

Westfälische Hochschule Zwickau (FH)

Fachbereich Elektrotechnik

Optimierung eines Drehstrommotors

Als Diplomarbeit zur Erlangung des
Akademischen Grades

Diplomingenieur für Kraftfahrzeugelektronik (FH)

eingereicht von

Beck, Martin

geb. am 16.07.1982

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. habil. Pohl

Februar 2009

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	I
Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis	VIII
Kurzzeichenverzeichnis	IX
Vorwort	1
1 Einleitung	2
2 Vorstellung des Originalantriebs	4
3 Übersicht über die Bauarten von Synchronmaschinen	6
4 Möglichkeiten der Drehmomenterhöhung	9
4.1 <i>Analytische Betrachtung</i>	9
4.2 <i>Maxwellscher Spannungstensor</i>	10
4.3 <i>Fazit</i>	11
5 Anwendung der Optimierungsmöglichkeiten auf den Originalmotor	12
5.1 <i>Effekte durch Erhöhung der Kräfte</i>	12
5.2 <i>Sättigungseffekte im Magnetkreis</i>	13
6 Wicklungsentwurf	14
6.1 <i>Entwurfsverfahren für die Wicklung</i>	14
6.2 <i>Fourieranalyse der verschiedenen möglichen Wicklungsarten</i>	18
6.2.1 <i>Mögliche verteilte Wicklungen</i>	19
6.2.1.1 <i>Maschine mit Polpaarzahl eins und verteilter Wicklung</i>	19
6.2.1.2 <i>Maschine mit Polpaarzahl drei und verteilter Wicklung</i>	19
6.2.2 <i>Mögliche Einschichtwicklungen</i>	20
6.2.2.1 <i>Maschine mit Polpaarzahl drei und Einschicht-Zahnspulenwicklung</i>	21
6.2.2.2 <i>Maschine mit Polpaarzahl vier und Einschicht-Zahnspulenwicklung</i>	21
6.2.3 <i>Mögliche Zweischichtwicklungen</i>	22
6.2.3.1 <i>Maschine mit Polpaarzahl fünf und Zweischicht-Zahnspulenwicklung</i>	22
6.2.3.2 <i>Maschine mit Polpaarzahl sechs und Zweischicht-ZSP</i>	23
6.2.3.3 <i>Maschine mit Polpaarzahl sieben und ZS-ZSP</i>	24
6.2.3.4 <i>Maschine mit Polpaarzahl acht und Zweischicht-ZSP</i>	24
6.3 <i>Vergleich der unterschiedlichen Wicklungsvarianten</i>	25
7 Magnetkreisuntersuchung	26
7.1 <i>Ermittlung der optimalen Magnethöhe</i>	26
7.2 <i>Ermittlung des Magnetmaterials</i>	28
7.2.1 <i>Vorbetrachtung</i>	28
7.2.2 <i>Magnetkreisberechnung</i>	30

8	Simulation der Entwürfe	36
8.1	<i>Simulationsprogramm</i>	36
8.2	<i>Vorgehensweise</i>	36
8.3	<i>Simulationsergebnisse</i>	38
8.3.1	Vergleich der Polradspannungsverläufe	38
8.3.1.1	Variante mit dreipoliger verteilter Wicklung	38
8.3.1.2	Variante mit dreipoliger Einschichtzahnspulenwicklung	39
8.3.1.3	Variante mit vierpoliger Einschichtzahnspulenwicklung	39
8.3.1.4	Variante mit sechspoliger Zweischichtzahnspulenwicklung	40
8.3.1.5	Variante mit siebenpoliger Zweischichtzahnspulenwicklung	41
8.3.1.6	Variante mit achtpoliger Zweischichtzahnspulenwicklung	42
8.3.2	Vergleich der erzeugten Drehmomente	42
8.3.3	Vergleich der Zahnspulenvarianten mit unterschiedlichen Polbedeckungsfaktoren	43
8.3.3.1	Sechspolige Variante	44
8.3.3.2	Achtpolige Variante	44
8.3.3.3	Vergleich der Ausnutzung der Magnetenergie	45
8.3.4	Induktivitäten	46
8.3.5	Übersicht der Parameter der Motorvarianten	47
8.4	<i>Verlustbetrachtung</i>	47
8.4.1	Wicklungsverluste	48
8.4.2	Verluste im Magnetkreis	48
8.4.3	Reibungsverluste durch Luft- und Lagerreibung	50
8.4.4	Zusätzliche Verluste	51
8.4.5	Gesamtverluste	51
8.5	<i>Kennlinien der Motoren</i>	52
8.5.1	Vorbetrachtung	52
8.5.2	Magnetisches Verlustmoment	53
8.5.3	Verlustmoment durch Reibung	53
8.5.4	Kennlinien der simulierten Motoren	54
9	Bau der Versuchsmotoren	56
9.1	<i>Statorträger</i>	56
9.2	<i>Rotorglocke</i>	56
9.3	<i>Blechpaket</i>	56
9.4	<i>Schwierigkeiten bei der Fertigung</i>	57
10	Messung der Versuchsmotoren	58
10.1	<i>Beschreibung des Versuchsaufbaus</i>	58
10.2	<i>Beschreibung des verwendeten Antriebsumrichters</i>	58
10.3	<i>Fremdantriebsmessungen</i>	58
10.3.1	Polradspannungen	58
10.3.2	Verluste bei stromlosem Anker	60
10.4	<i>Messungen mit am Wechselrichter angeschlossenen Motor</i>	61
10.4.1	Leerlauf	61
10.4.1.1	Leerlaufverluste über Drehzahl für die einzelnen Maschinen	61
10.4.1.2	Leerlaufgeräusche	62
10.4.2	Mit angekoppelter Gleichstrommaschine und Bremswiderständen	63
10.4.2.1	Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien	63
10.4.2.2	Strom-Drehmoment-Kennlinien	64
10.4.2.3	Aufgenommene elektrische Leistung	65
10.4.2.4	Abgegebene mechanische Leistung	65
10.4.2.5	Gesamtwirkungsgrad	66

10.4.2.6	Umrichterwirkungsgrad	66
10.5	<i>Rastmomente</i>	66
10.6	<i>Ausnutzungszahlen</i>	67
11	Vergleich Simulation und Messung	69
11.1	<i>Vergleich der Konstanten</i>	69
11.2	<i>Vergleich der Rastmomente</i>	70
11.3	<i>Vergleich der Kennlinien</i>	71
12	Schlussbetrachtung	74
	Quellenverzeichnis	76
	Bildteil	79
B 1	Darstellung der Polradspannungsverläufe	79
B 1.1	<i>verteilte Wicklung (FE) $p=3$</i>	79
B 1.2	<i>verteilte Wicklung (HE) $p=3$</i>	80
B 1.3	<i>Zweischicht ZSP $p=6$ 15°</i>	81
B 1.4	<i>Zweischicht ZSP $p=6$ 20°</i>	82
B 1.5	<i>Zweischicht ZSP $p=6$ 25°</i>	83
B 1.6	<i>Zweischicht ZSP $p=6$ 30°</i>	84
B 1.7	<i>Zweischicht ZSP $p=8$ 20°</i>	85
B 2	Gemessene Strangstromverläufe	86
B 3	Harmonischenanalysen	89
B 3.1	<i>Einpolige Maschine mit verteilter Wicklung</i>	89
B 3.2	<i>Dreipolige Maschine mit verteilter Wicklung</i>	90
B 3.3	<i>Dreipolige Maschine mit Einschicht-Zahnspulenwicklung</i>	91
B 3.4	<i>Vierpolige Maschine mit Einschicht- Zahnspulenwicklung</i>	92
B 3.5	<i>Fünfpolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung</i>	93
B 3.6	<i>Sechspolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung</i>	94
B 3.7	<i>Siebenpolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung</i>	95
B 3.8	<i>Achtpolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung</i>	96
B 4	Feldbilder der Wicklungsvarianten bei gleicher Magnetenergie	97
B 4.1	<i>Originalmaschine</i>	98
B 4.2	<i>Dreipolige Maschine mit Hochenergiemagneten</i>	99
B 4.3	<i>Vierpolige Maschine mit Hochenergiemagneten</i>	100
B 4.4	<i>Sechspolige Maschine mit Hochenergiemagneten</i>	101
B 4.5	<i>Siebenpolige Maschine mit Hochenergiemagneten</i>	102

<i>B 4.6</i>	<i>Achtpolige Maschine mit Hochenergiemagneten</i>	<i>103</i>
B 5	Zeigerbilder.....	104
Anlagen.....		106
A 1	Magnetisierungskennlinien ausgewählter Blechsorten.....	106
A 2	Magnetisierungskennlinien weichmagnetischer Werkstoffe.....	107

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Zeiger des Nutenspannungsterns	15
Abbildung 2: Nutenspannungstern mit Verteilung auf die drei Stränge	16
Abbildung 3: vollständige Wicklungsverteilung	17
Abbildung 4: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=1$ und vert. Wicklung	19
Abbildung 5: Wicklungsverteilung Maschine mit $p=3$ und vert. Wicklung	20
Abbildung 6: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=3$ und ES-ZSP	21
Abbildung 7: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=4$ und ES-ZSP	21
Abbildung 8: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=5$ und ZS-ZSP	22
Abbildung 9: Maschine mit $p=6$ und ZS-ZSP	23
Abbildung 10: Maschine mit $p=7$ und Zweischicht-ZSP	24
Abbildung 11: Maschine mit $p=8$ und ZS-ZSP	24
Abbildung 12: Modellmagnetkreis	26
Abbildung 13: Darstellung Teilmagnetkreis	28
Abbildung 14: Schema des Teilmagnetkreis	29
Abbildung 15: Entmagnetisierungskennlinien Material ...SH	34
Abbildung 16: FEMM-Plot mit Material 40SH	35
Abbildung 17: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch	38
Abbildung 18: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch	39
Abbildung 19: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch	39
Abbildung 20: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch	40
Abbildung 21: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch	41
Abbildung 22: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch	42
Abbildung 23: Vergleich der Momententwicklung	43
Abbildung 24: Vergleich Unterschiedlicher Polbedeckungen $p=6$	44
Abbildung 25: Vergleich unterschiedlicher Polbedeckungen $p=8$	45
Abbildung 26: Vergleich der Ausnutzung der Magnetenergie	46
Abbildung 27: Kennwerte für Elektrobleche ...-50 A aus [14] Kap. 4	49
Abbildung 28: Ersatzschaltbild PMSM	52
Abbildung 29: n-M-Kennlinie bei Raumtemperatur	54
Abbildung 30: n-M-Kennlinie bei Maximaltemperatur	55
Abbildung 31: Effektivwerte der Polradspannung	59
Abbildung 32: Verluste über Drehzahl Fremdantrieb	60
Abbildung 33: Verluste über Drehzahl-Umrichterbetrieb	61
Abbildung 34: Schallpegel über Drehzahl	62
Abbildung 35: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien	63
Abbildung 36: Strom-Drehmoment-Kennlinien	64
Abbildung 37: aufgenommene Leistungen	65
Abbildung 38: abgegebene Leistungen	65
Abbildung 39: Wirkungsgradverläufe	66
Abbildung 40: Simulierte Strom-Drehmoment-Kennlinien	71
Abbildung 41: simulierte Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien	72
Abbildung 42: Polradspannungsverlauf (Simulation)	79
Abbildung 43: Polradspannungsverlauf (Messung)	79
Abbildung 44: Polradspannungsverlauf (Simulation)	80
Abbildung 45: Polradspannungsverlauf (Messung)	80
Abbildung 46: Polradspannungsverlauf (Simulation)	81
Abbildung 47: Polradspannungsverlauf (Messung)	81
Abbildung 48: Polradspannungsverlauf (Simulation)	82
Abbildung 49: Polradspannungsverlauf (Messung)	82

Abbildung 50: Polradspannungsverlauf (Simulation)	83
Abbildung 51: Polradspannungsverlauf (Messung).....	83
Abbildung 52: Polradspannungsverlauf (Simulation)	84
Abbildung 53: Polradspannungsverlauf (Messung).....	84
Abbildung 54: Polradspannungsverlauf (Simulation)	85
Abbildung 55: Polradspannungsverlauf (Messung).....	85
Abbildung 56: Strangstromverlauf des Originalmotors bei Nennstrom.....	86
Abbildung 57: Strangstromverlauf der Variante dreipolige verteilte Wicklung mit Hochenergiemagneten.....	86
Abbildung 58: Strangstromverlauf der Variante sechspolige Zahnspulenwicklung mit 20° HE Magneten.....	87
Abbildung 59: Strangstromverlauf der Variante sechspolige Zahnspulenwicklung mit 25° HE Magneten.....	87
Abbildung 60: Strangstromverlauf der Variante sechspolige Zahnspulenwicklung mit 30° HE Magneten.....	88
Abbildung 61: Strangstromverlauf der Variante achtpolige Zahnspulenwicklung mit HE-Magneten.....	88
Abbildung 62: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	89
Abbildung 63: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	89
Abbildung 64: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	90
Abbildung 65: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	90
Abbildung 66: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	91
Abbildung 67: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	91
Abbildung 68: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	92
Abbildung 69: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	92
Abbildung 70: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	93
Abbildung 71: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	93
Abbildung 72: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	94
Abbildung 73: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	94
Abbildung 74: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	95
Abbildung 75: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	95
Abbildung 76: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1, B=-0.5, C=-0.5$	96
Abbildung 77: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung	96
Abbildung 78: Farbskala für Flussdichte der Feldbilder	97
Abbildung 79: Feldbild des Originalmotors (dreipolig mit Ferritmagneten).....	98
Abbildung 80: Feldbild der dreipoligen Maschine mit Hochenergiemagneten.....	99
Abbildung 81: Feldbild der vierpoligen Maschine mit Hochenergiemagneten	100
Abbildung 82: Feldbild der sechspoligen Maschine mit Hochenergiemagneten	101
Abbildung 83: Feldbild der siebenpoligen Maschine mit Hochenergiemagneten	102
Abbildung 84: Feldbild der achtpoligen Maschine mit Hochenergiemagneten	103
Abbildung 85: Zeigerbild der unbelasteten Synchronmaschine	104
Abbildung 86: Zeigerbild der belasteten Synchronmaschine	105

Tabellenverzeichnis

Tabelle 3.1: Unterscheidung hinsichtlich der Erregung	6
Tabelle 3.2: Unterscheidung hinsichtlich der Wicklungsausführung	6
Tabelle 3.3: Unterscheidung hinsichtlich der Nutung	7
Tabelle 3.4: Unterscheidung hinsichtlich der Anordnung Rotor zu Stator	7
Tabelle 3.5: Unterscheidung hinsichtlich der Magnetanordnung.....	7
Tabelle 6.1: Vergleich der Wicklungsvarianten	25
Tabelle 7.1: Maße Magnetkreis.....	30
Tabelle 7.2: Zusammenfassung der Spannungsabfälle	33
Tabelle 8.1: Simulationsparameter I_{eff} , w und R_{Strang}	37
Tabelle 8.2: Induktivitäten der Maschinenvarianten	47
Tabelle 8.3: Parameterübersicht der Motorvarianten	47
Tabelle 8.4: Verluste im Magnetkreis	50
Tabelle 8.5: gesamte Verluste bei Nenndrehzahl	51
Tabelle 9.1: Übersicht der Prototypen.....	57
Tabelle 10.1: Übersicht der Spannungskonstanten	59
Tabelle 10.2: Übersicht über die Drehmomentkonstanten	64
Tabelle 10.3: Vergleich der gemessenen Rastmomente.....	67
Tabelle 10.4.: Ausnutzungszahlen der Versuchsmaschinen.....	68
Tabelle 11.1: Vergleich der Konstanten	69
Tabelle 11.2: Vergleich der Konstanten	69
Tabelle 11.3: Vergleich der Konstanten	69
Tabelle 11.4: Vergleich der Konstanten	69
Tabelle 11.5: Vergleich der Konstanten	70
Tabelle 11.6: Vergleich der Konstanten	70
Tabelle 11.7: Vergleich der Konstanten	70
Tabelle 11.8: Vergleich der Rastmomente	70

Kurzzeichenverzeichnis

Zeichen	Einheit	Beschreibung
A	A/m	Strombelag
A	m ²	Fläche
B	T	Flussdichte
C	$\frac{W \cdot \text{min}}{m^3}$	Esson'sche Ausnutzungszahl
D	m	Durchmesser
d	m	Dicke
f	Hz	Frequenz
H	A/m	magnetische Feldstärke
h	m	Höhe
I, i	A	Strom
L	H	Induktivität
k		spezifische Konstante
l	m	Länge
m		Strangzahl
m	kg	Masse
N		Nutzahl
n	min ⁻¹	Drehzahl
P	W	Leistung
p		Polpaarzahl
q		Lochzahl
R	m	Radius
R	Ω	ohmscher Widerstand
R		Widerstand allgemein
t	s	Zeit
U, u	V	Spannung
V		Vektor, allgemein
v	m/s	Geschwindigkeit
w		Windungszahl
x		Koordinate allgemein
y		Wicklungsschritt
α		Winkel, Phasenverschiebung zw. Nutenspannungen
γ		Winkel, Rotorwinkel
δ	m	Luftspalt

η		Wirkungsgrad
Θ	A	magnetische Durchflutung
μ		Permeabilitätszahl
σ		spezifischer Verlustfaktor
τ		Teilung
Φ	Vs	magnetischer Fluss
ζ		Wicklungsfaktor
Ψ	Wb	Flussverkettung
ω	s-1	Kreisfrequenz

Konstanten

μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am	magnetische Feldkonstante
---------	----------------------------	---------------------------

Indizes

A,B,C	Strangbezeichnung
ab	abgegeben
akt	aktiv
c	koerzitiv
d	d-Achse
f	Feld
fe	Eisen
L	Luft, Läufer
m	Moment
n	normal, Drehzahl
p	permanentmagnetisch, Periode
q	q-Achse
R	Remanenz, Rotor
RJ	Rotorjoch
S	Stator
SJ	Statorjoch
t	tangential
u	Spannung
zu	zugeführt
κ	Ordnungszahl Erregerfeldoberwelle
μ	Ordnungszahl Stromoberwelle
ν	Ordnungszahl Strombelagsoberwelle

∅ Durchmesser

Abkürzungsverzeichnis

Abs	Abschnitt
AlNiCo	Aluminium-Nickel-Kobalt
cu	Kupfer
DSO	digitales Speicheroszilloskop
DXF	Drawing Interchange Format
eff	effektiv
FE	Ferrit
FEM	Methode der finiten Elemente
ges	Gesamt
ggT	größter gemeinsamer Teiler
h	Hysterese
HE	Hochenergie
L	Luft
Lua	Programmiersprache, ähnlich C
m	magnetisch
max	maximal
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
p	Pol
PM	Permanentmagnet
PMSM	Permanentmagnetische erregte Synchronmaschine
rb	Reibung
RMS	Effektivwert
spitze	Spitzenwert
SM	Synchronmaschine
SrFe	Strontium-Ferrit
Umdr.	Umdrehungen pro Minute
v	Verlust
wb	Wirbelstrom
ZSP	Zahnspule

Vorwort

Ich möchte mich bei all denen bedanken, die mir bei der Erstellung dieser Arbeit geholfen haben.

Mein besonderer Dank gilt dabei Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. Budig und seinem Team von der EAAT GmbH Chemnitz, die es mir ermöglicht haben meine Idee umzusetzen. Auch möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. habil. Pohl bedanken, dass er die Arbeit von Anfang an unterstützt und mit konstruktiven Diskussionsrunden begleitet hat.

Spezieller Dank gilt meiner Familie, die mir den Rücken für die Verwirklichung dieser Arbeit freigehalten und mich stets moralisch unterstützt hat.

Chemnitz, den 17.02.2009

Martin Beck

1 Einleitung

Die stetige Evolution elektrischer Antriebe erschließt immer mehr Anwendungsgebiete. Neue Materialien, die Weiterentwicklung der Leistungselektronik und Rechentechnik ermöglichen heute maßgeschneiderte drehzahlvariable Antriebe für fast jeden Einsatz. Von langsam laufenden und drehmomentstarken Antrieben für Walzwerke, Schiffe oder Rundschaltische mit wenigen Umdrehungen pro Minute reicht das Spektrum bis hin zu hochdrehenden Werkzeugantrieben mit mehreren 100.000 min^{-1} . Die dabei umgesetzten Leistungen reichen von einigen mW bis hin zu mehreren MW.

Aufgrund der Verfügbarkeit hochenergetischer Magnetmaterialien wird gegenwärtig die Weiterentwicklung der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine (PMSM) stark vorangetrieben und gibt neue Impulse in der Antriebstechnik. Geregelter Gleichstrommaschinen im Kleinleistungsbereich und Umrichter gespeiste Asynchronmaschinen werden zunehmend von speziell optimierten PMSM ersetzt. Vorteile wie die höhere Leistungs- und Drehmomentdichte, die Wartungsfreiheit und der hohe Wirkungsgrad der PMSM wiegen oft den höheren Preis für das Magnetmaterial auf. Zudem entstanden in letzter Zeit mannigfaltige Variationen von PMSM die speziell auf den jeweiligen Verwendungszweck optimiert wurden. So werden zum Beispiel in [1] verstärkt Standard IEC-Motoren in Lüftern gegen speziell optimierte PMSM ausgetauscht, da diese über den gesamten Drehzahlbereich höhere Wirkungsgrade aufweisen.

Es gibt Ausführungen als Innen- oder Außenläufer, genutet oder nutenlos, mit vergrabenen Magneten oder Oberflächenmagneten und das mit verschiedensten Kühlungsarten und Polpaarzahlen.

Einige Beispiele:

- direkter Ringmesserantrieb, vollständig in Werkzeug integriert [2]
- mobile Feldstromversorgung, erreichte Drehmomente bis 180 Nm/dm^3 [3]
- Fahrzeugantriebe [4,5,6,7,8]
- Spindeltriebe, getestet bis 300.000 min^{-1} , projiziert bis 600.000 min^{-1} [9]

Besonders auffällig ist dabei die Entwicklung von der klassischen, verteilten Wicklung hin zur modular aufgebauten Zahnspulenwicklung. Diese wird besonders häufig bei langsam laufenden Direktantrieben, so genannten Drehmomentmotoren, eingesetzt.

Der Einsatz von Hochenergiemagneten ermöglicht hohe Induktionen im magnetischen Kreis und erschwert durch abschnittsweise Sättigung und Streuflüsse analytische Entwurfsverfahren. Durch die Verfügbarkeit von immer schnelleren Rechnern ist heute der

Entwurf solcher Maschinen mit Hilfe von Feldrechenprogrammen Stand der Technik. In Verbindung mit Simulationsprogrammen lassen sich Spezialantriebe komplett simulieren und optimieren wobei ein Minimum an Versuchsträgern nötig ist.

Ziel dieser Arbeit ist es, auf Basis eines vorhandenen Antriebs zu untersuchen, welches Potential neue Entwurfsmethoden und Materialien in Bezug auf die Drehmomenterhöhung haben.

2 Vorstellung des Originalantriebs

Als Grundlage der Untersuchung wird ein Motor verwendet, der zusammen mit dem dazu entwickelten Frequenzumrichter einen hocheffizienten Lüfterantrieb bildet. Der Motor ist ein so genannter elektronisch kommutierter Gleichstrommotor. Es ist eine per Ferritmagneten erregte Synchronmaschine mit verteilter Wicklung in Außenläuferbauweise. Die Magnete sind an den Innenradius der Rotorglocke angepasst und auf deren Oberfläche geklebt. Die Geometrien sind für eine Blockkommutierung mit 120° Ventileinschaltzeit optimiert. Per drei um 120° elektrisch versetzten Hallgebern wird die Rotorlage erfasst und der Spannungszeiger entsprechend gesteuert. Der komplette Antrieb verhält sich dadurch wie eine Gleichstromnebenschlussmaschine.

Technische Daten des Motors:

Allgemeine Daten:

Strangzahl	m	3
Polpaarzahl	p	3
Lochzahl	q	1
Windungszahl	w	200
Drahtdurchmesser	D	0,45 mm
Leistung	P	330 W
Drehmoment	M	2,4 Nm
Drehzahl von	n	1300 min^{-1}
bei Spannung	U	280 V
Wirkungsgrad	η	79 %
Strangwiderstand	R	13,5 Ω

Abmaße

Rotor

Innendurchmesser	D_{innen}	96,4 mm
Außendurchmesser	$D_{\text{außen}}$	105,4 mm
Rotorjochstärke	d_{RJ}	4,5mm
Nutzbare Länge	l_{akt}	60 mm
Material		Stw24 gezogen

Stator

Außendurchmesser $D_{\text{außen}}$		84 mm
Eisenlänge:	l_{Fe}	50 mm
Material		M 600-50A
Masse	m	0,960 kg
Nutzahl	N	18

Magnetmaterial

Bariumferrit

Remanenzflussdichte	B_R	$\sim 400 \text{ mT}$
Koerzitivfeldstärke	H_c	$\sim 250 \text{ kA/m}$
Max. Energieprodukt	BH_{max}	$\sim 30 \text{ kJ/m}^3$
Höhe	h	5,5 mm
Länge	l	60 mm

Nun gilt es herauszufinden, welche Werte für eine Drehmomentsteigerung geändert werden können. Deshalb wird nachfolgend ein kleiner Überblick über die verschiedenen Bauarten von Synchronmaschinen gegeben.

3 Übersicht über die Bauarten von Synchronmaschinen

Aus der klassischen Synchronmaschine wurden viele verschiedene Bauformen entwickelt. Um die Einordnung der in dieser Arbeit behandelten Prototypen zu ermöglichen, werden zunächst gebräuchliche Bauarten der Synchronmaschine vorgestellt und miteinander verglichen.

SM kann man z.B. in der Art der Erregung, der Wicklungsausführung, der Anordnung Rotor zu Stator und der Position der Magnete unterscheiden.

Tabelle 3.1: Unterscheidung hinsichtlich der Erregung

Bauform	Vorteile	Nachteile
elektrisch erregt	-bei großen Maschinen billiger -sehr gut regelbar durch Erregerstrom	-Erregerleistung notwendig -Leistungsübertragung auf Rotor für Erregung erforderlich
permanent magnetisch erregt	-keine Erregerverluste -gutes Leistungsgewicht -einfacher Aufbau	-Materialpreis für Magnete -Feldschwächung schwierig
nicht erregt (Reluktanzmotor)	-robust -einfach -billig	-großer Blindleistungsbedarf -Ausnutzung eher gering

Tabelle 3.2: Unterscheidung hinsichtlich der Wicklungsausführung

Art	Vorteile	Nachteile
verteilte Wicklung (dreisträngig)	-sinusförmige Feldverteilung -wenig Oberwellen	-aufwendig zu wickeln -hoher Ohm'scher Widerstand -große Wickelköpfe
Zahnspulenwicklung (dreisträngig)	-einfach zu wickeln billig -kurze Wickelköpfe -kleinere Polteilungen möglich -geringerer Rückschluss nötig	-viele Oberwellen Verluste -Pendelmomente -Geräusche
Polyphasige Wicklung ($m > 3$) (Magnetmotor, MDM)	-höchste Ausnutzungen möglich -pendelfreie Drehmomentbildung	-komplizierte Umrichter für m Phasen notwendig -geringe Drehzahlen -viele Oberwellen

Tabelle 3.3: Unterscheidung hinsichtlich der Nutung

	Vorteile	Nachteile
Wicklung in Nuten	-kleiner Luftspalt -Wicklungskühlung über Stator möglich -Standardmethode	-Aufwand für Nutung -Wicklung muss in die Nut gelegt werden -Rastmomente
Nutenlose Ausführung	-kaum Rastmomente -Aufwand für Nutung entfällt -eisenlose Maschinen für höchste Frequenzen möglich	-Sonderwicklung -großer Luftspalt größeres Magnetvolumen als bei Nuten notwendig

Tabelle 3.4: Unterscheidung hinsichtlich der Anordnung Rotor zu Stator

	Vorteile	Nachteile
Außenläufer	-großer Luftspaltradius -große Nutstrombeläge möglich -Magnetvolumen hoch -Stator gut bewickelbar -hohe Drehmomente möglich	-Statorkühlung aufwendig -großes Trägheitsmoment -Auswuchten schwierig
Innenläufer	-kleines Trägheitsmoment -Stator gut kühlbar -vergrabene Magnete möglich -hohe Drehzahlen	-Bandage der Magnete -Rotor schlecht kühlbar -kleinere Drehmomente als beim Außenläufer
Scheibenläufer	-kurze Baulänge -gut in Systeme integrierbar	-Aufwendige Wicklung -große axial Kräfte möglich

Tabelle 3.5: Unterscheidung hinsichtlich der Magnetanordnung

	Vorteile	Nachteile
Oberflächenmagnete	-einfacher Aufbau -kaum Reluktanzeffekte -Magnete vergrößern Luftspalt -geringere Ständerinduktivität	-Befestigung der Magnete -Entmagnetisierung möglich -Wirbelstromverluste durch Ständernutung -schwer feldschwächbar -großer Luftspalt durch μ der Magneten

Vergrabene Magnete	<ul style="list-style-type: none"> -Flusskonzentration möglich -gute Feldschwächbarkeit -Magnete im Rotor befestigt -Reluktanzeffekt für Drehmomentsteigerung nutzbar -einfache Magnetformen -hohe Drehzahlen 	<ul style="list-style-type: none"> -aufwendige Rotorkonstruktion -Flussverlust durch magnetische Kurzschlüsse im Rotor
--------------------	---	--

Ein weiteres wichtiges Unterscheidungsmerkmal ist die Nenndrehzahl der Maschine. Je höher diese ist, desto größer werden frequenzabhängige Verluste im Magnetkreis und in den Leitern.

Deshalb sollen schnell drehende Antriebe mit kleinen Polpaarzahlen ausgeführt werden. Auch die mechanische Konstruktion ist möglichst schlank auszuführen. So werden hochtourige SM meist als Innenläufer gefertigt. Für Antriebe im unteren Drehzahlbereich, die oft als Direktantriebe hohe Drehmomente bereitstellen müssen, werden dagegen hohe Polpaarzahlen in Innen- und Außenläufern eingesetzt.

Des Weiteren ist es möglich, durch eine spezielle Verschaltung von Einzelzahnspulen Oberwellen zu erzeugen, die eine Erhöhung der Rotorpolpaarzahl ermöglichen. Dies hat eine Verkürzung der Wege im magnetischen Kreis zur Folge und die Joche können dünner ausgeführt werden. Dadurch sind bei gleichen Außenmaßen ein höherer Luftspaltradius und tiefere Nuten möglich. Somit steigt die Ausnutzung des Bauraumes der Maschine bezüglich des erreichbaren Drehmomentes.

Auch gibt es Unterschiede bei der Speisung der Maschine. Bei mit sinusförmigen Strömen kommutierten Maschinen treten keine strombedingten Oberwellenverluste auf. Das ist bei extrem hochtourigen Antrieben wichtig, um die frequenzabhängigen Verluste zu reduzieren. Niedertourige Antriebe dagegen können durch Kombination von Erregerfeld- und Strombelagsoberwellen mit blockförmigen Strömen gespeist werden um die Ausnutzung zu steigern. Weitreichende Arbeiten dazu wurden bereits angefertigt [4,5].

Hierbei ist zu beachten, dass diese Oberwellen durch die größere Frequenz höhere magnetische Verluste bedingen.

In dieser Arbeit werden die Rotorglocke, das Statorblechpaket und der Statorträger des bereits vorhandenen Motors weiterverwendet. Dadurch liegt die Bauart fest und es kann nur noch Magnetkreis und Wicklung verändert werden.

4 Möglichkeiten der Drehmomenterhöhung

In diesem Kapitel soll zuerst die Drehmomentbildung in einer rotierenden elektrischen Maschine erläutert werden bevor Möglichkeiten zur Drehmomenterhöhung erörtert werden. Es kann analytisch oder per FEM gemäß [11] S.24, Formel 3.2 ff. über den Maxwell'schen Spannungstensor bestimmt werden. Dabei werden die Stirnflächen vernachlässigt und das Drehmoment aus den Feldgrößen im Luftspalt durch Integration berechnet. Weitere Möglichkeiten wie Lorentzkraft oder die virtuelle Verschiebung sollen nicht näher betrachtet werden.

4.1 Analytische Betrachtung

Prinzipiell ließe sich das Hauptwellendrehmoment einer elektrischen Maschine im d-q-Koordinatensystem gemäß [8] S. 16, Formel 38 analytisch bestimmen. (siehe Formel 4.1)

$$M = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (\psi_p \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (4.1)$$

Dabei tritt der zweite Term bei Schenkelpolmaschinen mit ausgeprägten Polen auf. Die hier betrachteten Maschinen mit Oberflächenmagneten weisen allerdings keine Reluktanzstrukturen im Rotor auf, da sich die Permanentmagneten wie Luft verhalten. Da $L_d = L_q$ ist, wird die Formel für das Hauptwellendrehmoment vereinfacht zu Formel 4.2.

$$M = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (\psi_p \cdot i_q) \quad (4.2)$$

Bei stark vom Sinus abweichenden Verhältnissen von Strombelagsverteilung und Erregerfeld müssen die einzelnen Drehmomente bildenden Komponenten untersucht werden. In [4] S. 58 wird dazu Formel 4.3 hergeleitet, die alle Oberwellen von Strombelag A, Erregerfeld B und Stromverlauf berücksichtigt. Mit ihr können die einzelnen Drehmomentkomponenten in Wirkung auf den Läufer, die durch das Zusammenwirken der κ -ten Luftspaltfeldwelle mit der von der μ -ten Teilschwingung des Stromes erzeugten ν -ten Strombelagswelle entstehen, abhängig von der Rotorlage x_1 berechnet werden.

$$M_{\mu\nu\kappa} = -R^2 \cdot I_{fe} \cdot \hat{A}_{\mu\nu} \cdot \hat{B}_{f\kappa} \cdot \int_0^{2\pi} \sin(\nu p x_1 - \mu \omega t - \varphi_\mu) \cdot \cos(\kappa p x_1 - \kappa \omega t - \omega \kappa) dx_1 \quad (4.3)$$

Die genauen Verläufe von Strombelagsverteilung und Erregerfeld können aufgrund von Streuung und Sättigung analytisch nur mit hohem Aufwand nachvollzogen werden. Aus diesem Grund wird nicht weiter auf die analytische Lösung eingegangen.

4.2 Maxwellscher Spannungstensor

Laut [11] S.24, Formel 3.2 ff. kann das Drehmoment durch Integration der Feldgrößen (siehe Formel 4.4) im Luftspalt berechnet werden:

$$M(\vartheta) = \frac{D^2 \cdot l_{fe}}{4} \cdot \mu_0 \cdot \int_0^{2\pi} H_t \cdot H_n d\vartheta \quad (4.4)$$

Dabei werden die tangentialen und normalen Komponenten der Feldstärke durch Überlagerung des Anker- und des Erregerfeldes gebildet. Ohne Berücksichtigung der Sättigung können beide Feld bildenden Komponenten nach Formel 4.5 addiert werden.

Normalkomponente

$$H_n = H_{nPM} + H_{nAnker}$$

Tangentialkomponente

$$H_t = H_{tPM} + H_{tAnker} \quad (4.5)$$

Eingesetzt in obige Formel können nun die einzelnen Drehmomentkomponenten ermittelt werden. (siehe Formel 4.6)

$$M(\vartheta) = \frac{D^2 \cdot l_i}{2} \cdot \mu_0 \left[\int_0^{2\pi} H_{tPM} \cdot H_{nPM} d\vartheta + \int_0^{2\pi} H_{tAnker} \cdot H_{nAnker} d\vartheta + \int_0^{2\pi} H_{tPM} \cdot H_{nAnker} d\vartheta + \int_0^{2\pi} H_{nPM} \cdot \right. \quad (4.6)$$

Dabei stellt das erste Integral das Rastmoment und das Zweite das Reluktanzmoment dar. Die beiden letzten Integrale sind für das Hauptdrehmoment der Maschine verantwortlich. Da dieses Pendelmomentkomponenten enthalten kann, darf es nicht mit dem Hauptwellendrehmoment verwechselt werden

Damit ist das Drehmoment direkt abhängig von der Luftspaltfeldstärke und damit von der Luftspaltflussdichte. Somit kann durch Erhöhung der installierten Magnetenergie bzw. des Statorstrombelages das Drehmoment erhöht werden.

4.3 Fazit

Beide Methoden zeigen deutlich, dass zur Erhöhung des Drehmomentes der Statorstrombelag und die installierte Magnetenergie herangezogen werden können. Durch Einbau von Permanentmagneten mit größerem Energieprodukt kann das Erregerfeld verstärkt werden. Dagegen ist eine Steigerung des Strombelags in den Nuten des Ankers nur bedingt möglich, da die größere strombedingte Verlustwärme abgeführt werden muss. Eine Erhöhung der Luftspaltflussdichte durch Verringern des Luftspaltes scheidet aufgrund der Vergleichbarkeit mit dem Originalmotor aus.

Nachstehend ein Vergleich der Energieprodukte $(B \times H)_{\max}$ einiger Magnetwerkstoffe [12].

Kunststoffgebundenes Bariumferrit, anisotrop	12 kJ/m ³
Hartferrit, gesintert, anisotrop (SrFe)	32 kJ/m ³
AlNiCo, Feinguss	35 kJ/m ³
Kunststoffgebundenes SmCo,	64 kJ/m ³
Kunststoffgebundenes NdFeB	96 kJ/m ³
Samarium-Cobalt	175 kJ/m ³
Neodymium-Eisen-Bor	278 kJ/m ³ (über 320 kJ/m ³ möglich)

Da das Volumen der Maschine, und damit das maximale Magnetvolumen, gegeben ist, muss demzufolge die installierte magnetische Energie steigen. Weil NdFeB-Magnete derzeit die höchsten Energieprodukte besitzen, kommt dieses Material zum Einsatz. Allerdings müssen dann Sättigungseffekte im Magnetkreis berücksichtigt werden. Einfaches Ersetzen der Ferritmagnete durch NdFeB würde den gegebenen Magnetkreis aufgrund der höheren Energiedichte sättigen.

5 Anwendung der Optimierungsmöglichkeiten auf den Originalmotor

Da weder am Strombelag, noch am Luftspalt etwas geändert werden kann, wird nun untersucht, welche Effekte eine Steigerung der magnetischen Energie verursacht.

5.1 Effekte durch Erhöhung der Kräfte

Laut vorangegangenen Kapitel sorgt eine Anhebung der installierten Magnetenergie, und damit der Luftspaltflussdichte, nicht nur für die Steigerung der Tangentialkräfte, die für das Drehmoment verantwortlich sind, sondern auch für eine Erhöhung der Normalkräfte, welche die mechanische Konstruktion beanspruchen. Weiterhin wird bei Motoren mit Nutenwicklungen das unvermeidliche Rastmoment verstärkt. Dieses entsteht durch das Zusammenspiel zwischen den Magnetkanten und den für die Wicklung nötigen Nuten. Die Periodenanzahl n_p des Nutrastmomentes beträgt bei gleichmäßig im Läufer verteilten Permanentmagneten laut [11] S. 25 Formel 3.6 pro Läuferumdrehung: (siehe Formel 5.1)

$$n_p = \frac{2 \cdot p \cdot N}{ggT[N, 2p]} \quad (5.1)$$

Da das Zusammenspiel zwischen Magnetkanten und Nuten für das Rastmoment verantwortlich ist, besteht die Möglichkeit durch Ändern der Magnetbreite und/oder der Magnetanzahl das Rastmoment zu beeinflussen. Eine abweichende Magnetanzahl und damit Rotorpolpaarzahl bedingt aber auch eine Modifikation der Wicklung. Darauf soll aber später eingegangen werden. Weder das Blechpaket noch das Erregersystem werden aufgrund der Vergleichbarkeit geschrägt.

Weiterhin bewirkt eine Steigerung der Kräfte im Luftspalt stärkere Geräusche. Da im Luftspaltfeld einer elektrischen Maschine nicht nur Drehmomentbildende, sondern auch Radialkräfte in Form von umlaufenden Radialkraftwellen entstehen, regen diese das elastische und schwingungsfähige Gebilde aus Ständer und Läufer der elektrischen Maschine an. Jene Wellen verursachen mechanische Schwingungen im Läufer und Ständer, welche als Körper- und Luftschall an die Umgebung abgegeben werden. Falls nun Anrege- und Eigenfrequenz in einem bestimmten Betriebspunkt der Maschine übereinstimmen, kommt es aufgrund der Resonanz zu einer sehr starken Geräuschentwicklung, da der abgestrahlte Geräuschpegel von der Schwingungsamplitude abhängig ist.

Die Anregungsfrequenz der Schwingungen ist wie beim Rasten von der Anordnung der Magnete zu den Nuten und von den vom Statorfeld verursachten Schwankungen des re-

sultierenden Luftspaltfeldes abhängig. So können durch wicklungsbedingte und strombedingte Oberwellen im Luftspaltfeld Geräusche entstehen.

5.2 Sättigungseffekte im Magnetkreis

Wird nun die Luftspaltflussdichte erhöht, so steigt zwangsweise auch der Fluss im Magnetkreis. Zähne, Rotor- und Statorjoch werden stärker durchflutet und können gesättigt werden. Eine Abhilfe würde deren Verstärkung oder Material mit einem geringeren magnetischen Widerstand bringen. Da weder am Blechpaket, noch an der Rotorglocke eine Änderung erfolgen soll, ist es lediglich möglich, das Rotorjoch durch einen Rückschlussring bei entsprechend geringerer Magnethöhe zu verstärken. Bei der gegebenen Wicklung des Originalmotors ist dadurch die maximal installierbare Magnetenergie begrenzt. Um die Flussdichten in Rotor- und Statorjoch zu verringern, müssen die Polteilungen verkleinert werden. Dies soll durch den Einsatz von Zahnspulen geschehen.

Auch können mit Zahnspulen Strombelagsverteilungen erreicht werden, deren Hauptwelle nicht die Grundwelle, sondern eine Oberwelle ist. Da das Nenndrehmoment durch das Zusammenwirken der Polradfeldgrundwelle mit der dazu passenden Strombelagswelle gebildet wird, besteht die Möglichkeit durch das Erzeugen solcher Strombelagsoberwellen beliebige Rotorpolpaarzahlen zu realisieren.

Nun kann die Magnetenergie soweit gesteigert werden, bis die Zähne in den Bereich der Sättigung gelangen. Der Einsatz von Zahnspulen verkürzt zudem die Wickelkopflänge, so dass die aktive Eisenlänge bei gleichen Außenmaßen erhöht werden könnte. Diese Möglichkeit wird nicht betrachtet da auf die vorhandenen Teile zurückgegriffen wird. Im nächsten Kapitel werden für den 18-nutigen Stator verschiedene Wicklungen entworfen.

6 Wicklungsentwurf

Das in dieser Arbeit angewendete Entwurfsverfahren unterscheidet sich von den klassischen Verfahren, da es auf Teile einer gegebenen Maschine zurückgreift. Wie bereits in Kapitel 3 angesprochen wurde, kann eine Erhöhung der Rotorpolpaarzahl Sättigungseffekte in Rotor- und Statorjoch verkleinern. Ziel des Entwurfsverfahrens ist es Wicklungen zu finden, die eine höhere Rotorpolpaarzahl bei akzeptablen Strombelagsamplituden ermöglichen.

6.1 Entwurfsverfahren für die Wicklung

Die Wicklung kann laut [11] S. 84, dortiger Anhang A1 durch die konsequente Anwendung des auf dem Nutenspannungstern basierenden Verfahrens entwickelt werden. Dies soll nun kurz erklärt und an Hand eines Beispiels verdeutlicht werden.

Beispiel:

Es soll für eine dreisträngige Maschine mit 18 Nuten und 8 Rotorpolpaaren die Wicklung entwickelt werden. Zwischen zwei benachbarten Nuten erhält man die Phasenverschiebung α der Nutenspannungen wie folgt: (siehe Formel 6.1)

$$\alpha = \frac{(p \cdot 360^\circ)}{N} \qquad \alpha = \frac{(8 \cdot 360^\circ)}{18} = 160^\circ \qquad (6.1)$$

Die Anzahl der Umläufe des Nutenspannungsterns, und damit die Anzahl der Urwicklungen (Statorpole) ist der größte gemeinsame Teiler von N und p.

$$\text{ggT}[18,8] = 2$$

Die Maschine hat also mit 8 zu 2 verschiedene Rotor- und Statorpolpaarzahlen. Eine spätere Fourieranalyse der Strombelagsverteilung über ein Rotorpolpaar zeigt, dass die zur Polradfeldgrundwelle passende Strombelagswelle die vierte Harmonische ist. So steht fest, dass die Statorpolpaarzahl multipliziert mit der Zahl der Harmonischen die Rotorpolpaarzahl ergibt. (siehe Formel 6.2)

$$P_S \cdot \nu = P_R \qquad (6.2)$$

Nun kann zunächst der Nutenspannungstern gezeichnet werden. Die Nuten werden fortlaufend nummeriert. Nach dem ersten Umlauf wird auf einer neuen Ebene die zweite Urwicklung abgebildet (Abbildung 1).

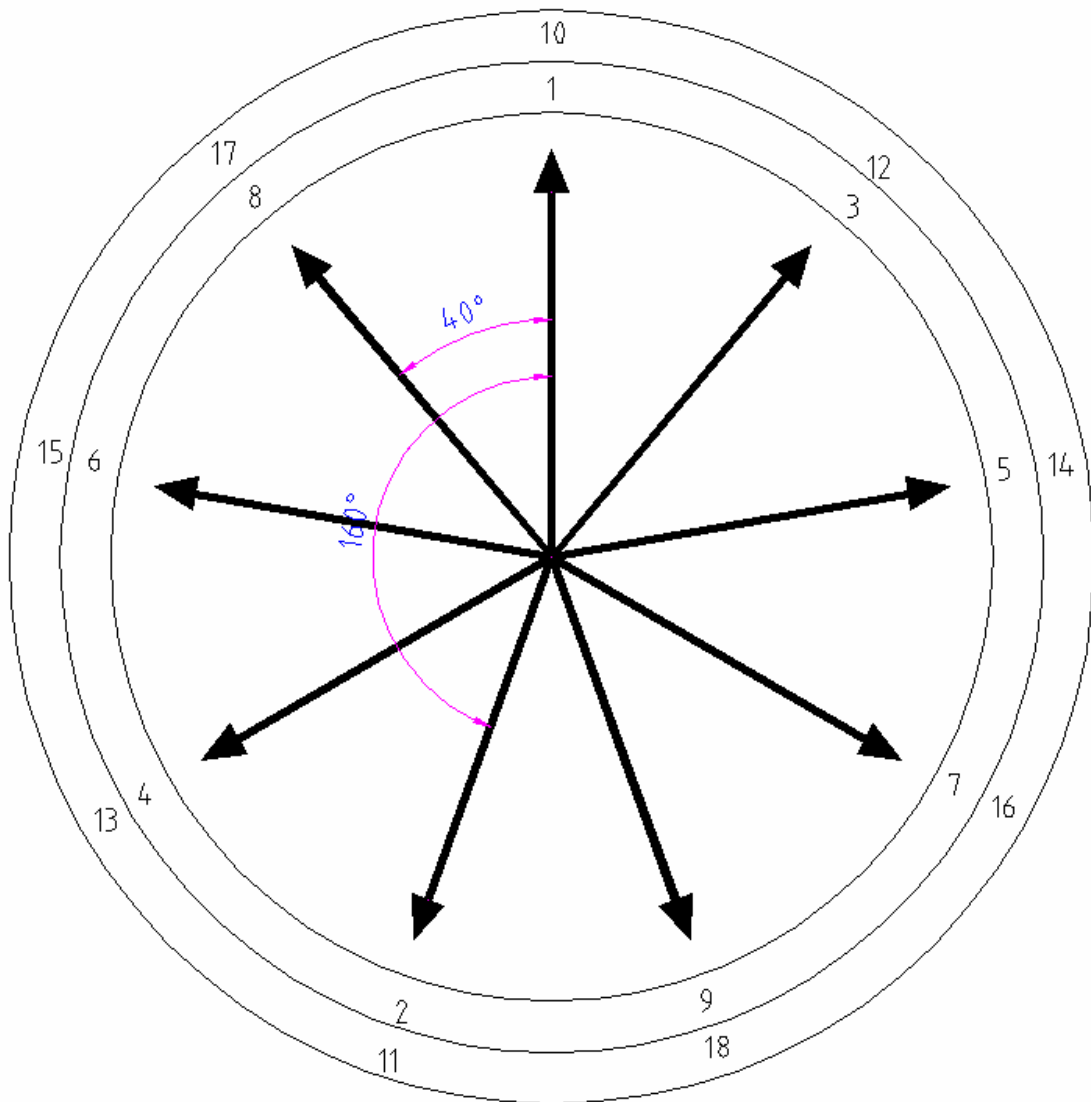


Abbildung 1: Zeiger des Nutenspannungsterns

Pro Strang entfallen $N/m = 6$ Nuten. Diese werden nun analog [10] S.16 ff. gleichmäßig auf die Stränge aufgeteilt (Abbildung 2)

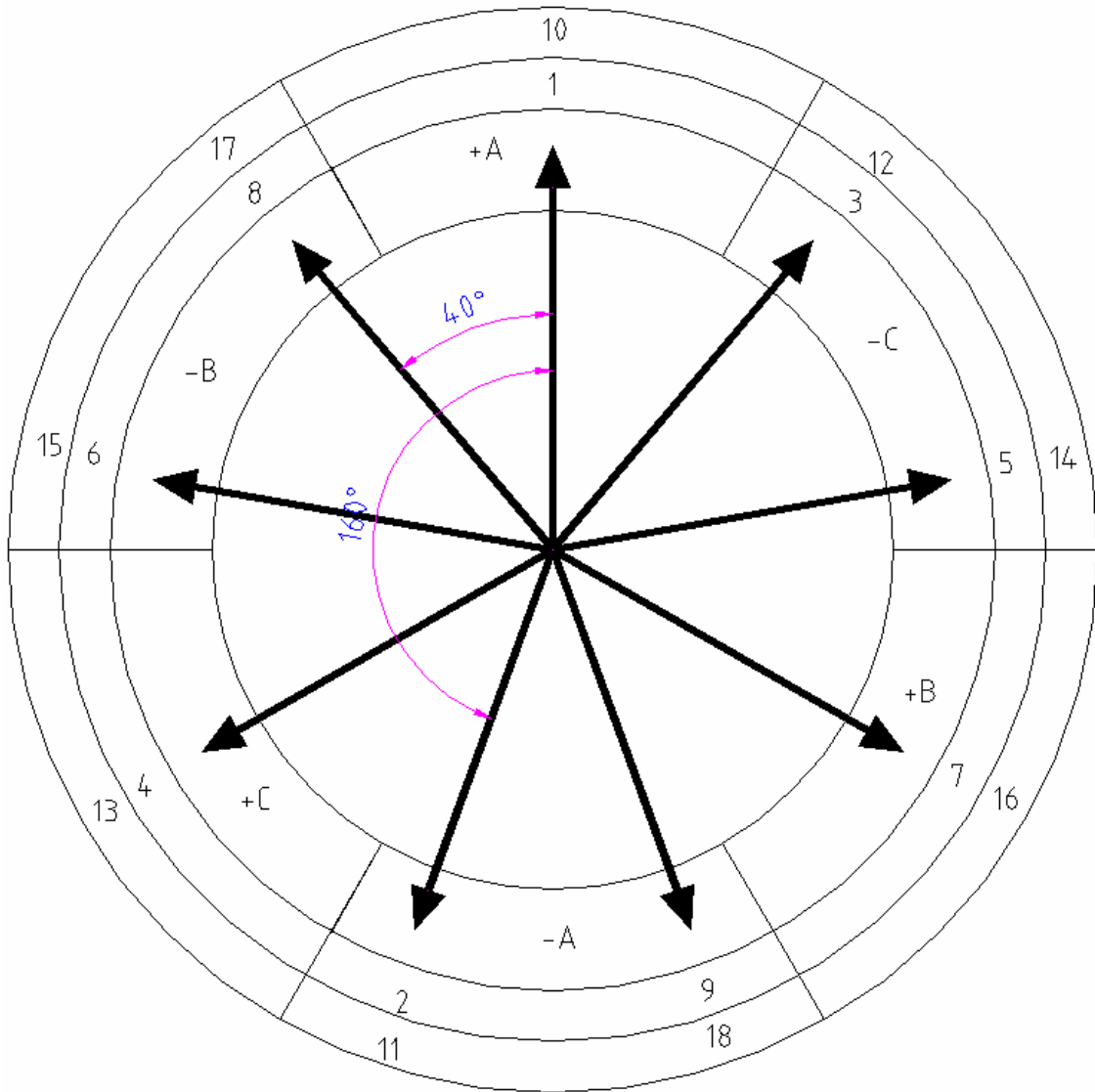


Abbildung 2: Nutenspannungstern mit Verteilung auf die drei Stränge

In diesem Fall entstehen unterschiedliche Zahlen für positive und negative Spulenseiten. Die vorliegende Wicklung ist laut [11] S. 84 Abs.4 also eine Zweischichtwicklung. Der vorliegende Nutenspannungstern stellt den einer Schicht, z.B. der Oberschicht, dar. Um den Wicklungsschritt $y = 1$ (Zahnspulenwicklungen) versetzt kann man nun den Nutenspannungstern der Unterschicht zuordnen. Dabei ist es prinzipiell egal ob die Wicklungen nebeneinander oder übereinander in der Nut liegen. Die resultierende Nutenspannung ist dieselbe wenn man die Nut als Ganzes betrachtet. Nun liegt die vollständige Wicklungsverteilung im Stator vor (Abbildung 3). Der Buchstabe steht jeweils für einen Strang. Da durchaus auch m-strängige Maschinen auftreten, werden nicht die herkömmlichen Bezeichnungen für die Stränge U, V und W angewandt.

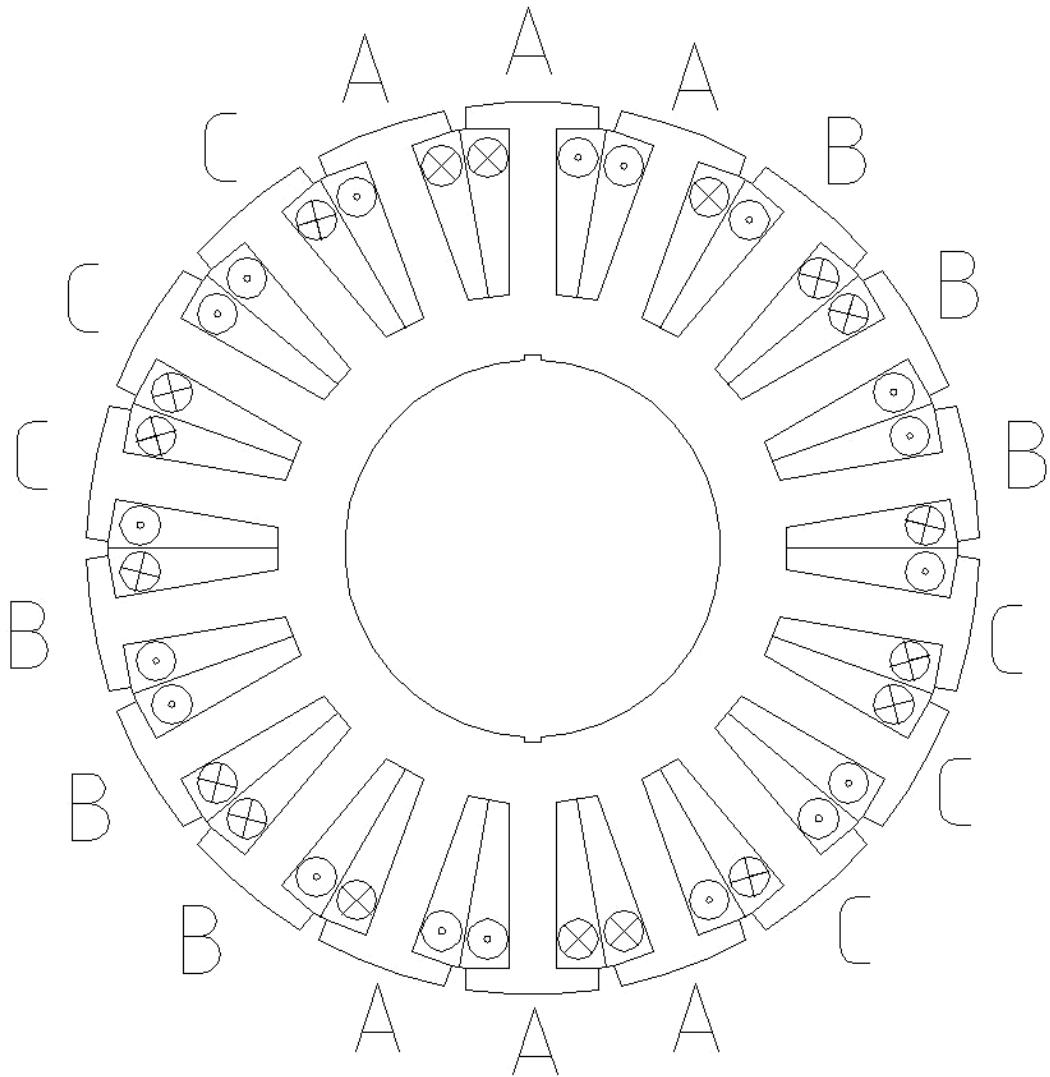


Abbildung 3: vollständige Wicklungsverteilung

Der sich ergebende Hauptwellenwicklungsfaktor wird gemäß [10] S.108 berechnet (siehe Formel 6.8). Dazu wird der Durchmesser y_\varnothing aus Lochzahl (Formel 6.6) und Strangzahl m (Formel 6.5) bzw. aus der Nutenzahl N und der Polpaarzahl p (siehe Formel 6.7) gebildet:

$$y_\varnothing = mq \tag{6.3}$$

$$q = \frac{N}{2pm} \tag{6.4}$$

$$y_\varnothing = \frac{N}{2p} \tag{6.5}$$

Somit wird der Wicklungsfaktor wie folgt ausgerechnet:

$$\xi = \sin \frac{p}{p} \frac{y}{y_{\emptyset}} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \frac{p}{p} \frac{q}{y_{\emptyset}} \frac{\pi}{2}}{nq \sin \frac{p}{p} \frac{1}{ny_{\emptyset}} \frac{\pi}{2}} = \sin \left(\frac{1}{1,125} \frac{\pi}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{0,375}{1,125} \frac{\pi}{2} \right)}{8 \cdot 0,375 \sin \left(\frac{1}{8 \cdot 1,125} \frac{\pi}{2} \right)} = \underline{\underline{0,945}} \quad (6.6)$$

Da der Blechschnitt bei allen Varianten gleich ist, wird auf die Behandlung des Nutungsfaktors nicht näher eingegangen [10] S.101.

Um verschiedene Wicklungen zu untersuchen, werden weitere Wicklungsverteilungen für andere Polpaarzahlen nachfolgend entwickelt. Zusammen mit in [11] S.22 Abs. 2.5.2 verwendeten Wicklungen werden diese verschiedenen Wicklungsformen einer Fourieranalyse unterzogen um die Strombelagsamplituden (Länge der Strombelagzeiger \hat{A}) zu beurteilen. Dieser wird mit dem Wicklungsfaktor multipliziert um den effektiven Nutstrombelag (A_{eff}) der Wicklungsvariante beurteilen zu können. Die Ergebnisse werden anschließend zusammengefasst und mögliche gute Kombinationen herausgesucht.

6.2 Fourieranalyse der verschiedenen möglichen Wicklungsarten

Um eine Aussage zur jeweiligen Wicklungsvariante treffen zu können, werden diese auf die Strombelagsamplitude hin untersucht. Dazu wird in einer Tabelle der Stromzeiger $A=1$, $B=-0,5$ und $C=-0,5$ entsprechend den entworfenen Wicklungen in die als unendlich dünn angenommenen Nuten eingeprägt. Der resultierende Strombelagsverlauf wird grafisch in Bildteil 3 dargestellt. Dieser Verlauf wird einer diskreten Fourieranalyse unterzogen und die einzelnen Harmonischen des Verlaufs werden dargestellt (siehe Bildteil 3). Da der Betrag laut [4] S. 58, Formel 5.5 Einfluss auf die Höhe des gebildeten Drehmomentes hat, ist er gut für eine Analyse geeignet.

Hinweis zu den verwendeten Wickelschemata

Um die entworfenen Wickelschemata einfach darzustellen werden diese mittels einer Buchstabenfolge ausgedrückt. Bei der verteilten Wicklung und Einschichtwicklung steht der Buchstabe für den Nutstrombelag pro Nut. Dabei kennzeichnet ein großer Buchstabe einen positiven und ein kleiner Buchstabe einen negativen Nutstrombelag. Bei der Zweischichtwicklung steht der Buchstabe für den Wickelsinn um einen Zahn. Die Zahl vor der Buchstabenkombination ist die Anzahl der Urwicklungen, also der Statorpole. Die Grafiken zu den Wickelschemata sind für deren besseres Verständnis. Dabei stellen die Farben blau, rot und grün der Wicklung die Stränge A, B und C dar. Der rotgrüne Balken darüber symbolisiert die Erregermagnete im Rotor. Die Nuten sind fortlaufend nummeriert entsprechend des Nutenspannungsterns.

6.2.1 Mögliche verteilte Wicklungen

6.2.1.1 Maschine mit Polpaarzahl eins und verteilter Wicklung

$$p=1, q=3$$

Wickelschema: AAcccBBBaaaCCCbbb

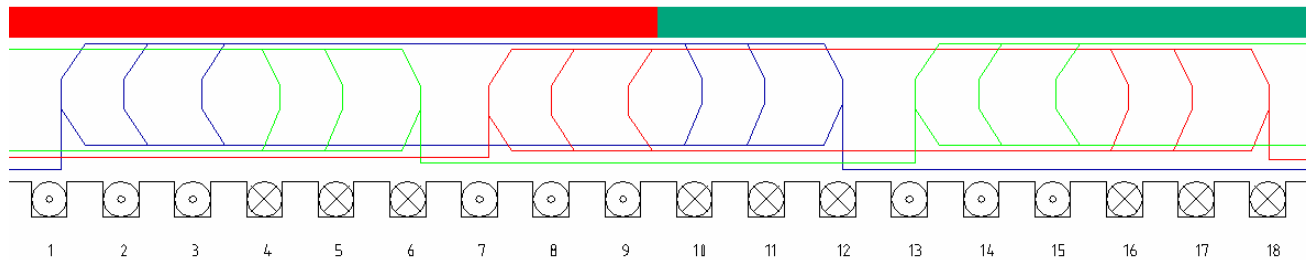


Abbildung 4: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=1$ und vert. Wicklung

Dieses Wickelschema (Abbildung 4) stellt eine Einschicht-Ganzlochwicklung dar. Der Wicklungsfaktor wird gemäß [10] S.101 wie folgt bestimmt:

$$\xi = \sin \frac{p}{p} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \frac{p}{p} \frac{q}{y_{\phi}} \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{p}{p} \frac{1}{y_{\phi}} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{3}{9} \frac{\pi}{2}}{3 \sin \frac{1}{9} \frac{\pi}{2}} = \underline{\underline{0,9598}} \quad (6.7)$$

Die größte Amplitude ist die der Grundschwingung mit $\hat{A}=2,75$. Zusammen mit dem Wicklungsfaktor aus Formel 6.7 wird die effektive Strombelagsamplitude zu

$$A_{eff} = \hat{A} \xi = \underline{\underline{2,64}}$$

Diese Variante besitzt eine sehr hohe Strombelagsamplitude der Grundschwingung und der Strombelagsverlauf ist gut an die Sinusform angenähert. Rotor- und Statorjoch tragen an zwei Stellen den gesamten Fluss der Maschine. Sie müssten dementsprechend massiv ausgeführt werden um diesen Bereich nicht zu sättigen. Zusätzlich ist die Wicklung sehr kompliziert mit vielen Kreuzungen und großen Wickelköpfen. Deshalb ist diese Wicklungsvariante für die hier betrachtete Maschine nicht realisierbar.

6.2.1.2 Maschine mit Polpaarzahl drei und verteilter Wicklung

$$p=3, q=1$$

Wickelschema: 3x AcBaCb

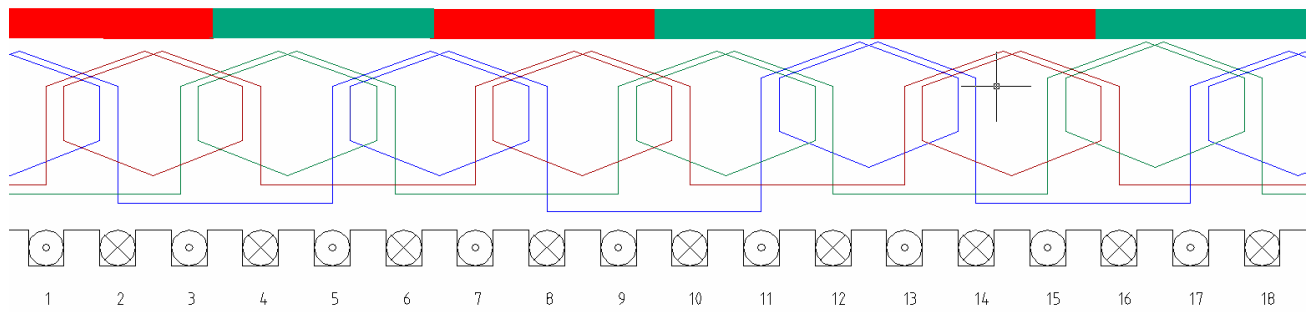


Abbildung 5: Wicklungsverteilung Maschine mit $p=3$ und vert. Wicklung

Dieses Wickelschema (Abbildung 5) stellt genauso wie das Vorhergehende eine Einschicht-Ganzlochwicklung dar. Der Wicklungsfaktor wird nach der gleichen Formel bestimmt:

$$\xi = \sin \frac{p}{p} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \frac{p}{p} \frac{q}{y_{\phi}} \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{p}{p} \frac{1}{y_{\phi}} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{1}{3} \frac{\pi}{2}}{1 \sin \frac{1}{3} \frac{\pi}{2}} = \underline{\underline{1,0}} \quad (6.8)$$

Die größte Amplitude ist die der Grundschwingung mit $\hat{A}=0,96$. Die effektive Strombelagsamplitude ist damit:

$$A_{eff} = \hat{A} \xi = \underline{\underline{0,96}}$$

Diese Variante ist auch durch eine hohe Strombelagsamplitude der Grundschwingung gekennzeichnet. Der Gesamtfluss wird durch die höhere Polpaarzahl gleichmäßiger auf die Joche verteilt, welche dadurch dünner ausgeführt werden können. Diese Ausführung wird in Serie bei einer Lüfterfirma produziert.

6.2.2 Mögliche Einschichtwicklungen

In der [5] S. 24 Abs.2.2.2 und [11] S.22 Abs. 2.5.2 werden so genannte Einschicht-Zahnspulenwicklungen (Abbildung 6 und 7) aufgeführt, die durchaus technologische Vorteile bieten. Bei dieser Ausführung ist nur jeder zweite Zahn bewickelt, so dass die Isolation zwischen den Strängen in der Nut entfallen kann und somit der Füllfaktor steigt. Der Vollständigkeit halber werden diese hier mit aufgeführt.

6.2.2.1 Maschine mit Polpaarzahl drei und Einschicht-Zahnspulenwicklung

$p=3, q=1$

Wickelschema: 3x ABC

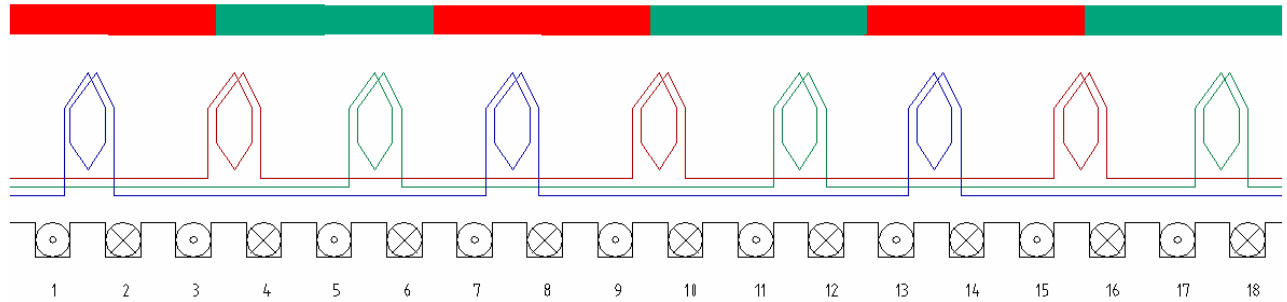


Abbildung 6: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=3$ und ES-ZSP

Der Wicklungsfaktor beträgt laut [11] S.22 Bild 2.15 0,866. Zusammen mit der Amplitude der Grundschwingung von $\hat{A}=0,48$ ergibt sich eine effektive Strombelagsamplitude von $A_{eff} = \hat{A}\xi = \underline{\underline{0,416}}$.

Die Strombelagsamplitude der Grundwelle ist bei dieser Variante kleiner als die Hälfte der sechspoligen Variante mit verteilter Wicklung. Dafür entsteht ein breites Oberwellenspektrum. Diese Variante wird nicht weiter verfolgt, da sie bei gleicher Polzahl und damit bei gleicher Jochdurchflutungsverteilung wie die vorherige Maschine, eine geringere Strombelagsamplitude der Hauptwelle besitzt.

6.2.2.2 Maschine mit Polpaarzahl vier und Einschicht-Zahnspulenwicklung

$p = 4, q = 3/4$

Wickelschema: 1x AaaAAaBbbBBbCccCCc

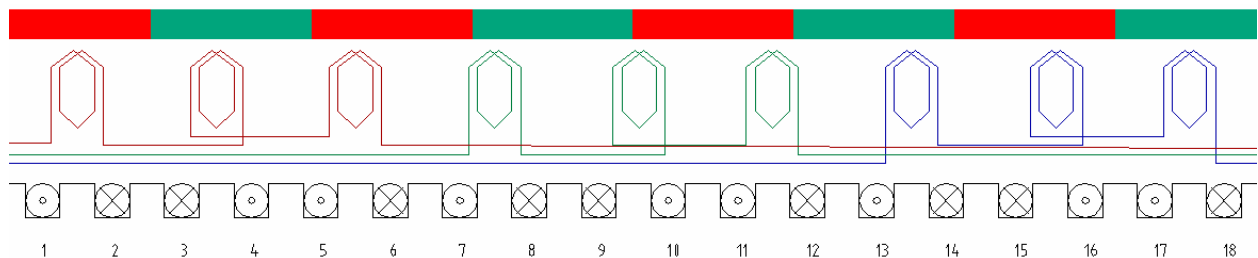


Abbildung 7: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=4$ und ES-ZSP

Der Wicklungsfaktor beträgt laut [11] S.22 Bild 2.15 0,945. Zusammen mit der Amplitude der vierten Harmonischen $\hat{A}=0,44$ ergibt dies eine effektive Strombelagsamplitude von

$$A_{eff} = \hat{A}\xi = \underline{\underline{0,416}}$$

Diese Variante besitzt eine ähnlich hohe Strombelagsamplitude wie die Vorherige. Allerdings ist diesmal die Hauptwelle nicht die Grundwelle, sondern die vierte Harmonische. Da durch die höhere Polpaarzahl durchaus technologische Vorteile bestehen, könnte diese Wicklungsvariante untersucht werden.

6.2.3 Mögliche Zweischichtwicklungen

Die nachfolgenden Zweischichtwicklungen (Abbildung 8 bis 11) wurden ausnahmslos über das Verfahren in Kapitel 6.1 hergeleitet.

6.2.3.1 Maschine mit Polpaarzahl fünf und Zweischicht-Zahnspulenwicklung

$$p=5, q=3/5$$

Wicklungsschema 1x ACacbCBAbacACBcbaB

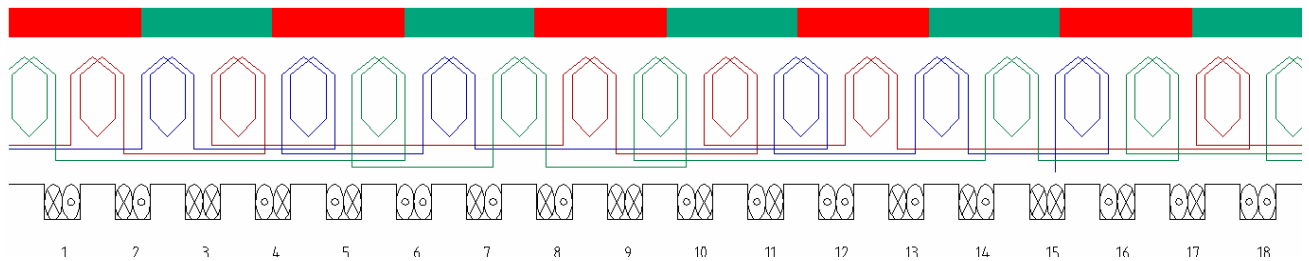


Abbildung 8: Wicklungsverteilung der Maschine mit $p=5$ und ZS-ZSP

Der sich ergebende Hauptwellenwicklungsfaktor wird gemäß [10] S.108 wie folgt berechnet:

$$\xi = \sin \frac{p}{p} \frac{y}{y_\phi} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \frac{p}{p} \frac{q}{y_\phi} \frac{\pi}{2}}{nq \sin \frac{p}{p} \frac{1}{ny_\phi} \frac{\pi}{2}} = \sin \left(\frac{1}{1,8} \frac{\pi}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{0,6}{1,8} \frac{\pi}{2} \right)}{5 \cdot 0,6 \sin \left(\frac{1}{5 \cdot 1,8} \frac{\pi}{2} \right)} = \underline{\underline{0,74}} \quad (6.9)$$

Zusammen mit der Amplitude der fünften Harmonischen von $\hat{A}=0,42$ und dem Wicklungsfaktor ergibt dies eine effektive Strombelagsamplitude von

$$A_{eff} = \hat{A}\xi = \underline{\underline{0,309}}$$

Die recht hohe Strombelagsamplitude wird durch den schlechten Wicklungsfaktor relativiert. Laut [10] S. 76) wird empfohlen, nur Zweischicht-Zahnspulenwicklungen zu betrachten, bei denen folgendes Verhältnis eingehalten wird:

$$3p \geq N \geq \frac{3}{2}p \quad (6.10)$$

Deshalb wird diese Wicklungsvariante nicht weiter verfolgt.

6.2.3.2 Maschine mit Polpaarzahl sechs und Zweischicht-ZSP

$p=6$, $q=1/2$

Wickelschema: 6x ABC

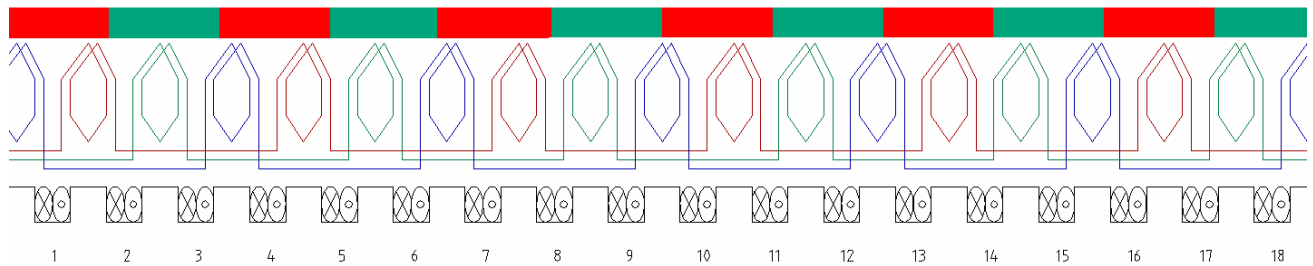


Abbildung 9: Maschine mit $p=6$ und ZS-ZSP

Der sich ergebende Hauptwellenwicklungsfaktor wird gemäß [10] S.108 wie folgt berechnet:

$$\xi = \sin \frac{p}{p} \frac{y}{y_{\phi}} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \frac{p}{p} \frac{q}{y_{\phi}} \frac{\pi}{2}}{nq \sin \frac{p}{p} \frac{1}{ny_{\phi}} \frac{\pi}{2}} = \sin \left(\frac{1}{1,5} \frac{\pi}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{0,5}{1,5} \frac{\pi}{2} \right)}{2 \cdot 0,5 \sin \left(\frac{1}{2 \cdot 1,5} \frac{\pi}{2} \right)} = \underline{\underline{0,866}} \quad (6.11)$$

Mit der Amplitude der Grundwelle $\hat{A}=0,41$ und dem Wicklungsfaktor ergibt dies eine effektive Strombelagsamplitude von:

$$A_{eff} = \hat{A} \xi = \underline{\underline{0,355}}$$

Dies ist das einfachste Wickelschema und wird im Rahmen der Diplomarbeit weiter verfolgt. Für eine Urwicklung sind nur drei Zähne notwendig. Diese Wicklungsart bildet die Grundlage der Theorien zur Modularen Dauermagnetmaschine in [4] und [5].

6.2.3.3 Maschine mit Polpaarzahl sieben und ZS-ZSP

$$p=7, q = 3/7$$

Wickelschema: 1x ACcbaACBbacCBAacbB

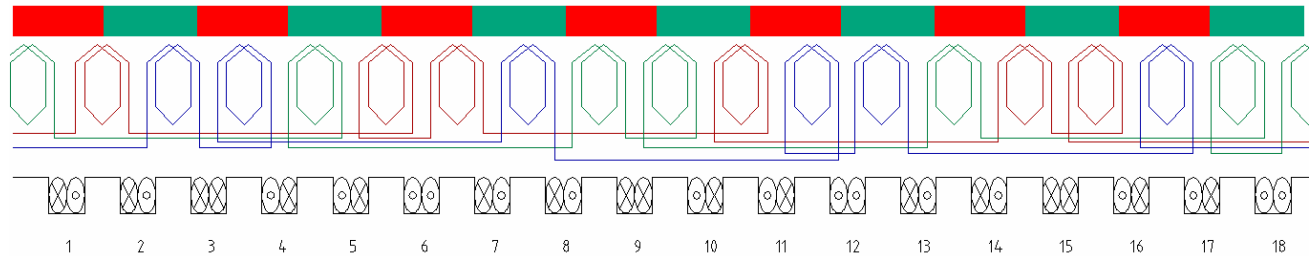


Abbildung 10: Maschine mit $p=7$ und Zweischicht-ZSP

Der sich ergebende Hauptwellenwicklungsfaktor wird gemäß [10] S.108 wie folgt berechnet:

$$\xi = \sin \frac{p}{p} \frac{y}{y_\phi} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \frac{p}{p} \frac{q}{y_\phi} \frac{\pi}{2}}{nq \sin \frac{p}{p} \frac{1}{ny_\phi} \frac{\pi}{2}} = \sin \left(\frac{1}{1,286} \frac{\pi}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{0,429}{1,286} \frac{\pi}{2} \right)}{7 \cdot 0,429 \sin \left(\frac{1}{7 \cdot 1,286} \frac{\pi}{2} \right)} = \underline{\underline{0,902}} \quad (6.12)$$

Die größte Amplitude im Spektrum der Strombelagsverteilung ist die der siebten Harmonischen mit $\hat{A}=0,37$. Dies ergibt zusammen mit dem Wicklungsfaktor der Hauptwelle eine effektive Strombelagsamplitude der Hauptwelle von:

$$A_{eff} = \hat{A} \xi = \underline{\underline{0,334}}$$

6.2.3.4 Maschine mit Polpaarzahl acht und Zweischicht-ZSP

$$p=8 \text{ oder } 10, q = 3/8$$

Wickelschema: 2x AaABbBCcC

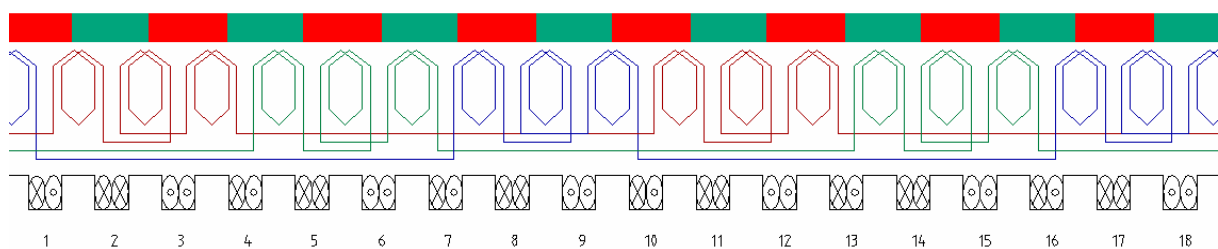


Abbildung 11: Maschine mit $p=8$ und ZS-ZSP

Wicklungsfaktor:

$$\xi = \sin \frac{p}{p} \frac{y}{y_\emptyset} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \frac{p}{p} \frac{q}{y_\emptyset} \frac{\pi}{2}}{nq \sin \frac{p}{p} \frac{1}{ny_\emptyset} \frac{\pi}{2}} = \sin \left(\frac{1}{1,125} \frac{\pi}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{0,375}{1,125} \frac{\pi}{2} \right)}{8 \cdot 0,375 \sin \left(\frac{1}{8 \cdot 1,125} \frac{\pi}{2} \right)} = \underline{\underline{0,945}} \quad (6.13)$$

Diese Wicklungsvariante hat mit $\hat{A}=0,34$ eine noch geringere Strombelagsamplitude der Hauptwelle. Da das Verhältnis von Zähnen zu Rotorpolen nahe eins ist, wird ein für Zahnspulen hoher Wicklungsfaktor erreicht. Zudem wird in [11] auf geringe Rastmomente hingewiesen. Die effektive Strombelagsamplitude der Hauptwelle ist

$$A_{eff} = \hat{A} \xi = \underline{\underline{0,321}}$$

6.3 Vergleich der unterschiedlichen Wicklungsvarianten

In der folgenden Tabelle werden die untersuchten Wicklungsvarianten zusammengefasst.

Tabelle 6.1: Vergleich der Wicklungsvarianten

Wicklungsvariante	p	\hat{A}	ξ	A_{eff}	n_p
Verteilte Wicklung	1	2,75	0,9598	2,64	18
Verteilte Wicklung	3	0,96	1,000	0,96	18
Einschicht-ZSP	3	0,48	0,866	0,42	18
Einschicht-ZSP	4	0,44	0,945	0,42	72
Zweischicht-ZSP	5	0,42	0,740	0,31	90
Zweischicht-ZSP	6	0,41	0,866	0,36	36
Zweischicht-ZSP	7	0,37	0,902	0,33	126
Zweischicht-ZSP	8	0,34	0,945	0,32	144

Bei gleichem eingprägtem Spannungszeiger nimmt der Betrag der Strombelagsamplitude mit steigender Polpaarzahl ab. Noch höhere Polpaarzahlen würden diese Aussage bestätigen, da die Amplitude höherer Harmonischer gemäß den Fourieranalysen (Abbildungen im Bildteil 3) ebenso abnimmt. Mit größer werdender Polpaarzahl sinken allerdings der notwendige Rückschluss und damit die notwendige Jochdicke. Deshalb können hier bei gleichen Jochdicken stärkere Magnete eingesetzt werden. Dafür steigt der Streufluss zwischen den Magneten. Es gilt also herauszufinden, welche Wicklung für die gegebene Maschinengeometrie Vorteile bringt. Im nächsten Kapitel wird deshalb zunächst der Magnetkreis untersucht um herauszufinden welches Magnetmaterial für den Vergleich der unterschiedlichen Wicklungsvarianten genutzt werden kann.

7 Magnetkreisuntersuchung

Wie bereits erwähnt wurde, wird die Ausführung mit einem Polpaar nicht weiter verfolgt. Da aus Gründen der Vergleichbarkeit alle zu untersuchenden Varianten mit gleichem Luftspalt, gleicher Magnetqualität und gleicher Eisenlänge ausgeführt werden sollen, reicht es aus, nur den Magnetkreis der dreipoligen Maschine mit verteilter Wicklung näher zu untersuchen. Alle Maschinen mit höheren Polpaarzahlen haben geringere Sättigungserscheinungen in Rotor- und Statorjoch und können deshalb ohne Probleme mit gleich starken Magneten betrieben werden. Da der Luftspalt gegeben ist und das recht teure Magnetmaterial optimal genutzt werden soll, wird nachfolgend die Magnethöhe bestimmt.

7.1 Ermittlung der optimalen Magnethöhe

Es wird exemplarisch folgender Modellmagnetkreis gerechnet:

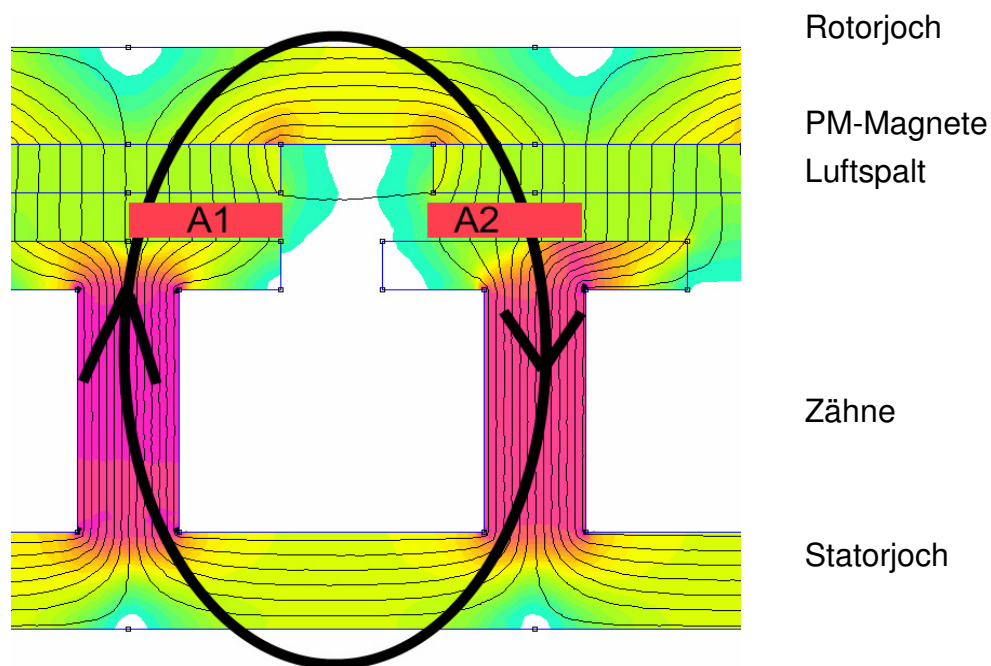


Abbildung 12: Modellmagnetkreis

Im Modell wird davon ausgegangen, dass jeweils zwei halbe Erregermagneten einen Teilmagnetkreis durchfluten. Bei regelmäßiger Anordnung der Erregermagnete und Vernachlässigung der Streuflüsse kann davon ausgegangen werden, dass die durchfluteten Flächen A1 und A2 eines Teilmagnetkreises im Mittel gleich sind.

$$A1 = A2 = A_{\phi} \quad (7.1)$$

Die von den beiden Permanentmagneten im Magnetkreis bereitgestellte Durchflutung ist abhängig von der Magnethöhe und der Koerzitivfeldstärke H_C des Magnetmaterials.

$$\Theta = 2h_m H_C \quad (7.2)$$

Unter Vernachlässigung des magnetischen Spannungsabfalls im Eisen setzt sich der magnetische Widerstand aus Luftspaltwiderstand und Widerstand des Magnetmaterials zusammen. Da die Permeabilitätszahl von NdFeB-Magneten nur sehr gering von der von Luft abweicht, können die Magneten als Luft betrachtet werden.

$$R_m = \frac{2(\delta + h_m)}{2\mu_0 A_\Phi} \quad (7.3)$$

Der Fluss im Magnetkreis beträgt somit:

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_m} = \frac{2h_m H_C \mu_0 A_\Phi}{2(\delta + h_m)} \quad (7.4)$$

Mit

$$B_\delta = \frac{\Phi}{A_\delta} \quad (7.5)$$

und

$$B_R = H_C \mu_0 \quad (7.6)$$

folgt nach wenigen Umformungen für die Magnethöhe

$$h_m = \frac{B_\delta}{B_R - B_\delta} \delta \quad (7.7)$$

Um das Magnetmaterial optimal auszunutzen, müssten diese auf ihren optimalen Arbeitspunkt, der in der Mitte der Entmagnetisierungsgeraden bei BH_{\max} liegt, ausgelegt werden. Daraus folgt dass die Magnethöhe gleich der Luftspaltlänge wäre.

$$2B_\delta = B_R \quad h_m = \delta \quad (7.8)$$

Dieser Wert ist allerdings kritisch zu betrachten. Aufgrund des genuteten Stators, der nicht immer vollständigen Rotorpolbedeckung und den nichtlinearen Eigenschaften des Eisenkreises muss der cartersche Faktor berücksichtigt und mit einem Ersatzluftspalt gerechnet werden. Da die genaue analytische Betrachtung der einzelnen Motorvarianten zu umfangreich ist, wird deshalb die Magnethöhe auf die doppelte Luftspaltlänge festgelegt und anschließend das notwendige Magnetmaterial ermittelt. Diese Lösung stellt keines-

falls das Optimum bezüglich der Magnetkreisauslegung dar. Da aber verschiedene Motorvarianten unter gleichen Rahmenbedingungen miteinander verglichen werden sollen, ist die Festlegung des Magnetmaterials ein akzeptabler Kompromiss. In der Literatur werden zum Beispiel in [11], Anhang A2 bei 0,75 mm bzw. 1 mm Luftspatlänge 2,5 mm hohe Magnete verwendet. In [2] S.66 werden bei 0,5 mm Luftspatlänge sogar 4,3 mm hohe Magneten und in [7], S.68 werden bei 0,8 mm Luftspat 5 mm hohe Magneten verwendet. Diese Werte sind das Ergebnis von Optimierungsrechnungen die z.B. Statorblechschnitt, Magnetdicke und Polbedeckungsfaktor berücksichtigen. Da die Optimierung nicht Aufgabe der Diplomarbeit ist und verschiedene Wicklungsvarianten unter gleichen Rahmenbedingungen verglichen werden sollen, ist die praktizierte Variante der Magnetauslegung durchaus statthaft.

7.2 Ermittlung des Magnetmaterials

7.2.1 Vorbetrachtung

Da Luftspalt und Höhe der Magneten feststehen wird nun berechnet, welches Magnetmaterial eingesetzt werden kann. Da die Magnethöhe mit 1,4 mm kleiner ist als die originalen 5,5 mm, wird eine 4,1 mm starke Reduzierhülse angefertigt, die den Rotorrückschluss auf insgesamt 9,6 mm verstärkt. Für die weitere Betrachtung des Magnetkreises wird folgende Feldverteilung (Abbildung 13) angenommen.

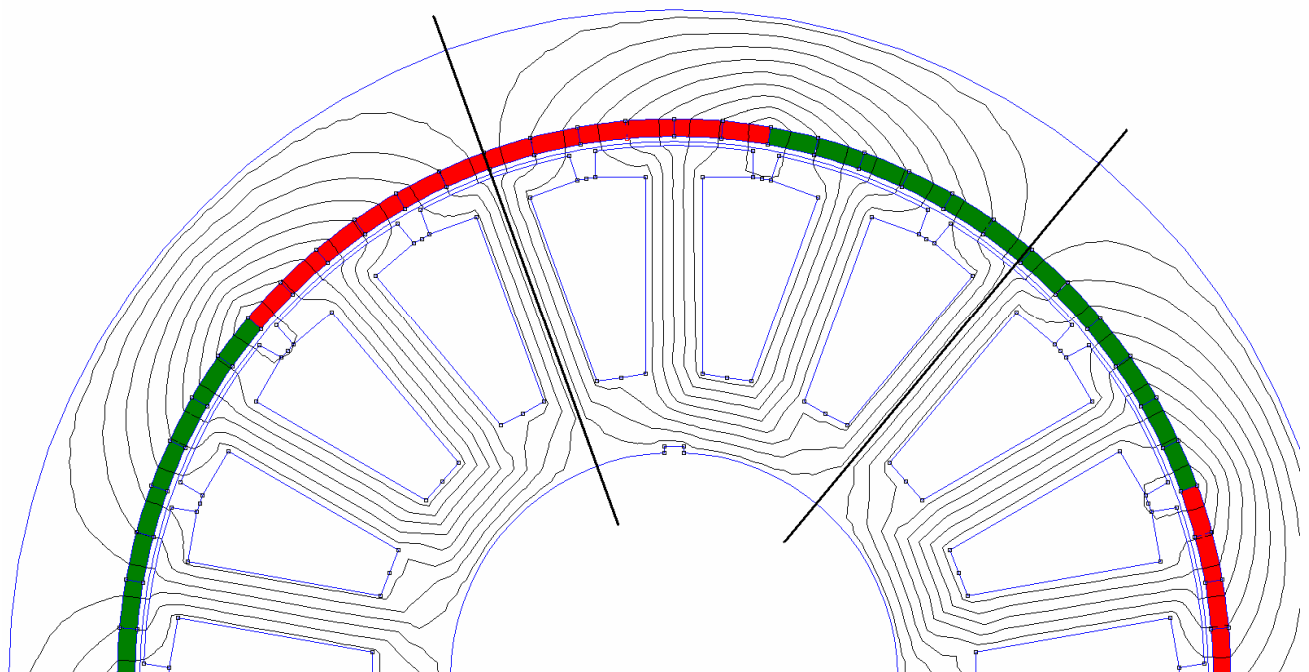


Abbildung 13: Darstellung Teilmagnetkreis

Diese Feldverteilung ergibt sich wenn jedes der 60° Magnetsegmente des dreipoligen Motors mit verteilter Wicklung genau über drei Statorzähnen steht. Dabei bilden sich mehrere eigenständige Teilmagnetkreise aus (z.B. in Abbildung 13 zwischen den beiden schwarzen Linien).

Vereinfacht kann folgender Teilmagnetkreis angenommen werden.

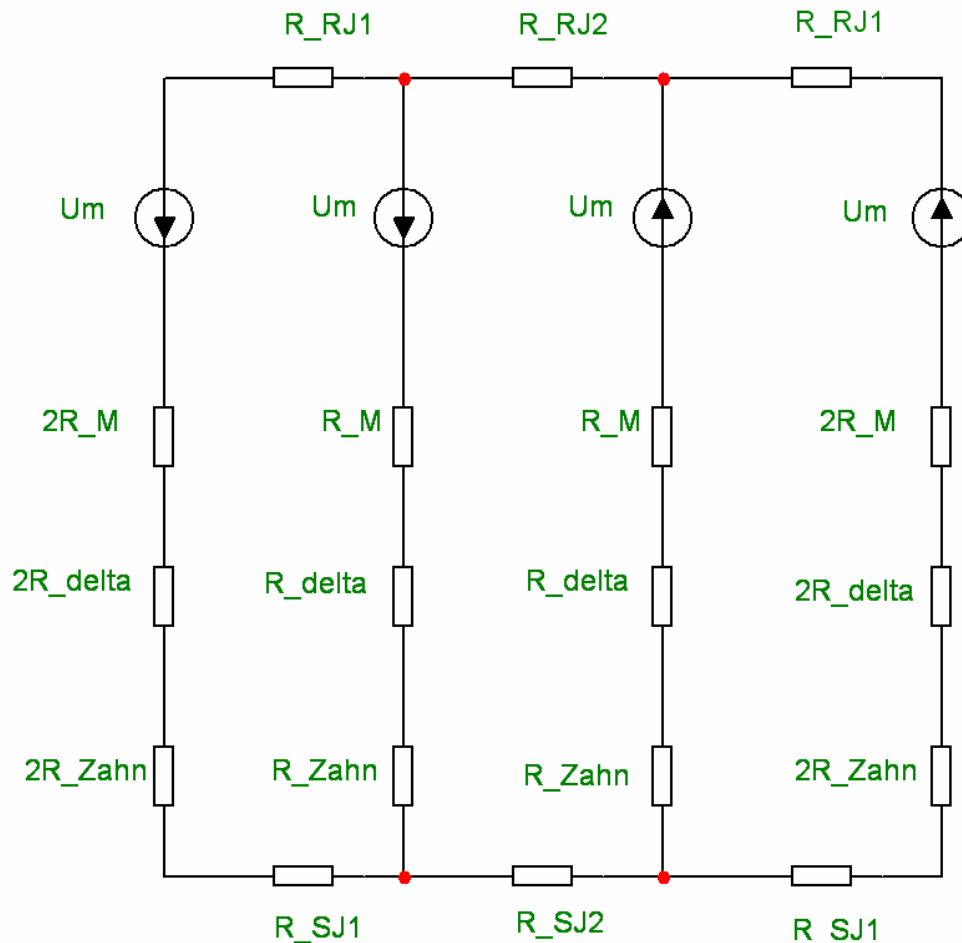


Abbildung 14: Schema des Teilmagnetkreis

Die Abkürzungen im Bild bedeuten:

R_{RJ}	R_{RJ}	Rotorjochwiderstand
R_{SJ}	R_{SJ}	Statorjochwiderstand
R_M	R_m	Magnetwiderstand
R_{δ}	R_{δ}	Luftspaltwiderstand
R_{Zahn}	R_Z	Zahnwiderstand
U_m / Φ		magn. Spannung/ Durchflutung

Da die genaue Untersuchung des Magnetkreises sehr umfangreich ist, wird zur Vereinfachung angenommen, dass sich der magnetische Fluss zu einem Teil auf die äußeren

Zweige und zu zwei Teilen auf die inneren Zweige des Teilmagnetkreises aufteilt. Dies ist möglich, weil die jeweils äußeren Teile eines Teilmagnetkreises vom benachbarten Teilmagnetkreis gleich stark durchflutet werden.

Der Fluss teilt sich daher wie folgt auf:

$$\Phi_{R_{SJ2}} = \Phi_{ges} = \frac{2}{3} \Phi_{innen} + \frac{1}{3} \Phi_{außen} \quad (7.9)$$

Da nur die Hälfte der Querschnittsfläche in Zahn, Luftspalt und Magnet in den äußeren Teilmagnetkreisen zur Verfügung steht, ist dort der magnetische Widerstand dementsprechend doppelt so groß. Nun gilt es die einzelnen magnetischen Widerstände bzw. Spannungsabfälle über diesen zu bestimmen.

7.2.2 Magnetkreisberechnung

Laut Beiblatt Magnetisierungskennlinien (Anlage 1) befindet sich das verwendete Statorblech M600-50A ab einer Flussdichte von 1,4 T in der Sättigung. Ausgehend von dieser Flussdichte im als R_{SJ2} gekennzeichneten Bereich, werden nun die magnetischen Spannungsabfälle berechnet um daraus auf das notwendige Magnetmaterial schließen zu können.

Folgende Maße haben die Teile des Magnetkreises:

Tabelle 7.1: Maße Magnetkreis

	Länge [mm]	Breite [mm]	Tiefe [mm]
Zahn	18	4,4	50
Statorjoch	8,5	6,4	50
Rotorjoch	17,5	9,6	50
Luftspalt	0,7	12,5	50
Magnete	1,4	12,5	50

Bereich R_{SJ2}

Die Permeabilitätszahl für das Elektroblech im Arbeitspunkt errechnet sich dabei nach Gleichung 7.10.

$$\mu_{M600@1,4T} = \frac{B_{1,4T}}{\mu_0 H_{1,4T}} \quad (7.10)$$

Mit den entsprechenden Werten 1,4 T und 550 A/m aus der Magnetisierungskennlinie ergibt sich die Permeabilitätszahl an diesem Arbeitspunkt von 2025. Der Fluss in diesem Bereich beträgt unter Annahme einer homogenen Verteilung über der Querschnittsfläche im Joch:

$$\Phi = BA \qquad \Phi_{R_{SJ2}} = 1,4 \frac{Vs}{m^2} \cdot 50mm \cdot 6,4mm = \underline{\underline{448\mu Vs}} \quad (7.11)$$

Durch die angenommene Flussdichte entsteht ein magnetischer Spannungsabfall im betrachteten Bereich von:

$$V_{R_{SJ2}} = \frac{B_{R_{SJ2}} l_{R_{SJ2}}}{\mu_0 \mu_{M600@1,4T}} \qquad \text{bzw.} \qquad V_{R_{SJ2}} = \frac{1,4 \frac{Vs}{m^2} \cdot 8,5mm}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \cdot 2025} = \underline{\underline{4,68A}} \quad (7.12)$$

Bereich R_{SJ1}

Der Fluss beträgt in diesem Bereich ein Drittel des Flusses in R_{SJ2} , also

$$\Phi_{R_{SJ1}} = \frac{1}{3} \cdot 448\mu Vs = \underline{\underline{149,3\mu Vs}} \quad (7.13)$$

Die Flussdichte ist demzufolge in diesem Bereich

$$B = \frac{\Phi}{A} \qquad B = \frac{149,3\mu Vs}{50mm \cdot 6,4mm} = \underline{\underline{0,46\bar{T}}} \quad (7.14)$$

Die Permeabilitätszahl für das Elektroblech im Arbeitspunkt 0,47 T und 110 A/m beträgt analog (siehe obige Gleichung) 3376. Daraus entsteht ein magnetischer Spannungsabfall im betrachteten Bereich von

$$V_{R_{SJ1}} = \frac{0,46\bar{Vs}/m^2 \cdot 8,5mm}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \cdot 3376} = \underline{\underline{0,94A}} \quad (7.15)$$

Bereich R_{RJ1}

Der Fluss beträgt in diesem Bereich ein Drittel des Flusses in R_{SJ2} , also

$$\Phi_{R_{RJ1}} = \frac{1}{3} \cdot 448 \mu Vs = \underline{\underline{149,3 \mu Vs}} \quad (7.16)$$

Die Flussdichte ist demzufolge in diesem Bereich

$$B = \frac{\Phi}{A} \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{B} = \frac{149,3 \mu Vs}{50 \text{ mm} \cdot 9,6 \text{ mm}} = \underline{\underline{0,31 T}} \quad (7.17)$$

Die Permeabilitätszahl für das Material Wälzstahl (Anlage A2) beträgt im Arbeitspunkt 0,31 T und 380 A/m analog (siehe Gleichung 7.10) 650. Daraus entsteht ein magnetischer Spannungsabfall im betrachteten Bereich von

$$V_{R_{RJ1}} = \frac{0,31 \text{ Vs/m}^2 \cdot 17,5 \text{ mm}}{4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am} \cdot 650} = \underline{\underline{6,64 A}} \quad (7.18)$$

Bereich R_{RJ2}

Der Fluss beträgt in diesem Bereich ist der Gesamtfluss des Teilmagnetkreises. Die Flussdichte ist demzufolge in diesem Bereich

$$B = \frac{\Phi}{A} \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{B} = \frac{448 \mu Vs}{50 \text{ mm} \cdot 9,6 \text{ mm}} = \underline{\underline{0,93 T}} \quad (7.19)$$

Die Permeabilitätszahl für das Material Wälzstahl im Arbeitspunkt 0,93 T und 900 A/m beträgt analog (siehe Gleichung 7.10) 822. Daraus entsteht ein magnetischer Spannungsabfall im betrachteten Bereich von

$$V_{R_{RJ1}} = \frac{0,93 \text{ Vs/m}^2 \cdot 17,5 \text{ mm}}{4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am} \cdot 822} = \underline{\underline{15,76 A}} \quad (7.20)$$

Da die Zähne, der Luftspalt und die Magneten gemäß den Vorbetrachtungen gleiche Durchflutungen haben, sind auch die Spannungsabfälle darüber gleich

Zahnbereich

$$\Phi_{Zahn} = \Phi_{innen} \quad \Phi_{Zahn} = \frac{2}{3} \cdot 448 \mu Vs = \underline{\underline{299 \mu Vs}} \quad (7.21)$$

$$B_{Zahn} = \frac{\Phi_{Zahn}}{A_{Zahn}} \quad B_{Zahn} = \frac{299 \mu Vs}{4,4 \text{ mm} \cdot 50 \text{ mm}} = \underline{\underline{1,36 T}} \quad (7.22)$$

Der Wert für B ist dem in R_{SJ2} ähnlich so dass die gleiche Permeabilitätszahl verwendet werden kann. Daraus folgt für den Spannungsabfall über einem Zahn:

$$V_{Zahn} = \frac{B_{Zahn} l_{Zahn}}{\mu_0 \mu_M 600 @ 1,4T} \quad V_{Zahn} = \frac{1,36 \text{Vs/m}^2 \cdot 18 \text{mm}}{4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/Am} \cdot 2025} = \underline{\underline{9,62A}} \quad (7.23)$$

Luftspalt:

$$\Phi_{\delta} = \Phi_{innen} \quad \Phi_{\delta} = \frac{2}{3} \cdot 448 \mu \text{Vs} = \underline{\underline{299 \mu \text{Vs}}} \quad (7.24)$$

$$B_{\delta} = \frac{\Phi_{\delta}}{A_{\delta}} \quad B_{\delta} = \frac{299 \mu \text{Vs}}{12,5 \text{mm} \cdot 50 \text{mm}} = \underline{\underline{0,48T}} \quad (7.25)$$

$$V_{\delta} = \frac{B_{\delta} l_{\delta}}{\mu_0} \quad V_{\delta} = \frac{0,48 \text{Vs/m}^2 \cdot 0,7 \text{mm}}{4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/Am}} = \underline{\underline{266,5A}} \quad (7.26)$$

Magnetmaterial

$$\Phi_{Magnet} = \Phi_{innen} \quad \Phi_{Magnet} = \frac{2}{3} \cdot 448 \mu \text{Vs} = \underline{\underline{299 \mu \text{Vs}}} \quad (7.27)$$

$$B_{Magnet} = \frac{\Phi_{Magnet}}{A_{Magnet}} \quad B_{Magnet} = \frac{299 \mu \text{Vs}}{12,5 \text{mm} \cdot 50 \text{mm}} = \underline{\underline{0,48T}} \quad (7.28)$$

$$V_{Magnet} = \frac{B_{Magnet} l_{Magnet}}{\mu_0} \quad V_{Magnet} = \frac{0,48 \text{Vs/m}^2 \cdot 1,4 \text{mm}}{4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/Am}} = \underline{\underline{534,8A}} \quad (7.29)$$

Zusammenfassend werden alle Spannungsabfälle aufgelistet:

Tabelle 7.2: Zusammenfassung der Spannungsabfälle

Ort	Spannung [A]
V_{SJ1}	0,94
V_{SJ2}	4,68
V_{RJ1}	6,64
V_{RJ2}	15,76
V_{zahn}	9,62
V_{δ}	266,5
V_{magnet}	534,8

Die magnetischen Spannungsabfälle im Eisenkreis sind im Vergleich zu denen in Luftspalt und im Magnetmaterial vernachlässigbar klein. Da die Summe aller magnetischen Spannungen 0 ist, ergibt sich folgende nötige magnetische Quellenspannung bzw. Durchflutung.

$$V_{\delta} + V_{Magnet} + V_{Quelle} = 0 \quad V_{Quelle} = -(266,5A + 534,8A) = \underline{\underline{-801,3A}} \quad (7.30)$$

Bei einer Magnethöhe von 1,4mm ergibt sich eine Feldstärke von -572 kA/m. Es muss also nach einem Magnetmaterial gesucht werden, welches bei einer Flussdichte von 0,48 T eine Feldstärke von -572 kA/m besitzt. In Abbildung 15 werden die Entmagnetisierungsgeraden von NdFeB-Werkstoffen dargestellt, die bis 150°C (Bezeichnung SH) spezifiziert sind [13].

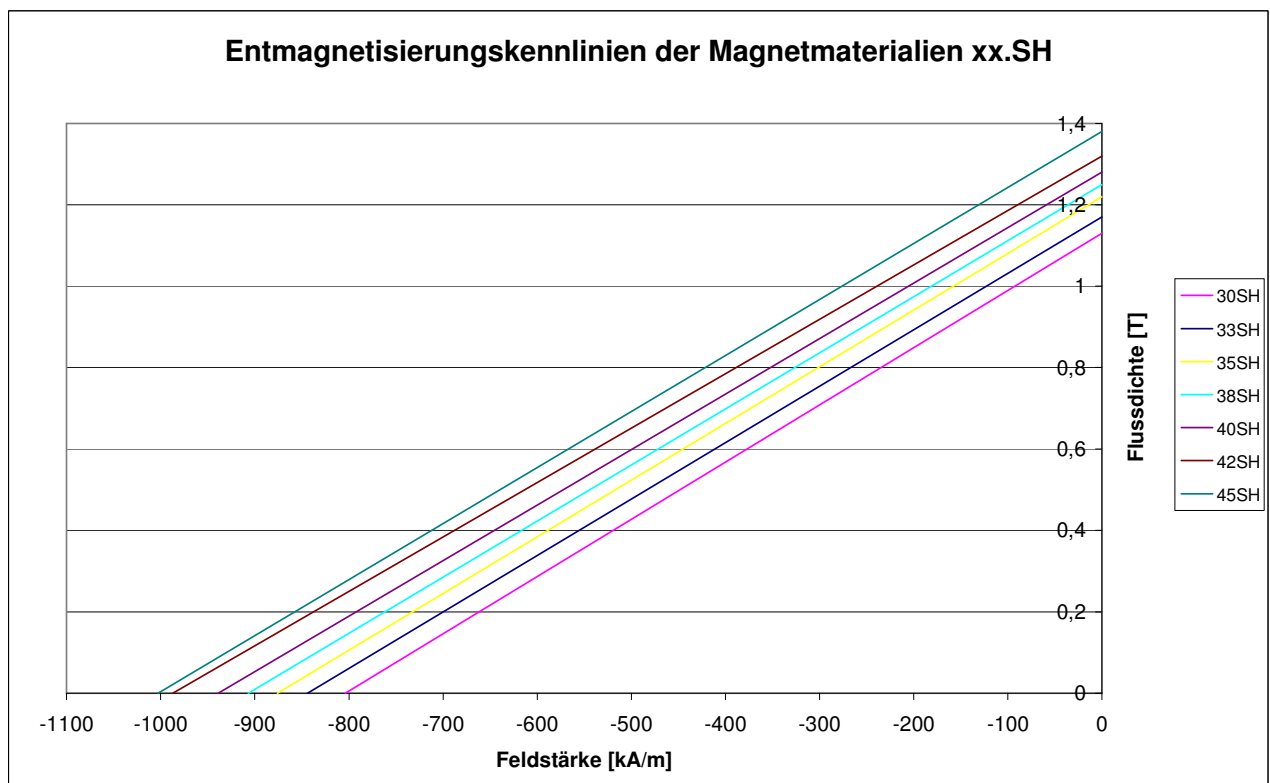


Abbildung 15: Entmagnetisierungskennlinien Material ...SH

Laut dem Diagramm müsste der Werkstoff mit der Bezeichnung 40SH gewählt werden. Mit diesem Magnetmaterial ergibt sich die Flussdichteverteilung in Abbildung 16.

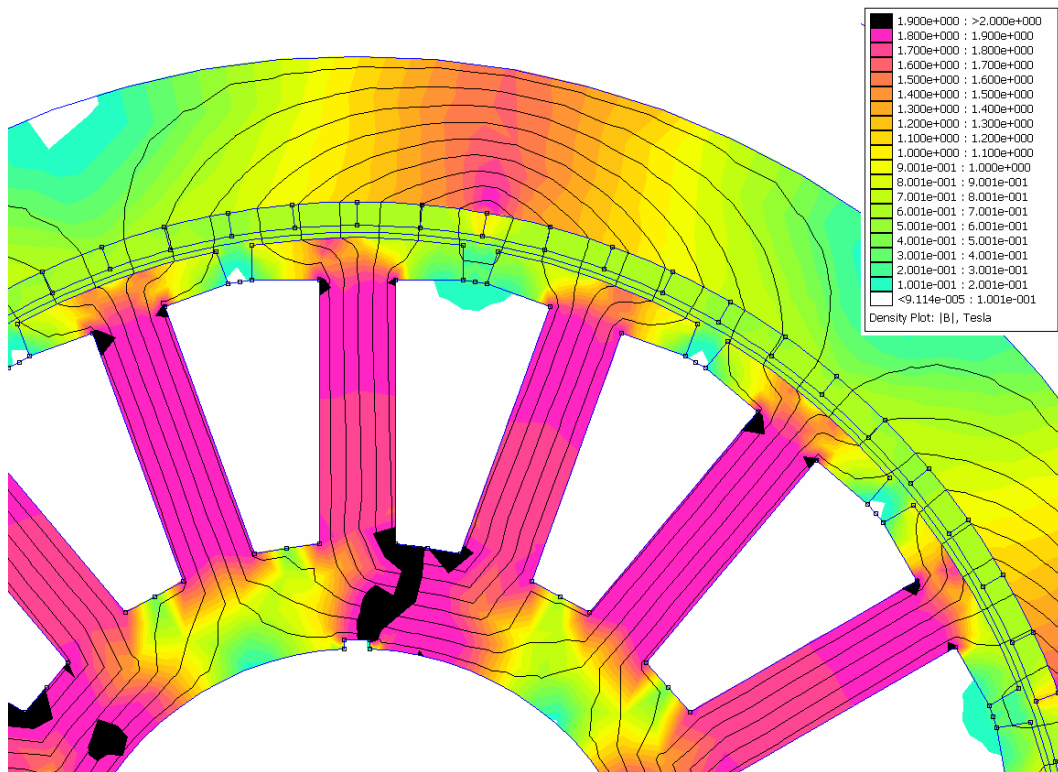


Abbildung 16: FEMM-Plot mit Material 40SH

Dieses Feldbild verdeutlicht den Nachteil der vereinfachten analytischen Lösung. Die Induktionen in Zähnen und Jochen sind höher als berechnet. Nach FEM-Rechnungen mit den verschiedenen Magnetmaterialien des 150 °C Bereiches wurde letztendlich die schwächste Magnetisierung 30SH gewählt. Es treten zwar in Zahn und Statorjoch immer noch sehr hohe Flussdichten von über 1,7 T auf, doch soll die Magnethöhe nicht noch weiter verringert werden. Die Feldbilder der verschiedenen Motorvarianten befinden sich im Bildteil 4, Abbildungen 79 bis 84.

Im nächsten Kapitel werden die verschiedenen Wicklungsvarianten aus Kapitel 6 auf Basis des originalen Stators mit dem Magnetmaterial 30SH ausgestattet und untersucht.

8 Simulation der Entwürfe

8.1 Simulationsprogramm

Das Freewareprogramm FEMM 4.2 erlaubt es dem Anwender zweidimensionale magnetostatische FEM-Berechnungen durchzuführen. Durch die Möglichkeit DXF-Dateien zu importieren, ist es möglich komplizierte Flächen einzubinden. Durch die Definition der verschiedenen Materialeigenschaften ist es möglich, einen kompletten Querschnitt einer PMSM einzubinden und nach dessen Vernetzung und Lösung das Drehmoment der Maschine zu bestimmen. Dies geschieht durch die Integration des Maxwell'schen Spannungstensors entlang einer Integrationslinie im Luftspalt. Ebenso ist es möglich die Flussverkettungen der einzelnen Stränge und viele andere Werte im Magnetkreis zu bestimmen.

8.2 Vorgehensweise

Zunächst werden die Motorvarianten aus Kapitel 6 in vorläufige FEM-Modelle überführt. Danach wird jeweils der Rotor der Modelle in 120 Schritten um 360° elektrisch gedreht. Um den Aufwand des Drehens der Geometrien zu vereinfachen, wird dieses mittels eines Lua-Skriptes automatisiert. Dadurch sind nur noch wenige Eingabeparameter und das FEM-Maschinenmodell nötig. Berechnet werden dabei die Flussverkettungen der einzelnen Stränge mit einer zunächst festgelegten Windungszahl von 10 mit den bereits ermittelten Wicklungsschemata. Die Rechenergebnisse werden tabellarisch aufgezeichnet. Mit dem Ziel ein Polradspannungsmaximum von 300 V bei einer Drehzahl von 1500 min^{-1} zu erreichen, wird nun die induzierte Polradspannung pro Strang und in Sternschaltung ermittelt. Dazu wird ähnlich [8] S. 10, Formel 9 die Veränderung der Flussverkettung nach der Zeit, die ein Schritt für 3° elektrisch bei 1500 min^{-1} benötigt, abgeleitet.

$$u = \frac{d\Psi}{dt} \quad (8.1)$$

Dadurch stehen die induzierten Spannungen pro Strang für 120 diskrete Zeiten zur Verfügung. Durch Addition der Strangspannungen lassen sich die jeweiligen Klemmenspannungen bei Sternschaltung errechnen. Da dies tabellarisch geschieht kann der Polradspannungsverlauf in einem Diagramm dargestellt werden. Mittels eines Faktors kann nun die Windungszahl soweit verstellt werden, bis das Polradspannungsmaximum die 300 V Grenze erreicht hat. Die Windungszahlen wurden dabei jeweils für volle Rotorpolabde-

ckung bestimmt. Für das entwickelte Drehmoment sind die Windungszahlen nicht von Bedeutung, weil mit dem Nutstrombelag gemäß dem Originalmotor gerechnet wurde.

Nun stehen die Windungszahlen fest. Für den Effektivstrom im Strang wird für die Simulation der Nutstrombelag des Originalmotors angenommen und auf die entsprechende Windungszahl umgerechnet. Dies bedeutet für die Einschichtzahnspulenwicklung und die verteilte Wicklung einen Wert von 200 A pro Nut. Der Wert für die Zweischichtzahnspulenwicklung ist 100 A pro Spulenseite. Es werden jeweils zwei Simulationen pro Motor durchgeführt. Dies ist zum einen für die Bestimmung des Nennmomentes nötig und zum anderen für die Bestimmung des Rastmomentes und der Polradspannung. Für die Ermittlung des Nennmomentes wird ein Drehstromsystem gebildet und entsprechend den Theorien zur feldorientierten Regelung um 90° phasenversetzt zur Polradfeldgrundwelle in die Stränge eingeprägt. Der Effektivwert des jeweiligen Strangstroms ist in Tabelle 4 aufgeführt. Das Rastmoment wird bereits bei der Polradspannungsermittlung aufgezeichnet.

Der Strangwiderstand wird aus dem des Originalmotors bestimmt. Dazu wird bei Annahme der gleichen Verlustleistung von 13,5 W pro Strang mittels der Beziehung

$$R = \frac{P}{I^2} \quad (8.2)$$

ein neuer Strangwiderstand für die jeweilige Wicklungsvariante angenommen.

Die bisherigen Ergebnisse werden in Tabelle 8.1 dargestellt:

Tabelle 8.1: Simulationsparameter I_{eff} , w und R_{Strang}

Variante	P	Windungszahl	I_{eff} [A]	R_{Strang} [Ω]
verteilte Wicklung	3	200(original)	1,00	13,5
verteilte Wicklung	3	116 (NdFeB)	1,72	4,5
Einschicht ZSP	3	225	0,89	17,1
Einschicht ZSP	4	220	0,91	16,3
Zweischicht ZSP	6	54	1,85	3,9
Zweischicht ZSP	7	63	1,59	5,4
Zweischicht ZSP	8	60	1,67	4,9

Um die Induktivität zu bestimmen, werden zunächst die Verläufe von Flussverkettung und Strom für die einzelnen Stränge aufgezeichnet. Anschließend wird die Amplitude der resultierenden Zeiger berechnet. Gemäß [10] S.512, Formel 8.1.2

$$L = \frac{\Psi}{I} \quad (8.3)$$

kann die Gesamtinduktivität der Maschine berechnet werden. Mit den Werten Polradspannung, ohmscher Widerstand, Induktivität und Spannung im Leerlauf können nun Zeigerbilder für die jeweilige Maschinenvariante erstellt werden. Nach der Ermittlung der zu erwartenden Verluste werden die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien gezeichnet.

Nachfolgend werden die Simulationsergebnisse der Maschinen mit Hochenergiemagneten in den Ausführungen dreipolig mit verteilter Wicklung, drei-/ vierpolig mit Einschichtzahnspulenwicklung, sechs-, sieben- und achtpolig mit Zweischichtzahnspulenwicklung miteinander verglichen.

8.3 Simulationsergebnisse

8.3.1 Vergleich der Polradspannungsverläufe

8.3.1.1 Variante mit dreipoliger verteilter Wicklung

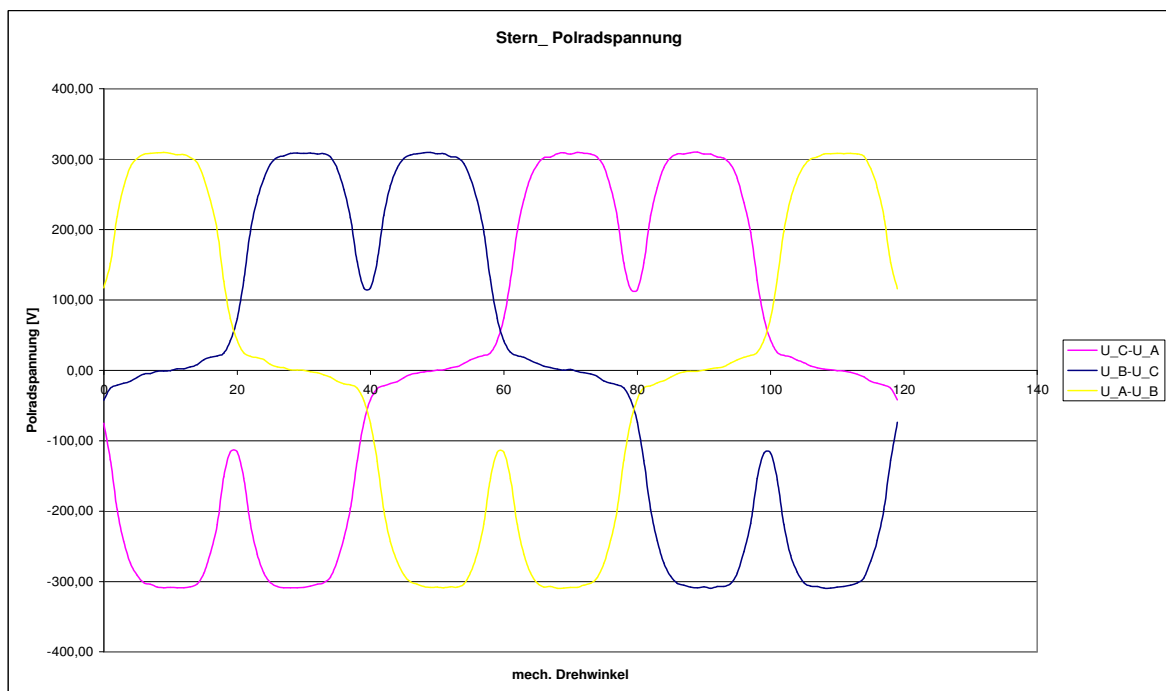


Abbildung 17: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch

Der Effektivwert des Polradspannungsverlaufes in Abbildung 17 beträgt 213 V. Die Einbrüche der Spannungen resultieren aus der Nutzung des Stators, da im Bereich der Nut-schlitze die Änderung der Flussverkettung sehr gering ist.

8.3.1.2 Variante mit dreipoliger Einschichtzahnspulenwicklung

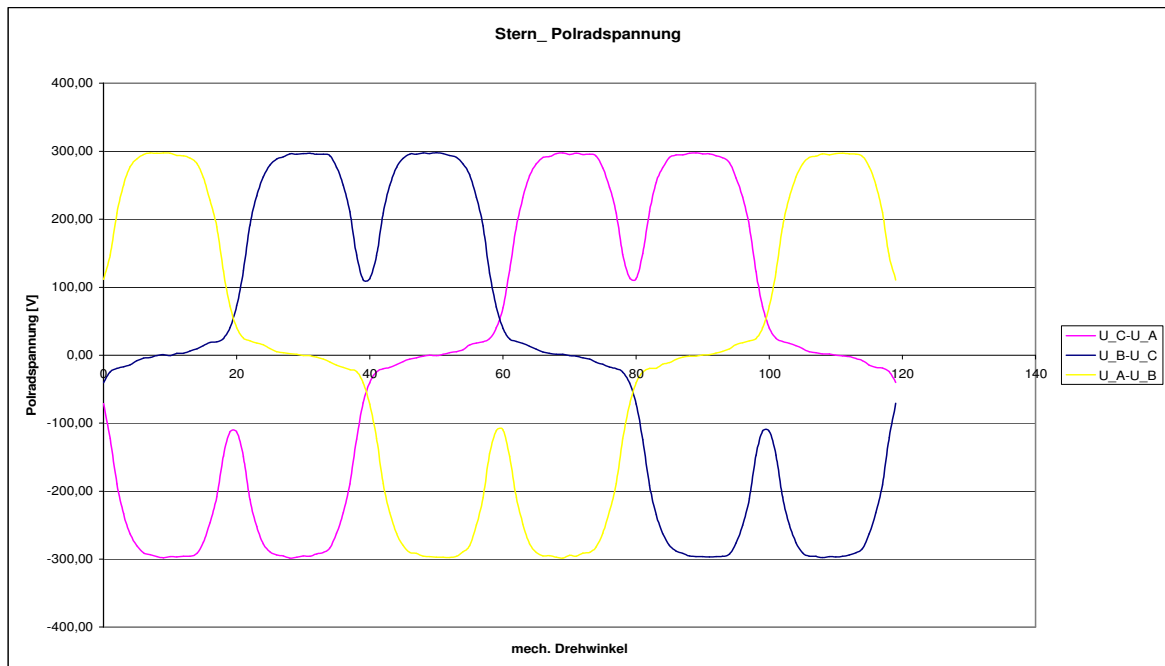


Abbildung 18: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch

Der Verlauf der Polradspannung in Abbildung 18 entspricht dem Vorhergehenden. Der Effektivwert beträgt 205 V.

8.3.1.3 Variante mit vierpoliger Einschichtzahnspulenwicklung

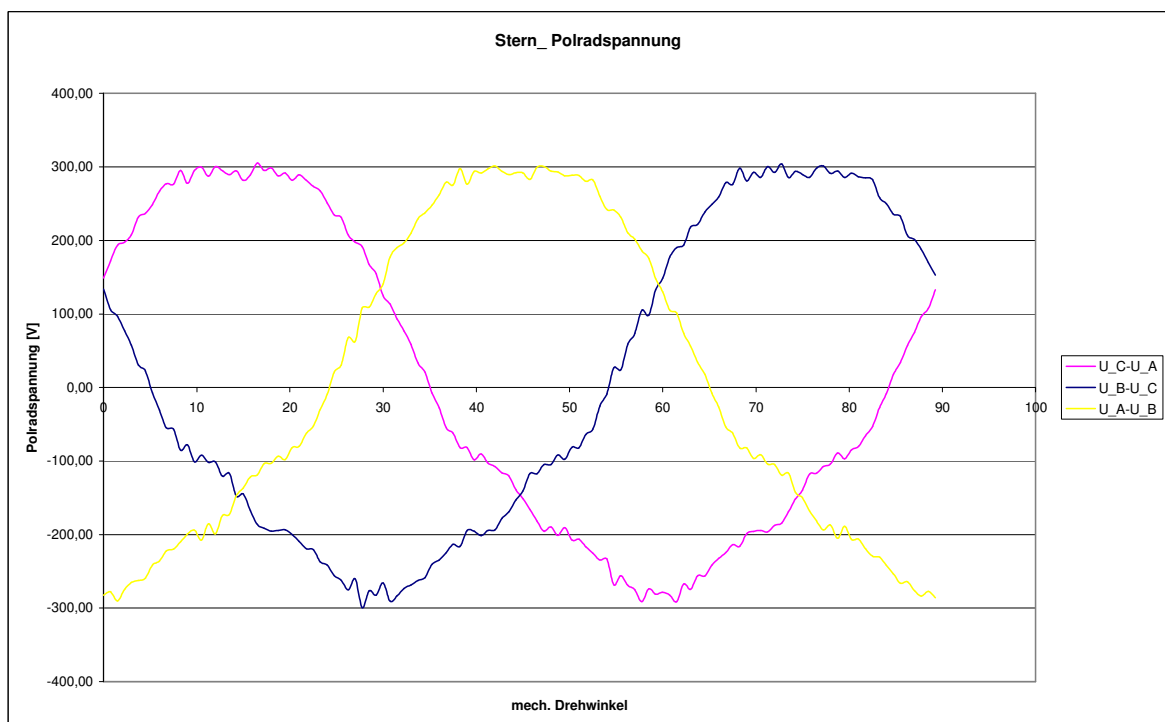


Abbildung 19: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch

Der Effektivwert des Polradspannungsverlaufes in Abbildung 19 beträgt 206 V. Durch die Wicklung mit einer Statorpolpaarzahl von eins und der Nutzung einer Harmonischen des Statorstrombelags, hängen Anzahl der Nuten und Rotorpole nicht direkt miteinander zusammen. Daher gibt es keine identischen Stellungen zwischen Magneten und Statorzähnen bei einer beliebigen Stellung von Rotor zu Stator. Dadurch wirken sich die Einbrüche der Polradspannung durch die Nutschlitze weniger stark auf den Polradspannungsverlauf aus.

8.3.1.4 Variante mit sechspoliger Zweischichtzahnspulenwicklung

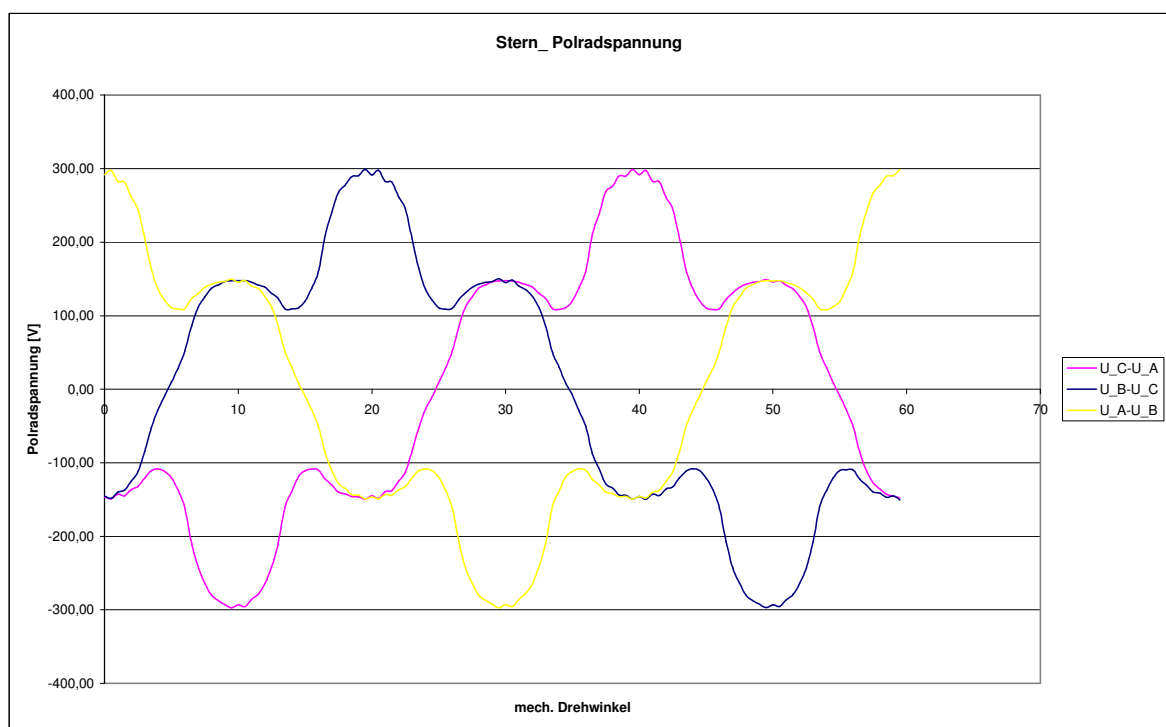


Abbildung 20: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch

Durch den Polradspannungsverlauf (Abbildung 20) mit ausgeprägten Extrema beträgt der Effektivwert nur 169 V. Da diese Wicklung auf der Grundwelle des Statorstrombelags basiert, spiegelt sich die Nutung im Polradspannungsverlauf wider.

8.3.1.5 Variante mit siebenpoliger Zweischichtzahnspulenwicklung

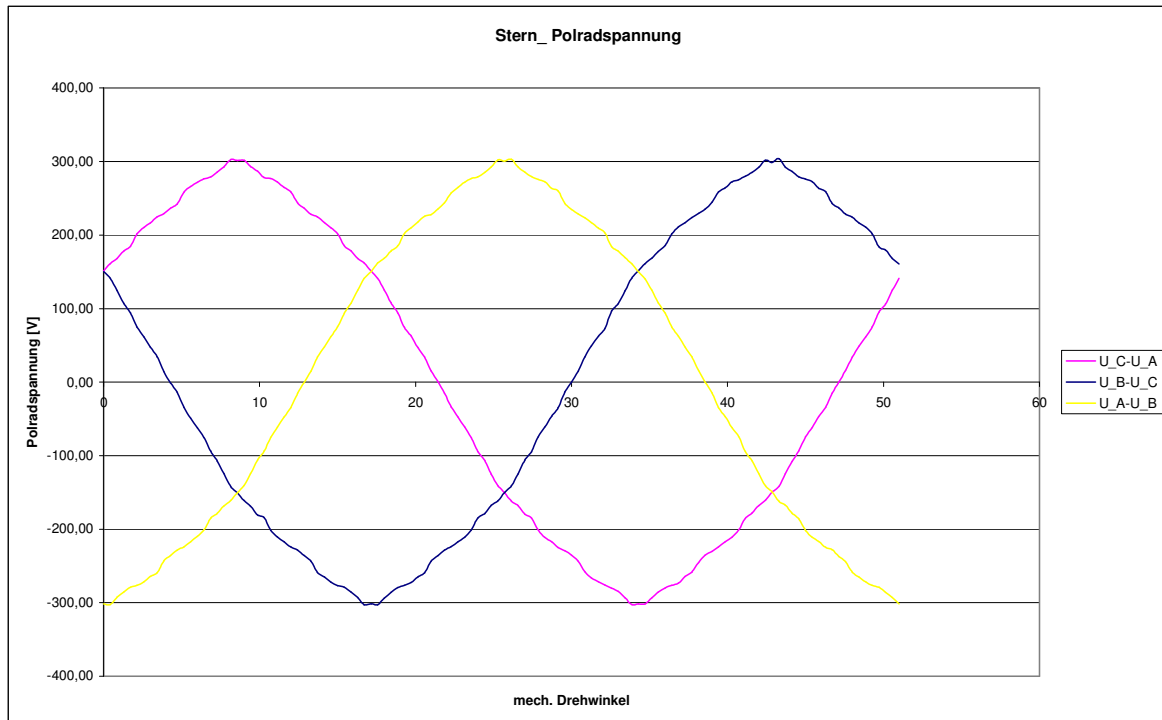


Abbildung 21: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch

Der Effektivwert des Verlaufs in Abbildung 21 beträgt 202 V. Diese Wicklung basiert wie die vierpolige Variante mit Einschichtzahnspulenwicklung auf einer Oberwelle des Statorstrombelags. Daher wirkt sich die Nutung weniger stark auf den Polradspannungsverlauf aus.

8.3.1.6 Variante mit achtpoliger Zweischichtzahnspulenwicklung

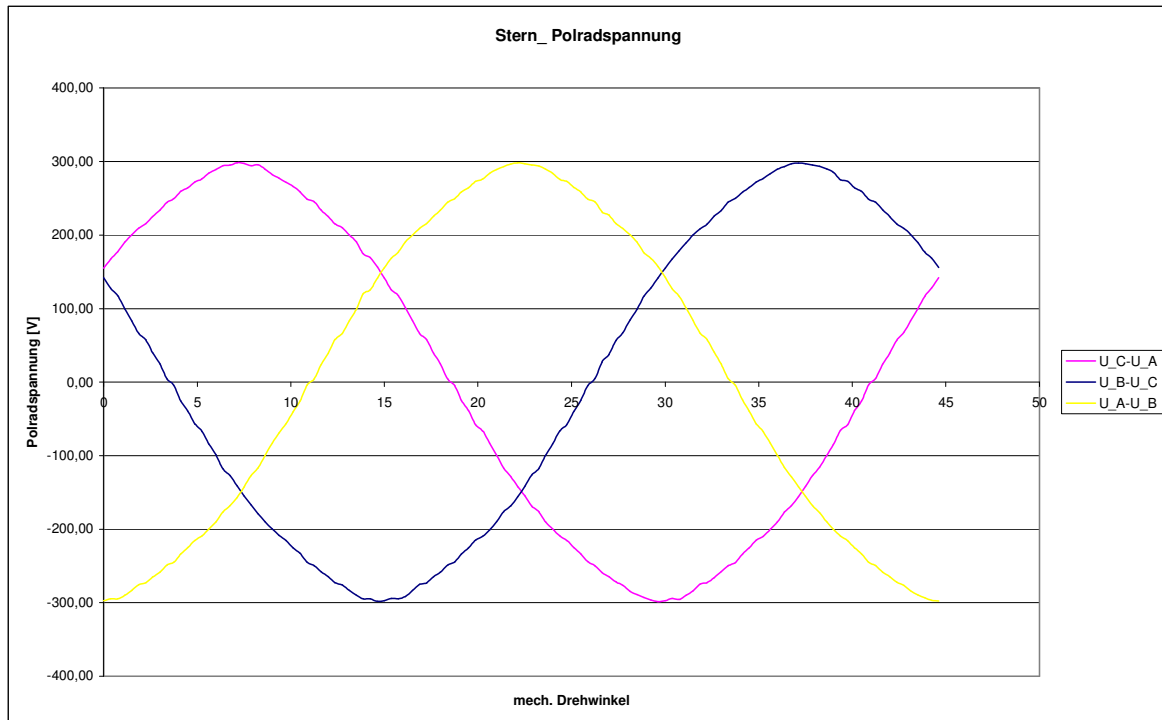


Abbildung 22: Polradspannungsverlauf über 360° elektrisch

Der Effektivwert des Polradspannungsverlaufes in Abbildung 22 beträgt 206 V. Durch die Nutzung einer Strombelagsoberwelle wirkt sich die Nutzung des Stators wenig auf den Polradspannungsverlauf aus.

8.3.2 Vergleich der erzeugten Drehmomente

Die Drehmomente werden über die Integration der Feldgrößen entlang einer Linie im Luftspalt per FEMM 4.2 entsprechend Kapitel 4.2 ermittelt. In der Simulation wird einmal das Rastmoment per Drehung des Rotors um den unbestromten Anker und einmal das Gesamtmoment mit bestromten Anker berechnet. Da das Rastmoment im Gesamtmoment enthalten ist, muss dieses noch abgezogen werden um das erzeugte Drehmoment zu erhalten. Dieses wiederum enthält Pendel- und Nennkomponenten. Als Vergleich wurde der Originalmotor mit angegeben. Abbildung 23 enthält die gewonnenen Werte:

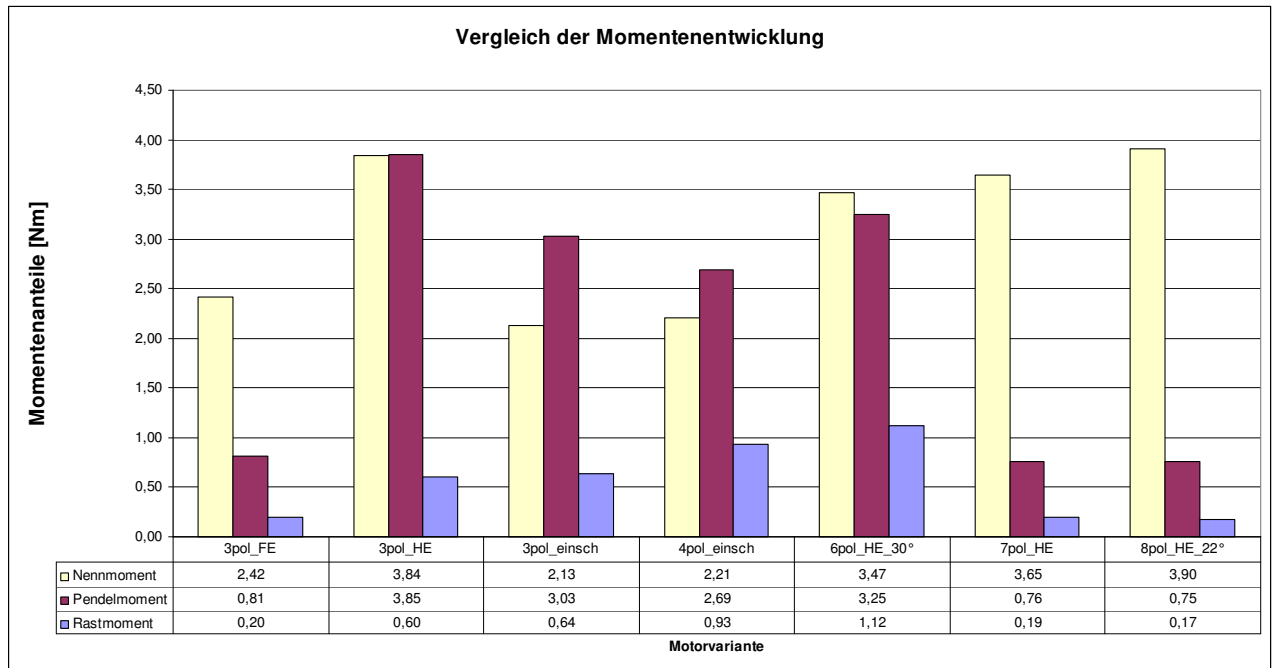


Abbildung 23: Vergleich der Momentenentwicklung

Das Diagramm verdeutlicht die simulierten Drehmomentanteile bei gleichem Polbedeckungsfaktor und gleichem Nutstrombelag. Die Varianten mit Einschichtwicklung entwickeln dabei weniger Drehmoment als der Originalmotor des Lüfterantriebs. Im Bereich der Hochenergiemagnete entfalten die sieben- und achtpolige Variante die geringsten Anteile von Pendel- und Rastmomenten. Die sechspolige Variante dagegen entwickelt hohe Rast- und Pendelmomente. Es werden folgende Varianten für die weiteren Betrachtungen gewählt:

- dreipolig mit verteilter Wicklung und Hochenergiemagneten
- sechspolig mit Zweischichtzahnspulenwicklung und Grundwellenverkettung
- achtpolig mit Zweischichtzahnspulenwicklung und Oberwellenverkettung

Der Polbedeckungsfaktor der Variante mit verteilter Wicklung bleibt aufgrund der Vergleichbarkeit mit dem Originalmotor bei 100%. Die Polbedeckung der Zahnspulenvarianten wird zunächst variiert um eventuelle Einflüsse zu untersuchen.

8.3.3 Vergleich der Zahnspulenvarianten mit unterschiedlichen Polbedeckungsfaktoren

Das Drehmoment wurde wieder durch Drehung des Rotors über dem bestromten und unbestromten Anker ermittelt. Nur wurden diesmal die Winkel der Segmentmagneten in den Maschinenmodellen von 15° ausgehend in 1° Schritten erweitert, um die Auswirkung des Polbedeckungsfaktors auf die Drehmomentbildung zu untersuchen.

8.3.3.1 Sechspolige Variante

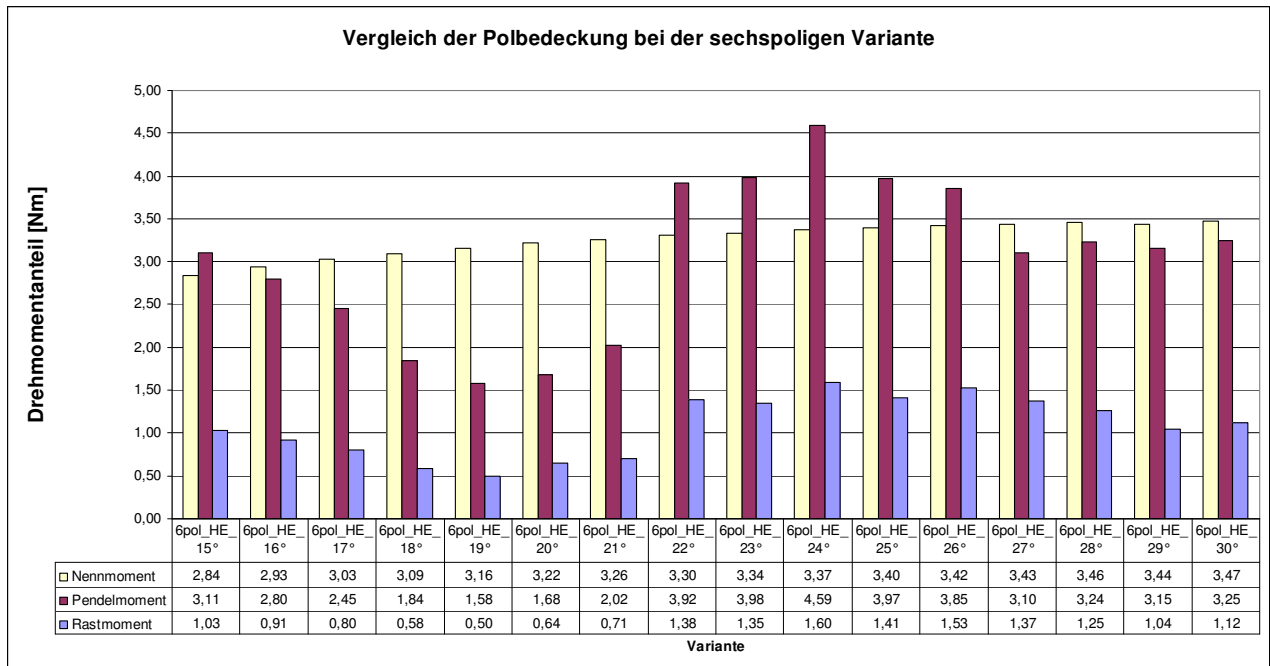


Abbildung 24: Vergleich Unterschiedlicher Polbedeckungen p=6

Mit steigender Polbedeckung nimmt aufgrund des höheren Flusses das Nenndrehmoment zu. Wenn nun aber das erzeugte Drehmoment dem Polbedeckungsfaktor, und damit der installierten Magnetenergie, gegenübergestellt wird, wird deutlich, dass mit zunehmender Polbedeckung die Ausnutzung der Magneten stetig sinkt. Dies wird zusammen mit den Ergebnissen der achtpoligen Variante in Abbildung 26 verdeutlicht.

Auch ist erkennbar dass bei 19° Magnetsegmenten die Amplituden von Pendelmoment und bei 20° Magnetsegmenten die Amplituden vom Rastmoment minimal sind. Dies entspricht ca. 95% einer Zahnteilung und spiegelt das schon erwähnte Zusammenspiel zwischen Magnet- und Zahnkanten wider. Es werden aufgrund der großen Schwankungen der Drehmomentkomponenten Varianten in 5° Schritten der Polbedeckung ab 15° aufwärts angefertigt um die Simulation zu prüfen.

8.3.3.2 Achtpolige Variante

Es wird wie bei der sechspoligen Variante verfahren.

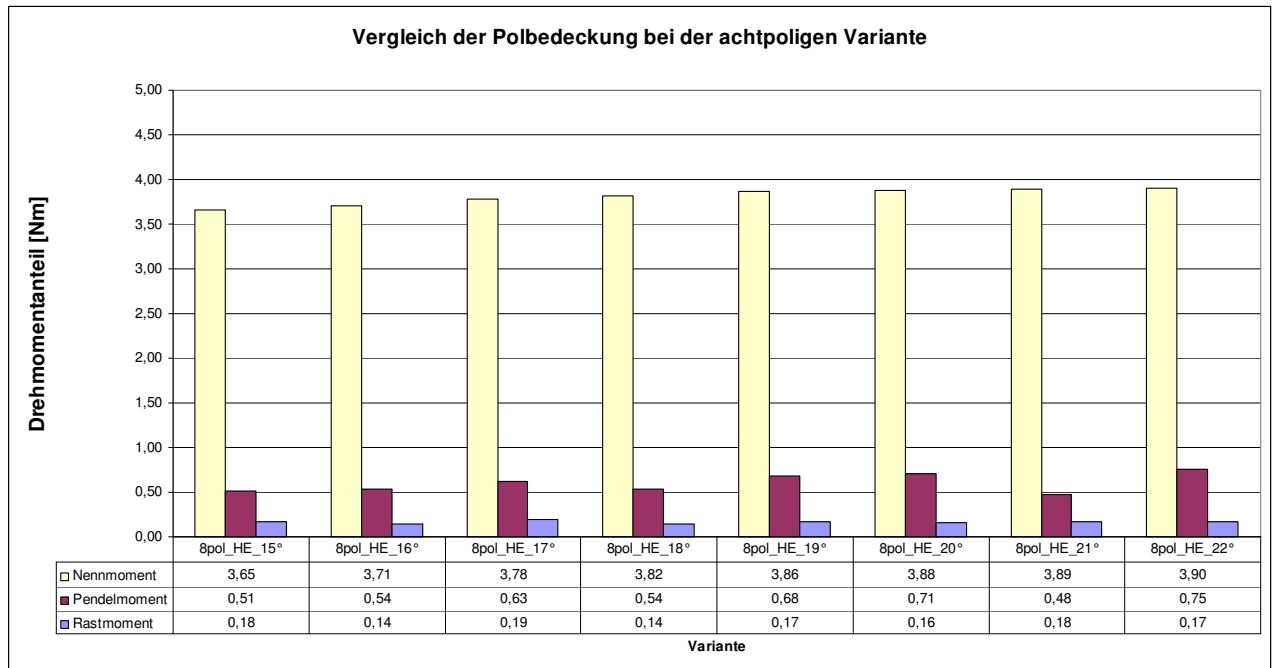


Abbildung 25: Vergleich unterschiedlicher Polbedeckungen p=8

Die achtpolige Variante erzeugt deutlich geringere unerwünschte Drehmomentkomponenten als die Sechspolige. Auch lassen sich keine ausgeprägten Extrema feststellen.

8.3.3.3 Vergleich der Ausnutzung der Magnetenergie

Um die Ausnutzung der installierten Magnetenergie beurteilen zu können, wird das Verhältnis des erzeugten Drehmomentes zur installierten Magnetenergie gebildet. Im Vergleich dazu liegen die Ausnutzungszahlen für die verteilte Wicklung bei 0,85 Nm/J bei der Ferritvariante und 0,62 Nm/J bei der Hochenergievariante.

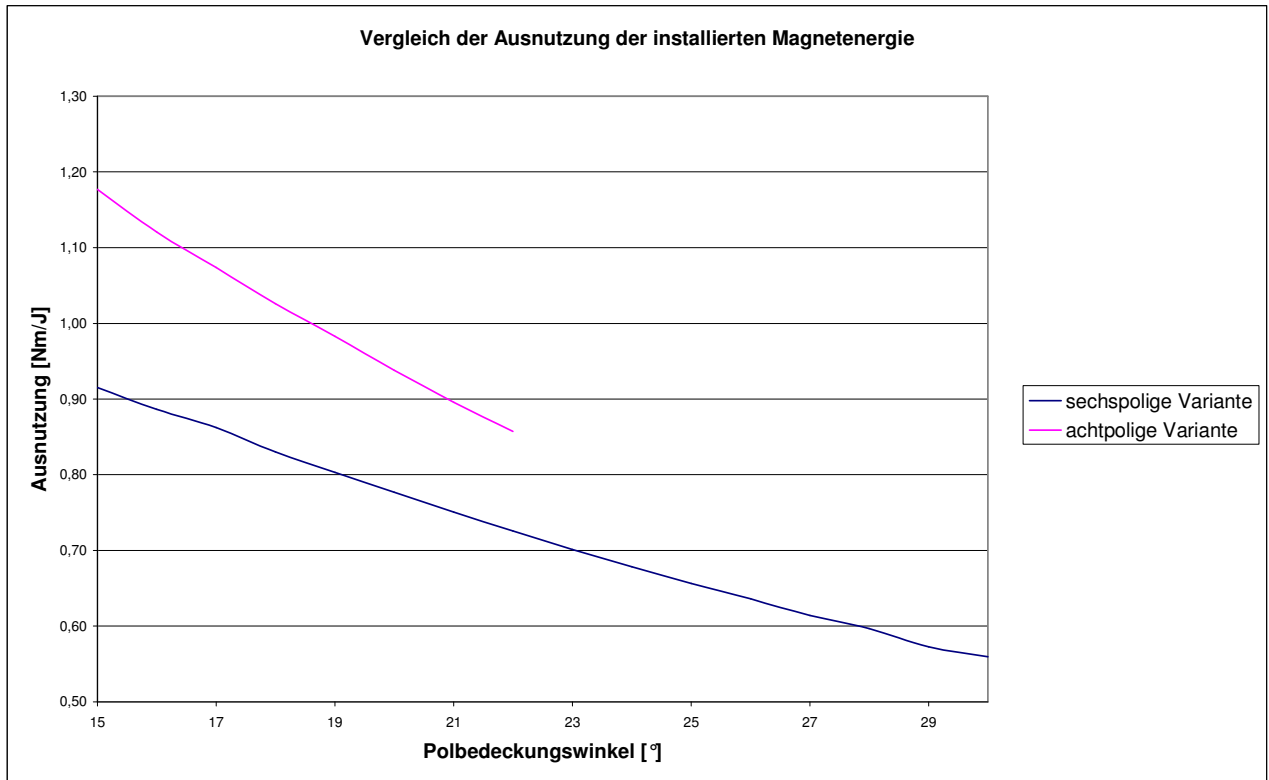


Abbildung 26: Vergleich der Ausnutzung der Magnetenergie

Die Ausnutzung der installierten Magnetenergie bezüglich des Drehmoments sinkt, je größer der Polbedeckungswinkel wird. Dies ist die Folge von hohen Flussdichten in den Jochen. Ein Teil der eingesetzten magnetischen Energie geht für die Überwindung der durch Sättigung angestiegenen Widerstände im Magnetkreis für die Drehmomentbildung verloren. Zudem verschiebt sich der Arbeitspunkt der Magneten auf der Entmagnetisierungsgeraden.

Deshalb ist es nicht nötig, die komplette Rotoroberfläche mit Magneten zu versehen. Vielmehr gilt es ein Optimum bezüglich des Nenndrehmoments, den Rast- und Pendelmomentanteilen sowie der Ausnutzung der Magnetenergie zu finden.

8.3.4 Induktivitäten

Gemäß den Vorbetrachtungen werden die Flussverkettungen und Ströme der drei Stränge über 360° elektrisch aufgezeichnet. Der resultierende Zeiger für Flussverkettung und Strom wird gemäß

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left(v_a(t) + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_b(t) + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_c(t) \right) \quad (8.4)$$

gebildet. Dabei steht \vec{V} allgemein für einen beliebigen Vektor. Aus dem nun vorhandenen Real- und Imaginärteil wird der Betrag des Zeigers berechnet.

$$|\vec{V}| = \sqrt{(\operatorname{Re}(\vec{V}))^2 + (\operatorname{Im}(\vec{V}))^2} \quad (8.5)$$

Die daraus resultierenden Induktivitäten der einzelnen Maschinenvarianten werden nun per Formel 8.3 berechnet und in Tabelle 8.2 dargestellt.

Tabelle 8.2: Induktivitäten der Maschinenvarianten

Variante	p	L [mH]
verteilte Wicklung (FE)	3	270
verteilte Wicklung (HE)	3	144
Zweischicht ZSP	6	54
Zweischicht ZSP	8	60

8.3.5 Übersicht der Parameter der Motorvarianten

Nachfolgend wird eine Übersicht (Tabelle 8.3) über die Parameter der einzelnen simulierten Motorvarianten gegeben. Die Werte für k_n wurden aus der Effektivspannung bei Nenn-drehzahl und die Werte für k_m wurden aus dem Nennmoment bei Nennstrom berechnet.

$$k_n = \frac{n_{nenn}}{U_{eff @ n_{nenn}}} \quad (8.6)$$

$$k_m = \frac{M_{nenn}}{I_{eff @ M_{nenn}}} \quad (8.7)$$

Tabelle 8.3: Parameterübersicht der Motorvarianten

Variante	p	k_n [min^{-1}/V]	k_m [Nm/A]	$R_{\text{strang}}[\Omega]$	$R_{\text{klemme}}[\Omega]$	$L_{\text{ges}}[\text{mH}]$
verteilte Wicklung (FE)	3	6,8	2,42	13,5	27,0	270
verteilte Wicklung (HE)	3	7,0	2,23	4,5	9,0	144
Zweischicht ZSP	6	8,9	1,88	3,9	7,8	54
Zweischicht ZSP	8	7,3	2,33	4,9	9,8	60

Mit diesen Werten können nun die Zeigerbilder im Leerlauf und bei Nennstrom gezeichnet werden. Die Abbildungen befinden sich im Bildteil 5.

8.4 Verlustbetrachtung

Um das Betriebsverhalten der simulierten Maschinenvarianten darstellen zu können, werden noch die zu erwartenden Verluste bestimmt. Grundsätzlich treten in einer permanent-erregten Synchronmaschine folgende Verlustkomponenten auf:

- Wicklungsverluste durch Ströme
- Verluste im Magnetkreis
- Reibungsverluste durch Luft- und Lagerreibung
- Zusatzverluste

8.4.1 Wicklungsverluste

Verluste in den Wicklungen lassen sich in ohmsche und frequenzabhängige Verluste aufteilen.

Die ohmschen Verluste werden durch Multiplikation des Produkts von Strangzahl und Widerstand mit dem Quadrat des Effektivstromes berechnet.

$$P_{v_cu} = m \cdot R \cdot I_{eff}^2 \quad (8.8)$$

Da der Effektivstrom laut Kapitel 8.2 die gleichen ohmschen Verluste hervorrufen soll, sind diese bei allen Maschinenvarianten bei Nennstrom gleich. Sie betragen

$$P_{V_CU} = 3 \cdot P_{V_CU_Strang} = 3 \cdot 13,5W = \underline{\underline{40,5W}} \quad (8.9)$$

Die frequenzabhängigen Verluste entstehen gemäß [8] S.42, Abs. 5.4.7.3 durch Stromverdrängung im Leiter aufgrund von Skineffekt und Nutenquerfeld. Es kann laut [8] S.43, Formel 59 ein Widerstandserhöhungsfaktor aufgrund von Stromverdrängung im Nutenquerfeld bei kreisförmigen Leitern und sinusförmiger Speisung abgeschätzt werden. Da die Frequenzen der Versuchsmaschinen mit maximal 200 Hz bei der achtpoligen Variante verglichen mit den Maschinen in [8], S.43, Formeln 61, 62 niedrig liegen, wird davon ausgegangen, dass es zu keiner nennenswerten Widerstandserhöhung durch Stromverdrängung kommt.

8.4.2 Verluste im Magnetkreis

Im Magnetkreis treten durch das wechselnde magnetische Feld Hysterese- und Wirbelstromverluste auf. Beide sind näherungsweise quadratisch von der Flussdichte abhängig. Die Wirbelstromverluste sind zusätzlich quadratisch von der Frequenz abhängig wogegen die Hystereseverluste eine lineare Frequenzabhängigkeit aufweisen.

Durch Ummagnetisieren des Bleches entstehen die Hystereseverluste. Dabei entspricht das Flächenintegral der Hysteresekennlinie der Energie, die für das Ummagnetisieren nö-

tig ist. Die Blechhersteller sind bemüht, durch gezielte Beeinflussung der Hysteresekennlinie diese Verluste zu minimieren.

Wirbelstromverluste dagegen sind Stromwärmeverluste im Elektroblech. Durch die zeitliche Änderung des Magnetfeldes werden senkrecht zu diesem Wirbelströme hervorgerufen. Um die Verluste zu minimieren werden die Wirbelstrombahnen durch Blechung und Isolation untereinander gestört. Weiterhin wird durch Zulegen von Silizium die elektrische Leitfähigkeit gesenkt [15].

Aufgrund dieser Maßnahmen bieten die Elektroblechhersteller verschiedenste Blechqualitäten an. Für die zu erwartenden Verluste geben sie spezifische Wattverluste pro Kilogramm Blechmaterial bei verschiedenen Frequenzen (Abbildung 27) an. Daraus lassen sich spezifische Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste errechnen.

Dicke 0,50 mm

	Nenn-dichte (kg/dm ³)	Max. Verluste (W/kg) bei 50 Hz bei 1,5 T	Max. Verluste (W/kg) bei 50 Hz bei 1,5 T	Max. Verluste (W/kg) bei 60 Hz bei 1,5 T	Min. Polari-sation (T) bei 2.500 A/m	Min. Polari-sation (T) bei 5.000 A/m	Min. Polari-sation (T) bei 10.000 A/m	Max. Aniso-tropie des Verlusts (+/- %)	Min. Biege-zahl	Min. Stapel-faktor (mm)
	Garant.	Richtwert	Garantiert	Garantiert	Garantiert	Garantiert	Garantiert	Garant.	Garant.	Garant.
M 250-50 A	7,60	1,05	2,50	3,21	1,49	1,60	1,70	17	2	0,97
M 270-50 A		1,10	2,70	3,47						
M 290-50 A		1,15	2,90	3,71						
M 310-50 A		1,25	3,10	3,95						
M 330-50 A	7,65	1,35	3,30	4,20	1,50	1,63	1,73	14	3	
M 350-50 A		1,50	3,50	4,45						
M 400-50 A	7,70	1,70	4,00	5,10	1,53	1,63	1,73	12	5	
M 470-50 A		2,00	4,70	5,90	1,54	1,64	1,74			
M 530-50 A		2,30	5,30	6,66	1,56	1,65	1,75			
M 600-50 A	7,75	2,60	6,00	7,53	1,57	1,66	1,76	10	10	
M 700-50 A	7,80	3,00	7,00	8,79	1,60	1,69	1,77			
M 800-50 A		3,60	8,00	10,06		1,70	1,78			
M 940-50 A	7,85	4,20	9,40	11,84	1,62	1,72	1,81	8		

Umrechnung der Werte in W/kg in W/Pfund durch Multiplikation mit 0,4536

Abbildung 27: Kennwerte für Elektrobleche ...-50 A aus [14] Kap. 4

Die spezifischen Verluste werden wie folgt berechnet [10] S. 443-446:

$$v = \sigma_h \cdot f \cdot B^2 + \sigma_{wb} \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (8.10)$$

Dabei sind $B = \frac{B_{\max}}{1,5T}$ und $f = \frac{f_{\max}}{50Hz}$.

Mit den vorhandenen Werten lässt sich folgendes Gleichungssystem aufstellen:

$$6W = \sigma_h \cdot \frac{50Hz}{50Hz} \cdot \left(\frac{1,5T}{1,5T}\right)^2 + \sigma_{wb} \cdot \left(\frac{50Hz}{50Hz}\right)^2 \cdot \left(\frac{1,5T}{1,5T}\right)^2 \quad (8.11)$$

$$7,53W = \sigma_h \cdot \frac{50Hz}{60Hz} \cdot \left(\frac{1,5T}{1,5T}\right)^2 + \sigma_{wb} \cdot \left(\frac{50Hz}{60Hz}\right)^2 \cdot \left(\frac{1,5T}{1,5T}\right)^2 \quad (8.12)$$

Die Lösung dieses Gleichungssystems ergibt

$$\sigma_h = 4,625 \text{ W/kg} \quad \text{und} \quad \sigma_{wb} = 1,375 \text{ W/kg} \quad (8.13)$$

Für eine maximale Flussdichte von 1,7 T für die Hochenergievarianten und von 1,2 T für die Ferritvariante ergeben sich folgende Verlustwerte bei Nenndrehzahl:

Tabelle 8.4: Verluste im Magnetkreis

Variante	Bmax [T]	Frequenz [Hz]	Verluste [W]
dreipolig Ferrit	1,2	75	6,2
dreipolig HE	1,7	75	12,4
sechspolig HE	1,7	150	32,4
achtpolig HE	1,7	200	49,9

Die Tabelle 8.4 zeigt die Abhängigkeit der Verluste von Feldfrequenz und Magnetmaterial. Die Werte sind grobe Näherungen und auf die angegebenen garantierten Maximalverluste bezogen. Für eine genauere Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste müssten die Verluste abschnittsweise für Gebiete gleicher Induktion und unter Beachtung aller Oberwellen berechnet werden. Dies ist analytisch sehr umfangreich.

8.4.3 Reibungsverluste durch Luft- und Lagerreibung

Während die Lagerreibung durch entsprechende Kennwerte des Lagerherstellers berechnet werden kann, so können die durch Luftreibung verursachten Verluste nur unter großem Aufwand berechnet werden. Eine genaue Strömungsanalyse ist dazu notwendig. In [11] S.17 Formel 2.6 wird eine einfache Gleichung beschrieben mit der näherungsweise die zu erwartenden Reibungsverluste abgeschätzt werden können.

$$P_{Rb} = k_{Rb} D_L (l_L + 0,6\tau_p) v_L^2 \quad (8.14)$$

Mit den Werten

$$K_{Rb} = 15 \quad (\text{bei Oberflächenkühlung [10] S.433, Tabelle 6.2.1})$$

$$D_L = 85,4 \text{ mm}$$

$$l_L = 60 \text{ mm}$$

$$\tau_p = \frac{D_L \pi}{2p} = 16,77 \text{ mm} \quad \text{z.B. achtpolige Variante}$$

$$v_L = \frac{D_L \pi \cdot 1500 \text{ min}^{-1}}{60} = \underline{\underline{6,7 \text{ m/s}}}$$

ergibt dies eine Verlustleistung durch Reibung von 4,42 W für die achtpolige Variante. Für die dreipolige Variante wären es 5,92 W. Der Wert ist gegenüber den beiden anderen Verlustarten gering. Da zusätzliche Reibung an der Außenseite der Läuferglocke entsteht, wird der Wert für die Reibungsverluste bei Nenndrehzahl mit 10 W pauschal angenommen.

8.4.4 Zusätzliche Verluste

Da die eingesetzten Permanentmagneten mit 1,1-1,7 $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ elektrisch leitfähig sind, kann es zu Wirbelströmen und damit verbundenen Verlusten durch Induktionsänderungen in den Magneten kommen. Da die Änderungen allerdings gegenüber denen im Eisen gering ausfallen und die Leitfähigkeit der Magnete rund zehnmal schlechter als bei Eisen ist, werden die Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten nicht weiter verfolgt.

8.4.5 Gesamtverluste

Nach Addition der Einzelverluste werden in Tabelle 8.5 die zu erwartenden Gesamtverluste bei der Nenndrehzahl von 1500 min^{-1} dargestellt.

Tabelle 8.5: gesamte Verluste bei Nenndrehzahl

Variante	Verlustquelle			Gesamt
	Stromfluss	Ummagnetisierung	Reibung	
dreipolig Ferrit	40,5W	6,2W	10W	56,7W
dreipolig HE	40,5W	12,4W	10W	62,9W
sechspolig HE	40,5W	32,4W	10W	82,9W
achtpolig HE	40,5W	49,9W	10W	100,4W

8.5 Kennlinien der Motoren

8.5.1 Vorbetrachtung

Das Ersatzschaltbild der simulierten permanent erregten Synchronmaschine (Abbildung 28) unterscheidet sich vom Allgemeinen dadurch, dass die Induktivität nicht strangbezogen, sondern als Zeiger aus den effektiven Stranggrößen für Strom und Flussverkettung gewonnen wurde. Dadurch werden für Polradspannung, Ständerspannung und Ständerstrom auch die Zeiger für die Rechnung genutzt. Das Ersatzschaltbild sieht damit wie folgt aus:

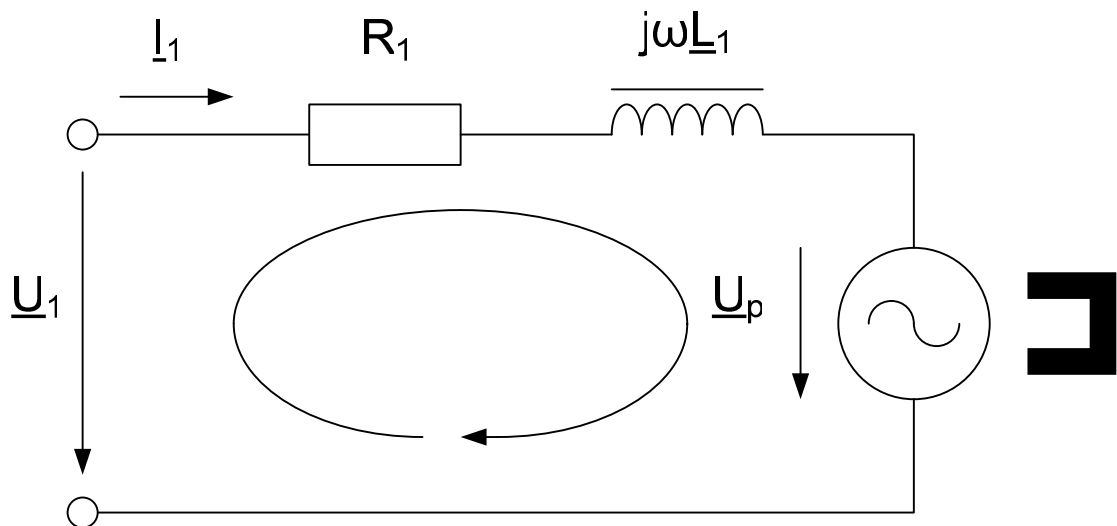


Abbildung 28: Ersatzschaltbild PMSM

Die einzelnen Komponenten des Ersatzschaltbildes stehen somit in folgendem Zusammenhang.

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \cdot (R_1 + j\omega L_1) + \underline{U}_p \quad (8.15)$$

Gemäß dem Steuerverfahren liegt der momentenbildende Strom in Phase mit der Polradspannung in der q-Achse. Damit stehen die Spannungsabfälle über R_1 und $j\omega L_1$ rechtwinklig zueinander und müssen geometrisch addiert werden. Gleichung 8.15 wird zu:

$$|U_1| = \sqrt{(j\omega L_1 I_q)^2 (I_q R_1 + U_{pq})^2} \quad (8.16)$$

Da \underline{U}_1 konstant und U_{pq} über k_n mit der Drehzahl verknüpft ist, kann die Gleichung nach I_{1q} umgestellt werden. Damit ist I_{1q} von ω bzw. n abhängig. Mit

$$U_{pq} = \frac{n}{k_n} \quad \text{und} \quad \omega = \frac{n}{60} \cdot p \quad (8.17)$$

wird 8.16 nach einigen Umformungen und der Auflösung der quadratischen Gleichung zu:

$$I_{1q1/1q2} = \frac{-2 \frac{n}{k_n} R_1 \pm \sqrt{\left(2 \frac{n}{k_n} R_1\right)^2 - 4 \left(\left(\frac{n}{60} p L_1\right)^2 + R_1^2\right) \left(\left(\frac{n}{k_n}\right)^2 - U_1^2\right)}}{2 \left(\left(\frac{n}{60} p L_1\right)^2 + R_1^2\right)} \quad (8.18)$$

Da das Drehmoment über die Drehmomentkonstante mit I gekoppelt ist, kann so das drehzahlabhängige innere Drehmoment der jeweiligen Maschinenvariante bestimmt werden.

Mit den in Kapitel 8.4.2 ermittelten Werten für die Verluste im Magnetkreis und den in Kapitel 8.4.3 festgelegten Werten für die Reibungsverluste lassen sich drehzahlabhängige Verlustkennlinien bzw. Verlustmomentkennlinien bestimmen.

8.5.2 Magnetisches Verlustmoment

Mit

$$M = \frac{60P}{2\pi n} \quad (8.19)$$

$$P = m_{Fe} \cdot v \quad (8.20)$$

$$v = \sigma_h \cdot f \cdot B^2 + \sigma_{wb} \cdot f^2 \cdot B^2 \quad \text{mit} \quad B = \frac{B_{\max}}{1,5T} \quad \text{aus} \quad (8.10)$$

und

$$f = \frac{n}{60} p \quad (8.21)$$

entsteht die Gleichung für das drehzahlabhängige Verlustmoment:

$$M_{v_{Fe}}(n) = \frac{60}{2\pi n} m_{Fe} \left(\sigma_{hy} \frac{\frac{n}{60} p}{50Hz} \left(\frac{B_{\max}}{1,5T} \right)^2 + \sigma_{wb} \left(\frac{\frac{n}{60} p}{50Hz} \right)^2 \left(\frac{B_{\max}}{1,5T} \right)^2 \right) \quad (8.22)$$

8.5.3 Verlustmoment durch Reibung

Da die Verlustleistung durch Reibung mit 10 W bei 1500 min^{-1} angenommen wird, kann die Gleichung für das drehzahlabhängige Verlustmoment durch Reibung hergeleitet werden. Mit Gleichung 8.19 und

$$P(n) = \frac{10 \text{ W}}{(1500 \text{ min}^{-1})^2} \cdot n^2 \quad (8.23)$$

wird die Gleichung zu

$$M_{v_reib}(n) = \frac{300}{(1500 \text{ min}^{-1})^2 \cdot \pi} \cdot n \quad (8.24)$$

8.5.4 Kennlinien der simulierten Motoren

Entsprechend den Ergebnissen der Simulation und den Gleichungen für die auftretenden Verluste, entstehen folgende Kennlinien bei den Wicklungstemperaturen 20°C und 120°C . Die Temperaturabhängigkeit von R_1 wurde mittels Gleichung 8.25 berücksichtigt.

$$R(T) = R_{20^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha(T - 20^\circ\text{C})) \quad \text{mit} \quad \alpha = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \quad (8.25)$$

Das Strommaximum beträgt für die Betrachtungen den dreifachen Nennstrom. Das Dauerdrehmoment liegt entsprechend den Betrachtungen in Kapitel 8.3.2 ff. bei Nennstrom entsprechend niedriger.

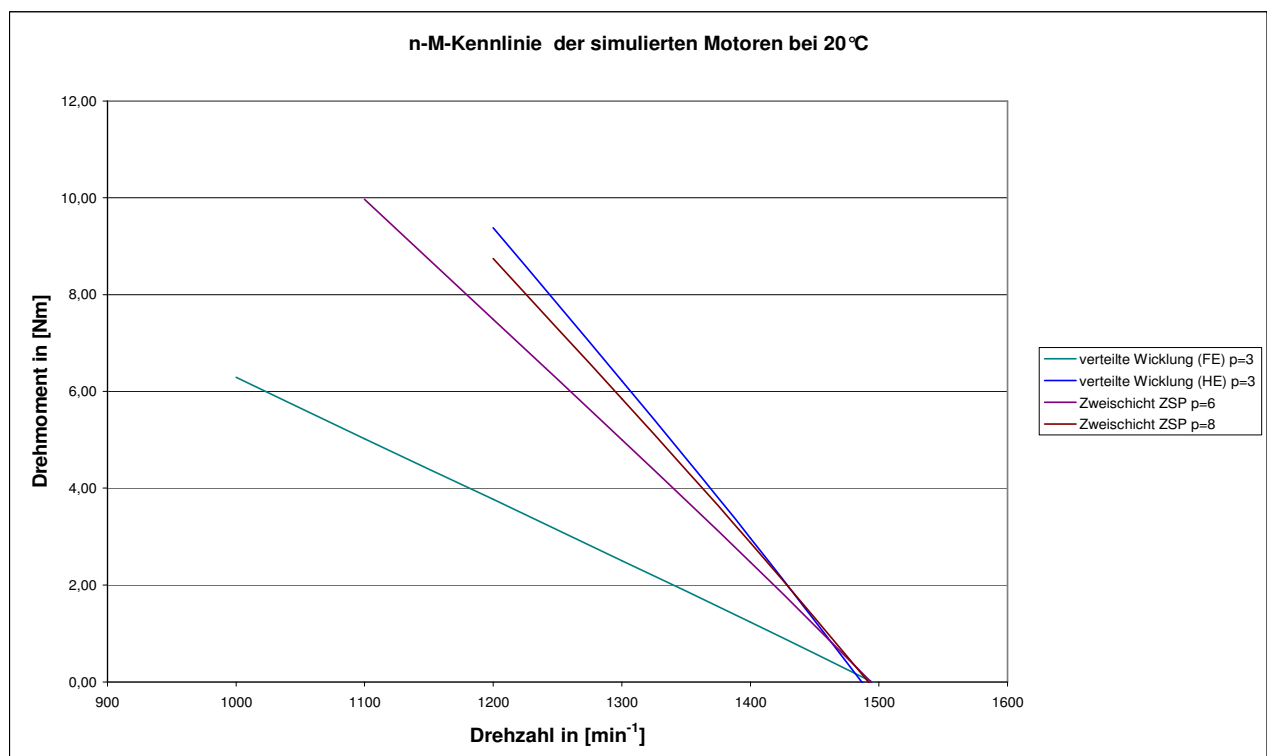


Abbildung 29: n-M-Kennlinie bei Raumtemperatur

Abbildung 29 zeigt den Verlauf des Drehmomentes über der Drehzahl. Dabei spiegeln sich die ohmschen und induktiven Widerstandsanteile in den Kennlinien wider. Die Maschinenvarianten mit vergleichsweise vielen Windungen und damit großem ohmschen Widerstand und großer Induktivität verringern bei steigender Belastung schneller ihr Drehmoment. Sie sind weniger drehzahlsteif. Die Varianten mit niedrigem Widerstand und niedriger Induktivität dagegen verringern ihre Drehzahl nicht so stark bei steigender Belastung.

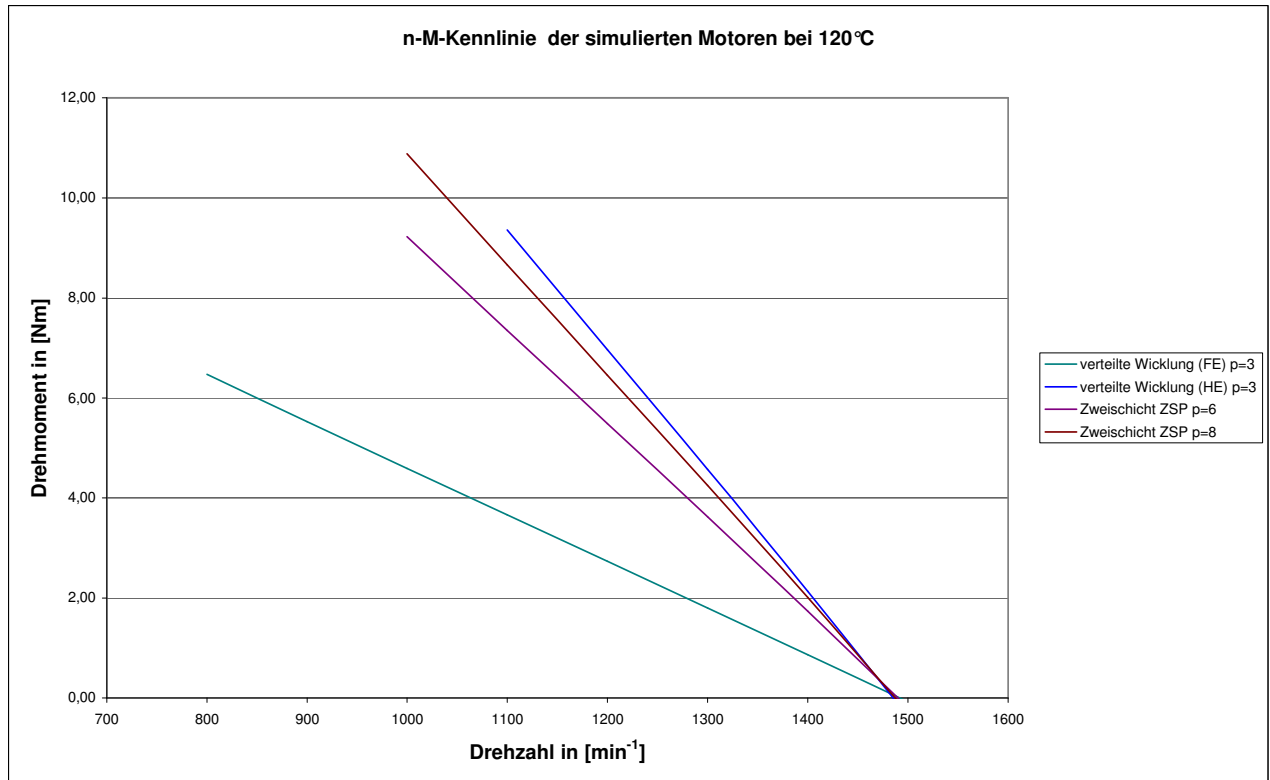


Abbildung 30: n-M-Kennlinie bei Maximaltemperatur

Mit steigender Temperatur nehmen ohmscher Widerstand und induktiver Widerstand zu. Nach Gleichung 8.18 ist somit die Drehzahl für einen bestimmten Stromfluss niedriger. Dadurch entstehen die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien in Abbildung 30.

9 Bau der Versuchsmotoren

Als Prototypen wurden eine dreipolige Maschine mit verteilter Wicklung, eine sechspolige und eine achtpolige Maschine mit Zweischichtzahnspulenwicklung gefertigt. Da die Sechspolige großen Drehmomentkomponentenschwankungen bezüglich des Polbedeckungsfaktors unterworfen ist, wird sie mit verschiedenen Magnetabdeckungen ausgeführt. Die vorhandene Originalmaschine dient zu Vergleichszwecken. Statorträger, Blechpaket und Rotor werden in dreifacher Ausführung vom Lüfterhersteller beschafft. Diese werden dann entsprechend den Anforderungen weiterbearbeitet.

9.1 Statorträger

Der Statorträger ist ein Leichtmetallgussteil. Es besteht aus dem eigentlichen rohrförmigen Statorträger und der daran anschließenden Montageplatte. Das Blechpaket wird direkt auf den Träger montiert und ein Teil der auftretenden Verlustwärme kann so über die Montageplatte an die Halterung abgegeben werden. An der Montageplatte sind auch die drei, um 120° elektrisch versetzten, Halllagegeber sowie ein $10\text{ k}\Omega$ NTC-Widerstand zur Wicklungstemperaturüberwachung befestigt. Der Statorträger übernimmt auch die Lagerung der Rotorwelle.

9.2 Rotorglocke

Da die Rotorglocke für die 5,5 mm hohen Ferritmagnete gefertigt wird, war es nötig Reduzierhülsen für die 1,4 mm hohen Magnete anzufertigen, damit der gleiche Luftspalt von 0,7 mm erreicht werden kann. Die Reduzierhülse der sechspoligen Variante ist demontierbar gestaltet, damit die verschiedenen Magnetbreiten einfacher montiert werden können. Da die Kosten für Permanentmagnete mit steigender Stückzahl abnehmen, werden aus 20° und 30° Segmenten alle Varianten realisiert. Die 15° und 25° Segmente werden aus 20° bzw. 30° Segmenten geschnitten.

9.3 Blechpaket

Zur Ermittlung der Drahtstärke wurde der Füllfaktor des Originalmotors angenommen. Entsprechend des für eine bestimmte Windungszahl bestimmten Querschnitts wurde der nächstmögliche verfügbare Drahtdurchmesser gewählt. Für die sechspolige Variante

wurde die Windungszahl für 20° Magnetsegmente realisiert, da diese laut Simulation die besten Eigenschaften verspricht.

9.4 Schwierigkeiten bei der Fertigung

Während der Fertigung ergaben sich einige Schwierigkeiten die sich auf den Betrieb der Maschine auswirken können. Dies ist zum einen der Füllgrad in der Nut. Es wurde zunächst davon ausgegangen, dass derselbe Nutstrombelag wie beim Originalmotor möglich ist. Da allerdings durch die unterschiedlichen Wicklungsvarianten, Windungszahlen und damit Drahtstärken der Füllfaktor schwankt, ist dies nicht möglich. Für die Versuche wird deshalb festgelegt, dass der maximal zulässige Effektivstrom den Wert erreichen darf, der die gleichen ohmschen Verluste in der Wicklung hervorruft die auch im Originalmotor entstehen.

Weiterhin kann es durch Fertigungstoleranzen zu Schwierigkeiten im Betrieb kommen. Dies sind zum einen die Positionierungsgenauigkeit der Lagegeber auf der Leiterplatte und zum anderen die Toleranzen bei der Magnetmontage. Beide können zu fehlerhaften Lage- und Geschwindigkeitsinformationen für den Antriebsumrichter führen.

Zusammenfassend wird nun eine Übersicht der Prototypen gegeben:

Tabelle 9.1: Übersicht der Prototypen

Vergleichskriterium	Quelle	Variante			
		verteilt	verteilt	Zahnspule	Zahnspule
Wicklungart	ermittelt	verteilt	verteilt	Zahnspule	Zahnspule
Polzahl	ermittelt	3	3	6	8
Lochzahl	ermittelt	1	1	0,5	0,375
Magnetmaterial	ermittelt	BaFe	NdFeB30SH	NdFeB30SH	NdFeB30SH
max. Energieprodukt [kJ/m ³]	Herstellerangabe	30,3	271	271	271
Magnetbreite	ermittelt	60°	2x30°	15°/20°/25°/30	20°
Magnethöhe [mm]	Festlegung/Herstellerangabe	5,5	1,4	1,4	1,4
eingesetztes Magnetvolumen [cm ³]	Rechenwert	94,24	22,91	15,27	20,36
installierte Magnetenergie [J]	Rechenwert	2,86	6,21	4,14	5,52
Nenn Drehzahl [min ⁻¹]	Festlegung	1500	1500	1500	1500
Windungszahl für gleiche Polradspannung	ermittelt	200 (original)	116	77	54
Drahtdurchmesser [mm]	ermittelt	0,45	0,56	0,56	0,7
Drahtquerschnitt	Herstellerangabe	0,159	0,2463	0,2463	0,3848
spezifischer Widerstand [Ω/m]	Herstellerangabe	0,1075	0,0694	0,0694	0,0432
Strangwiderstand [Ω]	Messwert	13,5	4,96	4,31	1,995
Länge des Drahtes pro Strang [m]	Rechenwert	125,6	71,5	62,1	46,2
mittlere Windungslänge [cm]	Rechenwert	20,9	20,5	13,4	10,7
Wickelkopflänge [mm]	Messwert	ca. 13	ca. 13	ca. 4	ca. 4
ohmsche Verluste [W] pro Strang	Festlegung	13,5	13,5	13,5	13,5
Klemmeninduktivität [mH]	Messwert	120	40	-/25/-/31	15
Füllfaktor	Rechenwert	0,33	0,29	0,39	0,43
Strangstrom bei gleichen ohm. Verlusten	Rechenwert	1,0	1,6	1,8	2,6
Stromdichte [A/mm ²]	Rechenwert	6,3	6,7	7,2	6,8
Feldfrequenz bei 1500 min ⁻¹ [Hz]	Rechenwert	75	75	150	200

10 Messung der Versuchsmotoren

10.1 Beschreibung des Versuchsaufbaus

Die zu untersuchenden Maschinen werden über eine Drehmomentmesswelle mit einer Gleichstrommaschine Typ RSM 60-1 gekoppelt. Diese kann entweder per einstellbarer Gleichstromversorgung als Drehmomentquelle für die Fremdantriebsmessungen oder zusammen mit verstellbaren Lastwiderständen als Drehmomentsenke für die Messungen am Umrichter dienen. Als Antriebsumrichter für die Versuchsmotoren steht ein Typ mit einer Maximalbelastbarkeit von 3500 W zur Verfügung. Dieser wird von einem Stelltransformator gespeist. Die Umrichteraufnahmeleistung und die Umrichterabgabeleistung werden mittels Wattmetern gemessen. Das Geschwindigkeits- und Drehmomentsignal der Messwelle sowie Polradspannung und Strangstrom der Versuchsträger werden mittels DSO aufgenommen.

10.2 Beschreibung des verwendeten Antriebsumrichters

Als Antriebsumrichter für die Versuche kommt ein Typ zum Einsatz, der genau wie beim Originalantrieb seine Lageinformation aus drei, um 120° elektrisch versetzten, Hallsensoren bezieht. Mit dieser Lageinformation, dem Wert des aktuellen Zwischenkreisstromes und den Modellparametern der Versuchsmaschinen wird ein sinusförmiges Drehspannungssystem gebildet. Der Spannungszeiger wird an Hand den Parametern Polradspannung bei Nenndrehzahl, Induktivität, Widerstand und den Messgrößen Drehzahl und Zwischenkreisstrom so gesteuert, dass er dem Stromzeiger um genau den Vorsteuerwinkel vorausseilt, so dass dieser senkrecht zur Flussverkettung steht.

10.3 Fremdantriebsmessungen

Bei der Fremdantriebsmessung werden die Versuchsträger mit der Gleichstrommaschine angetrieben um die Spannung an den freien Strangenden und die benötigte Antriebsleistung über die Drehmomentmesswelle messen zu können.

10.3.1 Polradspannungen

Die Polradspannungen (Abbildung 31) werden mittels eines DSO aufgenommen und die Effektivwerte über den Kurvenverlauf berechnet.

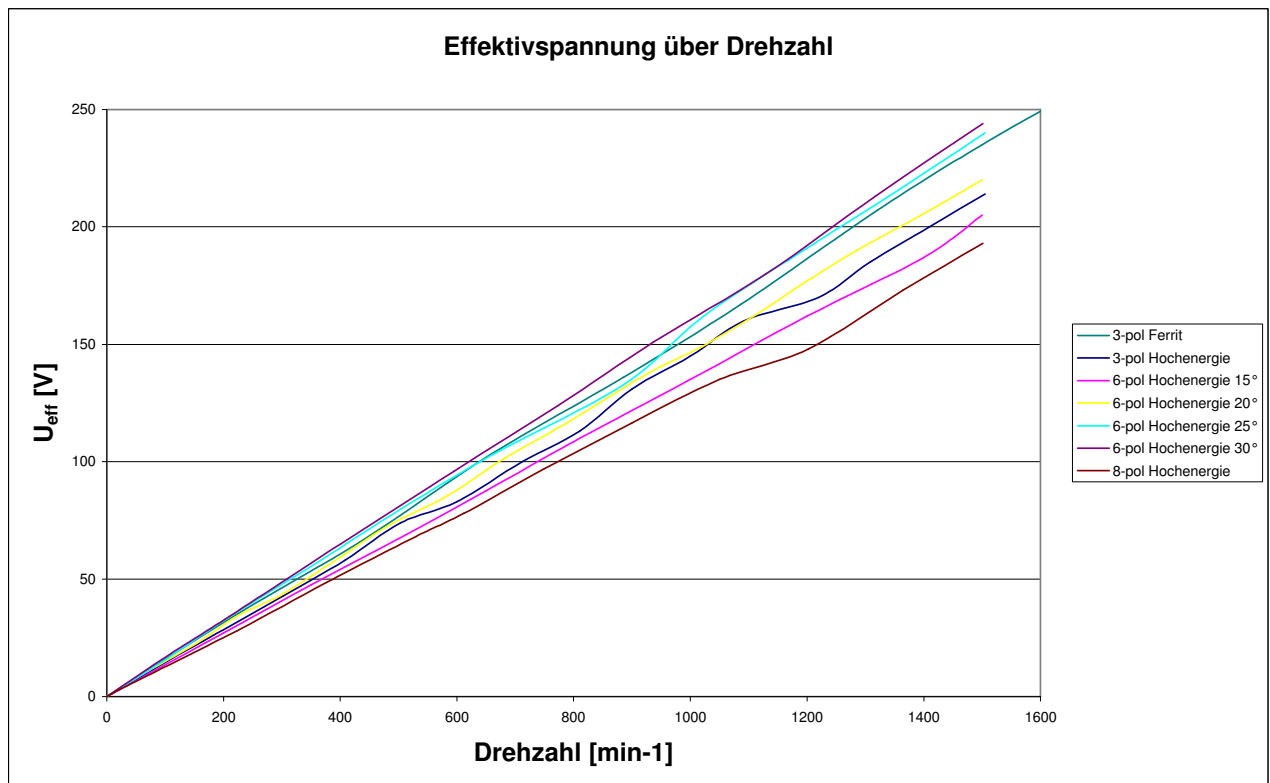


Abbildung 31: Effektivwerte der Polradspannung

Die Polradspannungswerte bei der Nenndrehzahl von 1500 min^{-1} von Originalmotor, der Variante mit verteilter Wicklung und der sechspoligen Variante liegen dicht beieinander. Da bei der achtpoligen Variante nicht die berechnete Windungszahl realisiert werden kann, liegt deren Polradspannung etwas darunter. Auch wird bei den Varianten der sechspoligen Maschine die Abhängigkeit der Polradspannung von der Polbedeckung deutlich. Mit zunehmender Polbedeckung steigen der Fluss im Magnetkreis und damit auch die Änderung der Flussverkettung pro Zeit.

Aus den Verläufen der Polradspannung lassen sich folgende Spannungskonstanten ableiten:

Tabelle 10.1: Übersicht der Spannungskonstanten

Variante	$k_n \text{ [min}^{-1}\text{/V]}$
verteilte Wicklung (FE) $p=3$	6,45
verteilte Wicklung (HE) $p=3$	7,01
Zweischicht ZSP $p=6 \ 15^\circ$	7,40
Zweischicht ZSP $p=6 \ 20^\circ$	6,74
Zweischicht ZSP $p=6 \ 25^\circ$	6,37
Zweischicht ZSP $p=6 \ 30^\circ$	6,18
Zweischicht ZSP $p=8 \ 20^\circ$	7,82

10.3.2 Verluste bei stromlosem Anker

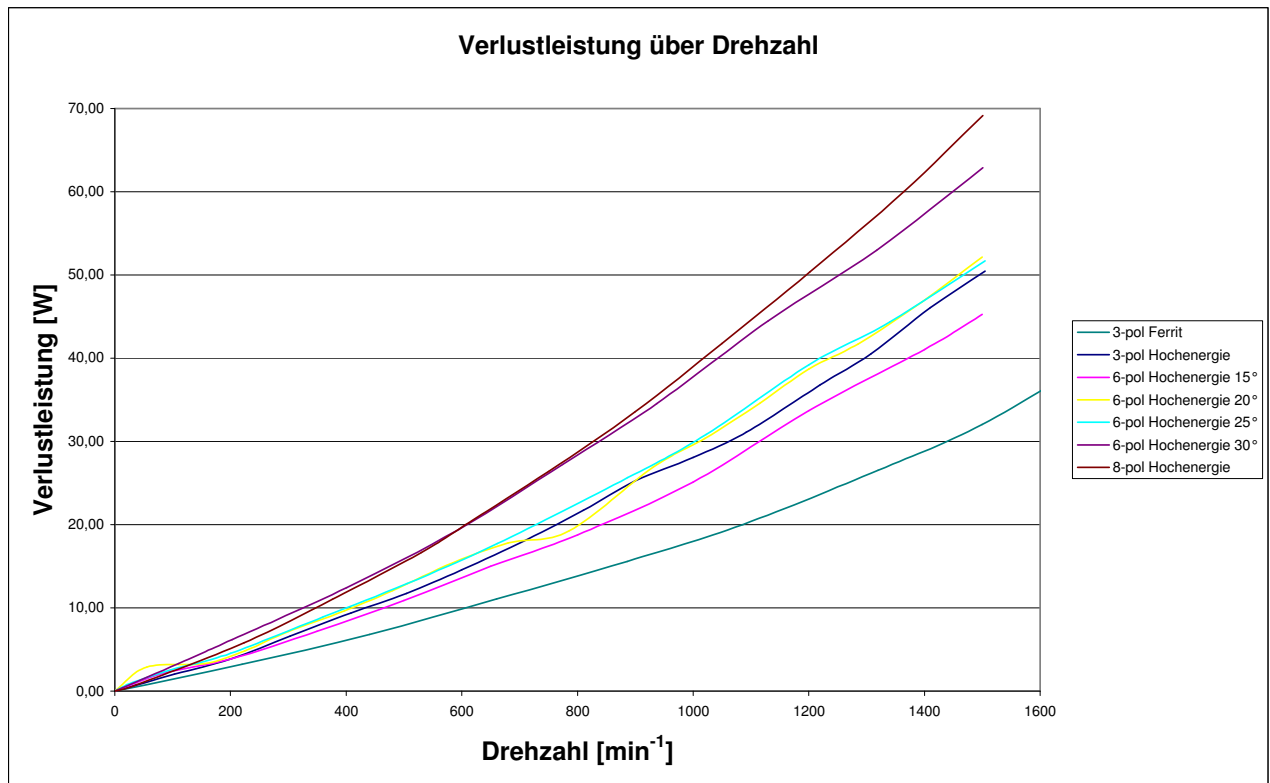


Abbildung 32: Verluste über Drehzahl Fremdantrieb

In Abbildung 32 wird die Abhängigkeit der Verluste von Drehzahl, Polpaarzahl und Polbedeckung deutlich. Eine kleine Polpaarzahl mit wenig Abdeckung (sechspolige Variante mit 15° Bedeckung) hat die geringsten Verluste der Maschinen mit Hochenergiemagneten. Mit steigender Polbedeckung der sechspoligen Maschine steigen deren Verluste, da die Flussdichte im Magnetkreis zunimmt. Die per Ferritmagneten erregte Maschine hat durch die geringere Flussdichte im Eisenkreis die geringsten Verluste insgesamt. Die achtpolige Maschine mit den 20° Magneten besitzt einen geringeren Polbedeckungsfaktor als die sechspolige Maschine mit 30° Magneten. Dadurch ist die Flussdichte im Magnetkreis geringer und die Verluste im unteren Drehzahlbereich sind kleiner. Bei höheren Drehzahlen als 700 min⁻¹ sind die Verluste aufgrund der höheren Ummagnetisierungsfrequenz jedoch größer.

Insgesamt gesehen sind die Verluste kleiner als die in Kap. 8.4 Berechneten. Dies liegt hauptsächlich daran, dass für die Berechnung der Verluste durch Ummagnetisierung die garantierten Maximalwerte des Elektroblechs herangezogen wurden.

10.4 Messungen mit am Wechselrichter angeschlossenen Motor

Die sechspolige Variante mit 15° Magneten kann nicht in Betrieb genommen werden, da schon bei geringen Drehzahlen Fehlkommütierungen auftreten. Die sechspolige Variante mit 20° Magneten zeigt diese Erscheinungen bei höheren Drehzahlen. Aufgrund der hohen Abstände zwischen den Magneten wirken sich Abweichungen von der Idealposition bei der Magnetmontage und Positionierungstoleranzen der Hallsensoren am Lagegeber besonders negativ auf die Lageerkennung mittels Hallsensoren aus. Für Motoren mit hohen Magnetabständen sind deshalb Lagegeber empfehlenswert, die unabhängig vom Erregermagnetsystem arbeiten.

10.4.1 Leerlauf

10.4.1.1 Leerlaufverluste über Drehzahl für die einzelnen Maschinen

Da die Auflösung des Wattmeters am Umrichtereingang am feinsten ist, wird diese Leistung für den Vergleich herangezogen.

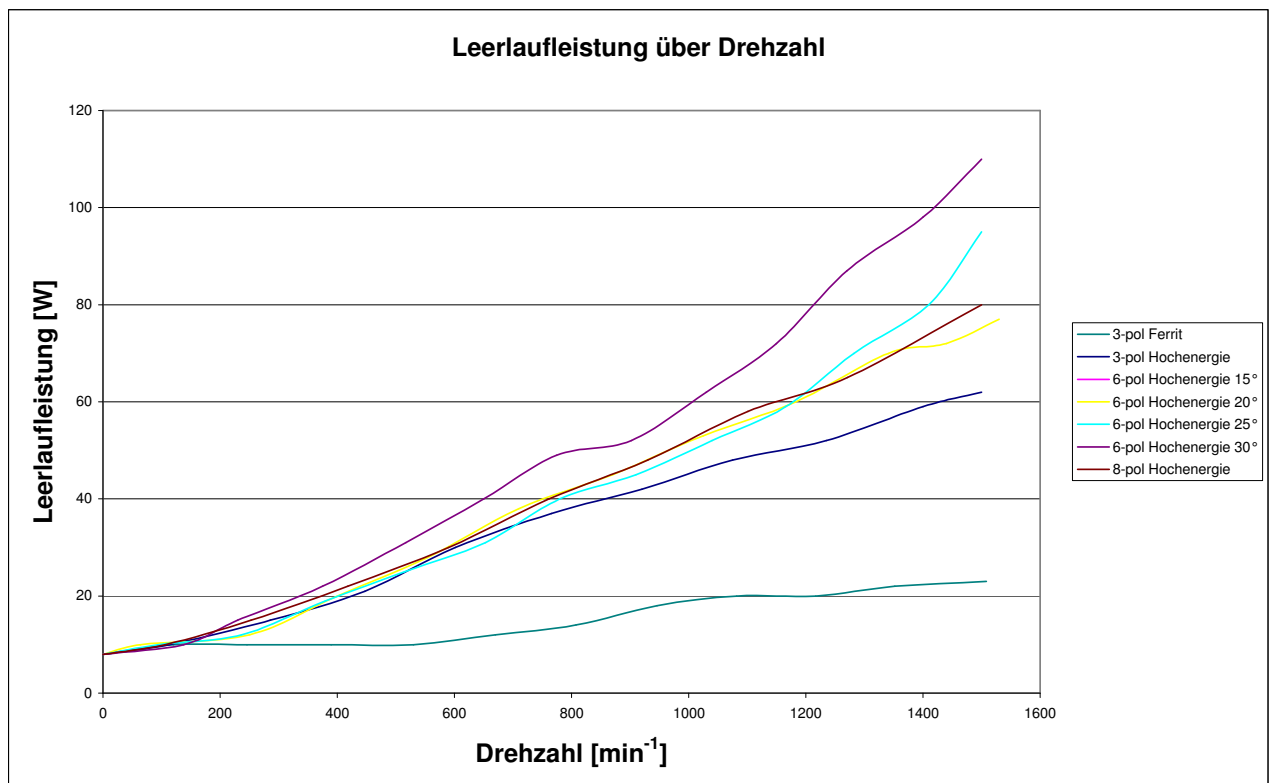


Abbildung 33: Verluste über Drehzahl-Umrichterbetrieb

Die sechspolige Variante mit den 15° Magneten konnte nicht in Betrieb genommen werden da schon bei geringen Drehzahlen Fehlkommütierungen auftraten. Abweichungen

von der Idealposition bei der Magnetmontage und am Lagegeber sind die Ursache dafür. Insgesamt weichen die Leistungswerte von denen der Fremdantriebsmessung ab, da die Verluste im Umrichter sowie die Stromwärmeverluste des Leerlaufstroms hinzukommen. Die Grundleistungsaufnahme des Umrichters ist ca. 8 W.

10.4.1.2 Leerlaufgeräusche

Der von den Prüflingen abgegebene Schalldruck wird mittels eines Schallpegelmessgerätes aufgenommen.

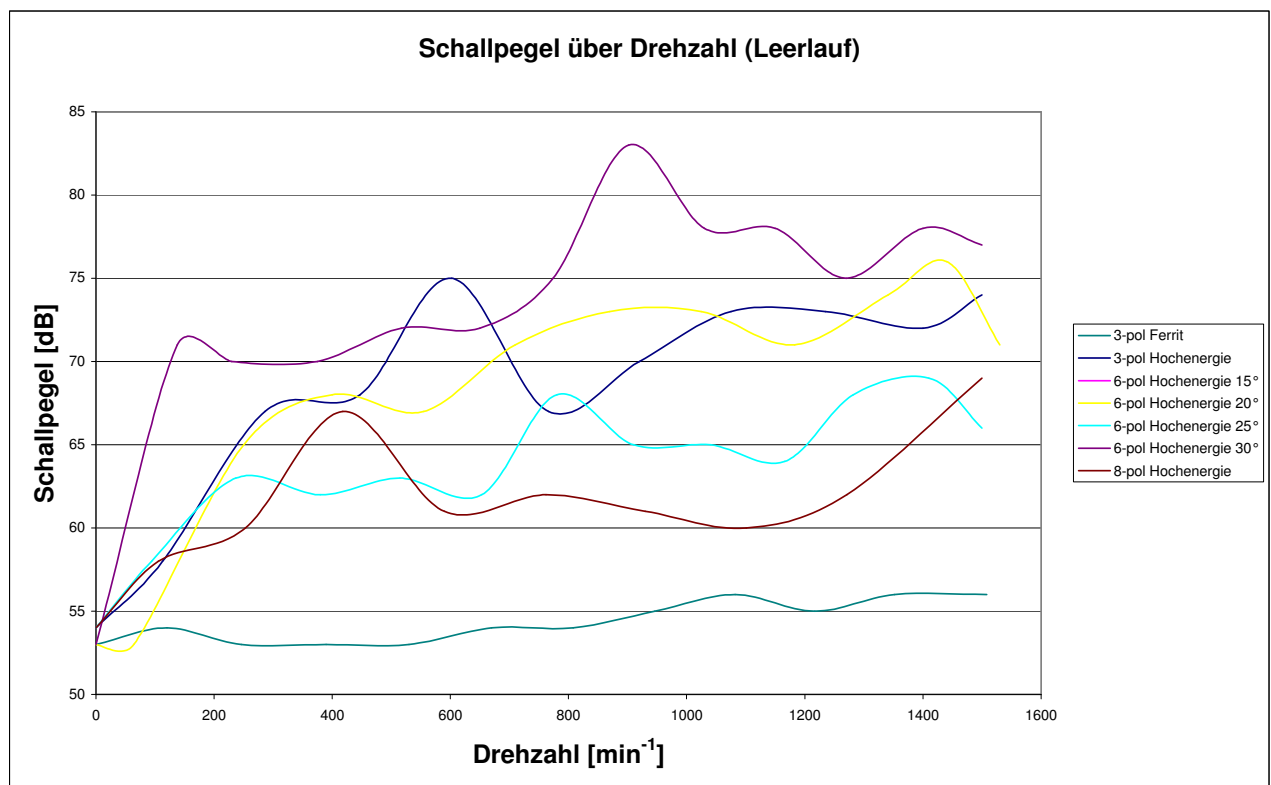


Abbildung 34: Schallpegel über Drehzahl

Der Verlauf des Schalldrucks über die Drehzahl der einzelnen Motorvarianten (Abbildung 34) zeigt, dass die Motorvarianten mit den höchsten Rastmomenten in der Simulation auch die größten Geräusche verursachen. Die Ursache dafür liegt in der Verteilung der Magnetkanten und Zahnkanten. Bei der dreipoligen und der sechspoligen Maschine ist die Anzahl der Raststellungen gering, so dass sich die Kraftkomponenten an den Kanten, die in der gleichen Position zueinander stehen, addieren. Bei der achtpoligen Maschine dagegen treten mehr Raststellungen auf an denen weniger Kanten beteiligt sind. Dadurch ist die resultierende Kraft kleiner und die Amplitude der Schwingung entsprechend geringer.

10.4.2 Mit angekoppelter Gleichstrommaschine und Bremswiderständen

Der Lastwiderstand an der Gleichstrommaschine wurde soweit verringert, bis die Wicklungstemperatur der Versuchsmaschine den Wert von 105°C erreicht oder der Umrichter abgeschaltet hat.

10.4.2.1 Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien

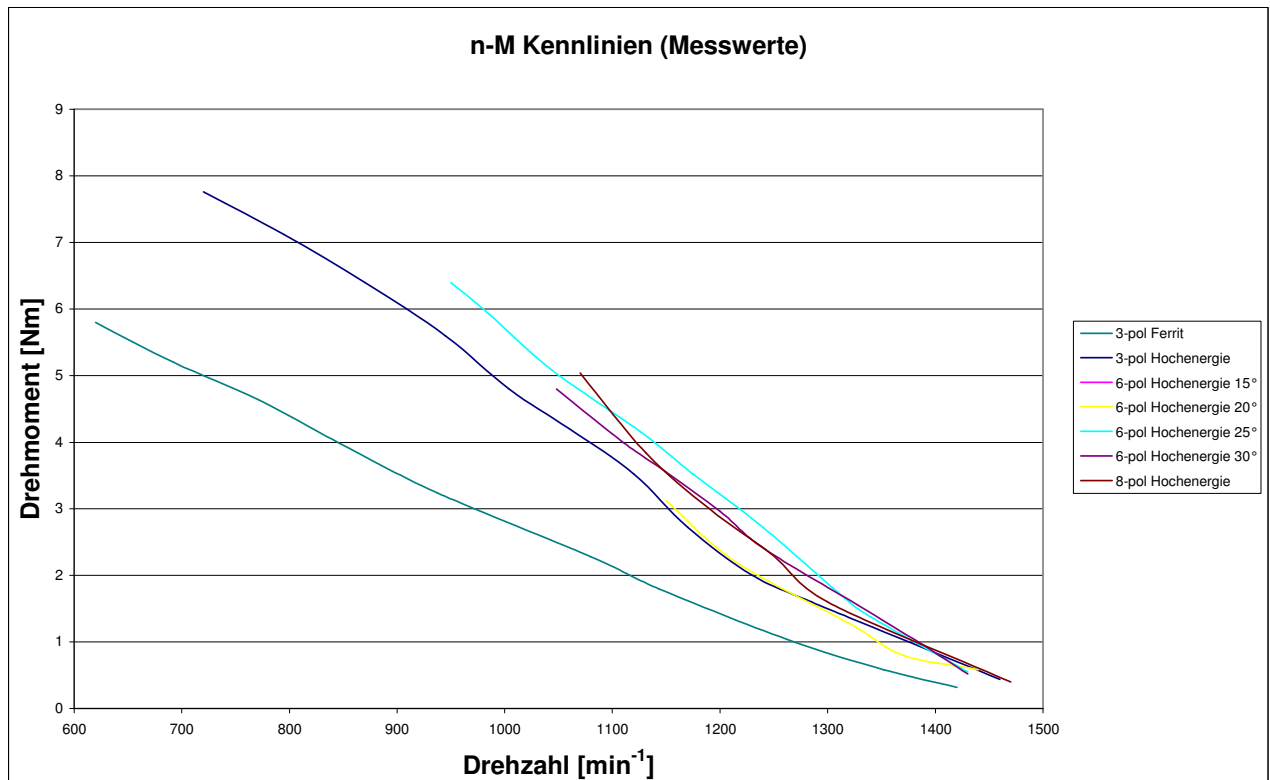


Abbildung 35: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien

Abbildung 35 zeigt dass die beiden dreipoligen Maschinen den breitesten Drehzahlbereich aufweisen. Die Zahnspulenmotoren verursachen durch Kommutierungsfehler bei höherer Belastung Stromspitzen, die den Grenzwert des Umrichters überschreiten. Dadurch können keine höheren Belastungen gefahren werden.

10.4.2.2 Strom-Drehmoment-Kennlinien

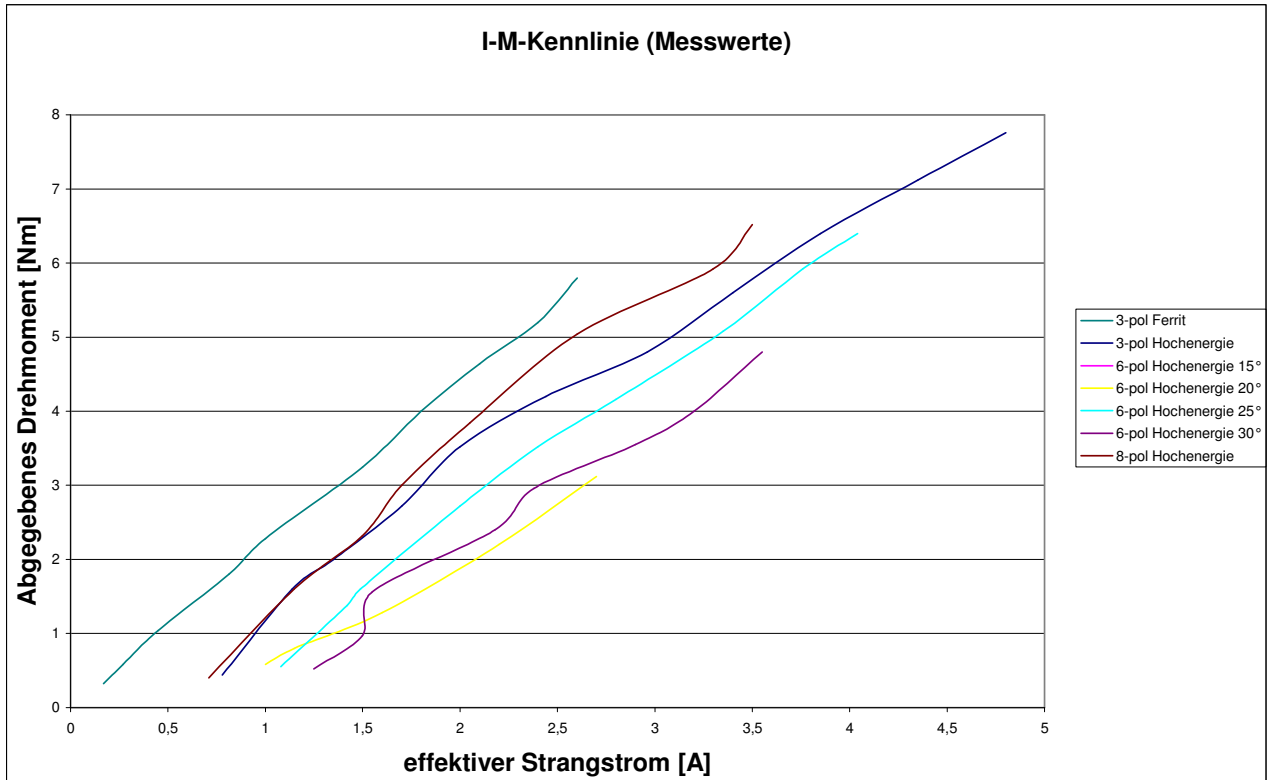


Abbildung 36: Strom-Drehmoment-Kennlinien

Abbildung 36 zeigt die Strom-Drehmoment-Kennlinien der Versuchsmaschinen. Daraus lassen sich folgende Drehmomentkonstanten berechnen:

Tabelle 10.2: Übersicht über die Drehmomentkonstanten

Variante	p	k_m [Nm/A]
verteilte Wicklung (FE)	3	2,18
verteilte Wicklung (HE)	3	1,51
Zweischicht ZSP 15°	6	-
Zweischicht ZSP 20°	6	0,85
Zweischicht ZSP 25°	6	1,28
Zweischicht ZSP 30°	6	1,35
Zweischicht ZSP 20°	8	1,59

10.4.2.3 Aufgenommene elektrische Leistung

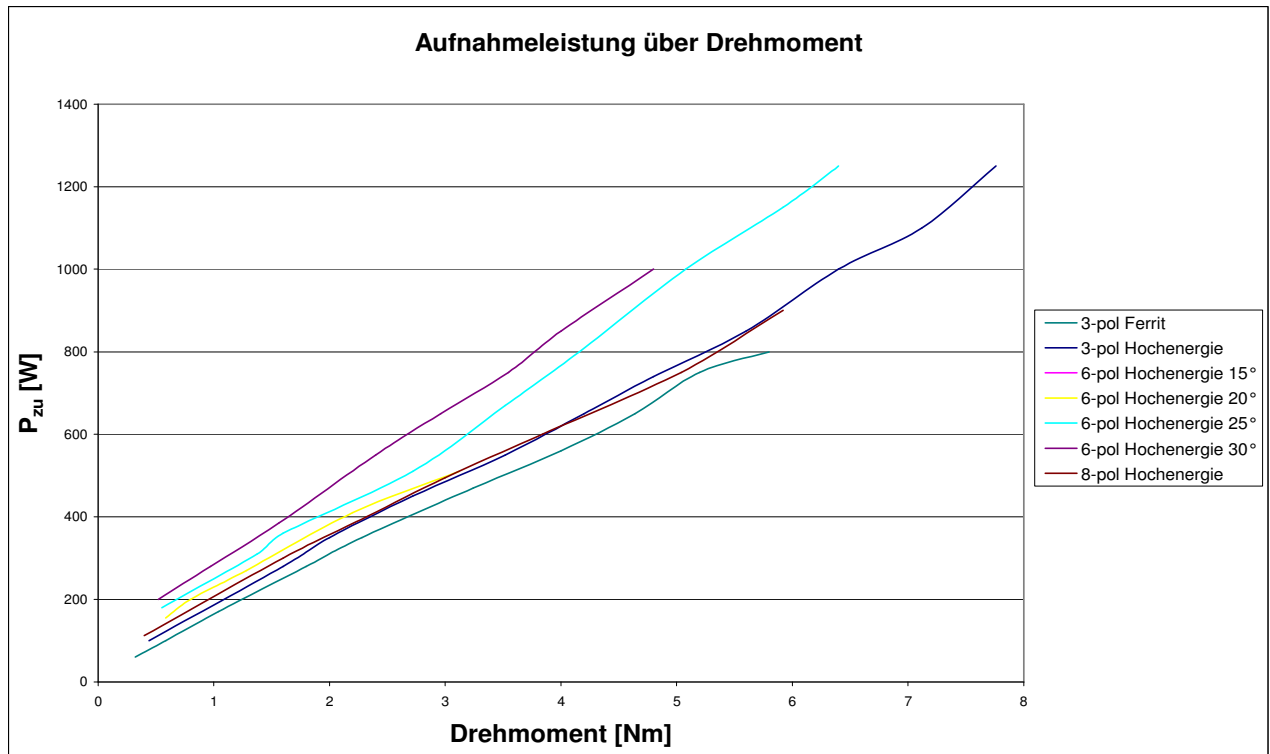


Abbildung 37: aufgenommene Leistungen

10.4.2.4 Abgegebene mechanische Leistung

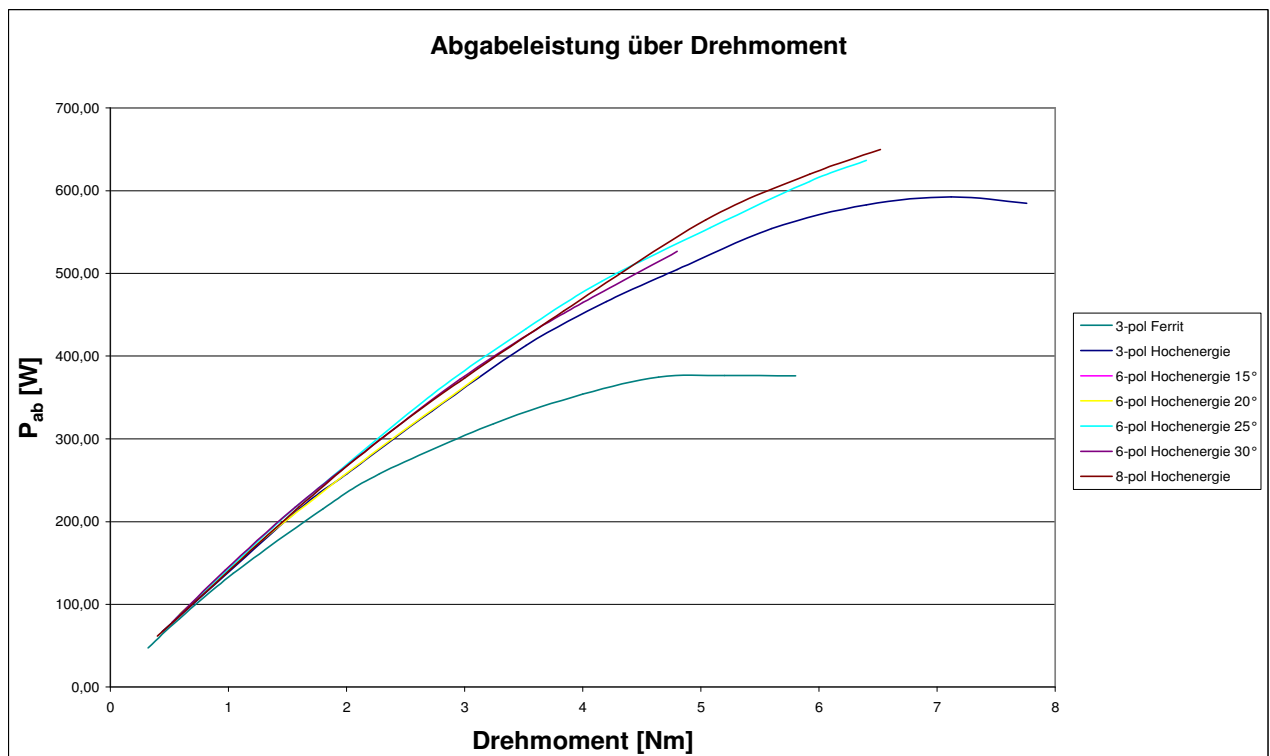


Abbildung 38: abgegebene Leistungen

Die Kennlinien in Abbildung 38 zeigen eine andere Sicht auf die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie. Es wird deutlich, dass sich die Varianten mit Hochenergiemagneten nur wenig unterscheiden. Nur die Kennlinie der Ferritvariante weicht von der Kurvenschar im unteren Leistungsbereich signifikant ab.

10.4.2.5 Gesamtwirkungsgrad

Der Wirkungsgrad, der aus dem Verhältnis von abgegebener Leistung zu zugeführter Leistung bestimmt wird, ist in Abbildung 39 dargestellt.

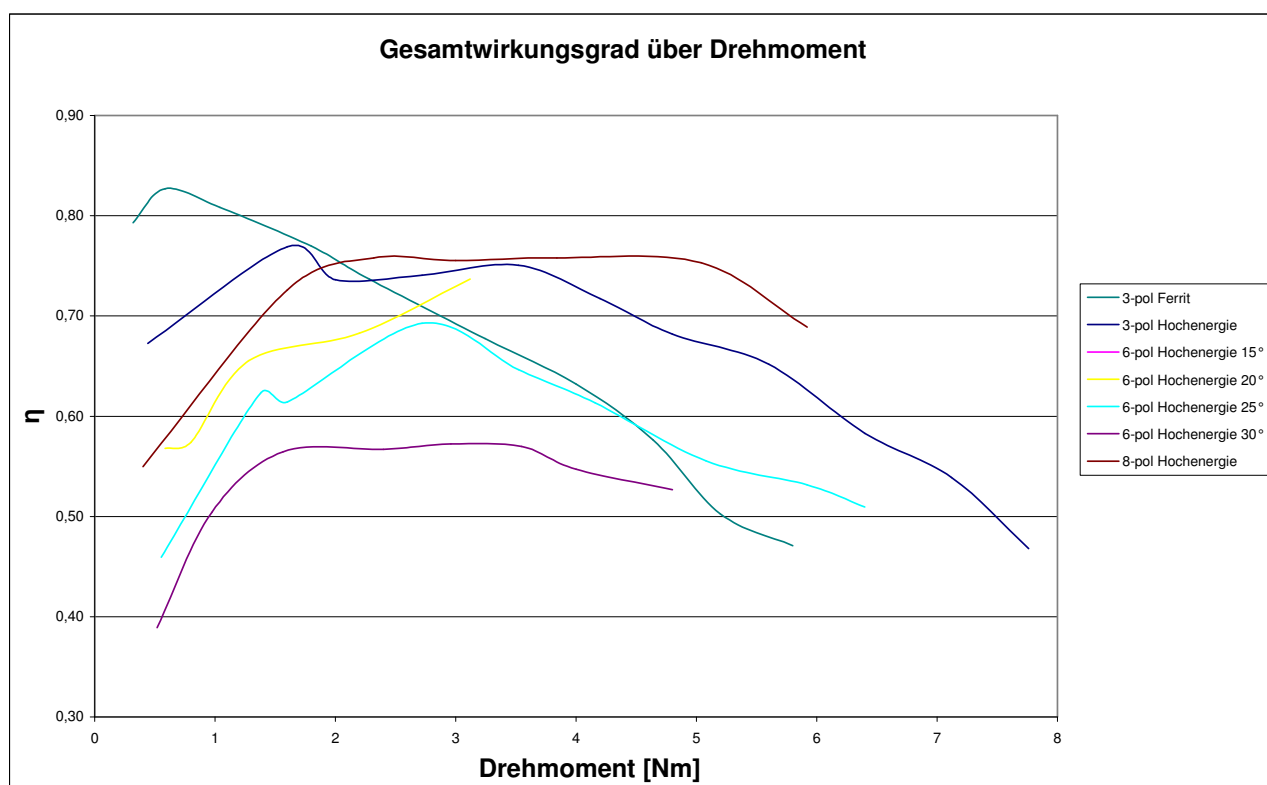


Abbildung 39: Wirkungsgradverläufe

10.4.2.6 Umrichterwirkungsgrad

Da aufgrund der groben Auflösung der Wattmeter am Ausgang des Umrichters die Leistung in 45 W Schritten abgelesen werden kann, wird der Umrichterwirkungsgrad bei höheren Belastungen ermittelt. Dieser beträgt bei einer Eingangsleistung von 200 W 97% und sinkt auf 93% bei 1250 W Eingangsleistung.

10.5 Rastmomente

Da die dynamische Bestimmung der Pendelmomente aufgrund des großen Trägheitsmomentes der Rotorglocke und der Adapterglocke nicht möglich ist, wird nur das Rastmoment gemessen. Dies geschieht einerseits über die Drehmomentmesswelle bei kleinstmöglicher Arbeitsdrehzahl der Gleichstrommaschine. Der Verlauf wird mit dem DSO aufgenommen und der größte Wert angezeigt. Andererseits kann das Rastmoment mittels eines Federkraftmessers, der an einem Faden befestigt ist, gemessen werden. Dieser Faden ist um den Umfang der Rotorglocke gewickelt. Nun wird am Federkraftmesser gezogen bis die Zugkraft größer als die durch Rasten verursachte Kraft ist. Die Ergebnisse werden in Tabelle 10.3 dargestellt

Tabelle 10.3: Vergleich der gemessenen Rastmomente

Variante	Rastmoment (Faden) [Nm]	Rastmoment (Messwelle) [Nm]
Dreipolige, verteilte Wicklung mit Ferritmagneten	0,10	0,20
Dreipolige, verteilte Wicklung mit NdFeB-Magneten	0,92	0,52
Sechspolige ZSP mit 15° NdFeB-Magneten	nicht verfügbar	0,43
Sechspolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	1,21	0,87
Sechspolige ZSP mit 25° NdFeB-Magneten	nicht verfügbar	0,97
Sechspolige ZSP mit 30° NdFeB-Magneten	0,19	0,46
Achtpolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	0,25	0,27

10.6 Ausnutzungszahlen

Das Drehmoment bei Nennstrom entspricht dem Nenndrehmoment. Über die Strom-Drehmoment-Kennlinien in Abbildung 36 kann nun das Drehmoment ermittelt werden, welches bei Nennstrom der Maschine anliegt. Dieser wurde bei der Auslegung der Windungszahlen im Hinblick auf gleiche ohmsche Verluste berechnet. Über die Drehmoment-Leistungs-Kennlinien in Abbildung 38 und die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien in Abbildung 35 können nun Leistung und Drehzahl bei Nennstrom berechnet werden. Mit diesen Angaben ist es möglich unter Verwendung von Gleichung 10.1 die Esson'sche Ausnutzungszahl, wie in [8]. S.47. Formel 72 beschrieben, zu bestimmen.

$$C = \frac{P_{nenn}}{D^2 \cdot l_{Fe} \cdot n_{nenn}} \quad (10.1)$$

$$C \left[\frac{W \cdot \min}{m^3} \right]$$

Mit den Messwerten bzw. den abgelesenen Werten aus den Kennlinien ergeben sich die Ausnutzungszahlen in Tabelle 10.4.

Tabelle 10.4.: Ausnutzungszahlen der Versuchsmaschinen

Variante	I_{nenn} [A]	k_m [Nm/A]	M_{nenn} [Nm]	n_{nenn} [min^{-1}]	P_{nenn} [W]	C
Dreipolige, verteilte Wicklung mit Ferritmagneten	1,00	2,18	2,18	1080	240	630
Dreipolige, verteilte Wicklung mit NdFeB-Magneten	1,60	1,51	2,42	1190	300	715
Sechspolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	1,80	0,85	1,53	1270	200	446
Sechspolige ZSP mit 25° NdFeB-Magneten	1,80	1,28	2,30	1260	300	675
Sechspolige ZSP mit 30° NdFeB-Magneten	1,80	1,35	2,43	1240	315	720
Achtpolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	2,60	1,59	4,13	1120	470	1189

Die achtpolige Maschinenvariante hat trotz etwas geringerer Polbedeckung wie die sechspolige Variante mit 30° Bedeckung und die dreipolige Hochenergievariante eine wesentlich höhere Ausnutzungszahl.

11 Vergleich Simulation und Messung

Da die gefertigten Maschinenvarianten nicht den simulierten Varianten aus Kapitel 8 entsprechen, wurden diese mit den Parametern der Versuchsmaschinen nochmals simuliert. Die daraus gewonnenen Werte und Verläufe werden nun mit den Gemessenen verglichen (Tabellen 11.1 bis 11.8). Die Ausnutzungszahl wird aus den Werten der Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie in Abbildung 30 ermittelt.

11.1 Vergleich der Konstanten

Tabelle 11.1: Vergleich der Konstanten

Variante	Dreipolige, verteilte Wicklung mit Ferritmagneten	
Wert	Simulationswert	Messung
k_n [min^{-1}/V]	6,81	6,45
k_m [Nm/A]	2,42	2,18
C	1899	630
L [mH]	156,1	120

Tabelle 11.2: Vergleich der Konstanten

Variante	Dreipolige, verteilte Wicklung mit NdFeB-Magneten	
Wert	Simulationswert	Messung
k_n [min^{-1}/V]	7,04	7,01
k_m [Nm/A]	2,26	1,51
C	3211	715
L [mH]	83,1	40

Tabelle 11.3: Vergleich der Konstanten

Variante	Sechspolige ZSP mit 15° NdFeB-Magneten	
Wert	Simulationswert	Messung
k_n [min^{-1}/V]	7,85	7,41
k_m [Nm/A]	1,58	nicht verfügbar
C	1576	nicht verfügbar
L [mH]	52,9	21

Tabelle 11.4: Vergleich der Konstanten

Variante	Sechspolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	
Wert	Simulationswert	Messung
k_n [min^{-1}/V]	6,96	6,74
k_m [Nm/A]	1,79	0,85
C	2252	446
L [mH]	59,1	675

Tabelle 11.5: Vergleich der Konstanten

Variante	Sechspolige ZSP mit 25° NdFeB-Magneten	
Wert	Simulationswert	Messung
k_n [min ⁻¹ /V]	6,43	6,37
k_m [Nm/A]	1,89	1,28
C	2533	675
L [mH]	62,0	29

Tabelle 11.6: Vergleich der Konstanten

Variante	Sechspolige ZSP mit 30° NdFeB-Magneten	
Wert	Simulationswert	Messung
k_n [min ⁻¹ /V]	6,22	6,18
k_m [Nm/A]	1,93	1,35
C	2675	720
L [mH]	62,9	31

Tabelle 11.7: Vergleich der Konstanten

Variante	Achtpolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	
Wert	Simulationswert	Messung
k_n [min ⁻¹ /V]	7,33	7,82
k_m [Nm/A]	1,49	1,59
C	3099	1189
L [mH]	27,8	15

11.2 Vergleich der Rastmomente

Tabelle 11.8: Vergleich der Rastmomente

Variante	Rastmoment (Faden) [Nm]	Rastmoment (Messwelle) [Nm]	Rastmoment (Simulation) [Nm]
Dreipolige, verteilte Wicklung mit Ferritmagneten	0,10	0,20	0,2
Dreipolige, verteilte Wicklung mit NdFeB-Magneten	0,92	0,52	0,6
Sechspolige ZSP mit 15° NdFeB-Magneten	nicht verfügbar	0,43	1,03
Sechspolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	1,21	0,87	0,64
Sechspolige ZSP mit 25° NdFeB-Magneten	nicht verfügbar	0,97	1,41
Sechspolige ZSP mit 30° NdFeB-Magneten	0,19	0,46	1,12
Achtpolige ZSP mit 20° NdFeB-Magneten	0,25	0,27	0,16

Die simulierten Rastmomente weichen besonders bei der sechspoligen Motorvariante von den gemessenen Rastmomenten ab. Die Variante mit 20° Magneten sollte laut Simulation das geringste Rastmoment aufweisen. Das Rastmoment ist aber bei der Variante mit 30° Magnetsegmenten am kleinsten.

11.3 Vergleich der Kennlinien

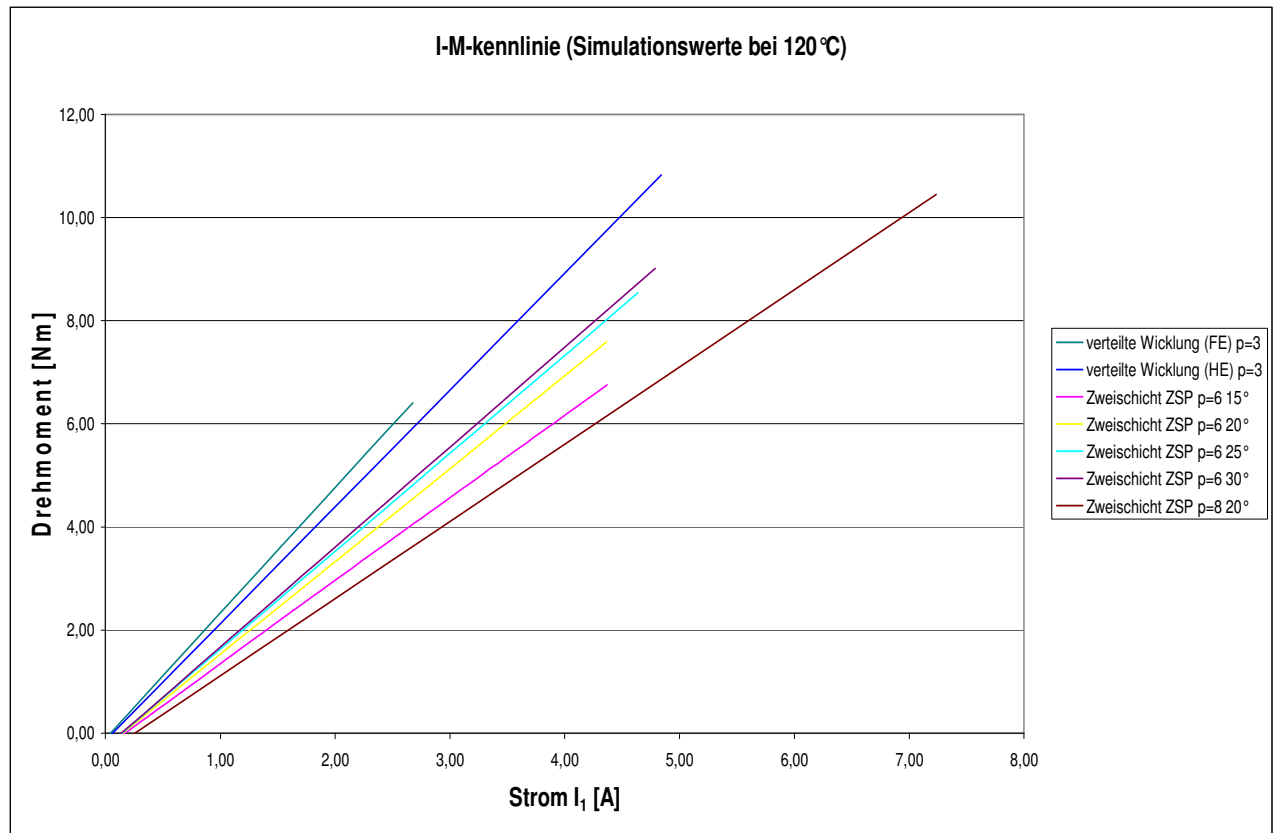


Abbildung 40: Simulierte Strom-Drehmoment-Kennlinien

Simuliert werden die Strom-Drehmoment-Kennlinien (Abbildung 40) bei 120 °C Wicklungstemperatur um die Auswirkung des veränderten Strangwiderstandes bei hohen Belastungen zu berücksichtigen. Im Gegensatz zu den Kennlinien der Messwerte (Abbildung 36) weisen die simulierten Kennlinien bis auf die achtpolige Variante höhere Drehmomente bei gleichem Strom auf. Dies liegt hauptsächlich daran, dass die Strangströme aufgrund von fehlendem Stromregler und Fehlkommutierungen nicht dem Verlauf in der Simulation entsprechen. Auch die Temperaturabhängigkeit der Magnete wird nicht berücksichtigt. Da Neodym-Eisen-Bor Magnete einen negativen Temperaturkoeffizienten besitzen, sinkt die das maximale Energieprodukt BH_{\max} mit steigender Temperatur (Quelle 13, Seite 15).

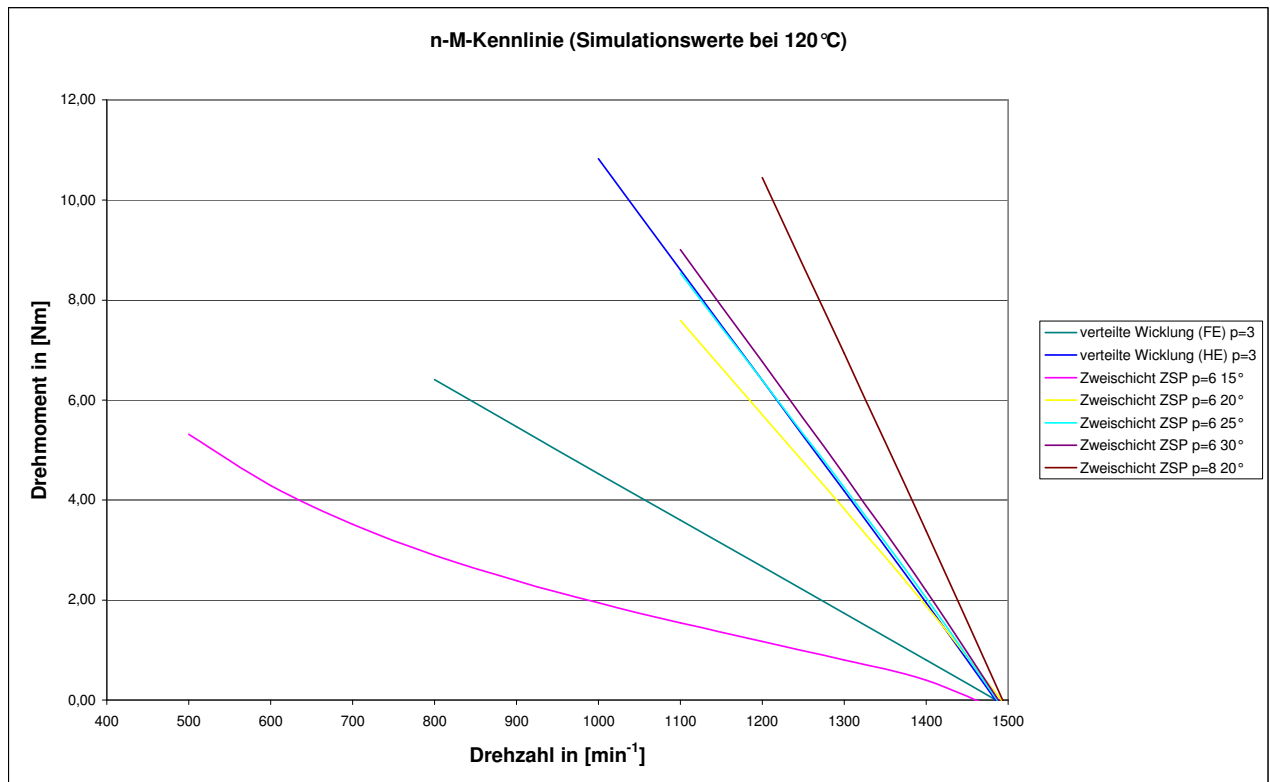


Abbildung 41: simulierte Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien

Beim Vergleich der simulierten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie mit der Gemessenen (Abbildung 35) fällt auf, dass die gemessenen Kennlinien wesentlich flacher verlaufen. Die Gründe dafür sind die Gleichen wie bei der Strom-Drehmoment-Kennlinie. Zudem schaltet sich der Umrichter aufgrund von Stromspitzen durch Fehlkommutierungen bei den Zahnspulenmotoren bei höherer Belastung ab. Das Potential dieser Bauart kann deshalb mit dem gegebenen Frequenzumrichter nicht vollständig erfasst werden.

Die simulierten und gemessenen Polradspannungsverläufe sind in Bildteil 1, Abbildungen 42 bis 55, dargestellt. Sie entsprechen weitestgehend den Gemessenen. Entsprechend sind auch die Abweichungen zwischen den Werten für die Spannungskonstanten gering.

Da der verwendete Frequenzumrichter in der Betriebsart Frequenz-Spannungs-Steuerung ohne Stromregler arbeitet, ist es nicht möglich sinusförmige Ströme in die Versuchsmaschinen einzuprägen. Die gemessenen Strangstromverläufe der Versuchsmaschinen sind in Bildteil 2, Abbildungen 56 bis 61 dargestellt.

Aufgrund dieser Abweichung vom sinusförmigen Stromverlauf sind das simulierte Drehmoment und die daraus resultierenden Drehmomentkonstanten höher als die gemessenen Werte. Weiterhin führen Montagetoleranzen der Magnete und der Halllagegeber zu schwankenden Lageinformationen. Die daraus resultierenden Fehlkommutierungen führen zu hohen Stromspitzen in den Motorzuleitungen. Die Varianten sechspolig mit 15° und 20° Magneten haben hohe Abstände zwischen den Magneten. Da die Hallsensoren bei Vorzeichenwechsel des B-Feldes ihr Ausgangssignal ändern und bei großen Magnet-

abständen der Schaltbereich stark von Montagetoleranzen beeinflusst wird, reicht die gewonnene Lageinformation nicht für den sicheren Betrieb des Frequenzumrichters aus. Auch sind die gemessenen Maschinen komplexe dreidimensionale Gebilde die nur näherungsweise mittels zweidimensionaler Feldrechnung erfasst werden können. Auch kann der Temperatureinfluss auf die Materialeigenschaften nur unzureichend berücksichtigt werden. Simultativ ist dies unter Änderung des ohmschen Strangwiderstands möglich, wobei der Temperatureinfluss auf die Magneten nicht berücksichtigt wird. Die Messung der Wicklungskopftemperatur dient zum Schutz vor Überhitzung. Die tatsächlichen Temperaturen in den einzelnen Abschnitten der Versuchsmaschine können damit nicht erfasst werden. Daher ist es nicht möglich Simulation und Messung auf gleiche Temperaturen zu beziehen und die jeweiligen Ergebnisse unterscheiden sich stark.

12 Schlussbetrachtung

Ziel dieser Arbeit war es, auf Basis eines vorhandenen Lüfterantriebs zu untersuchen, welches Drehmoment in den Antriebsmotor installiert werden kann. Da Grundkonzeption der elektrischen Maschine als permanent erregte Synchronmaschine in Außenläuferbauweise gegeben war, wurden auf die Serienteile Statorblechpaket, Rotor und Statorträger zurückgegriffen. Als einzige Möglichkeit das Drehmoment der Maschine zu erhöhen erwies sich die Installation von Hochenergiemagneten um die Luftspaltflussdichte zu steigern. Dabei mussten die Magnetisierungskennlinien der verwendeten Stahlteile im Hinblick auf die Sättigung berücksichtigt werden. Um unterschiedliche Wicklungsvarianten im Hinblick auf die Drehmomententwicklung zu untersuchen, wurden für verschiedene Rotorpolpaarzahlen Wicklungen entwickelt. Ausgehend von einer maximalen Flussdichte im Statorjoch der dreipoligen Maschine wurde ein Magnetmaterial und die Magnethöhe ermittelt mit der die nachfolgenden Untersuchungen durchgeführt werden sollen.

Unter der Maßgabe vergleichbare Bedingungen zu schaffen wurden die Motoren auf gleiche Polradspannung bei gleicher Nenndrehzahl ausgelegt. Der Nennstrom sollte die gleichen ohmschen Verluste in den Wicklungen hervorrufen wie im Originalmotor.

Anschließend wurden die Motorvarianten mit einem extern gesteuerten Feldrechenprogramm simuliert, um die Windungszahl zu ermitteln und um die Drehmomententwicklung beurteilen zu können.

Um die Simulationsergebnisse zu prüfen wurden drei Versuchsmaschinen gefertigt. Die mit der größten Abhängigkeit der Drehmomentbildung vom Polbedeckungsfaktor wurde mit vier Verschiedenen ausgeführt. Die Prüflinge wurden mit einem anderen Frequenzumrichter als im ursprünglichen Lüfterantrieb betrieben, um dem erhöhten Leistungsbedarf gerecht zu werden.

Die Messungen der einzelnen Maschinen auf dem Prüfstand zeigten, dass durch die Installation einer größeren Magnetenergie das Drehmoment der Maschine gesteigert werden kann. Da dadurch insgesamt die Kräfte im Luftspalt größer wurden stiegen auch Rastkräfte und Geräusche. Die Maschinen die über die Statorfeldgrundwelle mit dem Polradfeld gekoppelt waren, zeigten dabei die größten Werte für Geräusche und Rastmoment. Die achtpolige Maschine dagegen wies sehr geringe Werte für das Rastmoment und ein schwächeres Betriebsgeräusch auf. Dies liegt daran, dass bei den grundwellenverketteten Maschinen durch die höhere Statorpolpaarzahl mehrere Zahnkanten und Magnetkanten in gleicher Konstellation zueinander stehen und dadurch deren Kraftwirkung addiert wird. Bei der Oberwellenvariante dagegen gibt es wesentlich weniger dieser gleichen Anordnungen, da Rotorpolpaarzahl und Statorpolpaarzahl verschieden sind.

Eine Analyse der Pendelmomente konnte messtechnisch nicht durchgeführt werden da aufgrund der Außenläuferbauweise das Trägheitsmoment zu groß war. Beim Vergleich

der durch Messung bestimmten Ausnutzungsziffern hat die achtpolige Zahnspulenvariante den größten Wert. Dies führt zum dem Schluss, dass diese Zahnspulenwicklung unter Vergleichsbedingungen günstig ist. Die simulierten Kennlinien zeigten ein ähnliches Bild. Durch einen Frequenzumrichter mit Stromregelung und einem, von den Rotormagneten unabhängigen, Rotorlagegeber könnten genauere Messergebnisse erzielt werden.

Da die Kosten für die handgefertigten Prototypen nicht genau ermittelt werden können und dies auch nicht mit der Serienlösung vergleichbar ist, war es nicht möglich diesen Punkt zu behandeln. Die Beurteilung der Fertigungskosten setzt jahrelange technologische Erfahrung in der serienmäßigen Elektromotorenproduktion voraus. Doktorarbeiten wie [16] S.121 behandeln zwar die Kosten, jedoch sind deren Erkenntnisse nicht auf diese Arbeit anwendbar bzw. unterliegt der Geheimhaltung.

Die für die Herstellung der Prototypen jeweils benötigte Zeit unterscheidet sich kaum. Es wird aber z.B. in [11] darauf hingewiesen, dass Zahnspulen aufgrund der fehlenden Wickelkopfkreuzungen und der einfacheren Wickeltechnik wesentlich günstiger herzustellen seien.

Um die Möglichkeiten der Zahnspulentechnologie besser auszunutzen, müssten sämtliche Vorteile wie höhere installierbare Magnetenergie und bei gleichem Bohrungsvolumen größere Eisenlänge realisiert werden. Im Falle der Versuchsmaschine wäre eine um 36% größere Eisenlänge realisierbar gewesen.

Auch wäre es möglich den Statorblechschnitt so zu ändern, dass vorgefertigte Einzelspulen auf die dafür vorgesehenen Zähne gesteckt werden können. Mittels einer gedruckten Leiterplatte können diese verschalten werden. Diese Fertigungsvariante verspricht niedrige Kosten durch die Zeitersparnis bei der Wicklungsherstellung. Auch kann der Füllfaktor der Nuten gesteigert werden, was dem Wirkungsgrad zugute kommt. Die daraus entstehenden großen Nutschlitz müssen bei der Auslegung des Magnetkreises berücksichtigt werden.

Mit den in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnissen kann nicht pauschal gesagt werden, welche Wicklungsvariante besser ist. Für jede individuelle elektrische Maschine kann eine der beiden Wicklungsvarianten optimal sein. Nenndrehzahl, verfügbarer Bauraum, Fertigungskosten und viele weitere Faktoren bedingen vielmehr die Wicklung.

Quellenverzeichnis

- [1] Online-Informationsbroschüre EC-Motorentechnologie
Gebhardt Ventilatoren GmbH, 2009
www.gebhardt.de Downloadbereich Dokumentationen Motoren+Steuerungen
- [2] Tarmoon, O.
Beitrag zur Auslegung von Permanent-Magnet-Motoren für spezielle Einsatzgebiete dargestellt am Beispiel einer Versuchsmaschine
Dissertation, Technische Universität Cottbus, 2006
http://deposit.d-nb.de/cgi-bin/dokserv?idn=978421779&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=978421779.pdf
(Stand 12.02.2009)
- [3] Hoffmann, H.
Darstellung des Betriebsverhaltens drehzahlvariabler Dauermagnetmaschinen mit dem Kurzschlussstrom als Hauptparameter
Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 2005
<http://137.193.200.177/ediss/hofmann-harald/inhalt.pdf> (Stand 12.02.2009)
- [4] Kolletschke, H.
Die modulare Dauermagnetmaschine –Aufbau und Eigenschaften-
Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1987
enthalten im Katalog der Deutschen Nationalbibliothek
<http://www.d-nb.de> (Stand 12.02.2009)
- [5] Friedrich, J.
Bauformen und Betriebsverhalten Modularer Dauermagnetmaschinen
Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1991
Code S4:DISS.32674, Universitätsbibliothek Chemnitz (Stand 12.02.2009)
- [6] Hackmann, W.
Systemvergleich unterschiedlicher Radnabenantriebe für den Schienenverkehr:
Asynchronmaschine, permanenterregte Synchronmaschine,
Transversalflussmaschine
Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2003
ISBN-3-8322-2039-9

- [7] Kraßer, B.
Optimierte Auslegung einer modularen Dauermagnetmaschine für ein Autarkes Hybridfahrzeug
Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 2000
http://deposit.d-nb.de/cgi-bin/dokserv?idn=962069124&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=962069124.pdf
(Stand 12.02.2009)
- [8] Rattei, F.
Modulare Dauermagnetmaschine mit optimierter Feldführung
Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 2001
http://deposit.d-nb.de/cgi-bin/dokserv?idn=965205169&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=965205169.pdf
(Stand 12.02.2009)
- [9] Thur, J.
Antriebssystem für höchste Geschwindigkeiten zur feldorientierten Regelung von permanenterregten Hochfrequenzspindeln ohne Drehgeber und Signalrechner
Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, 2006
http://deposit.ddb.de/cgi-bin/dokserv?idn=981001807&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=981001807.pdf
(Stand 12.02.2009)
- [10] Müller, G., Vogt, K.
Berechnung elektrischer Maschinen
Wiley-VCH Verlag GmbH & Co., Weinheim, 2008
ISBN 978-3-527-40525-1
- [11] Cravero, L.
Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung
Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2005
http://deposit.ddb.de/cgi-bin/dokserv?idn=98059832x&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=98059832x.pdf
(Stand 12.02.2009)

- [12] IBS Magnet
Ing. K-H. Schroeter
Kurfürstenstraße 92
D - 12105 Berlin (Mariendorf)
<http://www.ibsmagnet.de/knowledge/infopop.php?img=blind.gif> (Stand 12.02.2009)
- [13] Produktinformation der Firma Vacuumschmelze
Broschüre Dauermagnete
http://www.vacuumschmelze.de/dynamic/docroot/medialib/documents/broschueren/dmbrosch/DM_PD002_de.pdf (Stand 12.02.2009)
- [14] Broschüre Informationen zu Elektroblechen
Ingenieurbüro für Elektro-Maschinenbau GmbH
Theresienstrasse 1
71384 Weinstadt/Grossheppach
<http://www.emt-net.de/elektrobleche/Allgemeine-Informationen-zu-Elektroblechen.pdf> (Stand 12.02.2009)
- [15] Merkblatt 401 "Elektroband und -blech" Ausgabe 2005
ISSN 0175-2006
Stahl-Informationszentrum
Postfach 104842
40039 Düsseldorf
http://www.stahl-info.de/schriftenverzeichnis/pdfs/MB401_Elektroband-und_blech.pdf (Stand 13.02.2009)
- [16] Henschel, M.
Berechnung und Optimierung permanenterregter
Maschinen am Beispiel von Generatoren für
Windkraftanlagen
Dissertation, TU Darmstadt 2006
http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/704/1/Diss_Henschel_Teil_1.pdf
(Stand 16.02.2009)

Bildteil

B 1 Darstellung der Polradspannungsverläufe

B 1.1 verteilte Wicklung (FE) $p=3$

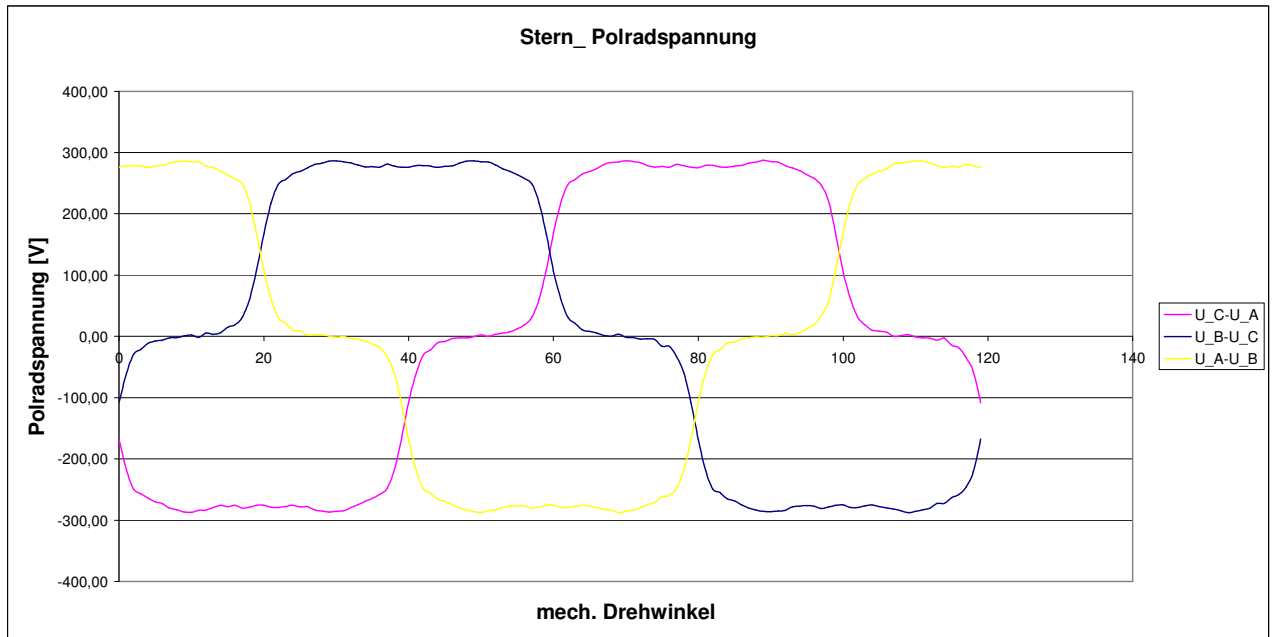


Abbildung 42: Polradspannungsverlauf (Simulation)

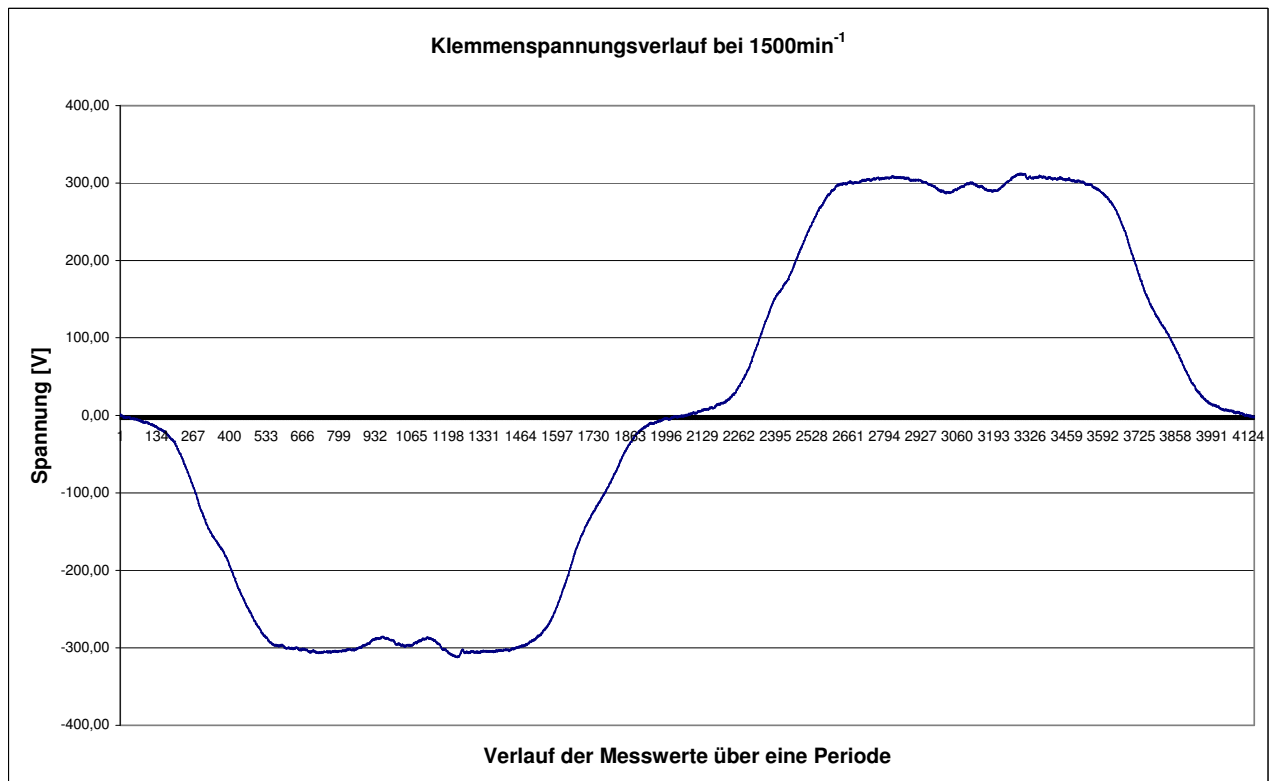


Abbildung 43: Polradspannungsverlauf (Messung)

B 1.2 verteilte Wicklung (HE) $p=3$

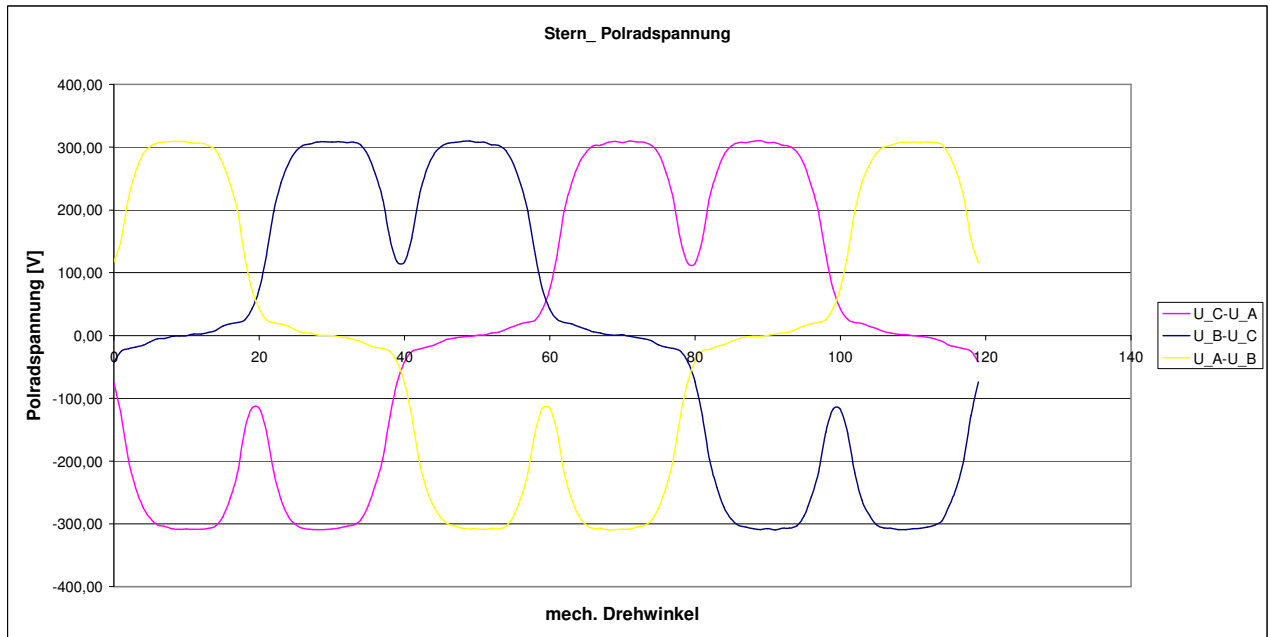


Abbildung 44: Polradspannungsverlauf (Simulation)

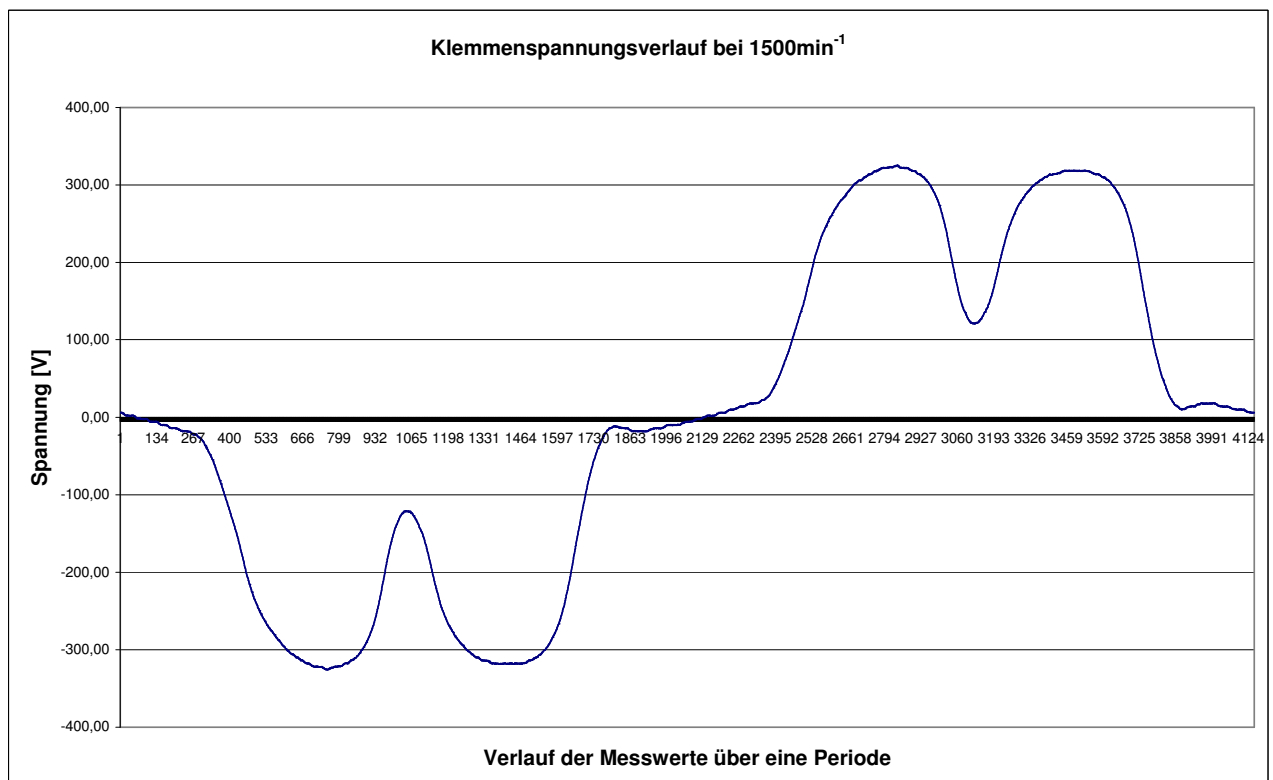


Abbildung 45: Polradspannungsverlauf (Messung)

B 1.3 Zweischicht ZSP $p=6$ 15°

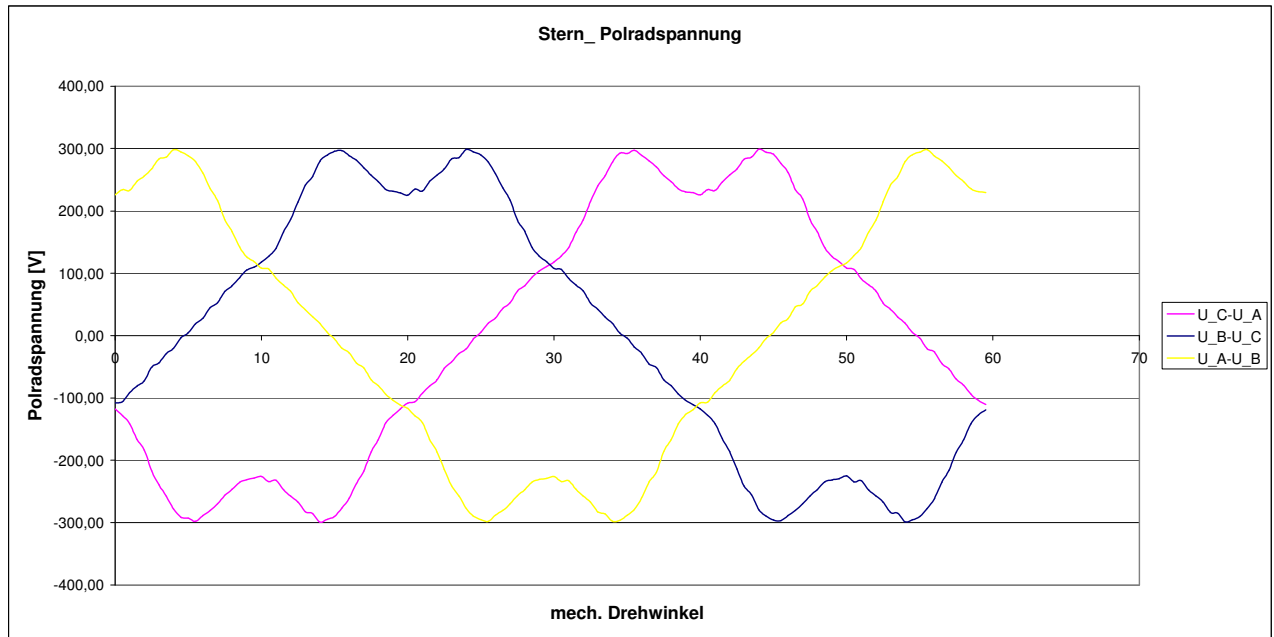


Abbildung 46: Polradspannungsverlauf (Simulation)

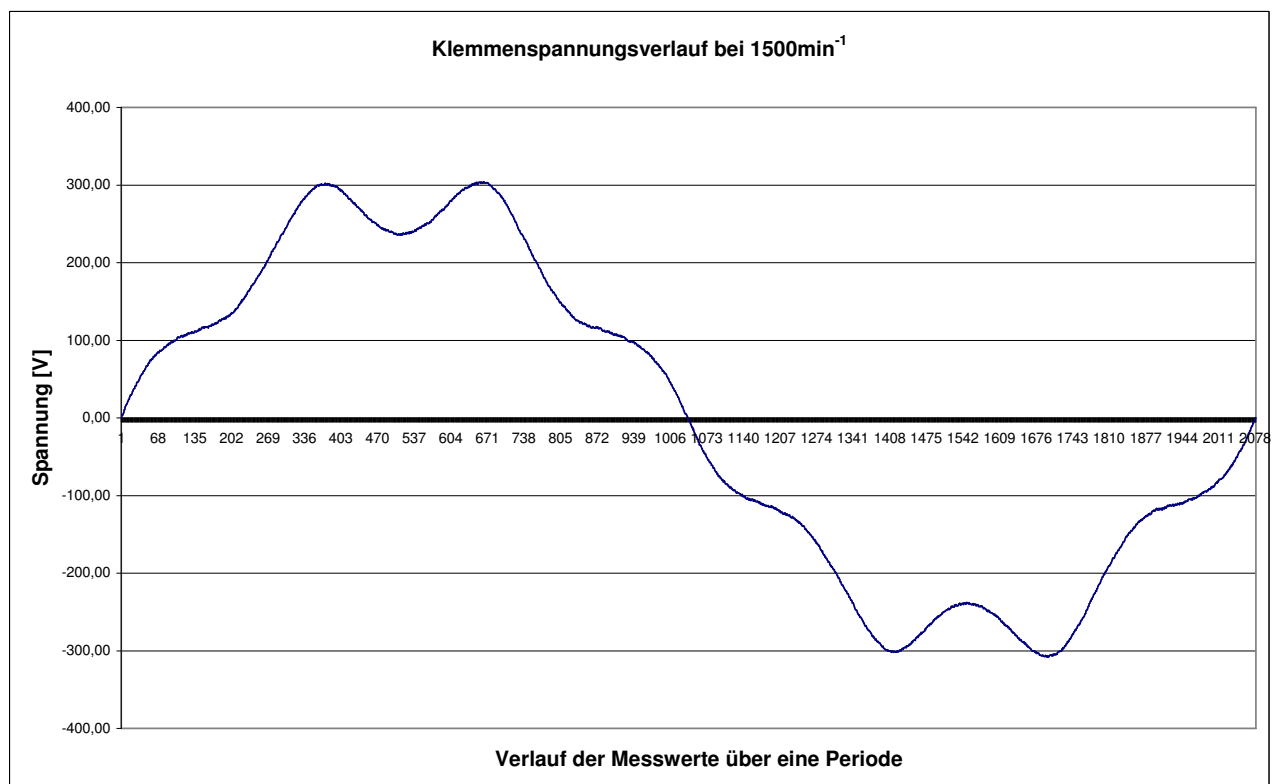


Abbildung 47: Polradspannungsverlauf (Messung)

B 1.4 Zweischicht ZSP $p=6$ 20°

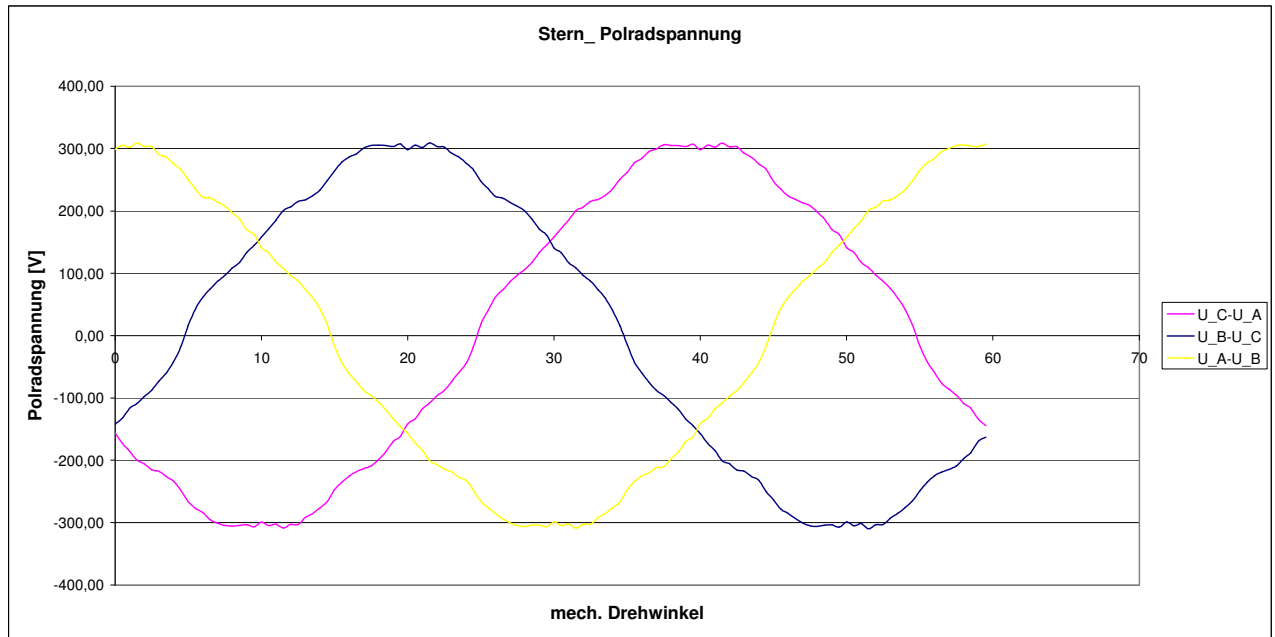


Abbildung 48: Polradspannungsverlauf (Simulation)

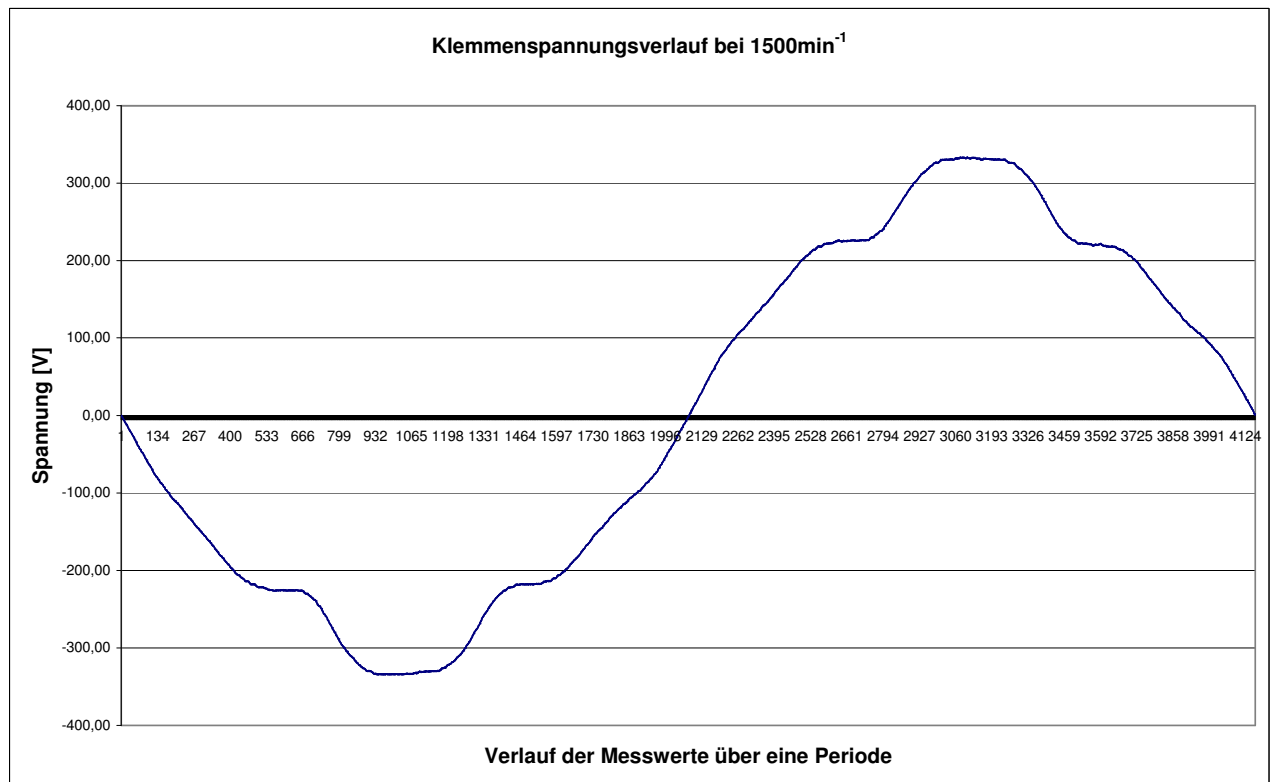


Abbildung 49: Polradspannungsverlauf (Messung)

B 1.5 Zweischicht ZSP $p=6$ 25°

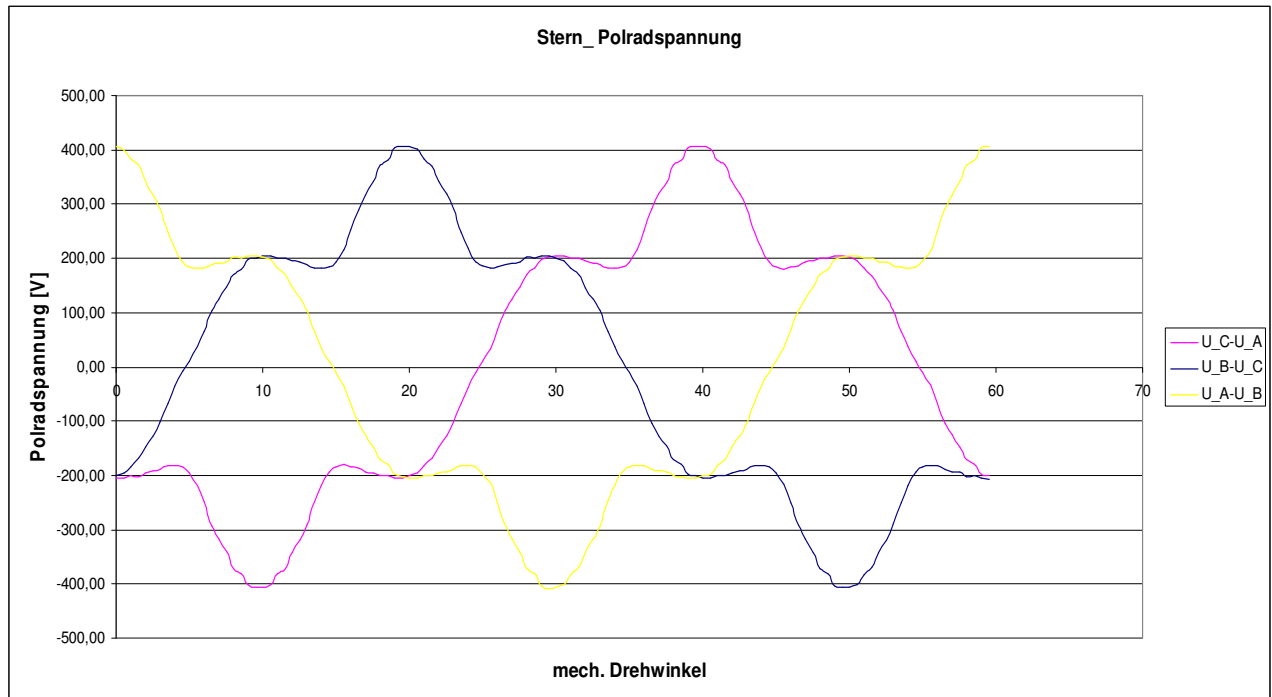


Abbildung 50: Polradspannungsverlauf (Simulation)

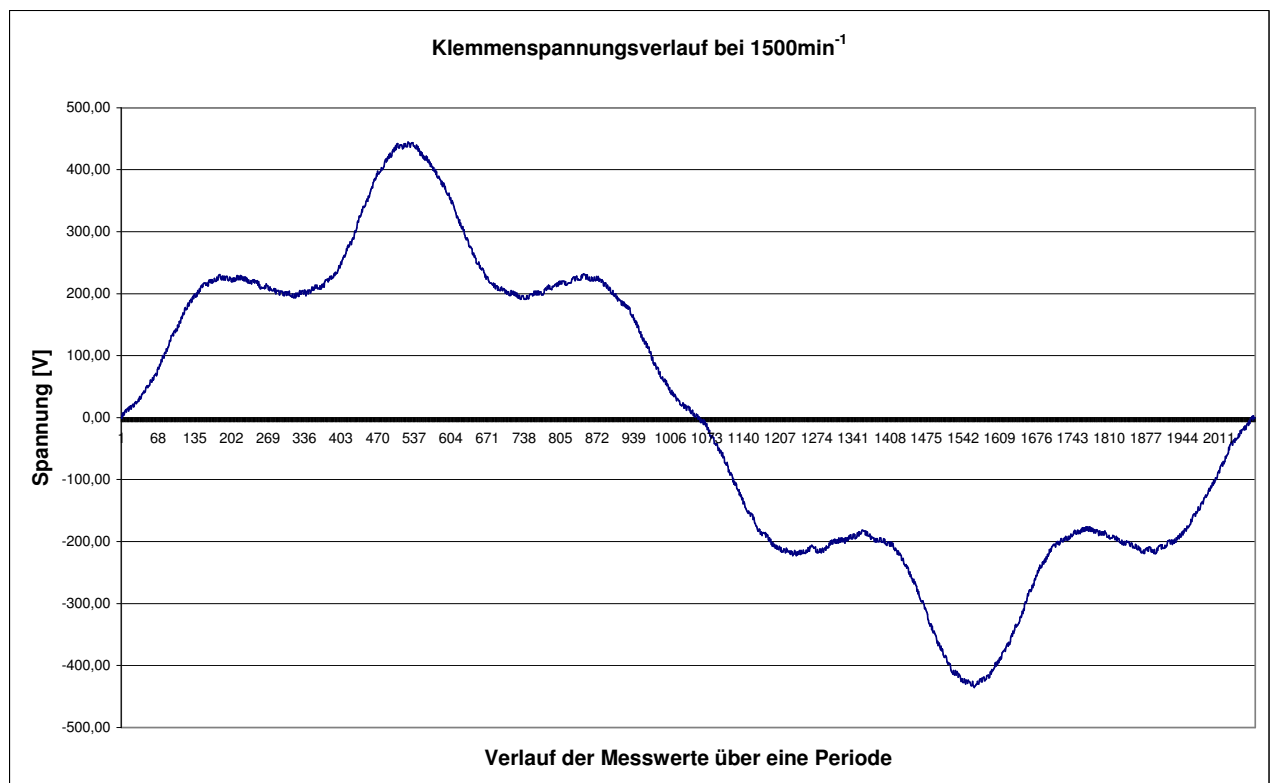


Abbildung 51: Polradspannungsverlauf (Messung)

B 1.6 Zweischicht ZSP $p=6$ 30°

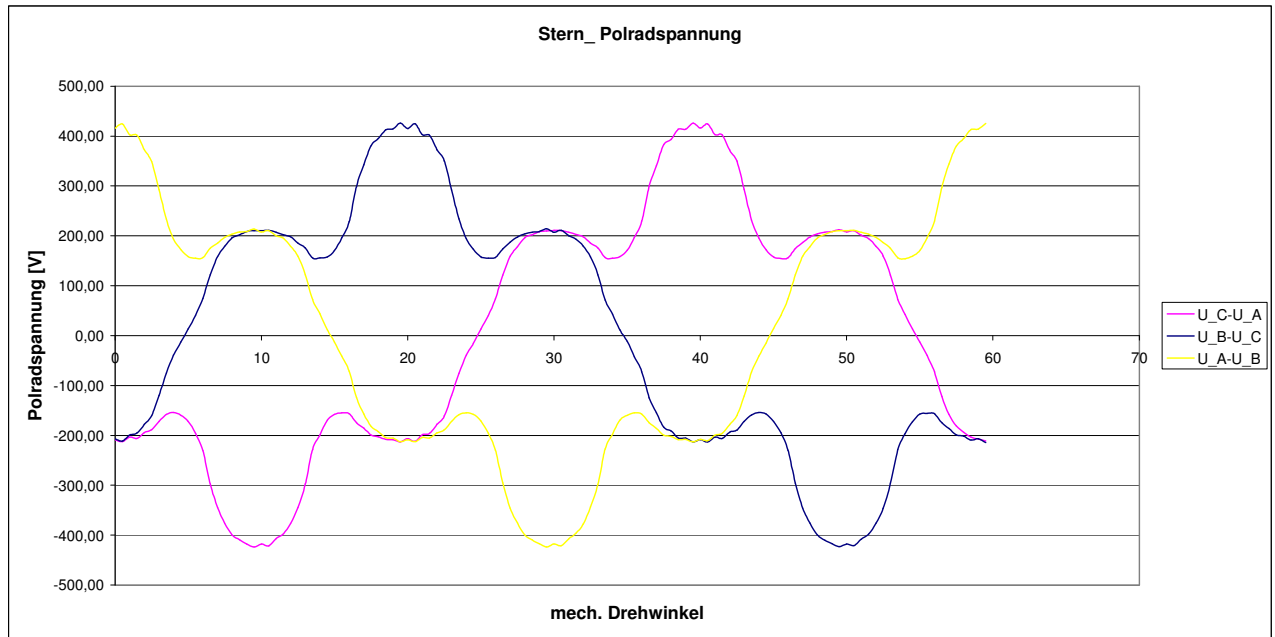


Abbildung 52: Polradspannungsverlauf (Simulation)

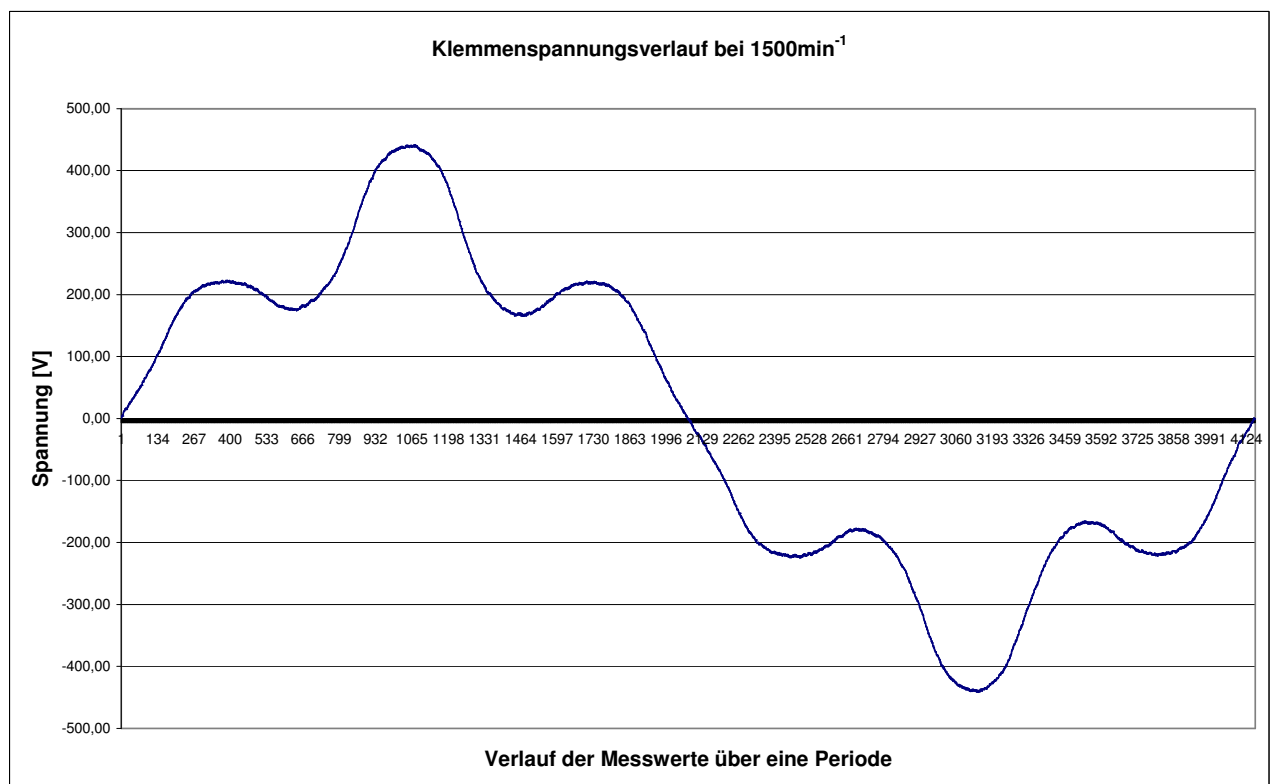


Abbildung 53: Polradspannungsverlauf (Messung)

B 1.7 Zweischicht ZSP $p=8$ 20°

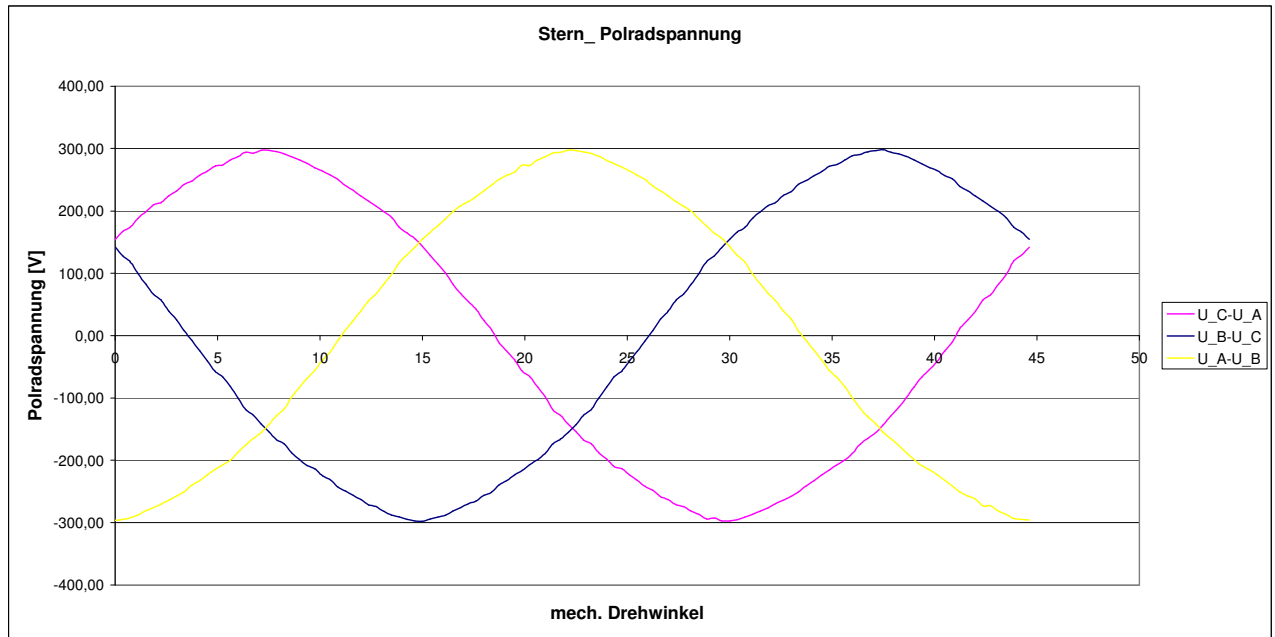


Abbildung 54: Polradspannungsverlauf (Simulation)

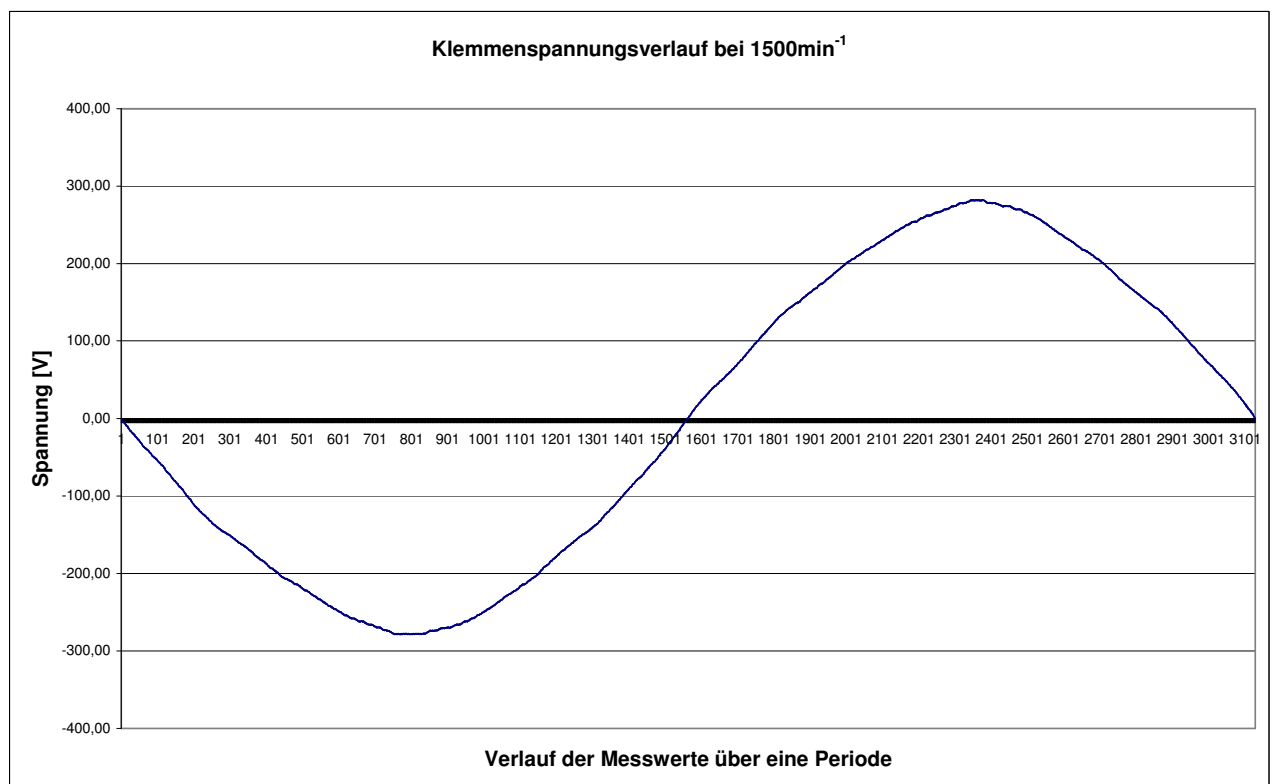


Abbildung 55: Polradspannungsverlauf (Messung)

B 2 Gemessene Strangstromverläufe

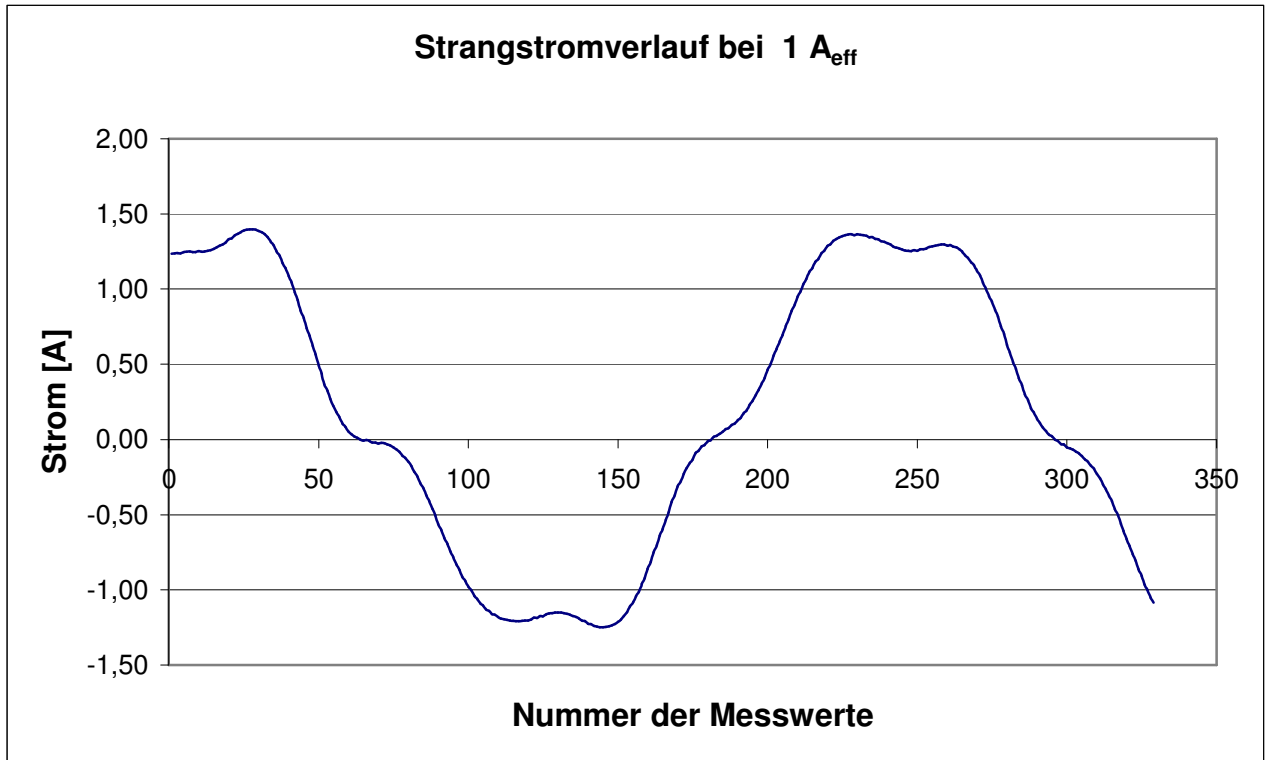


Abbildung 56: Strangstromverlauf des Originalmotors bei Nennstrom

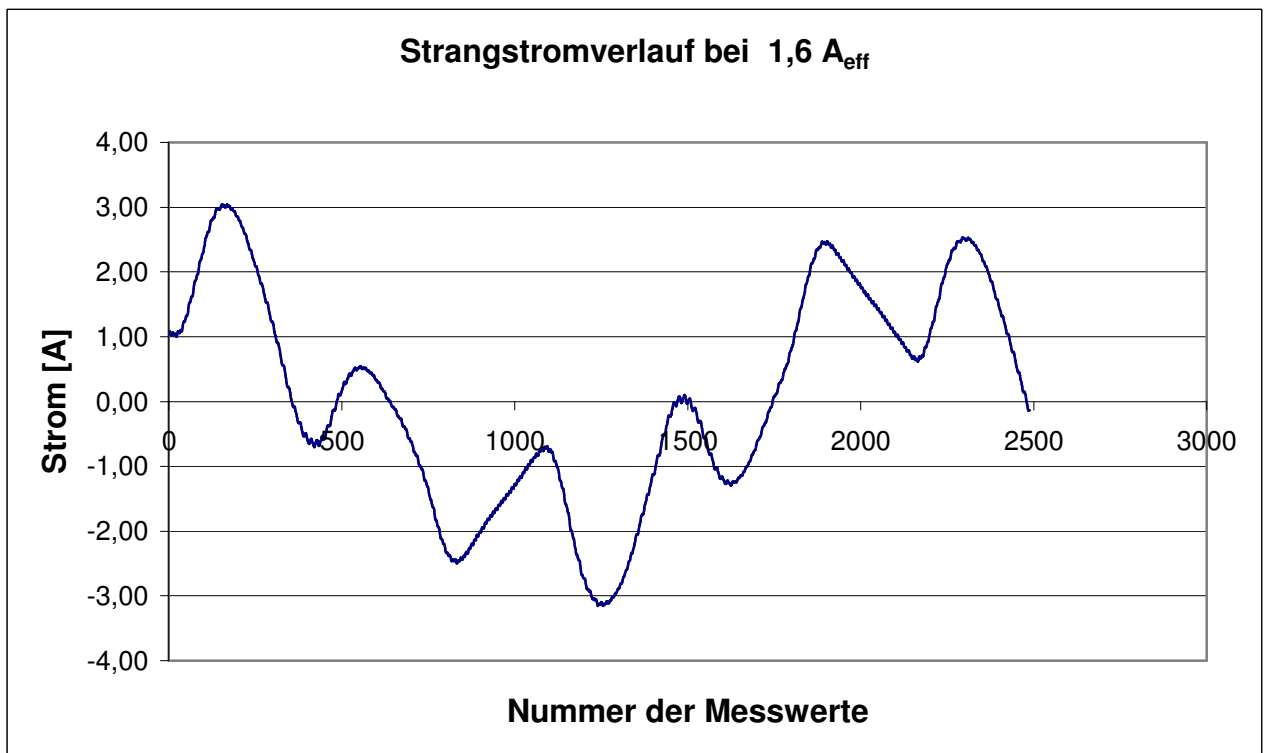


Abbildung 57: Strangstromverlauf der Variante dreipolige verteilte Wicklung mit Hochenergiemagneten

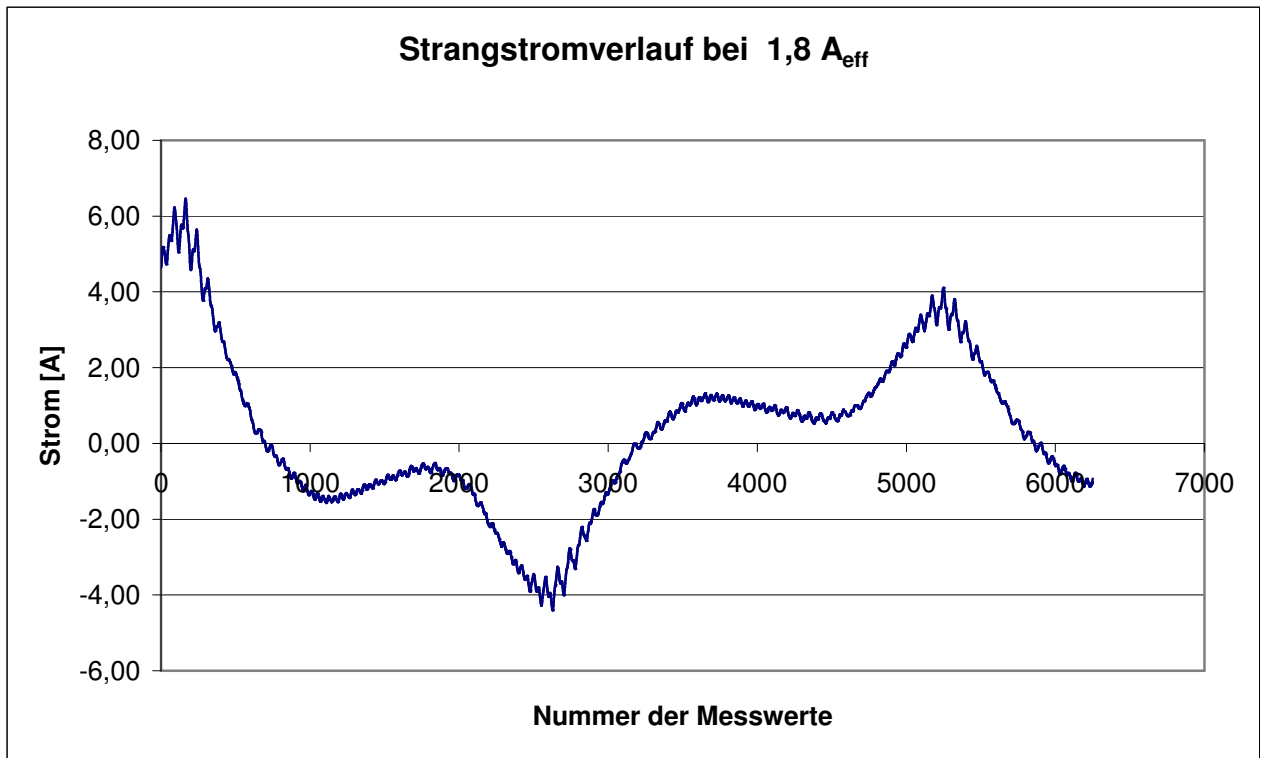


Abbildung 58: Strangstromverlauf der Variante sechspolige Zahnspulenwicklung mit 20° HE Magneten

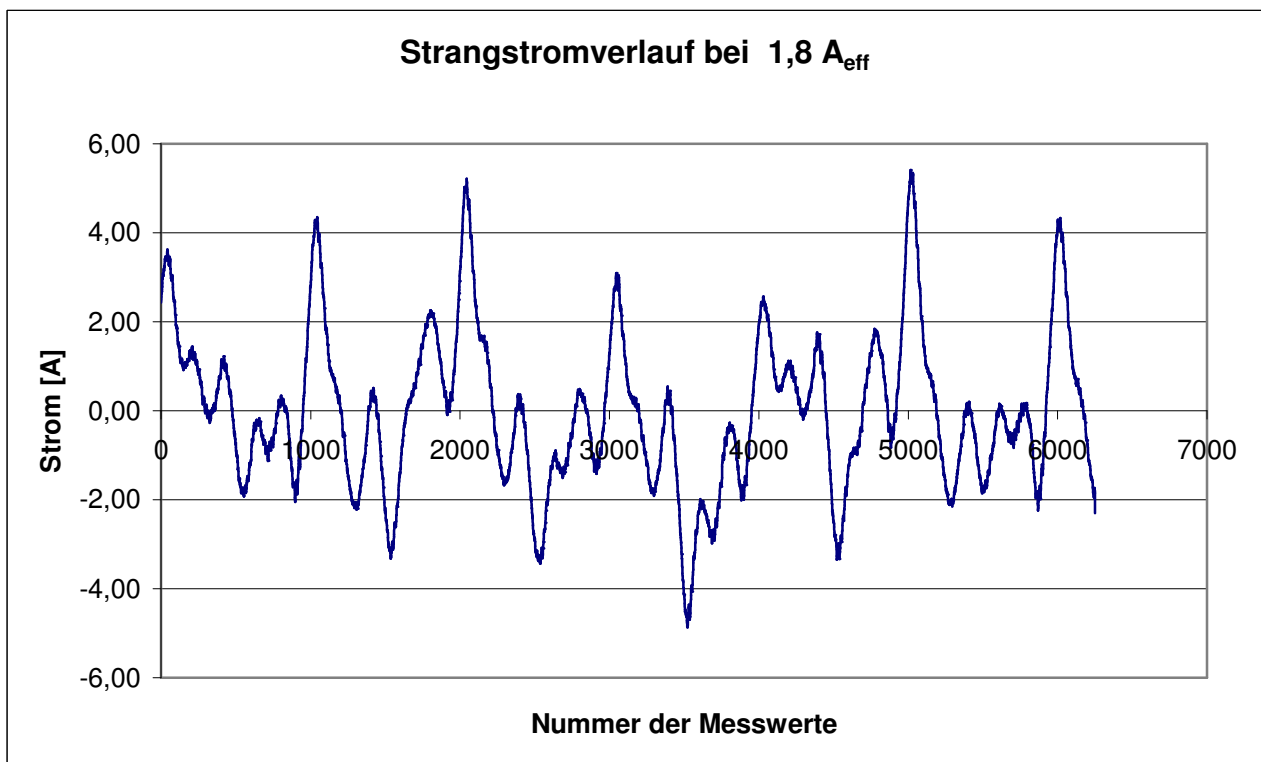


Abbildung 59: Strangstromverlauf der Variante sechspolige Zahnspulenwicklung mit 25° HE Magneten

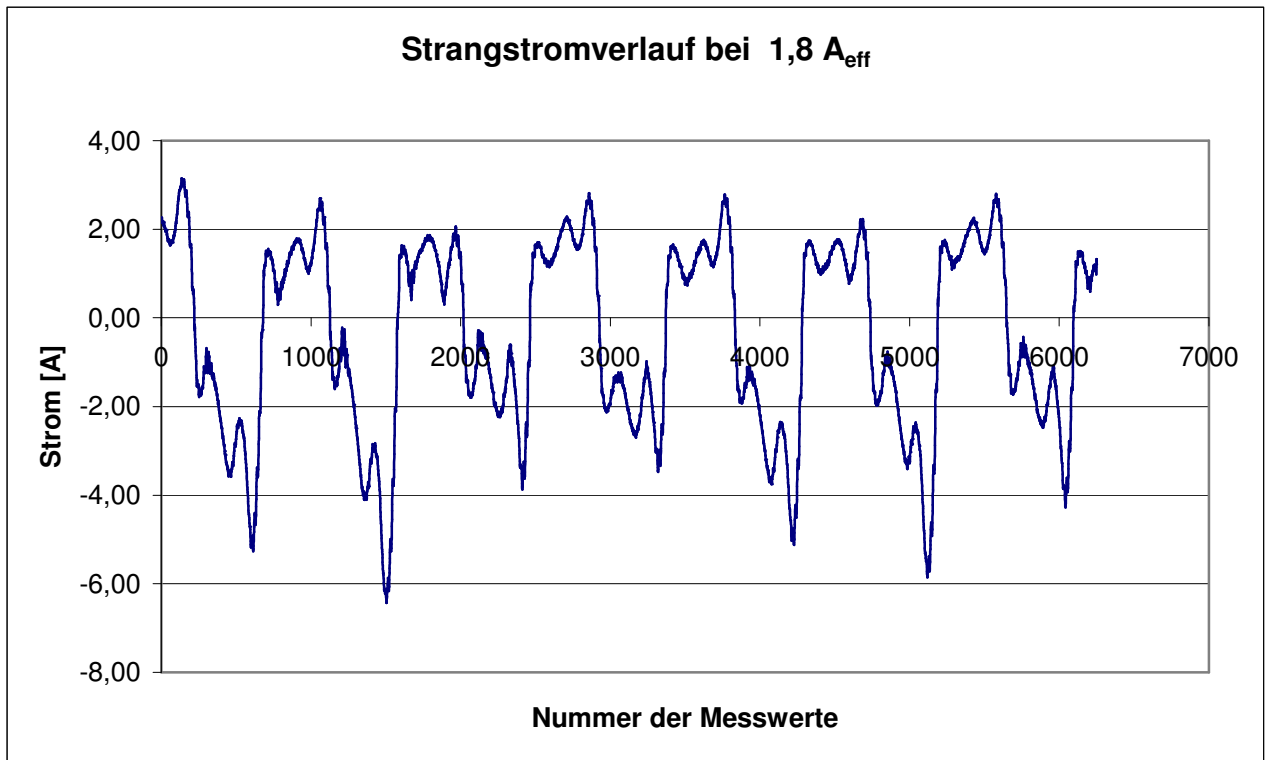


Abbildung 60: Strangstromverlauf der Variante sechspolige Zahnspulenwicklung mit 30° HE Magneten

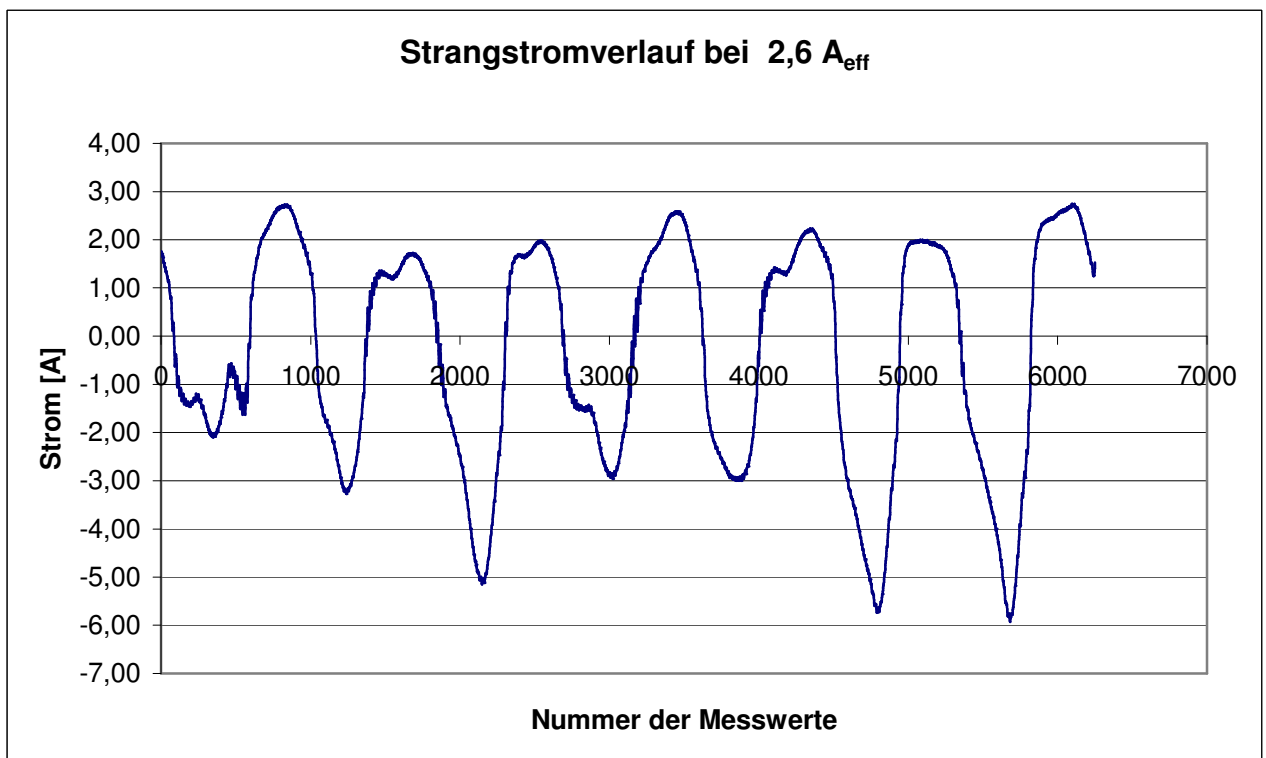


Abbildung 61: Strangstromverlauf der Variante achtpolige Zahnspulenwicklung mit HE-Magneten

B 3 Harmonischenanalysen

B 3.1 Einpolige Maschine mit verteilter Wicklung

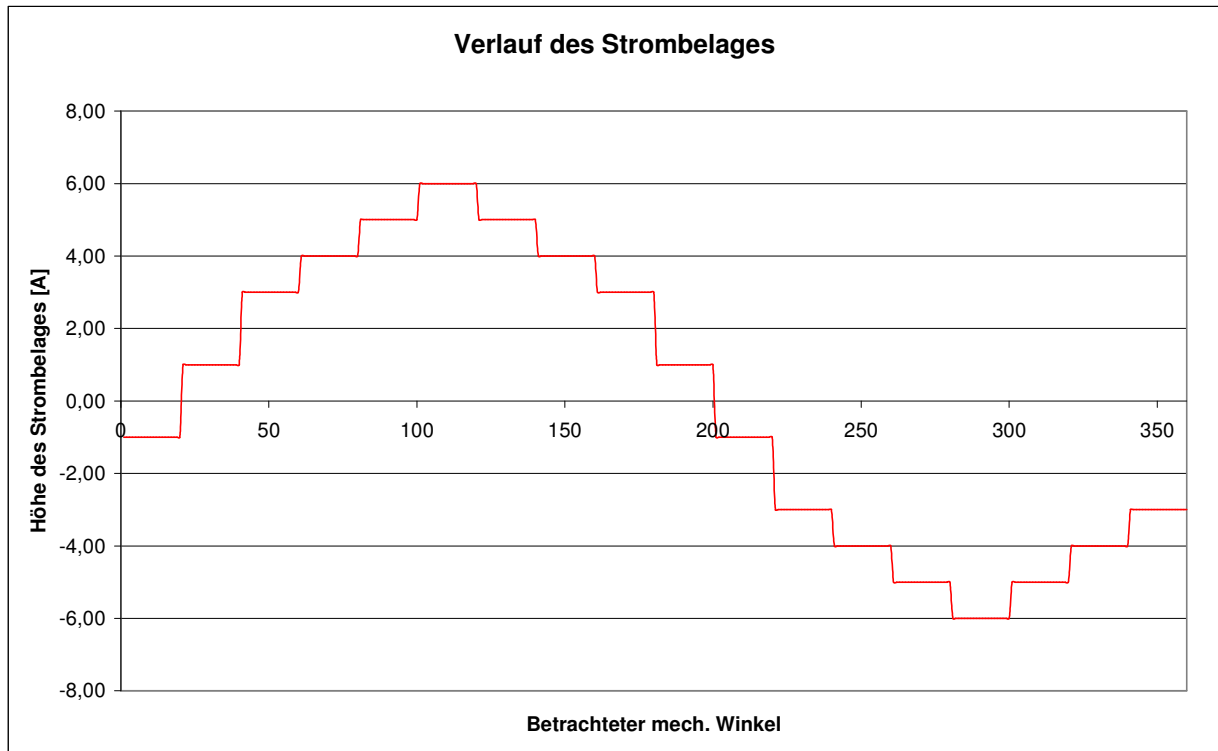


Abbildung 62: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1$, $B=-0.5$, $C=-0.5$

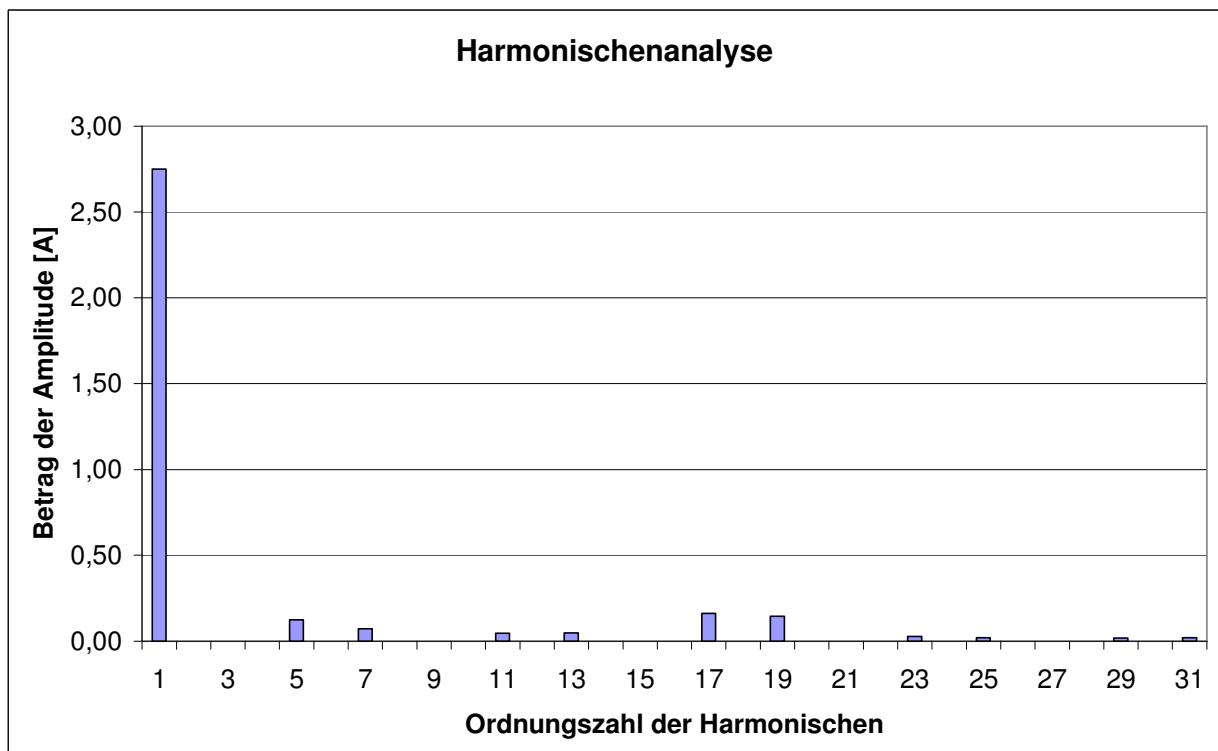


Abbildung 63: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 3.2 Dreipolige Maschine mit verteilter Wicklung

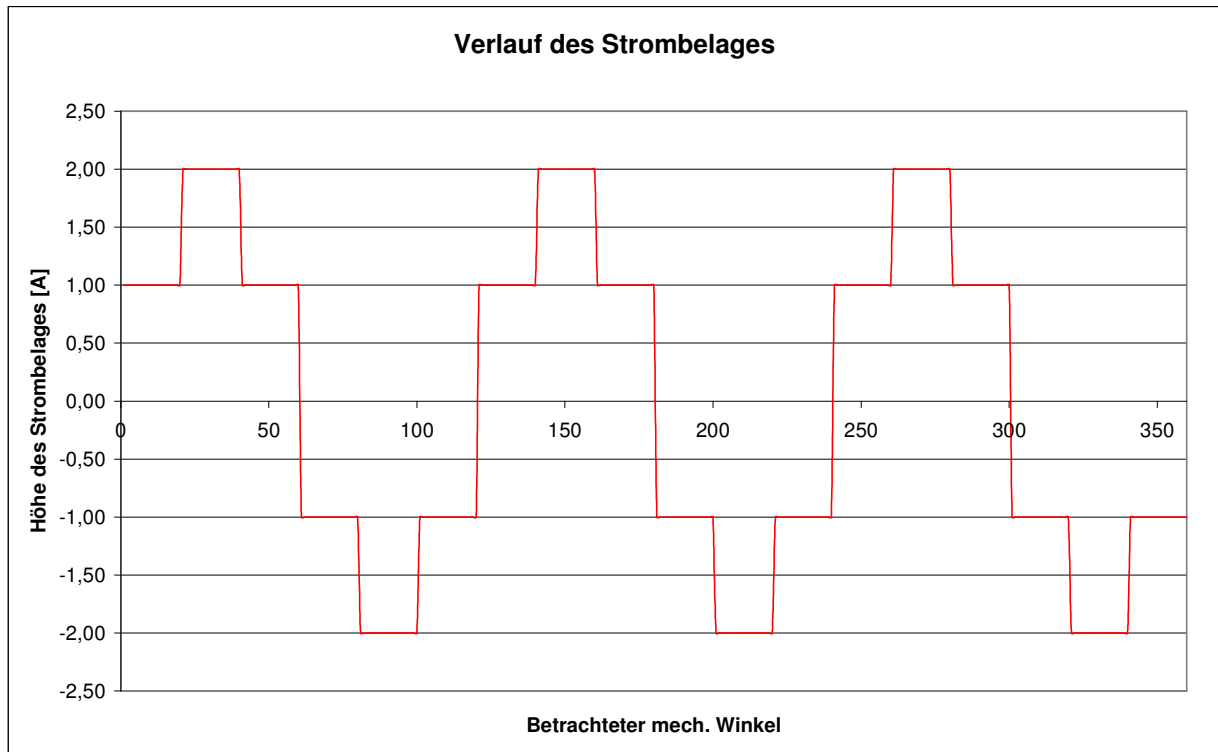


Abbildung 64: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1$, $B=-0.5$, $C=-0.5$

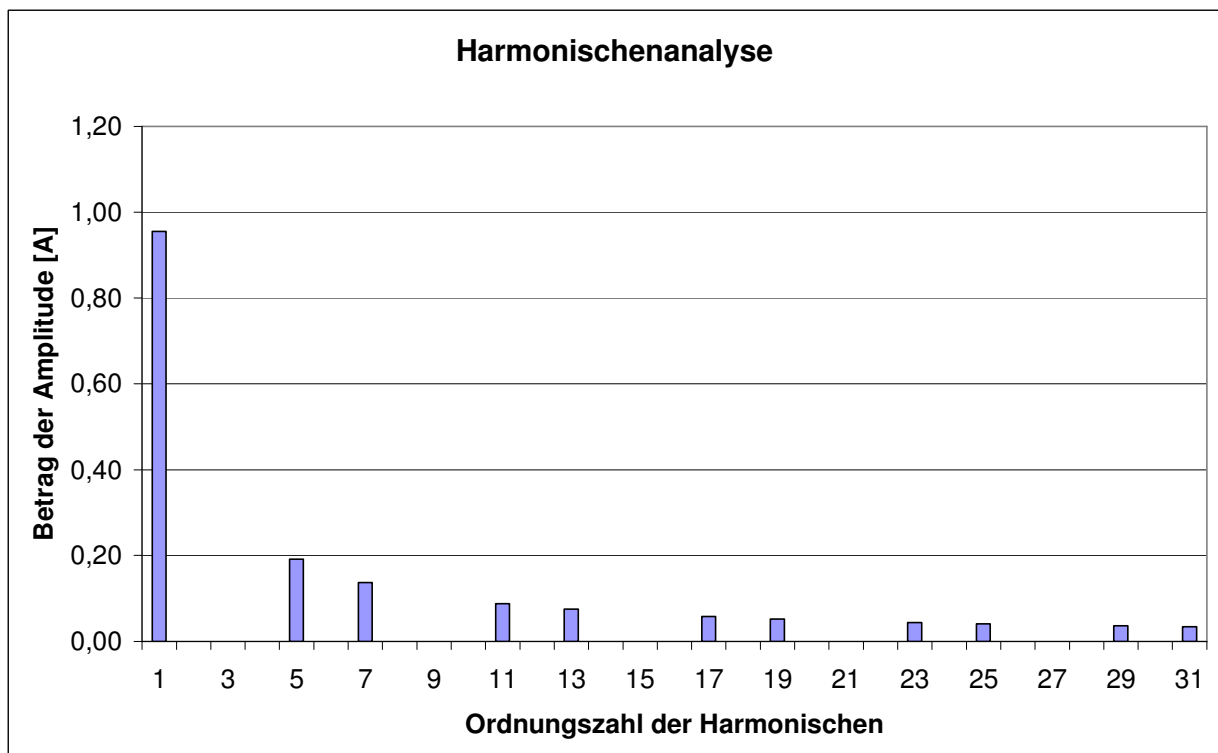


Abbildung 65: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 3.3 Dreipolige Maschine mit Einschicht-Zahnspulenwicklung

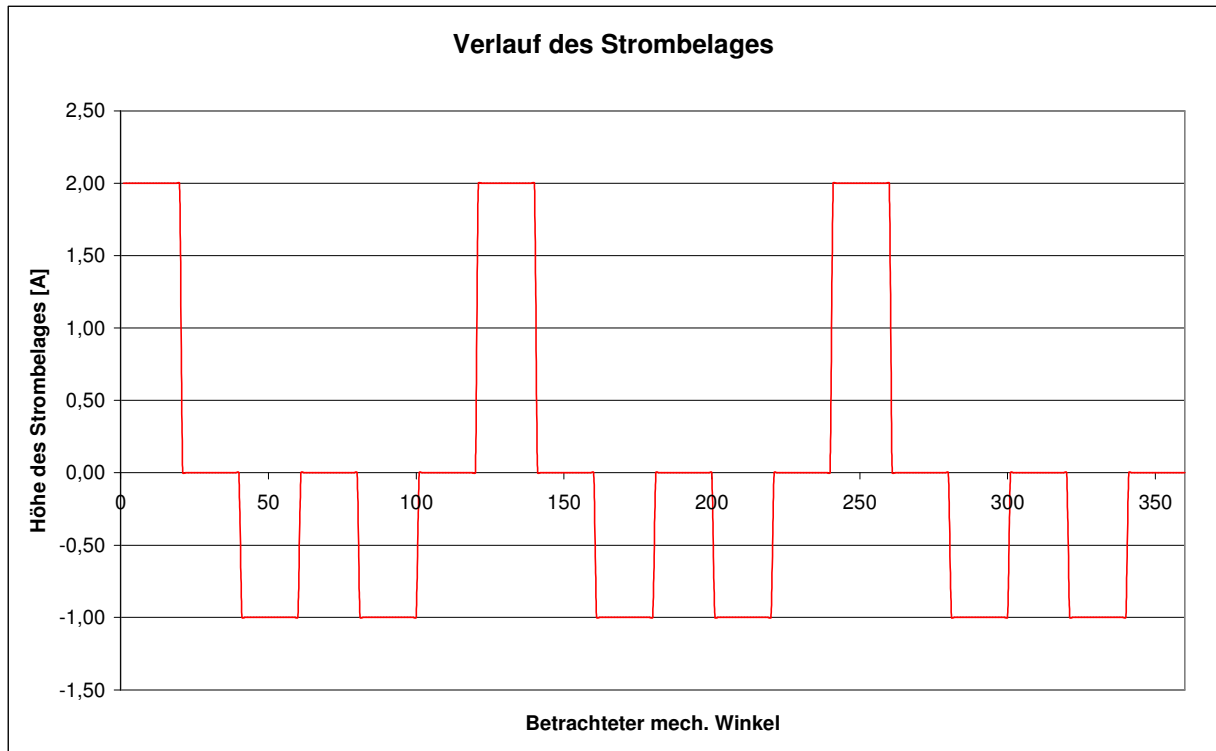


Abbildung 66: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1$, $B=-0.5$, $C=-0.5$

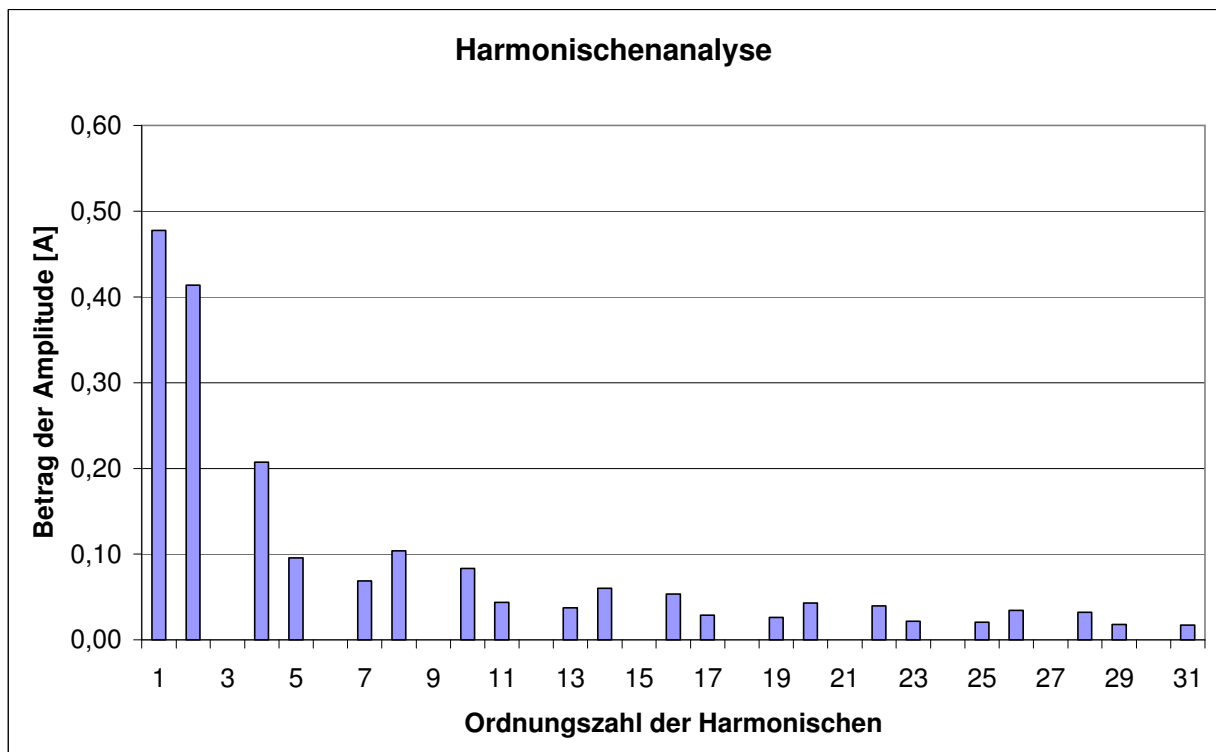


Abbildung 67: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 3.4 Vierpolige Maschine mit Einschicht- Zahnspulenwicklung

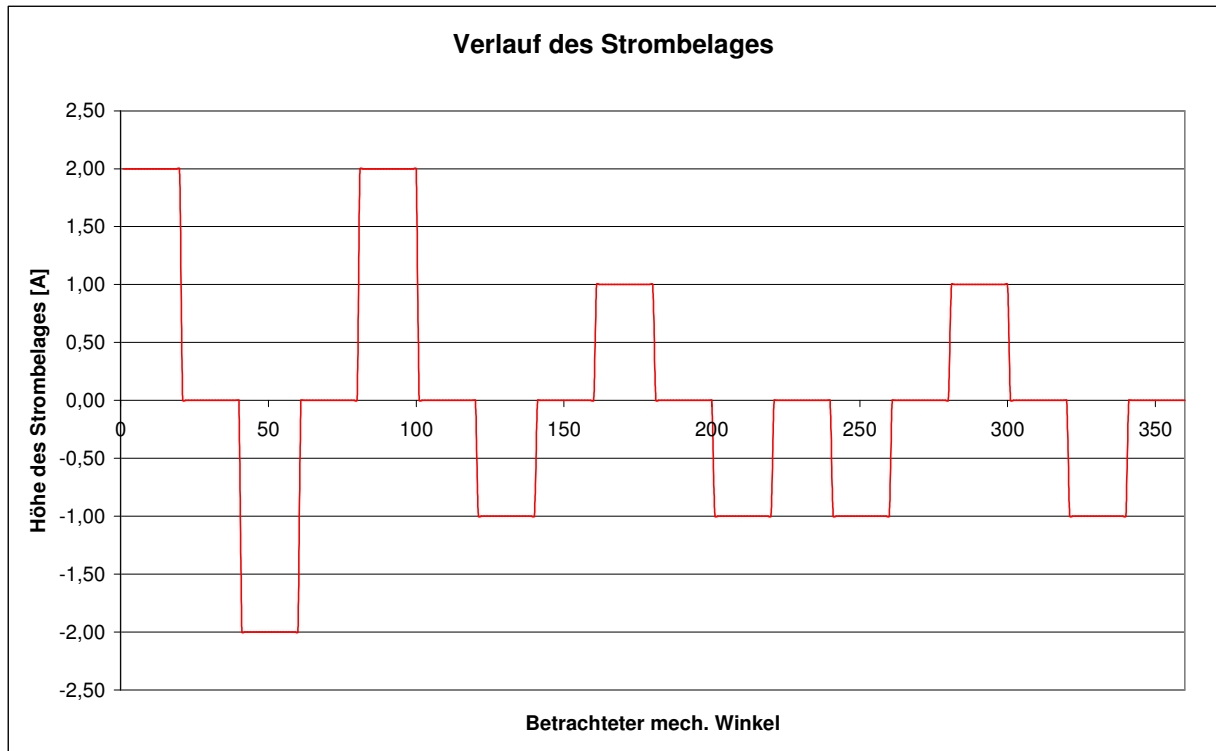


Abbildung 68: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1$, $B=-0.5$, $C=-0.5$

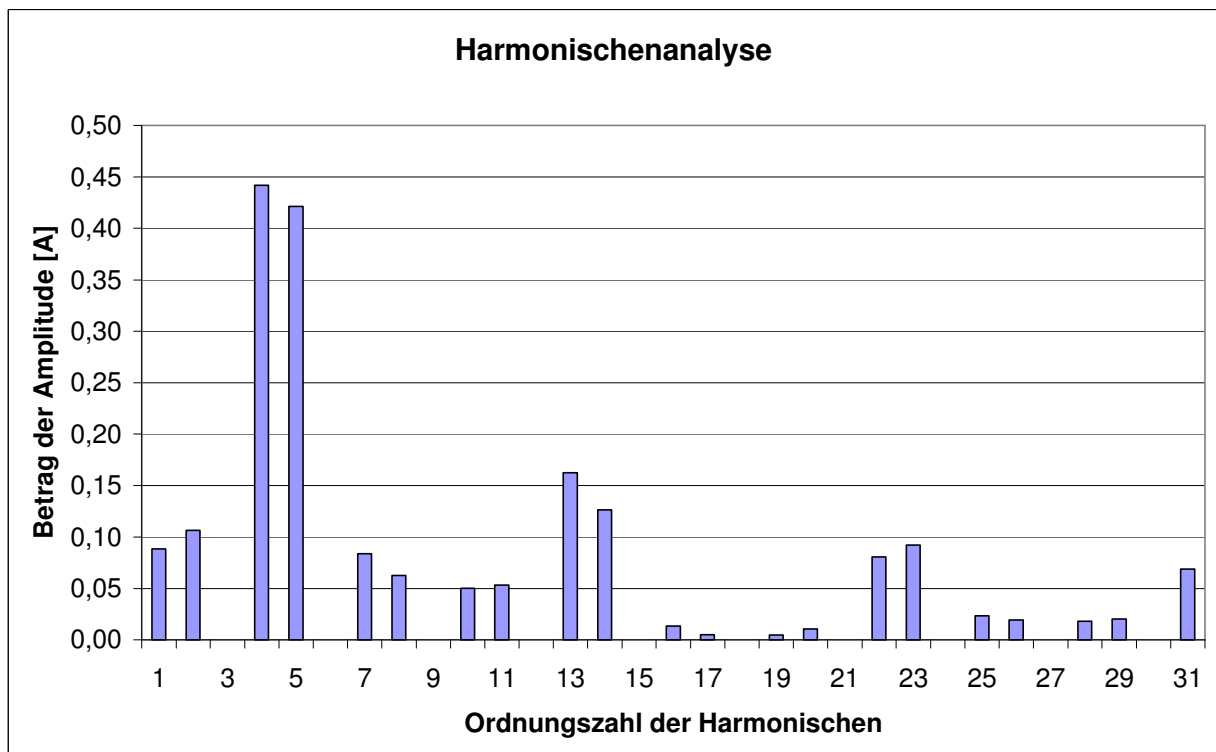


Abbildung 69: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 3.5 Fünfpolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung

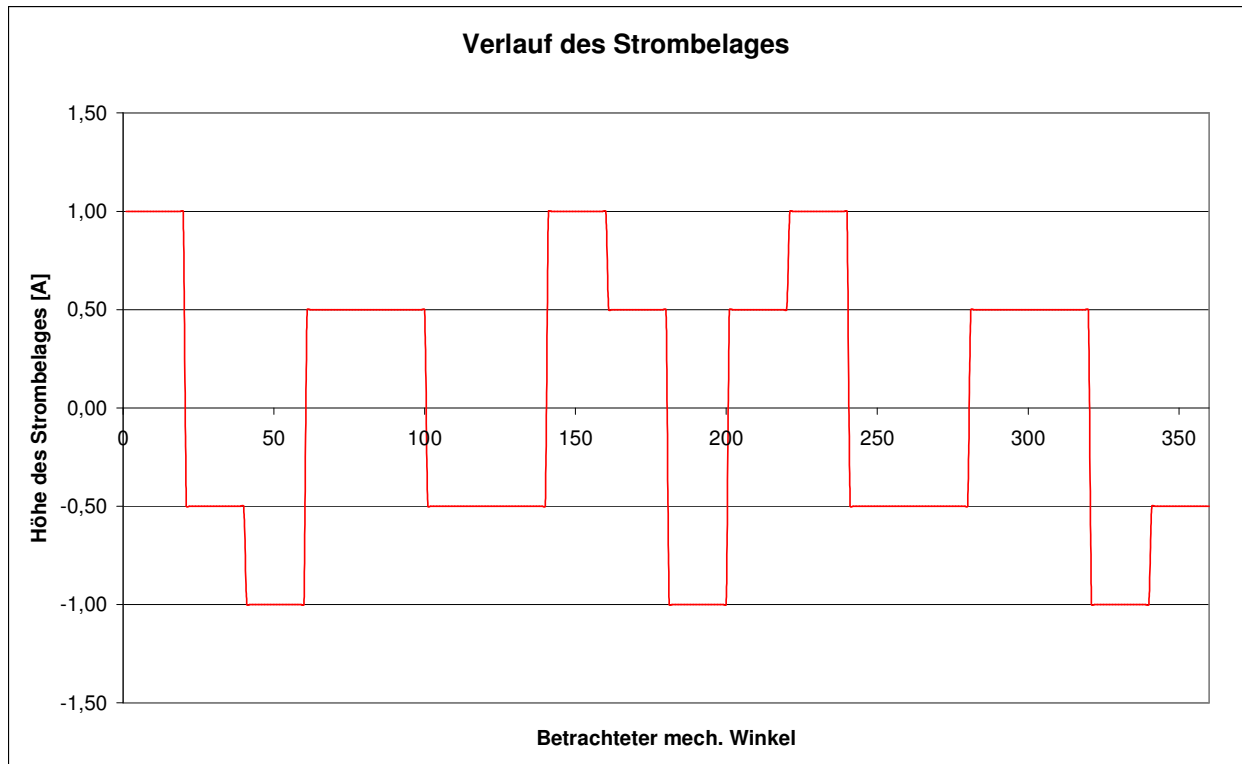


Abbildung 70: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1$, $B=-0.5$, $C=-0.5$

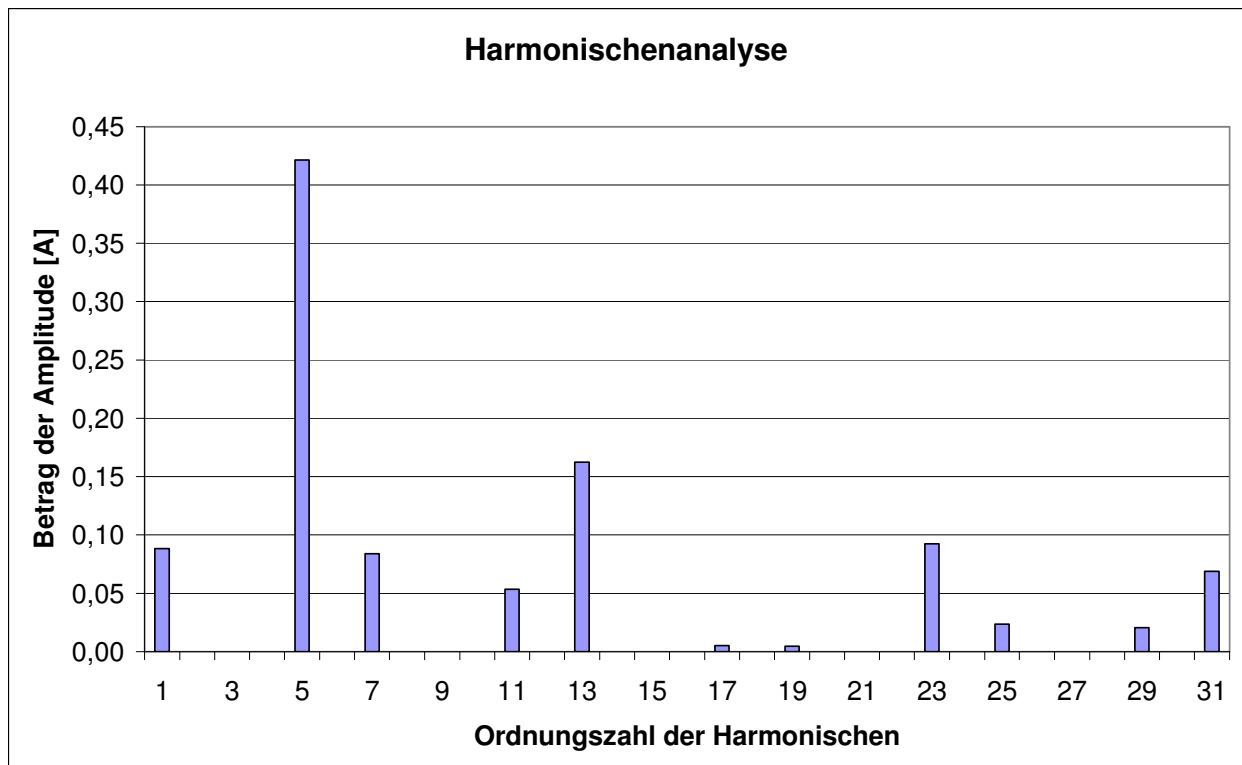


Abbildung 71: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 3.6 Sechspolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung

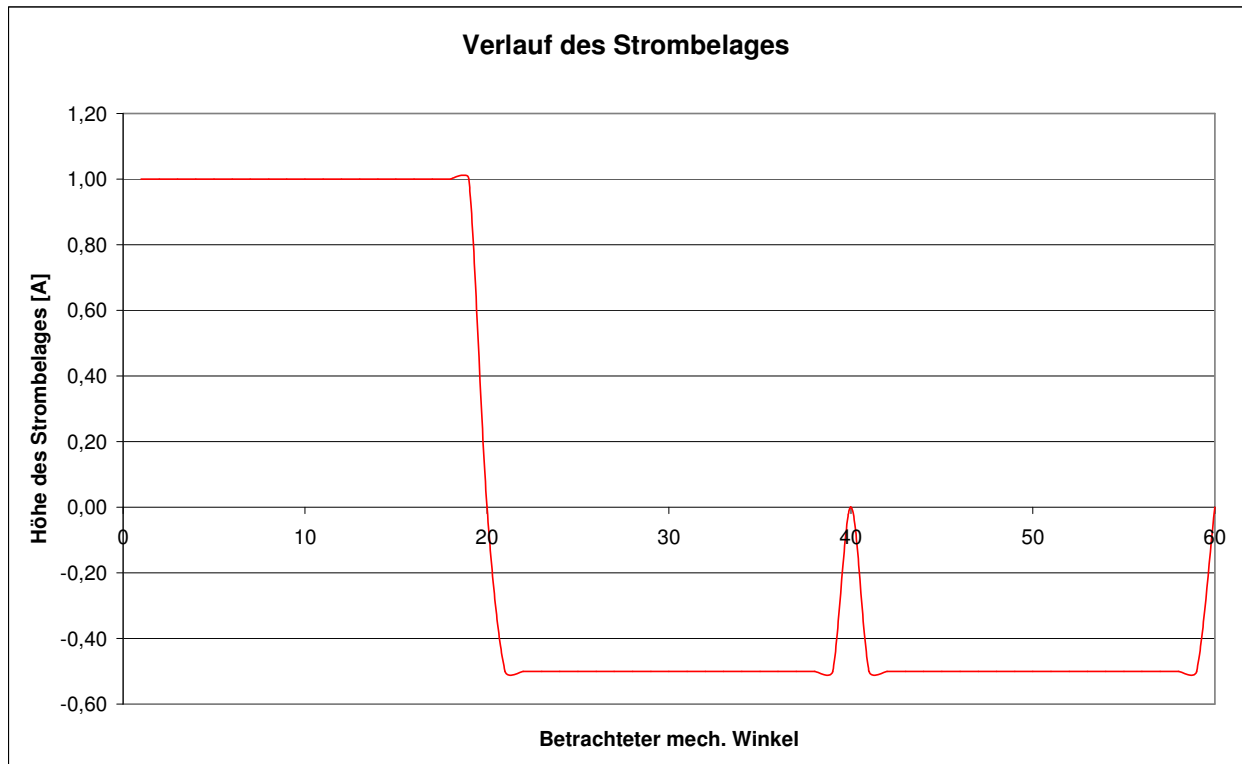


Abbildung 72: Strombelagsverteilung für Zeiger A=1, B=-0,5, C=-0,5

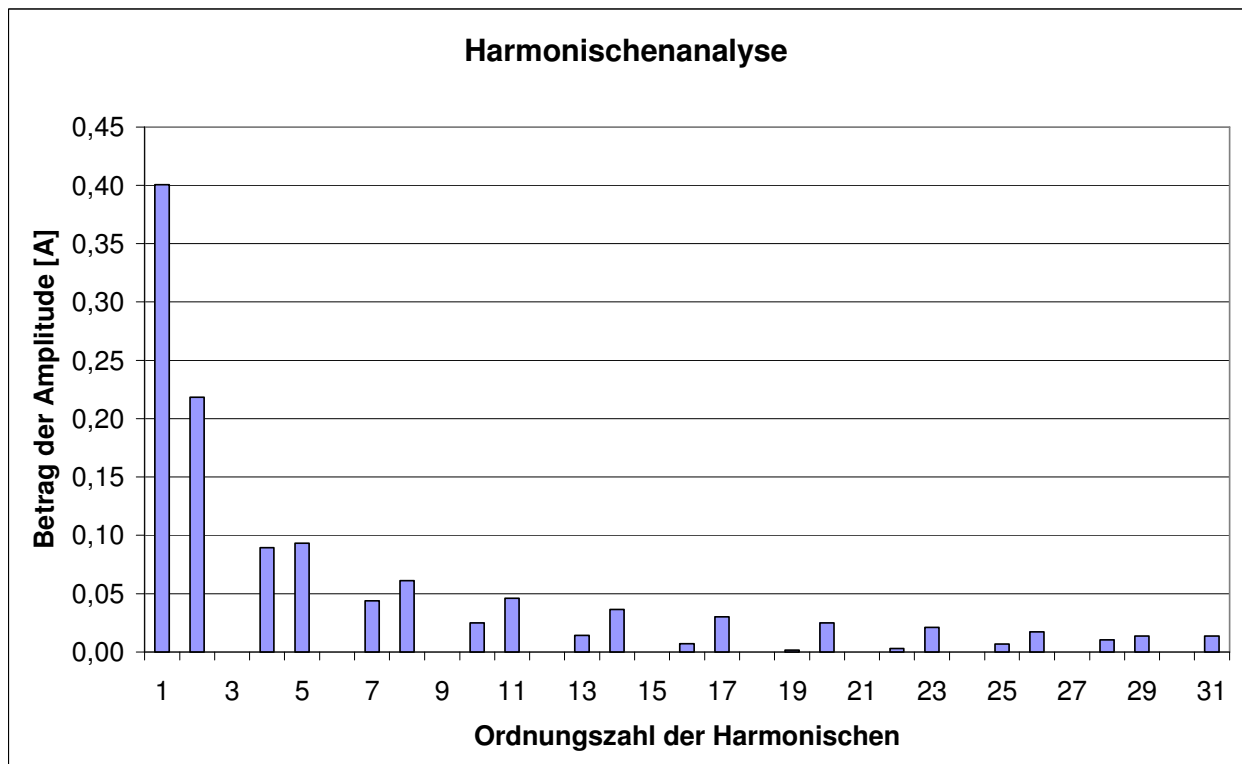


Abbildung 73: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 3.7 Siebenpolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung

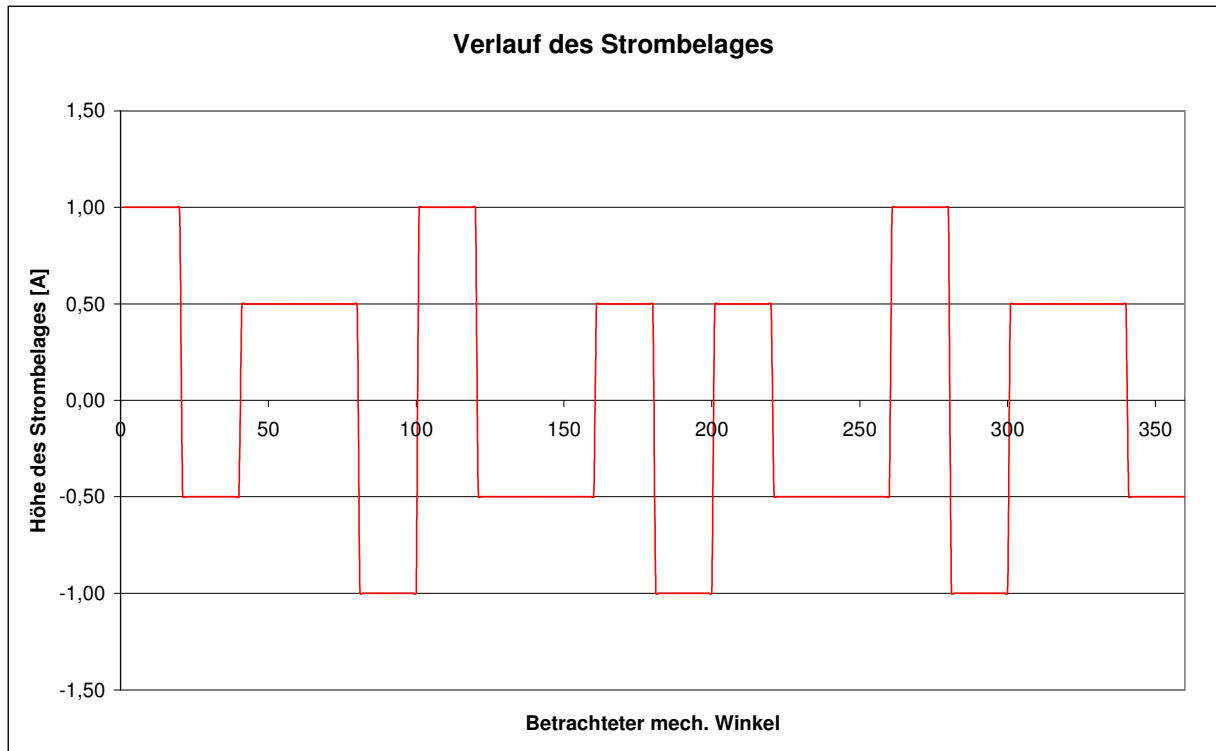


Abbildung 74: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1$, $B=-0.5$, $C=-0.5$

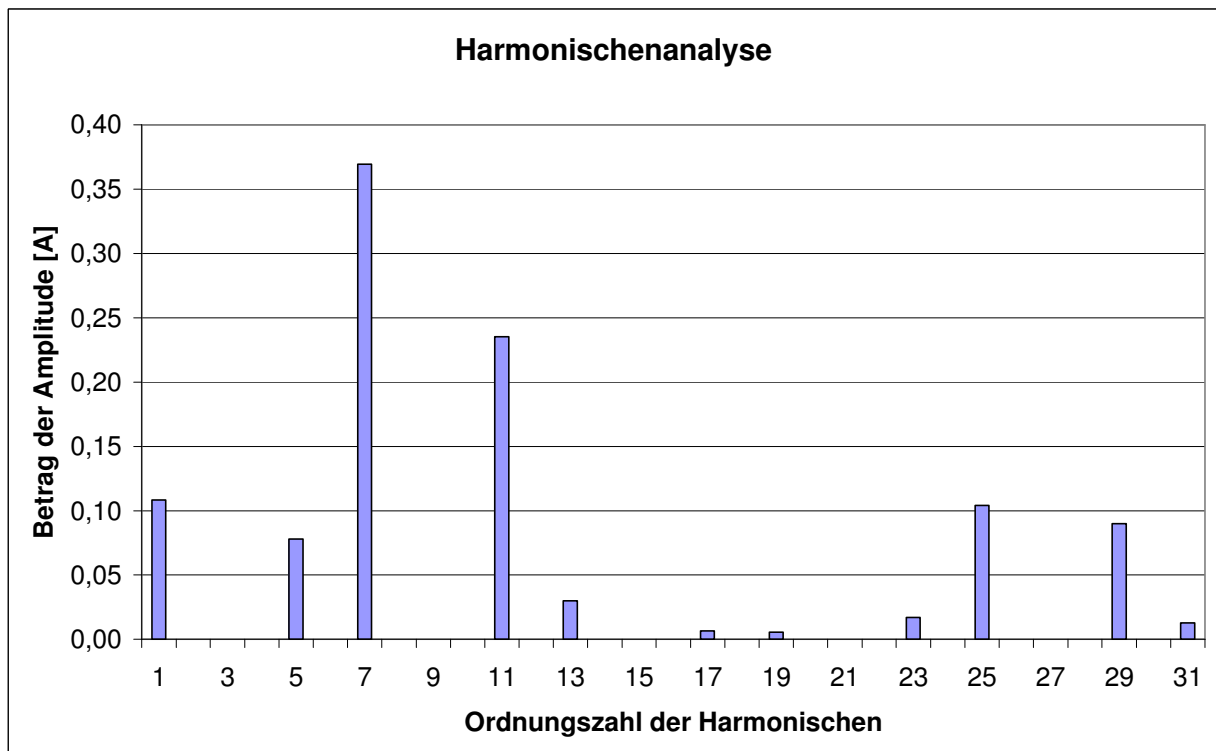


Abbildung 75: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 3.8 Achtpolige Maschine mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung

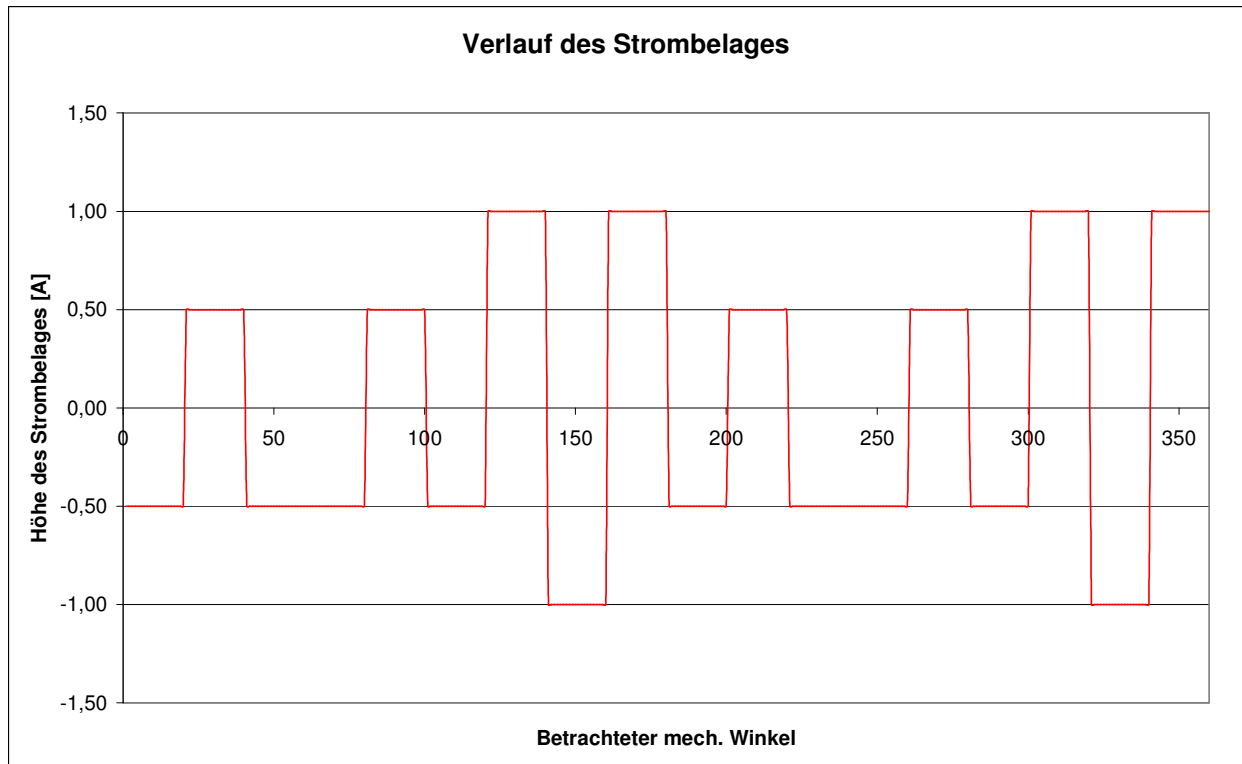


Abbildung 76: Strombelagsverteilung für Zeiger $A=1$, $B=-0.5$, $C=-0.5$

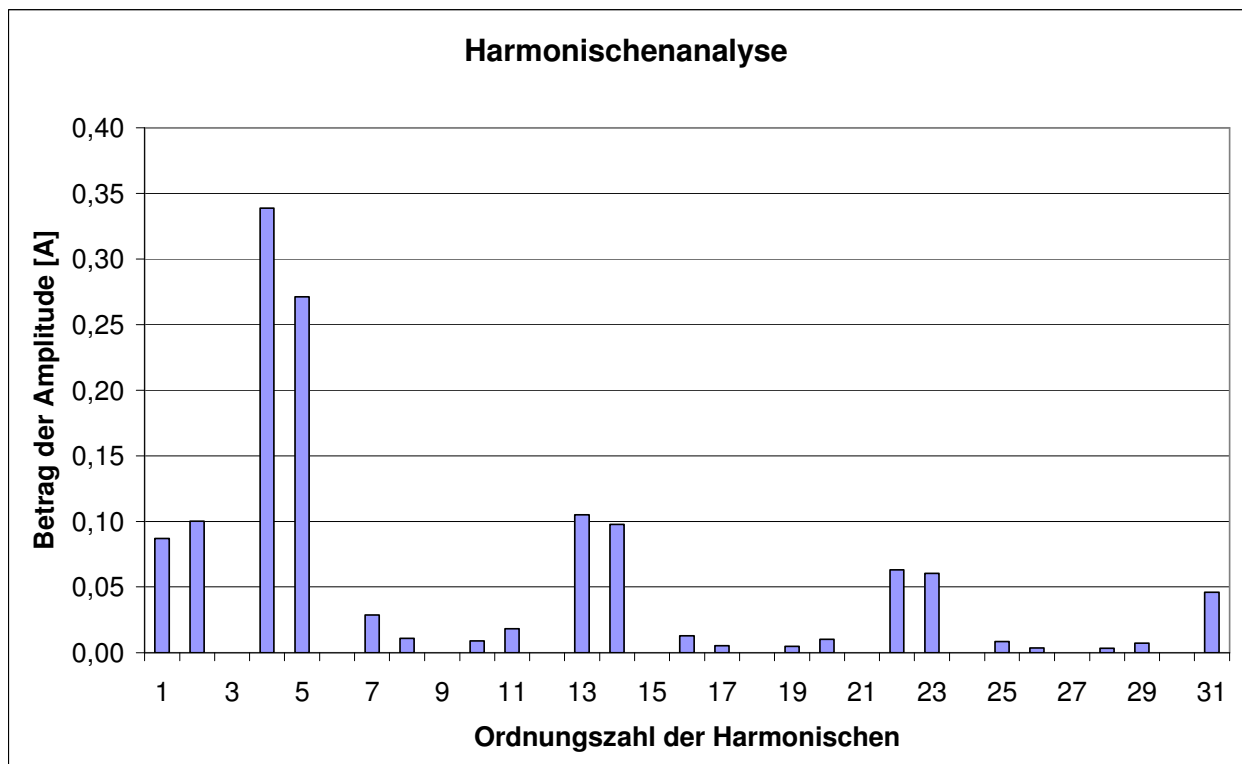


Abbildung 77: Harmonischenanalyse der Strombelagsverteilung

B 4 Felddbilder der Wicklungsvarianten bei gleicher Magnetenergie

Die Farben in den Feldern entsprechen einem bestimmten Bereich der Flussdichte. Dieser ist Abbildung 78 zu entnehmen. Bei allen Felddbildern gilt der gleiche Maßstab.

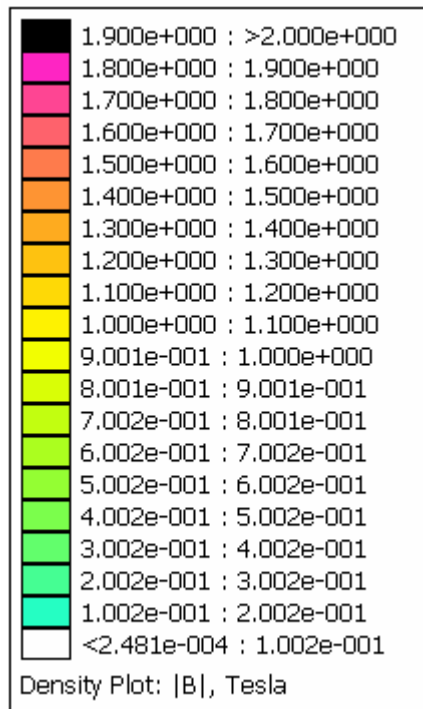


Abbildung 78: Farbskala für Flussdichte der Felddbilder

B 4.1 Originalmaschine

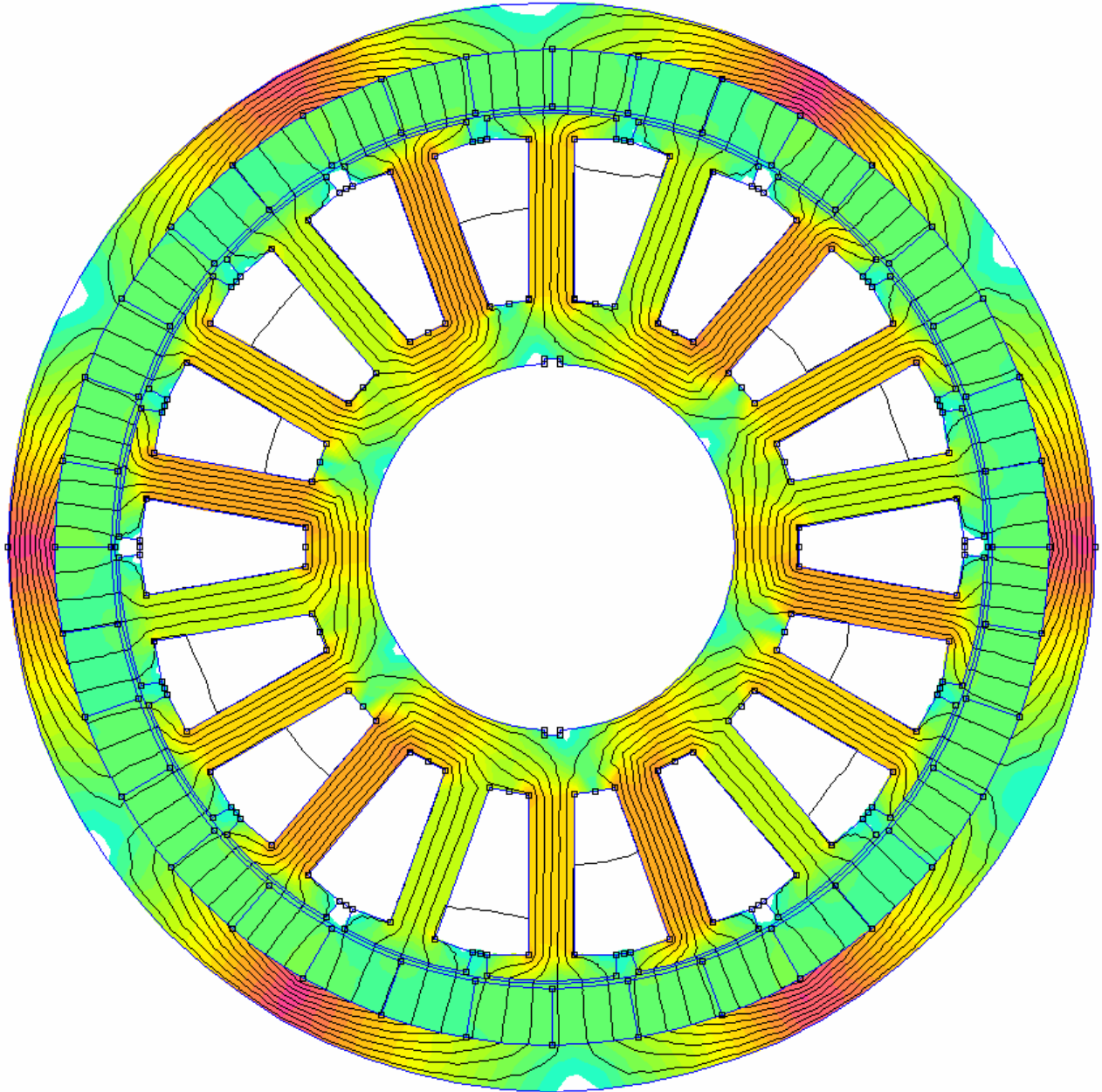


Abbildung 79: Feldbild des Originalmotors (dreipolig mit Ferritmagneten)

B 4.2 Dreipolige Maschine mit Hochenergiemagneten

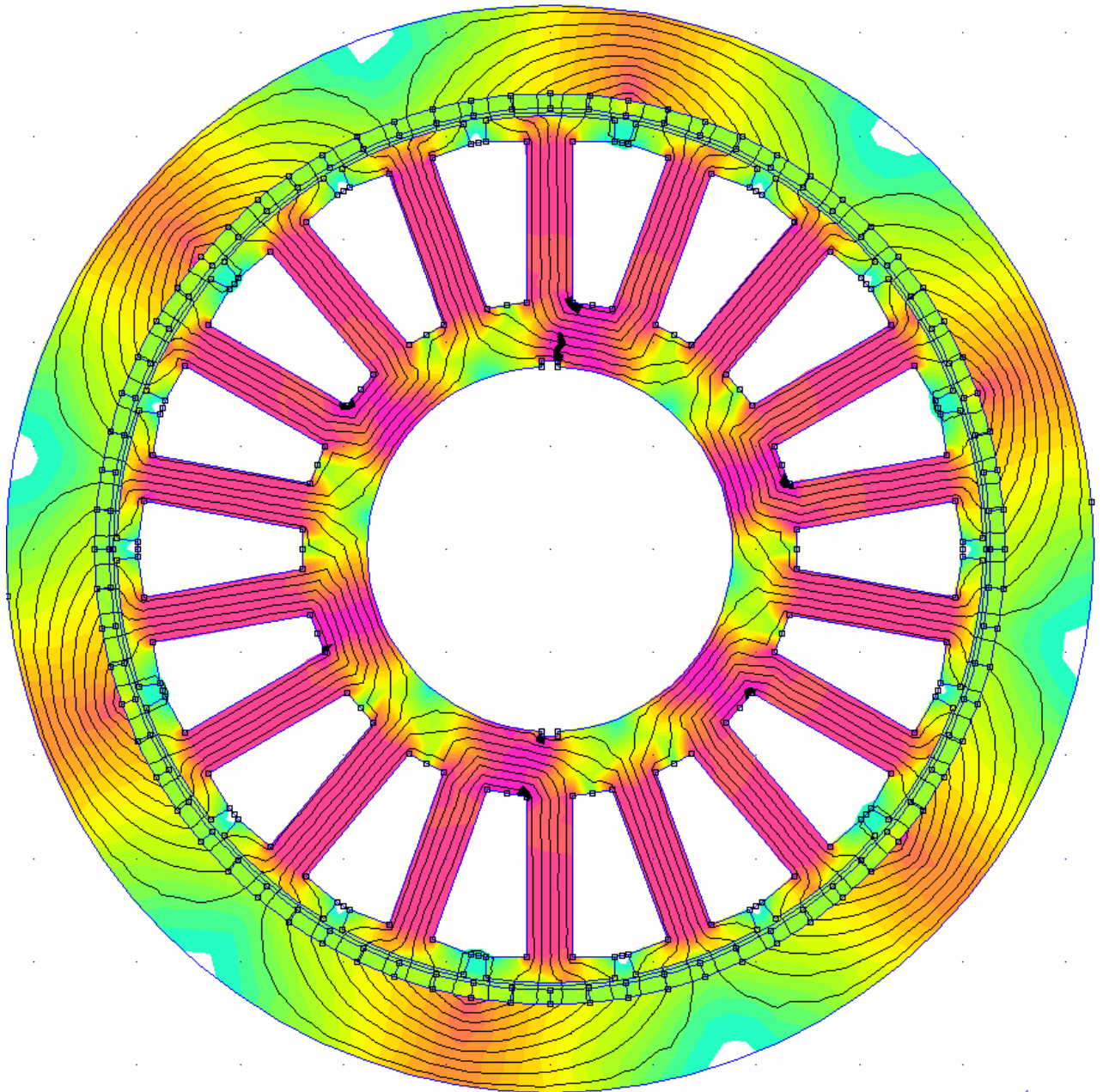


Abbildung 80: Felddbild der dreipoligen Maschine mit Hochenergiemagneten

B 4.3 Vierpolige Maschine mit Hochenergiemagneten

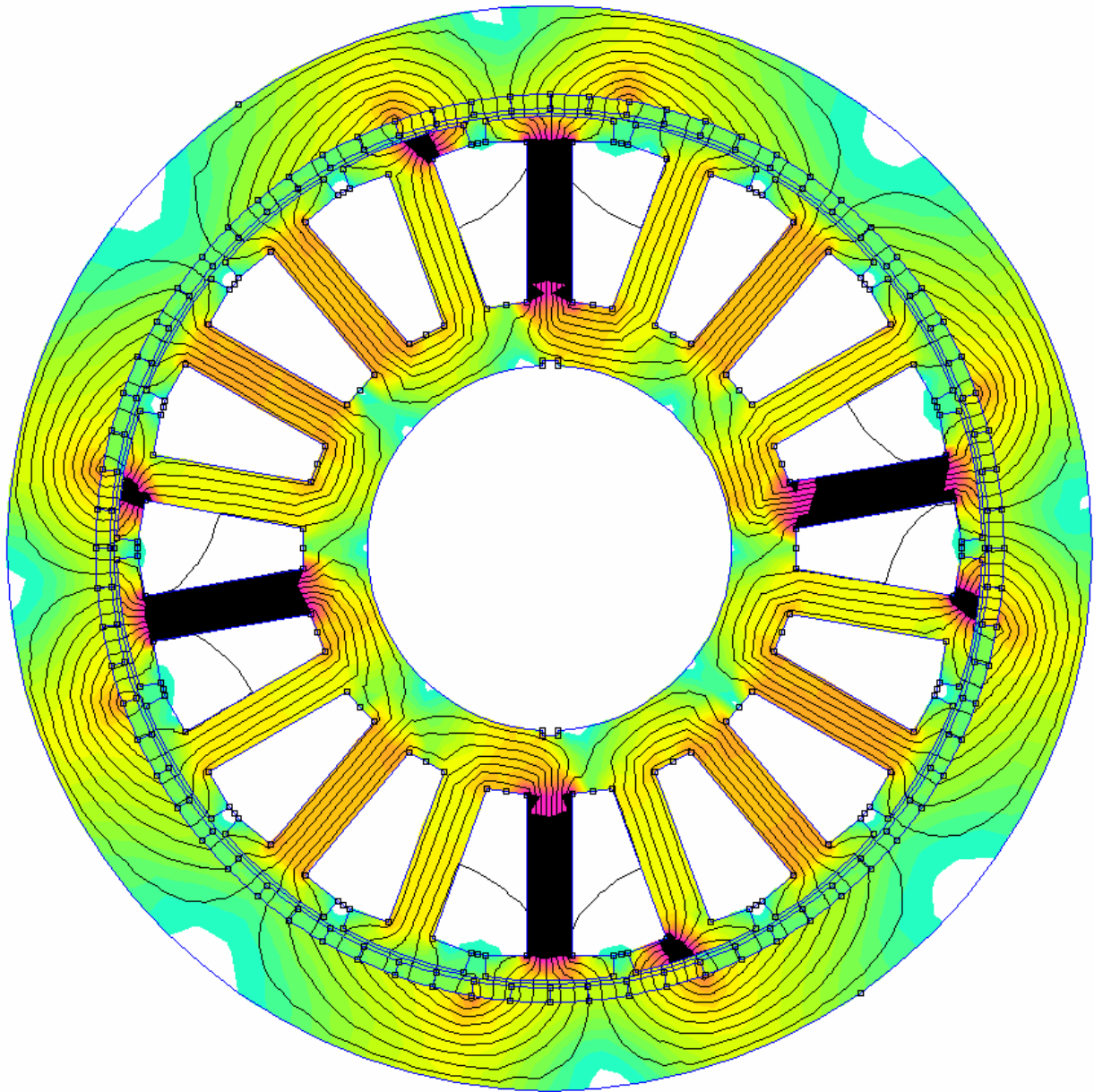


Abbildung 81: Feldbild der vierpoligen Maschine mit Hochenergiemagneten

B 4.4 Sechspolige Maschine mit Hochenergiemagneten

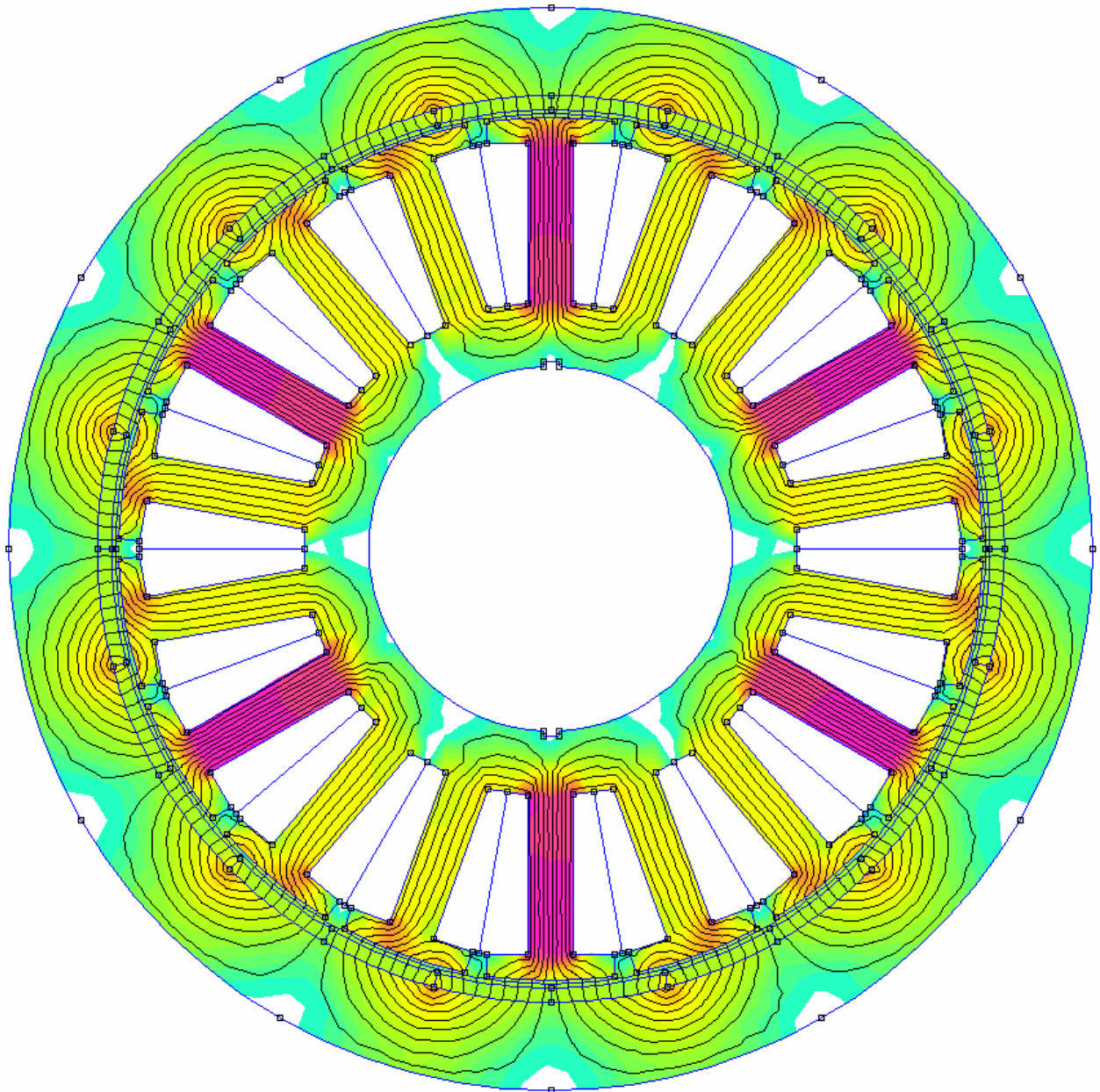


Abbildung 82: Feldbild der sechspoligen Maschine mit Hochenergiemagneten

B 4.5 Siebenpolige Maschine mit Hochenergiemagneten

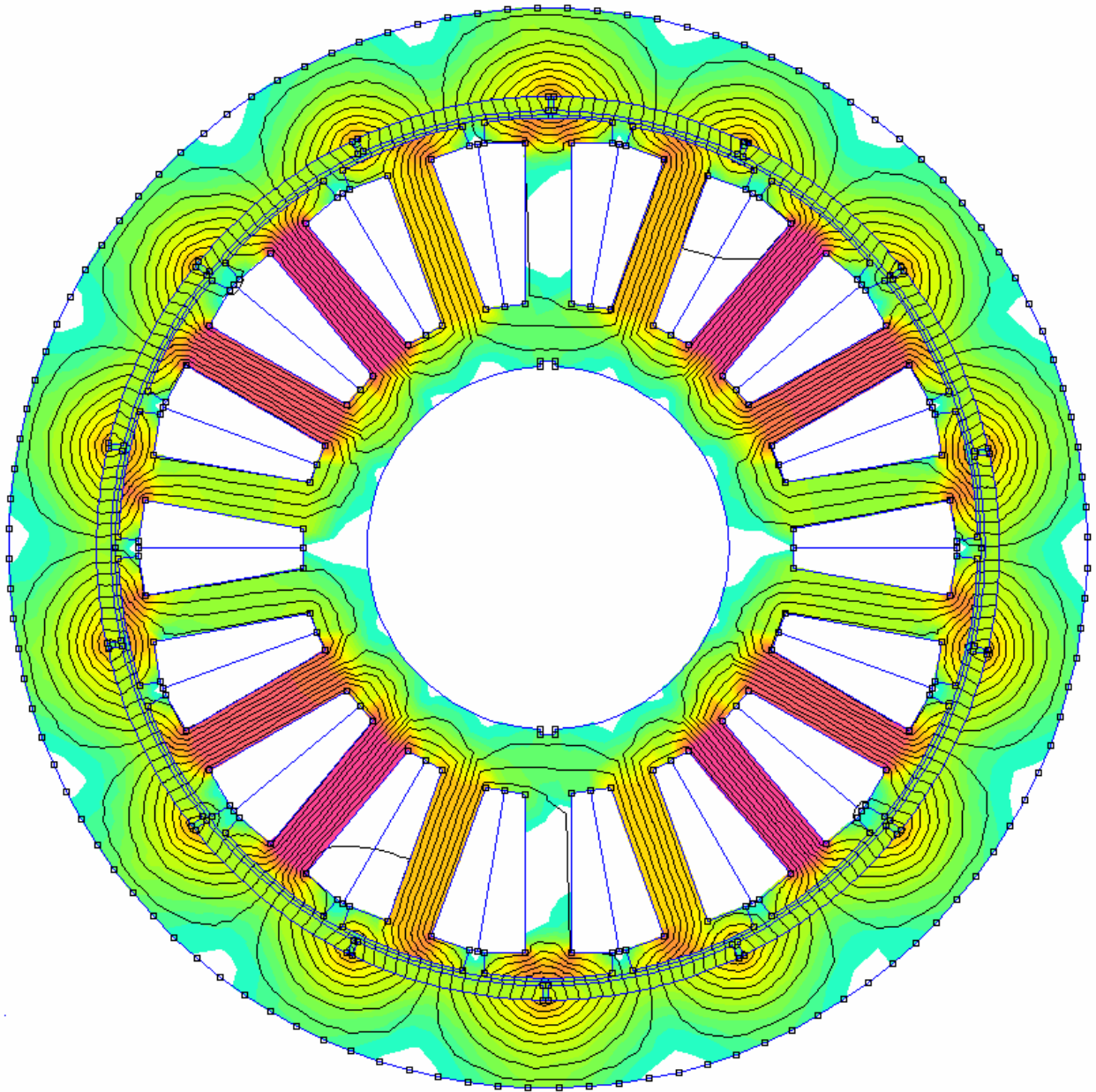


Abbildung 83: Feldbild der siebenpoligen Maschine mit Hochenergiemagneten

B 4.6 Achtpolige Maschine mit Hochenergiemagneten

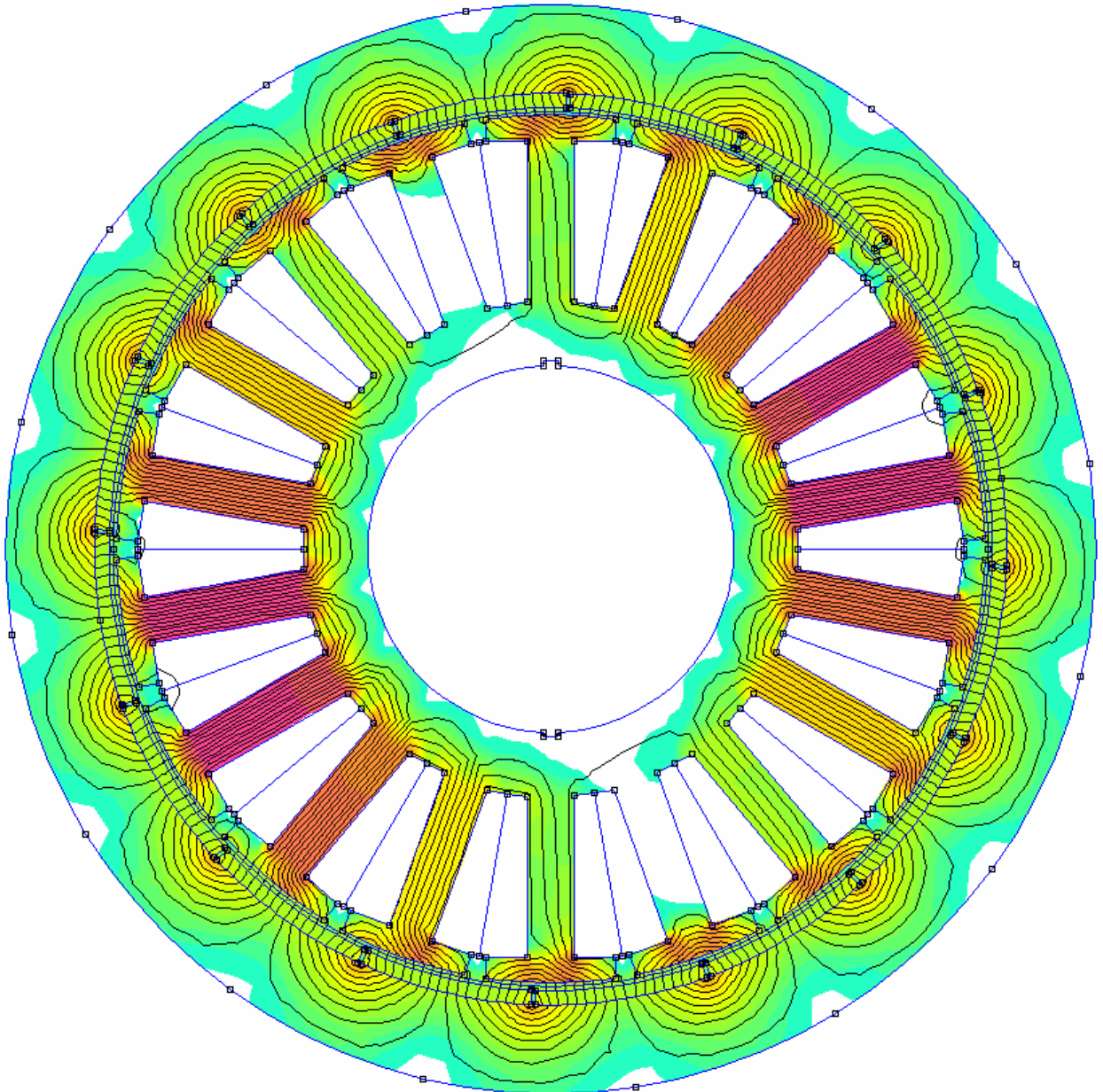


Abbildung 84: Feldbild der achtpoligen Maschine mit Hochenergiemagneten

B 5 Zeigerbilder

Leerlauf

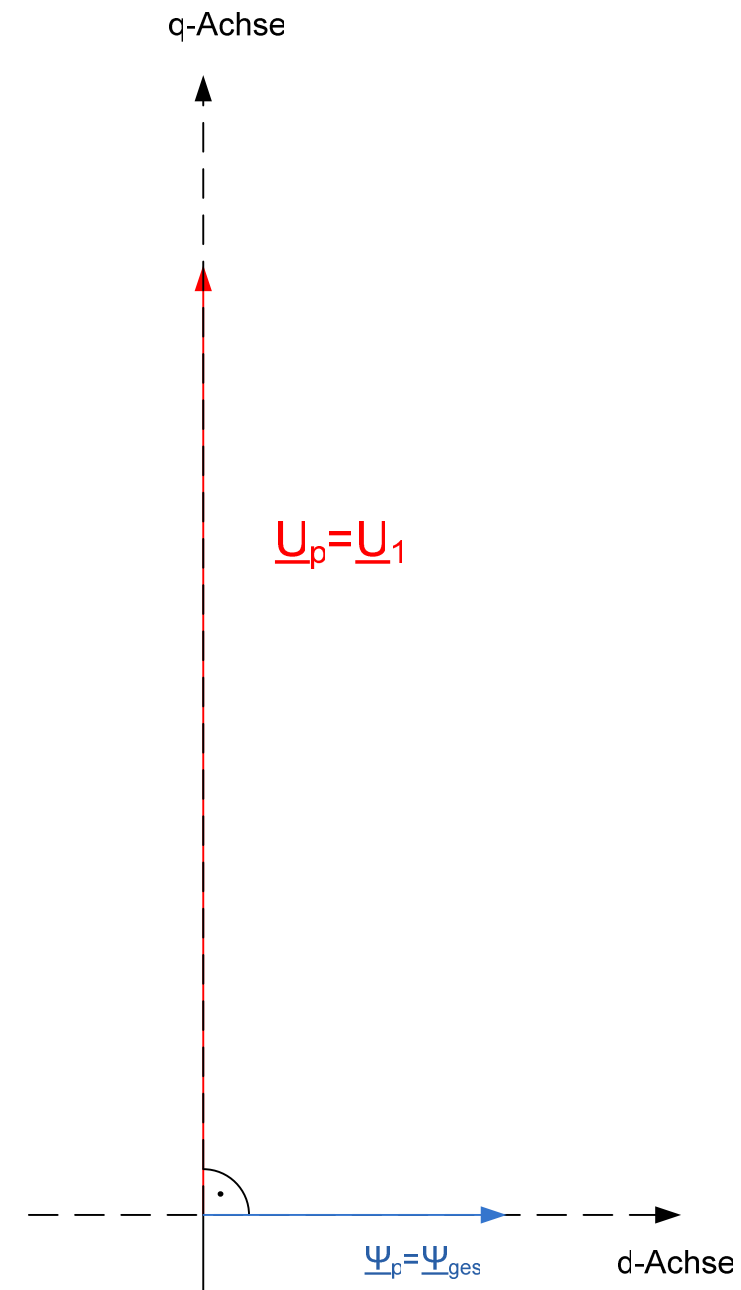


Abbildung 85: Zeigerbild der unbelasteten Synchronmaschine

Im Leerlauf der Synchronmaschine steht die Polradspannung aufgrund des Steuerverfahrens senkrecht auf der Polradflussverkettung. Da kein Strom I_1 fließt treten auch keine strombedingten Spannungsabfälle auf.

Last

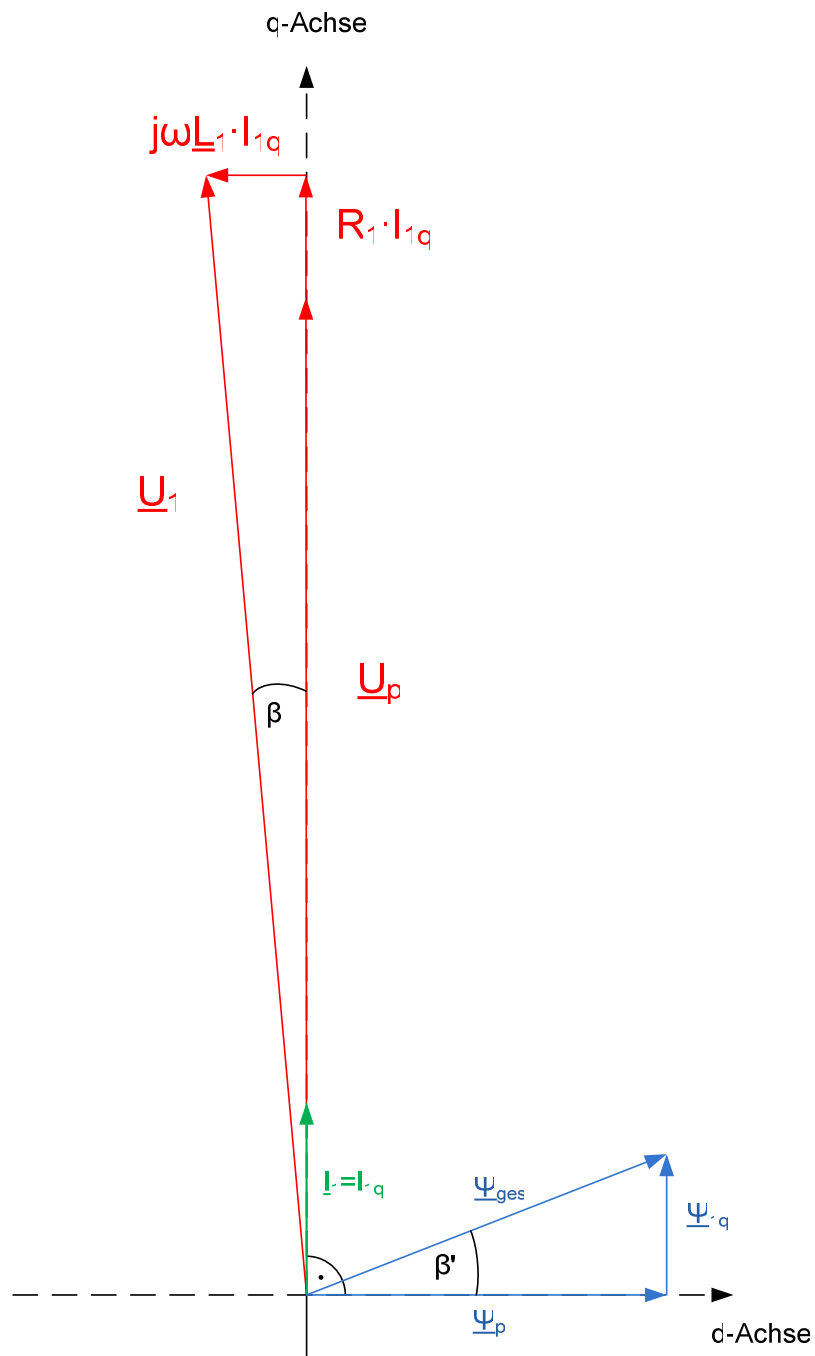


Abbildung 86: Zeigerbild der belasteten Synchronmaschine

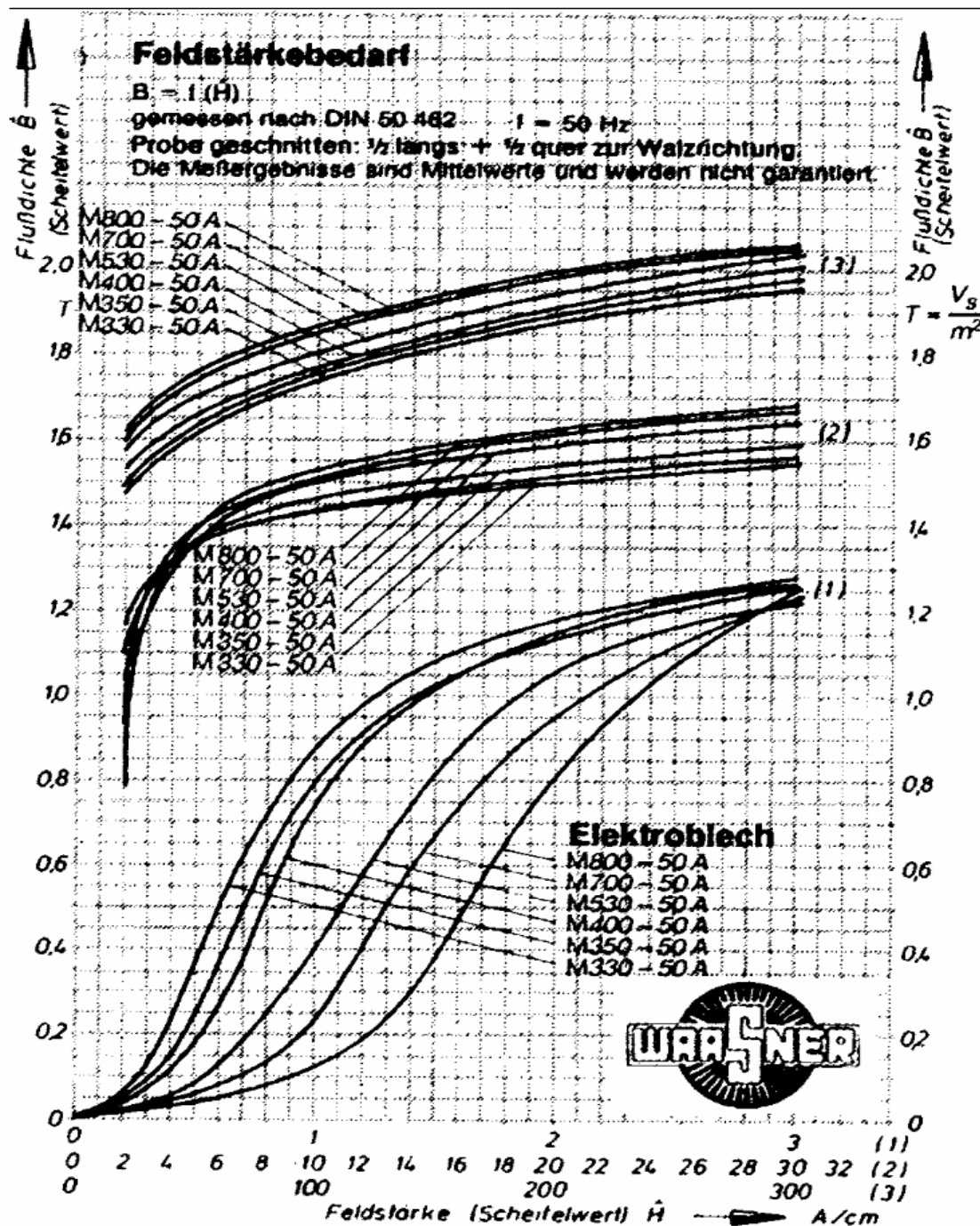
Bei der belasteten Maschine dagegen treten Ströme auf. Durch die Vorsteuerung des Spannungszeigers \underline{U}_1 steht der Strom \underline{I}_1 senkrecht auf der Polradflussverkettung $\underline{\Psi}_p$ und liegt mit \underline{U}_p in Phase. Auch tritt nun in der q-Achse eine Flussverkettung auf, die durch den Strom \underline{I}_1 an \underline{L}_1 entsteht. Die resultierende Flussverkettung $\underline{\Psi}_{ges}$ würde unter Vernachlässigung von R_1 senkrecht auf dem Spannungszeiger \underline{U}_1 stehen. Bei den kleinen Maschinen in dieser Arbeit ist R_1 nicht vernachlässigbar und muss beachtet werden.

Anlagen

A 1 Magnetisierungskennlinien ausgewählter Blechsarten

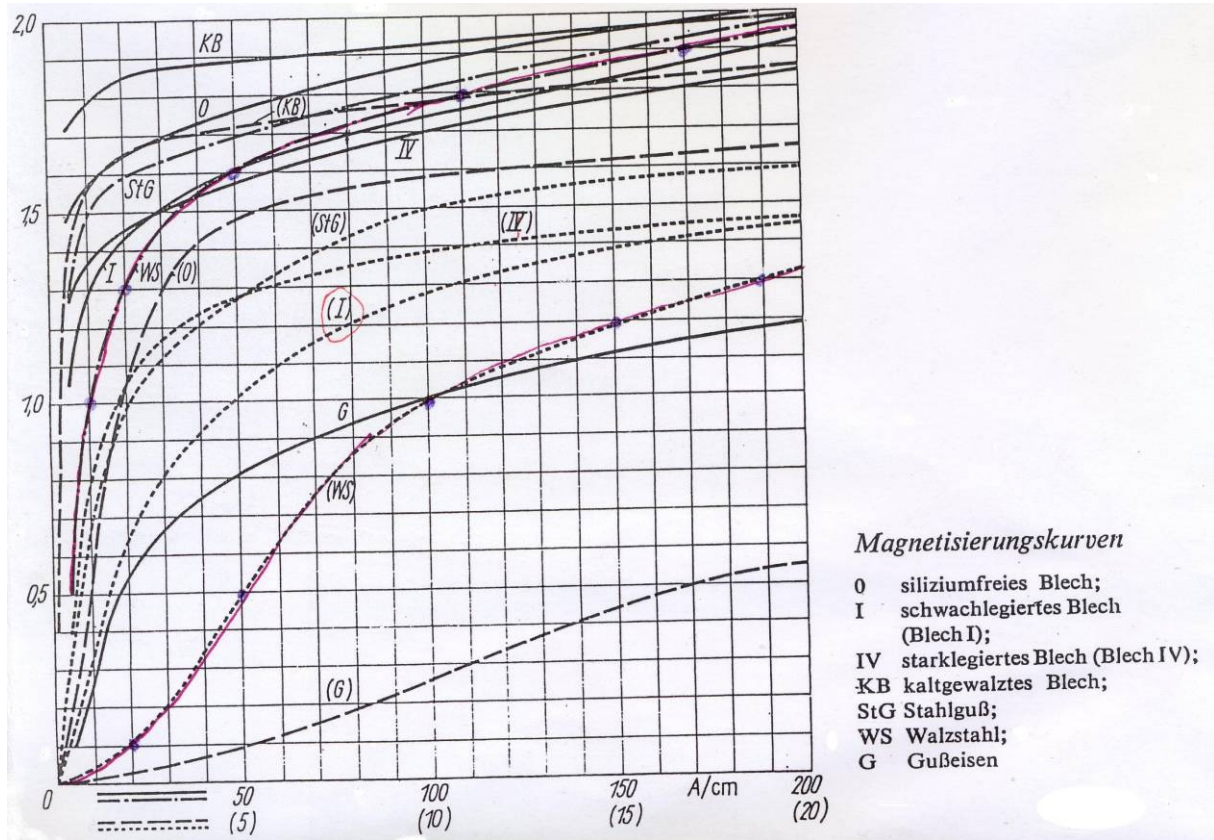
Da keine Kennlinie für das Material M600-50A angegeben ist, wird eine Kennlinie die zwischen der von M530-50A und M700-50A liegt angenommen.

Magnetisierungskennlinien $B_{Fe} = f(H_{Fe})$ Elektroblech M...-50A



Quelle: Gebrüder Waasner Elektrotechnische Fabrik GmbH,
 Bamberger Str. 85, 91301 Forchheim; www.waasner.de

A 2 Magnetisierungskennlinien weichmagnetischer Werkstoffe



Aus: Vogt, Karl
 Berechnung rotierender elektrischer Maschinen
 Verlag Technik Berlin, 1983