzahn und Wicklung wird als Modul [13] bezeichnet. Die Teilung  $\tau_1$  und die Modulbedeckung  $\alpha_1$  der Zähne ist bei allen Modulen gleich. Ihre Anordnung am Umfang im Abstand  $\tau_m$ , der hier mit der Teilung  $\tau_1$  übereinstimmt, ist daher gleichmäßig. Man spricht daher von einer isotropen Ausführungsform. Der Betrag der Winkeldifferenz zwischen der Rotorpolteilung  $\tau_2$  und

der Statorzahnteilung  $\tau_1$  wird mit  $\varepsilon_r$  bezeichnet. In Bild 2.1 sind diese Begriffe anhand von Maschinenquerschnitten dargestellt. Da Maschinen mit gerader und solche mit ungerader Modulzahl  $Z$  – die im Bild mit der Strangzahl übereinstimmt – in der Theorie unterschiedlich behandelt werden müssen, ist je ein Beispiel für diese beiden Varianten angegeben. Die eine Maschine mit  $Z = 7$  Modulen und  $2p = 6$  Rotorpolen und eine weitere mit  $Z = 8$  Modulen und ebenfalls  $2p = 6$  Polen sind Repräsentanten besonders einfacher Bauformen.

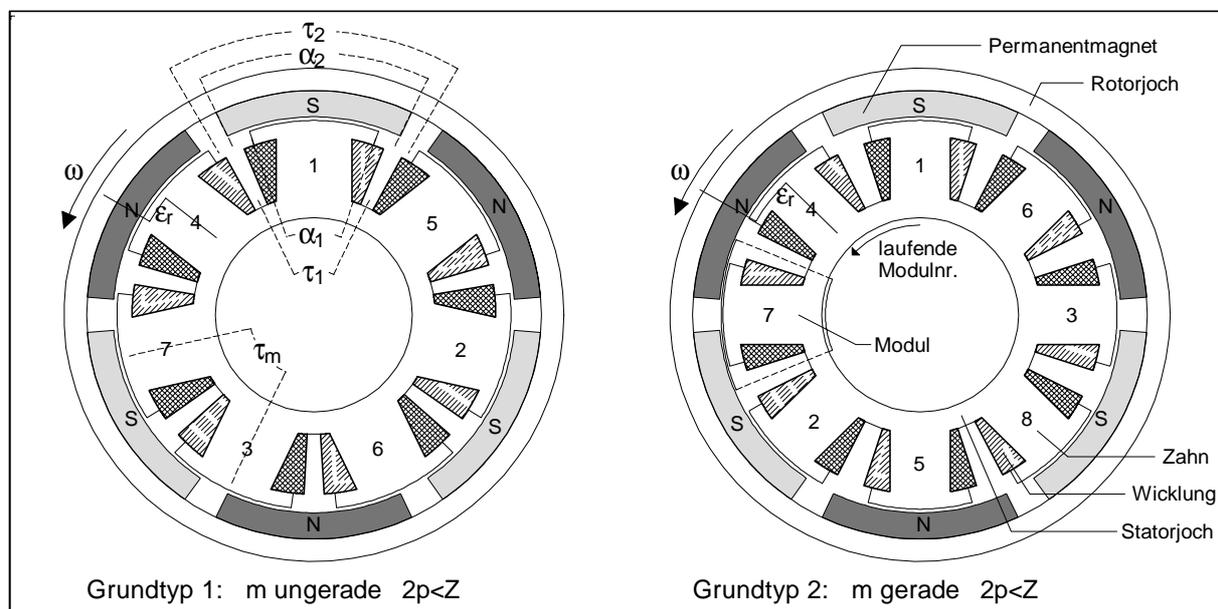


Bild 2.1: Querschnitte von Beispielmaschinen mit  $2p < Z$

Legt man die beiden Beispiele in Bild 2.1 zugrunde, kann man überlegen, wie sich die Drehbewegung entwickelt. Angenommen die Wicklung von Modul 1 wird so von einem Strom durchflossen, daß die Feldlinien aus dem Zahnkopf austreten und dieser sich damit magnetisch wie ein Nordpol verhält, so wird der nächstgelegene Südpol des Rotors angezogen, bis er sich genau gegenüber von Modul 1 befindet. Dieser Anfangszustand ist in den Abbildungen dargestellt. Man sucht nun am Umfang das Modul, das bei der für Modul 1 festgelegten Stromrichtung den Rotor durch Anziehung um den geringsten Winkel in die gewünschte Drehrichtung weiterbewegt. Dieses Modul wird als Modul 2 bezeichnet. Für die beiden Maschinen im Beispiel wurde als Rotorpolzahl die auf die Modulzahl folgende nächstgrößere gerade Zahl gewählt. Der Winkel, um den sich der Rotor weiterbewegt hat, ist deshalb ein ganzzahliges Vielfaches von  $\varepsilon_r$ . Ein Stromfluß in einem der anderen Module würde den Rotor ebenfalls bewegen, jedoch um größere Winkelbeträge. Verfolgt man das Prinzip weiter, müssen anschließend die Spulen der Module 3 bis  $Z$  von einem Strom durchflossen werden. Der Rotor dreht sich dabei stets um den gleichen Winkelbetrag weiter. Schließlich ist der Rotor wieder in einer Position, die dem Anfangszustand völlig entspricht.

Dabei hat sich der Rotor um ein Polpaar weitergedreht und hat – eine gleichmäßige Drehung vorausgesetzt – in jedem der Module eine Vollperiode der induzierten Spannung hervorgerufen. Die in den beiden Beispielmaschinen erzeugten Systeme der idealisierten induzierten Spannungen sind in Bild 2.2 dargestellt. Man erkennt erwartungsgemäß, daß in jedem Modul eine andere Spannung induziert wird. Die Phasenverschiebung der einzelnen Spannungen beträgt  $T/Z$  bzw.  $2\pi/Z$  – mit  $T$  als Schwingungsdauer – und wird

mit  $\varepsilon_i$  bezeichnet. Damit ist eine Drehung des Rotors um Vielfache von  $\varepsilon_r$  einer elektrischen Phasenverschiebung um  $\varepsilon_i$  zugeordnet. Bei den Spannungen der Maschine mit durch vier teilbarer Modulzahl findet man zu jedem Spannungsverlauf genau einen entsprechenden Verlauf, der um  $\pi$  verschoben ist. In der Praxis bedeutet dies, daß man für die Beispielmachine mit ungerader Strangzahl ein versorgendes  $Z$ -phasiges Spannungssystem mit einer Phasenverschiebung von  $2\pi/Z = \varepsilon_i$  benötigt. Für die Maschine mit gerader Strangzahl benötigt man ein  $Z/2$ -phasiges System mit ebenfalls  $2\pi/Z$  bzw.  $\pi/Z$  als Phasenverschiebung. Diese Anzahl der Phasen des zur Versorgung nötigen Systems entspricht der Strangzahl der Maschine, die mit  $m$  bezeichnet wird. Zusätzlich wird die fiktive Strangzahl  $m'$  definiert. Für Maschinen mit gerader Strangzahl gilt  $m' = 2m$ ; die fiktive Strangzahl entspricht damit der Anzahl der Phasen, die sich ohne die Zusammenschaltung von Modulen ergibt. Bei Maschinen mit ungerader Strangzahl stimmen  $m$  und  $m'$  überein. Bei den dargestellten Maschinen stehen die Polzahl und die Strangzahl in der folgenden Beziehung zueinander:

$$2p/Z = \frac{Z-1}{Z} = \frac{m'-1}{m'} \quad m \text{ ungerade} \qquad 2p/Z = \frac{Z-2}{Z} = \frac{m'-2}{m'} \quad m \text{ gerade} \quad (2.1)$$

Diese Gleichungen beschreiben besonders einfache Varianten von MDM, die als Basis zum Entwurf komplexerer Maschinen dienen können. Die in Bild 2.1 gezeigten Maschinen zeigen jeweils einen Repräsentanten dieser „Grundtypen“.

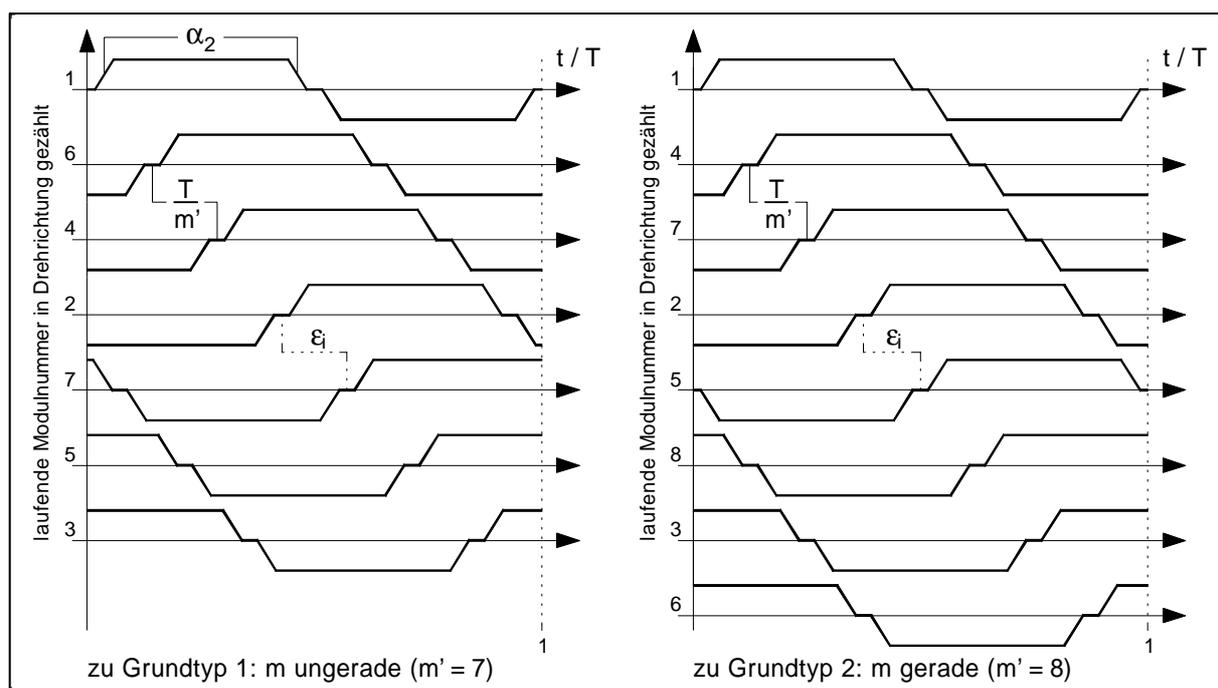


Bild 2.2: Induzierte Spannungen der Beispielmachines

In den gegebenen Beispielen wurde davon ausgegangen, daß  $2p < Z$  ist. Dies ist keine zwingende Voraussetzung. In Bild 2.3 wird gezeigt, wie die Rotoren der in Bild 2.1 gezeigten Maschinen auszusehen haben, wenn der Stator unverändert übernommen wird und  $2p > Z$  gilt.

Die Phasenverschiebung zwischen den induzierten Spannungen der Module bleibt gleich. Bezüglich der zur Speisung erforderlichen Quelle bedeutet dies, daß die gleiche Versorgung zum Einsatz kommen kann. Falls die Numerierung der Module – d.h. die Zuordnung

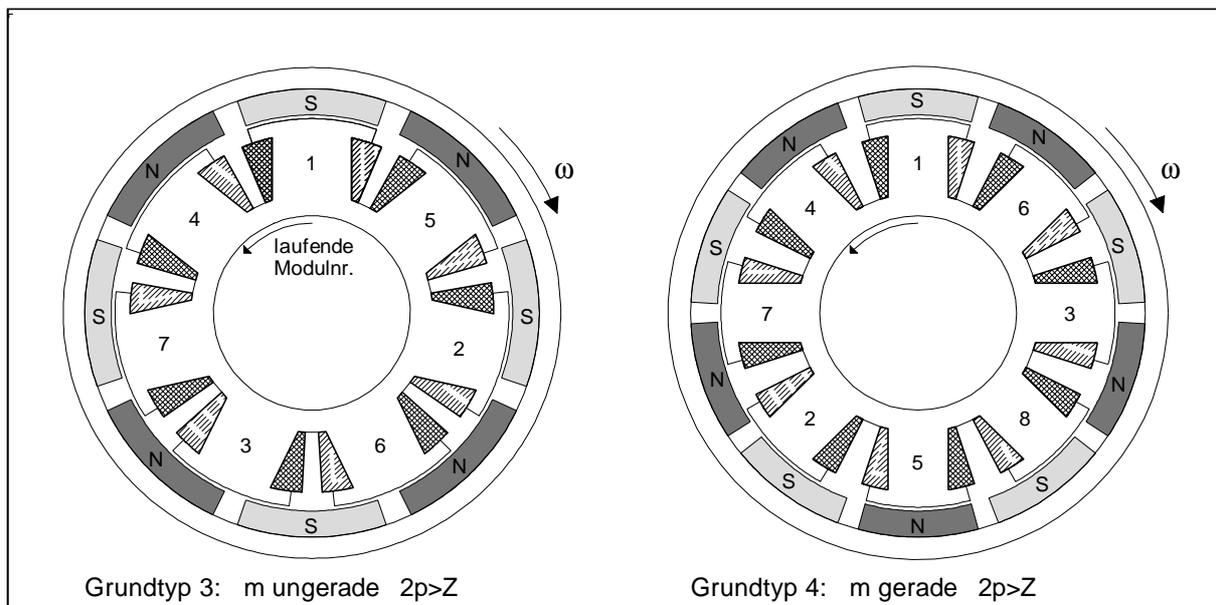


Bild 2.3: Querschnitte von Beispielmotoren mit  $2p > Z$

einer bestimmten Phasenverschiebung zu einem Modul – beibehalten wird, ändert sich die Drehrichtung. Da die Rotorpolteilung nun kleiner ist als im vorigen Fall, dreht sich der Rotor nun innerhalb einer Periode der induzierten Spannung weniger weit als im Fall  $2p < Z$ . Man kann dies auch daran erkennen, daß der Winkel  $\varepsilon_r$  abgenommen hat, wogegen  $\varepsilon_i$  konstant geblieben ist. Der Zusammenhang zwischen Drehzahl und Frequenz verändert sich deshalb. Die Gleichungen in (2.1), welche die ersten beiden Grundtypen beschreiben, können nun folgendermaßen verallgemeinert werden:

$$2p/Z = \frac{Z \pm 1}{Z} = \frac{m' \pm 1}{m'} \quad m \text{ ungerade} \qquad 2p/Z = \frac{Z \pm 2}{Z} = \frac{m' \pm 2}{m'} \quad m \text{ gerade} \quad (2.2)$$

In den vier vorgestellten Beispielen ging man von einem minimalen Betrag der Differenz zwischen der Anzahl der Statormodule und jener der Rotorpole aus. Da die Anzahl der Rotorpole gerade sein muß – die Polpaarzahl muß ganzzahlig sein – ist diese minimale Differenz bei ungerader Modulzahl eins und bei gerader Modulzahl zwei. Diesen Sachverhalt gibt die Gleichung (2.2) wieder. Diese Forderung soll nun fallen gelassen werden. Links in Bild 2.4 erkennt man eine Maschine, die man aus dem Repräsentanten von Grundtyp 3 aus Bild 2.3 entwickeln kann. Dreimal gleichmäßig am Umfang verteilt befinden sich Gruppen von Modulen und Polen, deren relative Lage von Modul zu Pol identisch mit der linken Maschine in Bild 2.3 ist. Diese Gruppen sind durch die dicken, gestrichelten Linien gegeneinander abgegrenzt. Im Beispiel ist mit  $Z = 21$  und  $2p = 24$  die Differenz zwischen Modulzahl und Polzahl zu drei geworden. Völlig analog ist die rechts abgebildete Maschine aus zwei der Repräsentanten des Grundtyps 2 aufgebaut. Bei  $Z = 16$  und  $2p = 12$  hat sich die Differenz  $Z - 2p$  gegenüber dem Grundtyp verdoppelt. Das Aufbauprinzip ist damit für Maschinen mit  $2p < Z$  und  $2p > Z$  anwendbar.

Die Phasenlage der in den Modulen induzierten Spannungen ist in Bild 2.5 dargestellt. Im Gegensatz zu den bisherigen Verläufen erkennt man, daß in einzelnen Modulen identische Spannungen induziert werden. Diese Feststellung, die auch bei dem Beispiel mit ungerader Strangzahl (links im Bild) gemacht wird, darf nicht damit verwechselt werden, daß bei Maschinen mit gerader Strangzahl Spannungen mit einer Phasenverschiebung

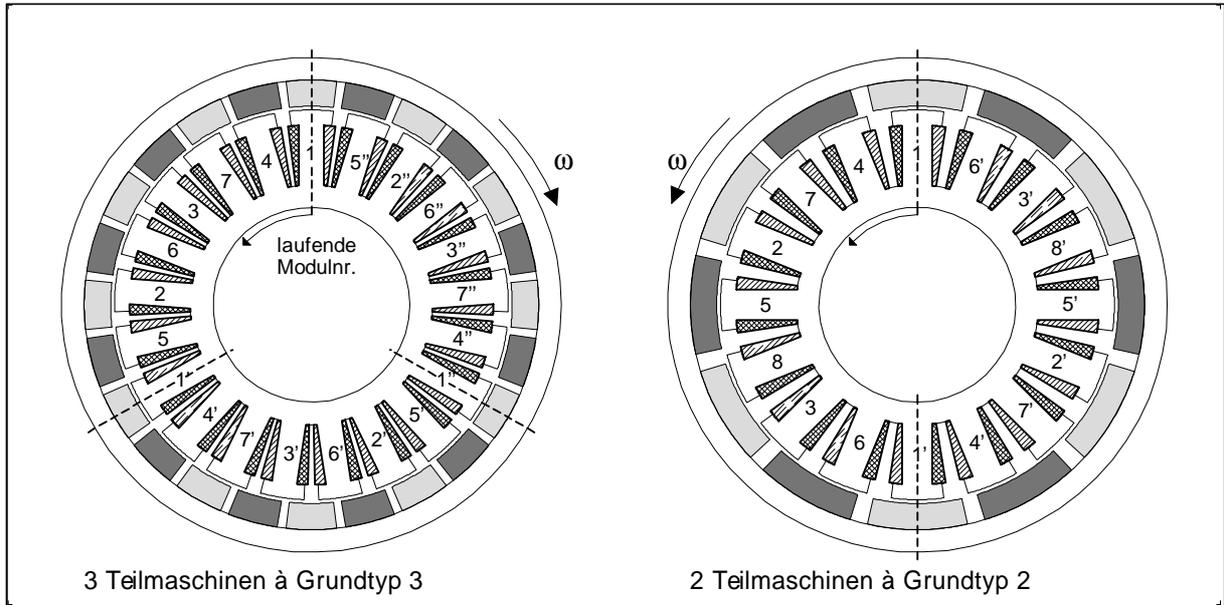


Bild 2.4: Querschnitte von Beispielmotoren, die aus den Grundtypen abgeleitet sind

von  $\pi$  auftreten. Man kann damit – anders als vorher – mehrere Module zu einem Strang zusammenfassen und gemeinsam mit einer Phase der versorgenden Spannung verbinden. Zusätzlich besteht bei Maschinen gerader Strangzahl nach wie vor die Möglichkeit, Module mit gegenphasigen induzierten Spannungen zusammenzufassen (Bild 2.5 rechts).

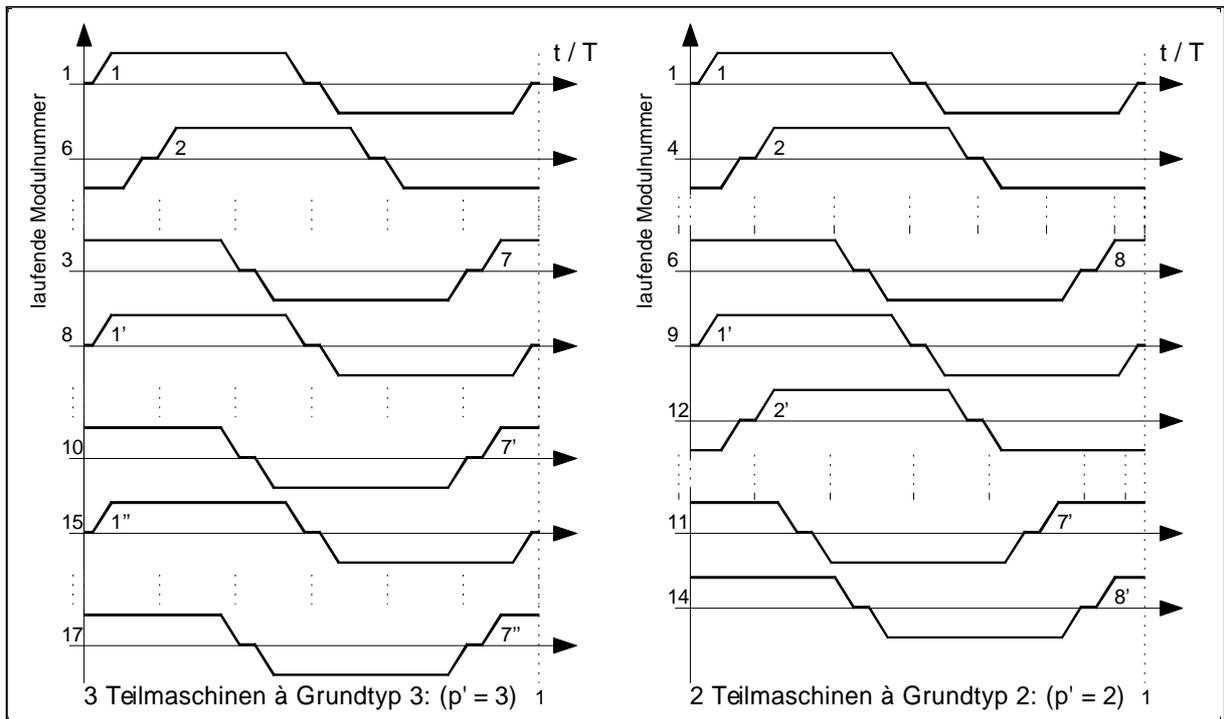


Bild 2.5: Induzierte Spannungen der abgeleiteten Beispielmotoren

Die Module, in denen identische Spannungen induziert werden, liegen symmetrisch am Umfang verteilt. Sie werden einem Strang zugeordnet. Die Anzahl dieser sich wiederholenden Module gleicher Strangzugehörigkeit wird mit  $p'$  [13] bzw.  $p_s$  [14], der sog. Statorpolpaarzahl, bezeichnet. Daß diese Bezeichnung einen physikalischen Hintergrund besitzt,

wird in Abschnitt 2.3 deutlich. Zwischen je zwei Modulen, die einem Strang zugeordnet wurden, ist die Abfolge der Strangzugehörigkeit der einzelnen Module genau wie im zugehörigen Grundtyp. Analog zu den Beispielmotoren in Bild 2.4, die drei bzw. zwei „Teilmaschinen“ enthalten, kann man aus  $p'$  Maschinen eines der Grundtypen neue Maschinen generieren. Die Anzahl so aufeinanderfolgender Teilmaschinen kann damit eine beliebige natürliche Zahl sein. Auch diese Verallgemeinerung kann in den Gleichungen, welche die Beziehung zwischen Modulzahl, Strangzahl und Polpaarzahl beschreiben, einbezogen werden.

$$2p/Z = \frac{Z \pm p'}{Z} = \frac{m' \pm 1}{m'} \quad m \text{ ungerade} \qquad 2p/Z = \frac{Z \pm 2p'}{Z} = \frac{m' \pm 2}{m'} \quad m \text{ gerade} \quad (2.3)$$

Die vorstehende Übersicht über die möglichen Ausführungsformen von Modularen Dauermagnetmaschinen und ihren Zusammenhang mit den anfangs vorgestellten einfachen Grundtypen stellt nur den Ausschnitt von Kombinationsmöglichkeiten der Modul- und Polzahlen dar, der in dieser Arbeit eine Rolle spielt. Bild 2.6 gibt eine Übersicht, welche die in den Formeln (2.2),(2.3) enthaltenen Kombinationsmöglichkeiten von Modulanzahl, Polpaarzahl und Strangzahl veranschaulicht. Bei gegebener Modulzahl und Strangzahl kann man die Möglichkeiten für die Polpaarzahl ablesen. Welche Zusammenhänge sich bei Berücksichtigung aller Kombinationsmöglichkeiten ergeben, ist [14] zu entnehmen.

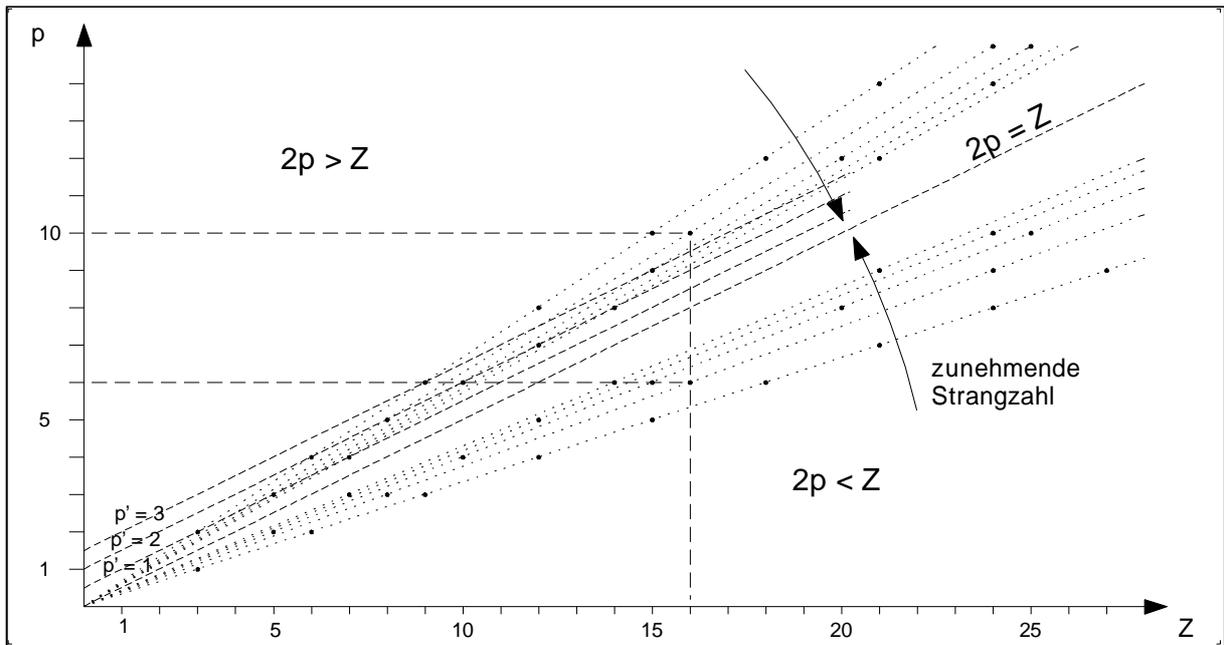


Bild 2.6: Zusammenhang von Strang-, Polpaar- und Modulzahl bei isotropen Maschinen

Die Funktionsweise wurde bisher nur soweit beleuchtet, daß qualitativ klar wurde, wie eine Drehbewegung zustande kommen kann. Für genauere Aussagen zu den Betriebseigenschaften müssen die Fourierreihen von Polradfeld und Strombelag ermittelt und ihre Wechselwirkung untersucht werden.

## 2.2 Polradfeld des Rotors

Der Rotor ist entsprechend den Abbildungen 2.1, 2.3 oder 2.4 aufgebaut. In gleichmäßigem Abstand folgen an seiner dem Luftspalt zugewandten Oberfläche Permanentmagneten abwechselnder Magnetisierung aufeinander. Die tatsächlichen Feldverläufe in permanentmagnetisch erregten Maschinen mit Flachmagnetanordnung ähneln meist einer Trapez- oder Rechteckfunktion mit abgerundeten Knicken bzw. Kanten. Steht einem Magneten eine Statornut gegenüber, wirkt sich dies in einer verringerten Induktion aus. Dieser Effekt wird durch einen im Bereich der Statornut vergrößerten Luftspalt hervorgerufen. Konkret verwendet man in der Berechnung der Luftspaltinduktion eine Fourierreihe, welche die ortsabhängige Vergrößerung des Luftspalts nachbildet. Ferner muß berücksichtigt werden, daß die Magneten in axialer Richtung unterteilt sein können. An den Stoßstellen der Teilmagneten bleibt ein kleiner Spalt, um die Wirbelstrombahnen zu unterbrechen. Um mit einer in axialer Richtung konstanten Induktion arbeiten zu können, ist es zweckmäßig, den Mittelwert in axialer Richtung zu bilden.

Da im Folgenden besonders das Zusammenwirken der Fourierreihen von Feld und Strombelag herausgearbeitet werden soll, wird hier ein idealisierter Rechteckverlauf angenommen, da dieser starke Oberwellen aufweist. Um später die Drehmomentberechnung einfach zu halten, wird angenommen, daß es sich um einen in der axialen Ausdehnung der Maschine überall konstanten Verlauf handelt. Ebenfalls um die Berechnung einfach zu halten, wird der Luftspalt als konstant angenommen. Als Beispiel sei ein Feldverlauf mit einer Polbedeckung von  $\alpha_2 = 0.85$  angenommen. Dies entspricht dem Polbedeckungsfaktor, der in den Abbildungen zu den Grundtypen 1 bis 4 zugrunde gelegt wurde. Der über der elektrischen Umfangskoordinate des Rotors angetragene Feldverlauf über einem Polpaar ist in Bild 2.7 dargestellt. Um für Innen- und Außenläufermaschinen die gleichen Beziehungen zu erhalten – dies ist besonders bei der Berechnung des Drehmoments von Bedeutung – zählt man radial nach außen laufende Induktionslinien positiv. Da entsprechend der Definition in [16] die Feldlinien aus einem Nordpol austreten, benötigt man auf der Oberfläche eines Innenläufers einen Südpol, um ein Feld in positive Richtung aufzubauen. Für einen Außenläufer sind die Verhältnisse genau umgekehrt.

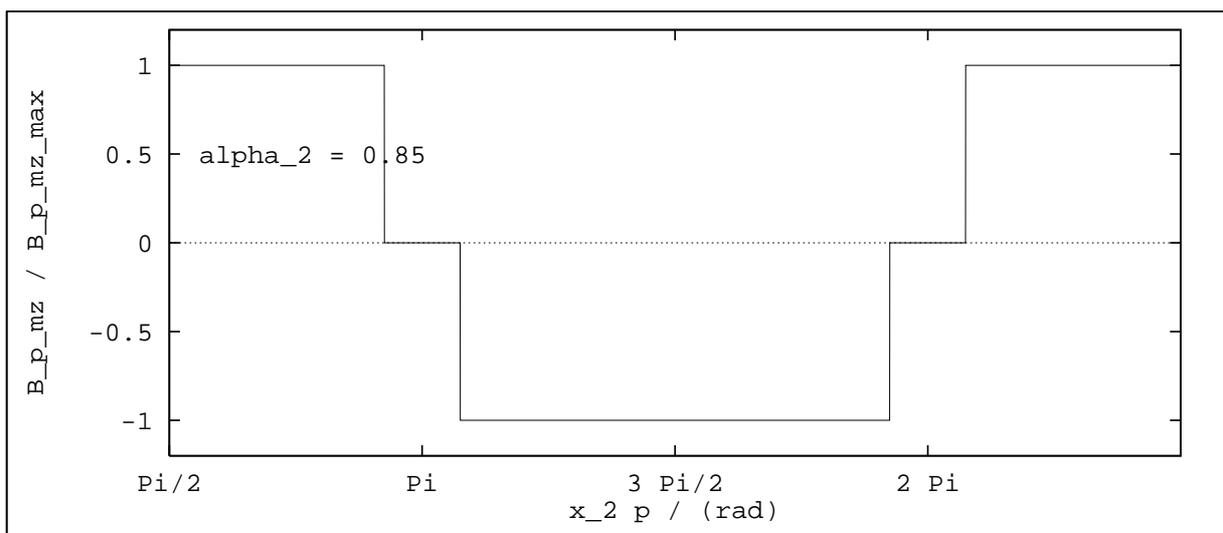


Bild 2.7: Idealisierter Verlauf des Polradfeldes über einem Polpaar

Zunächst wird die Induktion über die Eisenpaketlänge  $l$  gemittelt:

$$B_{p\,mz} = \frac{1}{l} \int_{z=0}^{z=l} B_p(z) dz \quad (2.4)$$

Die beschreibende Fourierreihe des idealisierten Verlaufs lautet wie folgt:

$$B_{p\,mz}(x_2) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p\,mz\,\kappa} \cos(\kappa p x_2) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p\,mz\,\kappa} \cos(\kappa \gamma_2) \quad (2.5)$$

Darin ist die Koordinate  $x_2$  der räumliche Rotorwinkel, der die Werte  $[0; 2\pi]$  annimmt. Die elektrische Koordinate des Läufers wird mit  $\gamma_2$  bezeichnet. Bezieht man die Gleichung auf die Stator Koordinate  $x_1$  erhält man folgende Abhängigkeit:

$$B_{p\,mz}(x_1, t) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p\,mz\,\kappa} \cos(\kappa p x_1 - \kappa \omega t - \varphi_\kappa) \quad \omega = \text{konst.} \quad (2.6)$$

Die Zusammenhänge von räumlicher Stator- und Rotorkoordinate sowie elektrischer Rotorkoordinate sind gegeben durch:

$$x_1 = x_2 + \omega_m t + \varphi_\kappa / p = \gamma_2 / p + \omega_m t + \varphi_\kappa / p \quad \omega = \omega_m p = \text{konst.} \quad (2.7)$$

Nach Ausführen der Fourierzerlegung erhält man für die Werte der Amplituden:

$$\hat{B}_{p\,mz\,\kappa} = \frac{4}{\kappa \pi} B_{p\,mz\,max} \sin(\kappa \alpha_2 \pi / 2) \quad (2.8)$$

Vernachlässigt man die Nutung, ist der Feldverlauf viertelperiodisch und es treten nur ungeradzahlige Oberwellen auf. Für die weiteren Untersuchungen sei dies vorausgesetzt. Das sich für den in Bild 2.7 gezeigten, rechteckförmigen Feldverlauf ergebende Oberwellenspektrum ist in Bild 2.8 dargestellt.

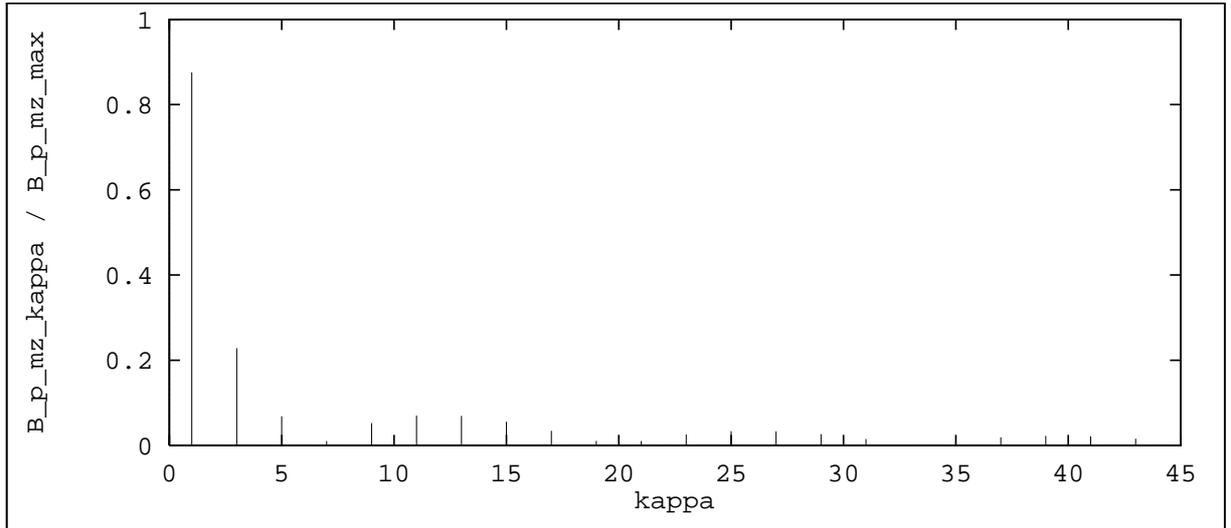


Bild 2.8: Oberwellenspektrum des Rechteckfeldes bei  $\alpha_2 = 0.85$

Es kann später zum Vergleich mit den sich tatsächlich ergebenden Verläufen herangezogen werden. Eine Anpassung an den Feldverlauf einer ausgeführten Maschine kann durch Einsetzen der entsprechenden Fourierkoeffizienten erfolgen.

## 2.3 Strombelag des Stators

Die folgenden Gleichungen werden für isotrope Maschinen mit  $Z = S$  (d.h. jeder Zahn trägt eine Spule) entwickelt. Maschinen mit ungleichmäßiger Verteilung der Module (anisotrop) verhalten sich zwar prinzipiell genauso – dies geht bereits aus den Überlegungen zum Zusammenhang der Bauformen in Abschnitt 2.1 hervor – die im folgenden gemachten Voraussetzungen würden jedoch verletzt werden.

### 2.3.1 Strombelag eines Moduls

Ausgangspunkt der Überlegungen ist der Strombelag der Module eines Strangs. Die Bild 2.9 bzw. Bild 2.10 zeigen diesen Strombelag bei einer Maschine mit ungerader bzw. gerader Strangzahl. Aufgrund der Symmetrie am Umfang kann man sich auf den  $p'$ -ten Teil des Umfangs beschränken. Wie bei der Behandlung von elektrischen Maschinen üblich, werden die Strombeläge als unendlich dünne Bänder von der Breite des Nutschlitzes angenommen, die unmittelbar auf der Oberfläche des Stators liegen.

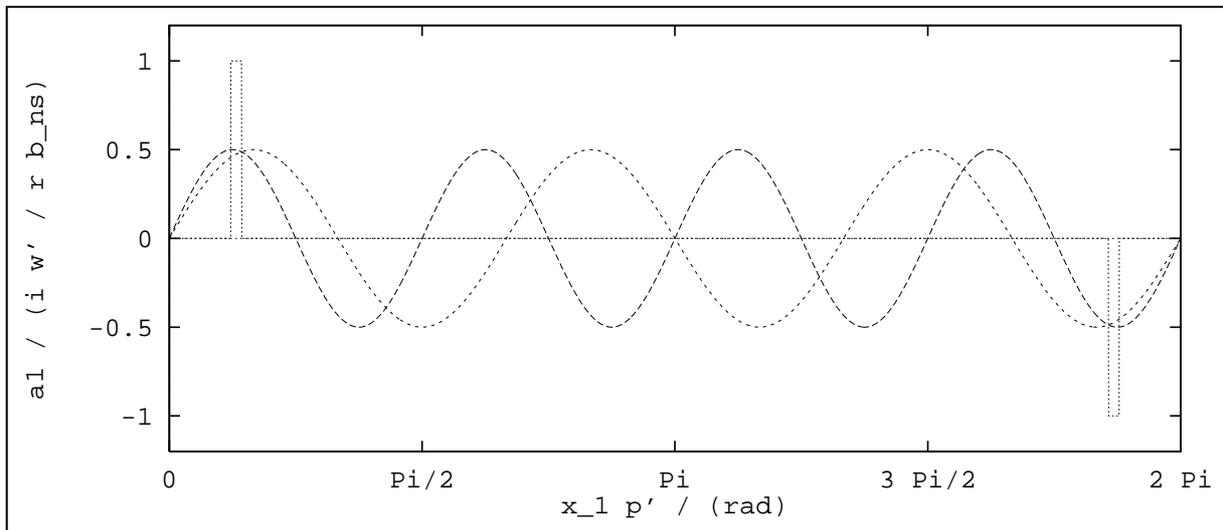


Bild 2.9: Strombelag eines Moduls mit den zwei Hauptwellen;  $m$  ungerade ( $m = 7$ )

Der in der Zeichnung angegebene Strom  $i$  durchfließt die  $w'$  Windungen der Spulenwicklung des betrachteten Moduls 1. Die  $p'$  Modulgruppen der Maschine – sie wurden in Abschnitt 2.1 als „Teilmaschinen“ bezeichnet – sind als in Reihe geschaltet angenommen. Die resultierende Windungszahl eines Strangs ergibt sich so aus der Windungszahl eines Moduls  $w'$  und der Statorpolpaarzahl  $p'$ . Die Beschreibung des Strombelags durch eine Fourierreihe lautet:

$$a^1(x_1, t) = \sum_{\nu'=1}^{\infty} i^1(t) \frac{2w'p'}{\pi r} \sin(\nu' \frac{\pi}{m'}) \frac{\sin(\nu' p' b_{ns}/2)}{\nu' p' b_{ns}/2} \sin(\nu' p' x_1) \quad (2.9)$$

Die Oberwellen, welche den geringstmöglichen Unterschied zwischen Statormodulteilung und ihrer Wellenlänge aufweisen, werden im folgenden eine besondere Bedeutung erlangen und sollen Hauptwellen genannt werden. Im Betrieb wird die Wicklung des Strangs 1 von einem Wechselstrom durchflossen, der mit  $i^1(t)$  bezeichnet ist. Da zunächst keine

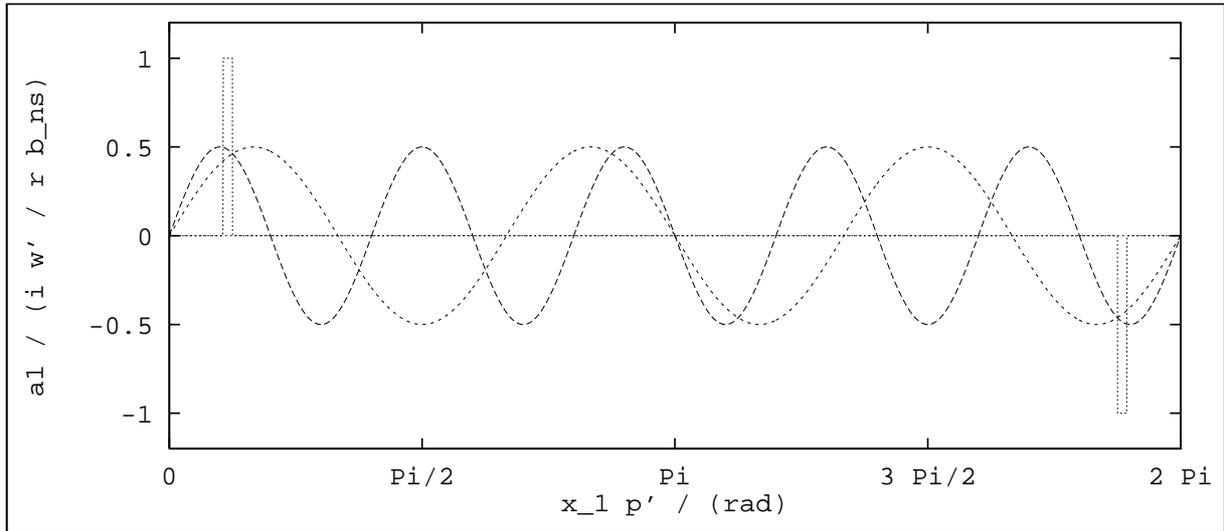


Bild 2.10: Strombelag eines Moduls mit den zwei Hauptwellen;  $m$  gerade ( $m' = 8$ )

Einschränkungen zu dessen zeitlichem Verlauf gemacht werden sollen, wird eine allgemeine Fourierreihe zur Beschreibung verwendet:

$$i^1(t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \cos(\mu\omega t + \varphi_{\mu}) \quad (2.10)$$

Aufgrund der beim Aufbau der Maschine eingehaltenen Symmetrie des Rotors und damit der induzierten Spannungen sind auch die Ströme halbwellensymmetrisch und viertelperiodisch einzuprägen. Es treten so nur ungeradzahlige Oberschwingungen auf. Für die weiteren Betrachtungen sei dies vorausgesetzt. Nach Einsetzen der Fourierreihe des Stroms in die Formel des Strombelags erhält man:

$$a^1(x_1, t) = \sum_{\nu'=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \cos(\mu\omega t + \varphi_{\mu}) \frac{2w'p'}{\pi r} \sin(\nu' \frac{\pi}{m'}) \frac{\sin(\nu' p' b_{ns}/2)}{\nu' p' b_{ns}/2} \sin(\nu' p' x_1) \quad (2.11)$$

Darin lassen sich der Sehnungsfaktor, der Nutschlitzfaktor und damit der Wicklungsfaktor definieren:

$$\xi_{s\nu'} = \sin(\nu' \frac{\pi}{m'}) \quad \xi_{ns\nu'} = \frac{\sin(\nu' p' b_{ns}/2)}{\nu' p' b_{ns}/2} \quad \xi_{\nu'} = \xi_{s\nu'} \cdot \xi_{ns\nu'} \quad (2.12)$$

Von Interesse ist, welches Fourierspektrum an Strombelagswellen von einer Modulgruppe erzeugt wird. Bei der Betrachtung der Formel (2.11) zeigt sich, daß der Ausdruck für die Amplituden von der Strangzahl unabhängig gemacht werden kann, wenn man den Strombelag in Abhängigkeit von  $\nu'/m'$  darstellt.

$$\hat{a}_{\nu'/m'\mu}^1 = \frac{2w'p'}{\pi r} \sin(\frac{\nu'}{m'} \pi) \frac{\sin(\frac{\nu'}{m'} Z b_{ns}/2)}{\frac{\nu'}{m'} Z b_{ns}/2} \hat{i}_{\mu} \quad (2.13)$$

Nimmt man auch die Abhängigkeit der Amplituden der Stromüberschwingungen  $\hat{i}_{\mu}$  als kontinuierlich an, kann man eine Hüllfläche für die Werte der Amplituden in dieser neuen Darstellung angeben (Bild 2.11). Als Parameter gehen in diese Darstellung nur der Nutschlitz und die Stromform ein.

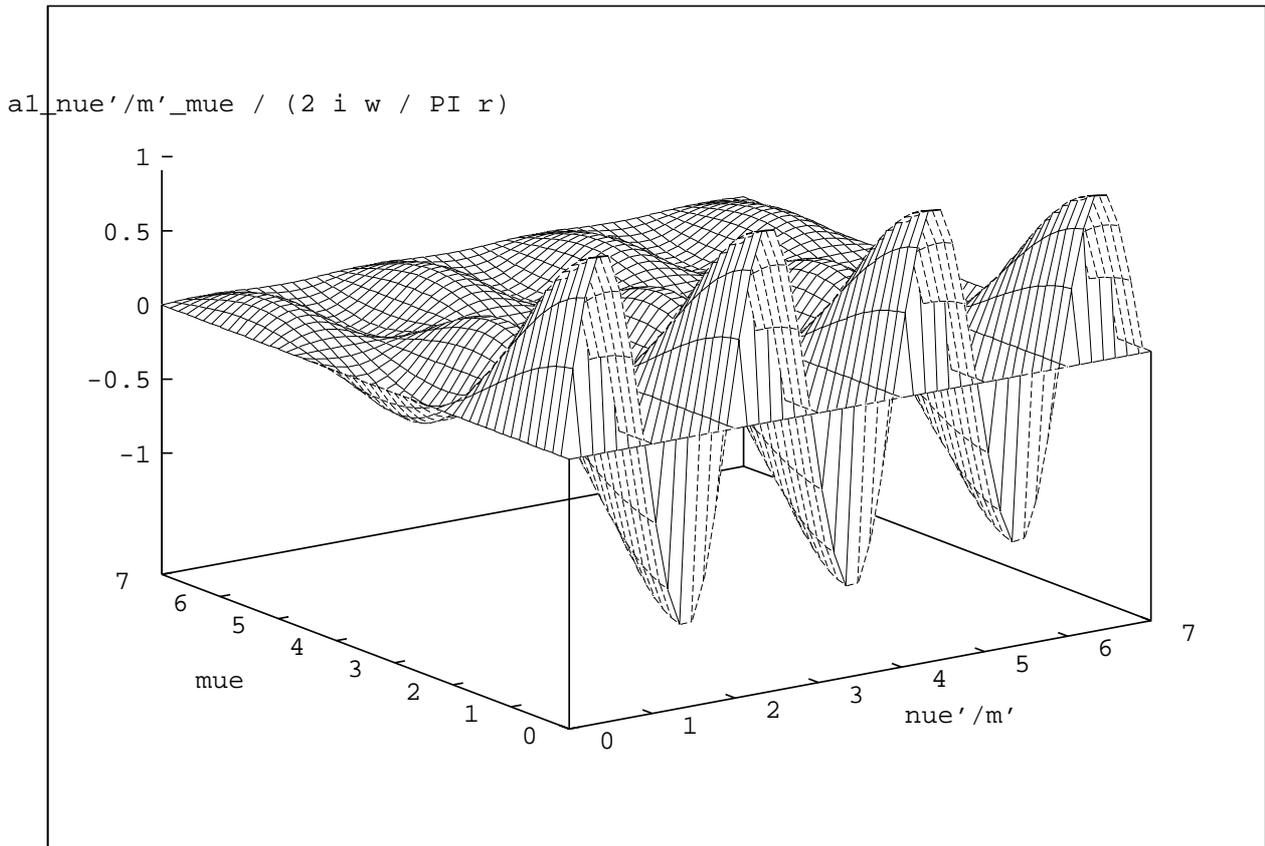


Bild 2.11: Fourierspektrum des Strombelags eines Moduls in bezogener Darstellung

Die Zeichnung enthält in allgemeiner Form die vom Strombelag hervorgerufenen Amplituden. Diese Darstellung ist für alle Modularen Dauermagnetmaschinen in isotroper Bauweise anwendbar.

Der wellenförmige Verlauf der Amplituden in Richtung der  $\nu'/m'$  Koordinate wird durch den Sehnungsfaktor bestimmt. Die maximalen Amplituden treten bei  $(\nu'/m')/2$  auf, was leicht verständlich ist, da hier die Wellenlänge mit der Statornutteilung übereinstimmt. Ihnen folgen weitere relative Maxima im Abstand von eins. Die leichte Abnahme dieser relativen Maxima mit zunehmender Ordnung bedingt der Nutschlitzfaktor. Je schmäler die Nut ist, desto geringer ist die Abnahme. In der Graphik wurde ein Nutschlitz von 10% der Modulteilung angenommen:  $0.1\tau_1$ . Für die Stromform wurde ein Rechteckverlauf mit einer Blockbreite von 90% angenommen. Dieser verfügt über ein Oberschwingungsspektrum, das mit  $1/\mu$  abfällt und mit einer Sinusfunktion moduliert ist.

Bei all diesen Wellen handelt es sich um ortsfeste Verläufe, denen Wechselfelder entsprechen. Formal äußert sich dies in (2.11) darin, daß die Abhängigkeit von Zeit und Ort in den Argumenten zweier trigonometrischer Funktionen auftritt.

### 2.3.2 Strombelag aller Module

Ausgehend von dem Verhalten eines Moduls kann nach dem Strombelag gefragt werden, der von allen Modulen zusammen erzeugt wird. Die für eine Bewegung des Rotors benötigten Strombelagsdrehwellen erhält man nur, wenn ein geeignetes Stromsystem zur Spei-

sung der Maschine vorhanden ist. Entsprechend den Überlegungen zur Erzeugung einer Drehbewegung in Abschnitt 2.1 und den Verläufen der induzierten Spannung (Bild 2.2) müssen die einzelnen Stränge  $k$  mit Strömen versorgt werden, deren Phasenverschiebung gegenüber dem Strom in Strang 1 genau der Phasenverschiebung der  $k$ -ten Polradspannung gegenüber der Polradspannung in Strang 1 entspricht. Bei der Aufstellung der Gleichungen muß berücksichtigt werden, daß die Module, die zu aufeinanderfolgenden Phasen gehören, am Umfang nicht unmittelbar aufeinanderfolgen. Dies wurde bereits aus den Beispielen in Abschnitt 2.1 deutlich. Bei ungerader Strangzahl ist der übernächste Zahn dem nächsten Strang zuzuordnen. Dabei ist bei Maschinen mit  $2p < Z$  gegen die, bei  $2p > Z$  mit der Drehrichtung zu zählen (Bild 2.1, 2.3). Der räumliche Versatz der aufeinanderfolgenden Module läßt sich angeben zu:

$$\varphi_\delta = 2\frac{2\pi}{Z} \quad \text{und für die räumliche Koordinate} \quad x_1^{k+1} = x_1^k - 2\frac{2\pi}{Z} \quad (2.14)$$

Handelt es sich dagegen um eine Maschine mit gerader Strangzahl, so liegt das Modul eines nachfolgenden Strangs um  $m + 1$  Module weitergedreht. Auch hier gilt, daß bei  $2p < Z$  gegen die, bei  $2p > Z$  mit der Drehrichtung zu zählen ist. Hier lautet die zugehörige Formel:

$$\varphi_\delta = \frac{2\pi}{2p'} + \frac{2\pi}{Z} \quad \text{und für die räumliche Koordinate} \quad x_1^{k+1} = x_1^k - \frac{2\pi}{2p'} - \frac{2\pi}{Z} \quad (2.15)$$

Der Strom im  $k$ -ten Strang lautet dann:

$$i^k(t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_\mu \cos(\mu\omega t + \varphi_\mu - \mu(k-1)\delta) \quad (2.16)$$

Für ungerade Strangzahlen gilt dabei:

$$\delta = 2\pi \left(1 \pm \frac{1}{m}\right) \quad + : 2p > Z \quad \text{und} \quad - : 2p < Z \quad (2.17)$$

Bei geraden Strangzahlen ist  $\delta$  gegeben durch:

$$\delta = 2\pi \left(\frac{m'}{4} + \frac{1 \pm 1}{2} \pm \frac{1}{m'}\right) \quad + : 2p > Z \quad \text{und} \quad - : 2p < Z \quad (2.18)$$

Die elektrisch wirksame Phasenverschiebung der Ströme beträgt stets  $k \cdot 2\pi/m'$ , was sich durch Einsetzen von (2.17) bzw. (2.18) und kurze Rechnung nachweisen läßt. Da nun bekannt ist, wie die Stränge am Umfang angeordnet sind und wie die Speisung zu erfolgen hat, soll an zwei Beispielen die Verteilung des Strombelags für einen Zeitpunkt  $t_0$  am Umfang angegeben werden.

Bei symmetrischer Speisung der Statorwicklungen von Grundtyp 1/3 und 2/4 erhält man die dargestellten Verläufe des Strombelags. Wie bereits dargelegt, sind die Statoren von Grundtyp 1 und 3 sowie 2 und 4 identisch aufgebaut. Bei der Graphik wurde ein Zahnbedeckungsfaktor von 85% berücksichtigt. Dies entspricht dem Wert, der in den Skizzen in Abschnitt 2.1 angenommen wurde. Jeder Strombelagsimpuls setzt sich aus zwei Anteilen zusammen, die von der Wicklung des linken bzw. rechten Moduls stammen. Im Gegensatz zum Strombelag eines Moduls bilden sich jeweils zwei Ordnungszahlen besonders stark aus. Es sind dies die oben als Hauptwellen eingeführten Ordnungen, deren Wellenlänge der Statormodulteilung fast entspricht. Die anschließende Untersuchung wird zeigen, daß es sich dabei um zwei gegenläufige Drehwellen handelt. Die Polpaarzahl des Rotors ist so

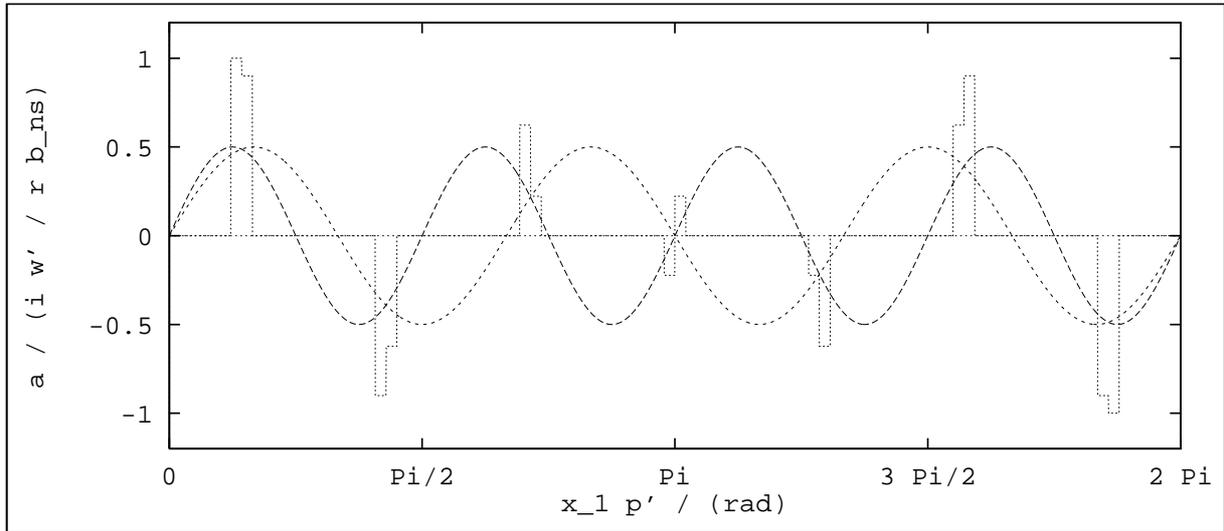


Bild 2.12: Strombelag aller Module mit den zwei Hauptwellen;  $m$  ungerade ( $m = 7$ )

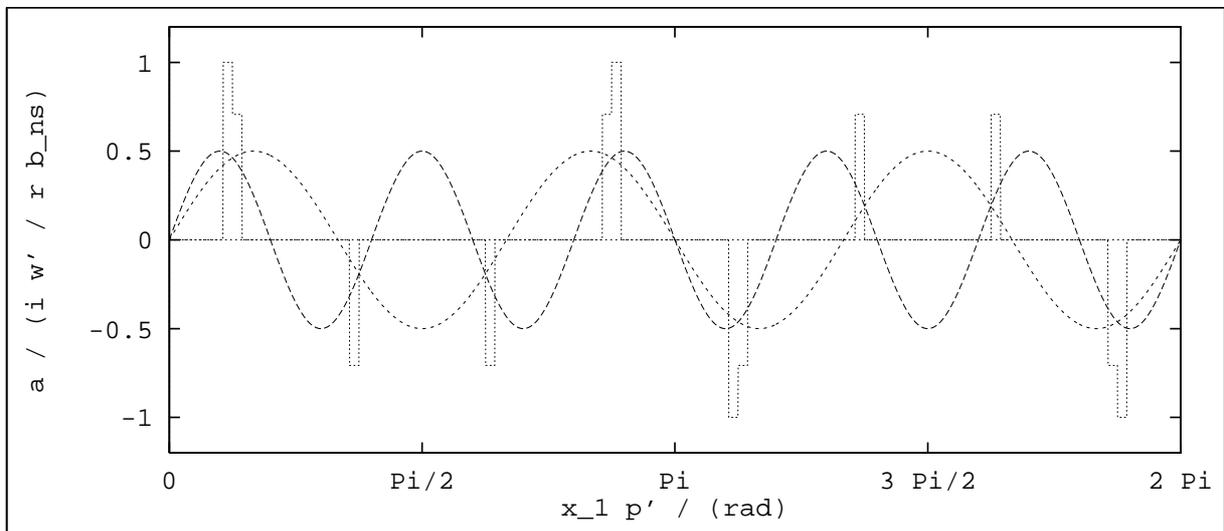


Bild 2.13: Strombelag aller Module mit den zwei Hauptwellen;  $m$  gerade ( $m' = 8$ )

zu wählen, daß sie mit der Ordnungszahl einer der beiden Wellen übereinstimmt. Durch das Zusammenwirken der Felder entsteht das Drehmoment.

Mit Hilfe der zwischen den Strängen zu berücksichtigenden räumlichen Verschiebung (2.17) bzw. (2.18) und durch die mathematische Beschreibung des symmetrischen Systems (2.16) erhält man nach Einsetzen in (2.11) die Beziehung für den von allen Modulen zusammen erzeugten Strombelag.

$$a(x_1, t) = \sum_{k=1}^{m'} \sum_{\nu'=1}^{\infty} -\frac{2w' p' \xi_{\nu'}}{\pi r} \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \cos(\mu \omega t + \varphi_{\mu} - \mu(k-1)\delta) \sin(\nu' p' x_1 - \nu(k-1)\delta) \quad (2.19)$$

Formal treten in (2.19) die Abhängigkeiten von Zeit und Ort in zwei verschiedenen trigonometrischen Funktionen auf. Summiert man die Strombeläge der einzelnen Stränge und nutzt dabei die Übereinstimmung von räumlicher Verschiebung und elektrischer Phasenverschiebung, um sinnvoll zusammenzufassen, kann man nachweisen, daß sich Drehwellen ausbilden. Nach Umformung, wobei unter anderem die trigonometrischen Funktionen

komplex ausgedrückt werden, erhält man:

$$\begin{aligned}
a(x_1, t) = & \sum_{\nu'=1}^{\infty} -\frac{2w'p'\xi_{\nu'}}{\pi r} \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \frac{m'}{4j} \\
& \left[ e^{+j(\mu\omega t + \varphi_{\mu} + \nu'p'x_1)} \underline{S}_{\mu\nu'(+)}^* - e^{-j(\mu\omega t + \varphi_{\mu} + \nu'p'x_1)} \underline{S}_{\mu\nu'(+)} + \right. \\
& \left. e^{-j(\mu\omega t + \varphi_{\mu} - \nu'p'x_1)} \underline{S}_{\mu\nu'(-)}^* - e^{+j(\mu\omega t + \varphi_{\mu} - \nu'p'x_1)} \underline{S}_{\mu\nu'(-)} \right] \quad (2.20)
\end{aligned}$$

Bei der Auswertung treten endliche geometrische Summen auf. Für den Ausdruck, den man bei ihrer Auswertung erhält, wird eine Abkürzung eingeführt:

$$\sum_{k=1}^{m'} e^{-j((\nu'\frac{p'}{p} \pm \mu)(k-1)\delta)} = \underline{S}_{\mu\nu'(\pm)} = \frac{\sin((\nu'\frac{p'}{p} \pm \mu)m'\delta/2)}{m' \sin((\nu'\frac{p'}{p} \pm \mu)\delta/2)} e^{j((\nu'\frac{p'}{p} \pm \mu)(m'-1)\delta/2)} \quad (2.21)$$

Der hochgestellte Stern bezeichnet die konjugiert komplexe Größe. Für beliebige Einsetzungen aus dem zulässigen Wertebereich von  $\nu'$  und  $\mu$  wird der Zähler in (2.21) zu null. Da das Argument des Zählers der Sinusfunktion ein Vielfaches des Nennerarguments ist, wird für einige der möglichen Einsetzungen der Nenner zu null. Eine Grenzwertbetrachtung für diese Fälle liefert dann den Wert 1 entweder für das positive oder das negative Vorzeichen in  $\underline{S}_{\mu\nu'(\pm)}$ . Die Bedingung, die dazu zu erfüllen ist, lautet:

$$\left(\nu'\frac{p'}{p} \mp \mu\right)\delta/2 = g'\pi \quad \text{mit } g' \in \mathbb{Z}_0 \quad (2.22)$$

Nach Einsetzen der Werte für  $\delta$  kann nach den beiden Vorzeichen unterschieden werden. Die für gerade und ungerade Strangzahlen einzuhaltenden Bedingungen lauten dann:

für das negative Vorzeichen, das zu einer im positiven Sinn umlaufenden Welle führt:

$$\nu'\frac{p'}{p} - \mu = \begin{cases} \frac{m'}{m' \pm 1} g' & \text{m' ungerade} \\ \frac{2m'}{m'(m'/2 + 1 \pm 1) \pm 2} g' & \text{m' gerade} \end{cases} \quad \underline{S}_{\mu\nu'(-)} = 1 \quad \underline{S}_{\mu\nu'(+)} = 0 \quad (2.23)$$

für das positive Vorzeichen, das zu einer in negativem Drehsinn umlaufenden Welle führt:

$$\nu'\frac{p'}{p} + \mu = \begin{cases} \frac{m'}{m' \pm 1} g' & \text{m' ungerade} \\ \frac{2m'}{m'(m'/2 + 1 \pm 1) \pm 2} g' & \text{m' gerade} \end{cases} \quad \underline{S}_{\mu\nu'(-)} = 0 \quad \underline{S}_{\mu\nu'(+)} = 1 \quad (2.24)$$

Durch weitere Umformung, bei der die Beziehung

$$\frac{p}{p'} = \frac{m' \pm 1}{2} \quad \text{m' ungerade} \quad \frac{p}{p'} = \frac{m' \pm 2}{2} \quad \text{m' gerade} \quad (2.25)$$

benutzt wird, kann man schreiben:

$$\nu' \mp \mu \frac{p}{p'} = \begin{cases} g' m' \frac{1}{2} & \text{m' ungerade} \\ g' m' \frac{2}{m'+2} & \text{m' gerade} \end{cases} \quad (2.26)$$

Die linke Seite ist für alle  $\nu'$  und  $\mu$  aus dem möglichen Wertebereich ganzzahlig. Im ersten Fall lassen sich deshalb für alle ungeraden Einsetzungen für  $g'$  keine Lösungen finden. Im zweiten Fall ist die Bedingung von Werten für  $g'$ , welche die rechte Seite ganzzahlig machen, noch stärker eingeschränkt. Nur wenn  $g'$  ein Vielfaches von  $2/(m'+2) = 1/(m+1)$

ist, wird die rechte Seite ganzzahlig. Daß diese Bedingung erfüllt sein muß, läßt sich folgendermaßen zeigen: Wenn die rechte Seite auch für andere Werte ganzzahlig sein soll, muß der Quotient  $g'/(m+1)$  ein Bruch sein. Das Produkt dieses Bruchs mit  $m'$  muß dann eine ganze Zahl ergeben. Dies ist nur möglich, wenn der Nenner des Bruchs in  $m'$  als Faktor enthalten ist. Man kann sich andererseits leicht überlegen, daß  $m'/(m+1)$  teilerfremd sein müssen. Hätten sie einen gemeinsamen Teiler, unterschieden sie sich um mindestens einmal den Wert dieses Teilers. Die Differenz ist aber eins. Man kann deshalb, ohne die Aussage der Gleichungen zu ändern, den Wertebereich von  $g'$  auf die Werte einschränken, die multipliziert mit  $1/2$  bzw.  $1/(m+1)$  eine ganze Zahl ergeben. Da diese Produkte alle ganzen Zahlen annehmen gilt:

$$\nu' \mp \mu \frac{p}{p'} = gm' \quad m' \text{ ungerade und } m' \text{ gerade} \quad g \in \mathbb{Z}_0 \quad (2.27)$$

Wenn ein Wertepaar von  $\nu'$  und  $\mu$  diese Bedingung erfüllt, ergibt sich eine Drehwelle. Nach Einsetzung der Ergebnisse in die Gleichung (2.20) erhält man für die Form der Drehwellen:

$$a_+(x_1, t) = \sum_{\nu'=1}^{\infty} -\frac{2w'p'\xi_{\nu'}}{\pi r} \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \frac{m'}{2} \sin(\mu\omega t + \varphi_{\mu} - \nu'p'x_1) \quad \text{pos. Drehwelle} \quad (2.28)$$

$$a_-(x_1, t) = \sum_{\nu'=1}^{\infty} -\frac{2w'p'\xi_{\nu'}}{\pi r} \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \frac{m'}{2} \sin(\mu\omega t + \varphi_{\mu} + \nu'p'x_1) \quad \text{neg. Drehwelle} \quad (2.29)$$

Für den Index + erhält man eine Drehwelle, die in die negative Richtung dreht, und umgekehrt. Die Amplituden sind gegeben durch:

$$\hat{a}_{\nu'/m'\mu} = \frac{2w'p'}{\pi r} \sin\left(\frac{\nu'}{m'}\pi\right) \frac{\sin\left(\frac{\nu'}{m'}Zb_{ns}/2\right)}{\frac{\nu'}{m'}Zb_{ns}/2} \hat{i}_{\mu} \frac{m'}{2} \quad (2.30)$$

Von besonderem Interesse ist nun, welche Drehwellen sich ausbilden und mit welcher Geschwindigkeit diese umlaufen. Dazu wird in Bild 2.14 und Bild 2.15 veranschaulicht, welche Drehwellen eine MDM aufweisen kann. Dabei erweist es sich wieder als zweckmäßig, die Existenzbedingung (2.27) auf die Strangzahl zu normieren.

$$\left(\frac{\nu'}{m'}\right) \mp \left(\frac{\mu}{m'}\right) \frac{p}{p'} = g \quad \text{für } m' \text{ gerade und } m' \text{ ungerade} \quad g \in \mathbb{Z}_0 \quad (2.31)$$

Die auf die Strangzahl bezogenen Ordnungszahlen werden als kontinuierliche Größen dargestellt, was eine umfassende Übersicht zu den sich entwickelnden Drehwellen gewährt:

Berücksichtigt man diese Ergebnisse, liegen die Amplituden der Drehwellen des m-strängigen Systems auf den durch die Bild 2.14 bzw. Bild 2.15 gegebenen Linien im System der Drehwellen, die von einem Modul hervorgerufen werden (Bild 2.11). Dabei vergrößern sich die Amplituden um den Faktor  $m'/2$  (Bild 2.16).

## 2.4 Drehmoment

Die Strombelagsdrehwellen, die der Stator einer MDM erzeugt (2.30), wirken mit den Wellen des Polradfeldes zusammen und rufen dadurch an den luftspaltseitigen Ober-

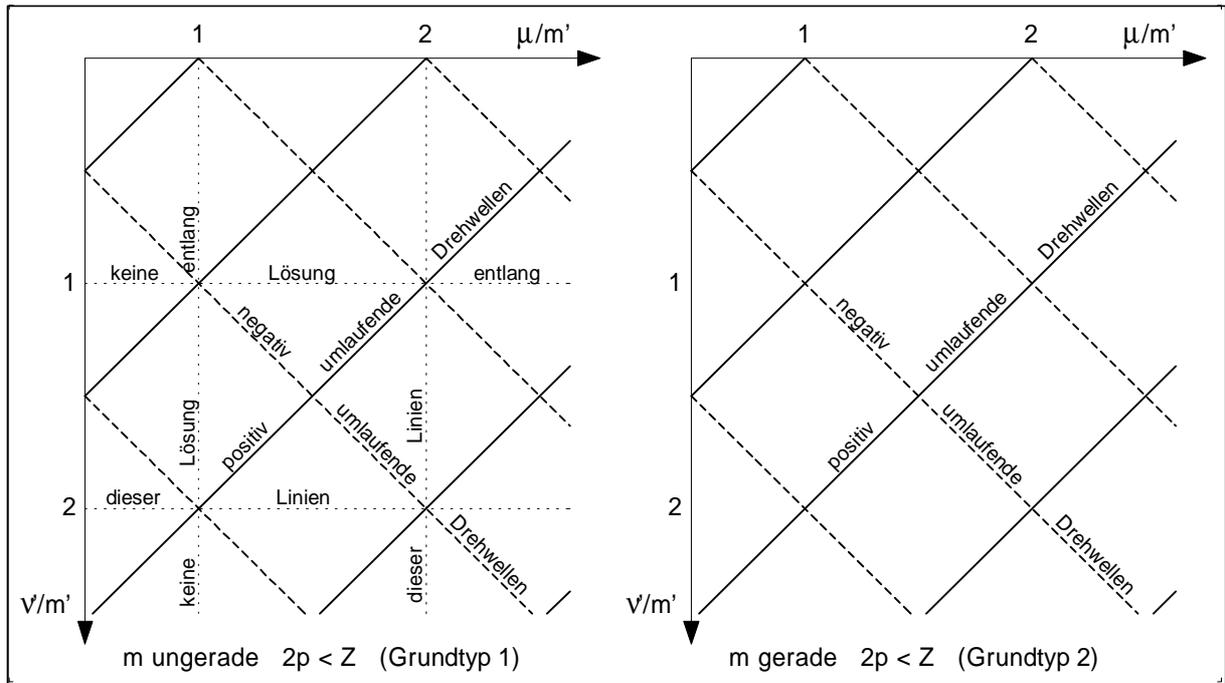


Bild 2.14: Existenz und Drehrichtung der Drehwellen bei  $2p < Z$

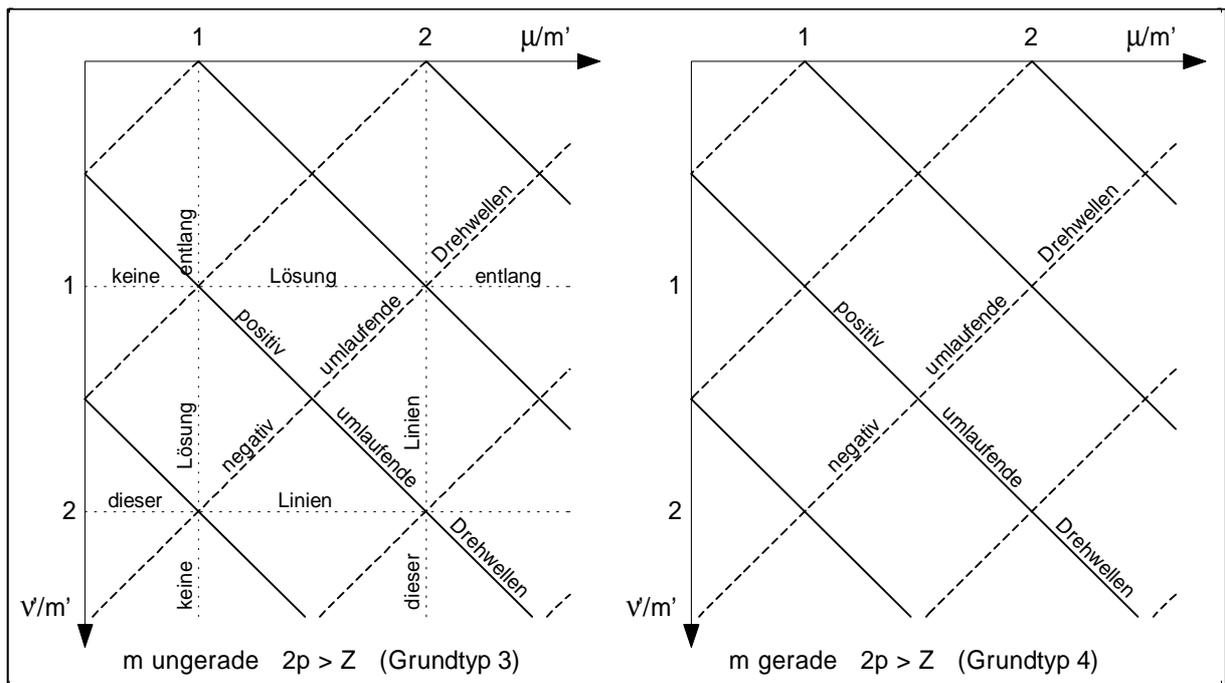


Bild 2.15: Existenz und Drehrichtung der Drehwellen bei  $2p > Z$

flächen von Stator und Rotor Kräfte und damit Drehmomente hervor. Die Multiplikation des Strombelags mit einem Abschnitt des Luftspaltumfangs repräsentiert einen Strom bzw. genauer eine Durchflutung. So kann man sich die Entstehung dieser Kräfte auf den Fall zurückgeführt denken, daß sich ein stromdurchflossener Leiter im Luftspaltfeld befindet. Entsprechend den Definitionen, daß ein aus der Zeichenebene herausfließender Strom und ein radial nach außen gerichtetes Feld positiv zu zählen sind, erhält man ein in die mathematisch positive Richtung auf den Stator wirkendes Moment. Entsprechend actio

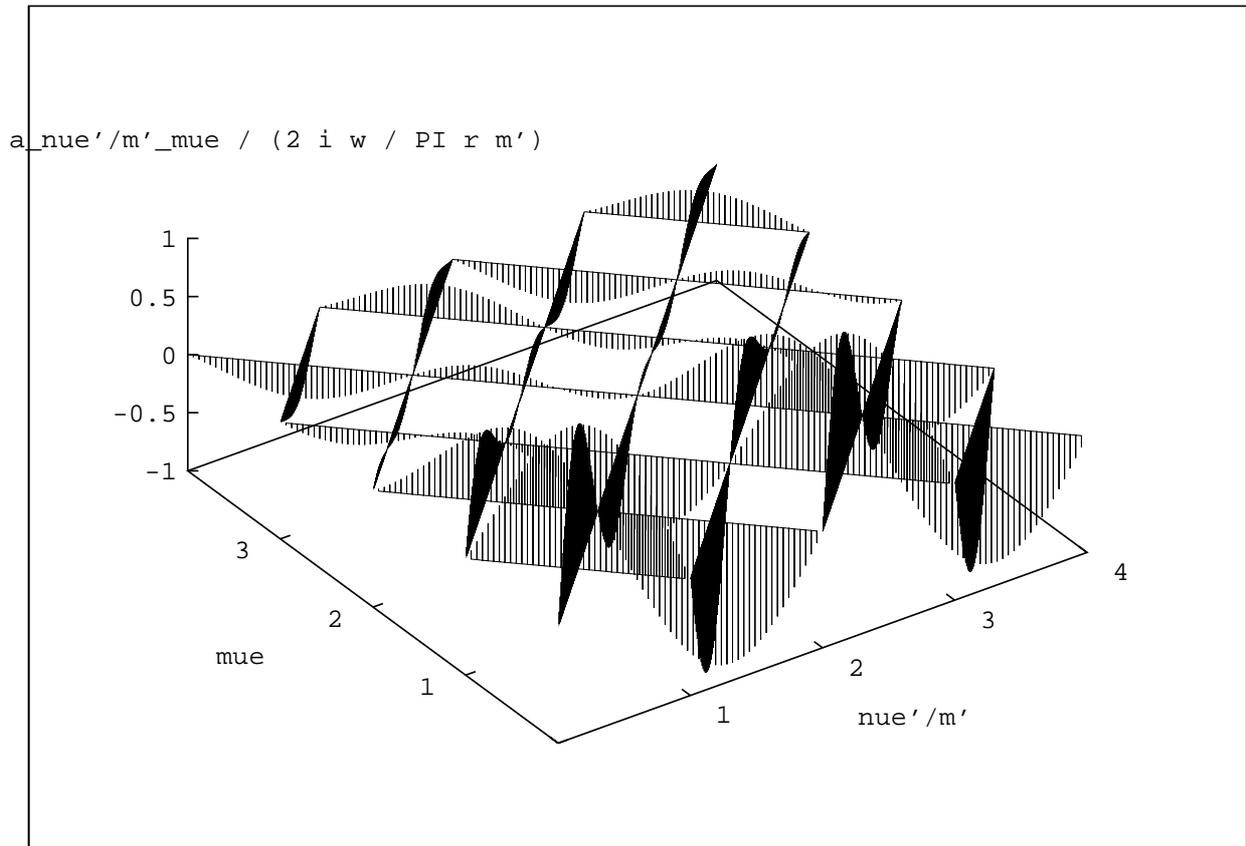


Bild 2.16: Fourierspektrum des Strombelags aller Module

gegengleich reactio kann die in einem differentiellen Umfangstück am Rotor entwickelte Kraft und das zugeordnete Drehmoment angegeben werden zu:

$$dM = r dF = r (-a dx_1 l B_{p_{mz}}) = -rl (a B_{p_{mz}} dx_1) \quad (2.32)$$

Durch Integration über die Umfangskoordinate erhält man nun das Gesamtmoment der Maschine.

$$M = \int_0^{2\pi} dM = \int_0^{2\pi} -r^2 l a B_{p_{mz}} dx_1 \quad (2.33)$$

Um die Integrale berechnen zu können, werden Strombelag und Induktion entsprechend (2.28) und (2.6) eingesetzt. Dabei nutzt man beim Strombelag den Zusammenhang  $\nu' p' = \nu p$ , um die Harmonischen von Strombelag und Polradfeld auf die gleiche Grundwelle – nämlich die des Polradfeldes – zu beziehen.

$$M = -r^2 l \int_0^{2\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \frac{m'}{2} \sin(\mp \mu \omega t \mp \varphi_{\mu} - \nu p x_1) \cdot \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p_{mz \kappa}} \cos(-\kappa \omega t + \varphi_{\kappa} + \kappa p x_1) \quad (2.34)$$

Die Ausführung der Integrale liefert als Zwischenergebnis:

$$\begin{aligned}
M = & r^2 l \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{\kappa=1}^{\infty} m' \frac{w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \hat{i}_{\mu} \pi \hat{B}_{p m z \kappa} \cdot \\
& \left[ \frac{\sin(-(\nu + \kappa)p\pi)}{(\nu + \kappa)p\pi} \sin((\mp\mu + \kappa)\omega t - (\nu + \kappa)p\pi \mp \varphi_{\mu} + \varphi_{\kappa}) + \right. \\
& \left. \frac{\sin(-(\nu - \kappa)p\pi)}{(\nu - \kappa)p\pi} \sin((\mp\mu - \kappa)\omega t - (\nu - \kappa)p\pi \mp \varphi_{\mu} - \varphi_{\kappa}) \right] \quad (2.35)
\end{aligned}$$

Die Gleichung enthält die Terme  $\sin(-(\nu + \kappa)p\pi)/(\nu + \kappa)$  und  $\sin(-(\nu - \kappa)p\pi)/(\nu - \kappa)$ . Man stellt durch Grenzwertbetrachtung fest, daß nur für den Fall  $\nu = -\kappa$  bzw.  $\nu = \kappa$  eine Lösung ungleich null existiert. Anschaulich bedeutet dies, daß ein Drehmoment – gleichgültig ob es sich dabei um ein Nutz- oder ein Pendelmoment handelt – nur entstehen kann, wenn die Ordnungszahl einer Strombelagsdrehwelle mit der einer Polradfeldwelle übereinstimmt. Die Terme nehmen dann den Wert 1 an, was zu folgenden Gleichungen führt:

$$M = -r^2 l \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{\kappa=1}^{\infty} m' \frac{w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \hat{i}_{\mu} \pi \hat{B}_{p m z \kappa} \sin((\mp\mu - \kappa)\omega t \mp \varphi_{\mu} - \varphi_{\kappa}) \quad \nu = -\kappa \quad (2.36)$$

$$M = -r^2 l \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{\kappa=1}^{\infty} m' \frac{w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \hat{i}_{\mu} \pi \hat{B}_{p m z \kappa} \sin((\mp\mu + \kappa)\omega t \mp \varphi_{\mu} - \varphi_{\kappa}) \quad \nu = +\kappa \quad (2.37)$$

Der im Argument der Sinusfunktion enthaltene zeitabhängige Anteil wird bei den meisten Kombinationen von Ordnungszahlen nicht zu null und führt daher zu einem Pendelmoment. Ist jedoch  $\mu = \pm\kappa$  erfüllt, erhält man einen zeitunabhängigen Ausdruck und damit ein Nutzmoment. Wird durch geeignete Speisung  $\varphi_{\mu} \pm \varphi_{\kappa} = \pi/2$  eingehalten, erreicht man die maximale Amplitude dieses Nutzmomentanteils.

$$M = -r^2 l \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{\kappa=1}^{\infty} m' \frac{w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \hat{i}_{\mu} \pi \hat{B}_{p m z \kappa} \quad \nu = \mp\kappa \quad \mu = \pm\kappa \quad (2.38)$$

Einen guten Einblick in die Funktionsweise erhält man bei der Untersuchung der Frequenzen der Pendelmomente in Abhängigkeit von  $\mu$  und  $\nu$ . Offenbar ist die Frequenz des Pendelmoments in (2.37) gegeben durch:

$$\omega_p = (\mp\mu + \kappa)\omega \quad \text{bzw.} \quad \omega_p = (\mp\mu \mp \nu)\omega \quad (2.39)$$

Bezieht man die Existenzbedingung (2.27) für Strombelagsdrehwellen auf die Grundwelle des Polradfeldes, so erkennt man den Zusammenhang mit dem Faktor in (2.39).

$$\nu \mp \mu = g m' \frac{p'}{p} \quad g \in \mathbb{Z}_0 \quad (2.40)$$

Teilt man anschließend durch die Strangzahl, kann man den Verlauf der Pendelfrequenzen als kontinuierliche Funktion der Ordnungszahlen  $\nu/m'$  und  $\mu/m'$  darstellen.

$$\omega_p/m' = (\nu/m' + \mu/m')\omega \quad (2.41)$$

Da für jedes Pendel- oder Nutzmoment eine Strombelagsdrehwelle Voraussetzung ist, können auch nur für die Ordnungszahlen, welche die Existenzbedingung erfüllen, Pendelmomentfrequenzen angegeben werden. Deshalb stimmen die in Bild 2.17 gezeigten Linien

mit denen aus Bild 2.14 und Bild 2.15 überein. Deutlich erkennt man in diesem Beispiel, das für  $2p < Z$  gilt, daß alle in negative Richtung umlaufenden Wellen ausschließlich Pendelmomente erzeugen. Die in positive Richtung laufenden Strombelagsdrehwellen besitzen zwar den richtigen Umlaufsinn, laufen aber zu schnell (rechts oben) bzw. zu langsam (links unten im Bild) um. Die Drehwellen entlang der  $\mu/m'$  Achse stehen praktisch, was man leicht dadurch erkennt, daß die Pendelfrequenz der positiv und negativ umlaufenden Wellen gleichgroß ist. Nutzmomente entstehen durch die Kombinationen von  $\nu$  und  $\mu$ , die durch den Vorzeichenwechsel der Pendelfrequenz erkennbar sind.

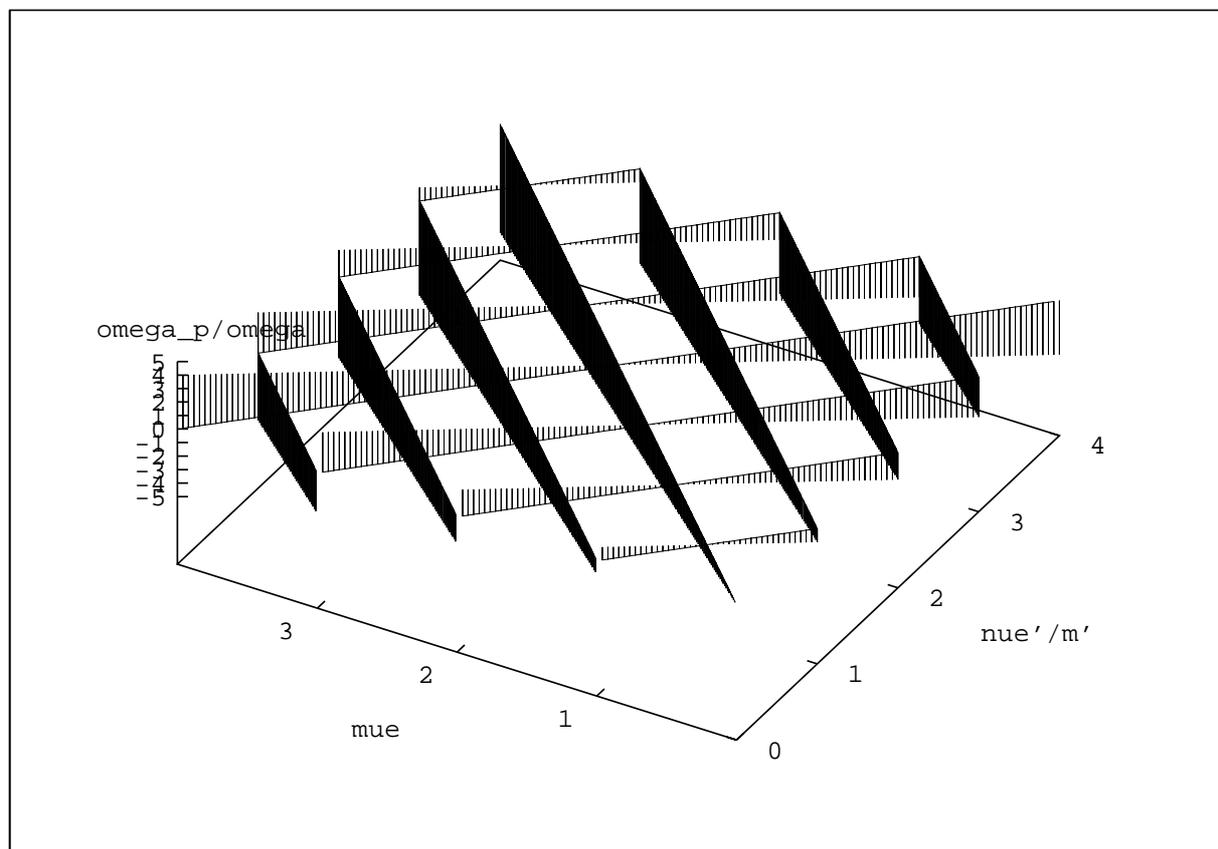


Bild 2.17: Frequenz der Pendelmomente

## 2.5 Spannungsdifferentialgleichungen

Um Betrachtungen über das dynamische Verhalten anzustellen, benötigt man die Beschreibung des Maschinenverhaltens durch Differentialgleichungen. Diese bilden einerseits die Grundlage von numerischen Computersimulationen im Zeitbereich, mit deren Hilfe die Maschinenregelung ausgelegt werden kann. Andererseits bieten sie auch die Möglichkeit einer analytischen Behandlung z.B. zur Untersuchung des Stabilitätsverhaltens. In jedem Fall muß berücksichtigt werden, daß die in den vorangegangenen Abschnitten hergeleiteten Formeln teilweise für konstante Drehzahl gelten und nun entsprechend verallgemeinert werden müssen.

## 2.5.1 Das Differentialgleichungssystem in Strangdarstellung

Bekanntlich ist die vektorielle Summe der in den Modulen eines Strangs induzierten Spannung, des ohmschen und des induktiven Spannungsabfalls gleich der an den Klemmen anliegenden Spannung. Für jedes der Module kann dieser Zusammenhang formuliert werden. Die einzelnen Gleichungen faßt man durch Matrixschreibweise zusammen.

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L}\frac{d}{dt}\mathbf{i} + \frac{d}{dt}\Psi_{\mathbf{p}} \quad (2.42)$$

Die Zeitfunktionen der Stranggrößen Spannung, Strom und Fluß bilden die  $m'$  Komponenten des entsprechenden Vektors. Die Gestalt der Matrizen gibt Aufschluß über die gegenseitige Verkopplung dieser Stranggrößen. Die in den Matrizen auftretenden Widerstands- und Induktivitätswerte sind abhängig von der Maschinengeometrie und der Wicklungsauslegung [13]. Bei der Matrix der Widerstände handelt es sich um eine Diagonalmatrix, da der Widerstand eines Moduls sich nur auf Spannung und Strom dieses Moduls auswirkt. Die Verschaltung der zu einem Strang gehörenden Module ergibt den Widerstand  $R_{str}$ .

$$\mathbf{R} = R_{str} \cdot \mathbf{E} \quad (2.43)$$

Die Matrix der Induktivitäten läßt sich in die Nutstreu-, die Stirnstreu- und Luftspaltinduktivitätsmatrix zerlegen:

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_{\sigma n} + \mathbf{L}_{\sigma s} + \mathbf{L}_{\delta} \quad (2.44)$$

Dabei ist aufgrund des Wicklungsaufbaus leicht nachvollziehbar, daß es sich bei der Stirnstreumatrix um eine Diagonalmatrix handeln muß, da die Stirnstreufelder nicht miteinander ver koppelt sind.

$$\mathbf{L}_{\sigma s} = L_{\sigma s} \cdot \mathbf{E} \quad (2.45)$$

Dagegen können die Matrizen der Nutstreuinduktivitäten keine Diagonalform aufweisen. Das vom Strom eines Moduls erzeugte Streufeld ist nicht nur mit der Wicklung dieses Moduls sondern auch mit den Wicklungen der benachbarten Module verkettet. Entsprechend der in Abschnitt 2.1 hergeleiteten Numerierung der Stränge muß dabei zwischen Maschinen gerader und ungerader Strangzahl unterschieden werden.

bei ungerader Strangzahl ergibt sich:

$$\mathbf{L}_{\sigma n} = L_{\sigma n} \begin{pmatrix} 1 & \dots & \dots & -1/2 & -1/2 & \dots & \dots \\ \dots & 1 & \dots & \dots & -1/2 & -1/2 & \dots \\ & & \ddots & & & \ddots & \ddots \\ -1/2 & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots \\ & & \ddots & & & \ddots & \\ \dots & \dots & -1/2 & -1/2 & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

bei gerader Strangzahl muß es lauten:

$$\mathbf{L}_{\sigma n} = L_{\sigma n} \begin{pmatrix} 1 & \dots & \dots & -1/2 & 0 & -1/2 & \dots & \dots \\ \dots & 1 & \dots & \dots & -1/2 & 0 & -1/2 & \dots \\ & & \ddots & & & \ddots & & \ddots \\ -1/2 & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & -1/2 & 0 \\ 0 & -1/2 & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & -1/2 \\ \ddots & & \ddots & & & \ddots & & \\ \dots & -1/2 & 0 & -1/2 & \dots & \dots & 1 & \dots \\ \dots & \dots & -1/2 & 0 & -1/2 & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

Um die Form der Luftspaltinduktivitäten zu erhalten, kann man sich bei einer Maschine ungerader Strangzahl überlegen, daß sich der von einem Modul erzeugte Fluß gleichmäßig über alle  $m' - 1$  anderen Module zurückschließt. Die Summe der sich zurückschließenden Flüsse entspricht dem Fluß durch das erregende Modul selbst.

$$\mathbf{L}_{\delta} = L_{\delta} \begin{pmatrix} 1 - 1/m' & -1/m' & -1/m' & \dots & \dots & -1/m' \\ -1/m' & 1 - 1/m' & -1/m' & \dots & \dots & -1/m' \\ -1/m' & -1/m' & 1 - 1/m' & \dots & \dots & -1/m' \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & 1 - 1/m' & -1/m' \\ -1/m' & -1/m' & -1/m' & \dots & -1/m' & 1 - 1/m' \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

Bei Maschinen gerader Strangzahl ergeben sich bei der Darstellung für  $m'$  Stränge die gleichen Beziehungen wie oben. Reduziert man das System auf  $m$  Stränge, indem man Module mit Phasenverschiebung  $\pi$  zusammenschaltet, erhält man eine Diagonalmatrix.

$$\mathbf{L}_{\delta} = L_{\delta} \cdot \mathbf{E} \quad (2.49)$$

Mit Hilfe der Spannungsdifferentialgleichungen können durch Integration die Maschinenströme errechnet werden. Diese entwickeln zusammen mit dem Polradfeld das Maschinendrehmoment. Die Drehmomentbilanz am Rotor ergibt schließlich die noch fehlende Bewegungsdifferentialgleichung des Antriebs:

$$\frac{d}{dt} \omega_m \Theta_{ges} = M_D - M_W \quad \frac{d}{dt} \omega = p \frac{d}{dt} \omega_m \quad (2.50)$$

## 2.5.2 Das Differentialgleichungssystem in Raumzeigerdarstellung

Geht man bei der Darstellung von den Stranggrößen auf Raumzeiger – die sog. symmetrischen Komponenten der Momentanwerte – über, kann man über die Leistungsberechnung Zusammenhänge zu der in den Abschnitten 2.3 und 2.4 durchgeführten Betrachtung der Drehwellen und Drehmomente herstellen. Dazu werden die die Stranggrößen enthaltenden Vektoren mit einer komplexen Transformationsmatrix multipliziert. Die Matrix  $\underline{\mathbf{C}}$

hat folgende Form:

$$\underline{\mathbf{C}} = \sqrt{f/m'} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \underline{a}^{-1} & \underline{a}^{-2} & \dots & \underline{a}^{-k} & \dots & \underline{a}^{-(m'-1)} \\ 1 & \underline{a}^{-2} & \underline{a}^{-4} & \dots & \underline{a}^{-2k} & \dots & \underline{a}^{-2(m'-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 1 & \underline{a}^{-k} & \underline{a}^{-2k} & \dots & \underline{a}^{-kk} & \dots & \underline{a}^{-(m'-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 1 & \underline{a}^{-(m'-1)} & \underline{a}^{-2(m'-1)} & \dots & \underline{a}^{-k(m'-1)} & \dots & \underline{a}^{-(m'-1)^2} \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

Die quadratische  $m'$ -dimensionale Matrix genügt der Bedingung:

$$\underline{\mathbf{C}}\underline{\mathbf{C}}^{*\mathbf{T}} = \underline{\mathbf{C}}^{*\mathbf{T}}\underline{\mathbf{C}} = f\mathbf{E} \quad (2.52)$$

Der in (2.51) auftretende komplexe Dreher genügt  $\underline{a} = e^{j2\pi/m'}$ .

Die Hin- bzw. Rücktransformation werden durch Multiplikation mit dieser Transformationsmatrix durchgeführt.

$$\underline{\vec{\mathbf{v}}} = \underline{\mathbf{C}}\mathbf{v} \quad \mathbf{v} = \frac{1}{f}\underline{\mathbf{C}}^{*\mathbf{T}}\underline{\vec{\mathbf{v}}} \quad (2.53)$$

Der Vektor  $\mathbf{v}$  steht dabei für einen der Strangvektoren von Spannung, Strom bzw. Fluß. Der Faktor  $f$  kann so festgelegt werden, daß der Raumzeiger anschaulich interpretiert werden kann. Entsprechend [19] wählt man ihn so, daß sich bei Projektion des Raumzeigers auf die räumliche Lage der Strangachsen gerade der Wert dieser Stranggröße zum diesem Zeitpunkt ergibt.

Nach der Transformation erhält man für das System der Differentialgleichungen:

$$\underline{\vec{\mathbf{u}}} = \frac{1}{f}\mathbf{R}'\underline{\vec{\mathbf{i}}} + \frac{1}{f}\mathbf{L}'\frac{d}{dt}\underline{\vec{\mathbf{i}}} + \frac{d}{dt}\underline{\vec{\Psi}}_{\mathbf{p}} \quad (2.54)$$

Durch die Transformation erreicht man in erster Linie eine Diagonalisierung des Systems. Die Gleichungen der Raumzeiger sind dadurch voneinander entkoppelt. Aus (2.54) kann man erkennen, daß sich die Widerstandsmatrix und die Matrix der Stirnstreuinduktivitäten nur um einen konstanten Faktor ändern. Dagegen ist die Auswirkung in der Nutstreuinduktivität und der Luftspaltinduktivität deutlich erkennbar.

$$\mathbf{R}' = f\mathbf{R} \quad (2.55)$$

$$\mathbf{L}'_{\sigma s} = f\mathbf{L}_{\sigma s} = fL_{\sigma s} \cdot \mathbf{E} \quad (2.56)$$

bei ungerader Strangzahl ergibt sich:

$$\mathbf{L}'_{\sigma n} = fL_{\sigma n} \begin{pmatrix} 1 - \cos(\frac{m'-1}{2}0\varepsilon) & \dots & & & \\ \dots & 1 - \cos(\frac{m'-1}{2}1\varepsilon) & \dots & & \\ & & \ddots & & \\ \dots & & & 1 - \cos(\frac{m'-1}{2}k\varepsilon) & \dots \\ & & & & \ddots \\ & & & & & \dots & 1 - \cos(\frac{m'-1}{2}(m'-1)\varepsilon) \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

bei gerader Strangzahl muß es lauten:

$$\mathbf{L}'_{\sigma n} = f L_{\sigma n} \begin{pmatrix} 1 - \cos(\frac{m'-2}{2}0\varepsilon) & \dots & & & \\ \dots & 1 - \cos(\frac{m'-2}{2}1\varepsilon) & \dots & & \\ & & \ddots & & \\ \dots & & & 1 - \cos(\frac{m'-2}{2}k\varepsilon) & \dots \\ & & & & \ddots \\ \dots & & & & & 1 - \cos(\frac{m'-2}{2}(m' - 1)\varepsilon) \end{pmatrix} \quad (2.58)$$

Für die Hauptinduktivitäten gilt bei ungerader Strangzahl:

$$\mathbf{L}'_{\delta} = f L_{\delta} \begin{pmatrix} 0 & \dots & & & \\ \dots & 1 & \dots & & \\ & & \dots & 1 & \dots \\ & & & & \ddots \\ \dots & & & & & 1 & \dots \\ & & & & & & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

bei gerader Strangzahl erhält man:

$$\mathbf{L}'_{\delta} = f L_{\delta} \begin{pmatrix} 1 & \dots & & & \\ \dots & 1 & \dots & & \\ & & \dots & 1 & \dots \\ & & & & \ddots \\ \dots & & & & & 1 & \dots \\ & & & & & & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.60)$$

### 2.5.3 Zuordnung der Harmonischen zu den Raumzeigern

Bisher wurde nicht darauf eingegangen, daß eine Modulare Dauermagnetmaschine in der Regel mehr als drei Stränge hat. Um die Auswirkungen auf die Raumzeigerdarstellung zu erkennen, wird die Transformation anhand einer periodischen Größe mit beliebigem Oberschwingungsspektrum berechnet. Diese Größe, die hier  $v$  genannt werden soll, entspricht in ihrer Darstellung beispielsweise dem Strangstrom wie er in (2.16) angegeben wurde; sie kann aber auch für die Klemmen- oder Polradspannung stehen.

$$v^k(t) = \sum_{\lambda=1}^{\infty} \hat{v}_{\lambda} \cos(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(k-1)\delta) \quad (2.61)$$

$$\underline{\vec{v}} = \underline{\mathbf{C}^*} \underline{\mathbf{T}} \underline{\mathbf{v}} = \underline{\mathbf{C}^*} \underline{\mathbf{T}} \begin{pmatrix} \sum_{\lambda=1}^{\infty} \hat{v}_{\lambda} & \frac{1}{2} [e^{j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(1-1)\delta)} + e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(1-1)\delta)}] \\ \sum_{\lambda=1}^{\infty} \hat{v}_{\lambda} & \frac{1}{2} [e^{j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(2-1)\delta)} + e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(2-1)\delta)}] \\ \sum_{\lambda=1}^{\infty} \hat{v}_{\lambda} & \frac{1}{2} [e^{j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(3-1)\delta)} + e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(3-1)\delta)}] \\ \vdots & \vdots \\ \sum_{\lambda=1}^{\infty} \hat{v}_{\lambda} & \frac{1}{2} [e^{j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(k-1)\delta)} + e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(k-1)\delta)}] \\ \vdots & \vdots \\ \sum_{\lambda=1}^{\infty} \hat{v}_{\lambda} & \frac{1}{2} [e^{j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(m'-1)\delta)} + e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda} - \lambda(m'-1)\delta)}] \end{pmatrix} \quad (2.62)$$

Nachdem man dies ausmultipliziert hat

$$\vec{v} = \frac{1}{m'} \sum_{\lambda=1}^{\infty} \hat{v}_{\lambda} \begin{pmatrix} e^{+j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})} (e^{-j\lambda(1-1)\delta} 1 + e^{-j\lambda(2-1)\delta} e^{j1\frac{2\pi}{m'}}) & \dots & e^{-j\lambda(m'-1)\delta} e^{j1(m'-1)\frac{2\pi}{m'}} \\ e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})} (e^{+j\lambda(1-1)\delta} 1 + e^{+j\lambda(2-1)\delta} e^{j1\frac{2\pi}{m'}}) & \dots & e^{+j\lambda(m'-1)\delta} e^{j1(m'-1)\frac{2\pi}{m'}} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{+j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})} (e^{-j\lambda(1-1)\delta} 1 + e^{-j\lambda(2-1)\delta} e^{j2\frac{2\pi}{m'}}) & \dots & e^{-j\lambda(m'-1)\delta} e^{j2(m'-1)\frac{2\pi}{m'}} \\ e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})} (e^{+j\lambda(1-1)\delta} 1 + e^{+j\lambda(2-1)\delta} e^{j2\frac{2\pi}{m'}}) & \dots & e^{+j\lambda(m'-1)\delta} e^{j2(m'-1)\frac{2\pi}{m'}} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{+j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})} (e^{-j\lambda(1-1)\delta} 1 + e^{-j\lambda(2-1)\delta} e^{j(m'-1)\frac{2\pi}{m'}}) & \dots & e^{-j\lambda(m'-1)\delta} e^{j(m'-1)\frac{2\pi}{m'}} \\ e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})} (e^{+j\lambda(1-1)\delta} 1 + e^{+j\lambda(2-1)\delta} e^{j(m'-1)\frac{2\pi}{m'}}) & \dots & e^{+j\lambda(m'-1)\delta} e^{j(m'-1)\frac{2\pi}{m'}} \end{pmatrix} \quad (2.63)$$

kann man zusammenfassen: Für die  $l + 1$ -te Zeile des Vektors gilt:

$$\sum_{k=1}^{m'} e^{j((l \pm \lambda)(k-1)\delta)} = m' \cdot \underline{S}_{l\lambda(\pm)} = m' \cdot \frac{\sin((l \pm \lambda)m'\delta/2)}{m' \sin((l \pm \lambda)\delta/2)} e^{j((l \pm \lambda)(m'-1)\delta/2)} \quad (2.64)$$

Der Aufbau dieser Gleichung entspricht genau dem des Ausdrucks (2.21), der bei der Berechnung des Strombelags aller Module gewonnen wurde.

Aus diesem Grund können auch die gleichen Überlegungen zur Existenz des Ausdrucks angewandt werden. Der Zeilenindex  $l$  der Transformationsmatrix und die Ordnungszahl der Oberschwingung  $\lambda$  müssen somit (2.65) genügen.

$$(l \mp \lambda) = m'g' \quad \text{mit } g' \in \mathbb{Z}_0 \quad (2.65)$$

Erfüllt ein Wertepaar die Gleichung mit dem negativen Vorzeichen, führt dies zu einem Beitrag zu dem in positiver Drehrichtung umlaufenden komplexen Dreher  $e^{+j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})}$  in (2.63). Entsprechend führt ein Wertepaar, das die Gleichung mit positivem Vorzeichen erfüllt, zu einem Beitrag in dem Dreher  $e^{-j(\lambda\omega t + \varphi_{\lambda})}$ , der in mathematisch negativer Richtung umläuft.

Wenn man diese Gleichung auf die Strangzahl normiert, eignet sie sich für eine graphische Darstellung. Um das Nullsystem korrekt darzustellen und die Symmetriebedingung exakt zu erfassen, unterscheidet man zwischen geraden und ungeraden Strangzahlen.

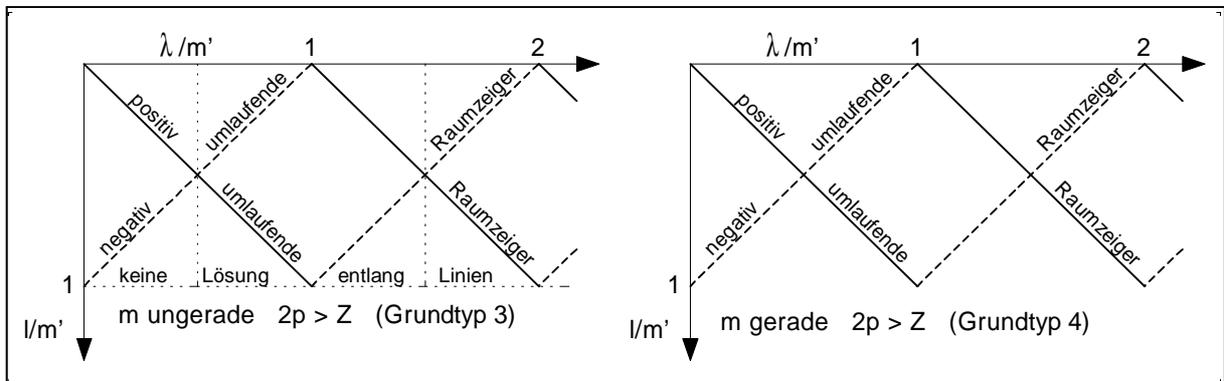


Bild 2.18: Zuordnung der Harmonischen zu den Raumzeigern

Die  $m'$  Raumzeiger erhält man, indem entlang von waagrechten Linien alle komplexen Dreher aufsummiert werden, die das Oberschwingungsspektrum der zu transformierenden Größe erzeugen. Offenbar führt jede Oberschwingung dieser Größe zu einem Beitrag sowohl zu dem in positive Richtung umlaufenden Raumzeiger als auch zu dem in negative Richtung umlaufenden Zeiger. In [13] werden deshalb negative Ordnungszahlen eingeführt und man beschränkt sich auf die in die positive Richtung umlaufenden Raumzeiger. Überdies kann durch einfache Rechnung nachgewiesen werden, daß die in negative Richtung umlaufenden Zeiger sich aus dem symmetrisch zu  $m'/2$  liegenden konjugiert komplexen Zeiger herleiten lassen, der in positive Richtung dreht. Faßt man die beiden letzten Aussagen zusammen, kann man sich auf die Raumzeiger mit einem Index kleiner  $m'/2$  beschränken, wobei die in negative Richtung umlaufenden Anteile durch die eingeführten negativen Ordnungszahlen beschrieben werden.

Ferner wird deutlich, daß mit zunehmender Strangzahl immer größere Abstände zwischen den Ordnungszahlen entstehen, die zu einem Raumzeiger beitragen. Beschränkt man sich auf den Raumzeiger, der die Grundschwingung enthält, wird die Maschine bei zunehmender Strangzahl immer ungenauer beschrieben, sofern Strom, Spannung oder Polradfeld Oberschwingungen enthalten.

Der Einfluß der Oberschwingungen auf das Verhalten des Raumzeigers sei kurz erläutert: Als bekanntes Beispiel sei der Verlauf des Spannungsraumzeigers am Ausgang eines dreiphasigen Pulswechselrichters angeführt, der im Blockbetrieb arbeitet. Der Verlauf der Strangspannung – der zu transformierenden Größe – entspricht einer Treppenkurve. Der Spannungsraumzeiger, der im Mittelpunkt eines regelmäßigen Sechsecks beginnt, bewegt sich sprunghaft von einer Ecke zur nächsten. Würde man sich auf die Grundwelle der Treppenfunktion beschränken – d.h. den Oberwellenanteil vernachlässigen – erhielte man eine kreisförmige Bewegung des Raumzeigers.

# Kapitel 3

## Theorie der MDM mit mechanischer Feldschwächung

Im vorangegangenen Kapitel wurden die theoretischen Grundlagen der Modularen Dauermagnetmaschine in konventioneller Bauweise erarbeitet. Die für das Hybridfahrzeug entwickelte Maschine nutzt ein besonderes Verfahren, um das Feld der Permanentmagneten gezielt zu verändern. Dies wirkt sich auch auf die in Kapitel 2 hergeleiteten Gleichungen aus. Nach einer detaillierten Beschreibung des neu entwickelten Feldschwächverfahrens werden deshalb die Auswirkungen auf die im vorangegangenen Kapitel hergeleitete Theorie untersucht. Dabei werden die beschreibenden Gleichungen für diese spezielle Ausführungsform einer MDM entwickelt.

### 3.1 Einsatzgebiet und Wirkungsweise von Feldschwächverfahren

Bei den meisten Anwendungen von drehzahlvariablen Antrieben, die mit permanentmagnetisch erregten Synchronmaschinen arbeiten, stellt die sogenannte Feldschwächung ein zentrales Problem dar. Dies soll nach einer Erklärung des Prinzips und der Zweckmäßigkeit der Feldschwächung kurz begründet werden.

Zum Verständnis ist es wesentlich zu wissen, daß die mit einem Spannungsumrichter darstellbare Ausgangsspannung durch die vorhandene Gleichspannungsquelle, z.B. ein gleichgerichtetes Drehspannungsnetz oder eine Batterie, bestimmt wird. Nach der Auslegung des zu versorgenden Motors auf diese Spannung ist der Strom, den der Umrichter bereitstellen muß, ebenfalls bekannt. Die Größe der Gleichspannung und der dem Umrichter entnehmbare Strom bestimmen die Auswahl der Bauelemente und dadurch die Größe und die Kosten des Umrichters. Da die Kosten für Leistungshalbleiter nach wie vor hoch sind, muß das Produkt aus Strom und Spannung, die sogenannte Stromrichterbemessungsleistung, möglichst klein gehalten werden. Bei bestimmten Anwendungen kann dieser Wert deutlich herabgesetzt werden, wenn eine Feldschwächung zum Einsatz kommt. Die folgenden Überlegungen sollen dies anhand sehr einfacher Annahmen verdeutlichen. Insbesondere wird auf die Phasenverschiebung von Strom und Spannung sowie auf die zusätzlichen Stromanteile, die bei manchen Feldschwächverfahren zur Verringerung des Gesamtflusses notwendig sind, nicht eingegangen.

Ob eine Feldschwächung vorgesehen werden sollte, richtet sich nach dem geforderten Drehmoment-/Drehzahlprofil. Angenommen die vorgesehene Anwendung erreicht im Betrieb Drehzahlen zwischen null und  $n_{nenn}$  und es soll möglich sein, bei jeder Drehzahl zwischen diesen Grenzen dasselbe Drehmoment aufzubauen. Ein solches Anforderungsprofil ist in Bild 3.1 dargestellt und wird am besten ohne den Einsatz einer Feldschwächung realisiert. Da das geforderte Drehmoment über den gesamten Drehzahlbereich konstant ist, kann auch das Produkt des Stroms, der das Moment bildet, mit dem Fluß im gesamten Drehzahlbereich konstant gehalten werden. Die induzierte Maschinenspannung steigt aufgrund des konstanten Flusses linear mit der Drehzahl an. Damit ist der die Maschine speisende Stromrichter auf die Spannung bei der höchsten Drehzahl und den im ganzen Betriebsbereich konstanten Strom auszulegen. Der gesamte Betriebsbereich ist daher durch den Ankerstellbereich abgedeckt.

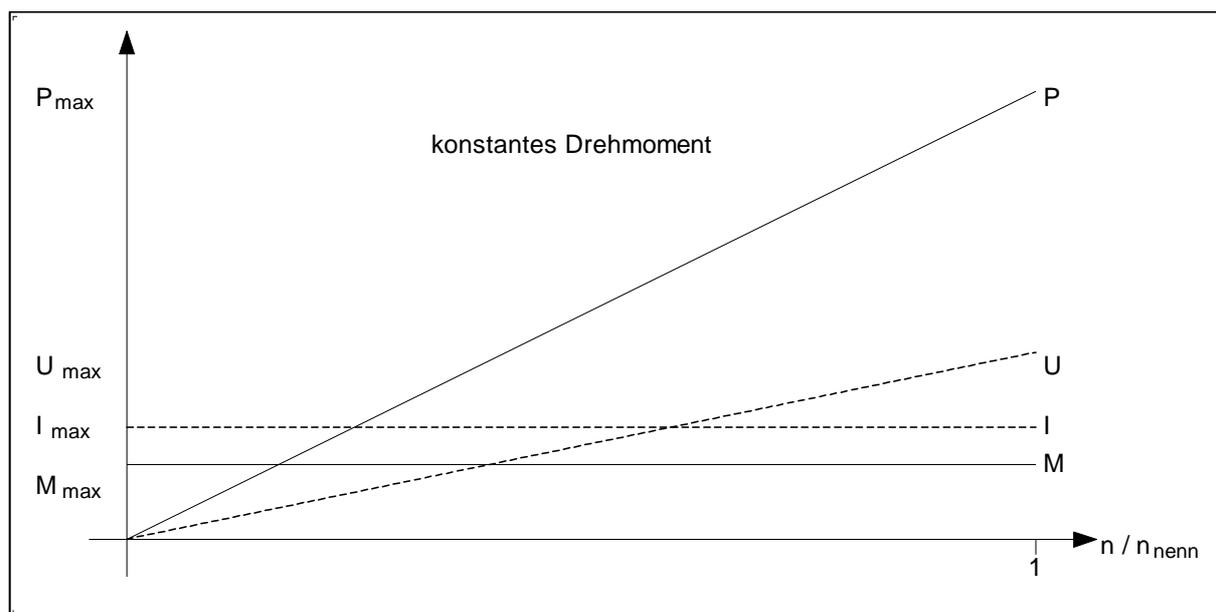


Bild 3.1: Drehmoment-/Drehzahlverlauf bei dem keine Feldschwächung notwendig ist

Die Drehmoment-/Drehzahlforderung, wie sie in Bild 3.2 angegeben ist, entspricht bis zu der Drehzahl, ab der das geforderte Drehmoment abnimmt, dem oben beschriebenen Verhalten. In dem sich anschließenden Drehzahlbereich, in dem eine konstante Leistungsabgabe gefordert wird, steht man vor dem Problem einer linear mit der Drehzahl ansteigenden induzierten Spannung, bedingt durch den konstanten Fluß des permanentmagnetisch erregten Rotors (dünne gestrichelte Linien in Bild 3.2). Orientiert man sich an den Forderungen für den Antrieb des Autarken Hybrid, ist die induzierte Spannung bei Maximaldrehzahl dreimal so groß wie im sogenannten Eckpunkt. Als Eckpunkt oder Nennpunkt wird der Punkt bezeichnet, an dem von der Forderung eines konstanten Moments auf eine Konstantleistungsforderung übergegangen wird. Das Produkt aus den maximal auftretenden Werten von Spannung und Strom ist damit dreimal so groß wie im Eckpunkt, ab dem die abgegebene Wirkleistung nicht mehr steigt. Die Leistungsfähigkeit des Umrichters wird so nur zu einem Drittel ausgeschöpft, da bei maximalem Strom höchstens ein Drittel der erreichbaren Spannung auftritt bzw. bei maximaler Spannung nur ein Drittel des Stroms fließt, für den der Wechselrichter zu bemessen ist. Gelingt es dagegen, den verketteten Fluß der Maschine ab dem Eckpunkt mit zunehmender Drehzahl abzusenken, so daß die induzierte Spannung konstant bleibt, kann die Maschine im Eckpunkt auf eine höhere

Spannung ausgelegt werden. Im konkreten Beispiel kann die Windungszahl verdreifacht werden, was den Zuleitungsstrom auf ein Drittel senkt. Der Umrichter kann so auf diesen geringeren Strom ausgelegt werden. Die dickeren gestrichelten Linien in Bild 3.2 geben dies wieder. Je größer das Verhältnis der Maximaldrehzahl zur Drehzahl im Eckpunkt ist, desto stärker macht sich die Feldschwächung in der Stromrichterbemessungsleistung bemerkbar. Ein weiterer Vorteil des reduzierten Flusses liegt in der Verminderung der Eisenverluste bei hohen Drehzahlen. Ohne Feldschwächung würden im vorgestellten Beispiel die Eisenverluste bei Maximaldrehzahl mindestens dreifach, wahrscheinlicher fünf- bis siebenfach höher liegen als im Eckpunkt. Selbst bei intensiver Kühlung würde dies im Dauerbetrieb bei Maximaldrehzahl zur Überhitzung führen.

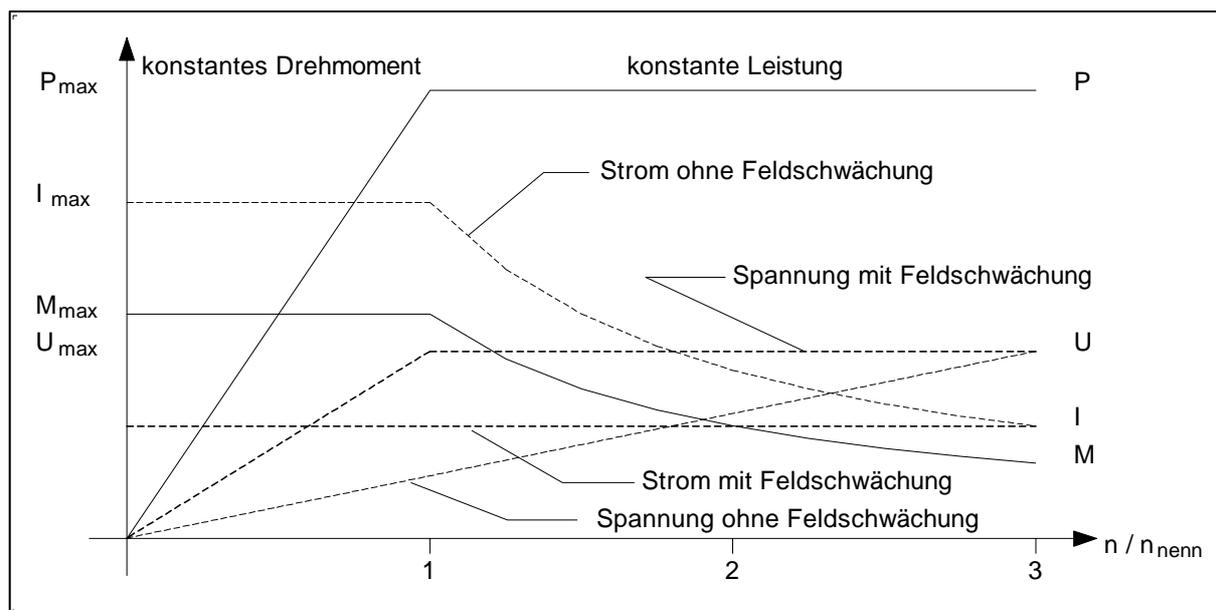


Bild 3.2: Drehmoment-/Drehzahlverlauf bei dem eine Feldschwächung sinnvoll ist

Um den von Permanentmagneten, die in Elektromotoren eingesetzt werden, erzeugten Fluß drehzahlabhängig zu stellen, sind sehr viele verschiedene Verfahren vorgeschlagen worden [20], [21], [22]. Ihnen ist gemeinsam, daß die Verringerung des verketteten Flusses gegen das konstante Feld der Magneten stets mit zusätzlichem Aufwand verbunden ist. Abhängig vom Anforderungsprofil des Antriebs und den spezifischen Vor- und Nachteilen der Feldschwächverfahren wird eine Entscheidung getroffen. Der Einsatz des Wandlers in einem Hybridfahrzeug war für die Auswahl des im folgenden beschriebenen Feldschwächverfahrens ausschlaggebend. Bei einem Schaden in Maschine oder Umrichter verhält sich eine permanentmagnetisch erregte Maschine dann unkritisch, wenn sich weder Kurzschlußströme noch zu hohe Polradspannungen ausbilden. Wenn im Fehlerfall der verkettete Fluß in der Maschine, möglichst ohne aktiven Eingriff, zu null wird, sind diese Bedingungen erfüllt. Im Gegensatz zu allen anderen bekannten Feldschwächverfahren wird dies durch das hier vorgestellte Feldschwächkonzept erreicht.

## 3.2 Aufbau der Modularen Dauermagnetmaschine mit mechanischer Feldschwächung

Bei einer permanentenerregten Synchronmaschine nach dem Prinzip der Modularen Dauermagnetmaschine liegen die einzelnen Magnetpole mit in Umfangsrichtung abwechselnder Magnetisierung auf der Rotoroberfläche. Dies ist den im vorangegangenen Kapitel vorgestellten Ausführungsformen gemeinsam. Der im folgenden beschriebene Feldschwächmechanismus macht konstruktive Maßnahmen im Rotor erforderlich, die anhand einer Innenläufermaschine besser darstellbar sind. Deshalb ist in Bild 3.3 ein konventionell aufgebauter Rotor einer Innenläufermaschine dargestellt. Die anschließend beschriebenen Veränderungen sind sinngemäß auf eine Außenläufermaschine übertragbar. Der Stator, dessen Aufbau detailliert besprochen wurde, muß nicht verändert werden.

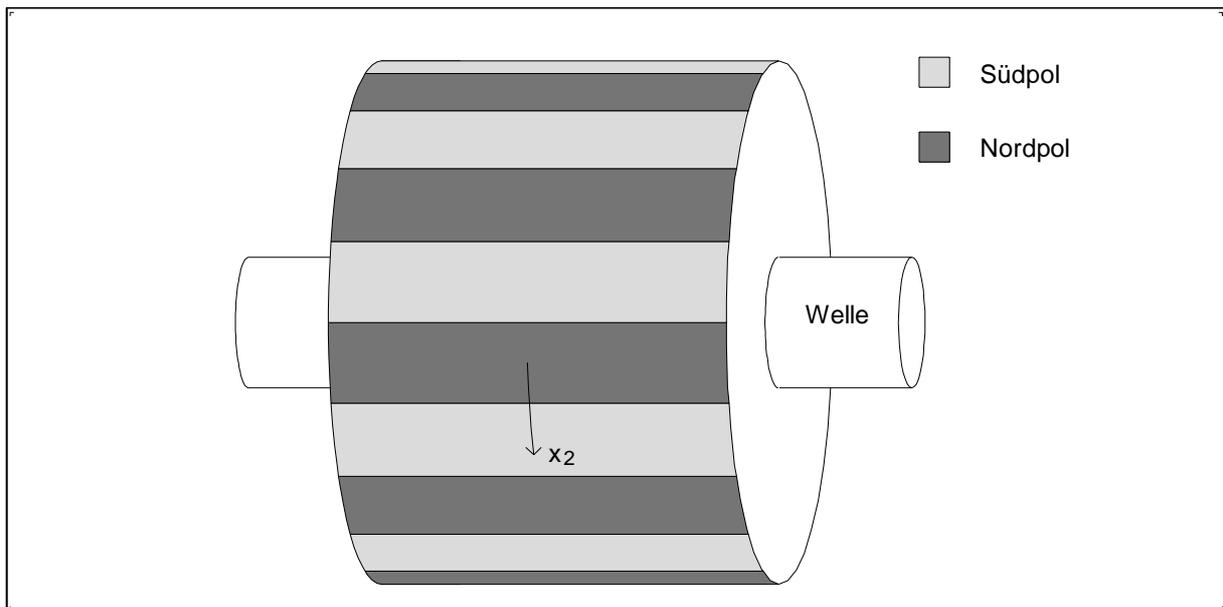


Bild 3.3: Konventioneller Rotoraufbau in Flachmagnetanordnung

Entsprechend Bild 3.4 denkt man sich den Rotor axial in mehrere gegeneinander und gegenüber der Welle drehbare Ringe zerteilt. Jeder Ring wird einer von zwei Gruppen zugeordnet. Die Teile der einen Gruppe – es handelt sich dabei gewissermaßen um Jochringe mit den darauf aufgebrachtten Magneten – sollen fest mit der Welle verbunden werden. Die anderen Ringe werden fest miteinander verbunden, so daß sie sich nur gemeinsam gegenüber der Welle verdrehen können. Dabei sind alle Teilringe einer Gruppe so auszurichten, daß sie sich relativ zur Welle in der gleichen Lage befinden. Ließe man eine geringfügige, gezielte Verschiebung der Teilringe zu, erhielte man der Wirkung nach eine Schrägung des Rotors. Wie sich eine Schrägung bei einer Modularen Dauermagnetmaschine auf das Betriebsverhalten auswirkt ist in [13] beschrieben. In der Regel wird man den Rotor in eine gerade Anzahl von Ringen aufteilen, die axiale Länge der Ringe gleich wählen und die Ringe abwechselnd den Gruppen zuordnen. Da sich die Ringe einer Gruppe stets gemeinsam verdrehen, soll im folgenden nur noch von einem festen Teil (Gruppe der Ringe, die fest mit der Welle verbunden ist) und einem beweglichen Teil (Gruppe der Ringe, die sich gegen die Rotorwelle verdrehen kann) die Rede sein. Der bewegliche Teil wird auch als drehbarer Teil bezeichnet.

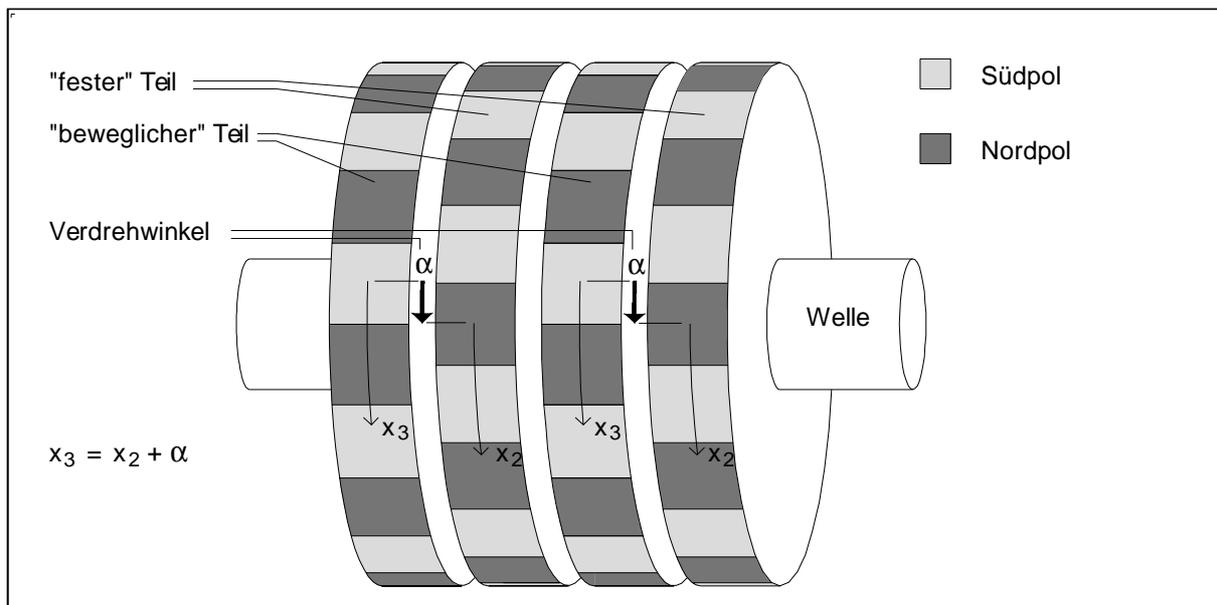


Bild 3.4: Rotoraufbau mit mechanischer Feldschwächung

Die Reibung zwischen den beiden Teilen muß gegenüber den Nutzdrehmomenten vernachlässigbar sein. Auch axiale Kräfte, die z.B. durch Anziehung oder Abstoßung der Magneten entstehen können, dürfen diese Bewegung nicht behindern. Aufgrund der Bewegungsmöglichkeit der beiden Gruppen von Ringen werden sich die Magneten der beweglichen Gruppe so einstellen, daß in axialer Richtung stets Magneten mit abwechselnder Magnetisierung nebeneinander liegen. Dies ist der Ruhezustand oder unausgelenkte Zustand des Rotors. Anschaulich ist sofort klar, daß der resultierende Fluß in dieser Position verschwindet. Wird der Rotor in Drehung versetzt, so wird bei idealisierter Betrachtung keine Spannung in den Statorwicklungen induziert. Lenkt man dagegen den beweglichen Teil aus dieser Ruhelage aus, im äußersten Fall bis zu der Lage, in der alle Magneten gleicher Magnetisierungsrichtung axial fluchten, so wird im Stator die Spannung induziert, die man bei Verwendung eines konventionellen Rotors (Bild 3.3) erhalten würde. Damit ist qualitativ erklärt, wie der verkettete Fluß verändert werden kann.

Um die gewünschte Position zu erreichen, ist normalerweise ein Stellantrieb notwendig. So ist die Dynamik der Flußänderung und damit des Drehmomentaufbaus maßgeblich von der Leistungsfähigkeit dieses Antriebs abhängig. Ferner muß für eine Leistungsübertragung auf die rotierende Stellvorrichtung gesorgt werden. Wenn der Verstellmechanismus selbsthemmend ist, tritt nur zu Zeiten, in denen verstellt wird, ein Leistungsbedarf auf. Für den Gesamtwirkungsgrad und die Dimensionierung ist dies von Vorteil. Weiter sind Verfahren denkbar, die ohne Hilfsenergie auskommen. So werden in [23] Verstellmechanismen vorgeschlagen, die drehzahlabhängig die erforderliche Auslenkung herbeiführen. Eine Energieübertragung auf den Rotor entfällt damit. Noch weiter geht die im folgenden Abschnitt 3.6 detailliert beschriebene Methode, bei der die Statorströme die Lage der gegeneinander verschieblichen Rotorteile bestimmen.

Um den Rotor in einer Maschine einsetzen zu können, sind noch zwei konstruktive Maßnahmen vorzusehen. Durch eine mechanische Sperre müssen Auslenkungen des beweglichen Teils von mehr als einer Polteilung gegenüber der Ruhelage im und gegen den Uhrzeigersinn verhindert werden, und es ist der bewegliche Teil mittels einer Feder an

den festen Teil zu koppeln. Diese Feder wird so montiert, daß sie in der Ruhelage keine Kraft aufbringen kann. Wird der bewegliche Teil gegenüber dem festen Teil ausgelenkt, so erzeugt die Feder eine Kraft, die ihn in die Ruhelage zurückdrehen will.

Anhand dieser Beschreibung kann geprüft werden, wie sich ein solcher Antrieb im Fehlerfall verhält. Tritt in der Wicklung ein Schaden auf, führt dieser zu einem Überstrom und zu einer stärkeren Maschinenerwärmung oder auch zu veränderten Betriebseigenschaften. Der Stromrichter besitzt zur Selbstüberwachung eine Strombegrenzung, die bei zu hohen Strömen den Antrieb abschaltet. Wenn der Stromrichter die Maschinentemperatur nicht überwacht, vergrößert sich der Wicklungsschaden, bis der Betrieb nicht mehr möglich ist. In allen Fällen schwingt nach dem Abschalten der Rotor in die Ruhelage. Ein Schaden in der Leistungselektronik wird diagnostiziert und führt ebenfalls zur Abschaltung. Auch ein Ausfall der Steuerungselektronik, der bei einem Betrieb oberhalb der Eckdrehzahl eine Zerstörung der Leistungselektronik zur Folge haben kann, verursacht keine weiteren Schäden. Der Betrieb einer in der vorgestellten Weise feldgeschwächten, permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine ist damit ähnlich unproblematisch wie bei einer Asynchronmaschine. So kann das Fahrzeug auch nach einem Ausfall des elektrischen Antriebs weiterbetrieben werden.

### 3.3 Polradfeld der mechanisch feldgeschwächten Maschine

Ausgehend von der Grundidee muß nun durch Rechnung geklärt werden, wie sich eine Anordnung der besprochenen Form als Antrieb verhält. Zunächst werden deshalb die vom festen und dem beweglichen Teil erzeugten Polradfelder als Funktionen des Winkels dargestellt. Um die Anschaulichkeit zu verbessern und die bereits bei der konventionellen MDM verwendete Darstellungsform beizubehalten, werden die über die Paketlänge gemittelten Induktionen verwendet. Dazu werden zwei Koordinatenachsen definiert. Die eine Achse  $x_2$  soll mit dem festen Teil des Rotors verbunden sein. Entsprechend der Bild 3.4 soll der Koordinatenursprung in der Mitte eines Pols liegen dessen Feldlinien radial nach außen gerichtet sind. Bei einer Innenläufermaschine wäre dies ein Nordpol. Die andere Achse  $-x_3$  wird am beweglichen Rotorteil orientiert. Der Ursprung dieser Koordinatenachse liegt in der Mitte eines Pols, dessen Feldlinien radial nach innen weisen – beim Innenläufer ist dies ein Südpol. Die Nulllagen sind dadurch so festgelegt, daß die beiden Achsen in der Rotorruhelage übereinstimmen.

Der bewegliche Teil kann um einen Winkel  $\alpha$  gegen den festen Teil verdreht sein. Wie bereits beschrieben kann sich der bewegliche Teil maximal um eine Polteilung im und gegen den Uhrzeigersinn verdrehen. Diese Situation ist für eine der möglichen Verschiebungsrichtungen in Bild 3.5 dargestellt. Der Fall der entgegengesetzten Verschiebungsrichtung ist in Bild 3.4 bereits gezeigt worden.

Man stellt nun die vom festen Teil erregte Luftspaltinduktion in Abhängigkeit von der Koordinate  $x_2$  dar, die durch:

$$x_1 = x_2 + \omega_m t + \varphi_\kappa = \gamma_2/p + \omega_m t + \varphi_\kappa \quad (3.1)$$

mit der Stator Koordinate  $x_1$  verbunden ist. Die Beschreibung der Lage des drehbaren Teils

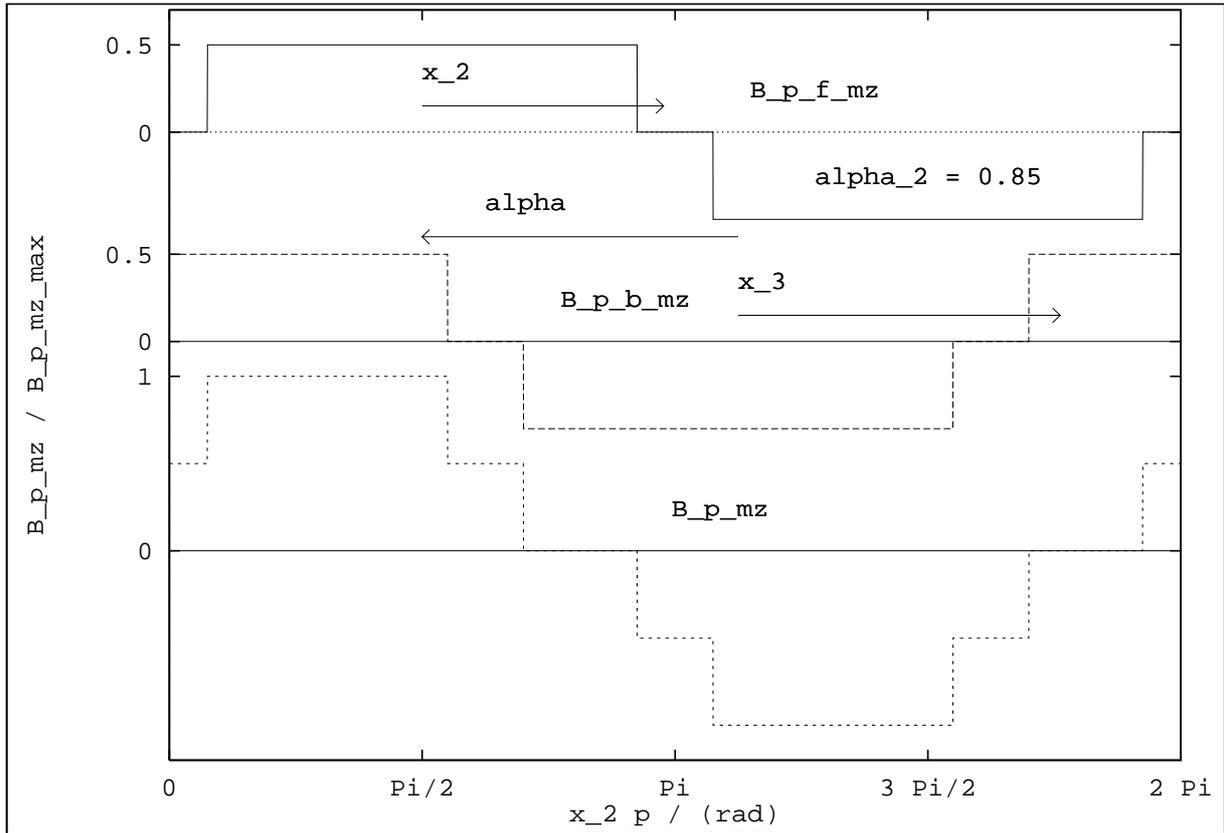


Bild 3.5: Über die Paketlänge gemittelte Polradfeldanteile des festen und des drehbaren Teils sowie das Gesamtfeld

erfolgt mit der Koordinate  $x_3$ , die in folgender Weise mit  $x_2$  in Beziehung steht:

$$x_3 = x_2 + \alpha \quad \text{mit} \quad \alpha \in \left[ \frac{-\pi}{p}; \frac{\pi}{p} \right] \quad (3.2)$$

Bevor die Induktionen der beiden Teile als Funktion dieser Koordinaten dargestellt werden, mittelt man über die Eisenpaketlänge  $l$ .

$$B_{p_f m_z} = \frac{1}{l} \int_{z=0}^{z=l} B_{p_f}(z) dz \quad (3.3)$$

$$B_{p_b m_z} = \frac{1}{l} \int_{z=0}^{z=l} B_{p_b}(z) dz \quad (3.4)$$

Diese Induktionen können in der Maschine nicht tatsächlich gemessen werden, ermöglichen jedoch später die formal richtige Addition beider Felder. Diese Darstellung hat den Vorteil, daß die Verhältnisse für einen im Stator befindlichen, ggf. stromdurchflossenen Leiter korrekt wiedergegeben werden, da an dessen Anfang und Ende nur die Auswirkung der axial gemittelten Induktion festgestellt werden kann.

Bei den Koordinaten  $x_1, x_2, x_3$  handelt es sich um räumliche Winkel. Dies ist auch schon aus obigen Gleichungen erkennbar.

So kann man für die Fourierreihen des festen und des drehbaren Anteils des Polradfeldes schreiben:

$$B_{p f m z}(x_2) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p f m z \kappa} \cos(\kappa p x_2) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p f m z \kappa} \cos(\kappa \gamma_2) \quad (3.5)$$

$$B_{p b m z}(x_3) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p b m z \kappa} \cos(\kappa p x_3) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p b m z \kappa} \cos(\kappa \gamma_3) \quad (3.6)$$

Aufgrund des gleichen Aufbaus gibt es einen Zusammenhang zwischen den Amplituden des festen und des drehbaren Anteils. Zum einen sind die beiden Teile um genau  $\pi$  gegeneinander phasenverschoben, zum anderen kann annäherungsweise davon ausgegangen werden, daß ihre Form und damit die relative Höhe der Oberschwingungen zur Grundschwingung übereinstimmt. Man kann dies folgendermaßen ausdrücken:

$$k_{b/f} = \frac{|\hat{B}_{p b m z \kappa}|}{|\hat{B}_{p f m z \kappa}|} \quad (3.7)$$

In Bild 3.5 wurde überdies eine gleiche Amplitude für beide Felder zu Grunde gelegt. In diesem speziellen Fall gilt  $k_{b/f} = 1$ . Damit kann geschrieben werden:

$$B_{p b m z}(x_3) = -k_{b/f} \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p f m z \kappa} \cos(\kappa p x_3) \quad (3.8)$$

Schließlich kann noch die Koordinate  $x_3$  durch  $x_2$  ersetzt werden.

$$B_{p b m z}(x_2) = -k_{b/f} \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p f m z \kappa} \cos(\kappa p (x_2 + \alpha)) \quad (3.9)$$

Durch die Darstellung der Induktion als eine Größe, die über die Paketlänge gemittelt wurde, kann man formal die Felder des festen und des beweglichen Teils addieren und erhält so folgenden Ausdruck für das Gesamtfeld:

$$\begin{aligned} B_{p m z}(x_2) &= B_{p f m z}(x_2) + B_{p b m z}(x_2) \\ &= \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p f m z \kappa} \left( \cos(\kappa p x_2) - k_{b/f} \cos(\kappa p (x_2 + \alpha)) \right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Für den Spezialfall  $k_{b/f} = 1$  ist das Polradfeld von festem und beweglichem Teil gleich groß und man erhält:

$$B_{p m z}(x_2) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p m z \kappa} \sin(\kappa p (x_2 + \alpha/2)) \sin(\kappa p \alpha/2) \quad (3.11)$$

Damit können die von der Auslenkung abhängigen Amplituden der Oberwellen angegeben werden. Der Ausdruck  $B_{p m z}$  steht dabei für die innerhalb der Polbedeckung  $\alpha_2$  erreichte und über die Maschinenlänge gemittelte Induktion des festen bzw. des beweglichen Teils. Dieser Wert ist genau halb so groß wie die Induktion des Gesamtpolradfeldes bei voller Auslenkung.

$$\hat{B}_{p m z \kappa}(\alpha) = \frac{4}{\kappa \pi} B_{p m z max} \sin(\kappa \alpha_2 \pi/2) \sin(\kappa p \alpha/2) \quad (3.12)$$

Das neue Gesamtpolradfeld weist gegenüber dem festen Polradfeldanteil eine Phasenverschiebung um  $\alpha/2$  auf und die Amplituden der einzelnen Komponenten sind mit  $\sin(\kappa p \alpha/2)$  bewertet. Dies bedeutet, daß sich in Abhängigkeit vom Verschiebungswinkel  $\alpha$  das Oberschwingungsspektrum ändert, was auch unmittelbar aus dem Feldverlauf in Bild 3.5 ersichtlich ist. Im unausgelenkten Fall ( $\alpha = 0$ ) verschwindet das Polradfeld (bzw. es erreicht ein Minimum für  $k_{b/f} \neq 1$ ). Bei voller Auslenkung ( $\alpha = \pm\pi/p$ ) erhält man ein Maximum. Da die Fourierzerlegung bezogen auf die Achse  $x_2$  durchgeführt wird, das Maximum aber mit der Auslenkung wandert, ergeben sich auch geradzahlige Oberwellen.

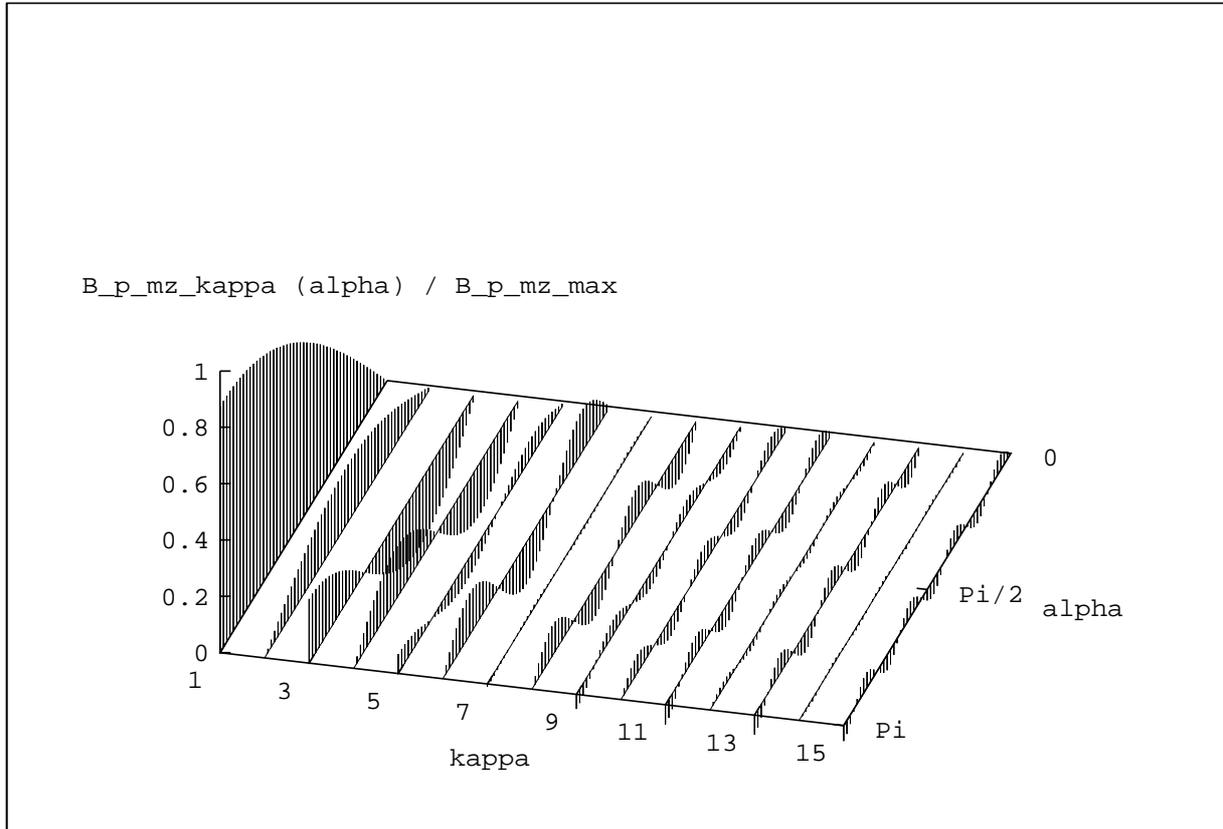


Bild 3.6: Oberwellen (eff.) des Polradgesamtfeldes abhängig von der Auslenkung

Um die Betriebseigenschaften der Maschine in den Gleichungen klar zu erkennen, muß man sich auf die Grundwelle beschränken.

$$B_{p\,mz}(x_2) = \hat{B}_{p\,mz1} \sin(p(x_2 + \alpha/2)) \sin(p\alpha/2) \quad (3.13)$$

Die Betrachtung des Polradfeldes ergab, daß die Lage des Maximums der Gesamtfeldamplitude bezüglich der Koordinatenachsen  $x_2, x_3$  des festen bzw. des beweglichen Teils wandert. Da ihr Wert  $B_p$  bestimmend für die Polradspannung ist, gibt (3.14) an, wie die Gesamtfeldamplitude von der Auslenkung abhängt. Die Auslenkung wird über das Drehmoment auf den beweglichen Teil gesteuert. Um die Ströme bezogen auf dessen Längs- und Querachse vorgeben und regeln zu können, müssen die Anteile des Feldes in diesen beiden Achsen bestimmt werden. Dazu setzt man die Rotorkoordinate des festen Teils auf  $x_2 = \pi/2$  bzw.  $\pi$  und nutzt die Additionstheoreme. Bei den Koordinaten  $\vartheta_{mb}$  und  $\vartheta_{mf}$  handelt es sich um die im statorfesten Koordinatensystem bestimmbare Lage des festen bzw. beweglichen Rotorteils. Der Übergang auf diese Koordinaten ist zweckmäßig, da sie

mit Lagegebern bestimmt werden können und die folgenden Gleichungen vor allem für die noch zu erarbeitende Ansteuerung der Maschine bedeutsam sind.

$$\begin{aligned}
B_{p d m z}(\alpha) &= 1/2 \cdot \hat{B}_{p m z 1} (1 - \cos(p(\vartheta_{m b} - \vartheta_{m f}))) = 1/2 \cdot \hat{B}_{p m z 1} (1 - \cos(p\alpha)) \\
B_{p q m z}(\alpha) &= 1/2 \cdot \hat{B}_{p m z 1} \sin(p(\vartheta_{m b} - \vartheta_{m f})) = 1/2 \cdot \hat{B}_{p m z 1} \sin(p\alpha) \\
B_{p m z}(\alpha) &= \hat{B}_{p m z 1} \sin(p(\vartheta_{m b} - \vartheta_{m f})/2) = \hat{B}_{p m z 1} \sin(p\alpha/2)
\end{aligned} \tag{3.14}$$

### 3.4 Drehmoment der mechanisch feldgeschwächten Maschine

Das Drehmoment entsteht durch die Kraftwirkung zwischen den Polradfeldwellen und den Drehwellen des Strombelags. Der Stator einer mechanisch feldgeschwächten MDM entspricht völlig dem der zugehörigen konventionellen Maschine. Die beschreibenden Gleichungen des Systems der Drehwellen können damit vollständig übernommen werden (2.28). Das Polradfeld genügt der in (3.10) festgehaltenen Beschreibung für die feldgeschwächte Maschine. Um die Drehmomentgleichung für die konventionelle Maschine verwenden zu können, muß man die über die Blechpaketlänge gemittelten Induktionen verwenden. Damit entspricht das auf den festen Teil wirkende Drehmoment völlig dem für eine konventionelle MDM ermittelten Wert (2.35). Das auf den Rotor ausgeübte Moment ist gegeben durch:

$$\begin{aligned}
M &= \int_0^{2\pi} dM = \int_0^{2\pi} -r^2 l a B_{p m z} dx_1 \\
&= -r^2 l \int_0^{2\pi} \left( \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{i}_{\mu} \frac{m'}{2} \sin(\pm \mu \omega t \pm \varphi_{\mu} - \nu p x_1) \right) \\
&\quad \cdot \left( \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p f m z \kappa} \cos(\kappa p x_1 - \kappa \omega t - \kappa p \gamma_0) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{\kappa=1}^{\infty} \hat{B}_{p b m z \kappa} \cos(\kappa p x_1 - \kappa \omega t - \kappa p \gamma_0 + \kappa p \alpha) \right)
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Da ein aus der Zeichenebene herausfließender Strom und ein radial nach außen weisendes Feld positiv zu zählen sind, erhält man ein in die positive mathematische Richtung drehendes Moment. Das auf den Rotor wirkende Moment ist genau entgegengesetzt und man erhält ein negatives Vorzeichen in der Gleichung des Rotordrehmoments. Da im folgenden in erster Linie die Momente auf den Rotor interessieren, soll diese Definition zugrunde gelegt werden.

Die Integration wird für den beweglichen und den festen Teil getrennt ausgeführt. Man erhält für den festen bzw. den drehbaren Teil:

$$M_f = -r^2 l \sum_{\kappa=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} m' \frac{w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \pi \hat{i}_{\mu} \hat{B}_{p f m z \kappa} \sin((\pm \mu - \kappa) \omega t \pm \varphi_{\mu} - \kappa p \gamma_0) \tag{3.16}$$

$$M_b = -r^2 l \sum_{\kappa=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} m' \frac{w' p' \xi_{\nu}}{\pi r} \pi \hat{i}_{\mu} \hat{B}_{p b m z \kappa} \sin((\pm \mu - \kappa) \omega t \pm \varphi_{\mu} - \kappa p \gamma_0 + \kappa p \alpha) \quad (3.17)$$

Das positive Vorzeichen in den  $\pm$  Zeichen bezieht sich auf Drehwellen, die in positiver Richtung umlaufen; das negative Vorzeichen gilt für Drehwellen mit negativer Umlaufrichtung.

Schließlich ist das Drehmoment der Feder, die zwischen beiden Teilen liegt, zu beachten. In Abschnitt 3.2 wurde beschrieben, daß eine Feder zwischen den Teilen so angebracht wird, daß ein Rückstellmoment entsteht, das proportional zur Auslenkung ist.

$$M_F = M_{nenn}/2 \cdot \frac{p\alpha}{\pi} \quad (3.18)$$

Im stationären Betrieb wird davon ausgegangen, daß die Verschiebung zeitlich konstant ist. Damit ist das von der Feder auf den festen Teil übertragene Moment gleich dem Drehmoment, das auf den beweglichen Teil wirkt.

Nun sollen einige Spezialfälle näher betrachtet werden. Bei  $k_{b/f} = 1$  sind die Nutzmomente ( $\pm \mu - \kappa = 0$ ) folgendermaßen darstellbar:

$$M_{f \mu \nu \kappa} \sim -i \cdot \sin(\pm \varphi_{\mu} - \kappa p \gamma_0) \quad M_{b \mu \nu \kappa} \sim i \cdot \sin(\pm \varphi_{\mu} - \kappa p \gamma_0 + \kappa p \alpha) \quad (3.19)$$

Die Größe des Drehmoments wird von der relativen Lage des Strombelags und des von ihm hervorgerufenen Ankerrückwirkungsfeldes zur Stellung des Rotors bestimmt. Dies wird durch den Winkel  $\pm \varphi_{\mu} - \kappa p \gamma_0$  ausgedrückt. Da es sich nur um eine Festlegung des Bezugspunkts handelt, kann, ohne die Allgemeingültigkeit zu verletzen, der Winkel  $\gamma_0$  zu null gesetzt werden. Weiterhin beschränkt man sich der besseren Übersicht halber auf die Grundschwingungen bzw. -wellen.

Das maximale positive Drehmoment ergibt sich dann für den festen Teil, wenn der Phasenwinkel des Stroms die Bedingung  $\varphi_1 = -\pi/2$  erfüllt. Beim drehbaren Teil muß die Bedingung  $\varphi_1 + p\alpha = \pi/2$  erfüllt sein. Dies gilt für den Fall, daß die Stromgrundschwingung eine Drehwelle, die in positiver Richtung umläuft, erzeugt. Im anderen Fall gilt:  $\varphi_1 = \pi/2$  und  $-\varphi_1 + p\alpha = \pi/2$ .

Schließlich kann man diese Zusammenhänge graphisch darstellen: Das erste Bild (Bild 3.7) zeigt das vom festen Teil erzeugte Drehmoment abhängig von Strom und Auslenkung. Unter dem Nennmoment versteht man das Nennmoment der Maschine bei vollem Feld. Die beiden Ebenen stellen den Drehmomentverlauf für die Stromwinkel  $\varphi_1 = \pi/2$  bzw.  $\varphi_1 = \pi/6$  dar. Erwartungsgemäß ist keine Abhängigkeit von der Auslenkung vorhanden. Die Auslenkung wird stets auf elektrische Winkel umgerechnet. Es ist deshalb  $p\alpha$  dargestellt.

Bild 3.8 zeigt das Drehmoment auf den beweglichen Teil abhängig von den gleichen Größen. Auch hier wird der Verlauf des Drehmoments für die oben angegebenen Winkel von  $\varphi_1$  gezeigt.

Beim festen Teil sinkt das entwickelte Drehmoment, wenn von der Forderung  $\varphi = \pi/2$  abgewichen wird. Das Drehmoment auf den beweglichen Teil erreicht sein Maximum dann bei anderen Werten der Auslenkung  $\alpha$ . Interessant ist auch die Frage, für welche Werte von  $\varphi_1$  (und  $p\alpha$ ) sich die betragsmäßig größten Werte des Drehmoments in positiver und negativer Richtung ergeben. Hierzu folgende Tabelle:

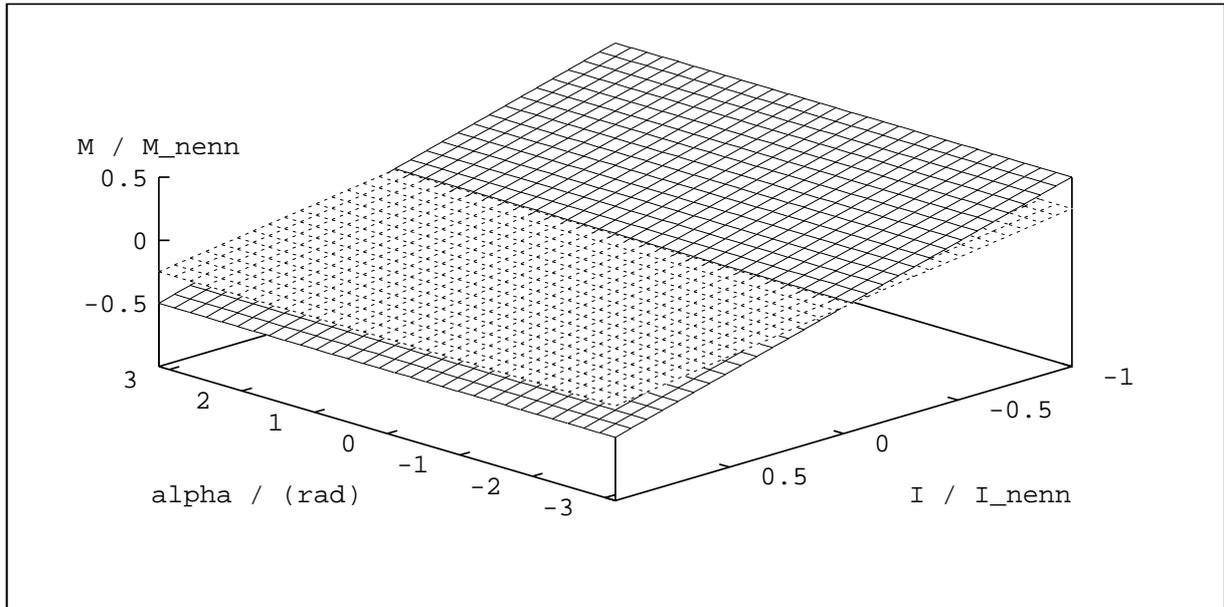


Bild 3.7: Drehmoment auf den festen Teil abhängig von Strom und Auslenkung

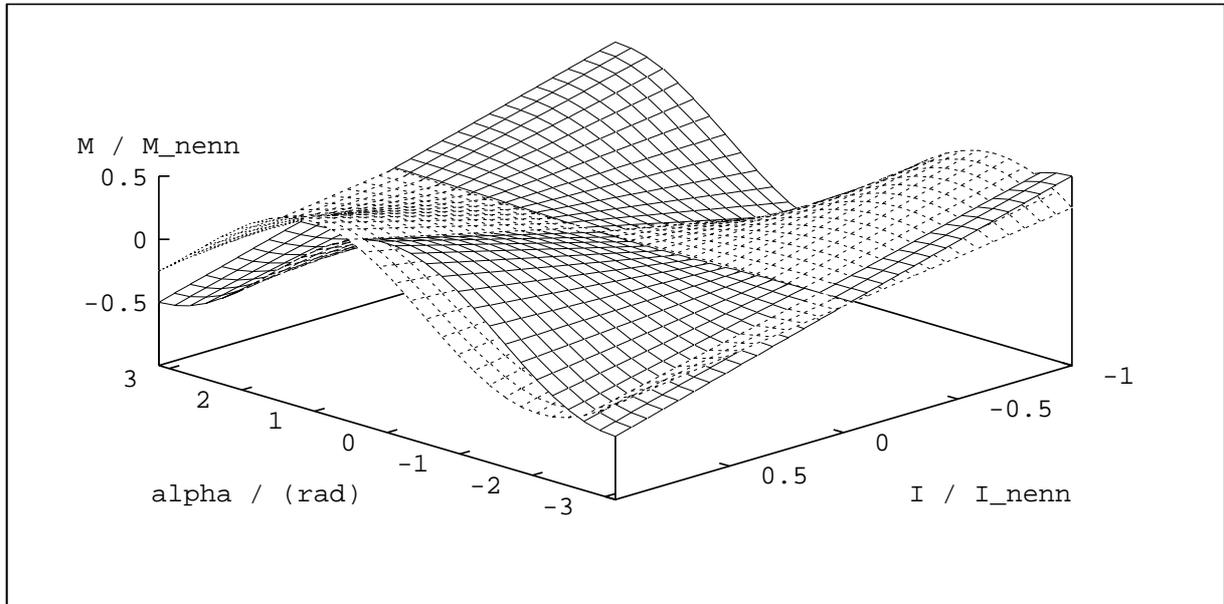


Bild 3.8: Drehmoment auf den drehbaren Teil abhängig von Strom und Auslenkung

fester Teil:	Fall	Winkel	Drehrichtung	Vorzeichen $M$
	1	$\varphi_1 = -\pi/2$	positiv	+
	2	$\varphi_1 = +\pi/2$	positiv	-
	3	$\varphi_1 = +\pi/2$	negativ	+
	4	$\varphi_1 = -\pi/2$	negativ	-
drehbarer Teil:	Fall	Winkel	Drehrichtung	Vorzeichen $M$
	5	$+\varphi_1 + p\alpha = +\pi/2$	positiv	+
	6	$+\varphi_1 + p\alpha = -\pi/2$	positiv	-
	7	$-\varphi_1 + p\alpha = +\pi/2$	negativ	+
	8	$-\varphi_1 + p\alpha = -\pi/2$	negativ	-

Eine in positiver Richtung umlaufende Drehwelle dreht sich im mathematisch positiven Sinn – d.h. im Gegenuhrzeigersinn. Entsprechend wird ein in positiver Richtung definiertes Drehmoment versuchen, den Rotor gegen den Uhrzeigersinn in Bewegung zu setzen. Dies definiert das Vorzeichen von  $\alpha$ . Verdreht sich der bewegliche Teil unter der Wirkung eines positiven Drehmoments, so wird  $\alpha$  kleiner null. Bei negativen Momenten gilt entsprechend das Umgekehrte. Dies kann anhand von Gleichung 3.2 nachvollzogen werden.

Interessant ist ferner, was in den Endlagen des beweglichen Teils gilt.

Fall	Winkel	Stromphasenlage	zugehöriger Fall des festen Teils
5	$p\alpha = -\pi$	$+\varphi_1 = +\pi/2 - p\alpha = +3\pi/2$	1
6	$p\alpha = +\pi$	$+\varphi_1 = -\pi/2 - p\alpha = -3\pi/2$	2
7	$p\alpha = -\pi$	$-\varphi_1 = +\pi/2 - p\alpha = +3\pi/2$	3
8	$p\alpha = +\pi$	$-\varphi_1 = -\pi/2 - p\alpha = -3\pi/2$	4

Anhand der ersten Zeile soll erklärt werden, was dies aussagt: Wenn man gemäß Fall 5 ein positives Moment auf den beweglichen Teil aufbringt – durch entsprechend nachgeführte Einprägung der Stromphasenlage – so bewegt sich dieser Teil in die Endposition mit  $p\alpha = -\pi$ . In dieser Lage entspricht das Feld des beweglichen Teils genau dem des festen Teils. Auf die beiden Teile muß also das gleiche Drehmoment wirken. Dies zeigt sich auch darin, daß sich der durch die Nachführung bewirkte Stromphasenwinkel zu  $\varphi_1 = +\pi/2 - (-\pi) = 3\pi/2$  ergibt. Dies entspricht genau der Phasenlage  $\varphi_1 = -\pi/2$  in Fall 1.

Entsprechend sind die anderen Zeilen der Tabelle zu interpretieren. Wird durch die Stromeinprägung ein positives Moment erzeugt, so bewegt sich der Rotor in die Endlage  $p\alpha = -\pi$ ; bei negativen Momenten gilt  $p\alpha = \pi$ . In dieser Lage angelangt, führt die Stromeinprägung, die zunächst gewählt wurde, um auf den beweglichen Teil ein definiertes Moment aufzubringen, dazu, daß auch der feste Teil ein gleichgerichtetes Drehmoment maximaler Stärke ausübt. Nach Ausrichten des drehbaren Teils verhält sich die Maschine damit wie eine herkömmliche Maschine ohne diesen Feldschwächmechanismus. In [24] finden sich weitere detaillierte Betrachtungen zum Verhalten der mechanisch feldgeschwächten, permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine mit Verstellung der Erregung über die Statorströme.

### 3.5 Differentialgleichungen der mechanisch feldgeschwächten Maschine

Die vorgestellte mechanische Feldschwächung nutzt eine besondere Konstruktion des Rotors, um das Feld stellen zu können. Da der Stator unverändert bleibt, muß in der Spannungsdifferentialgleichung für die konventionelle Maschine (2.42) lediglich die Abhängigkeit des Polradfeldes von der Auslenkung berücksichtigt werden.

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L}\frac{d}{dt}\mathbf{i} + \frac{d}{dt}\Psi_{\mathbf{p}}(\alpha) \quad (3.20)$$

Um den neuen verketteten Fluß zu bestimmen, kann man (3.10) über ein Statormodul integrieren.

Um die Auslenkung zu erhalten, die man benötigt, um das Feld bzw. den Fluß zu ermitteln, müssen die Bewegungsgleichungen der Maschinenteile aufgestellt und ausgewertet

werden. Man stellt dazu die Drehmomentbilanz der zwei Rotorteile auf. Einerseits wirken die elektromagnetisch entwickelten Drehmomente nach (3.16) und (3.17); andererseits kann ein Drehmoment an der Welle angreifen. Schließlich erzeugt die Feder ein Moment, das der Auslenkung proportional ist und den beweglichen Teil in seine Ruhelage zurückdrehen will. Die mechanischen Anschläge verhindern Auslenkungen von mehr als einer Polteilung. Sie üben dabei auf den beweglichen Teil genau das Moment aus, das durch die auf diesen wirkenden elektromagnetischen Kräfte entsteht. Um in der Bewegungsdifferentialgleichung eine Fallunterscheidung zu vermeiden, wird diese Eigenschaft des Anschlags in die Gleichung der Federcharakteristik aufgenommen.

$$\begin{aligned} M_F &= M_{nenn}/2 \cdot \frac{p\alpha}{\pi} & |p\alpha| &< \pi \\ M_F &= \pm M_b & |p\alpha| &= \pi \end{aligned} \quad (3.21)$$

Durch den mechanischen Aufbau können absichtlich (z.B. durch konstruktive Maßnahmen) oder unabsichtlich (z.B. durch Reibung zwischen den beiden Teilen) Kräfte auftreten, welche die Relativbewegung der Teile bremsen. Wenn diese Reibkräfte mit der Relativgeschwindigkeit zwischen den beiden Teilen zunehmen, verhalten sie sich wie ein Dämpfungselement zwischen den Teilen. Wenn der Zusammenhang zwischen Differenzgeschwindigkeit und Reibkraft einstellbar ist, wird die Dämpfungskonstante entsprechend dem gewünschten Schwingungsverhalten gewählt. Ist die Reibung durch den mechanischen Aufbau bedingt, paßt man sie an das reale Verhalten an.

$$M_{dmp} = d(\omega_b - \omega_f) \quad (3.22)$$

Weiterhin könnten noch teils kompliziert zu beschreibende Verkopplungen wie Haftreibung oder Stickslipeffekt auftreten. Da diese in jedem Fall unerwünscht sind, soll die Konstruktion so ausgeführt sein, daß ihr Einfluß auf den Betrieb vernachlässigbar ist. Damit können die Bewegungsdifferentialgleichungen für den beweglichen und den festen Teil formuliert werden:

$$\frac{d\omega_b}{dt} \cdot \frac{1}{p} = \frac{d\omega_{bm}}{dt} = \Theta_b(M_b - M_F - d(\omega_b - \omega_f)) \quad (3.23)$$

$$\frac{d\omega_f}{dt} \cdot \frac{1}{p} = \frac{d\omega_{fm}}{dt} = \Theta_f(M_f + M_F + d(\omega_b - \omega_f) - M_{last}) \quad (3.24)$$

Integriert man diese Gleichungen, erhält man die Geschwindigkeit und Lage der beiden Rotorteile. Damit ist auch die Auslenkung bestimmbar, die in den Spannungsdifferentialgleichungen benötigt wird, um das Polradfeld  $B_p(\alpha)$  zu errechnen.

## 3.6 Betriebsweise der mechanisch feldgeschwächten Maschine

Einerseits können die bisher dargestellten Formeln die Grundlage bilden zu präzisen analytischen Untersuchungen einer Maschine nach dem dargestellten Konzept. Andererseits wurde bereits auf wesentliche Prinzipien hingewiesen, die für einen aufgabengemäßen Betrieb – nämlich die Abgabe eines veränderbaren gleichmäßigen Drehmoments – ausschlaggebend sind [25], [26]. Bevor im Abschnitt 3.6.2 quantitativ bestimmt wird, wie der Strom einzuprägen ist, wird das Konzept der Maschinenregelung anhand eines Beispiels

beschrieben. Um dies übersichtlich zu halten, beschränkt man sich auf eine Maschine mit  $k_{b/f} = 1$ ; es wird also von dem festen und dem beweglichen Teil der gleiche magnetische Fluß erzeugt, da die Summe der axialen Längen aller Teilringe des festen und des beweglichen Teils gleich ist. Ferner wird davon ausgegangen, daß die Feder, die beide Teile miteinander verbindet, bei halbem Nennmoment um eine Polteilung ausgelenkt wird. Die Maschine wird aus einem idealisierten Stromrichter gespeist, der es stets gestattet, die gewünschten Ströme in der benötigten Phasenlage und Größe einzuprägen. Es kann jeweils bezüglich des festen und des beweglichen Teils eine Längs- und eine Querachse definiert werden. Abhängig davon auf welchen der Teile der Raumzeiger des Stroms bezogen wird, erhält man in der Regel unterschiedliche Längs- und Querkomponenten. Da für die Regelung der Maschine stets der bewegliche Teil ausschlaggebend ist, wird der Strom stets auf diesen Teil bezogen. Außer wenn besonders darauf hingewiesen wird, ist eine d- bzw. q-Komponente immer bezüglich des beweglichen Teils definiert.

### 3.6.1 Drehmomententwicklung am Beispiel eines Beschleunigungsvorgangs

Es soll nun betrachtet werden, wie die Maschine aus dem Stillstand, ausgehend vom Ruhezustand, in dem keine Auslenkung vorliegt, beschleunigt werden kann. Dazu wird ein Strom in der q-Achse so eingepreßt, daß der bewegliche Teil sich in der gewünschten Drehrichtung – hier ist dies der Uhrzeigersinn – zu drehen beginnt (Bild 3.9). Im ersten Augenblick, in dem noch keine Auslenkung vorliegt, wird dabei auf beide Teile ein gleichgroßes, aber entgegengesetztes Drehmoment ausgeübt (a). Auch wenn sich der bewegliche Teil zu drehen beginnt, wird der Strom stets exakt in seiner q-Achse geführt: (b) bis (f). Dadurch bleibt das Moment auf den beweglichen Teil konstant, während das negative Drehmoment auf den festen Teil mit zunehmender Auslenkung abnimmt: (b),(c). Im gleichen Maße, in dem die Auslenkung steigt, wird durch die Feder ein rückstellendes Moment auf den beweglichen Teil erzeugt, das am festen Teil als positives Moment angreift. Damit baut der Strom zunächst eine Auslenkung auf; das Drehmoment an der Welle ist dagegen sogar kurzzeitig negativ. Je weiter die Auslenkung ansteigt, desto geringer ist der negative Anteil des Drehmoments, der vom festen Teil erzeugt wird (c). Dagegen wird durch die Feder ein zunehmendes Moment auf die Welle übertragen. Sobald die Hälfte der Maximalauslenkung erreicht ist, kehrt sich das Vorzeichen auf den festen Teil um und unterstützt die Beschleunigung (d). Die weitere Vergrößerung der Auslenkung läßt das Drehmoment weiter zunehmen (e). Schließlich kommt der bewegliche Teil in der Endlage an; die maximale Auslenkung ist erreicht. Eine weitere Verdrehung wird durch einen mechanischen Anschlag, der die Bewegung hemmt, verhindert. Da sich in der voll ausgelenkten Position des Rotors die Felder addieren, erzeugt auch der feste Teil das volle Drehmoment (f). Der Motor baut nun gegen eine Last ein Drehmoment auf bzw. beschleunigt weiter.

Um einen Wechsel vom Motor- in den Generatorbetrieb zu vollziehen, ist das Vorzeichen des q-Stroms zu ändern und der bewegliche Teil muß entgegengesetzt ausgelenkt werden. Dazu wird der q-Strom zunächst reduziert, damit die Auslenkung auf null zurückgeht. Anschließend wird so, wie es für den Motorbetrieb beschrieben wurde, das Drehmoment in die andere Richtung aufgebaut. Werden dadurch Motor und Last abgebremst und in die andere Richtung beschleunigt, wird klar, daß der Motorbetrieb in der anderen Drehrichtung ohne Veränderung der Auslenkung erreicht werden kann, nachdem sich die

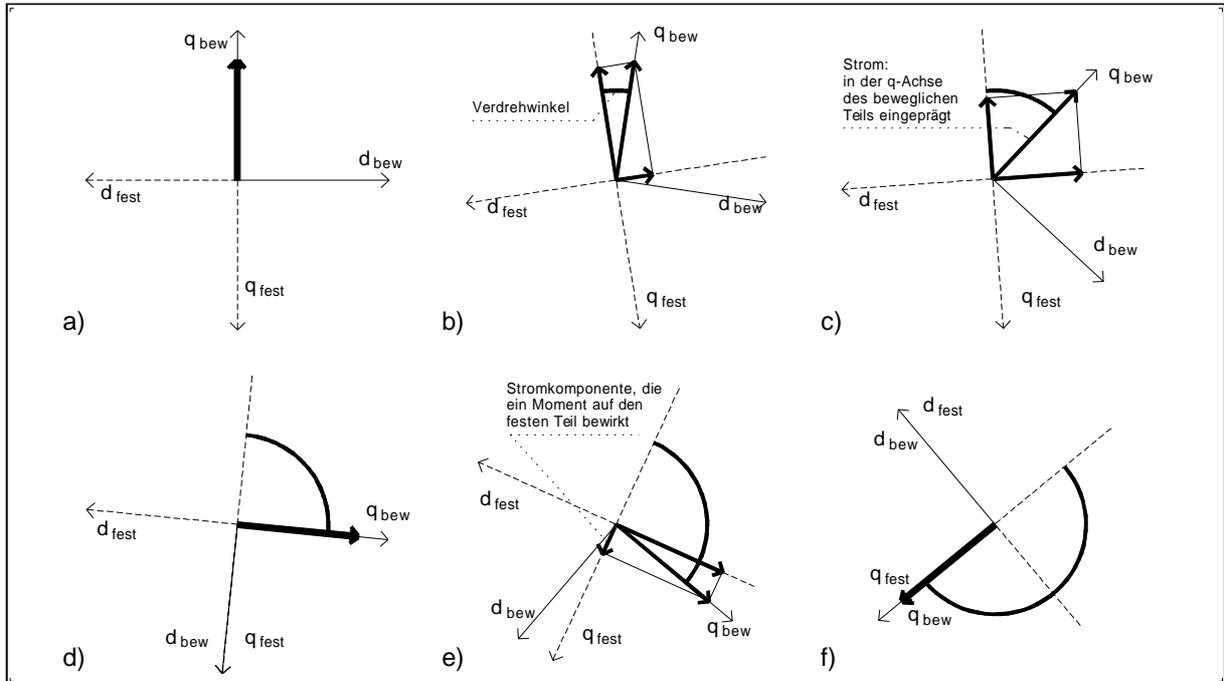


Bild 3.9: Zeigerbilder beim Hochlauf

Drehrichtung geändert hat.

### 3.6.2 Bestimmung der Sollstromkomponenten zu einem Sollmoment bei gegebener Drehzahl

Nachdem das prinzipielle Verhalten beschrieben ist, soll geklärt werden, wie die d- und q-Stromkomponente einzustellen sind, um bei einer gegebenen Drehzahl das gewünschte Moment zu erhalten. Dabei werden die gleichen Voraussetzungen wie in Abschnitt 3.6 getroffen.

#### Zusammenhang von Gesamtfluß und Auslenkung

Aus (3.11) stellt man nochmals die auf Längs- und Querachse des beweglichen Teils bezogenen Flüsse und den Gesamtfluß als Funktion der Auslenkung dar.

$$\begin{aligned}
 \psi_{pd} &= 1/2 \cdot \hat{\psi}_p (1 - \cos(p(\vartheta_{mb} - \vartheta_{mf}))) = 1/2 \cdot \hat{\psi}_p (1 - \cos(p\alpha)) \\
 \psi_{pq} &= 1/2 \cdot \hat{\psi}_p \sin(p(\vartheta_{mb} - \vartheta_{mf})) = 1/2 \cdot \hat{\psi}_p \sin(p\alpha) \\
 \psi_{p ges} &= \hat{\psi}_p \sin(p(\vartheta_{mb} - \vartheta_{mf})/2) = \hat{\psi}_p \sin(p\alpha/2)
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

$$\hat{\psi}_p = 2 r l \frac{w' p' \xi_\nu}{p} \hat{B}_{f1} \tag{3.26}$$

Solange keine Auslenkung vorliegt, ist der Fluß in beiden Achsen null. Verschiebt man den beweglichen Teil, erreicht man in der q-Achse ein Maximum bei  $\pi/2$ , das durch die Magneten des festen Teils hervorgerufen wird. Anschließend geht der Fluß wieder zurück, bis bei voller Auslenkung beide Teile gleich ausgerichtet sind und damit der Fluß in der q-Achse verschwindet. In der d-Achse heben sich die Feldanteile auf, solange

keine Auslenkung vorhanden ist. Lenkt man die Teile gegeneinander aus, hebt der feste Teil das Feld des beweglichen Teils immer weniger auf und addiert sich schließlich zu diesem. Der Gesamtfluß, der für die induzierte Spannung maßgeblich ist, ergibt sich aus der vektoriellen Summe der beiden Anteile und ist vom Sinus der halben Auslenkung abhängig.

### Abhängigkeit des Drehmoments von Auslenkung und Strom

Aufgrund der Kopplung der Rotorteile über die Drehfeder ist eine Auslenkung auch stets mit einem Drehmoment auf den beweglichen Teil verbunden, das über die Federkonstante ermittelt werden kann. Weiterhin kann eine Auslenkung nur dann vorliegen, wenn der Strom eine Komponente in Querrichtung enthält. Dieser für das Drehmoment auf den beweglichen Teil erforderliche Strom (er wird als reiner q-Strom eingepreßt) ruft auch ein Drehmoment auf den festen Teil hervor. So kann man für das Gesamtmoment schreiben:

$$\begin{aligned}
 M_{ges} &= p \frac{m'}{2} \hat{\psi}_p i_q \left( 1/2 \cdot \left( 1 - \cos \left( \frac{i_q}{i_{q\text{ nenn}}} \pi \right) \right) \right) & | i_q | < | i_{q\text{ nenn}} | \\
 M_{ges} &= p \frac{m'}{2} \hat{\psi}_p i_q & | i_q | \geq | i_{q\text{ nenn}} |
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Das Drehmoment ist damit in der bekannten Weise als Funktion von Fluß und Strom darstellbar. Der lineare Einfluß des q-Stroms auf das Drehmoment stammt vom beweglichen Teil und wird über die Feder auf die Welle übertragen. Der nichtlineare Anteil kommt durch die Wirkung des q-Stroms auf den festen Teil zustande. Dieses Drehmoment wird durch das Zusammenwirken des Flusses in der Längsachse mit dem Strom in der Querachse erzeugt. Die Auslenkung, die im Ausdruck für den Längsfluß auftritt, ist wiederum proportional zum q-Strom. Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Drehfeder so auszulegen ist, daß sie durch das halbe Nennmoment gerade um eine Polteilung ausgelenkt wird. Dementsprechend lenkt der Nennwert des q-Stroms den beweglichen Teil um genau diesen Betrag aus. Aufgrund des mechanischen Anschlags bewirkt eine weitere Vergrößerung des q-Stroms im Überlastbetrieb keine Feldänderung mehr. Deshalb ist hier eine andere Drehmomentgleichung gültig.

Schließlich ist zu berücksichtigen, daß eine d-Stromkomponente die Auslenkung – und damit den Fluß – nicht ändert, aber einen Einfluß auf das Drehmoment hat. Dieser Anteil des Moments entsteht, wenn ein d-Strom mit dem Feld in der Querrichtung zusammenwirkt. Die Formel für das Drehmoment (3.27) kann daher um einen Term erweitert werden:

$$\begin{aligned}
 M_{ges} &= p \frac{m'}{2} \hat{\psi}_p \left( 1/2 \cdot \left( i_q \left( 1 - \cos \left( \frac{i_q \pi}{i_{q\text{ nenn}}} \right) \right) - i_d \sin \left( \frac{i_q \pi}{i_{q\text{ nenn}}} \right) \right) \right) & | i_q | < | i_{q\text{ nenn}} | \\
 M_{ges} &= p \frac{m'}{2} \hat{\psi}_p i_q & | i_q | \geq | i_{q\text{ nenn}} |
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Sobald die volle Auslenkung erreicht ist, hat diese Komponente keinen Einfluß mehr, da kein Fluß in der Längsachse mehr existiert.

## Berechnung der Sollstromkomponenten

Im Ankerstellbereich besteht die Forderung, ein gegebenes Sollmoment einzustellen. Dabei muß auf die Auslenkung, die sich dabei ergibt, keine Rücksicht genommen werden, da die Spannung stets ausreicht, den erforderlichen Strom zu treiben. Aus diesem Grund ist es zweckmäßig, die Auslenkung so groß wie möglich zu machen, da so das Drehmoment mit dem geringsten Strom und daher mit dem besten Wirkungsgrad erzeugt wird. Dies heißt, daß der Strom als reiner Querstrom einzuprägen ist. Man erhält diesen Strom, indem man die Drehmomentgleichung (3.27) nach dem Sollstrom auflöst. Da die Gleichung nicht analytisch lösbar ist, wird das Ergebnis numerisch bestimmt und in einer Datei abgelegt.

$$M^* = p \frac{m'}{2} \hat{\psi}_p i_q^* \left( 1/2 \left( 1 - \cos \left( \frac{i_q^*}{i_{q\text{ nenn}}} \pi \right) \right) \right) \quad (3.29)$$

Im Feldschwächbereich wird typischerweise eine konstante Leistungsabgabe gefordert. Für die doppelte Nenndrehzahl soll gezeigt werden, daß dies allein mit einer q-Stromvorgabe nicht erreichbar ist. Um die induzierte Spannung konstant zu halten, muß der Gesamtfluß auf die Hälfte abgesenkt werden. Aus Gleichung (3.25) erkennt man, daß die Auslenkung daher nur  $\pi/3$  erreichen darf. Aus (3.27) errechnet sich dafür ein Drehmoment, das bei einem Viertel des Nennmoments liegt. Um bei doppelter Nenndrehzahl die Nennleistung zu erreichen, fehlt daher noch ein Drehmomentanteil gleicher Größe. Durch eine Anhebung des q-Stroms darf dieser Anteil nicht erzeugt werden, da mit ihm auch die Auslenkung steigen würde. Dieses Moment wird deshalb durch einen zusätzlichen d-Strom eingestellt. Im Feldschwächbereich gibt man daher den Strom so lang als reinen q-Strom vor, bis die induzierte Spannung ihren Nennwert erreicht. Anschließend hält man den Queranteil konstant und erhöht nach Bedarf die d-Strom-Komponente. Bei der Berechnung der beiden Sollstromkomponenten nutzt man zunächst die Abhängigkeit des Gesamtflusses vom q-Strom:

$$\psi_{p\text{ ges}} = \hat{\psi}_p \sin \left( \left| \frac{i_q^*}{i_{q\text{ nenn}}} \right| \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.30)$$

Man löst dies nach dem q-Strom auf

$$i_q = \frac{i_{q\text{ nenn}}}{\pi/2} \arcsin \left( \frac{\psi_{p\text{ ges}}}{\hat{\psi}_p} \right) \quad (3.31)$$

und berücksichtigt, daß die Vorgabe einer Drehzahl einer Begrenzung von Fluß und Auslenkung entspricht:

$$\frac{\psi_{p\text{ ges}}}{\hat{\psi}_p} = \frac{\omega_{\text{nenn}}}{|\omega|} \quad (3.32)$$

So erhält man den maximal zulässigen q-Strom:

$$i_q^* = \frac{M^*}{|M^*|} \frac{i_{q\text{ nenn}}}{\pi/2} \arcsin \left( \frac{\omega_{\text{nenn}}}{|\omega|} \right) \quad (3.33)$$

Aus (3.27) bzw. (3.28) kann das von diesem Strom gebildete Drehmoment errechnet werden. Falls dieser Wert unterhalb des Sollmoments liegt, erhält man mit (3.28) den zusätz-

lich benötigten d-Stromanteil:

$$i_d^* = \frac{M^* (\frac{m'}{2} p \hat{\psi}_p) / 2 - i_q^* (1 - \cos((i_q^* / i_{q\text{enn}}) \pi))}{\sin((i_q^* / i_{q\text{enn}}) \pi)} \quad (3.34)$$

Besonders instruktiv ist die Darstellung dieser Sollstromkomponenten über der Drehmoment-/Drehzahlebene (Bilder 3.10,3.11,3.12). Im Konstant-Drehmomentbereich unterhalb der Nenndrehzahl wird kein d-Strom eingepreßt. Dagegen steigt der Sollwert des q-Stroms bei kleinen Lasten steil an, da dort die Auslenkung und der Fluß gering sind und deshalb auch für kleine Drehmomente ein relativ hoher Strom benötigt wird. Im Feldschwächbereich ist für gleiche Drehmomente der gleiche q-Strom einzuprägen wie im Ankerstellbereich. Sobald die Grenze, die durch die maximale induzierte Spannung gegeben ist, überschritten wird, hält man den q-Strom konstant. In diesem Bereich ist entsprechend Bild 3.11 ein zusätzlicher d-Strom vorzugeben. Da sich der Fluß in diesem Gebiet nicht mehr ändert, steigt der d-Strom linear mit der Drehmomentforderung an. Entsprechend der Kopplung über eine Drehfeder entspricht ein q-Strom auch einer Auslenkung, worauf bereits hingewiesen wurde. Aufgrund dieser Proportionalität kann die Graphik des q-Strom-Sollwerts auch als Sollwert der Auslenkung interpretiert werden.

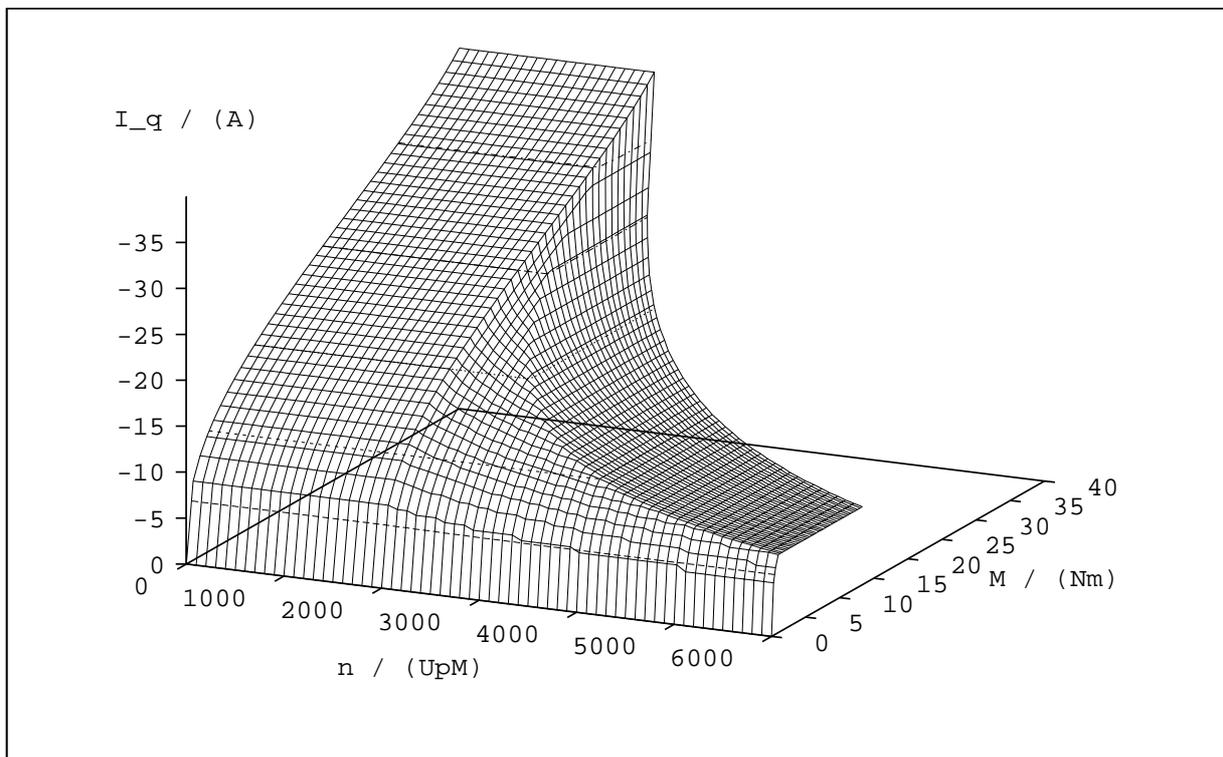


Bild 3.10: Sollwert des q-Stroms

Die Darstellung des Gesamtstroms zeigt, daß der Strom im gesamten Drehmoment-/Drehzahlbereich etwa linear mit dem geforderten Drehmoment (Ankerstellbereich) bzw. der Leistung (Feldschwächbereich) wächst. Dies läßt auf ein günstiges Verhalten des Wirkungsgrads im Betriebsbereich schließen. Die später ausgeführten Messungen bestätigen diese Vermutung.

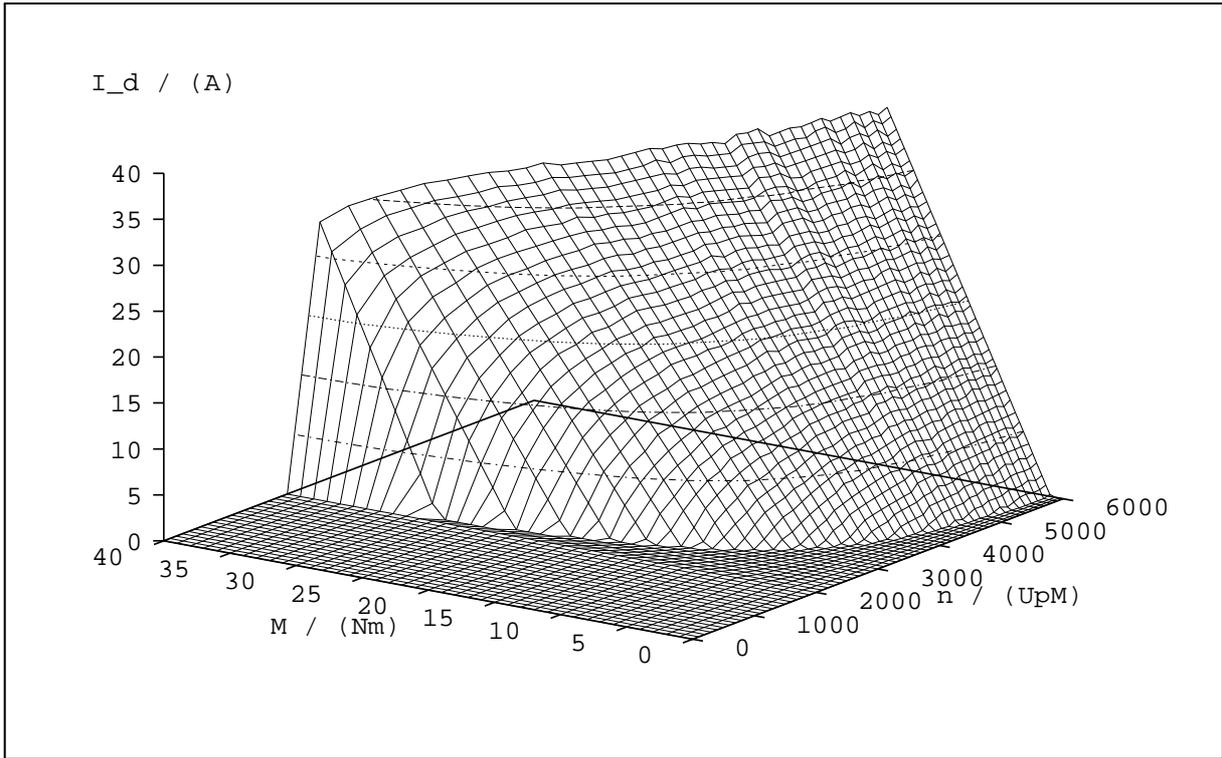


Bild 3.11: Sollwert des d-Stroms

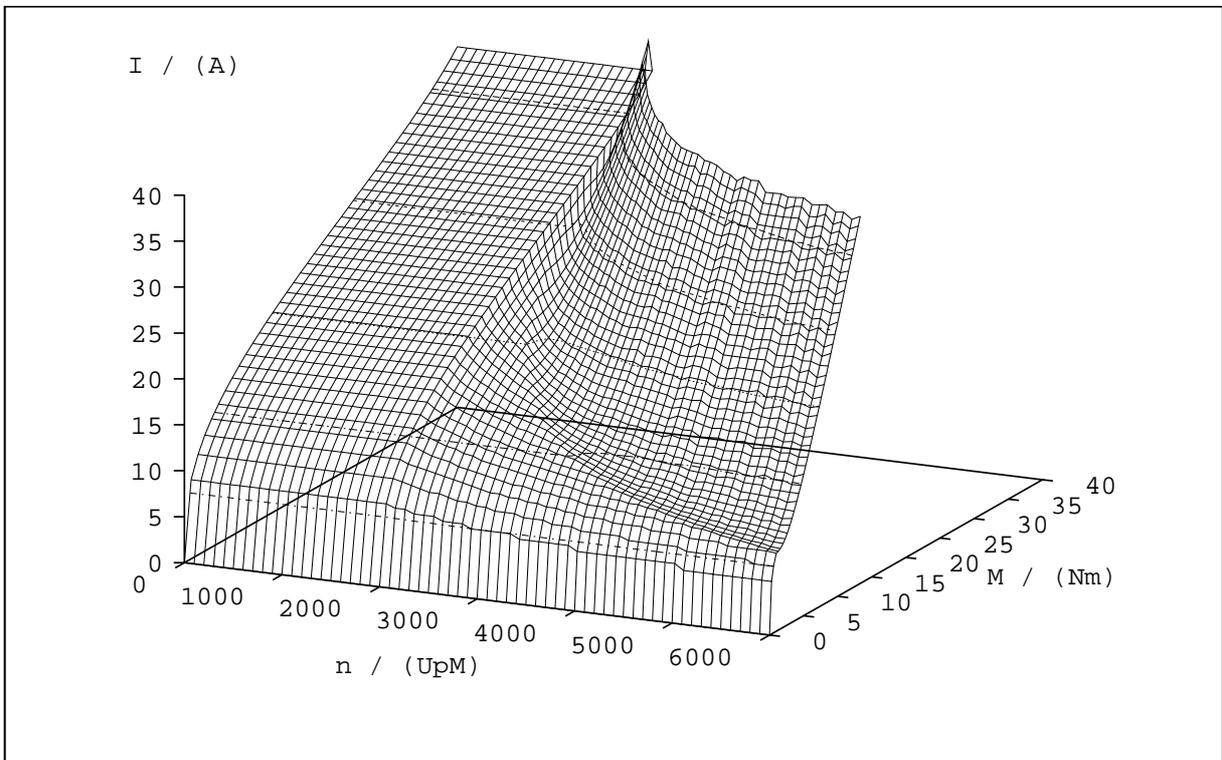


Bild 3.12: Amplitude des Gesamtstroms

# Kapitel 4

## Optimierte Auslegung des Prototypen

Die zwei vorangegangenen Kapitel stellen die Gleichungen zur Verfügung, die zur mathematischen Beschreibung der Maschine erforderlich sind. Damit kann die Auslegung einer Maschine entsprechend den anfangs gestellten Forderungen begonnen werden. Für die weitere Behandlung des Prototypen und um später den Vergleich mit Meßergebnissen zu vereinfachen, wird am Ende des Kapitels eine umfassende Übersicht der Maschinenparameter und der daraus errechneten Maschinenkenndaten gegeben.

### 4.1 Vorgehensweise bei der Maschinenauslegung

Die Auslegung stellt meist einen Kompromiß zwischen der optimalen Erfüllung von Einzelanforderungen dar, da die Veränderung eines Maschinenparameters (z.B. Länge, Polpaarzahl, Luftspaltradius) in der Regel einige Maschinenkenndaten (z.B. Wirkungsgrad, Gewicht, Drehmoment) günstig, andere (z.B. Kosten, Aufwand) dagegen ungünstig beeinflusst. Bei den Anforderungen kann unterschieden werden zwischen Daten, die strikt einzuhalten sind, und Zielen, denen möglichst nahe gekommen werden soll. Bei den Daten handelt es sich in der Regel um Größen wie Leistung oder Drehmoment, für die Zahlenwerte vorgegeben werden. Die Ziele können als Forderung nach einem „möglichst hohen Wirkungsgrad“ oder „möglichst geringen Gewicht“ formuliert werden. Bei diesen je nach Anwendung stark variierenden Daten und Zielen kann es sich beispielsweise um Maschinenkenndaten wie Wirkungsgrad, Gewicht oder auch Pendelmoment, Geräusch, Überlastbarkeit und nicht zuletzt die Kosten handeln.

Im Rahmen des Entwurfsvorgangs wird zweckmäßigerweise der Einfluß der in Grenzen frei wählbaren Maschinenparameter auf die Erfüllung der Forderungen dokumentiert. Anhand dieser Dokumentation trifft man schließlich die Entscheidung für eine bestimmte Kombination von Maschinenparametern. Um nicht zu einer unübersichtlichen Vielzahl von Diagrammen und funktionalen Zusammenhängen zu gelangen, ist es empfehlenswert, Gruppen von weitgehend entkoppelten Parametern zu suchen. Dies geschieht mit Hilfe einer Matrix, welche die wesentlichen gegenseitigen Beeinflussungen veranschaulicht.

Um die Einflüsse klar dokumentieren zu können, dürfen stets nur ein bis zwei Maschinenparameter gleichzeitig geändert werden. Die anderen Parameter werden dabei festgehal-

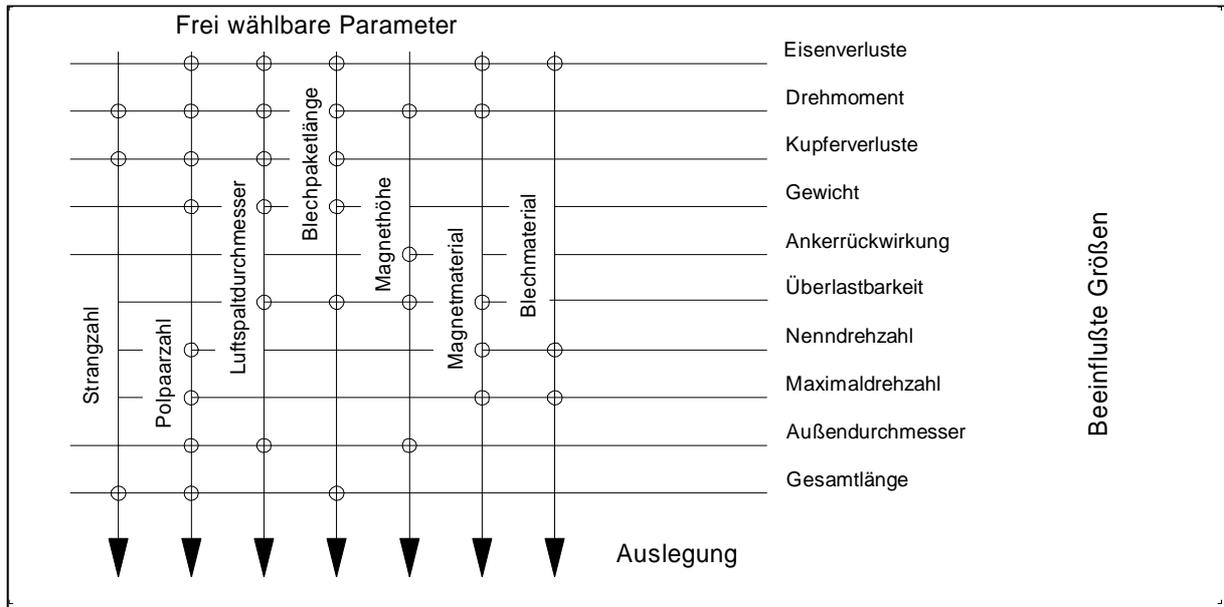


Bild 4.1: Gegenseitige Beeinflussung von Maschinenparametern

ten. Auf diese Weise soll im Folgenden der Entwurfsprozeß erläutert werden, der zu dem vorliegenden Prototypen führte.

## 4.2 Anforderungen

Voraussetzung für die Auslegung ist die genaue Kenntnis der Anforderungen, die der Antrieb zu erfüllen hat. Entsprechend Kapitel 1 sind die dort formulierten Forderungen, die sich speziell aus dem Einsatz im Autarken Hybrid ergeben, strikt einzuhalten.

### Drehzahlbereich:

Nenndrehzahl                      2000 UpM              Höchstdrehzahl      6000 UpM

### Dauerbetrieb:

Nenndrehmoment                38.2 Nm              Nennleistung              8.0 kW

### Kurzzeitbetrieb:

Maximaldrehmoment            76.4 Nm              Maximalleistung        16.0 kW

### Abmessungen:

Gesamtlänge                      80 mm              Durchmesser              230 mm

Neben diesen festen Daten sind noch die Ziele zu definieren, denen „möglichst nahe gekommen werden soll“. Im vorliegenden Fall ist ein möglichst hoher Wirkungsgrad im gesamten Drehmoment-/Drehzahlbereich bei gleichzeitig geringstem Gewicht anzustreben. In bestimmten Fällen kann es sinnvoll sein, ein Gütefunktional zu definieren, dessen Wert ein Extremum annehmen soll [27].

## 4.3 Materialauswahl

Bevor mit der Auslegung begonnen werden kann, muß festgelegt werden, welche Eisen- und Magnetmaterialien in Betracht gezogen werden sollen. Durch Handrechnungen zeichnete sich früh ab, daß mit Ummagnetisierungsfrequenzen von 1 kHz und darüber gerechnet werden muß. Dies machte die Verwendung eines sehr dünnen Blechs notwendig, um die Wirbelstromverluste gering zu halten. Da anfangs der Herstellungsprozeß des Blechpakets nicht klar war, mußte die Blechdicke so gewählt werden, daß der Blechschnitt notfalls durch Stanzen hergestellt werden kann. Um die Eisenverluste vor allem bei hohen Frequenzen gering zu halten und gleichzeitig Stanzen zu ermöglichen, wurde zunächst ein Hochfrequenzblech mit einer Stärke von 0.2 mm ausgewählt. Dieses Material konnte auch nach genauer Kenntnis der Eisenverluste beibehalten werden [28].

Das Magnetmaterial sollte eine hohe Remanenzinduktion und gleichzeitig bei erhöhten Temperaturen eine ausreichende Sicherheit gegen Entmagnetisierung bieten. Aufgrund der Außenläuferbauweise konnte beim Prototypen von einer erheblich besseren Kühlung ausgegangen werden, als sie bei konventionellen Innenläufermaschinen vorliegt. Da bei diesen Maschinen überdies höhere Gegenfelder als beim Prototypen auftreten, kann das bei diesen Maschinen verwendete Material (370HR Vacuumschmelze) problemlos auch für diese Anwendung verwendet werden. Da die Remanenzinduktion ebenfalls ausreichend ist, entschied man sich für diesen Werkstoff [29].

Um bei der Wicklung einen möglichst hohen Füllfaktor zu erreichen, war zunächst ein Rechteckdraht vorgesehen. Mit diesem Draht wäre bis zu 85% Kupferanteil bezogen auf die unisolierte Nutfläche erreichbar gewesen. Damit bei hohen Frequenzen der Wechselstromwiderstand nicht mehr als 25% des Gleichstromwiderstands beträgt, durfte die Drahthöhe 0.5 mm nicht überschreiten. Ein speziell angefertigter Draht mit diesen Eigenschaften ließ sich jedoch nicht verarbeiten [30]. Man entschloß sich daher, einen Runddraht mit 0.75 mm Durchmesser zu verwenden. Mit dieser Lösung erreicht man einen Füllfaktor von immerhin noch 65% [31].

## 4.4 Handrechnung

Einen ersten Überblick, wie die Aufgabe zu lösen ist, verschafft man sich durch einige Handrechnungen [32]. Ferner dienen sie dazu, für die Maschinenparameter Bereiche anzugeben, auf deren Basis die oben beschriebene Parametervariation durchgeführt werden kann. Der Handrechnung liegen sehr einfache Gleichungen zur Drehmoment- und Verlustbestimmung zugrunde. Um das geforderte Drehmoment in dem geringen Bauraum erzeugen zu können, wird ein möglichst großer Luftspaltradius angestrebt. Erste Anhaltswerte für die Wahl von Modul- und Polpaarzahl erhält man aus [13] und [14]. Diesen Arbeiten können auch Hinweise zu der zu erwartenden Induktionsverteilung, der Zahnkopfgeometrie und der Wahl der Modul- und Polbedeckungsfaktoren entnommen werden. Mit Hilfe von Handrechnungen auf Basis dieser Anhaltswerte können bereits einige wichtige Aussagen getroffen werden:

- Wenn der Bauraum gut genutzt wird (d.h. der Luftspaltradius liegt möglichst weit außen), lassen sich sogar Drehmomente erzeugen, die bei 100 Nm liegen und selbst den Überlastbereich gut abdecken.

- Auch bei intensiver Ausnutzung des Bauraums durch aktives Material bleibt die aktive Masse unter 10 kg; mit Trägerkonstruktion sind ca. 15 kg zu erwarten.
- Da die Gesamtmasse unter der vergleichbarer Antriebe mit Getriebeuntersetzung liegt [33], wird bei der Auslegung vor allem auf einen hohen Wirkungsgrad geachtet.

## 4.5 Rotorpolpaarzahl

Um den Einfluß der Polpaarzahl korrekt zu erfassen, muß zwischen Maschinen mit  $2p < Z$  und  $2p > Z$  unterschieden werden. Bei Rotoren von Maschinen mit  $2p > Z$  sind die Magneten in der Regel fast so breit wie die Rotorpolteilung; die Magneten stoßen direkt aneinander.

Die Polpaarzahl steht über die geforderte Drehzahl in direktem Zusammenhang mit der Frequenz und den Eisenverlusten. Ferner hat sie direkten Einfluß auf die Jochdicken. Je höher die Polpaarzahl ist, desto geringer ist der Fluß, der vom einzelnen Permanentmagneten erzeugt wird. Da sich dieser Fluß in zwei gleichen Hälften zu beiden Seiten aufteilt und über das Rotorjoch schließt, kann – konstante Induktion im Joch vorausgesetzt – das Joch bei steigender Polzahl dünner ausgeführt werden. Berücksichtigt man, daß im vorliegenden Fall der Außendurchmesser vorgegeben ist, wird deutlich, daß der Luftspaltradius im gleichen Maße zunehmen kann, in dem die Rotorjochdicke abnimmt. Durch den in der Drehmomentformel (2.36 bzw. 2.37) gezeigten quadratischen Zusammenhang von Luftspaltradius und Drehmoment erkennt man, daß bei der Vorgabe eines maximalen Außendurchmessers das von der Maschine entwickelte Drehmoment bei zunehmender Polpaarzahl ansteigt.

Bei einer MDM nimmt die Modulzahl mit der Rotorpolpaarzahl zu, wenn auch keine direkte Proportionalität vorliegt (Bild 2.6). Deshalb sind zahlreiche andere Größen wie Nutbreite, Wickelkopflänge und Maschinenlänge ebenfalls von der Polpaarzahl abhängig, wenn auch in geringerem Maße. Soll bei zunehmender Modulzahl der über den Umfang gemittelte Strombelag konstant bleiben, nimmt mit der Modulbreite auch die Nutbreite ab. Der Wickelkopf wird dadurch in Umfangsrichtung kürzer, was durch die abnehmende Zahnbreite bedingt ist. Zusätzlich nimmt die axiale Ausdehnung der Wickelköpfe ab. Da die Nuten jedoch meist relativ schmal sind, fällt dies absolut kaum ins Gewicht. Beide Einflüsse wirken sich – vor allem bei kurzen Maschinen – in reduzierten Wicklungsverlusten aus. Da auch die Länge der Maschine festliegt, hat die Verkürzung der axialen Wickelkopflänge Einfluß auf die Paketlänge. Diese geht – wenn auch nur linear – in die Drehmomentformel ein. Man kann zusammenfassend festhalten, daß bei gegebenen Außenmaßen eine Zunahme der Rotorpole mit einer Steigerung des Drehmoments verbunden ist und andererseits zu vergrößerten Eisenverlusten führt. Um hier eine Entscheidung treffen zu können, müssen die Verluste in Abhängigkeit von der Polzahl quantifiziert werden.

Für die Graphik geht man von einer konstanten Paketlänge von 40 mm sowie einer Nuttiefe von 15 mm und einer Zahnkopfhöhe von 3 mm aus. Diese Werte ergaben sich aus der Handrechnung. Der geringe Einfluß der Polpaarzahl auf die Länge wird somit vernachlässigt. Die Nutbreite beträgt 30% der Statorzahnteilung. Der Polbedeckungsfaktor der Magneten richtet sich entsprechend [14] nach der Modulbedeckung. Um die Streuung des von den Permanentmagneten erzeugten Feldes gering zu halten, wird die Magnetbreite gleich der Modulbreite gewählt. In Anlehnung an ausgeführte Maschinen [13] wird die

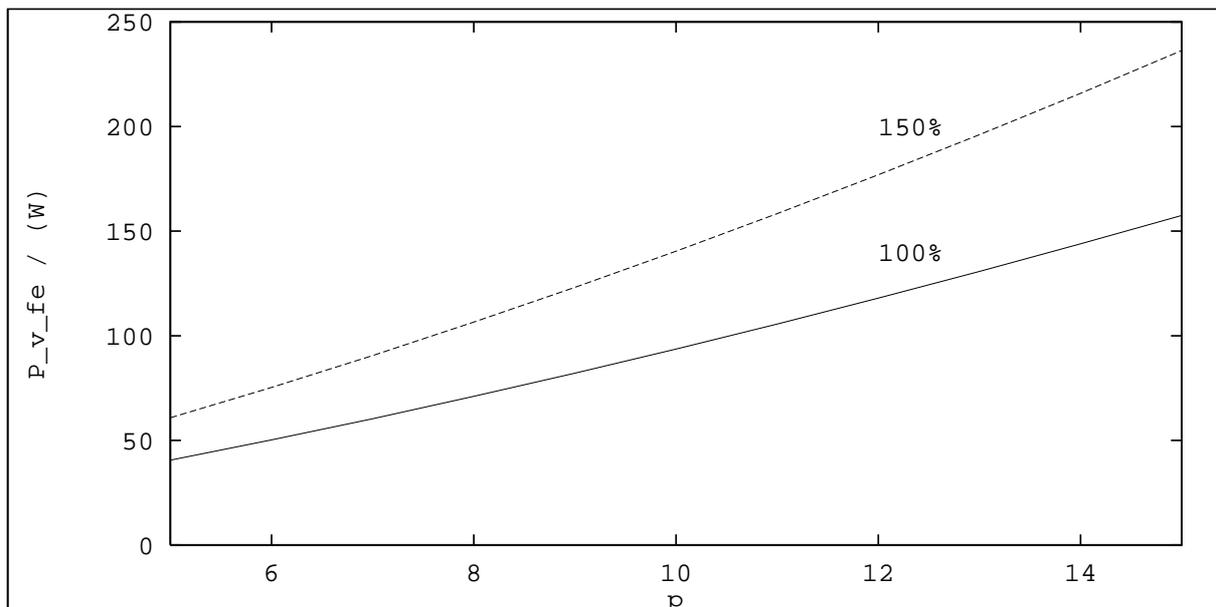


Bild 4.2: Abhängigkeit der Eisenverluste von der Polpaarzahl

Modulbedeckung zu 90% der Modulteilung gewählt. Für die Jochhöhe werden 80% der halben Magnetrückbreite angesetzt. Bei diesem Wert können die Joche den Magnetfluß führen, ohne daß eine Sättigung des Materials einsetzt (Abschnitt 4.6). Diese Werte ergeben sich als plausible Startwerte aus den anfangs durchgeführten Handrechnungen. Man erkennt, daß bei dem Entwurf für  $p=10$  die Eisenverluste bei ca. 140 W liegen. Die Kupferverluste dieses Entwurfs liegen etwa bei 120 W, so daß die Gesamtverluste – wenn ein gewisser Zuschlag für die Zusatzverluste berücksichtigt wird – unter 320 W liegen. Eine weitere Zunahme der Polzahl führt zu weiter steigenden Eisenverlusten, ohne den Luftspaltdurchmesser deutlich zu vergrößern. Modulare Dauermagnetmaschinen, die mit  $2p > Z$  ausgelegt werden, erreichen ein höheres Drehmoment und weisen höhere Eisenverluste auf als Maschinen mit  $2p < Z$ . Da für diesen Anwendungsfall nicht auf höchstes Drehmoment geachtet werden muß, wird bevorzugt eine Maschine mit  $2p < Z$  untersucht. Faßt man all diese Ergebnisse zusammen, sollte die Polpaarzahl zwischen  $p = 8$  und  $p = 12$  gewählt werden.

## 4.6 Jochstärken

Maßgebend bei der Festlegung der Jochstärken ist die Vermeidung zu hoher Induktionen, die einen unnötig hohen magnetischen Spannungsfall zur Folge haben. Hier sind es vor allem zwei Auswirkungen zu hoher Induktionen, die es zu vermeiden gilt. Erstens wird durch zu starke Sättigung der Joche die Luftspaltinduktion sinken, was das entwickelte Drehmoment herabsetzt. Zweitens führen hohe Induktionen im Statorjoch zu hohen spezifischen Eisenverlusten. Außerdem können aus einem hoch gesättigten Statorjoch Wechselfelder austreten, die in leitfähigen Materialien in der Nähe des Jochs Wirbelströme induzieren können. Um die Joche geeignet zu dimensionieren, wurden deshalb numerische Feldrechnungen für Geometrien mit unterschiedlicher Jochhöhe durchgeführt. Um einen Anhaltspunkt für sinnvolle Werte zu erhalten, kann folgende Überlegung angestellt werden: Die erforderliche Jochstärke richtet sich nach dem von den Permanentmagneten erzeugten

Fluß. Je eine Hälfte der Flusses schließt sich über das Joch zum benachbarten Magneten. Dessen Größe hängt von der Ausdehnung in Umfangsrichtung, der Magnetlänge und der Luftspaltinduktion ab. Da die Luftspaltinduktion maximal die Remanenzinduktion erreichen kann und diese deutlich niedriger liegt als die Sättigungsinduktion des Jochmaterials, muß die Jochhöhe nicht breiter sein als die halbe Ausdehnung der Magneten in Umfangsrichtung. Diese Überlegung begründet die bei der Bestimmung der Polpaarzahl getroffene Voraussetzung. Wenn angenommen wird, daß die axiale Magnet- und Jochlänge übereinstimmen, ist es zweckmäßig die Jochhöhe als Funktion der Breite des Magnetrückens anzugeben.

$$h_j = k_j \cdot \frac{\alpha_2 \tau_2}{2} \quad (4.1)$$

Es bezeichnet  $\tau_2$  die Rotorpolteilung,  $\alpha_2$  den Rotorpolbedeckungsfaktor und  $k_j$  stellt die auf die halbe Rückenbreite normierte Jochhöhe dar. Für  $k_j = 1$  ist die Jochhöhe gleich der halben Rückenbreite und die Jochinduktion entspricht annäherungsweise der Luftspaltinduktion. Wird auf Basis einer Maschine mit 20 Polen die Jochhöhe variiert, erhält man die Ergebnisse der untenstehenden Tabelle.

$k_j$	$h_j/\text{mm}$	$B_{ji}/\text{T}$	$B_{ja}/\text{T}$	$B_{zk}/\text{T}$	$P_{vfe}/\text{W}$
1.0	12.134	1.13753	1.46417	1.65397	93.61688
0.75	9.101	1.36912	1.55782	1.65222	93.03047
0.5	6.067	1.76755	1.89788	1.60620	91.87960

Es kann festgestellt werden, daß bis  $k_j \approx 0.75$  keine Abnahme der Luftspaltinduktion, die sich in der Zahnkopfinduktion  $B_{zk}$  niederschlägt, stattfindet. Das Rotorjoch sollte damit nicht dicker als es diesem Wert entspricht ausgeführt werden. Eine unnötige Verkleinerung des Luftspaltdurchmessers wäre die Folge. Das Statorjoch muß mindestens ebensodick sein, wenn eine sättigungsbedingte Abnahme der Luftspaltinduktion unterbleiben soll. Darüber hinaus stellt sich die Frage, ob bei dickeren Jochen die Eisenverluste sinken. Entsprechend der Tabelle ist dies zwar nicht der Fall; um jedoch die Induktion an der Innenseite des Statorjochs gering zu halten und austretende Streufelder zu verhindern, wurde das Statorjoch mit einer Stärke von 12 mm ausgelegt. So vermeidet man Wirbelstromverluste in einem Statorträger aus leitfähigem Material, die durch diese Streufelder erzeugt werden können.

## 4.7 Luftspalt, Magnet- und Zahnkopfgeometrie

Gemäß der einfachen Formel (4.2) ist für die Luftspaltinduktion ( $B_\delta$ ) in erster Linie die Remanenzinduktion ( $B_r$ ) und das Verhältnis von Magnethöhe ( $h_{pm}$ ) zu Luftspalthöhe ( $\delta$ ) maßgebend; die magnetischen Spannungsfälle im Eisen sind dabei vernachlässigt. Ziel ist es, eine möglichst hohe Induktion bei mechanisch vertretbarem Luftspalt und gleichzeitig nicht zu hohen Magneten zu erreichen.

$$\frac{B_\delta}{B_r} = \frac{1}{1 + \delta_{geo}/h_{pm}} \quad \mu_r = 1 \quad (4.2)$$

Bei der Festlegung des Luftspalts ist zu berücksichtigen, daß der Rotor aus gegeneinander beweglichen Einzelteilen aufzubauen ist, um die vorgestellte mechanische Feldschwächung umzusetzen. Aufgrund der Toleranzen, mit denen diese Teile gefertigt werden können, der

Herstellungstoleranzen der Magnethöhe sowie Schwankungen der Dicke von Korrosionsschutzschicht und Klebespalt durfte der Luftspalt nicht zu klein gewählt werden. Nachdem die Abweichungen geschätzt waren, legte man den Luftspalt zu 0.8 mm fest.

Wenn die Magnethöhe etwa fünfmal so groß wie der Luftspalt bemessen wird, erreicht man über 80% der Remanenzinduktion als Luftspaltinduktion. Neben der hohen Luftspaltinduktion ist eine gute Sicherheit gegen irreversible Entmagnetisierung und von der Ankerrückwirkung bedingte Wirbelstromverluste anzustreben. Für die Ankerrückwirkung ist die Summe aus Magnethöhe und Luftspalthöhe entscheidend. Um hier einen ausreichenden Sicherheitsabstand zu haben, wird die Magnethöhe so groß gewählt, daß sich im Nennpunkt nur eine Feldverzerrung von etwa 10% bezogen auf die maximale Luftspaltinduktion von ca. 1T ergibt. Mit einer Magnethöhe von 5 mm erreicht man eine ausreichende Sicherheit.

Neben der Magnetbreite ist auch die relative Polbedeckung  $\alpha_2$  (Bild 2.1) festzulegen. Hier kann man entsprechend den Untersuchungen in [14] dimensionieren. Laut [14] nimmt die Streuung zwischen den benachbarten Magneten – bei dem bereits grob bekannten Verhältnis von Magnethöhe zu Polteilung von 0.13 bis 0.19 – oberhalb einer Polbedeckung von ca. 80% stark zu. Dieser Wert sollte deshalb nicht überschritten werden.

Der Zahnkopf muß eine Führung des magnetischen Feldes zum Zahn ermöglichen und die Streuung des permanentmagnetisch erregten Feldes gering halten. Gleichzeitig kann über die Nutschlitzstreuung die Maschinenstreuinduktivität maßgeblich beeinflusst werden.

Um die Feldlinien, die aus dem Magneten austreten, zum Zahn zu führen, ist eine ausreichende Höhe des Zahnkopfes erforderlich. Die Höhe ist so auszulegen, daß der Fluß im Zahn nicht durch Sättigung im Zahnkopfbereich reduziert wird. Stark vereinfachend kann angenommen werden, daß der Zahnkopf die Feldlinien aus ihrer radialen Ausrichtung, mit der diese aus dem Magneten austreten, in eine tangentielle Richtung umlenkt. Im Zahn werden die Feldlinien schließlich wieder in eine radiale Richtung gelenkt. Mit dieser Betrachtung kann festgestellt werden, daß der Zahnkopf dann ausreichend dimensioniert ist, wenn die Zahnkopfhöhe gleich der Auskrugung des Zahnkopfes ist. Läßt man gedanklich die Zahnbreite gegen null gehen, entspricht die Auskrugung gerade der halben Magnetbreite, da festgelegt wurde, daß die Zahnkopfbreite gleich der Magnetbreite sein soll. Die Zahnkopfhöhe würde dann der halben Magnetbreite entsprechen, was in völliger Analogie zu den Überlegungen bei der Jochstärke steht. Die dort angestellten Berechnungen zeigen, daß man mit dieser Vorgehensweise sicher eine ausreichende Zahnkopfhöhe erhält. Die Zahnkopfhöhe wird (anhand dieser Beziehung) deshalb erst bestimmt, nachdem die Nutbreite und der Nutschlitz festgelegt wurden.

Für die Auslegung der Zahnkopfbreite (d.h. des Modulbedeckungsfaktors  $\alpha_1$  (Bild 2.1)) können wieder Hilfestellungen aus [14] entnommen werden. Mit der Luftspalthöhe von 0.8 mm und der bereits grob festliegenden Modulzahl von  $Z = 15 \dots 25$  kann der Modulbedeckungsfaktor bis etwa 90% erhöht werden, ohne eine Streuung von mehr als etwa 5% in Kauf nehmen zu müssen.

Die Auslegung von Rotorpol- und Modulbedeckungsfaktor stehen in enger Verbindung, da nach [14] die geringste Streuung erreicht wird, wenn die Magnetbreite mit der Zahnkopfbreite übereinstimmt. Entsprechend den oben ermittelten Ergebnissen sollte die Rotorpolbedeckung bei ca. 80% liegen; die Modulbedeckung sollte etwa 90% betragen. Da entsprechend den Handrechnungen eine Maschine mit  $2p < Z$  favorisiert wird, können die

drei Bedingungen gut in Einklang gebracht werden.

Neben diesen Aspekten, welche die Streuung des magnetischen Feldes betreffen, muß der Einfluß der Nutschlitzstreuung auf die Maschineninduktivität beachtet werden. Die Induktivitäten führen einerseits zu einer erwünschten Glättung des Stroms. Ziel sollte eine maximale Welligkeit von ca. 5% sein. Andererseits kann der Spannungsabfall bei hohen Frequenzen so groß werden, daß der von der Regelung vorgegebene Strom nicht mehr eingepreßt werden kann, da keine Spannungsreserve mehr vorliegt. Es muß deshalb gewährleistet sein, daß in allen Betriebspunkten der geforderte Strom getrieben werden kann. Ob diese Bedingungen erfüllt sind, wird erst bei der Wicklungsauslegung geprüft. Sollten sie nicht eingehalten werden, müssen Anpassungen am Nutschlitz erwogen werden.

## 4.8 Strangzahl

Am einfachsten erklärt sich der Einfluß der Strangzahl auf das Drehmoment, wenn man annimmt, daß nur ein Zahn von Strom durchflossen wird. Da entsprechend dem Funktionsprinzip einer MDM die Stator- und Rotorpolteilung unterschiedlich sein müssen, entsteht ein Bereich, im dem keine Flußänderung stattfindet [13][34].

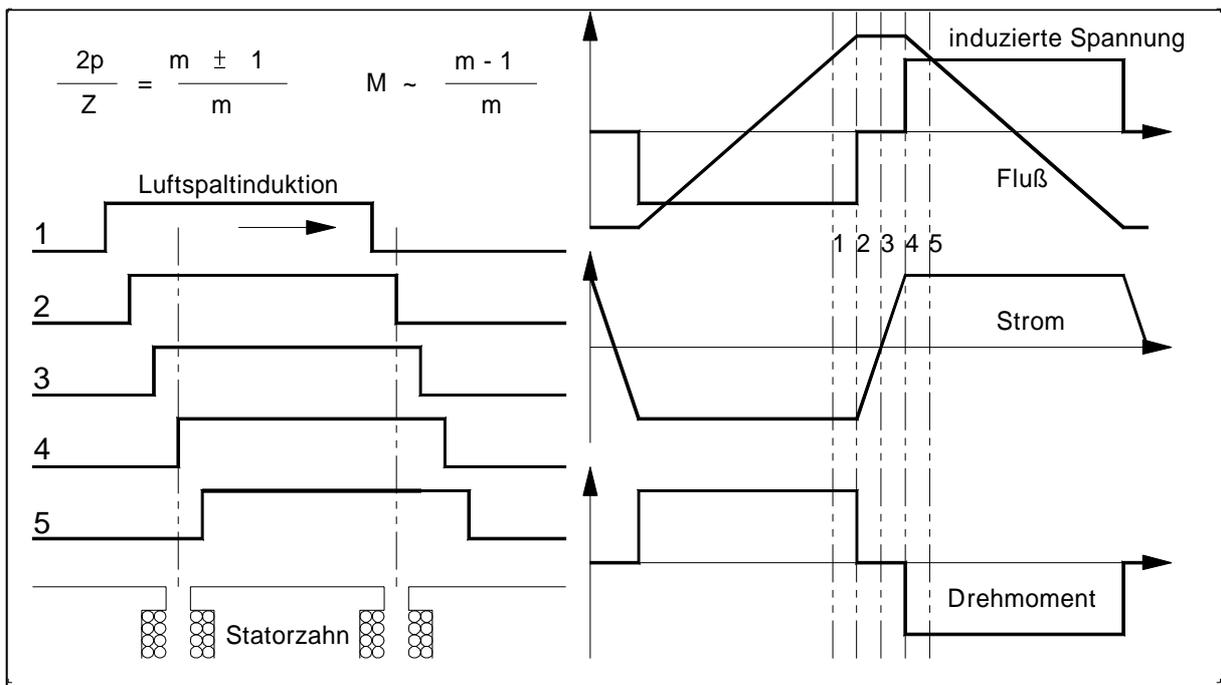


Bild 4.3: Einfluß der Strangzahl auf das spezifische Drehmoment

Da in diesem Bereich keine Spannung induziert wird, kann keine Leistung umgesetzt und kein Drehmoment aufgebaut werden. Die Größe dieses Bereichs hängt vom Unterschied zwischen den beiden Polteilungen ab. Dieser wird am geringsten, wenn der Unterschied zwischen der Anzahl der Statorzähne und jener der Rotorpole eins bzw. zwei beträgt; je nachdem ob es sich um eine gerade oder ungerade Anzahl von Statorzähnen handelt. Damit wird nach  $2p/Z = (m \pm 1)/m$  die Strangzahl gleich der Modulzahl im Stator. Da MDMs in der Regel hochpolig – ( $p=10$ ) oder sogar deutlich höher – ausgeführt werden, um Gewicht zu sparen (Abschnitt 4.5), würde dies zu extrem großen Strangzahlen führen,

die einen sehr großen Aufwand beim Wechselrichter nach sich ziehen. Um die Ansteuerung des Wechselrichters einfach zu halten, sollte auf handelsübliche Bausteine (ICs) zur Erzeugung des Pulsmusters zurückgegriffen werden. Diese integrierten Schaltkreise (IC) stellen die Signale für drei um  $120^\circ$  verschobene Spannungen dar. Somit war die Anzahl der verfügbaren Strangzahlen auf die Vielfachen von drei reduziert, was aber genug Spielraum zur Optimierung läßt. Die Modulzahl kann so ebenfalls nur Vielfache von drei annehmen; bei bestimmten Modulzahlen besteht die Möglichkeit, unterschiedliche Strangzahlen zu realisieren. In der untenstehenden Tabelle wird für einige Modulzahlen der gemäß der obigen Formel errechnete Wert des Drehmoments relativ zum Drehmoment, das bei unendlich hoher Strangzahl erreicht wird, angegeben.

$Z$	3	6	9	12	15	18	21	24	27	$\infty$
$M/M_\infty$	0.667	0.833	0.889	0.917	0.933	0.944	0.952	0.958	0.963	1.000
$N_{IC}$	1	1	3	2	5	3	7	4	9	$\infty$

Da der Prototyp vor allem einen hohen Wirkungsgrad besitzen soll und die Zunahme des Drehmoments durch Erhöhen der Strangzahl nicht mit steigenden Verlusten verbunden ist, ist es erstrebenswert, dem Maximum möglichst nahe zu kommen. Bei einer Strangzahl von  $m'=12$  nähert man sich bis auf knapp über 8% an diesen theoretischen Maximalwert an. Ferner reichen zwei konventionelle PWM-Bausteine ( $N_{IC} = 2$ ) aus, um eine zwölfsträngige Maschine zu versorgen. Man verwendet dazu zwei dreiphasige Systeme, die um  $30^\circ$  elektrisch gegeneinander versetzt sein müssen. Wenn man den Aufwand für einen dritten Baustein ( $N_{IC} = 3$ ) in Kauf nimmt, erreicht man ein um etwa 3% höheres Drehmoment. Da die fertigungsbedingten Schwankungen der Remanenzinduktion sowie die Toleranzen des geometrischen Luftspalts einen größeren Einfluß auf das Drehmoment haben, bietet das zwölfphasige System das beste Verhältnis von Aufwand zu Nutzen.

Aus Abschätzungen zur Rotorpolzahl, den Eisenverlusten und dem realisierbaren Luftspaltdurchmesser ergibt sich, daß die Rotorpolpaarzahl bei etwa  $p=10$  liegen sollte. Zu einem Rotor mit 20 Polen kann ein Stator mit einer Zahnzahl von  $Z=24$  und  $p'=2$  ausgeführt werden. Dies führte zur Entscheidung, den Prototyp mit  $m'=12$  aufzubauen.

## 4.9 Radius- / Längenoptimierung

Vor dem Beginn der Überlegungen soll angenommen werden, daß eine Maschine besteht, welche die Entwurfsaufgabe erfüllt. Beispiele, wie man zu dieser Maschine kommen kann, werden in Abschnitt 4.4 vorgestellt. Die Maschinentheorie erlaubt dann die Berechnung des Leiterstroms  $I_{le}$ , den die Maschine hierzu aufnehmen muß. Über die ebenfalls bekannten Querschnitte der Kupferleiter können daraus die Kupferverluste bestimmt werden. Mit Hilfe einer Berechnung des magnetischen Kreises – vorzugsweise mit Hilfe von FEM-Programmen – können die Eisenverluste der Maschine ermittelt werden. Andere Verlustarten, wie Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten, werden nicht berücksichtigt, da sie unbedeutend sind, wenn man geeignete Maßnahmen zur Unterdrückung von Zusatzverlusten anwendet.

Ausgehend von dieser weitgehend beliebigen Bezugsmaschine, soll nun geprüft werden, wie sich eine Veränderung von Luftspaltradius und -länge auf die Verluste auswirkt. Die Maschine wird dabei gewissermaßen einer zentrischen bzw. axialen Streckung unterworfen. Dabei wird vorausgesetzt, daß das zu entwickelnde Drehmoment sowie das geforderte

Drehzahlprofil konstant bleiben. Von Interesse ist nun, wie man einen einfachen Formelzusammenhang zwischen den Verlusten der Bezugsmaschine und denen einer nur hinsichtlich Länge und Radius veränderten Maschine erhalten kann.

### 4.9.1 Einfluß auf die Eisenverluste

Wenn Magnetfeldverzerrungen an den Stirnseiten der Maschine außer Acht bleiben, kann man sich auf eine zweidimensionale Feldberechnung beschränken. Damit ist die Feldverteilung unabhängig von der Größe der Maschine. Dies ist einleuchtend, wenn man sich vor Augen hält, daß das Feldlinienbild unabhängig von der konkreten Maschinengröße ist. Damit sind auch die spezifischen Eisenverluste im Blechpaket konstant. Die absoluten Eisenverluste sind dann nur eine Funktion der Eisenmasse. Diese nimmt quadratisch mit dem Radius und linear mit der Paketlänge zu. Als Formel lautet die Abhängigkeit von der Länge:

$$P_{vfe}(l) = P_{vfe}(l_0) \cdot \frac{l}{l_0} \quad (4.3)$$

oder auch:

$$P_{vfe}(l) = P_{vfe}(l_0) \cdot k_l \quad \text{mit} \quad k_l := \frac{l}{l_0} \quad (4.4)$$

Bei einer Streckung der Maschine in Radialrichtung sind die Zusammenhänge ganz ähnlich. Für die Abhängigkeit vom Radius ergibt sich der Zusammenhang:

$$P_{vfe}(r) = P_{vfe}(r_0) \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^2 \quad (4.5)$$

bzw:

$$P_{vfe}(r) = P_{vfe}(r_0) \cdot k_r^2 \quad \text{mit} \quad k_r := \frac{r}{r_0} \quad (4.6)$$

Das Vorgehen kann man sich nochmals leicht anhand der Wirkung der Streckung auf ein Diskretisierungselement verdeutlichen. Das Volumenelement der Magnetfeldberechnung ist gegeben durch  $\delta V = \delta l \cdot \delta r \cdot r \delta \varphi$ . Der Einfluß der Länge ist linear; der Radius geht dagegen quadratisch ein. Damit erhält man durch Zusammenfassung beider Abhängigkeiten:

$$P_{vfe}(l, r) = P_{vfe}(l_0, r_0) \cdot k_l \cdot k_r^2 \quad (4.7)$$

Dabei sind  $P_{vfe}(l_0, r_0)$  die für die Startgeometrie bestimmten Eisenverluste.

Diese Formeln gestatten auf einfache Weise die Berechnung der Eisenverluste für beliebige Längen bzw. Radien, solange die Form des Querschnitts gleich ist.

### 4.9.2 Einfluß auf die Kupferverluste

Bei voraussetzungsgemäß konstanter Leistung und Drehzahl müssen bei Variation von Länge bzw. Radius die Ströme angepaßt werden, um ein konstantes Drehmoment zu erhalten. Im Gegensatz zu den Eisenverlusten kann bei den Kupferverlusten ein Zusammenhang, der nur die Verluste der Startmaschine und die Streckungsfaktoren enthält, nicht

angegeben werden. Der Grund liegt darin, daß sich die Wicklungslänge aus zwei Teilen (Nutbereich, Wickelkopf) zusammensetzt, die sich nicht gleichförmig mit der Länge bzw. dem Radius verändern. Statt dessen wird der Einfluß der Streckungsfaktoren in der Formel der Kupferverlustberechnung eingerechnet:

$$P_{v\,cu} = Z \cdot I_{le}^2 \cdot \rho \frac{w' l_{wick}}{A_{cu}} \quad (4.8)$$

Dabei sind  $Z$  die Modulzahl,  $I_{le}$  der Leiterstrom,  $w'$  steht für die Windungszahl eines Moduls,  $l_{wick}$  ist die mittlere Windungslänge um einen Zahn und  $A_{cu}$  ist der Kupferquerschnitt des Drahtes. Zuerst wird die Anpassung des Stroms bei Geometrieänderungen, anschließend der Einfluß auf die Wicklungslänge und den Drahtquerschnitt behandelt. Da das Drehmoment direkt proportional zum Strom ist (4.9)– Abweichungen von dieser Regel wegen Sättigung sind vernachlässigt – kann die im Leiterstrom erforderliche Veränderung leicht angegeben werden.

$$M = a_{eff} \cdot \overline{B} \cdot A_\delta \cdot r \quad \text{mit} \quad a_{eff} \sim I_{le} \quad \text{und} \quad A_\delta = 2\pi r \cdot l \quad (4.9)$$

Hier gilt:  $a_{eff}$ : Effektivwert des Strombelags;  $\overline{B}$ : Mittelwert der Induktion;  $A_\delta$ : Luftspaltfläche. Steigt die Maschinenlänge, so nimmt auch die drehmomentbildende Luftspaltfläche proportional zu. Der Strom muß somit umgekehrt proportional zur Länge sein. Mit dem Radius steigt neben der Luftspaltfläche auch der Hebelarm an. Der Strom ist daher umgekehrt proportional zum Quadrat des Radius anzupassen.

$$I_{le}(r, l) = I_{le}(r_0, l_0) \cdot \frac{1}{k_l} \cdot \frac{1}{k_r^2} \quad (4.10)$$

Die Wicklungslänge setzt sich zusammen aus einer axialen Länge  $l_{ax}$  und der Länge des Wickelkopfs mit seiner Ausdehnung in Umfangsrichtung  $l_{um}$ . Die axiale Komponente ist linear von  $k_l$  abhängig, wogegen  $l_{um}$  linear von  $k_r$  abhängt.

$$l_{wick} = 2(l_{ax} + l_{um}) \quad \text{mit} \quad l_{ax}(l) = l_{ax}(l_0) k_l \quad \text{und} \quad l_{um}(r) = l_{um}(r_0) k_r \quad (4.11)$$

Die Nutfläche ist quadratisch mit dem Radius gekoppelt. Dabei wird ein konstanter Füllfaktor und eine unveränderte Windungszahl vorausgesetzt. Es soll nicht angenommen werden, daß durch veränderte Dimensionen unterschiedliche Herstellungsverfahren für die Wicklung und damit unterschiedliche Füllfaktoren vorliegen. Ferner kann nicht berücksichtigt werden, daß die Drähte nur in diskreten Abmessungen verfügbar sind. Damit gilt auch für den Kupferquerschnitt:

$$A_{cu}(r) = A_{cu}(r_0) \cdot k_r^2 \quad (4.12)$$

Nun können die einzelnen Abhängigkeiten der Komponenten in (4.8) eingesetzt werden.

$$P_{v\,cu} = Z \cdot \left( I_{le}(l_0, r_0) \frac{1}{k_l} \frac{1}{k_r^2} \right)^2 \cdot \rho \frac{w' 2(l_{ax}(l_0) k_l + l_{um}(r_0) k_r)}{A_{cu}(r_0) k_r^2} \quad (4.13)$$

Anschließend kann die Abhängigkeit der Kupferverluste von Radius- und Längenänderung sowie den Kupferverlusten der Bezugsmaschine angegeben werden. Man erkennt den starken Einfluß des Radius auf die Kupferverluste.

$$P_{v\,cu} = P_{v\,cu}(l_0, r_0) \cdot \frac{k_l + s_{lr} k_r}{1 + s_{lr}} \cdot \frac{1}{k_l^2 k_r^4} \quad (4.14)$$

Darin bezeichnet  $s_{lr}$  das in der Bezugsmaschine vorliegende Verhältnis des in Umfangsrichtung liegenden Teils der Windungen zu dem Anteil, der in der in axialer Richtung liegt.

$$s_{lr} = \frac{l_{ax}(r_0)}{l_{um}(l_0)} \quad (4.15)$$

Ausgehend von der Bezugsmaschine können mit Hilfe eines Programms die jeweils zu einem bestimmten Radius und einer bestimmten Länge gehörigen Verluste errechnet werden.

### 4.9.3 Minimierung der Gesamtverluste

Basierend auf diesen Formeln kann die Geometrie der Bezugsmaschine einer Variation von Länge und Radius unterworfen werden. So können beispielsweise die Länge und der Radius berechnet werden, bei denen sich die geringsten Gesamtverluste ergeben. Weiter kann man für einen festen Radius die Länge mit den geringsten Gesamtverlusten bestimmen oder umgekehrt.

Diese drei Möglichkeiten sollen für den Fall, daß als Bezugsmaschine der Prototyp gewählt wird, vorgeführt werden. Aus der Eisenverlustberechnung für den Maschinenquerschnitt folgt ein Wert von  $P_{vfe}(l_0, r_0) \approx 100$  W. Um Bearbeitungszuschläge zu berücksichtigen wird die Rechnung mit einem angenommenen Wert von 150 W für die Eisenverluste durchgeführt. Zum Drehmomentaufbau bedarf es eines Stromes, der Kupferverluste von ca. 120 W zur Folge hat. Mit diesen Werten können nun die Formeln (4.7) und (4.14) ausgewertet werden.

1. Als absolut optimale Geometrie erhält man eine Maschine mit ca. 150 mm Radius und einer Länge von ca. 16 mm. Die Verluste betragen dann:

$$\begin{aligned} r_{opt} &= 152.388 \text{ mm} & P_{vcuopt} &= 74.889 \text{ W} \\ l_{opt} &= 15.000 \text{ mm} & P_{vfeopt} &= 122.897 \text{ W} \\ & & P_{vgesopt} &= 197.786 \text{ W} \end{aligned}$$

Zunächst überrascht die geringe Maschinenlänge, die ja zusammen mit dem großen Radius einen hohen Kupferverlustanteil in den Wickelköpfen bedeutet. Andererseits muß beachtet werden, daß aufgrund des großen Radius nur noch wenig Strom zur Drehmomentbildung nötig ist und dieser Strom große Nutquerschnitte zur Verfügung hat. Dieses Ergebnis zeigt bereits deutlich, daß der Radius der Maschine innerhalb des verfügbaren Bauraums so groß wie möglich gewählt werden sollte.

2. Der maximale Außenradius von 115 mm (Abschnitt 4.2) und die einzuhaltenden Rotorjochhöhen gestatten jedoch nur einen maximalen Luftspaltradius von (etwa) 100 mm. Es ist darum die Frage zu stellen, mit welcher Maschinenlänge sich die geringsten Gesamtverluste bei diesem Radius ergeben. Die Berechnung ergibt als günstigste Länge einen Wert von ca. 40 mm. Diese Paketlänge kann in der maximalen Gesamtlänge von 80 mm realisiert werden. Die Ergebnisse der Optimierung unterscheiden sich damit kaum von denen der Bezugsmaschine.

$$\begin{aligned} r_{opt} &= 100.000 \text{ mm} & P_{vcuopt} &= 94.927 \text{ W} \\ l_{opt} &= 34.000 \text{ mm} & P_{vfeopt} &= 127.500 \text{ W} \\ & & P_{vgesopt} &= 222.427 \text{ W} \end{aligned}$$

3. Schließlich kann man nach dem Radius fragen, der bei einer Paketlänge von 50 mm, dem maximal ausführbaren Wert, zu den geringsten Verlusten führt. Es ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 r_{opt} &= 91.000 \text{ mm} & P_{v_{cu}opt} &= 80.928 \text{ W} \\
 l_{opt} &= 50.000 \text{ mm} & P_{v_{fe}opt} &= 155.269 \text{ W} \\
 & & P_{v_{ges}opt} &= 236.197 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Die geringen Unterschiede der Gesamtverluste lassen auf flache Minima in den Kurven schließen, welche die Gesamtverluste in Abhängigkeit von Länge und Radius wiedergeben. In den folgenden beiden Darstellungen (Bilder 4.4,4.5) werden diese Kurven angegeben. Auffällig und relevant für den Entwickler ist einerseits, daß sich auch für Längen und Radien, die sich bereits weit vom absoluten Optimum entfernt befinden, ein zugehöriger Radius bzw. eine Länge finden lassen, bei denen die Gesamtverluste der Maschine ein Minimum darstellen. Dies gilt auch für die Kurven, deren Minimum nicht mehr im dargestellten Bereich liegt. Dabei ist wichtig, daß diese Minima nur unwesentlich höher liegen als im absoluten Optimum. Andererseits fällt auf, daß bei einer ungünstigen Kombination der Werte durchaus sehr hohe Gesamtverluste resultieren können. Der Entwickler kann damit in gewissen Grenzen Länge und Radius an die Einbaubedingungen anpassen, ohne einen schlechten Wirkungsgrad in Kauf nehmen zu müssen. Voraussetzung ist, daß ein Wertepaar gewählt wird, das in der Nähe der Linie der Minima liegt.

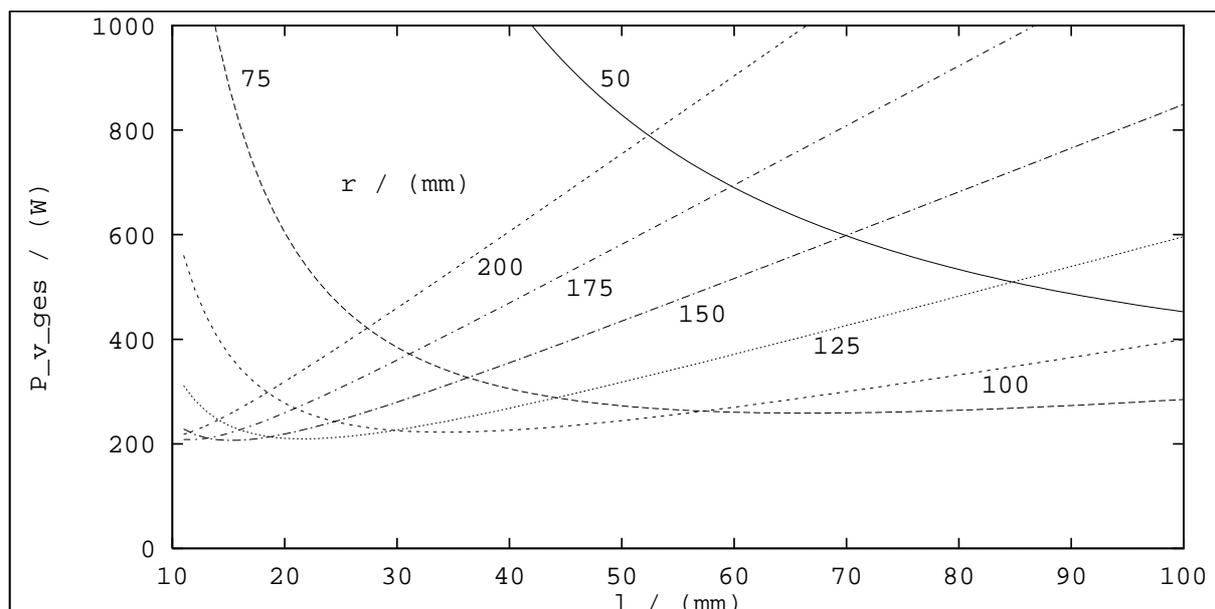


Bild 4.4: Abhängigkeit der Gesamtverluste von der Paketlänge; Radius ist Parameter

## 4.10 Optimierung der Nutgeometrie

Die Wahl der Nutform sowie ihre Breite und Tiefe beeinflussen die Verluste der Maschine erheblich. Um die zur Drehmomententwicklung nötigen Ströme und Felder zu führen, sind bestimmte Querschnitte für die Nut sowie den Zahn Bedingung. Bekanntlich dürfen bestimmte kritische Grenzwerte der Stromdichte im Kupfer und der Induktion im Zahn nicht überschritten werden. Kann im ersten Fall noch durch verbesserte Kühlung zu höheren Werten gegangen werden, so stellt die Sättigungsinduktion des Eisens im zweiten Fall

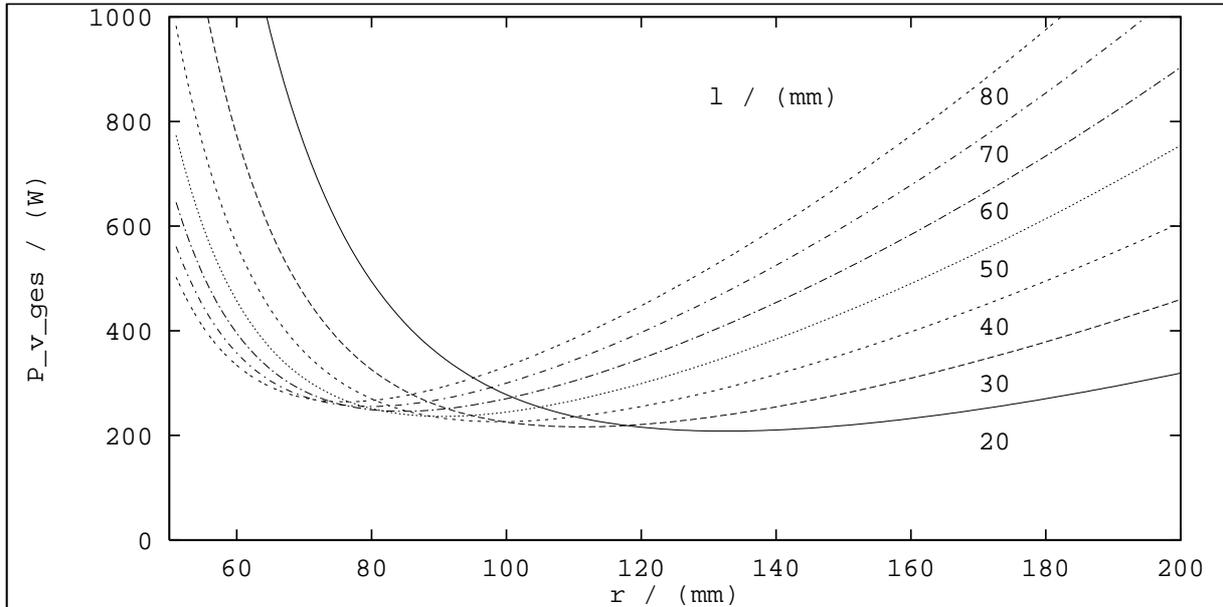


Bild 4.5: Abhängigkeit der Gesamtverluste vom Radius; Paketlänge ist Parameter

eine relativ fixe Größe dar, die auch für die meisten geeigneten Elektrobleche nur geringfügig variiert. Doch auch unterhalb dieser Grenzwerte kann durch eine günstige Wahl der Nut das Verlustniveau abgesenkt werden. Ziel soll es wiederum sein, einen funktionalen Zusammenhang zwischen den Nutabmessungen und den Eisen- bzw. Kupferverlusten zu finden. Die Untersuchung geht wieder von einigen Annahmen aus, die das Problem überschaubar machen. So soll die Nutform ein Rechteck sein, da auf diese Weise einfachere Beziehungen für die Kupferverluste folgen. Diese an sich für den Feldverlauf etwas ungünstige und deshalb für Modulare Dauermagnetmaschinen ungewöhnliche Form ist im Falle des Prototypen ausführbar, da sich eine relativ geringe Nuttiefe ergibt. Ferner sei wieder ein konstanter Füllfaktor angenommen.

#### 4.10.1 Einfluß auf die Eisenverluste

Würde keine Nutfläche nötig sein, wäre das Statoreisenmaterial auf die Zahnköpfe und das Joch beschränkt. Wird eine bestimmte Nuttiefe angenommen, so kommt – solange die Zuwächse klein im Verhältnis zum Radius sind – ein Eisenanteil hinzu, der proportional zur Nuttiefe ist. Die Eisenverluste nehmen damit ausgehend von einem Sockelanteil linear mit der Nuttiefe zu. Will man die Abhängigkeit ausgehend von einem bekannten Verlustwert bei einer bestimmten Nuttiefe darstellen, erhält man:

$$P_{vfe}(h_n) = P_{vfe}(h_{n0}) \cdot (1 + s_h(k_h - 1)) \quad (4.16)$$

$$\text{mit } s_h := \frac{m_{Z0}}{m_0} \quad \text{und} \quad k_h := \frac{h_n}{h_{n0}} \quad (4.17)$$

Bei zunehmender Nutbreite steigt die Zahninduktion entsprechend der Querschnittseinkerbung im Zahn an. Da sowohl Hysterese- als auch Wirbelstromverluste quadratisch von der Induktion abhängen, steigen die spezifischen Verluste quadratisch an. Andererseits nimmt das absolut umzumagnetisierende Material durch die Verringerung des Zahnquerschnitts

ab. Wenn man darauf achtet, daß Sättigungseinflüsse nicht in den Vordergrund treten, kann man schreiben:

$$P_{v_{fe}}(b_n) = P_{v_{fe}}(b_{n0}) \cdot (1 + s_b(1 - k_b)) \left(1 - \frac{1 + k_b}{1 - \frac{r_n}{b_0}}\right)^{-2} \quad (4.18)$$

$$\text{mit } s_b := \frac{m_{n0}}{m_0} \quad \text{und} \quad k_b := \frac{b_n}{b_{n0}} \quad (4.19)$$

Dies wurde anhand einer Testgeometrie mit Hilfe von FEM-Rechnungen kontrolliert. Als Datenbasis diente wiederum der Prototyp. Innerhalb der relevanten Bereiche kann man die Beziehung als ausreichend gut erfüllt ansehen. Ab einer Nutbreite von ca. 40% erkennt man bereits den Einfluß der Sättigung, der den Eisenverlustanstieg bei steigender Nutbreite abflacht.

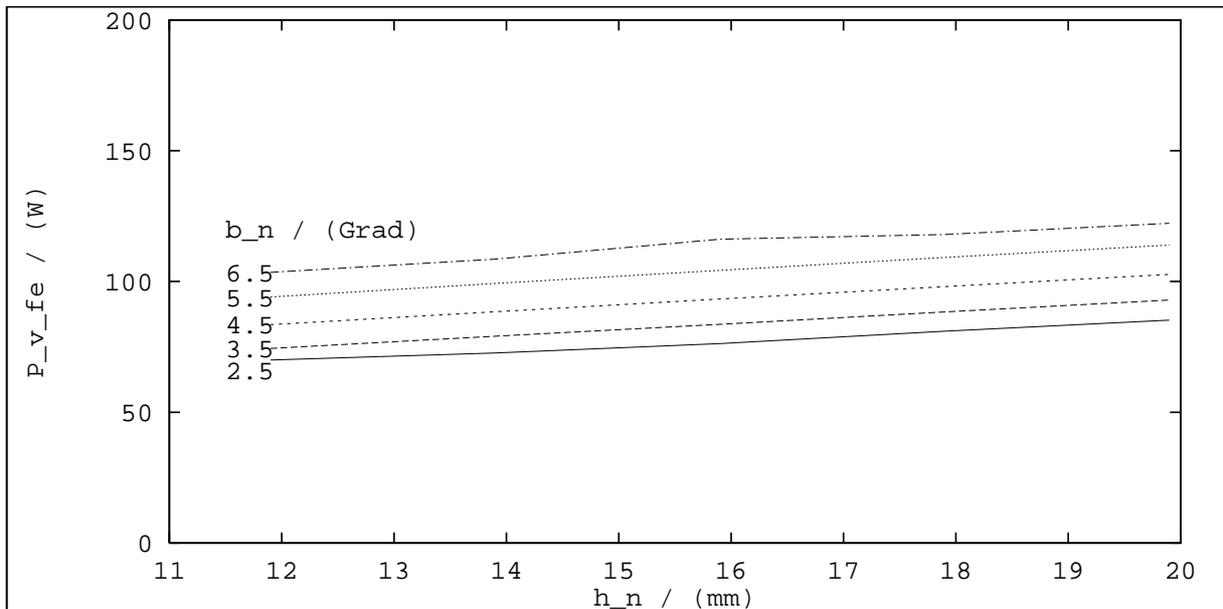


Bild 4.6: Eisenverluste abhängig von den Nutabmessungen

#### 4.10.2 Einfluß auf die Kupferverluste

Die Abhängigkeit der Kupferverluste von der Nutgröße läßt sich einfacher fassen und ist präziser, da keine Nichtlinearitäten auftreten. Die Verluste verhalten sich umgekehrt proportional zur Nutfläche, welche proportional mit der Nutbreite und -tiefe zunimmt. Die Abhängigkeit lautet damit:

$$P_{v_{cu}}(h_n) = P_{v_{cu}}(h_{n0}) \cdot k_h \quad (4.20)$$

$$P_{v_{cu}}(b_n) = P_{v_{cu}}(b_{n0}) \cdot k_b \quad (4.21)$$

Wobei  $k_h$  und  $k_b$  wie im Falle der Eisenverluste definiert sind. Diese Zusammenhänge sind in Bild 4.7 dargestellt.

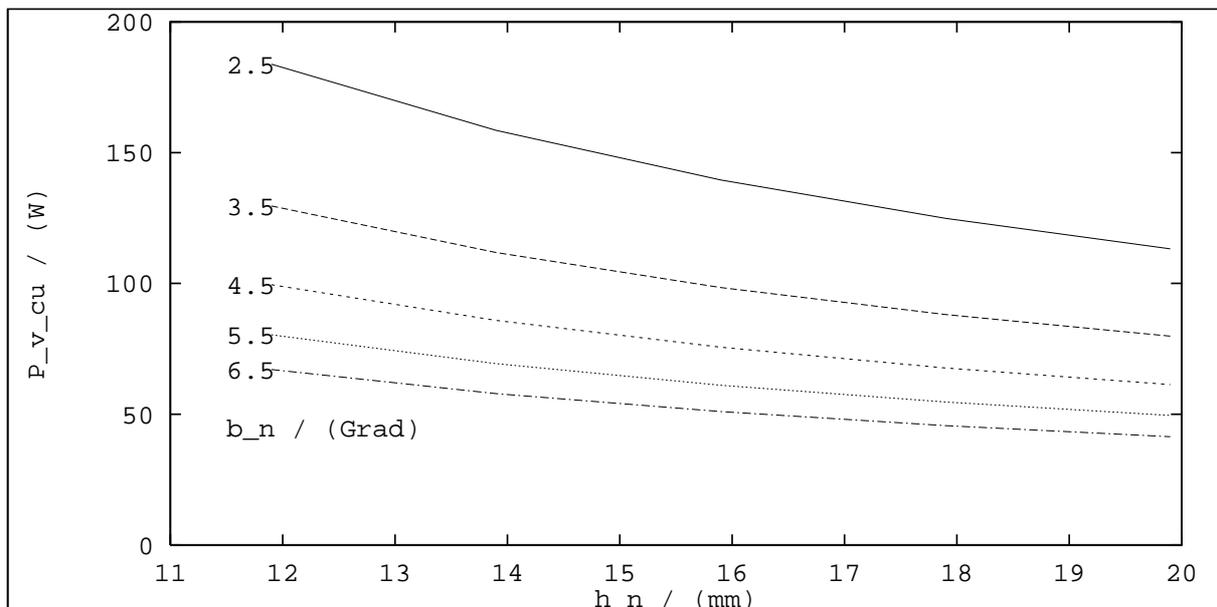


Bild 4.7: Kupferverluste abhängig von den Nutabmessungen

### 4.10.3 Minimierung der Gesamtverluste

Führt man beide Abhängigkeiten zusammen, kann bei einer zugrunde liegenden Bezugsgeometrie ein Optimum aus den Kurvenverläufen abgelesen werden.

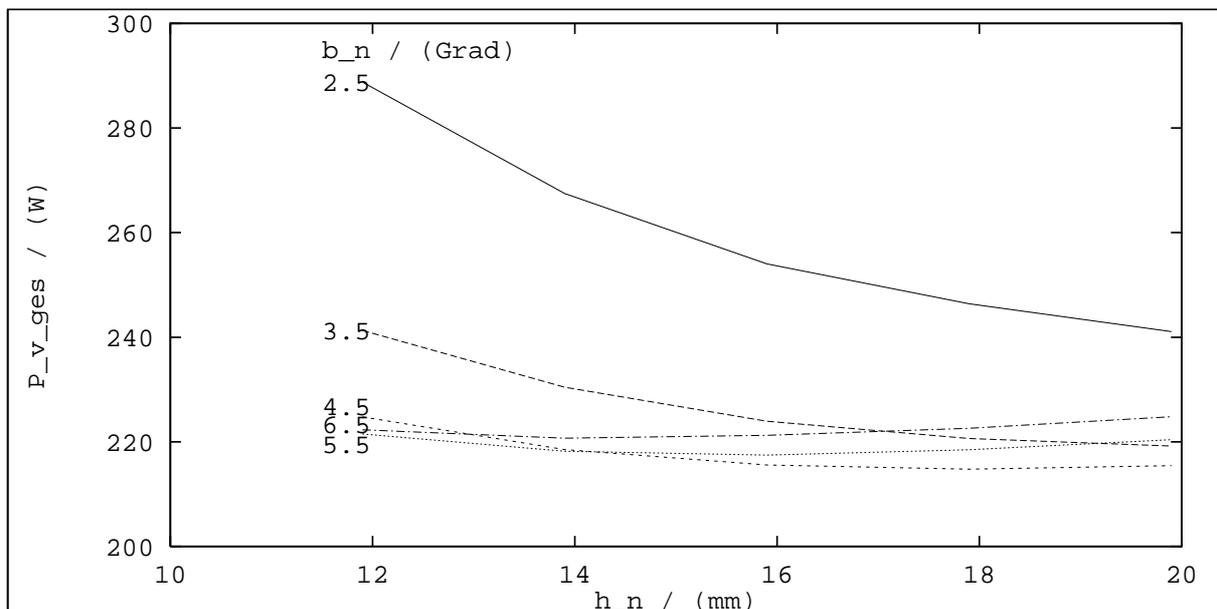


Bild 4.8: Gesamtverluste abhängig von den Nutabmessungen

Da es sich auch hier um ein sehr flaches Optimum handelt, besteht wieder Spielraum für die Auswahl. Bekanntlich sind die Eisenverluste mit beträchtlichen Unsicherheiten in der Berechnung behaftet. Es wird deshalb eine Geometrie ausgewählt, die auch dann geringe Gesamtverluste aufweist, wenn die tatsächlichen Eisenverluste geringfügig höher sein sollten als erwartet.

## 4.11 Gleichzeitige Optimierung von Radius, Länge und Nutform

Die in den Abschnitten 4.9 und 4.10 vorgestellten Formeln geben Auskunft über die relativen Veränderungen der beiden Hauptverlustarten bei Variationen von Länge, Radius, Nutbreite und Nuttiefe. Diese bisher unabhängig voneinander betrachteten Einflüsse können auch in ihrer gleichzeitigen Wirkung auf die Verluste betrachtet werden. Mit Hilfe der Formeln (4.22) und (4.23) kann ausgehend von einer Startgeometrie, deren Verlustaufteilung bekannt ist, eine verbesserte Geometrie gefunden werden.

$$P_{V_{cu}}(l, r, h_n, b_n) = P_{V_{cu}}(l_0, r_0, h_{n0}, b_{n0}) \cdot \frac{k_l + s_{lr}k_r}{1 + s_{lr}} \cdot \frac{1}{k_l^2 k_r^4} \cdot \frac{1}{k_{h_n} k_{b_n}} \quad (4.22)$$

$$P_{V_{fe}}(l, r, h_n, b_n) = P_{V_{fe}}(l_0, r_0, h_{n0}, b_{n0}) \cdot k_l \cdot k_r^2 \cdot (1 + s_b(1 - k_b)) \cdot \left(1 - \frac{1 + k_{b_n}}{1 - \tau_n/b_0}\right)^{-2} \cdot (1 + s_h(k_h - 1)) \quad (4.23)$$

Mit numerischer Rechnung könnte geprüft werden, ob die obigen Gleichungen – innerhalb sinnvoller Grenzen für die vier variablen Maschinenparameter – ein Minimum der Verluste mit dem zugehörigen Parametersatz zu bestimmen erlauben.

## 4.12 Wicklungsauslegung

Entsprechend den in Abschnitt 4.7 getroffenen Festlegungen für Luftspalt und Magnethöhe kann die Luftspaltinduktion abgeschätzt werden. Nach (4.2) ergibt sich mit der Remanenzinduktion des Magnetmaterials von 1.36 T (Wert bei 20°C) eine Luftspaltinduktion von etwa 1 T. Bei einer Polpaarzahl von  $p = 10$ , die bei 2000 UpM einer Frequenz von 333 Hz entspricht, erhält man einen Effektivwert der induzierten Spannung von ca. 1.2 V pro Windung. Diesen Werten liegen eine Paketlänge von 40 mm und ein Luftspaltradius von 100 mm zugrunde.

Um den Wechselstromwiderstand bei hohen Drehzahlen und damit hohen Frequenzen nicht zu stark ansteigen zu lassen, muß der Drahtdurchmesser relativ dünn gehalten werden. Läßt man bei Maximaldrehzahl – die Frequenz beträgt in diesem Fall 1000 Hz – eine Widerstandszunahme von 25% zu, darf ein Drahtdurchmesser von 0.8 mm nicht überschritten werden.

Mit diesem Draht soll die entsprechend der Blechnittoptimierung festgelegte Nutform möglichst gut gefüllt werden. Man kann ohne weiteres erkennen, daß mehrere Drähte parallel geschaltet werden müssen. Bei der Parallelschaltung muß darauf geachtet werden, daß sämtliche parallelen Einzelwicklungen mit weitgehend gleichen Flüssen verkettet sind und den gleichen Widerstand aufweisen, um Ausgleichsströme zu vermeiden. Schließlich muß sich die Wicklung mit vertretbarem Aufwand herstellen lassen. Die Forderungen

lassen sich von einer Wicklung erfüllen, die in fünf Schichten mit je 20 Windungen um den Zahn gelegt wird. Die fünf Einzeldrähte werden parallel geschaltet.

Aus der Spannungsquelle kann bei Belastung eine Strangspannung von ca. 30 V bereitgestellt werden. Die vorgesehene Wicklung mit einer Windungszahl von  $w' = 20$  führt bei 2000 UpM zu einer Polradspannung von ca. 24 V. Mit der Angabe für die Windungszahl können nach [13] und [35] die Induktivitäten bestimmt werden. Die Differenz von 6 V reicht auch bei hohen Drehzahlen aus, um den Maschinenstrom einzuprägen. Bedingt durch die Wahl einer Maschine mit  $p' = 2$  und gerader Strangzahl können je vier Module mit einem Zweig des Pulswechselrichters verbunden werden. Da bereits ein Zahn die maximal zulässige Polradspannung erreicht, müssen die Module eines Strangs parallel geschaltet werden.

## 4.13 Zusammenfassung der Maschinendaten

Die angestellten Überlegungen gestatten die Festlegung der Geometrie des Blechschnitts, der Magnet- und Rotorgeometrie sowie der Wicklung. Diese Daten werden in der folgenden Tabelle zusammengefaßt. Die Auslegung der Maschine ist damit abgeschlossen.

Strangzahl:	$m = 6$
fiktive Strangzahl:	$m' = 12$
Polzahl:	$2p = 20$
Polpaarzahl des Stators:	$p' = 2$
Zahnzahl:	$Z = 24$
mitlaufende Hauptwelle	$\nu' = 5$
gegenlaufende Hauptwelle	$\nu' = 7$
geometrischer Luftspalt:	$\delta_{geo} = 0.8 \text{ mm}$
Magnethöhe:	$h_{pm} = 5 \text{ mm}$
Magnetlänge:	$l_{pm} = 4 \times 10 \text{ mm}$ (axial vier Teilmagneten)
Rotorpolbedeckungsfaktor:	$\alpha_2 = 0.75$
Statorzahnbeckungsfaktor:	$\alpha_1 = 0.885$
Nutslitzhöhe:	$h_{ns} = 3.0 \text{ mm}$
Nutslitzbreite:	$b_{ns} = 3.0 \text{ mm}$
Nuthöhe:	$h_n = 17.9 \text{ mm}$
Nutbreite:	$b_n = 7.9 \text{ mm}$
Statorjochhöhe:	$h_{j2} = 11.7 \text{ mm}$
Rotorjochhöhe:	$h_{j1} = 9.6 \text{ mm}$
Luftspaltradius:	$r_\delta = 100.0 \text{ mm}$
Statoraußenradius:	$r_{1a} = 99.6 \text{ mm}$
Statorinnenradius:	$r_{1i} = 67.0 \text{ mm}$
Magnetinnenradius:	$r_{pmi} = 100.4 \text{ mm}$
Magnetaußenradius:	$r_{pma} = 105.4 \text{ mm}$
Rotorjochinnenradius:	$r_{j2i} = 105.4 \text{ mm}$
Rotorjochaußenradius:	$r_{j2a} = 115.0 \text{ mm}$
Blechpaketlänge:	$l_{fe} = 45.0 \text{ mm}$
Windungszahl:	$w = w' = 20$

parallele Zweige:	$a = 4$
Drahtdurchmesser (blank):	$d_{dr} = 0.75 \text{ mm}$
Wickelkopfausdehnung:	$l_{wk} = 5 \text{ mm je Seite}$

Mit Hilfe der so festgelegten Maschinenparameter lassen sich die Maschinenkenngrößen bestimmen. Die Werte der wichtigsten Größen sollen angegeben werden:

Luftspaltinduktion:	$B_{\delta max} \approx 1.0 \text{ T}$
Strombelagsgrundwelle:	$A_{11} = 17840 \text{ A/m}$
Stromdichte:	$S = 8.12 \text{ A/mm}^2$
Drehmoment:	$M_D = 38.22 \text{ Nm}$
Polradspannung:	$U_p = 1.5 \text{ V pro Windung im Nennpunkt}$
Windungszahl:	$w = w' = 20$
parallele Zweige:	$a = 4$
Strangstrom:	$I_{Str} = 71.8 \text{ A}$
Strangwiderstand:	$R_{Str} = 7.472 \text{ m}\Omega$
Stranginduktivität:	$L_{Str} = 63.8 \text{ }\mu\text{H}$
Induktiver Spannungsfall:	$U_L = 5.38 \text{ V im Nennpunkt}$
Ohmscher Spannungsfall:	$U_R = 0.30 \text{ V im Nennpunkt}$
Kupferverluste:	$P_{v cu} = 77.6 \text{ W bei Nennstrom}$
Eisenverluste:	$P_{v fe} \approx 140 \text{ W im Nennpunkt (Bearbeitungszuschlag 1.5)}$
Permanentmagnetverluste:	$P_{v pm} \approx 80 \text{ W im Nennpunkt}$
Reibverluste:	$P_{v r} \approx 20 \text{ W bei Nenndrehzahl}$
Gesamtverluste:	$P_{v ges} \approx 320 \text{ W im Nennpunkt}$
Statoreisenmasse:	$m_{fe1} = 3.89 \text{ kg}$
Statorkupfermasse:	$m_{cu1} = 1.02 \text{ kg}$
Permanentmagnetmasse:	$m_{pm} = 0.74 \text{ kg}$
Rotoreisenmasse:	$m_{fe2} = 2.05 \text{ kg}$
aktive Gesamtmasse:	$m_{akt} = 7.70 \text{ kg}$

Abschließend soll die gefundene Geometrie mit einer magnetischen Feldrechnung überprüft werden. Bild 4.9 zeigt das von den Permanentmagneten erregte Feld ohne den Einfluß der Statorströme. Wählt man eine Darstellung, welche die Induktionen angibt, stellt man in den Eisenbereichen maximale Induktionen von 1.6 T fest, was deutlich unterhalb der Sättigungsinduktion des verwendeten Materials liegt. Weiterhin können das entwickelte Drehmoment und die Feldverzerrung durch die Statorströme numerisch bestimmt werden. Durch die Statorströme entsteht eine gewisse Feldverzerrung, die lokal zu erhöhten Induktionen und höheren Eisenverlusten führt. Diese Aussagen gewinnt man aus der Simulation der Maschine mit in der Querachse eingprägtem Nennstrom (Bild 4.10).

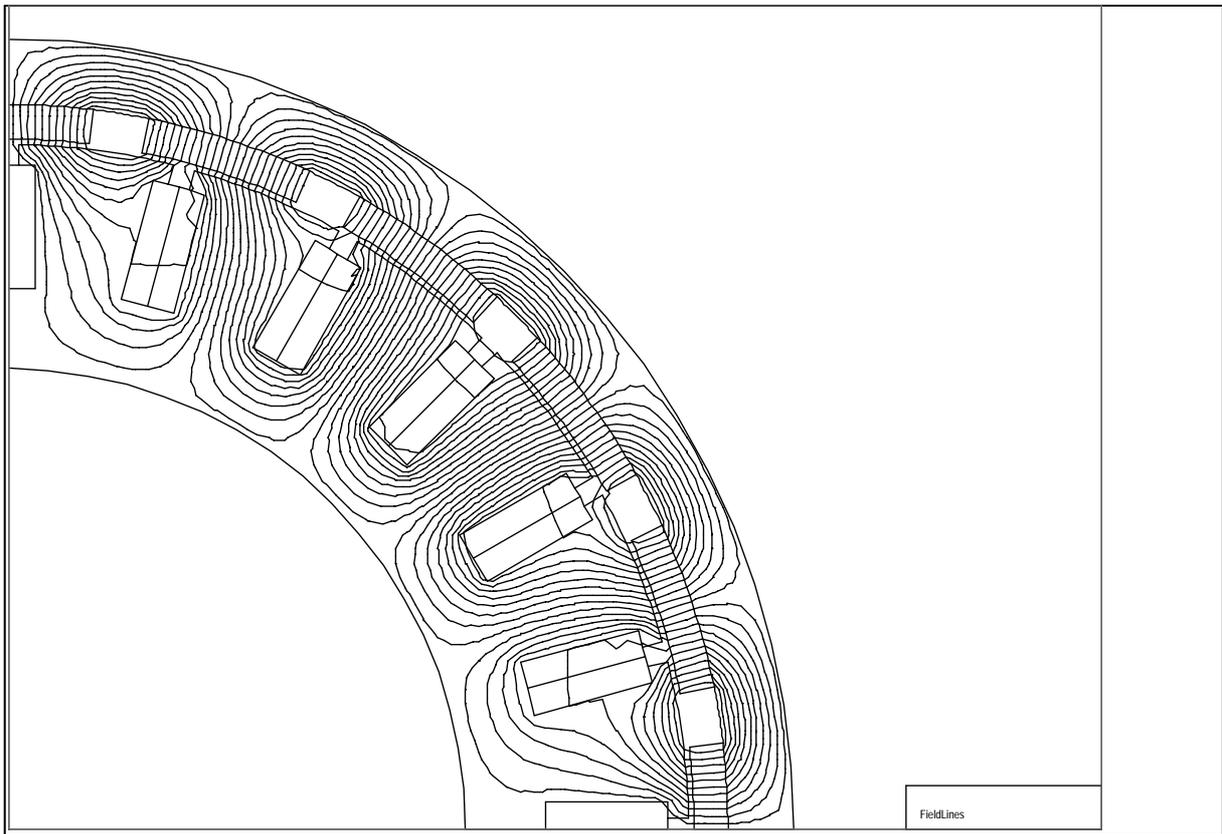


Bild 4.9: Feldverlauf im Leerlauf

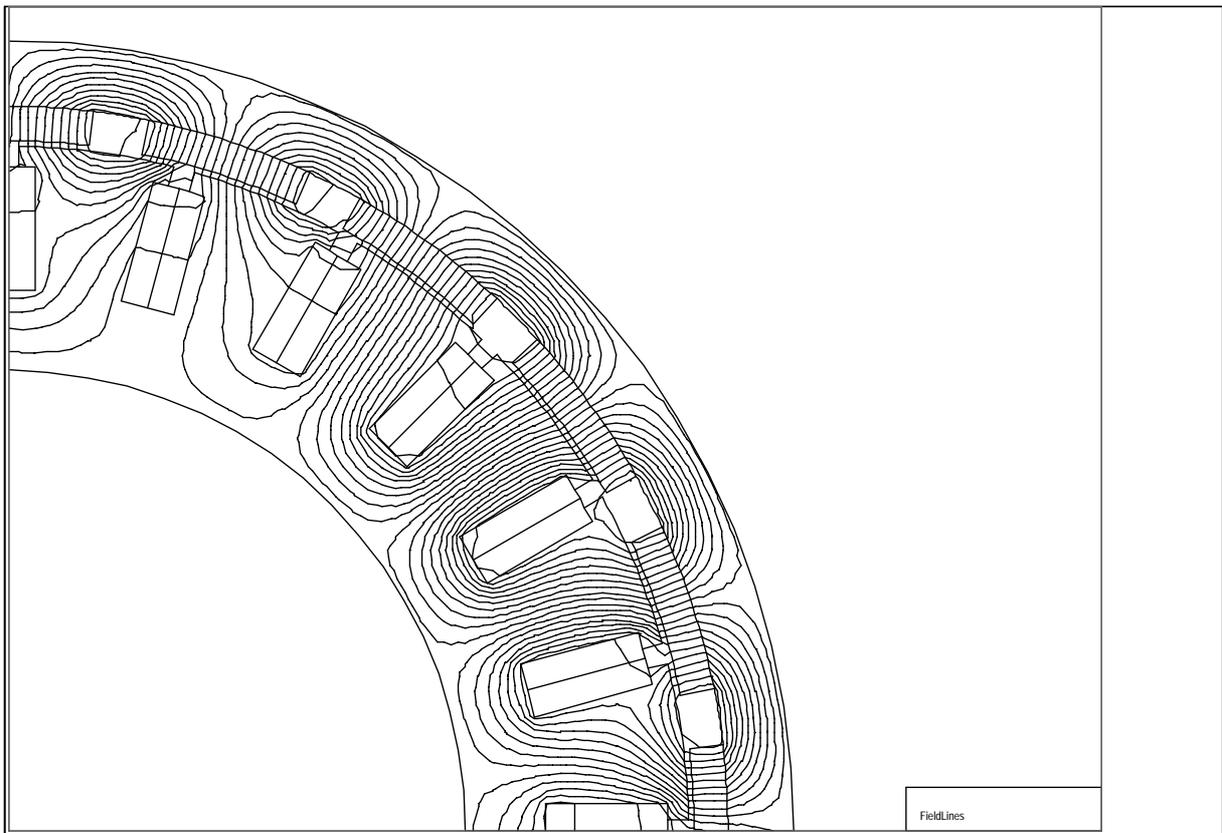


Bild 4.10: Feldverlauf bei Nennmoment

Um die Polradspannung numerisch zu ermitteln, wurde der Rotor in Schritten von je  $0.5^\circ$  gedreht, bis eine Drehung um eine Viertelperiode vollendet war. Der weitere Verlauf kann durch die Symmetrieeigenschaften ergänzt werden. Als Ergebnis erhält man den in Bild 4.11 gezeigten Verlauf von Fluß und Polradspannung. Diese Berechnungen bilden auch die Basis zu einer sehr präzisen Methode der Eisenverlustbestimmung, die in [32] zu diesem Kapitel beschrieben wird.

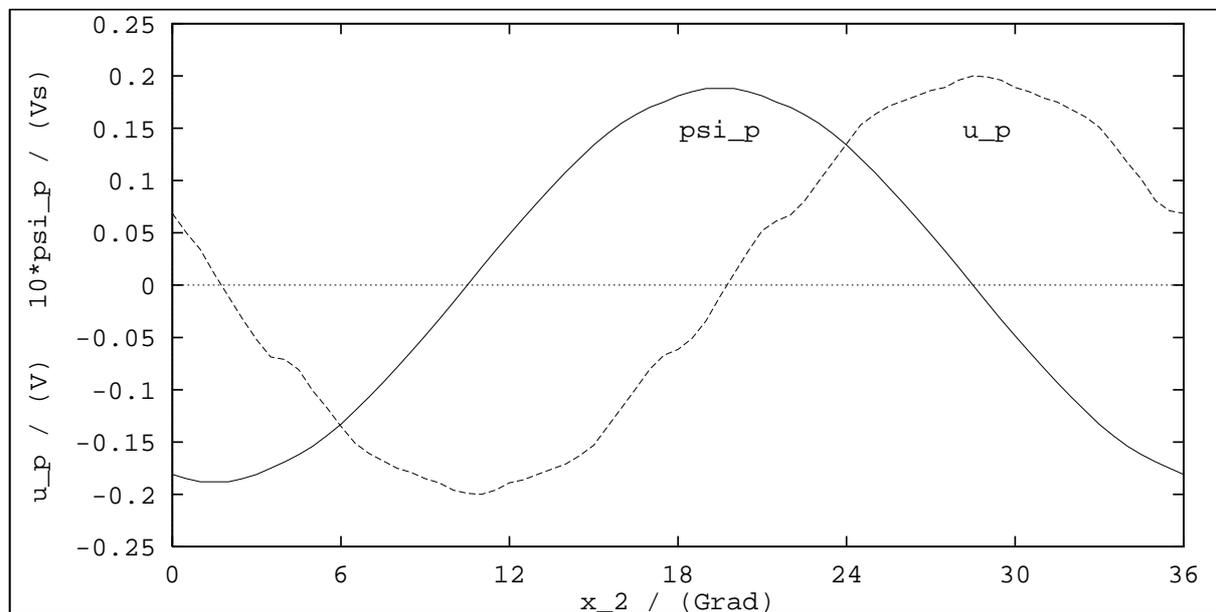


Bild 4.11: Induzierte Spannung bei voller Auslenkung

## 4.14 Aktivteile des Prototypen

In Bild 4.12 sind die aktiven Teile des Prototypen im Längs- und Querschnitt dargestellt. Dabei stellt der äußere Ring das Rotorjoch dar, auf dem die Permanentmagneten angebracht sind. Die 20 Neodym-Eisen-Bor - Magneten sind entsprechend den benötigten Radien geformt. Der Stator, der aus 0.2 mm starkem Elektroblech aufgebaut ist, trägt 24 Module. Auf beiden Seiten des Stators sind dünne Pertinaxscheiben aufgebracht, die dazu dienen, die Wicklung im Wickelkopfbereich zu stützen und gegen das Statoreisen zu isolieren. Damit sind sämtliche Aktivteile der Maschine definiert, so daß mit der Konstruktion der Passivteile und den Einrichtungen, die für die mechanische Feldschwächung nötig sind, begonnen werden kann.

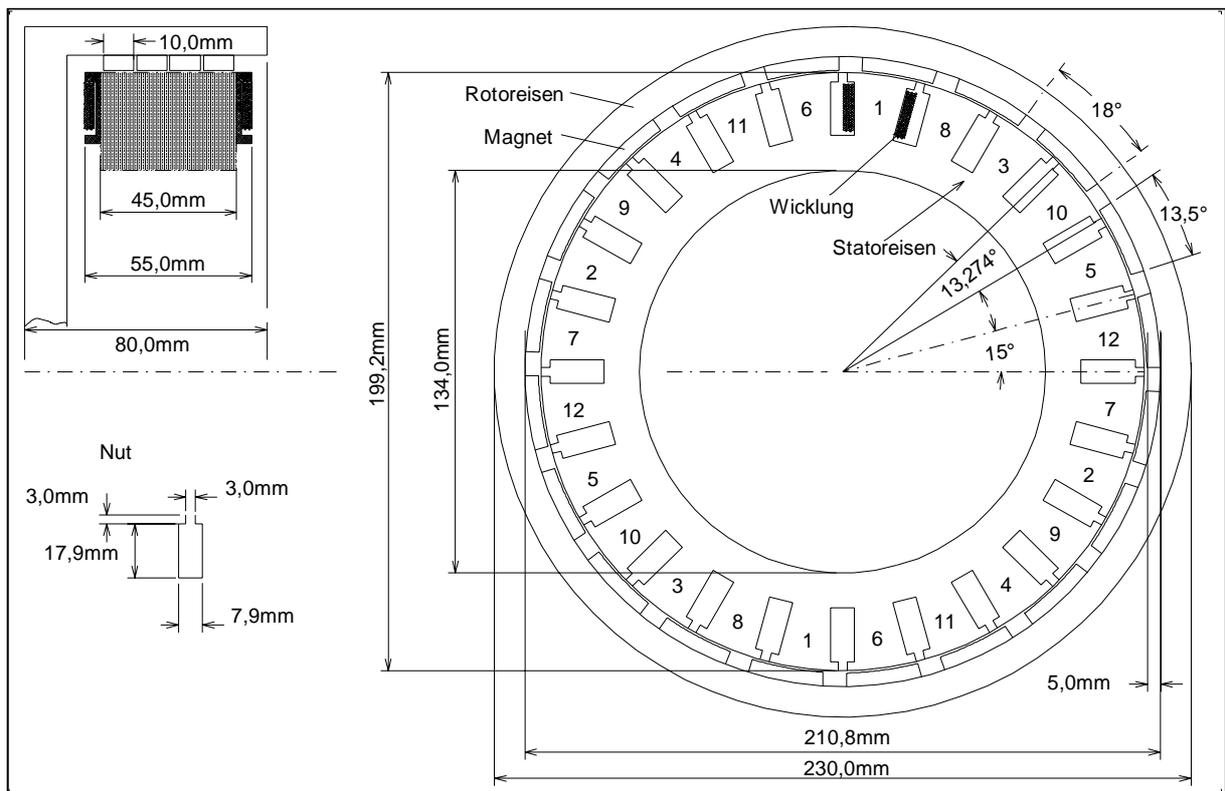


Bild 4.12: Längs- und Querschnitt der Aktivteile des Prototypen

# Kapitel 5

## Konstruktion und Herstellung des Prototypen

Im vorangegangenen Kapitel wurden die aktiven Teile des Motors dimensioniert. Um den Antrieb als Versuchsträger aufzubauen, muß die Konstruktion der Passivteile erfolgen. Anschließend kann mit der Herstellung der aktiven und passiven Teile des Motors begonnen werden.

### 5.1 Konstruktion des Prototypen

Die starke Beschränkung des Bauraums hat nicht nur auf die Auslegung der aktiven Teile starken Einfluß; auch die konstruktive Gestaltung der passiven Teile muß mit Erfindungsreichtum erfolgen. Zunächst war eine Untersuchung der Maschine an einem Versuchsstand geplant, der räumlich keine anspruchsvollen Forderungen stellte. Im Gegensatz zur Einbausituation im Fahrzeug – hier wird der Rotor auf eine aus dem stufenlosen Getriebe austretende Welle montiert – mußte für den Betrieb am Versuchsstand eine eigene Lagerung des Rotors vorgesehen werden. Aus diesem Grund sind Stator- und Rotorträger für den Betrieb am Versuchsstand anders auszuführen, als es für den späteren Fahrzeugeinsatz erforderlich ist. Die anderen Teile der Maschine sind so gestaltet, daß sie für einen Fahrzeugeinsatz nicht geändert werden müssen. Anhand der Konstruktionszeichnung Bild 5.1 werden zunächst die wesentlichen Elemente der Maschine bezeichnet.

Der mit (1) bezeichnete Statorträger stellt die Verbindung zwischen Statorblechpaket (2), Maschinenfuß (3) und Lagerung (4) dar. Das Statorblechpaket (2) wird mit Schrauben (7), die auf einen Druckring (5) wirken, auf den Bund (6) am Statorträger gepreßt. Das Drehmoment wird somit reibschlüssig übertragen. Die Kraft der Schrauben (7) wird über den im Durchmesser geteilten Spannring (8) auf den Statorträger (1) übertragen. Außerhalb des Bundes am Statorträger bzw. des Druckrings sind die Wickelköpfe (9) der Maschine sichtbar. Das mit (10) bezeichnete Element übernimmt die Funktion des Rotorträgers mit Welle und weist ein Wellenende auf, an dem eine Belastungseinheit angekuppelt werden kann. An ihm ist mit den Schrauben (11) der äußere Rotorjochring (12) und die aus mehreren Teilen bestehende Konstruktion (13), welche die mechanische Feldschwächung nach Kapitel 3 realisiert, angebracht. Am Innenradius der Konstruktionselemente (13) sind die Permanentmagneten (14) befestigt. Die Teile der Feldschwächung (13) stützen sich mit

Kugellagern (15) auf Rotorträger (10) und Rotorjochring (12) ab. Die Feder (16) sorgt für das rückstellende Moment, das für die in dieser Arbeit vorgestellte mechanische Feldschwächung erforderlich ist. Schließlich sind das Loslager (17) und das Festlager (18) zu erkennen, die Stator und Rotor zueinander positionieren. Genauere Angaben zu Funktion und Ausführung der Teile finden sich in der vollständigen Sammlung der Konstruktionszeichnungen [36].

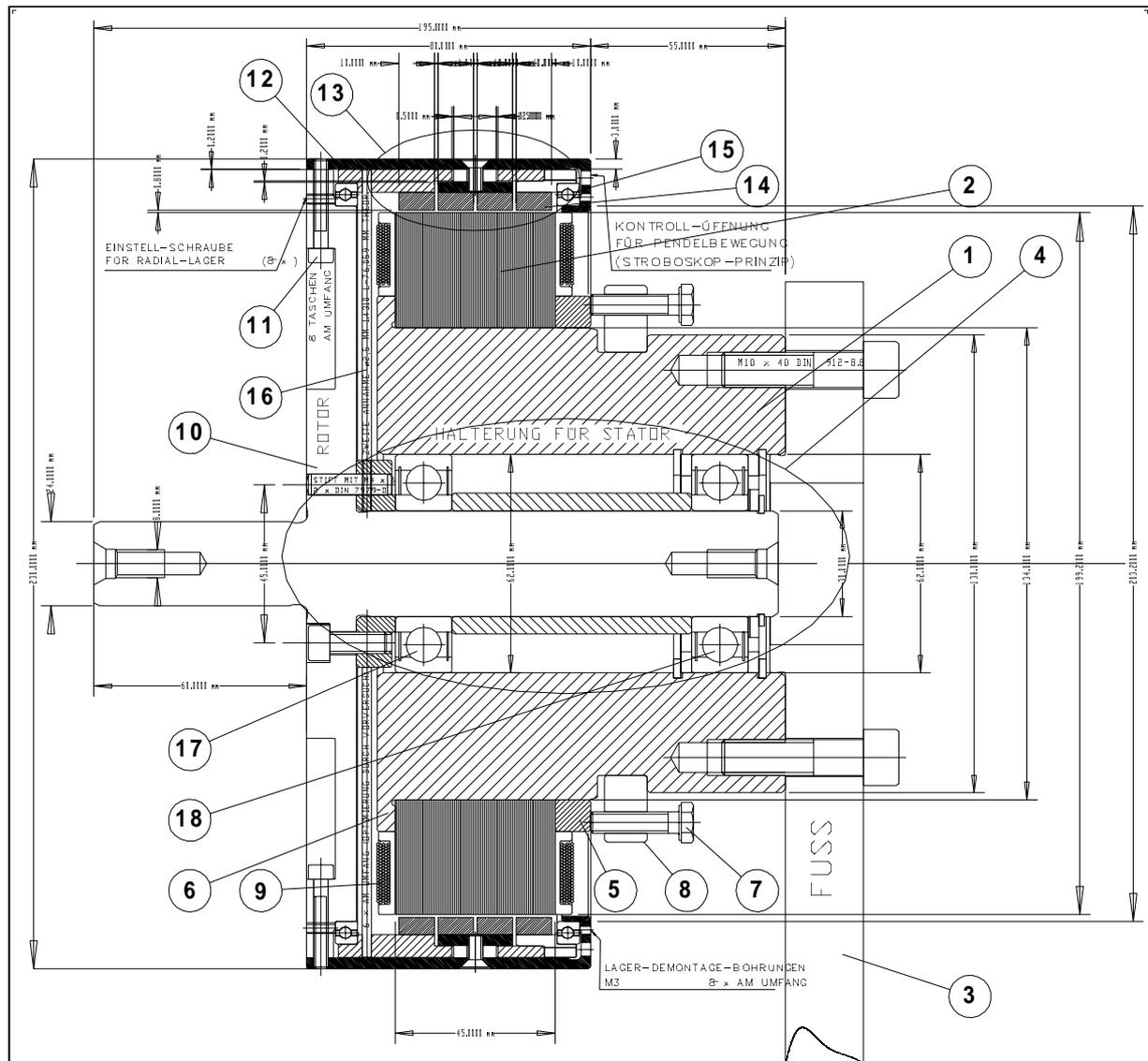


Bild 5.1: Längsschnitt des Prototypen

Der innere Aufbau des Rotors wird anhand der Detailzeichnung Bild 5.3 genauer beschrieben. Die Realisierung der mechanischen Feldschwächung, wie sie im Abschnitt 3.2 dargestellt ist, wirft bei einem Außenläufer mit einer Rotorjochstärke von nur 9.6 mm einige Probleme auf. Um bei der ersten Ausführung des Prinzips auf der sicheren Seite zu sein, wurde beschlossen, den beweglichen Teil des Rotors mit Dünnringlagern (15) gegenüber dem festen Teil (10),(12) zu führen. Eine Gleitlagerung, die konstruktiv zwar deutlich weniger Aufwand bedeutet hätte, schien unter Berücksichtigung der Unwucht- und Magnetkräfte zu unsicher. An der Innenseite des Rotorjochrings (12) sind Abstandselemente (19) erkennbar, die jeweils etwa ein Achtel des Umfangs bedecken. Die vier in gleichem Abstand angeordneten Elemente tragen den Jochring (20) des fest mit der

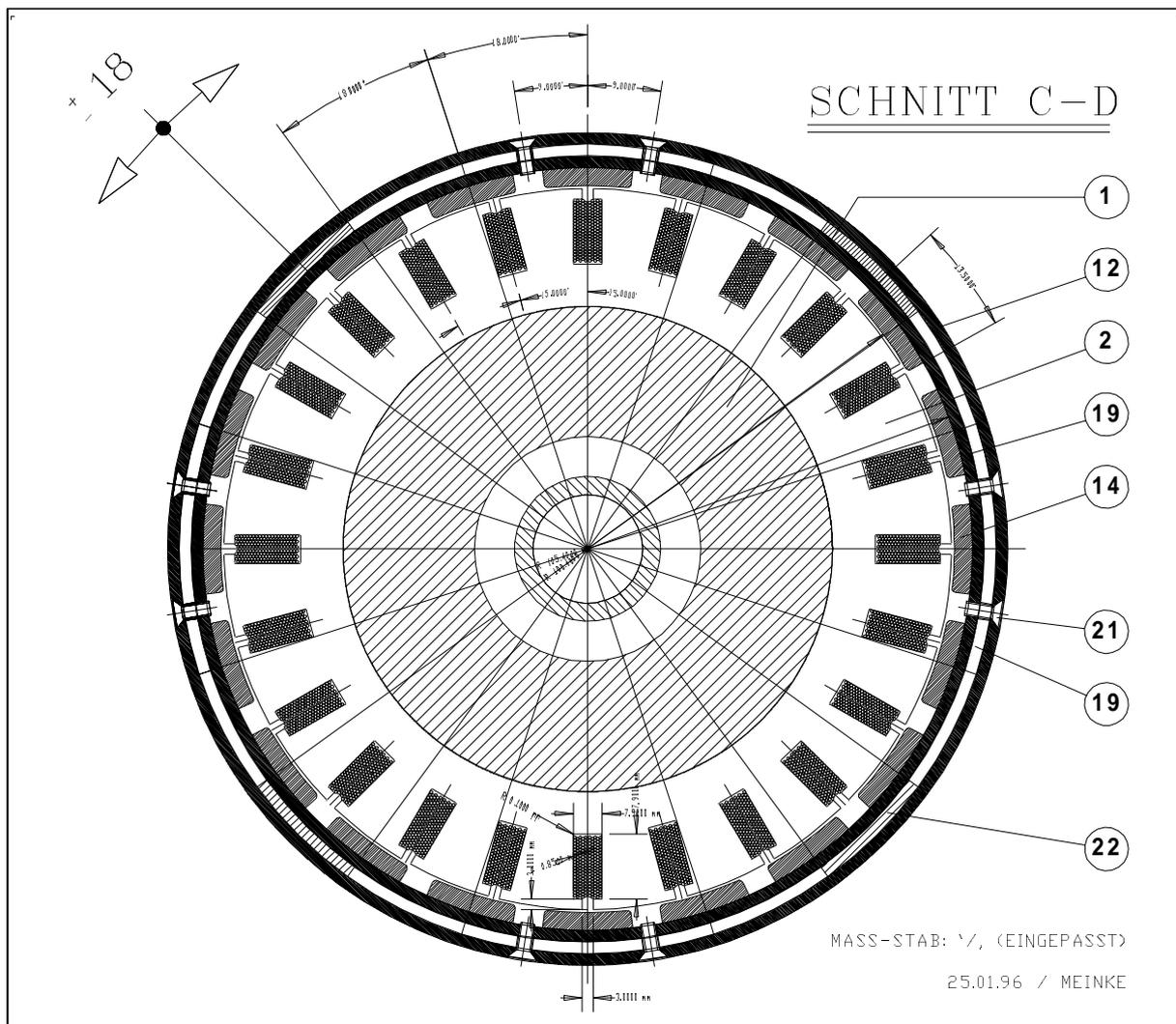


Bild 5.2: Querschnitt des Prototypen

Rotorwelle verbundenen Rotorteils. Die Schrauben (21) werden durch eine Bohrung in den Abstandselementen gesteckt und in Gewindebohrungen des Rings (20) gehalten. Am Ring (20) ist die Hälfte der insgesamt 80 Magneten befestigt. Der sog. bewegliche Rotorteil mußte in zwei Ringe (22),(23) unterteilt werden. Der Ring (22), der auf dem linken Dünnringlager aufliegt, greift zwischen den Abstandselementen (19) hindurch und wird mit einer spielfreien Passung auf den Ring (23) aufgeschoben. Durch Vorsprünge und Aussparungen wird erreicht, daß die beiden Teile nur in einer Position zusammengefügt werden können. Dies ist erforderlich, damit Magneten gleicher Magnetisierung axial exakt fluchten. Das rechte Dünnringlager unterstützt den Ring (23) und wird selbst durch einen 1.5 mm starken Aluminiumring an den Jochring (12) angebunden. Diese aufwendige Konstruktion erklärt sich dadurch, daß geeignete Lager nur in diskreten Abstufungen verfügbar sind. So konnte der bewegliche Teil nicht direkt auf dem festen Teil gelagert werden. In diesem Fall hätte man die Lager innerhalb des Jochraums anordnen können. Die Ringe des festen Teils würden sich somit am Rand des Pakets befinden und mit den Ringen des beweglichen Teils gegenüber der jetzigen Anordnung Platz tauschen. Voraussetzung hierfür ist ein Lagerinnenradius, der mindestens 2 mm größer ist als der Außenradius der Magneten. Gleichzeitig muß der Lageraußenradius 2 mm kleiner als der Jochringaußenradius sein. Da die Anfertigung geeigneter Lager ausgesprochen teuer und mit langen

Lieferfristen verbunden ist, nahm man den hohen Aufwand bei der Herstellung der Teile in Kauf. Die Feder (16), wird durch eine Anordnung aus sechs Blattfedern dargestellt.

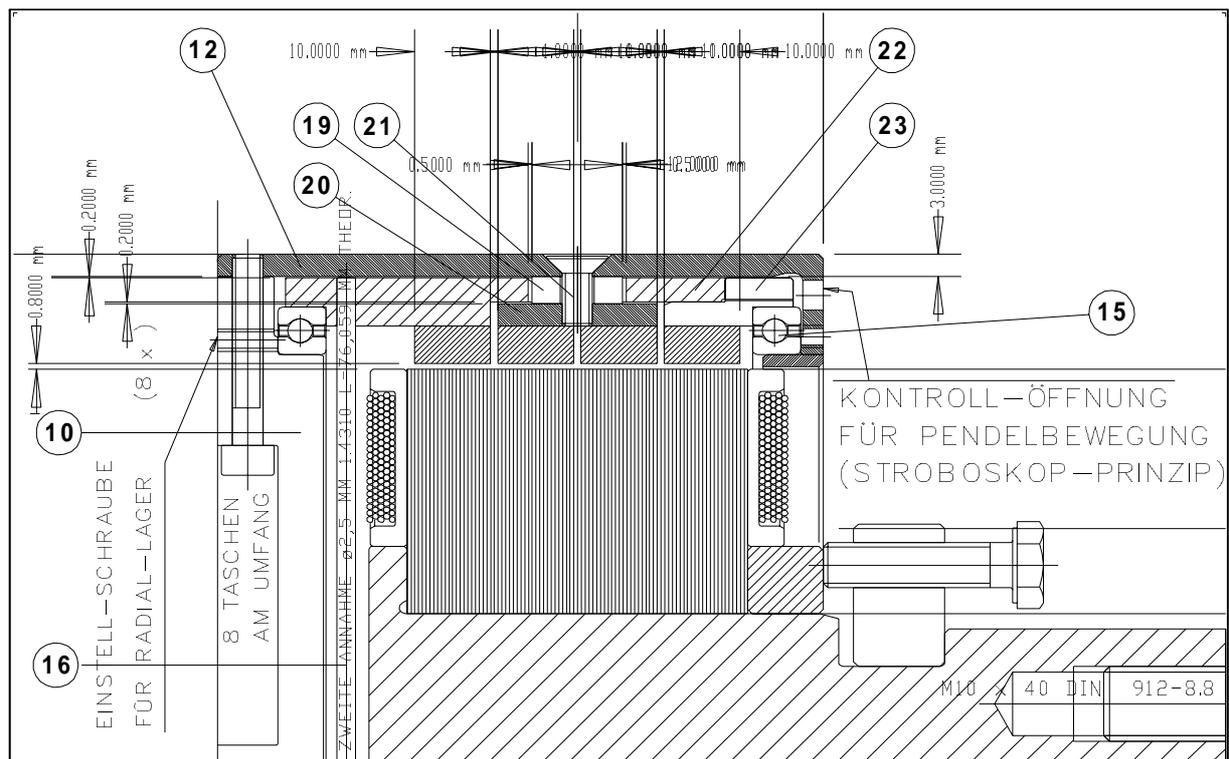


Bild 5.3: Konstruktion der mechanischen Feldschwächung im Rotor

## 5.2 Herstellung des Prototypen

Mit Hilfe der fertiggestellten Konstruktionszeichnungen kann mit der Herstellung der Komponenten begonnen werden. Für die Herstellung des Blechpakets standen mehrere Herstellungsverfahren zu Auswahl. Das Material wurde unter anderem deshalb ausgewählt, weil eine Bearbeitung durch Stanzen möglich ist. Für die Herstellung eines einzigen Prototypen sind jedoch die Einmalkosten für das Stanzwerkzeug zu hoch. Schließlich fiel die Auswahl zwischen den Verfahren Ätzen, Wasserstrahl- und Laserschneiden auf die Laserbearbeitung. Eine hohe Präzision, geringe Beschädigung der Isolierschicht und kurze Lieferzeit waren hierfür ausschlaggebend. Um eine Ausbildung von Wirbelströmen im Statorträger in jedem Fall zu unterbinden, wurde auf dem Aluminium des Trägers eine isolierende Beschichtung angebracht.

Besondere Schwierigkeiten bereitete die spanabhebende Bearbeitung der Rotorteile, die für die Feldschwächung notwendig sind. So wurden durch die inneren Spannungen des Materials, die beim Drehen frei wurden, die konzentrischen Ringe verformt. Die Konsequenz war, daß sich die Ringe stellenweise berührten, was zu einer erhöhten Reibung führte. Die Reibung war vom Zusammenbau der Teile abhängig; der Ursprung der Reibkräfte ist deshalb in einer Deformation nach der Bearbeitung zu suchen. Für einen früher am Lehrstuhl hergestellten Prototypen wurden die einzelnen Magnetpole aus mehreren Einzelmagneten gleicher Magnetisierung aufgebaut. Da die Magneten im aufmagnetisierten

Zustand verarbeitet werden mußten, war es schwierig, die Magnetplättchen, die zusammen einen Pol ergeben sollten, positionsgenau zu verkleben. Um diese Schwierigkeiten zu vermeiden, entschied man sich, jeden Pol aus nur einem Magneten darzustellen - abgesehen von der axialen Unterteilung, die für die Umsetzung der Feldschwächung notwendig war. Dies war mit deutlich höheren Kosten verbunden, da die Magneten entsprechend der erforderlichen Schalenform geschliffen werden mußten. Zwar wurde auf diese Weise der Vorgang des Verklebens vereinfacht, doch erwies sich die Klebkraft nicht als ausreichend. Erst nach mehreren Versuchen mit verschiedenen Klebstoffen, die alle die erforderlichen Parameter aufwiesen, und nachdem die Magneten von einer schlecht haftenden Korrosionsschutzschicht befreit wurden, konnte eine zuverlässige Verklebung erreicht werden.

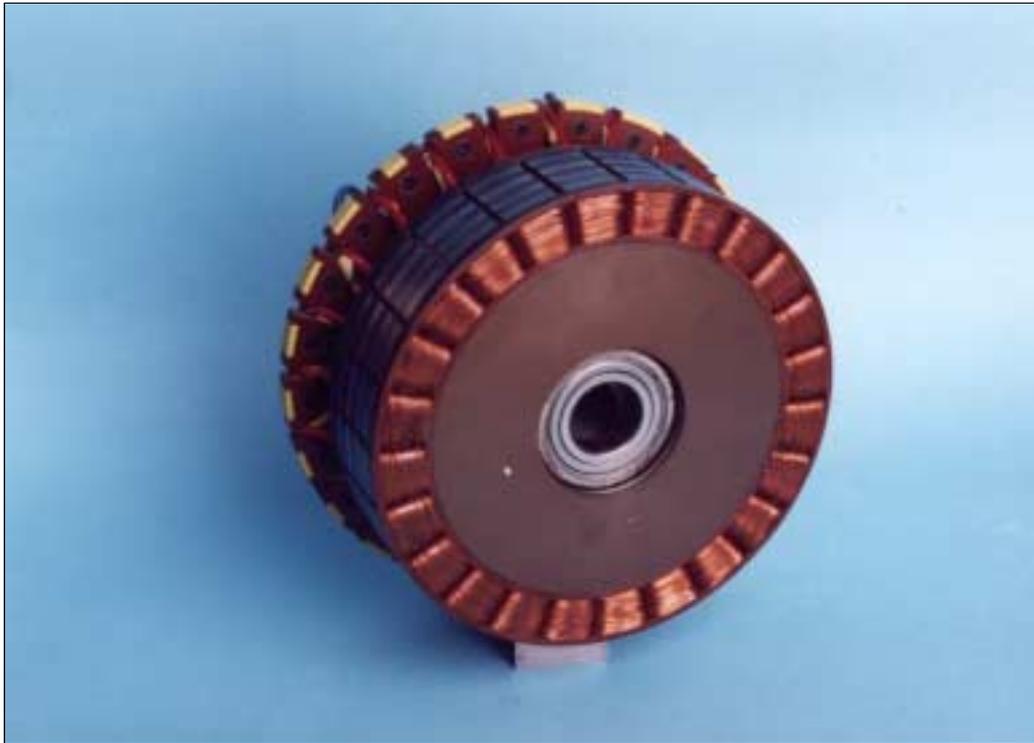


Bild 5.4: Seitenansicht des Stators – gesehen von der Abtriebsseite

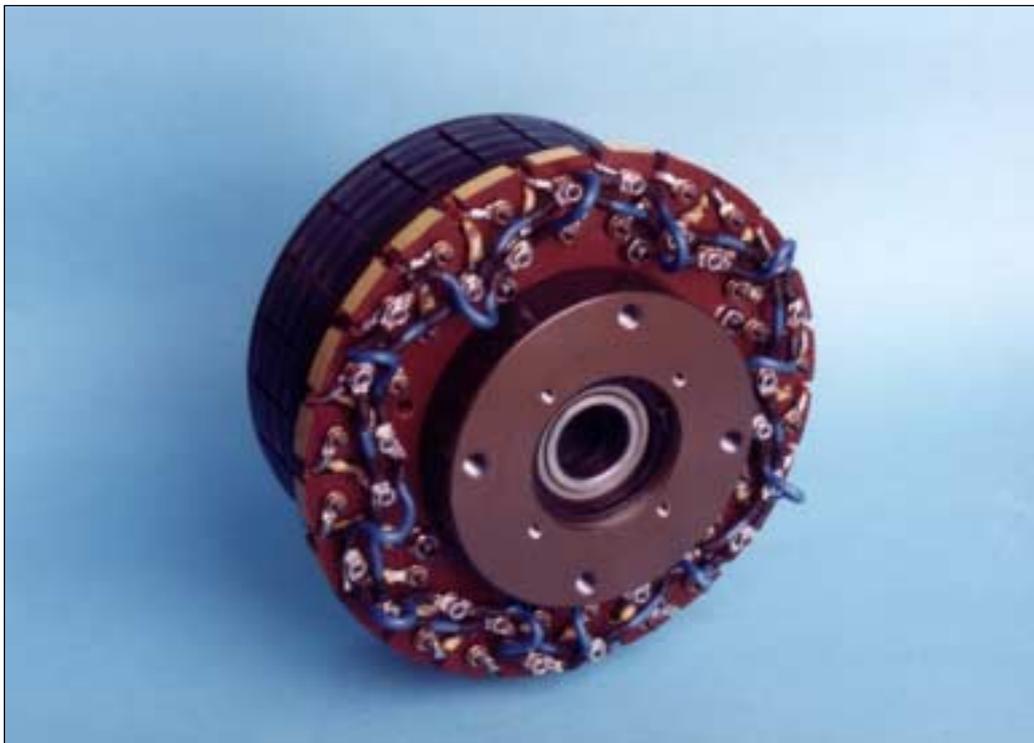


Bild 5.5: Seitenansicht des Stators – gesehen vom Flansch



Bild 5.6: Seitenansicht des Rotors – gesehen von der Abtriebsseite



Bild 5.7: Seitenansicht des Rotors – gesehen vom Flansch

# Kapitel 6

## Dynamische Simulation und Realisierung der Steuerung auf einem Mikrocontroller

Bisher wurde erarbeitet, welchen Gesetzmäßigkeiten eine Modulare Dauermagnetmaschine gehorcht und welche Betriebsweise bei einer Maschine dieses Typs vorliegt, wenn eine mechanische Feldschwächung zum Einsatz kommt, deren Flußveränderung über die Statorströme erreicht wird. Dabei wurden die Gleichungen, die das dynamische Verhalten beschreiben, zwar erarbeitet (Abschnitt 3.5), aber noch nicht angewandt. Zusammen mit den in Kapitel 4 erarbeiteten Maschinenparametern sollen diese Ergebnisse genutzt werden, um auf numerischem und analytischem Wege das dynamische Verhalten zu untersuchen.

### 6.1 Entwicklung eines Simulationsprogramms

Aus dem Kapitel 3 ist bereits hervorgegangen, daß für eine in der beschriebenen Weise feldgeschwächte Maschine ein Betrieb unerlässlich ist, bei dem die Ströme abhängig von der Lage der beiden Rotorteile eingepreßt werden, um das geforderte Betriebsverhalten zu erzielen. Um die Maschine so betreiben zu können, sind zusätzliche Komponenten notwendig, die entsprechend Bild 6.1 anzuordnen sind. Das auf dem Mikrocontroller ablaufende Programm übernimmt darin die Steuerung bzw. Regelung des Pulswechselrichters und damit der Maschine. Um dieses Programm zu entwickeln, ist es in einer Vorstufe notwendig, den gesamten Antrieb numerisch zu simulieren. Hierfür wurde ein eigenes Programm in der Programmiersprache FORTRAN entwickelt. Ein Betrieb an einem starren Netz – zwar mit veränderlicher Frequenz und Spannung – führt mitunter zu einem nicht vorhersehbaren Verhalten des Motors. Dies gilt aufgrund der unbekanntenen Lage des beweglichen Teils bereits für stationäre Betriebsfälle und wurde in [24] im Detail untersucht. Dennoch kann man Aussagen zum dynamischen Verhalten treffen, wenn sinnvolle Anfangsbedingungen vorgegeben werden und die Maschine anschließend mit bestimmten Anregungen beaufschlagt wird. Insbesondere die Verbindung eines Feder-/Masseschwingers mit elektromagnetischen Kräften sollte Gegenstand der Untersuchung sein. Um dies zu ermöglichen, sollte mit dem Simulationsprogramm auch ein solcher Betrieb nachgebildet werden können. Schließlich sollte es möglich sein, für die Auslenkung zwischen dem festen und dem beweglichen Rotorteil einen festen Wert vorzugeben. Dies entspricht der Simulation

einer konventionellen MDM. So können Unterschiede und Gemeinsamkeiten im Betriebsverhalten herausgearbeitet werden.

### 6.1.1 Struktur des zu modellierenden Antriebs

Die Struktur des realisierten Antriebssystems ist in Bild 6.1 angegeben. Wie erwähnt, besteht die wichtigste Aufgabe der Computersimulation darin, das Programm für den im Bild dargestellten Mikrocontroller zu entwickeln. Dieses Programm benötigt als Eingangsgrößen Informationen zum Zustand der Hardware – beispielsweise die Lage der Teilrotoren oder die Zuleitungsströme. Diese Signale stehen teilweise nur als diskrete Werte zur Verfügung und können vom Mikrocontroller nur in bestimmten Zeitschritten eingelesen werden. Schließlich bedarf die Bearbeitung der einzelnen Programmteile einer gewissen Zeitdauer, die von der Rechenleistung des Mikroprozessors abhängt. Aus diesen Gründen wurde das Simulationssystem so gestaltet, daß die Eigenschaften der Hardwarerealisierung berücksichtigt werden können. Hierbei ist die Genauigkeit jedes Modells mit Rücksicht auf die Rechenzeit geeignet zu wählen. Beispielsweise genügt als Abbild des Pulswechselrichters eine Anordnung aus idealen Schaltern, während die Winkelauflösung der Rotorlagegeber genau den Realitäten entsprechen muß. Wie weit die Vereinfachungen des Modells gehen dürfen, richtet sich nach den erzielten Ergebnissen. Sind diese erkennbar zu ungenau, was an einem instabilen Lauf der Maschine oder einer zu großen Abweichung zur nächst feineren Modellierung erkennbar ist, muß präzisiert werden.

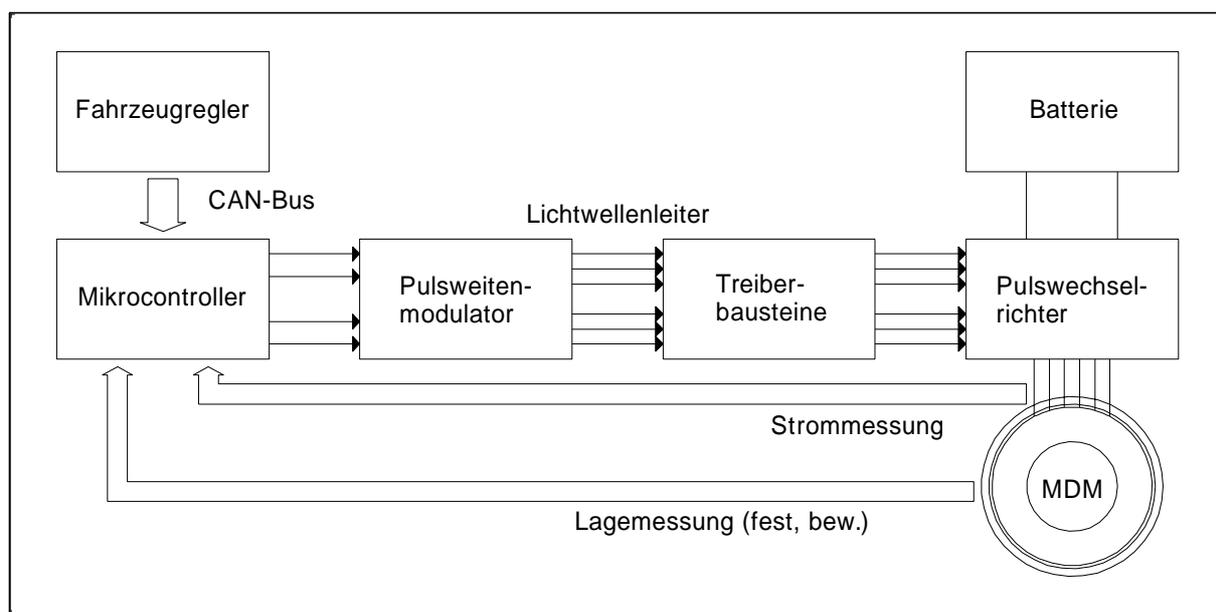


Bild 6.1: Struktur des realisierten Antriebs

### 6.1.2 Modellierung der Komponenten des Antriebs

Bevor mit der Programmierung begonnen werden kann, ist die mathematische Beschreibung der in Bild 6.1 erkennbaren Bausteine des Antriebs zusammenzustellen. Dazu wurden die Teilaufgaben des Mikrocontrollerprogramms sowie die Signalflüsse besonders herausgestellt.

## Komponenten zur Energiewandlung

An der rechten Seite des Bildes sind die für den Leistungsfluß verantwortlichen Komponenten dargestellt: Batterie, Pulswechselrichter und Maschine.

**Batterie** Batterie und Stromrichter bilden keinen zentralen Gegenstand der Untersuchung und sind deshalb möglichst einfach dargestellt. Die Batterie wird als ideale Spannungsquelle angenommen; die Spannung  $U_{bat}$  ist daher unabhängig von der Belastung. Will man die Batterie als reale Spannungsquelle betrachten, wird das Pulsmuster im Pulsweitenmodulator so angepaßt, daß der Effektivwert der Maschinenspannungen auch bei Belastung konstant bleibt.

**Stromrichter** Der Stromrichter wird ebenfalls als verlustfrei angenommen und schaltet die Batteriespannung entsprechend seinem Schaltzustand auf die Maschinenklemmen. Das von der Maschine benötigte zwölfphasige Spannungssystem wird durch innere Verschaltung der Maschine auf sechs Phasen reduziert. Dieses System ist mit zwei dreiphasigen Systemen, die eine feste Phasenverschiebung von  $30^\circ$  aufweisen, darstellbar. Aus diesem Grund ist es erforderlich, je zwei der Ströme eines Systems zu messen und dem Mikrocontroller zuzuführen. Der Schaltzustand wird durch die Signale des Pulsweitenmodulators folgendermaßen bestimmt:

$$\begin{aligned} u_1 &= \left( S_1 - \frac{(S_1 + S_2 + S_3)}{3} \right) \cdot U_{bat} \\ u_2 &= \left( S_2 - \frac{(S_1 + S_2 + S_3)}{3} \right) \cdot U_{bat} \\ u_3 &= \left( S_3 - \frac{(S_1 + S_2 + S_3)}{3} \right) \cdot U_{bat} \end{aligned} \tag{6.1}$$

**Maschine** Die Maschine wird alternativ durch die Spannungsdifferentialgleichungen in Strangdarstellung (3.20) beschrieben. Diese Gleichungen berücksichtigen die Besonderheiten der mechanischen Feldschwächung. Will man eine Maschine mit konstanter Erregung untersuchen, verwendet man die Gleichung (2.42) bzw. (2.54). Die Maschinenparameter, insbesondere die Hauptinduktivität, werden als konstant angenommen. Dies ist gerechtfertigt, da sich die Induktivitäten des Prototypen aufgrund des großen effektiven Luftspalts auch bei höheren Strömen nur um wenige Prozent ändern [35]. Eine erwärmungsbedingte Veränderung des Statorwiderstandes oder der Remanenzinduktion der Magneten war zunächst nicht vorgesehen und erwies sich als nicht notwendig.

## Signalverarbeitende Komponenten

Links in Bild 6.2 befinden sich die signalverarbeitenden Elemente: der Mikrocontroller und der Pulsweitenmodulator. Diese Elemente sind vergleichsweise präzise beschrieben, da es sich gezeigt hat, daß die Diskretisierungsstufen und die Häufigkeit der Unterprogrammaufrufe unmittelbar auf die Betriebseigenschaften durchschlagen. Deshalb kann die

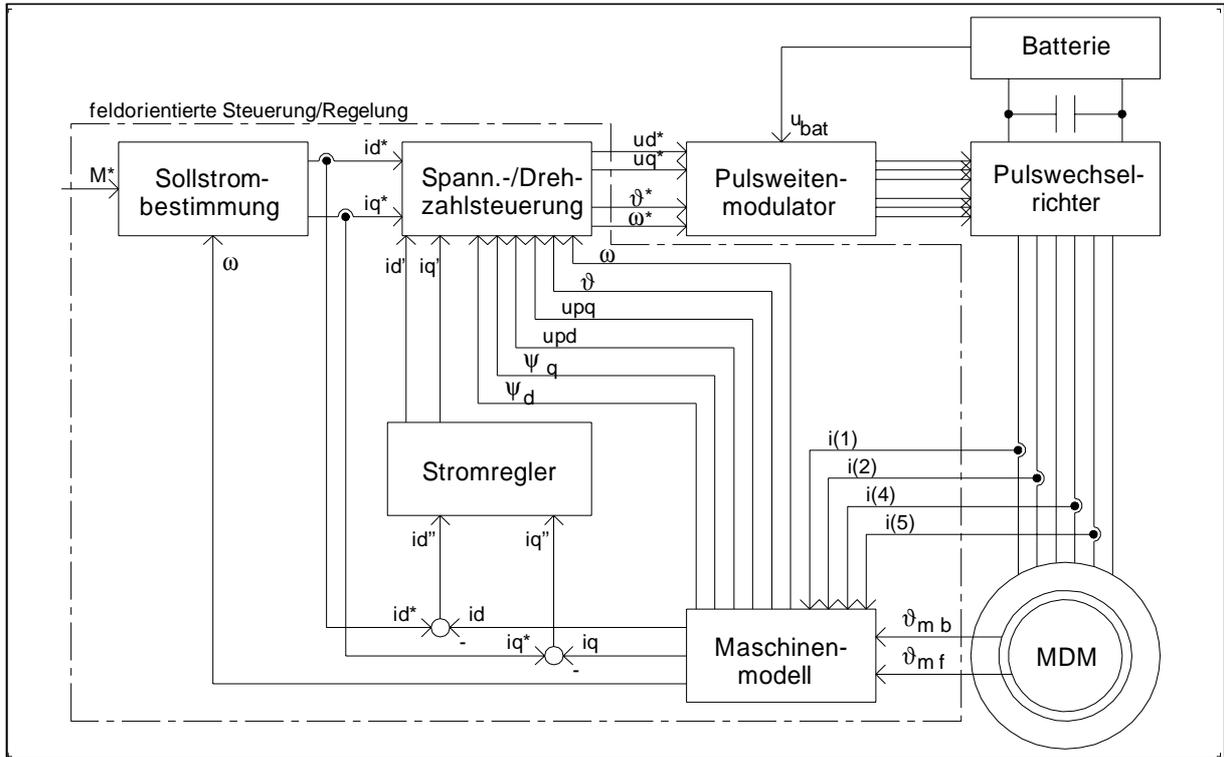


Bild 6.2: Struktur des zu simulierenden Antriebs

Aufrufschrittweite der nun zu beschreibenden Unterprogramme beliebig eingestellt werden.

**Sollstrombestimmung** In Abschnitt 3.6 wurde entwickelt, daß abhängig vom geforderten Drehmoment und der augenblicklich vorliegenden Drehzahl des Antriebs die Sollwerte des Quer- und Längsstroms vorzugeben sind (3.33),(3.34). Da deren Bestimmung teilweise iterativ erfolgen muß, werden die Wertepaare vor dem Programmstart für den gesamten Drehmoment-/Drehzahlbereich berechnet und in einem Feld abgelegt. Während des Programmablaufs werden die einem geforderten Drehmoment  $M^*$  zugeordneten Sollwerte für den Quer- und den Längsstrom –  $i_q^*$  und  $i_d^*$  – abhängig von der Drehzahl aus dem Feld gelesen.

**Maschinenmodell** Im Maschinenmodell werden aus den “gemessenen“ Lagewinkeln des festen und des beweglichen Teils ( $\vartheta_{mf}, \vartheta_{mb}$ ), die Flüsse in Längs-  $\psi_d$  und Querachse  $\psi_q$  berechnet.

$$\psi_{pd} = 1/2 \cdot \hat{\psi}_p (1 - \cos(p \cdot (\vartheta_{mb} - \vartheta_{mf}))) \quad (6.2)$$

$$\psi_{pq} = 1/2 \cdot \hat{\psi}_p \sin(p \cdot (\vartheta_{mb} - \vartheta_{mf}))) \quad (6.3)$$

Über die Lageänderung zwischen zwei aufeinander folgenden Berechnungsschritten kann die Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  bestimmt werden.

$$\omega_b = p \cdot \frac{\Delta \vartheta_b}{\Delta t} \quad (6.4)$$

Mit ihr können die induzierten Spannungen  $u_d, u_q$  berechnet werden.

$$u_{pd} = -\dot{\psi}_{pd} \cdot \omega_b \quad (6.5)$$

$$u_{pq} = \dot{\psi}_{pq} \cdot \omega_b \quad (6.6)$$

Schließlich werden aus den “gemessenen“ Strangströmen  $i(1), i(2), i(4), i(5)$  und der Lage des beweglichen Rotorteils die Quer- und die Längskomponente des aktuellen Maschinenstroms ermittelt und dem Stromregler zugeführt. Dazu wird zunächst jeweils der dritte Strom eines Systems ermittelt – da die Maschine zwei unabhängige Sternpunkte hat, ist dies zulässig. Mit den sechs so errechneten Strangströmen wird entsprechend (2.53) der Raumzeiger bestimmt. Durch Multiplikation mit dem komplexen Dreher  $e^{j\vartheta_b}$  wird der Raumzeiger auf den beweglichen Teil des Rotors bezogen. Durch Vergleich der Ist- und Sollwerte des Maschinenstroms werden Korrekturwerte für die Sollstromkomponenten bestimmt.

**Stromregelung** Der Stromregler ist als PI-Regler ausgelegt, um stationäre Differenzen ausregeln zu können. Die so bestimmten Korrekturkomponenten  $i'_d, i'_q$  werden – analog zu den in der “Sollwertbestimmung“ ermittelten Stromwerten – der Einheit zugeführt, welche die Sollspannung und -frequenz errechnet.

**Spannungs-/Drehzahlsteuerung** Ausgehend von den Sollwerten der Ströme, den aus dem Stromfehler bestimmten Korrekturwerten und dem im Maschinenmodell errechneten Maschinenzustand ermittelt die Spannungs-/Drehzahlsteuerung Amplitude  $u_d^*, u_q^*$ , Frequenz  $\omega^*$  und Phasenlage  $\vartheta^*$  des vom Pulswechselrichter zu erzeugenden Spannungssystems.

$$u_d^* = \frac{1}{f} \left( R'(i_d^* + i'_d) - L' \left( (i_q^* + i'_q) \cdot \omega_b - \frac{\Delta i_d^* + \Delta i'_d}{\Delta t} \right) \right) + u_{pd} + \frac{\Delta \psi_{pd}}{\Delta t} \quad (6.7)$$

$$u_q^* = \frac{1}{f} \left( R'(i_q^* + i'_q) - L' \left( (i_d^* + i'_d) \cdot \omega_b - \frac{\Delta i_q^* + \Delta i'_q}{\Delta t} \right) \right) + u_{pq} + \frac{\Delta \psi_{pq}}{\Delta t} \quad (6.8)$$

$$\omega^* = \omega_b \quad (6.9)$$

$$\vartheta^* = p \cdot \vartheta_b \quad (6.10)$$

In der Simulation der Maschine wurden Parameteränderungen durch Erwärmung oder Sättigung nicht berücksichtigt. Der im realen Betrieb der Maschine dadurch entstehende Fehler muß durch den Stromregler ausgeglichen werden.

**Pulsweitenmodulator** Da der Pulswechselrichter dieses Spannungssystem nur durch Ein- und Ausschalten der Batteriespannung bereitstellen kann, wird eine Einheit benötigt, die aus den Parametern des gewünschten Spannungssystems (Amplitude und Frequenz) die einzelnen Schaltimpulse generiert. Da diese Routine sehr häufig durchlaufen wird und daher viel Rechenzeit in Anspruch nimmt, kann sie nur dann im Mikroprozessor ausgeführt werden, wenn hierfür ein sehr leistungsfähiger Typ – z.B. sog. Digitale Signalprozessoren

– verwendet wird. Da dies hier nicht der Fall ist, wird die Aufgabe in Hardware realisiert und von einem externen Schaltkreis ausgeführt. Dies wird auch in Bild 6.2 deutlich, da dieser Baustein nicht innerhalb der strichlierten Linie liegt, die alle Programmteile umfaßt, die durch das Mikroprozessorprogramm abgedeckt werden müssen.

Es sind verschiedene Methoden bekannt, mit denen vorgegebene Zeitverläufe von Strömen oder Spannungen durch ein pulsweitenmoduliertes Signal erzeugt werden können [37]. Ein Beispiel hierfür ist das Unterschwingungsverfahren. Hier wird eine Dreiecksspannung (Trägerspannung) mit einer sinusförmigen Spannung (Signalspannung) verglichen. Liegt die Signalspannung oberhalb der Trägerspannung, wird der Ausgang des Pulswechselrichters auf die positive Zwischenkreisspannung gelegt. Im anderen Fall liegt das negative Potential der Zwischenkreisspannung am Ausgang. Um eine ausreichende Qualität der Spannung am Ausgang des Pulswechselrichters zu bekommen, sollte die Trägerfrequenz mindestens zehn-, besser zwanzigmal höher als die Frequenz der Signalspannung sein.

### 6.1.3 Ablaufplan des Simulationsprogramms

Nachdem die physikalischen Zusammenhänge in Formeln abgebildet wurden, sind sie in geeigneter Weise in ein Programm umzusetzen. Der vereinfachte Ablaufplan des Programms ist in Bild 6.3 dargestellt [38].

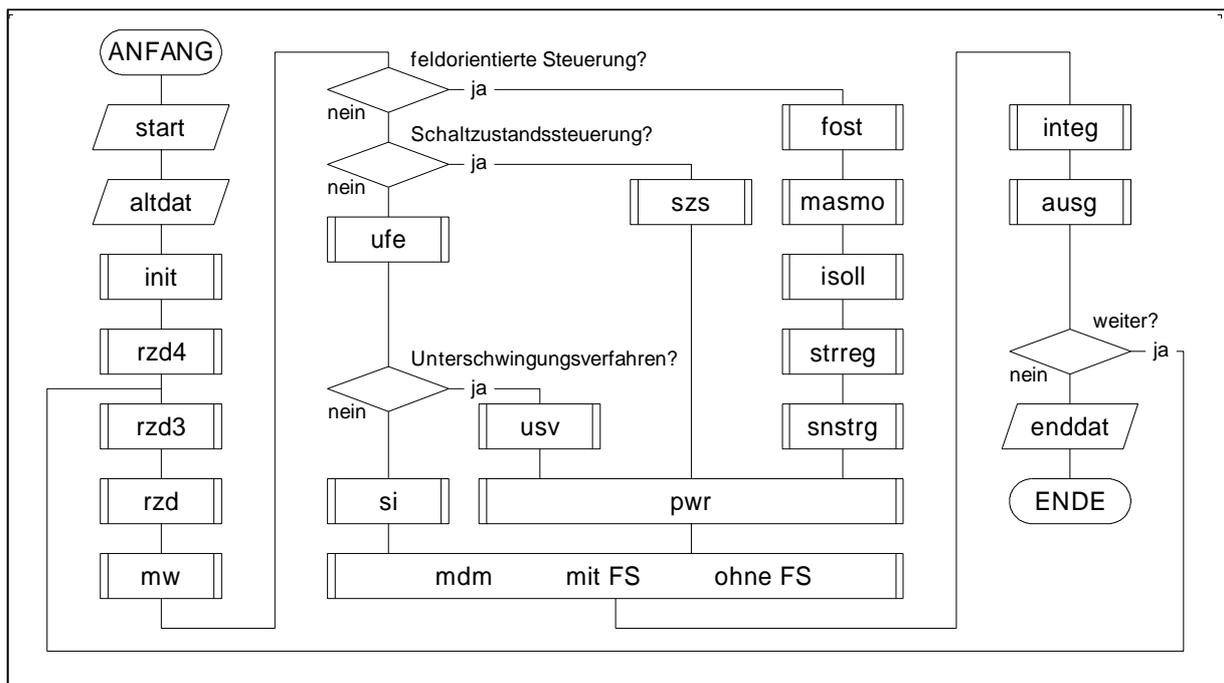


Bild 6.3: Vereinfachter Programmablaufplan

Im Unterprogramm **start** werden der für die Programmablaufsteuerung benötigte Datensatz eingelesen und die Ausgabedateien geöffnet. Anschließend wird das Unterprogramm **init** aufgerufen, welches die Induktivitäts- und Widerstandsmatrizen vorbelegt und invertiert. Falls vorhanden, werden die Daten einer vorangegangenen Simulation eingelesen (**altdat**) und Stranggrößen in Raumzeigergrößen transformiert (**rzd4**). Für die Hin- und Rücktransformation von Strang- in Raumzeigergrößen stehen mehrere Unterprogramme (**rzd**, **rzd2**, **rzd3**, **rzd4**) zur Verfügung, die auch Hilfsfunktionen wie die Glättung stark

überschwingungsbehafteter Größen (Strangspannung) leisten. Um gezielte “Versuche“ anstellen zu können, besteht im Unterprogramm **mw** die Möglichkeit, frei wählbare Verläufe von Soll- und Widerstandsmoment vorzugeben. Es wurde bereits auf die Notwendigkeit von verschiedenen Ansteuerverfahren hingewiesen. Dementsprechend verzweigt sich das Programm in dem Bereich, der zur Berechnung der Maschinenspannungen benötigt wird (**fost**, **szs**, **ufe**, **si**). In **fost** wird die Funktion des Mikrocontrollerprogramms exakt nachgebildet. Um die Verhältnisse, die bei der Realisierung auftreten, zu erfassen, werden die einzelnen Programmteile (Maschinenmodell, Stromregelung, Spannungs- /Drehzahlsteuerung und Sollstrombestimmung) nur in fest einstellbaren Zeitintervallen aufgerufen. Aus diesem Grund werden auch trigonometrische Funktionen durch Tabellen ersetzt, da deren Berechnung im Mikrocontroller zuviel Zeit in Anspruch nehmen würde. In Abhängigkeit vom gewählten Ansteuerverfahren werden die Maschinenspannungen einem Pulsweitenmodulator zugeführt oder als sinusförmige Größen dem Modell der Maschine **mdm** (nicht zu verwechseln mit dem Maschinenmodell in **fost**) übergeben. Dort wird zunächst die Polradspannung ermittelt. Hier kann ausgewählt werden, ob eine Maschine mit mechanischer Feldschwächung oder mit konventionell aufgebautem Rotor berechnet werden soll. Mit den im vorangegangenen Integrationsschritt bestimmten Strömen, der Polrad- und der Klemmenspannung werden daraus die Stromableitungen errechnet. Aus Soll-, Ist-, und Belastungsmoment kann die Winkelbeschleunigung bestimmt werden. In der Routine **integ** werden als Integrationsverfahren Euler und Runge-Kutta zweiter bzw. vierter Ordnung zur Auswahl gestellt. Nach der Integration der Stromableitungen und der Winkelbeschleunigung ist eine Schleife vollständig durchlaufen. Je nachdem, ob die Maschinengleichungen in Raumzeiger- oder Strangdarstellung integriert wurden, werden die jeweils fehlenden Größen in **rzd2** durch Transformation bestimmt. In einer festen Anzahl von Integrationschritten – was einem Zeitintervall gleichkommt – können die Zwischenergebnisse in die anfangs geöffneten Dateien geschrieben werden (**ausg**). Solange der Endzeitpunkt der Simulation noch nicht erreicht ist, wird die Schleife erneut durchlaufen. Andernfalls werden alle zuletzt ermittelten Größen in eine Datei geschrieben, die eine direkte Fortsetzung des so beendeten Simulationslaufs gestattet. Da der vollständige Zustand des Antriebs gespeichert wird, erfolgt zu Beginn der Fortsetzungssimulation kein Einschwingvorgang, so daß die Ergebnisse der Simulationsläufe nahtlos aneinandergehängt werden können.

## 6.2 Umsetzung auf dem Mikrocontroller

Das bis hierher entwickelte Simulationsprogramm für einen Personal Computer in der Programmiersprache FORTRAN ist ein wichtiges Hilfsmittel, um das Programm für den Mikrocontroller zu entwickeln, das in Echtzeit die Maschinensteuerung übernimmt. Zunächst werden die Programmteile, die vom Mikroprozessor bearbeitet werden, für eine Software aufbereitet, welche die Kommunikation mit dem Mikrocontroller vereinfacht. Mit dieser Software kann man den Rechenzeitbedarf des Mikroprozessors für die abzuarbeitenden Routinen ermitteln. Anschließend wird geprüft, ob die so erreichbare Aufrufhäufigkeit für einen stabilen Betrieb der Maschine ausreicht. In den ersten Versuchen war dies nicht der Fall. Man erreichte durch eine günstigere Programmierung des Prozessors und Methoden, die einen schnelleren Speicherzugriff erlauben, eine höhere Aufrufhäufigkeit. So konnte ein stabiler Betrieb der Maschine erreicht werden.

## 6.3 Untersuchung des Maschinenverhaltens am starren Netz

Um erste Aussagen zum Maschinenverhalten treffen zu können, empfiehlt es sich, das Verhalten an einem starren Netz zu simulieren, auch wenn das gewünschte Betriebsverhalten nur mit einem geregelten Pulswechselrichter erreicht werden kann. Man hat so beispielsweise die Möglichkeit, einige charakteristische Verhaltensweisen der Synchronmaschine durch gezielte Vorgaben in der Simulation zu überprüfen.

### 6.3.1 Simulationsergebnisse am starren Netz

In dem erarbeiteten Simulationsprogramm besteht die Möglichkeit, die Maschine ohne die mechanische Feldschwächung zu simulieren. Dies entspricht dem Fall, daß man im Rotor den beweglichen Teil in eine seiner Endlagen bringt – d.h. um eine Polteilung auslenkt – und dort fixiert. Es zeigte sich bereits bei früheren Untersuchungen [39], daß die Maschine unter diesen Bedingungen oberhalb von etwa 250 UpM nicht stabil an einem starren Netz betrieben werden kann. Diese Erfahrung macht man, wenn versucht wird, die unbelastete Maschine an einem Netz mit über der Zeit ansteigender Frequenz und Spannung zu betreiben. Der Quotient aus Spannung und Frequenz wird dabei konstant gehalten. Nach 0.5 s wird die Beschleunigung auf eine vorher festgelegte Enddrehzahl beendet und die Maschine soll mit dieser Drehzahl weiterlaufen. Um den Einfluß der Drehzahl zu veranschaulichen und die maximal erreichbare Drehzahl zu ermitteln, führt man eine solche Simulation der Beschleunigung für unterschiedliche Enddrehzahlen durch. In Bild 6.4 sind Beschleunigungsverläufe für in Stufen von 20 UpM steigende Enddrehzahlen dargestellt. Der Knick in der Frequenzrampe führt zu Schwingungen, deren Dämpfung mit steigender Drehzahl abnimmt. Bei einer Enddrehzahl von 240 UpM ist die Schwingung praktisch nicht mehr gedämpft. Liest man die Frequenz dieser Schwingung aus den Kurven ab, erhält man ca. 28 Hz. Versucht man die Maschine noch weiter zu beschleunigen, nimmt die Amplitude der Schwingung mit der Zeit zu, bis die Maschine schließlich – bei längerer Simulation – außer Tritt fällt. Auch wenn die Maschine sehr langsam – d.h. mit sehr flacher Rampe – beschleunigt wird, klingen die – aufgrund der flacheren Rampe geringeren – Schwingungen auf, die beim Übergang in den Bereich konstanter Drehzahl entstehen, wenn die Drehzahl oberhalb etwa 250 UpM liegt. Dagegen klingen die Schwingungen wieder ab, wenn die Frequenz nach Erreichen einer Drehzahl kleiner als ca. 250 UpM konstant gehalten wird. In anderen Simulationen wurde gezeigt, daß solche Schwingungen auch dann auftreten, wenn die Spannungs-/Frequenzrampe, die zur Beschleunigung dient, fortgesetzt wird. Offenbar verbietet dieser Effekt einen Betrieb oberhalb einer Drehzahl von ca. 250 UpM.

Im Vorgriff auf die Messungen sei angemerkt, daß der ausgeführte Prototyp exakt dieses Verhalten zeigt. Erhält der speisende Stromrichter eine Spannungs-/Frequenzvorgabe, kann die Maschine – auch wenn die Sollwerte sehr vorsichtig verändert werden – nicht auf Drehzahlen oberhalb von ca. 250 UpM beschleunigt werden. Der gefundene Effekt ist damit nicht Ergebnis eines Fehlers im Simulationsprogramm, sondern in der Physik der Maschine begründet. Diese Ergebnisse sind für permanentmagnetisch erregte Synchronmaschinen nicht ungewöhnlich. So zeigte eine Maschine mit konventioneller dreisträngiger Statorwicklung und einem Innenläufer in Flachmagnetanordnung ein ganz ähnliches Verhalten [40]. Es ist anzunehmen, daß die spezielle Kombination von Parametern, vor allem

die kleine Luftspaltinduktivität, zu instabilen Lösungen des Differentialgleichungssystems führt. Dies soll in Abschnitt 6.3.2 genauer untersucht werden.

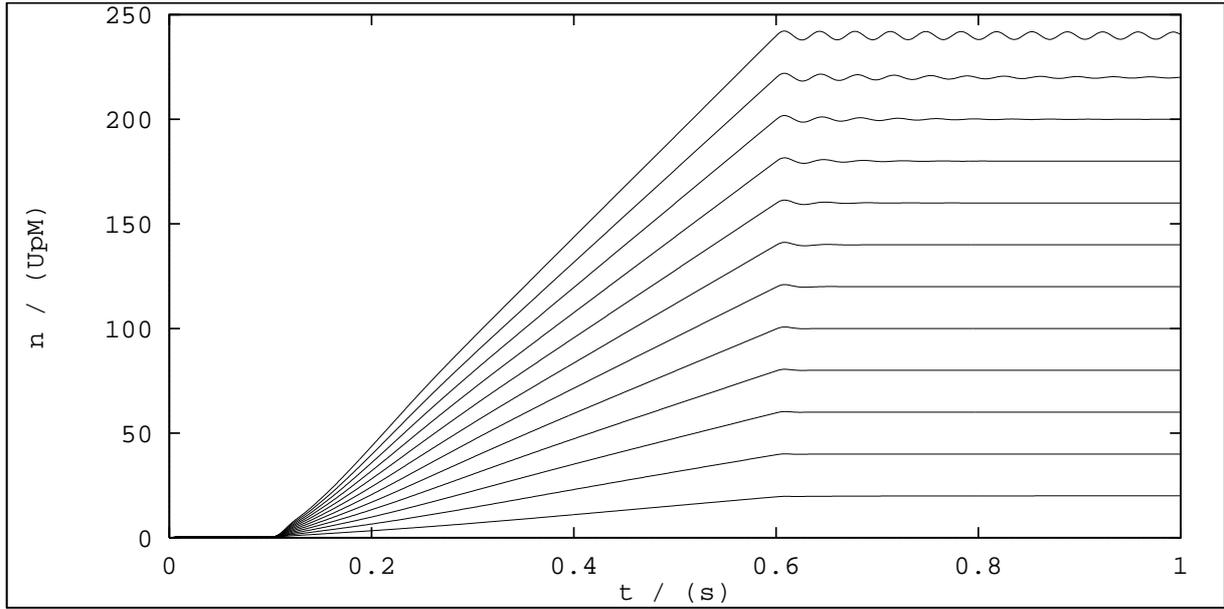


Bild 6.4: Mit der Drehzahl abnehmende Dämpfung der Maschine ohne Feldschwächung

### 6.3.2 Analytische Bestimmung der Eigenwerte

Die vermutete Ursache für die Schwingungen ist eine unzureichende Dämpfung des Differentialgleichungssystems bei höheren Drehzahlen. Mit Hilfe von [41] und [42] können die Eigenwerte einer Asynchronmaschine bei kleinen Abweichungen ermittelt werden. Wendet man die dort genutzte Vorgehensweise auf die Differentialgleichungen der Synchronmaschine an, kann ein System von vier Differentialgleichungen erster Ordnung gefunden werden, das die dynamischen Eigenschaften bei kleinen Abweichungen vom Synchronismus beschreibt. Dazu formuliert man die Systemgleichungen der Synchronmaschine in einem mit synchroner Drehzahl umlaufenden Koordinatensystem. Anschließend werden die elektrischen und mechanischen Größen, die im quasistationären Betrieb bei konstanter Drehzahl konstant sind, durch eine Summe aus eben diesem konstanten Wert und einem Anteil, der die kleinen Abweichungen beschreibt, ausgedrückt. Sortiert man die Systemgleichungen nun nach den kleinen Abweichungen und deren Ableitungen, kommt man auf ein Differentialgleichungssystem folgender Gestalt:

$$\begin{pmatrix} R_1 + \omega\lambda L_1 & -\omega_1 L_1 & -M_{ES} i_{E0Im} p & -\omega_1 M_{ES} i_{E0Re} \\ +\omega_1 L_1 & R_1 + \omega\lambda L_1 & +M_{ES} i_{E0Re} p & -\omega_1 M_{ES} i_{E0Re} \\ -6p M_{ES} i_{E0Im} & +6p M_{ES} i_{E0Re} & -J_m \omega \lambda & (6p M_{ES}) \cdot \\ 0 & 0 & -p & \lambda \omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_{iRe} \\ K_{iIm} \\ K_\omega \\ K_\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

Daraus kann man mit Hilfe der Determinante die Eigenwerte des Systems ermitteln. Nachdem die Terme sortiert worden sind, erhält man die in (6.12) angegebenen Koef-

fizienten einer Gleichung vierter Ordnung. Der Algorithmus zur Lösung der Gleichung vierten Grades wurde programmiert, so daß nur noch die Koeffizienten berechnet zu werden brauchten.

$$\begin{aligned}
& (\lambda\omega)^4 \cdot (-L_1^2 J_m) + \\
& (\lambda\omega)^3 \cdot (-2R_1 L_1 J_m) + \\
& (\lambda\omega)^2 \cdot ((-R_1^2 J_m) - (L_1 M_{ES})(6pM_{ES})(i_{E0Im} i_{E0Im})p) + \\
& (\lambda\omega)^1 \cdot ((R_1 M_{ES})(6pM_{ES})(i_{E0Im} i_{E0Im})p) + \\
& 1 \cdot ((\omega_1 L_1)(\omega_1 M_{ES})(6pM_{ES})(i_{E0Re} i_{E0Re})p) + \\
& (\omega_1 L_1)(\omega_1 L_1)(6pM_{ES})(i_{10Im} i_{E0Im} + i_{10Re} i_{E0Re})p = 0
\end{aligned} \tag{6.12}$$

Um dieses Ergebnis auf die MDM anwenden zu können, müssen Parallelen zwischen den beiden Maschinentypen hergestellt werden. In erster Linie ist dafür zu sorgen, daß das von der elektrischen Erregung erzeugte Feld mit dem der Permanentmagneten übereinstimmt. Daraus läßt sich die Kopplungsinduktivität  $M_{ES}$  unter der Annahme, daß der Erregerstrom 1 A beträgt, bestimmen. Der Widerstand  $R_1$  sowie die Induktivität  $L_1$  lassen sich aus den transformierten Matrizen der MDM bestimmen. Aus den Abschnitten 2.5.2 und 2.5.3, in denen die Theorie erarbeitet wurde, ist bekannt, daß Modulare Dauermagnetmaschinen mit einer Strangzahl größer drei durch einen Raumzeiger nicht ausreichend beschrieben werden können. Mit Hilfe des Simulationsprogramms kann der Einfluß der Raumzeiger höherer Ordnung ausgeblendet werden. Bei verschiedenen Simulationsläufen, in denen die Berechnungen einmal mit, das andere Mal ohne Raumzeiger höherer Ordnung durchgeführt wurden, konnten keine nennenswerten Unterschiede festgestellt werden. Insbesondere auf die bei höheren Drehzahlen auftretenden Schwingungen konnte kein Einfluß festgestellt werden. Man beschränkt sich daher auf den Raumzeiger erster Ordnung, da dieser maßgeblich für das Maschinenverhalten ist. Aus dem transformierten Differentialgleichungssystem entnimmt man daher die Parameter  $R_1$  und  $L_1$  der Gleichung für den ersten Raumzeiger. Die Werte für den Real- und Imaginärteil des Statorstroms  $i_{10Re}$  und  $i_{10Im}$  sowie des Erregerstroms  $i_{E0Re}$  und  $i_{E0Im}$ , wobei letztere praktisch der Winkellage des Polrads entsprechen, müssen aus einer dynamischen Simulation bestimmt werden, da sie sich abhängig vom jeweiligen Betriebszustand und damit der Drehzahl ändern. Schließlich stellt man bei einem Vergleich der Drehmomentformeln fest, daß mit einem auf ein Drittel reduzierten Trägheitsmoment gerechnet werden muß.

In einem nächsten Schritt wird geprüft, ob die dynamische Simulation und das Gleichungssystem zur Behandlung kleiner Abweichungen um den Synchronismus gleiche Ergebnisse liefern. Dazu wird die Maschine in einer dynamischen Simulation auf eine Drehzahl gebracht, die deutlichen Abstand zu dem instabilen Bereich hat, der bei ca. 250 UpM beginnt. Nachdem alle Schwingungsvorgänge nach dem Beschleunigen abgeklungen sind, verändert man die Spannungsamplitude des speisenden Systems um einige Prozent und beobachtet den sich anschließenden Schwingungsvorgang. Diese „Versuche“ werden mit gezielt veränderten Maschinenparametern durchgeführt. Aus den Resultanten der dynamischen Simulation für den eingeschwungenen Zustand werden die Zahlenwerte für den Statorstrom und die Polradlage entnommen und zusammen mit den Maschinenparametern in die Berechnung der Eigenwerte eingesetzt. Anschließend konnte die Übereinstimmung beider Modelle anhand eines Vergleichs der Frequenzen, die sich aus der dynamischen Simulation einerseits und der Eigenwertbetrachtung andererseits ergaben, nachgewiesen werden.

Parameter	Einflußfaktor	dynamische Simulation	analytische Rechnung
Induktivität	$1/100$	360 Hz	355 Hz
Trägheitsmoment	$\sqrt{3}$	3.687 Hz	3.745 Hz
Koppelinduktivität	10	360 Hz	355 Hz

Nun kann der Frage nachgegangen werden, welche Eigenwerte sich für die in Bild 6.4 dargestellten Betriebsfälle ergeben. Dazu wird zu jeder der Simulationen die Lage des Polrads sowie der Statorstrom bestimmt, nachdem sich ein quasistationärer Zustand eingestellt hat. Bei den Simulationen mit höheren Enddrehzahlen wird die Simulationszeit soweit verlängert, bis die Schwingungen abgeklungen sind. Anschließend werden diese Werte als Argumente für die Eigenwertbestimmung genutzt. Die Realteile und Imaginärteile der sich abhängig vom Betriebszustand errechnenden Eigenwerte sind in Bild 6.5 und Bild 6.6 dargestellt. Aus Bild 6.5 ist erkennbar, daß stets eine Lösung mit positivem Realteil existiert. Ihr Wert nimmt mit steigender Drehzahl deutlich zu. Ein anderer Eigenwert, der im Stillstand etwa einen Realteil von null hat, erhält mit zunehmender Drehzahl eine stärkere Dämpfung. Zwei weitere Eigenwerte bilden ein konjugiert komplexes Lösungspaar. Die Dämpfung dieser Eigenwerte nimmt ab einer Drehzahl von ca. 100 UpM ab. Man kann daraus erkennen, daß sich das Dämpfungsverhalten mit der Drehzahl deutlich ändert; ein zwingender Beweis für die ab 250 UpM aufklingenden Schwingungen – etwa in Form eines Vorzeichenwechsels eines Realteils von negativ nach positiv – läßt sich dagegen nicht ableiten.

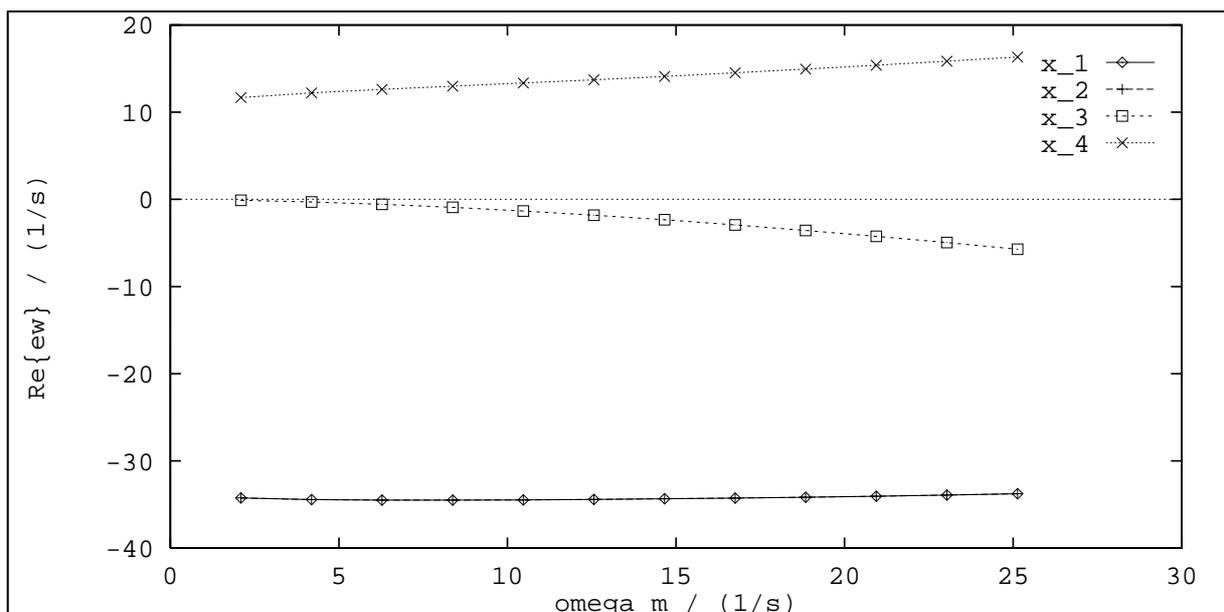


Bild 6.5: Abhängigkeit der Dämpfung von der mechanischen Winkelgeschwindigkeit

Die empirische Feststellung bei der Simulation und die anschließende analytische Untersuchung des Stabilitätsverhaltens zeigen, daß ein Betrieb an einem Stromrichter mit rotorlageabhängiger Stromeinprägung auch dann unabdingbar wäre, wenn die Maschine ohne mechanische Feldschwächung ausgeführt würde.

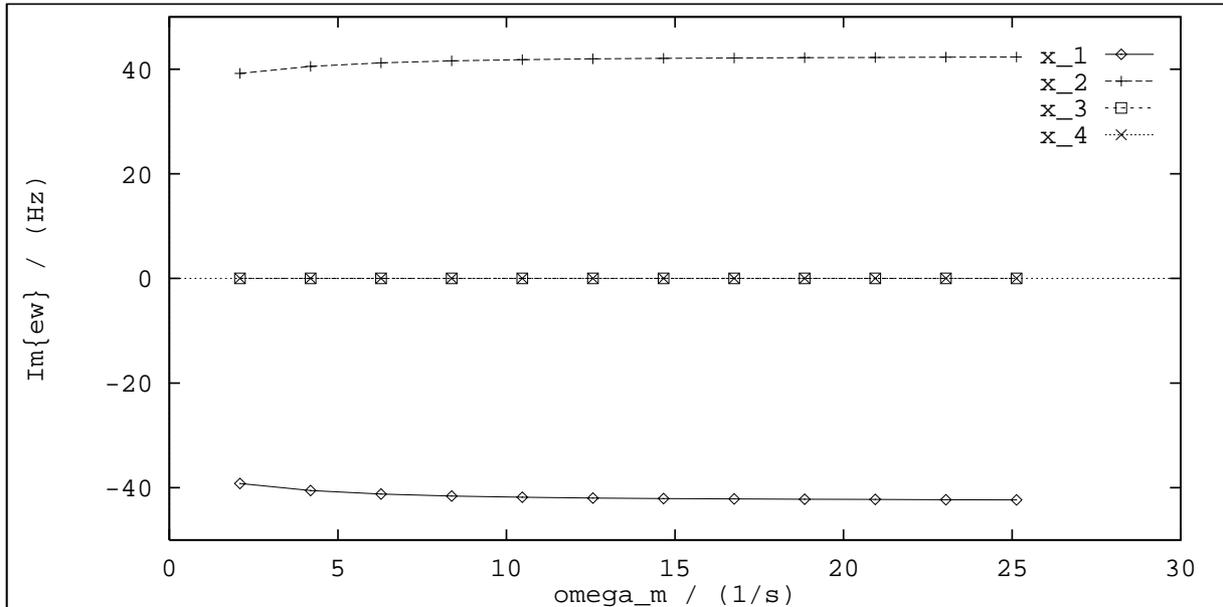


Bild 6.6: Abhängigkeit Schwingungsfrequenz von der mechanischen Winkelgeschwindigkeit

## 6.4 Untersuchung des Maschinenverhaltens am Umrichter

Um die vorgesehene Regelung des Längs- und Querstroms, die in Abschnitt 3.6 beschrieben wurde, zu erreichen, müssen die Spannungen lageabhängig eingepreßt werden. Es soll nun gezeigt werden, wie sich die Maschine bei einem geregelten Betrieb verhält. Dazu wird ein Beschleunigungsvorgang der stillstehenden Maschine untersucht.

Zu Simulationsbeginn wird der Regelung ein Soll Drehmoment in Höhe des Nennmoments vorgegeben (Bild 6.7). Die Regelung preßt daraufhin einen Querstrom vom Betrag des Nennstroms ein, der erwartungsgemäß zu einem positiven Drehmoment auf den beweglichen Rotorteil und einem negativen Moment auf den festen Teil führt. Mit der rasch zunehmenden Auslenkung nimmt das negative Moment auf den festen Teil ab und die Maschine beschleunigt. Für die Simulation wurde ein linear mit der Drehzahl zunehmendes Widerstandsmoment zugrunde gelegt, das bei 2000 UpM 20 Nm beträgt. Da die Maschine ein höheres Moment erzeugt, wird die Nenndrehzahl überschritten und man tritt in den Feldschwächbereich ein. Hier wird der Regelung statt des Nennmoments die Nennleistung als Sollwert vorgegeben. Da entsprechend der Theorie der mechanisch feldgeschwächten Maschine im Feldschwächbereich die Auslenkung zurückgenommen werden muß, wird der Sollwert des Querstroms, der die Auslenkung steuert, zurückgenommen. Um die geforderte Leistung zu erreichen, wird ein zusätzlicher Längsstrom vorgegeben (Bild 6.8). Dieser ist für einen interessanten Effekt beim Eintritt in den Feldschwächbereich verantwortlich. Deutlich erkennbar ist hier die Beschleunigung anfangs stärker als am Ende des Ankerstellbereichs. Ausschlaggebend hierfür ist die noch nicht voll ausgelenkte Maschine, die durch den d-Strom, der schnell eingepreßt werden kann, ein zusätzliches Moment erfährt. Da dieses Moment auf den fest mit der Welle verbundenen Rotorteil wirkt, kann es unmittelbar zur Beschleunigung dienen. Schließlich stellt sich eine Drehzahl von etwa 2750 UpM ein (Bild 6.9). Mit dem zugehörigen Widerstandsmoment von 27.5 Nm ergibt sich eine mechanische Leistung von ca. 8 kW. In der Simulation zeigt die Maschine somit

das gewünschte Verhalten. Die Regelung wurde offenbar korrekt programmiert und kann so für den Mikrocontroller verwendet werden.

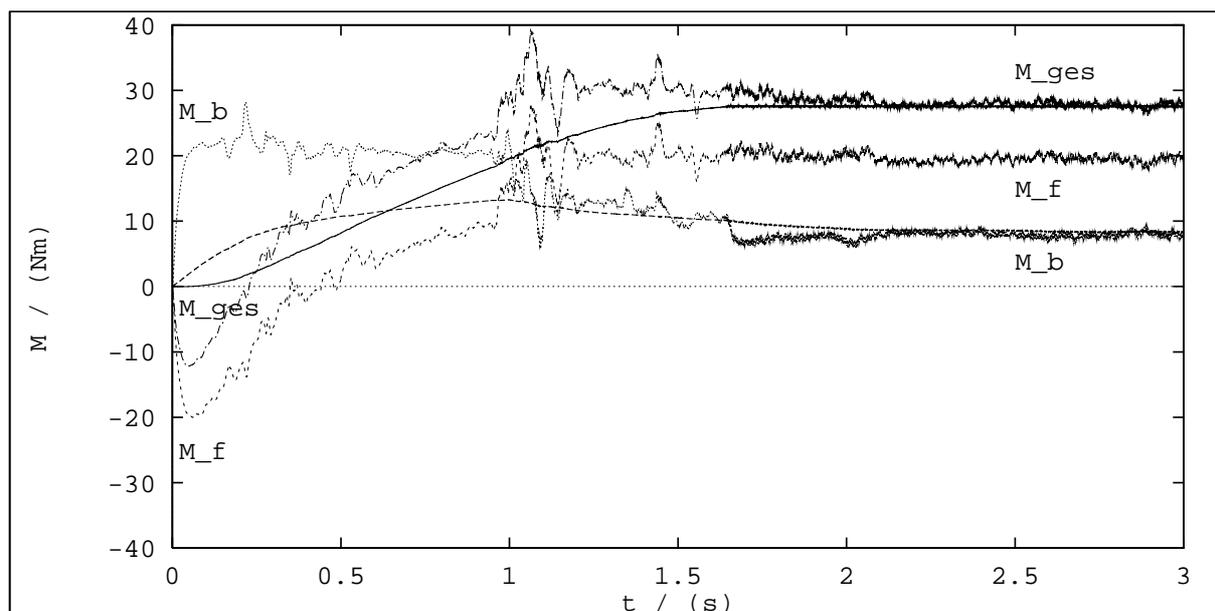


Bild 6.7: Soll- und Istmoment bei idealisierten Annahmen

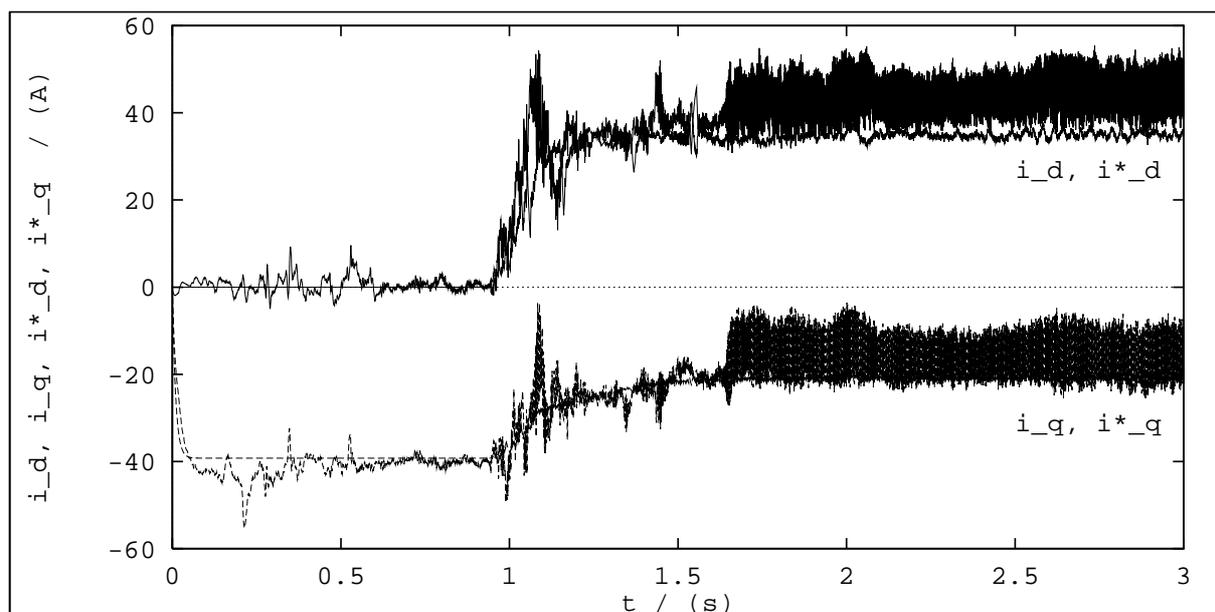


Bild 6.8: Soll- und Istwerte von d- und q-Strom bei idealisierten Annahmen

Bei der soeben beschriebenen Simulation ging man von einem sehr leistungsfähigen Mikroprozessor aus, der es gestattet die Routinen zur Maschinenregelung sehr häufig aufzurufen. Der zur Verfügung stehende Mikroprozessor erlaubt maximal die oben (Abschnitt 6.2) ermittelten Aufrufzeiten. Um die Auswirkung der begrenzten Rechenleistung zu zeigen, wurde die oben beschriebene Simulation unter den neuen Voraussetzungen wiederholt (Bilder 6.10,6.11,6.12). Aus den deutlich stärker verrauschten Verläufen erkennt man, daß die Rechenleistung offenbar gerade noch ausreicht, die Regelaufgabe zu erfüllen. Ferner kann festgestellt werden, daß bis zum Erreichen der Nenndrehzahl die Hälfte mehr an

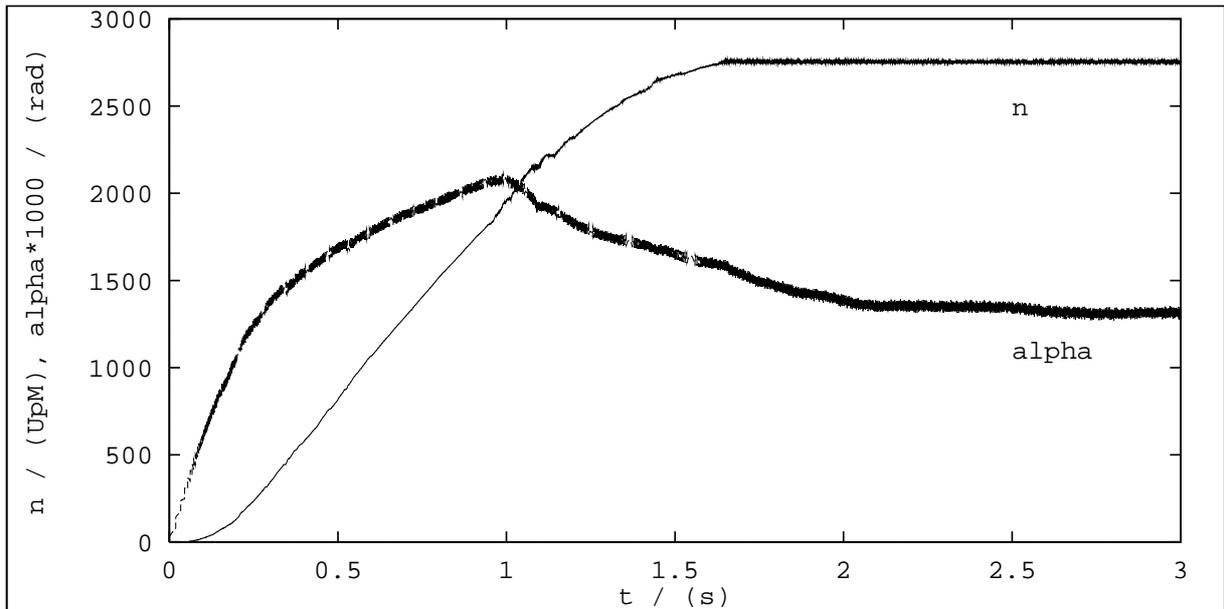


Bild 6.9: Auslenkungs- und Drehzahlverlauf bei idealisierten Annahmen

Zeit vergeht. Aus diesem Grund ist ein nicht sehr befriedigendes dynamisches Verhalten für die ersten Messungen zu erwarten.

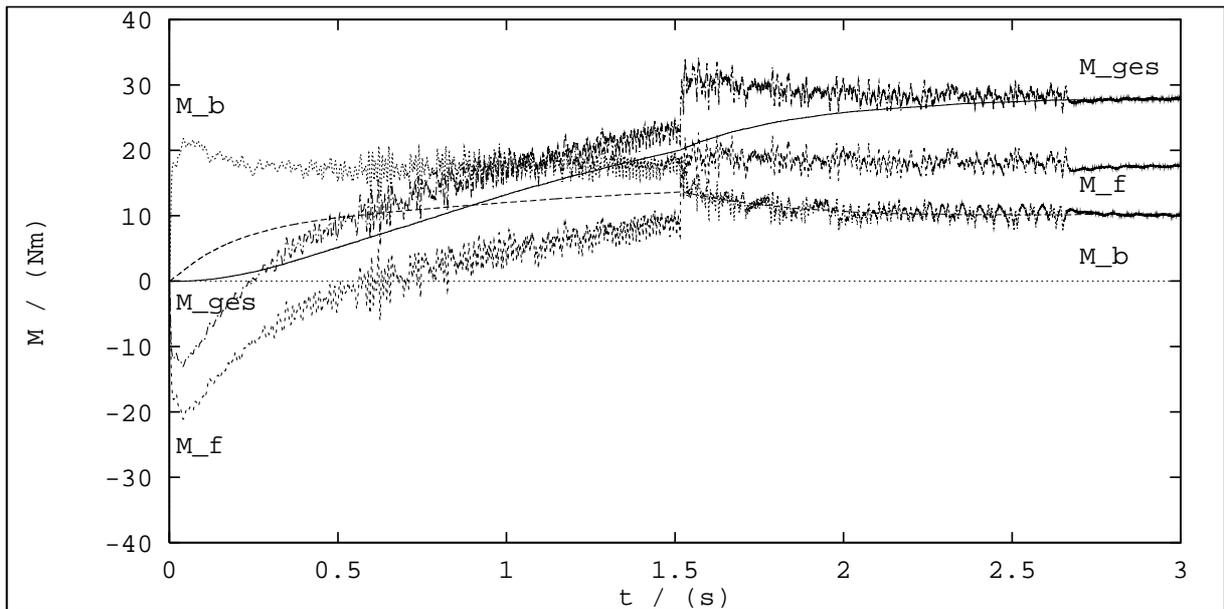


Bild 6.10: Soll- und Istmoment bei realitätsnahen Annahmen

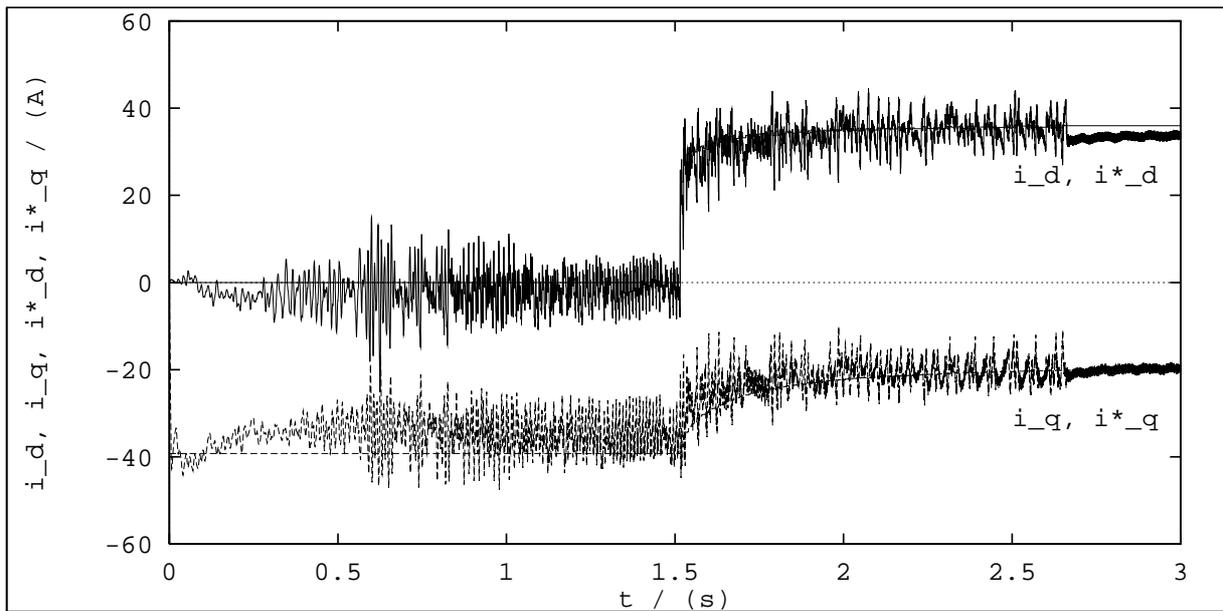


Bild 6.11: Soll- und Istwerte von d- und q-Strom bei realitätsnahen Annahmen

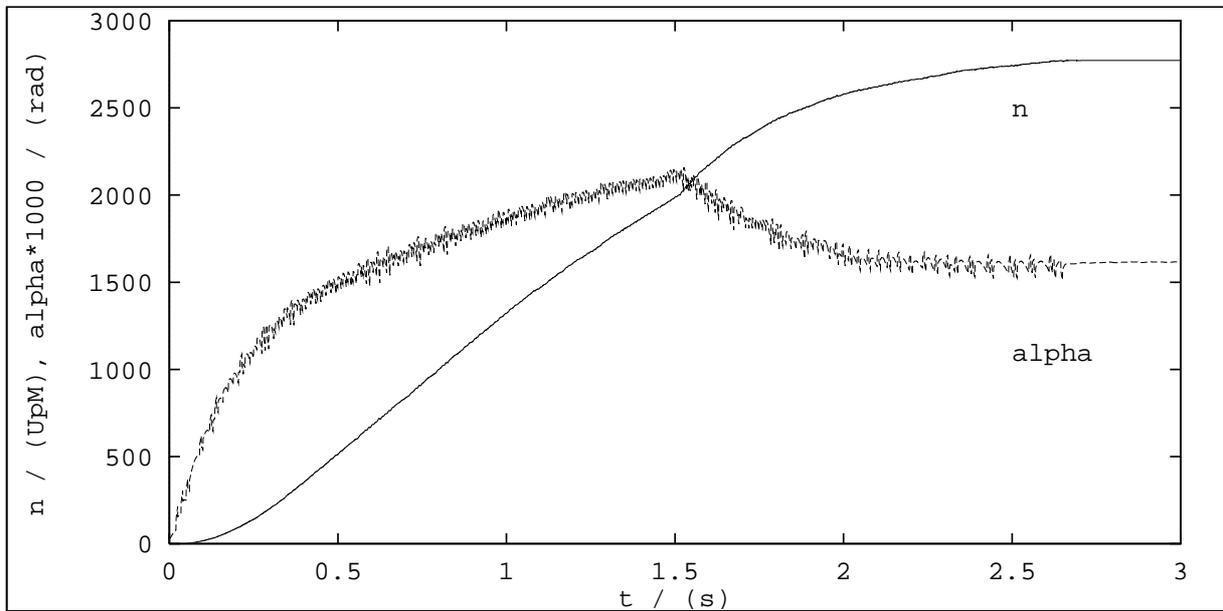


Bild 6.12: Auslenkungs- und Drehzahlverlauf bei realitätsnahen Annahmen

# Kapitel 7

## Messungen am ausgeführten Antrieb

Nachdem der Antrieb entsprechend den Auslegungsrechnungen dargestellt wurde, muß untersucht werden, ob die in den Abschnitten 1.3 und 4.2 geforderten Werte eingehalten werden. Um die Zuverlässigkeit der verwendeten Berechnungsmethoden zu überprüfen, werden soweit zugänglich die errechneten Kenngrößen der Maschine vermessen.

Von besonderem Interesse ist die Frage, ob die Feldschwächung das vorhergesagte Verhalten aufweist. Da dies zunächst offen war, wurde für die entsprechend dem Regelkonzept notwendige Lageerfassung des beweglichen Rotorteils ein provisorischer Inkrementalgeber verwendet, der keine optimale Auflösung bietet. Da der Mikroprozessor, der die digitalen Lagesignale in die Drehzahlen des beweglichen und des festen Teils umrechnet, eine Ausgabe dieser Signale nicht zuläßt, konnten keine Messungen zu den Beschleunigungs- und Lastwechselfvorgängen durchgeführt werden. Die Messungen sind daher nicht als erschöpfender meßtechnischer Vergleich mit den angestellten Rechnungen zu sehen. Es soll vielmehr anhand einzelner Ergebnisse die prinzipiell korrekte Funktion gezeigt werden.

Die Versuche wurden an dem im Rahmen des Sonderforschungsbereichs aufgebauten Hochdrehzahlversuchsstand durchgeführt [43]. Der Prüfling kann mit einer pulswechselrichter gespeisten Asynchronmaschine belastet bzw. angetrieben werden. Da auch die Drehrichtung gewechselt werden kann, ist 4-Quadranten-Betrieb möglich. Die Belastungsmaschine wird über den Stromrichter entweder drehmoment- oder drehzahl geregelt betrieben. Bei Belastungsmessungen an anderen Prüflingen zeigte sich bald, daß der Stromregler der Belastungsmaschine stark eingreift, um Drehzahl bzw. Drehmoment konstant zu halten. Diese Eingriffe des Reglers regen Schwingungen im Antriebsstrang an, die für eine korrekte Messung des Drehmoments eine starke Glättung des Meßsignals notwendig machen. Im Falle der hier behandelten MDM werden auch Schwingungen des beweglichen Teils des Rotors angeregt. Um diesen Problemen aus dem Weg zu gehen, wurde die Belastungsmaschine aus einem Umformersatz mit einem System sinusförmiger Spannungen variabler Frequenz und Amplitude gespeist. Nachteilig ist jedoch, daß mit der maximal einstellbaren Frequenz nur eine Drehzahl von ca. 4000 UpM erreicht werden kann. Da für den Verbrennungsmotor des Autarken Hybrid ein Dieselmotor gewählt wurde, dessen Maximaldrehzahl bei ca. 5000 UpM liegt, sinkt die Maximaldrehzahl der direktgekuppelten Antriebe (Kapitel 1) von 6000 auf 5000 UpM. Ferner treten Drehzahlen im Bereich zwischen 4000 und 5000 UpM statistisch selten auf, so daß der im praktischen Betrieb des Fahrzeugs wichtige Bereich auch mit einem Versuchsstand untersucht werden kann,

der nur Messungen bis 4000 UpM erlaubt.

## 7.1 Messung der Maschinenparameter

Bei der Auslegung der Maschine wurde besonders auf geringe Verluste geachtet. Deshalb interessiert, welche Modul- bzw. Spulenwiderstände erreicht werden. Führt man für jeden Zahn – direkt an dessen Kontaktstellen; d.h. ohne Zuleitung – eine Widerstandsmessung mit Gleichstrom durch, erhält man die Werte der untenstehenden Tabelle. Die geringen Unterschiede lassen auf eine hohe Gleichförmigkeit der einzelnen Module und eine hohe Güte der Herstellung der Wicklung schließen. Eine Ausnahme bildet das Modul 7, das einen deutlich zu hohen Widerstand aufweist. Als die Wicklung des Moduls daraufhin entfernt wurde, zeigte sich, daß einer der fünf parallel geschalteten Drähte gebrochen war. Nachdem der Zahn neu bewickelt war, wich der Widerstandswert nicht mehr ab.

Für die Regelung des Stromrichters (Kapitel 6) sind die Werte des Strangwiderstands sowie der Stranginduktivitäten an den Klemmen von zentraler Bedeutung. Sie müssen bekannt sein, um die in der Maschinenregelung auftretenden Formeln berechnen zu können. Ungenauigkeiten führen dazu, daß die vom Pulswechselrichter einzuprägenden Maschinenspannungen im Mikrocontroller falsch vorausberechnet werden, was zu falschen Maschinenströmen führt. Jeder Zahn ist durch eine Verbindungsleitung von ca. 60 cm Länge und 4 mm<sup>2</sup> mit dem Punkt verbunden, an dem die je vier zu einem Strang gehörigen Module parallel geschaltet werden. Es wurden deshalb für jeden Zahn der Widerstand sowie die Induktivität einschließlich der Zuleitungen bestimmt.

Teilmaschine 1				Teilmaschine 2			
Modul- Nr.	Widerst. o. Zul. (mΩ)	Widerst. m. Zul. (mΩ)	Indukt. (μH)	Modul- Nr.	Widerst o. Zul. (mΩ)	Widerst. m. Zul. (mΩ)	Indukt. (μH)
1	24.2	34.073	226.589	1'	24.2	33.644	225.692
2	24.3	34.702	225.595	2'	24.4	33.484	225.772
3	24.2	33.983	226.199	3'	24.4	33.314	225.172
4	24.3	34.643	226.514	4'	24.2	33.884	220.382
5	24.2	34.133	225.360	5'	24.4	33.834	226.052
6	24.2	34.253	226.019	6'	24.3	33.953	226.552
7	30.4	40.025	225.631	7'	24.3	33.993	225.873
8	24.4	34.552	226.773	8'	24.4	34.403	226.496
9	24.4	34.133	227.553	9'	24.2	34.133	226.205
10	24.3	34.103	226.984	10'	24.2	35.331	227.331
11	24.3	34.203	226.833	11'	24.2	34.143	226.652
12	24.4	33.874	227.368	12'	24.2	34.513	226.955

Bei Vergleich der Induktivitäten fällt wieder die geringe Streuung der Werte auf. Abgesehen von Modul 4' sind die Abweichungen unter einem Prozent, was eine sehr wichtige Voraussetzung für geringe Ausgleichsströme bei der Parallelschaltung der Module ist. Im Gegensatz zur Widerstandsabweichung bei Modul 7 konnte kein äußerlicher Grund für die etwas zu geringe Induktivität bei Modul 4' gefunden werden.

Damit lassen sich die Strangwiderstände und -induktivitäten bestimmen:

System 1			System 2		
Strang-Nr.	Widerstand ( $m\Omega$ )	Induktivität ( $\mu H$ )	Strang-Nr.	Widerstand ( $m\Omega$ )	Induktivität ( $\mu H$ )
1	$R_1 = 7.704$	$L_1 = 56.486$	4	$R_4 = 7.6865$	$L_4 = 56.539$
2	$R_2 = 7.771$	$L_2 = 56.556$	5	$R_5 = 7.7165$	$L_5 = 56.681$
3	$R_3 = 7.673$	$L_3 = 56.570$	6	$R_6 = 7.8165$	$L_6 = 56.317$

## 7.2 Erreichbarer Drehmoment-/Drehzahlbereich

### 7.2.1 Dauerbetrieb

Entsprechend den anfangs gestellten Forderungen soll der elektromechanische Wandler vom Stillstand bis zu einer Drehzahl von 2000 UpM ein Moment von 38.2 Nm abgeben können. Bei 2000 UpM entspricht dies einer Leistung von 8 kW. Da der Wandler als Motor und Generator arbeiten muß, sind beide Drehmomentrichtungen darzustellen. Um zu überprüfen, ob die Maschine diese Drehmomente stationär abgeben bzw. aufnehmen kann, wurde sie je eine Stunde mit Nennmoment als Generator und anschließend als Motor betrieben. Dabei fand keine Fremdkühlung der Maschine statt. Während des Dauerbetriebs wurden Messungen durchgeführt, um den korrekten Betrieb zu dokumentieren. Die angegebenen Daten sind am Ende der Erwärmungsprobe aufgenommen und zeigen u.a. den hohen Wirkungsgrad der betriebswarmen Maschine. Da die Maschine beim Übergang zwischen Ankerstell- und Feldschwächbereich gelegentlich unruhig läuft, wählte man eine Drehzahl, die geringfügig unterhalb der Nenndrehzahl liegt.

	Moment (Nm)	Drehzahl (UpM)	mech. Leistung (kW)	Wirkungsgrad (%)	Strom (A)
Motorbetrieb	+ 39.11	1894	7.757	92.88	67.57
Generatorbetrieb	- 39.90	1851	7.733	91.26	60.04

Während der Messung wurden die Temperaturen an einigen Meßpunkten bestimmt. Nach einer Stunde Generatorbetrieb stellten sich an den Meßstellen die unten angegebenen Temperaturen ein. Die Temperaturen auf dem Rotor wurden unmittelbar nach dem Stillsetzen der Maschine gemessen. Innerhalb des Meßzeitraums ereigneten sich im Abstand von wenigen Minuten Aussetzer des Stromrichters, so daß die Belastung der Maschine für je 20 bis 30 s unterbrochen war.

Meßstelle	Nr.	Endtemperatur
Zahnfuß neben Statorjoch	1	81 °C
Wicklung nahe Zahnkopf	2	65 °C
Befestigung Lagegeber	3	69 °C
Rotoroberfläche	4	48 °C
Rotor auf Befestigungsschraube	5	57 °C

Der anschließende Motorbetrieb von ebenfalls einer Stunde Dauer zeigte dieses Problem nicht. Trotz des etwas besseren Wirkungsgrades wird die Maschine hier heißer als im Generatorbetrieb. Die Belastungsunterbrechungen im ersten Fall können hier als Erklärung dienen. Am Ende des Tests stellten sich folgende Werte ein:

Meßstelle	Nr.	Endtemperatur
Zahnfuß neben Statorjoch	1	90 °C
Wicklung nahe Zahnkopf	2	72 °C
Befestigung Lagegeber	3	76 °C
Rotoroberfläche	4	49 °C
Rotor auf Befestigungsschraube	5	59 °C

Unmittelbar nachdem der Motordauerbetrieb beendet war, wurden die Wicklungswiderstände im warmen Zustand gemessen. Es ergaben sich die in der Tabelle angegebenen Werte, aus denen sich die Temperaturerhöhung errechnen läßt.

System 1			System 2		
Strang-Nr.	Warmwiderstand ( $m\Omega$ )	Temperaturerhöhung (K)	Strang-Nr.	Warmwiderstand ( $m\Omega$ )	Temperaturerhöhung (K)
1	$R_1 = 9.194$	$\Delta\vartheta_{R1} = 49.899$	4	$R_4 = 9.676$	$\Delta\vartheta_{R4} = 66.778$
2	$R_2 = 9.178$	$\Delta\vartheta_{R2} = 46.713$	5	$R_5 = 9.506$	$\Delta\vartheta_{R5} = 59.832$
3	$R_3 = 9.336$	$\Delta\vartheta_{R3} = 55.917$	6	$R_6 = 9.534$	$\Delta\vartheta_{R6} = 56.690$
		Mittel: 50.843			Mittel: 61.100

Auffällig sind die deutlich höheren Temperaturen in System 2. Dies erklärt sich daraus, daß die Widerstände des Systems 2 zuerst gemessen wurden. Da trotz der Verzögerung bei der Messung von System 1, die nur etwa 3 Minuten betrug, die Temperaturen um ca. 10 K niedriger sind als im System 2, kann auf eine rasche Abkühlung der auf einer Seite offenen Maschine geschlossen werden. Wenn man berücksichtigt, daß das System 1 im Betrieb etwa 10% mehr Strom führt als das System 2, wird diese Aussage noch gestützt. Weiterhin fällt das niedrige Niveau der Übertemperaturen auf. Auch die heißeste Wicklung ist deutlich von kritischen Werten entfernt. In den letzten 15 min. der beiden Messungen änderten sich die Temperaturen noch um zwei Kelvin. Dennoch wurde auf eine Verlängerung der Meßzeit mit Rücksicht auf die hohen Temperaturen des Lagegebers (zugelassen bis 50°C betrieben bei über 60°C) und des Stromrichters (zulässige Temperatur des Kühlkörpers 50°C; betrieben bis 75°C) verzichtet. Da sämtliche Temperaturen der Maschine unkritisch sind, können die Messungen trotzdem als Nachweis dafür dienen, daß die Maschine in der Lage ist, im Dauerbetrieb die Nennleistung abzugeben.

## 7.2.2 Überlastbetrieb

Neben diesen im Dauerbetrieb zu erreichenden Werten war eine Drehmomentüberlastbarkeit von mindestens 50%, besser aber 100% für eine Dauer von einigen Sekunden anzustreben. Die hohe Überlastbarkeit ist besonders bei Motorbetrieb wünschenswert, da sie das Beschleunigungsverhalten verbessert.

Als Motor konnte der Wandler ein Drehmoment von knapp 80 Nm für eine Dauer von ca. 10 s abgeben. Problematisch waren bei diesem Versuch vor allem das Kippmoment der Belastungsmaschine und die Erwärmung des Stromrichters, der bei den gemessenen Strömen nahe an der Abschaltgrenze arbeitet.

	Drehmoment (Nm)	Drehzahl (UpM)	Wirkungsgrad (%)	Strom (A)
Motorbetrieb:	77	1435	90.2	122

Grundsätzlich müßten diese Werte auch im Generatorbetrieb erreichbar sein. Trotz starker Übererregung konnte die Belastungsmaschine nur etwa 70 Nm abgeben. Der Unterschied zwischen generatorischem und motorischem Kippmoment sowie lange Leitungsverbindungen könnten hierfür verantwortlich sein. Deshalb wurde die hohe Belastung nur für wenige Sekunden eingestellt. Sobald die Meßwerte aufgenommen waren, wurde die Maschine unverzüglich entlastet. Eine dieser Messungen, die mehrere Male wiederholt wurden, lieferte die folgenden Werte:

	Drehmoment (Nm)	Drehzahl (UpM)	Wirkungsgrad (%)	Strom (A)
Generatorbetrieb:	70	1071	88.1	109

Die bei Überlastung erreichten Drehmomente könnten bei entsprechender Speisung voraussichtlich übertroffen werden. Man kann dies aus der nahezu linearen Zunahme des Drehmoments mit dem Strom folgern. So führt eine Verdopplung des Nennstroms zu einer annähernden Verdopplung des abgegebenen Drehmoments.

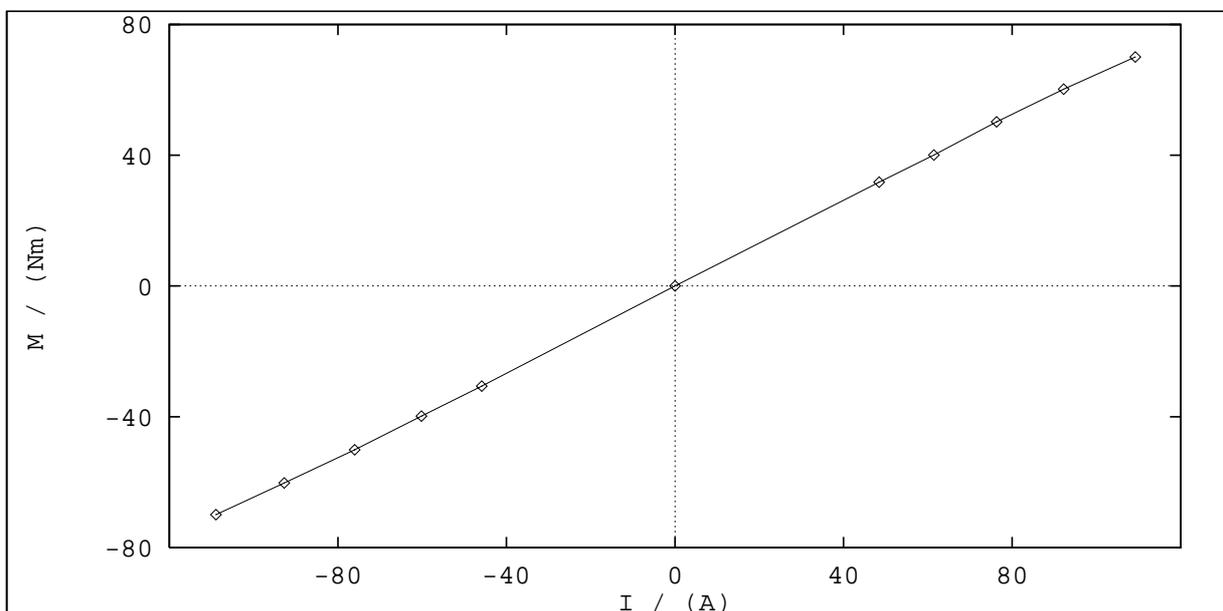


Bild 7.1: Abhängigkeit des Drehmoments vom Strangstrom

Auch die Rechnung zeigt, daß Drehmomente von 100 Nm und mehr erreichbar sein müßten. Die Maschine ist damit in der Lage, die geforderte Überlast zu erbringen. Begrenzend wirkt sich in erster Linie der speisende Stromrichter aus.

### 7.3 Verlustverhalten

Die Maschine wurde ohne spezielle Kühlung ausgelegt, da davon ausgegangen wurde, daß der Außenläufer gleichsam als Ventilator wirkt. So sorgt diese Bauweise nicht nur für eine hervorragende Kühlung der Magneten, die dadurch weit unterhalb von kritischen Temperaturgrenzen bleiben (s.o.), sondern auch für eine gewisse Stator Kühlung. Voraussetzung dafür, daß diese Kühlung ausreichend ist, sind geringe Statorverluste.

### 7.3.1 Kupferverluste

Um die ohmschen Verluste zu bestimmen, werden die bereits gemessenen Statorwiderstände und die Strangströme benötigt. Zunächst sollen die Kupferverluste bestimmt werden, die bei Nennmoment in der kalten Maschine ohne Berücksichtigung der Zuleitungen entstehen. Mit dem oben bestimmten Mittelwert der Strangwiderstände von  $23.117\text{ m}\Omega$  und dem aus Bild 7.1 entnommenen Strangstrom von ca.  $60\text{ A}$  bei Nennmoment erhält man Kupferverluste von ca.  $125\text{ W}$ .

Daneben interessiert das Verhalten der Kupferverluste im Drehmoment-/ Drehzahlkennfeld. Dazu bestimmt man in den Meßpunkten des Kennfelds aus den Strangströmen die Kupferverluste. Um Temperatureinflüsse auszuschließen, wird dazu der oben ermittelte Strangwiderstand mit Zuleitung herangezogen.

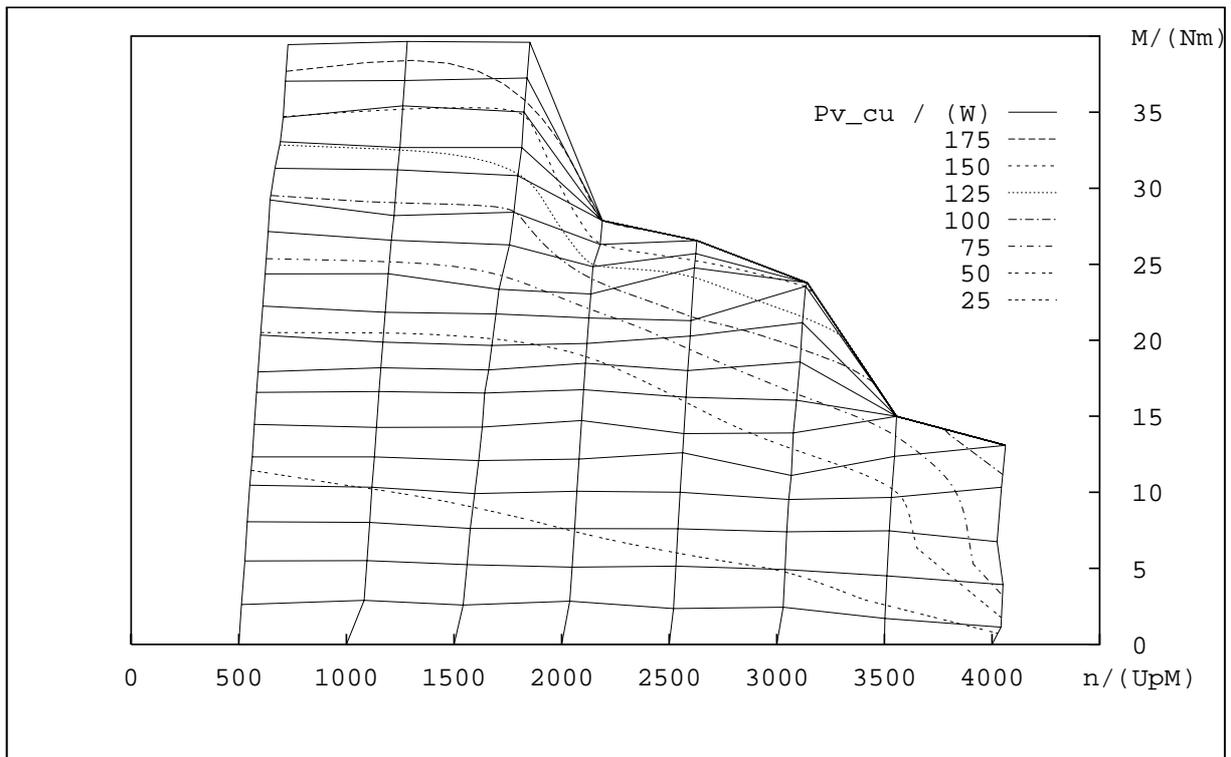


Bild 7.2: Kupferverluste im Motorbetrieb

Sowohl im Motor- als auch im Generatorbetrieb ist gut zu erkennen, wie die Kupferverluste mit zunehmender Drehzahl abnehmen. Die Kupferverluste bleiben bei gleichen Leistungen im Feldschwächbereich damit etwa konstant – im Hinblick auf die Kühlung von permanenterregten Synchronmaschinen ist dies ein günstiges Verhalten.

### 7.3.2 Eisenverluste

Erfahrungsgemäß lassen sich die Eisenverluste einer rotierenden elektrischen Maschine nur schwer vorausberechnen. Soll - wie im vorliegenden Fall - die Maschine auf optimalen Wirkungsgrad ausgelegt werden, muß man sich auf die Ergebnisse der Berechnung verlassen können. Deshalb wurden bei der Rechnung (Kapitel 4) die besonderen Verhältnisse

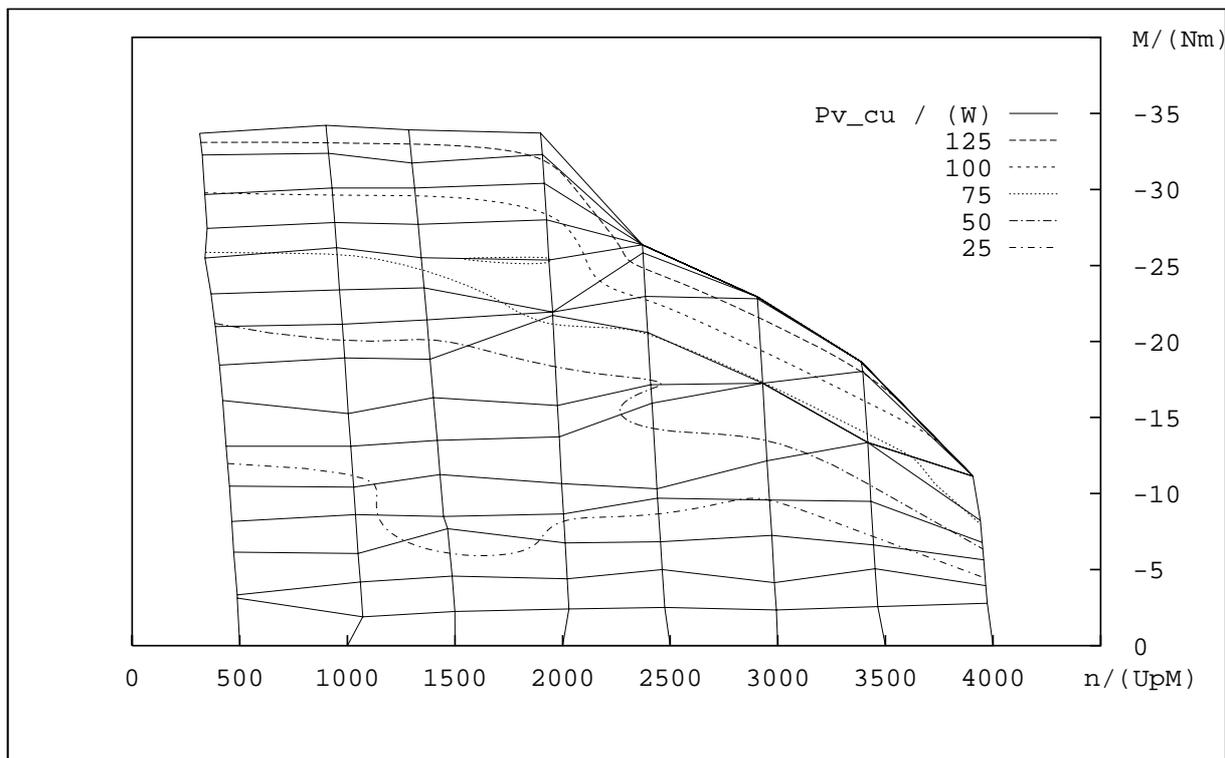


Bild 7.3: Kupferverluste im Generatorbetrieb

der Ummagnetisierung in rotierenden Maschinen beachtet. Die Messung der Leerlaufverluste des Prototypen soll Aufschluß über die Zuverlässigkeit der Berechnungsmethode geben. Die Leerlaufverluste enthalten neben den Eisenverlusten auch die Luft- und Lagerreibungsverluste, die in der Messung nicht von den Eisenverlusten unterschieden werden können. Die veränderliche relative Position der Rotormagneten führt zu einer auslenkungsabhängigen Magnetisierung, deren Einfluß auf die Verluste ebenfalls zu untersuchen ist. Die Bilder 7.4 und 7.5 zeigen die Zunahme der Leerlaufverluste mit der Drehzahl bei voller Auslenkung und ohne Auslenkung.

Offenbar unterscheiden sich die Leerlaufverluste in den beiden Fällen nur wenig. Dies läßt darauf schließen, daß sich das magnetische Feld auch in dem Fall ohne Auslenkung bevorzugt über Luftspalt und Statoreisen schließt, anstatt in axialer Richtung von Magnet zu Magnet überzutreten, was zu deutlich geringeren Eisenverlusten führen müßte.

### 7.3.3 Gesamtverluste und Wirkungsgrad

Abschließend sollen die von der Maschine als Motor und Generator erreichten Wirkungsgrade angegeben werden (Bilder 7.6,7.7). Die etwas unregelmäßigen Verläufe vor allem im Generatorbetrieb können auf Probleme beim Anfahren der Meßpunkte (bedingt durch die Reibung) und Temperaturunterschiede zurückgeführt werden.

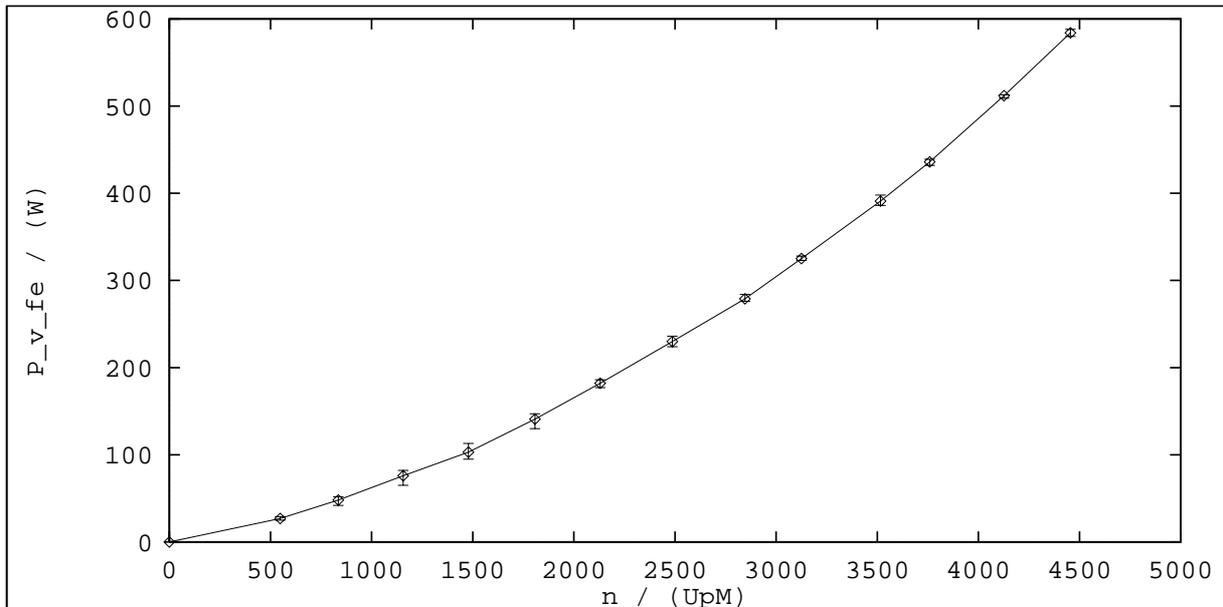


Bild 7.4: Eisen- und Reibungsverluste bei voller Auslenkung

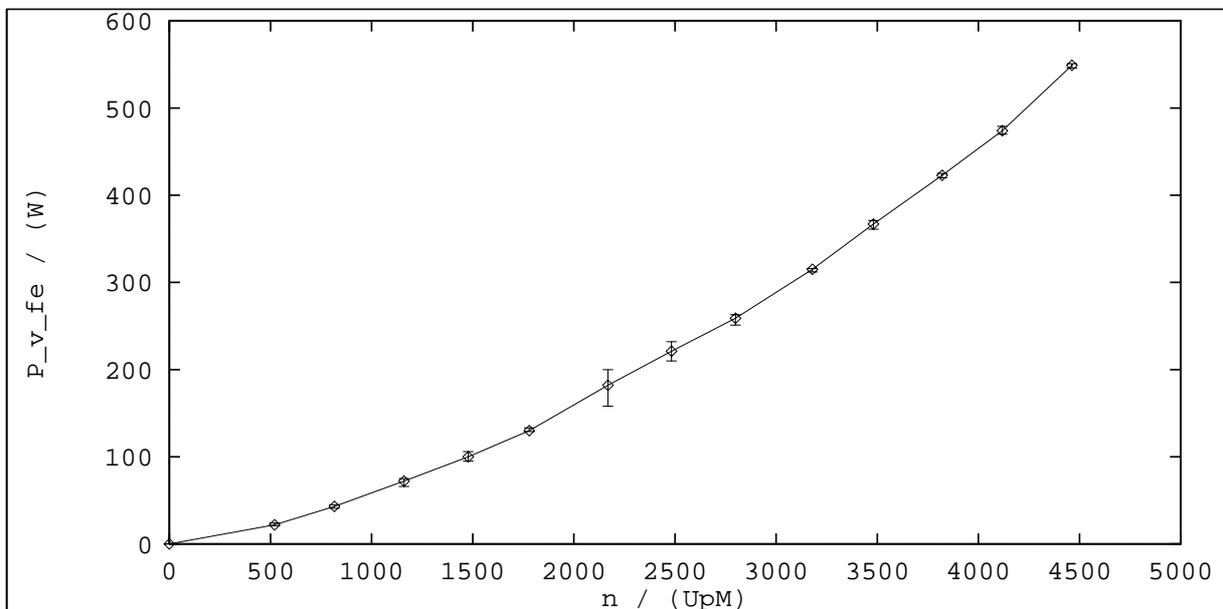


Bild 7.5: Eisen- und Reibungsverluste ohne Auslenkung

## 7.4 Funktion der Feldschwächung

Die oben angeführten Messungen belegen zwar die in der Auslegungsrechnung ermittelten Maschinenparameter, eine Aussage zu der wesentlichen technischen Neuerung der Maschine, der Feldschwächungsregelung über die Statorströme, sagen sie jedoch nichts aus. Deren korrekte Funktion soll nun belegt werden. Bei der Herleitung des Prinzips in Abschnitt 3.6 beschränkte man sich auf die Grundwelle der Polradspannung. Dies war vor allem Voraussetzung für die dort hergeleitete Gleichung (3.25). In Bild 7.8 ist der Effektivwert der Polradspannung abhängig von der Auslenkung aufgetragen. Der Verlauf entspricht augenscheinlich sehr gut dem vorhergesagten Verhalten. Um dies genauer zu quantifizieren, vergleicht man die Meßwerte mit den aus der Theorie ermittelten Werten. Die größte

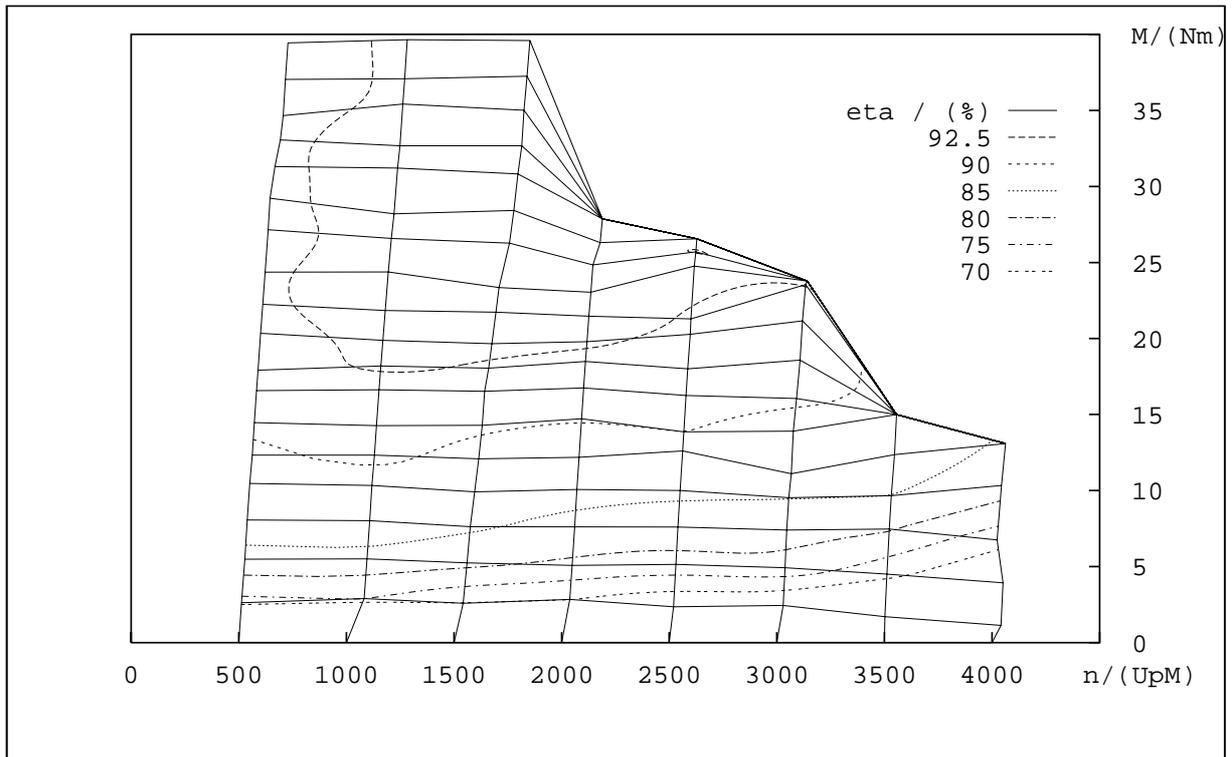


Bild 7.6: Maschinenwirkungsgrad im Motorbetrieb

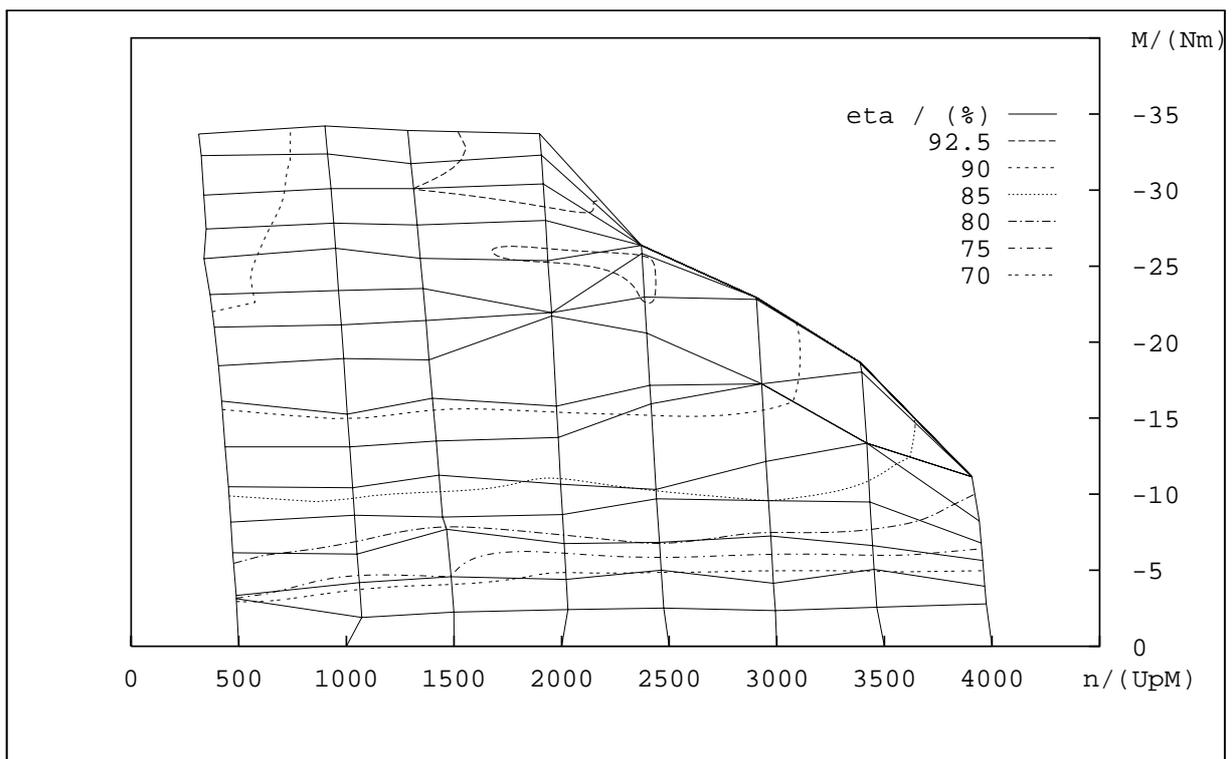


Bild 7.7: Maschinenwirkungsgrad im Generatorbetrieb

Abweichung beträgt etwa 3.1%. Berücksichtigt man die begrenzte Einstellgenauigkeit des Auslenkungswinkels, kann dieses Ergebnis als gute Bestätigung der Voraussetzung gelten, daß nur die Grundschiwingung in Betracht gezogen werden muß.

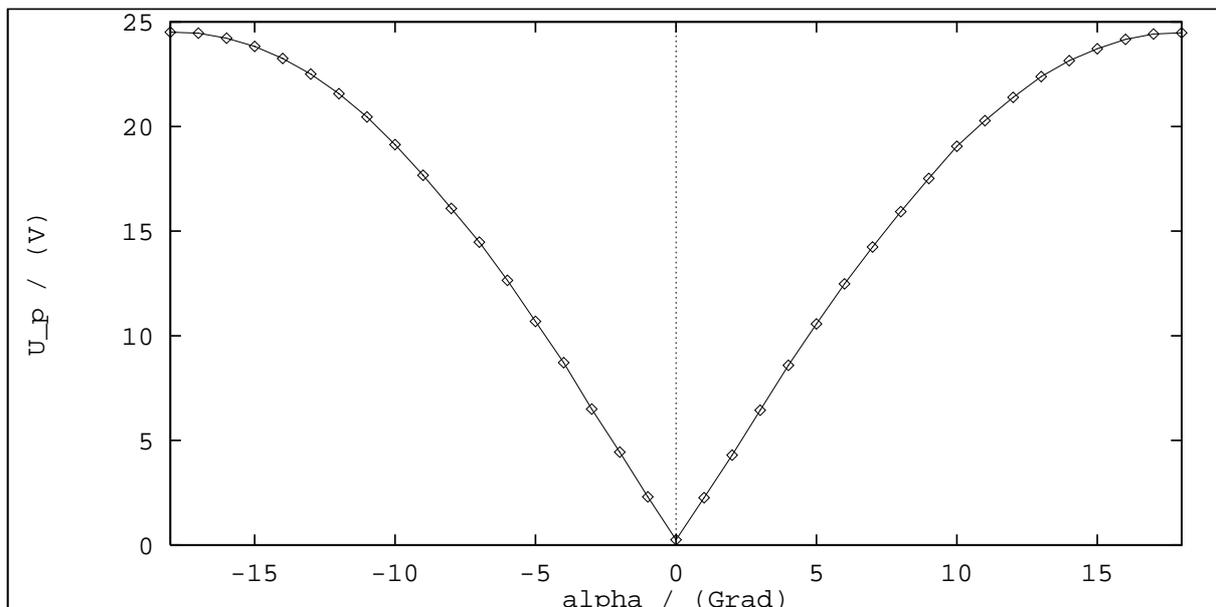


Bild 7.8: Effektivwert der Polradspannung abhängig von der Auslenkung

Entsprechend der Theorie in Kapitel 3 wurde stets vorausgesetzt, daß die Feder, die den beweglichen Teil mit dem festen Teil verbindet, die volle Auslenkung erreichen soll, wenn das halbe Nennmoment auf sie wirkt. Die für den Prototypen vorgesehene Konstruktion aus mehreren Blattfedern wird bereits von deutlich geringeren Drehmomenten voll ausgelekt. Das Betriebsverhalten kann deshalb nicht völlig mit den theoretisch vorausgesagten Eigenschaften übereinstimmen. Abbildung 7.9 zeigt, daß das maximale Rückstellmoment lediglich 8 bis 10 Nm erreicht, was etwa der Hälfte des gewünschten Werts entspricht. Um die Meßwerte aufzunehmen, wurde der bewegliche Teil von der unausgelenkten Position in eine Endlage gebracht, über die Neutrallage in die andere Endlage verschoben und schließlich in die Neutrallage zurückgeführt. An dem unregelmäßigen Verlauf läßt sich gut erkennen, wie die Reibung zwischen den beiden Rotorteilen die Bewegung behindert. Trotz dieser Unvollkommenheit wurde der Rotor für die Untersuchungen herangezogen, da es unverhältnismäßig aufwendig gewesen wäre, für die ersten Funktionstests einen neuen Rotor zu konstruieren und zu bauen.

Für die Verifikation des vorgeschlagenen Prinzips muß vor allem überprüft werden, ob die Auslenkung im Drehmoment- / Drehzahlkennfeld das vorhergesagte Verhalten zeigt. Die erforderlichen Daten wurden gewonnen, indem man bei den Wirkungsgradmessungen die in den einzelnen Meßpunkten erreichten Auslenkungen festhielt. Dies wurde wie oben für Motor- und Generatorbetrieb vorgenommen. Die Abbildungen 7.10 und 7.11 zeigen die Auslenkung im Kennfeld. Im Ankerstellbereich bleibt die Auslenkung über der Drehzahl praktisch konstant und nimmt mit dem Drehmoment bis zur Maximalauslenkung zu. Im Gegensatz zur Theorie wird die volle Auslenkung aufgrund der zu schwachen Rückstellkraft der Feder deutlich zu früh erreicht. Oberhalb der Nennzahl nimmt die Auslenkung mit dem Drehmoment bis zu einem bestimmten Wert zu, der durch die maximal zulässige Polradspannung bedingt ist. Um höhere Drehmomente zu erreichen, wird ein zusätzlicher d-Strom eingepreßt, der die Auslenkung nicht verändert. Je höher die Drehzahl ist, desto früher wird die Auslenkung konstant gehalten.

Dieses Verhalten entspricht sehr genau dem erwarteten Ergebnis. Als Vergleich kann die

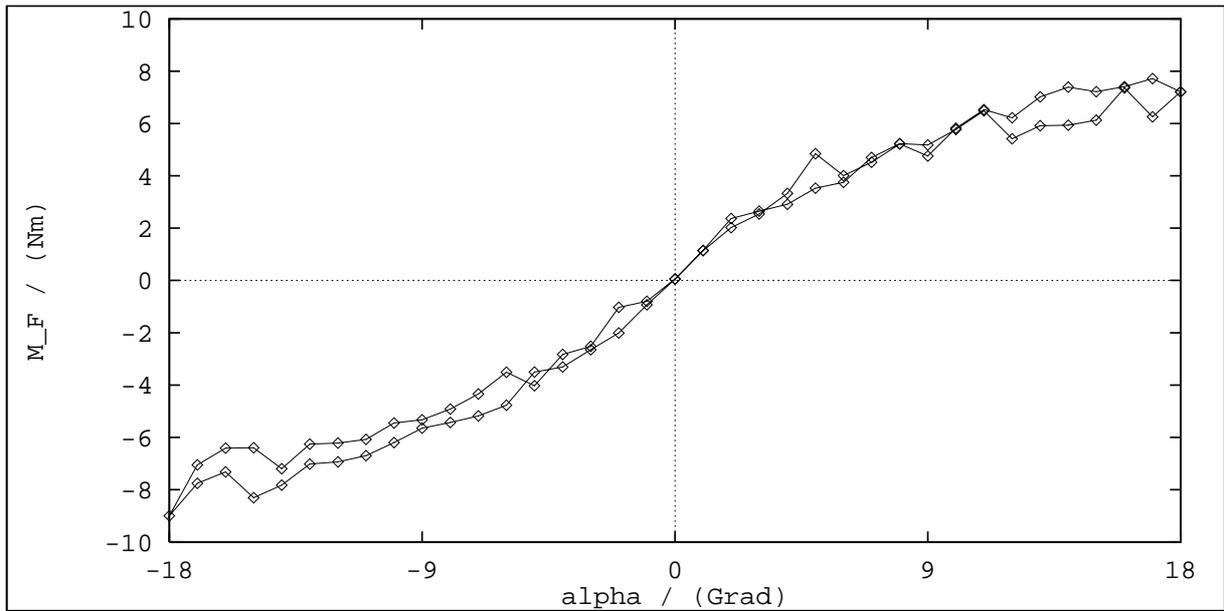


Bild 7.9: Rückstellmoment der Feder als Funktion der Auslenkung

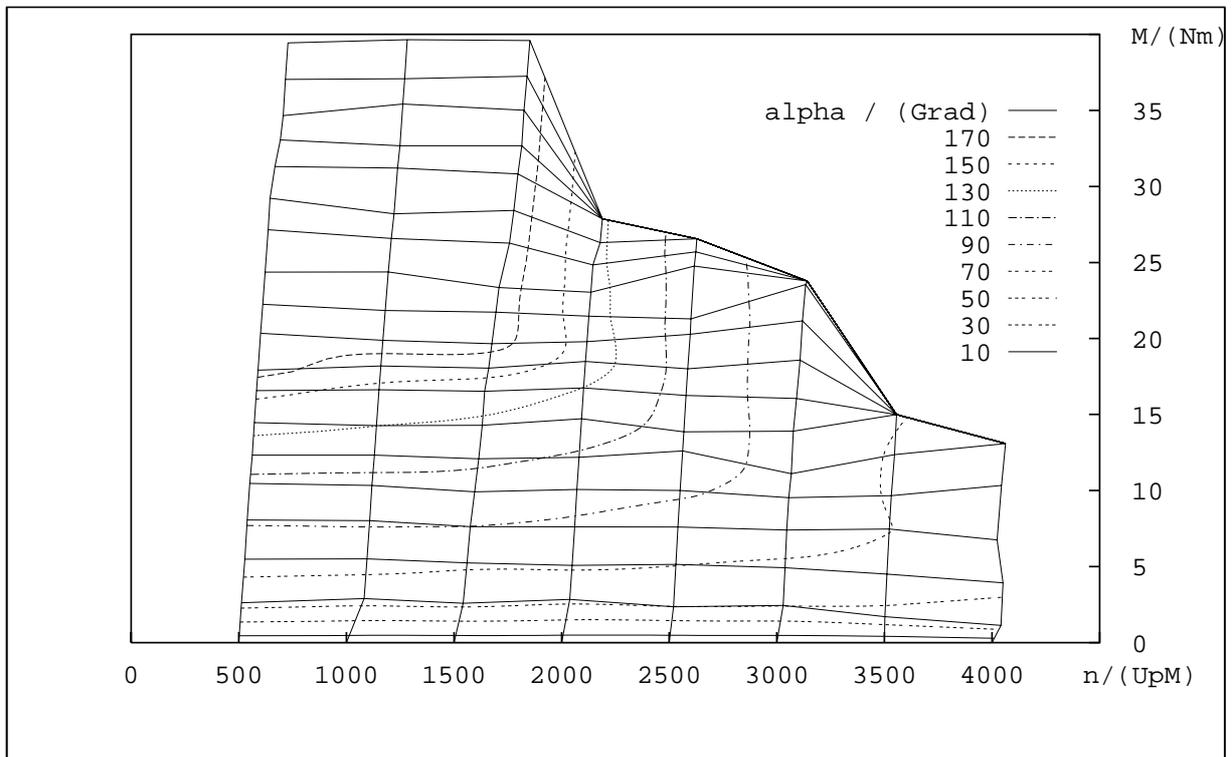


Bild 7.10: Auslenkung im Motorbetrieb

Graphik 3.10 in Kapitel 3 herangezogen werden. Dort ist der q-Strom im Drehmoment-/Drehzahlbereich dargestellt. Wie hergeleitet, ist der q-Strom der Auslenkung proportional. Aus dem gut vergleichbaren Verlauf der Niveaulinien kann auf die korrekte Funktion geschlossen werden.

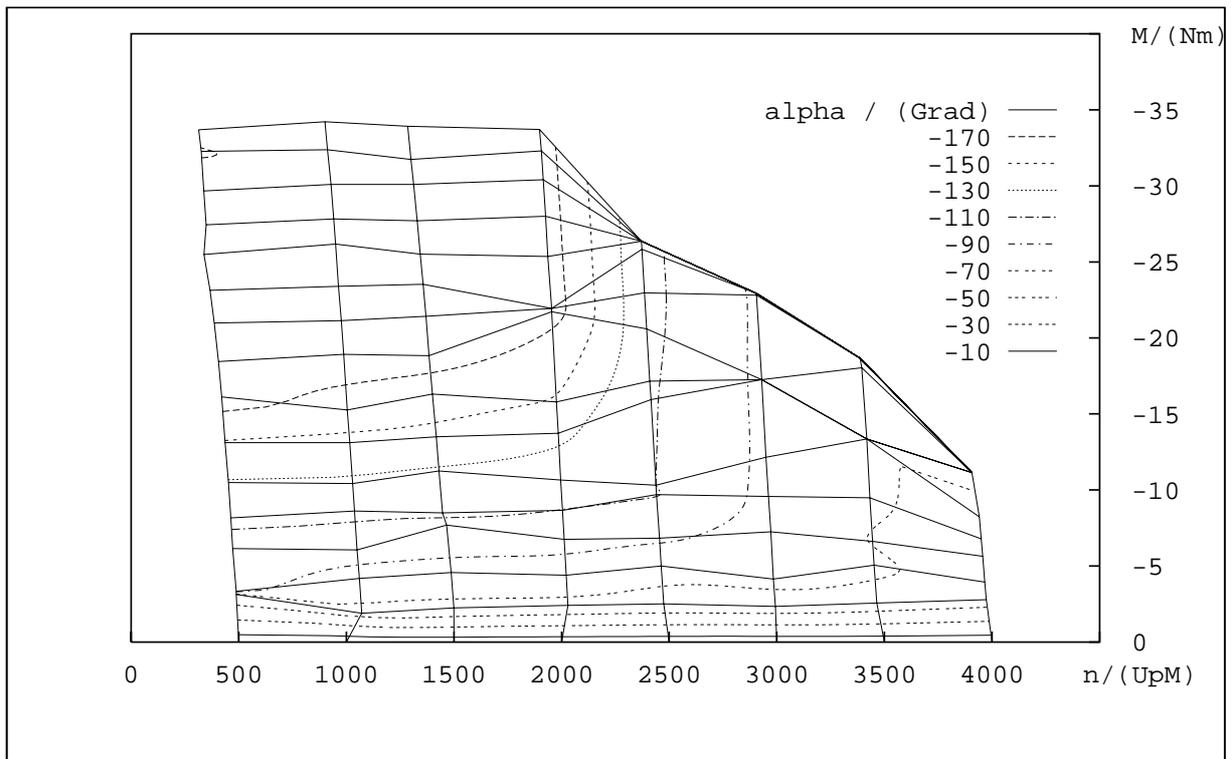


Bild 7.11: Auslenkung im Generatorbetrieb

# Kapitel 8

## Bewertung und Ausblick

Zum Abschluß der Arbeit soll geprüft werden, wie gut die einzelnen Teilaufgaben gelöst wurden. Eine kritische Betrachtung verdienen hier insbesondere das neu entwickelte Verfahren zur mechanischen Feldschwächung sowie die optimierte Auslegung des Prototypen.

### 8.1 Bewertung der Feldschwächung

Wie in Kapitel 7 gezeigt wurde, hat die Feldschwächung ihre Funktion auch in der Praxis unter Beweis gestellt. Der aufwendig erscheinende Algorithmus zur Bestimmung der einzuprägenden Ströme muß nur einmal in einem Mikrocontroller abgelegt werden. Dies ist kein gravierender Nachteil, da für andere Regelverfahren ähnlich komplizierte Berechnungen durchgeführt werden müssen. Als problematisch erwies sich die mechanische Umsetzung der Feldschwächung. Hier sei erinnert an den hohen konstruktiven Aufwand für die Lagerung des beweglichen Teilrotors gegenüber dem feststehenden Rotorteil, die Reibung zwischen den beiden Rotorteilen und die Schwierigkeiten, eine geeignete Feder darzustellen. Hier muß im Hinblick auf Einsatzzweck und Umgebungsbedingungen auf alle Fälle nach robusteren Konstruktionen gesucht werden. In jedem Fall muß ein hoher mechanischer Aufwand getrieben werden, um einen störungsfreien Betrieb zu erreichen. Dies ist ein prinzipielles Problem des vorgeschlagenen Verfahrens, das sich bei Außenläufermaschinen besonders stark bemerkbar macht. Es gibt jedoch weitere Probleme des Verfahrens, die seine Anwendbarkeit in der Praxis erschweren. So ist die erreichbare Dynamik einer solchen Maschine deutlich geringer als bei konventionellen Antrieben. Dies liegt an der für einen Drehmomentaufbau erforderlichen Auslenkung, die durch eine mechanische Zeitkonstante bestimmt wird. Da bereits ein Strom vorhanden sein muß, um eine Auslenkung zu erreichen, ist die Dynamik immer um diese mechanische Zeitkonstante langsamer als bei einer konventionellen Maschine. Nicht ausreichend untersucht ist ferner das Verhalten der Maschine, wenn Pendelmomente von der Welle auf die Maschine übertragen werden. Wird die Maschine an einen Verbrennungsmotor gekoppelt, liegt genau dieser Fall vor.

Neben diesen mechanischen Unzulänglichkeiten ist auch die Feldführung verbesserungswürdig. So zeigen die Eisenverluste, die praktisch unabhängig von der Auslenkung sind, daß nur sehr wenig Fluß in axialer Richtung von Magnet zu Magnet übertritt, wenn die Maschine nicht voll ausgelenkt ist. Als Verbesserung bieten sich Polschuhe auf den Magneten an, die axial einen geringen Abstand zueinander aufweisen. Die meisten Feldli-

nien treten dann nicht in den Stator ein sondern schließen sich zwischen den Polschuhen. Ein deutlich verbessertes Verlustverhalten im Teillastbetrieb und besonders bei hohen Drehzahlen wäre die Folge.

Die mechanische Feldschwächung ist damit in ihren Grundzügen untersucht und unter Laborbedingungen funktionstüchtig. Für eine breitere Anwendung müssen die oben genannten Probleme gelöst werden.

## 8.2 Bewertung der optimierten Auslegung

Bei der Auslegung der Maschine wurde in erster Linie auf einen hohen Wirkungsgrad geachtet. In der Messung konnten im Motor- und Generatorbetrieb Werte von ca. 93% im Nennpunkt ermittelt werden. Eine Asynchronmaschine und eine permanenterrechte Synchronmaschine mit konventioneller dreiphasiger Wicklung in Innenläuferbauweise erreichen lediglich 83% bzw. 85% in ihrem Nennpunkt [9],[40]. Der Unterschied zwischen diesen beiden Maschinen und dem Prototyp wird noch deutlicher, wenn man sich vor Augen hält, daß dieser Wirkungsgradverbesserung etwa eine Halbierung der Verluste entspricht. Weiterhin benötigen die konventionellen Antriebe eine Getriebestufe, um ihr Drehzahlniveau auf das des Verbrennungsmotors anzupassen. Die Verluste, die hier auftreten, verschlechtern die Bilanz dieser Antriebe zusätzlich. Im Verlustverhalten sind die Vorteile der Modularen Dauermagnetmaschine deshalb deutlich. Wesentliche Voraussetzung für diese Ergebnisse war eine präzise Berechnung der Eisenverluste und eine ausführliche Diskussion aller auslegungsrelevanten Maschinenparameter. Die hier erzielten Ergebnisse lassen sich bei der Auslegung beliebiger Maschinen anwenden und können so den Entwurfsvorgang beschleunigen.

Beim Gewicht gelang es, die aktive Masse konventioneller Antriebe nicht zu überschreiten. Dies ist um so überraschender, wenn man bedenkt, daß der Prototyp ohne Getriebe arbeitet und deshalb das dreifache Drehmoment aufbringen muß. Darüber hinaus besitzt er eine größere Überlastfähigkeit als die anderen Antriebe. Da für den Bau der Maschine keine deutlich teureren Materialien als bei der ebenfalls behandelten Synchronmaschine erforderlich waren, kann die These, daß Spezialmaschinen, zu denen auch die Modulare Dauermagnetmaschine zählt, außerordentlich hohe Materialkosten bedingen, nicht gestützt werden. Der Entfall der Getriebestufe wirkt sich hier gewichts- und kostensparend aus.

Aufgrund der hohen Überlastfähigkeit des elektromechanischen Energiewandlers sollte geprüft werden, ob der ursprüngliche Ansatz, mit dem elektrischen Antrieb den Verbrennungsmotor zu starten, wieder aufgegriffen werden kann. Wenn die Maschine in der Lage ist die Anforderungen zu erfüllen, sollte der für den Fahrzeugeinsatz ohnehin neu aufzubauende Wechselrichter ebenfalls in der Lage sein, die Anforderungen, die ein Direktstart mit sich bringt, zu erfüllen. Wenn auf diese Weise Warm- und Kaltstart durchführbar sind, kann der konventionelle Starter entfallen, was eine Gewichtseinsparung von einigen Kilogramm bedeutet.

Es kann damit ausgesagt werden, daß sich durch die Wahl eines unkonventionellen Maschinentyps, der sich für die Aufgabe gut eignet, und dessen gewissenhafte Auslegung eine deutliche Verbesserung gegenüber konventionellen Maschinen erzielen läßt, ohne bei den Kosten Nachteile in Kauf nehmen zu müssen. Der Aufwand für die Auslegungsrechnun-

gen hat sich damit gelohnt und die Ergebnisse können für ähnlich gelagerte Fälle genutzt werden.

# Literaturverzeichnis

- [1] D. Bauch - Panetzky, A. Rütthlein, R. Sonnenburg: „Permanent erregte Synchronmaschine mit Nd-Fe-B Dauermagneten für den Einsatz in Personenkraftfahrzeugen“; VDI-Berichte 1459, Hybridantriebe, 1999 Garching, S. 413-427
- [2] Audi AG; „Audi duo, Informationen zu einer Konzeptstudie“; Informationsbroschüre der Firma
- [3] P. Chudi, A. Malmquist: „Hybridantrieb für Automobile, Umweltverträgliches Forschungsfahrzeug mit Elektroantrieb und Gasturbine“; ABB Technik, 9/1993
- [4] P. Chudi, A. Malmquist; „Development of a small gas turbine-driven high speed permanent magnet generator“; Department of Electrical Machines and Power Electronics, The Royal Institute of Technology, ISBN-91-7170-854-5
- [5] T. Vollmer, B.-R. Höhn, S. Kersch, B. Pinnekamp: „Der Autarke Hybrid: Auslegung des Gesamtsystems“; VDI Berichte 1225, Rationelle Energienutzung bei Hybridfahrzeugen, 1995 München
- [6] P. Dietrich: „Hybrid III, ein anspruchsvoller Forschungsantrieb. Erwartungen, Ergebnisse, Ausblick“; Erweiterte Konferenz über hybride Automobilantriebe, 1996 Zürich
- [7] Technische Universität München (Hrsg.); Antrag an die Deutsche Forschungsgemeinschaft auf Einrichtung eines Sonderforschungsbereichs; „Umweltfreundliche Antriebstechnik für Fahrzeuge“; Finanzierungsantrag Juli 1993 - Juni 1996
- [8] Technische Universität München (Hrsg.); Sonderforschungsbereich 365; „Umweltfreundliche Antriebstechnik für Fahrzeuge“; Finanzierungsantrag Juli 1996 - Juni 1999
- [9] Technische Universität München (Hrsg.); Sonderforschungsbereich 365; „Umweltfreundliche Antriebstechnik für Fahrzeuge“; Arbeits- und Ergebnisbericht Juli 1993 - Juni 1996
- [10] H.-W. Lorenzen, B. Kraßer, M. Schmid: „Electric Drive Systems for an Autonomous Parallel Hybrid Vehicle“; ISATA 96, 29th International Symposium on Automotive Technology and Automation, 1996 Florenz, S. 111 - 120, paper 96EL040
- [11] H. Weh: „Die Transversalflußmaschine - Alternative mit gutem Wirkungsgrad“; Rationelle Energienutzung bei Hybridfahrzeugen 1995 München; VDI Berichte 1225
- [12] H. Weh: „8 (16) kW - TFM Fahrzeugantrieb“; Technischer Bericht, DFG gefördert (Kennzeichen 2000/365/94-1263/95 Prof. Weh); Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, Technische Universität Braunschweig, 1996

- [13] H.-D. Kolletschke: „Die Modulare Dauermagnetmaschine – Aufbau und Eigenschaften“; Dissertation; Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Universität der Bundeswehr Neubiberg, 1987
- [14] J. K.-H. Friedrich: „Bauformen und Betriebsverhalten Modularer Dauermagnetmaschinen“; Dissertation; Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Universität der Bundeswehr Neubiberg, 1991
- [15] U. Schäfer: „Comparative Study of Inverter-Fed Drives with Different Motor Types“; EPE '95, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, 1995 Sevilla
- [16] C. Gerthsen, H.O. Kneser, H. Vogel: „Physik“; 15. Auflage, neubearbeitet und erweitert von H. Vogel; Springer-Verlag, 1986, ISBN 3-540-16155-4
- [17] T. Bödefeld, H. Sequenz: „Elektrische Maschinen“; 8., vollständig neubearbeitete Auflage von H. Sequenz, Springer-Verlag, 1971, ISBN 3-211-80971-6
- [18] K. Küpfmüller: „Einführung in die theoretische Elektrotechnik“; 13., verbesserte Auflage, bearbeitet von G. Kohn; Springer-Verlag, 1990, ISBN 3-540-51620-4
- [19] J. Fetz: „Fehlertolerante Regelung eines Asynchron-Doppelantriebs für ein Elektrofahrzeug“; Dissertation; Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA), RWTH Aachen, 1993
- [20] A. Weschta: „Schwächung des Erregerfelds (sic!) bei einer dauermagneterregten Synchronmaschine“; etzArchiv Bd. 7, 1985, Heft 3, S. 79 - 84
- [21] W. Leitgeb: „Die Grenzen permanentmagneterregter Mehrphasenmaschinen mit Feldschwächung über die Ankerwicklung“; Archiv für Elektrotechnik 72, 1989, S. 19 - 26
- [22] W. Leitgeb: „Eine Möglichkeit der Feldschwächung dauermagneterregter Maschinen und ihre Auswirkung auf die Bemessungsleistung des Stromrichters“; Archiv für Elektrotechnik 76, 1993, S. 293 - 299
- [23] B. Kraßer: „Patentanmeldung von Vorrichtungen zur Veränderung der Luftspaltinduktion in elektromechanischen Energiewandlern“; Studie 582, Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte, Technische Universität München, 1994
- [24] B. Kraßer: „Feldschwächung an permanentmagneterregten Synchronmaschinen“; Studie 596, Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte, Technische Universität München, 1996
- [25] F. Rattei, B. Kraßer: „Ein mechanisches Feldschwächverfahren für permanentmagneterregte Maschinen mit Verstellung der Erregung über die Statorströme“; VDI-Berichte 1459, Hybridantriebe, 1999 Garching, S. 137-145
- [26] B. Kraßer, F. Rattei: „Mechanical Field Weakening with Actuation by the Stator Currents“; EPE '99, 8th European Conference on Power Electronics and Applications, 1999 Lausanne
- [27] Hansjürg Rohrer: „Verfahren zur Optimierung elektrischer Maschinen dargestellt am Beispiel der lamellierten Vollpol-Synchronmaschine“; Dissertation, Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte, Technische Universität München, 1991

- [28] EBG Gesellschaft für Elektromagnetische Werkstoffe mbH: „Das umfassende Programm an nichtkornorientierten und kornorientierten Elektroblechsorten“; Katalog zum Produktsortiment der Firma, 1995
- [29] VAC Vacuumschmelze: „Selten-Erd-Dauermagnetwerkstoffe VACODYM VACOMAX“; Katalog zum Produktsortiment der Firma
- [30] Polyfil AG: „Our Programme“; Produktübersicht der Firma
- [31] DIN/IEC 317 Teil 0-1: „Technische Lieferbedingungen für bestimmte Typen von Wickeldrähten, Lackisolierte Runddrähte aus Kupfer“; Deutsche Norm, Februar 1994
- [32] C. Hudelmaier: „Berechnungen zu einer permanenterregten Außenläufermaschine“; Diplomarbeit; Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte; Technische Universität München, 1995
- [33] B. Kraßer: „Comparison of Electromechanical Transducers for an Autonomous Hybrid Vehicle“; EPE '97, 7th European Conference on Power Electronics and Applications, 1997 Trondheim
- [34] B. Kraßer: „Design and Calculation of a Permanent Magnet Outside Rotor Motor for a Hybrid Vehicle“; ISATA 97, 30th International Symposium on Automotive Technology and Automation, 1997 Florenz, paper 97EL060
- [35] M. Eberl: „Bestimmung der Induktivitäten einer Modularen Dauermagnetmaschine durch numerische Feldberechnung“; Diplomarbeit; Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte der TU München, 1996
- [36] J. Meinke: „Detailzeichnungen des Prototypen einer Modularen Dauermagnetmaschine für den Sonderforschungsbereich 365“; Zeichnungsarchiv des Lehrstuhls für Elektrische Maschinen und Geräte der TUM (nicht veröffentlicht)
- [37] K. Kanelis: „Die feldorientierte Kennliniensteuerung der stromerregten Synchronmaschine - ein Antriebssystem für Elektrofahrzeuge“; Dissertation; Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Universität der Bundeswehr Neubiberg, 1994
- [38] F. Rattei: „Programmieren einer Regelung für eine pulswechselrichter gespeiste Modulare Dauermagnetmaschine auf einem Mikrocontroller“; Diplomarbeit; Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte der TU München, 1997
- [39] G. Enser: „Dynamische Simulation einer Modularen Dauermagnetmaschine“; Studienarbeit; Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte der TU München, 1996
- [40] R. Schraud: „Analytische Betrachtungen und meßtechnische Untersuchungen zu permanentmagnetisch erregten Synchronmaschinen“; Diplomarbeit; Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte der TU München, 1996
- [41] H.W. Lorenzen: „Dynamik elektrischer Maschinen“; Vorlesungsskript; Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte; Technische Universität München
- [42] H.W. Lorenzen: „Das dynamische Betriebsverhalten von Asynchronmaschinen bei kleinen Abweichungen vom stationären Zustand“; BBC-Mitteilungen, Band 56 1969, S. 548 - 569

- [43] Sonderforschungsbereich 365 (Hrsg.): „Alternativen und Auswahl eines Elektromotors für den Autarken Hybrid“; Umweltfreundliche Antriebstechnik für Fahrzeuge; Kolloquium an der TU München, 1994 S. 37 - 49.