

Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte

Modulare Dauermagnetmaschine mit optimierter Feldführung

Fabian Rattei

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

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. J. S. Kindersberger

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. H. W. Lorenzen, em.
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. U. Wagner

Die Dissertation wurde am 15.11.2001 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 01.07.2002 angenommen.

Herrn Professor Dr.-Ing. H. W. Lorenzen, Inhaber des Lehrstuhls für Elektrische Maschinen und Geräte der Technischen Universität München, danke ich für die Anregung zu dieser Arbeit und deren Unterstützung.

Mein Dank gilt Herrn Professor Dr.-Ing. U. Wagner, der das Korreferat übernommen hat und Herrn Professor Dr.-Ing. J. S. Kindersberger für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.

Den Kollegen und allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Lehrstuhls möchte ich ebenfalls sehr herzlich danken. Mein besonderer Dank gilt hier Herrn Dr. Nuscheler, der mir in zahllosen Gesprächen immer mit Rat und Tat zur Seite gestanden hat. Der Werkstatt des Lehrstuhls gebührt ebenso ein großer Dank, da diese erst die praktische Umsetzung der Arbeit möglich machte.

Inhaltsverzeichnis

1	<i>Einleitung und Ziel der Arbeit</i>	1
2	<i>Anforderungsprofil</i>	4
3	<i>Aufbau und Eigenschaften einer modularen Dauermagnetmaschine</i>	6
3.1	Aufbau	6
3.2	Funktionsweise	8
3.3	Die beschreibenden Differentialgleichungen	9
3.3.1	Idealisierungen	9
3.3.2	Differentialgleichungen in Stranggrößen	10
3.3.3	Raumzeigerdarstellung der Differentialgleichung	12
3.3.4	Transformation in das d-q-System	15
3.3.5	Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm.....	16
4	<i>Numerische Feldrechnung</i>	17
4.1	Grundlagen der numerischen Feldrechnung	17
4.2	Vorgehensweise	18
4.3	Berechnungsgrundlagen	19
4.3.1	Magnetfeldberechnung	19
4.3.2	Drehmomentberechnung	19
5	<i>Eigenschaften und Parameter des Maschinenentwurfs</i>	21
5.1	Voraussetzungen	21
5.2	Rotor- und Statoraufbau	22
5.3	Materialien	25
5.3.1	Elektroblech	25
5.3.2	Permanentmagnete	27
5.3.3	Leitermaterial	28
5.4	Auslegungsrechnungen	28
5.4.1	Optimierung der Polschuhgeometrie.....	29
5.4.2	Abmessungen	33
5.4.3	Luftspaltinduktion des Erregerfeldes	33
5.4.4	Fluß im Statorzahn	34
5.4.5	Induktivitäten	35
5.4.6	Dreh- und Reluktanzmomente	37
5.4.7	Verluste	40

5.5	Einfluß der Schrägung	45
5.6	Ausnutzung.....	47
6	<i>Prototypenbau</i>	48
7	<i>Meßergebnisse</i>	54
7.1	Leerlaufversuch.....	54
7.1.1	Leerlaufmessung mit ungeschrägtem Stator	54
7.1.2	Leerlaufmessung mit geschrägtem Stator	58
7.2	Kurzschlußversuch	61
7.2.1	Kurzschlußmessung mit ungeschrägtem Stator	62
7.2.2	Kurzschlußmessung mit geschrägtem Stator	64
7.3	Generatorischer Belastungsversuch.....	66
7.3.1	Belastungsversuche mit ungeschrägtem Stator	67
7.3.2	Belastungsversuche mit geschrägtem Stator	68
7.4	Rastmomentmessung	70
7.4.1	Rastmomentmessung mit ungeschrägtem Stator.....	70
7.4.2	Rastmomentmessung mit geschrägtem Stator.....	71
7.5	Motorische und generatorische Messungen	71
8	<i>Zusammenfassung</i>	73
9	<i>Literaturverzeichnis</i>	75
Anhang	77
A	Formelzeichen.....	77
B	Indizierung.....	78
C	Skalar-, Vektor- und Matrizenschreibweise.....	79

1 Einleitung und Ziel der Arbeit

Die gegenwärtige Entwicklung im Automobilbau sucht nach Lösungen zur Reduzierung des Treibstoffbedarfs und des Schadstoffausstosses. Einige Ansätze suchen darüber hinaus nach Alternativen zu den herkömmlichen Energieträgern Diesel oder Benzin. Zu nennen sind insbesondere die Einführung von Erdgasfahrzeugen, die alternativ mit herkömmlichem Benzin oder mit Erdgas betrieben werden können sowie die Entwicklung von Verbrennungskraftmaschinen mit Wasserstoff als Energieträger.

Andere Alternativen stellen sogenannte Hybride dar, bei denen meist herkömmliche Diesel- oder Benzinantriebe durch einen zusätzlichen Antrieb ergänzt werden. Durch diese Ergänzung kann der Verbrennungsmotor in günstigen Betriebsbereichen betrieben werden, was ein signifikantes Einsparpotential bringt. Es kommen verschiedene Systeme als zusätzlicher Antrieb zum Einsatz, z. B. ein Schwungradspeicher, der Bremsenergie zwischenspeichert und diese beim nächsten Beschleunigungsvorgang additiv zum Verbrennungsmotor freisetzt, oder die wohl weitest verbreitete Variante eines Elektromotors, der sowohl motorisch als auch generatorisch betrieben werden kann und somit ebenfalls Bremsenergie, z. B. in einem Akkumulator, zwischenspeichern und bei Bedarf wieder zur Verfügung stellen kann. Der Elektromotor stellt im Vergleich zum Schwungradspeicher das wesentlich flexiblere System dar.

Ein weiterer Ansatz verzichtet auf den herkömmlichen Verbrennungsmotor und setzt stattdessen auf den voll elektrischen Antrieb. Da die klassischen Varianten an Akkumulatoren zur Energiespeicherung nach wie vor weit abgeschlagen hinter fossilen Energieträgern hinsichtlich der volumetrischen als auch gravimetrischen Energiedichten liegen, geht die Entwicklung verstärkt in Richtung sogenannter Brennstoffzellen als Energiewandler. Diese funktionieren nach dem Prinzip der ‚kalten Verbrennung‘, bei der sich Wasserstoff mit Sauerstoff zu Wasser verbindet, wobei die freigesetzte Energie in Form elektrischer Energie zum Antrieb eines Elektromotors genutzt wird. Als Energieträger kommen somit Stoffe in Frage, die einen hohen Wasserstoffgehalt aufweisen. Diese können Energiedichten in ähnlicher Größenordnung wie fossile Energieträger erreichen.

Im vorliegenden Fall wird an der TU München - gefördert durch die **Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG)** - im Rahmen des Sonderforschungsbereiches 365 ‚Umweltfreundliche Antriebstechnik für Fahrzeuge‘, ein Hybridfahrzeug entwickelt, das wie oben erwähnt zusätz-

lich zum herkömmlichen Diesellaggregat einen Elektromotor als zweite Antriebsquelle nutzt. Dieses Fahrzeug trägt den Namen ‚Autarker Hybrid‘. Dabei steht der Begriff ‚autark‘ für den Einsatz des Fahrzeugs ohne jegliche Anbindung an eine zusätzliche Stromversorgung. Der Lade-/Entladezyklus des Akkumulators wird durch eine intelligente Regelung des Gesamtfahrzeugreglers vorgenommen, so daß ein ‚Nachtanken‘ an der Steckdose entfallen kann. Eine wichtige Komponente dieses Fahrzeugtyps ist ein stufenloses Getriebe (CVT = Continuous Variable Transmission). Durch geschicktes Verschalten verschiedener Kupplungen kann dieses Getriebe den Verstellbereich der Übersetzung zweimal durchfahren und wird daher auch i^2 -Getriebe genannt. Die Fahrstrategie sieht vor, den Verbrennungsmotor möglichst oft in seinem verbrauchsgünstigsten Bereich zu betreiben. Dieser Bereich erstreckt sich jedoch nur auf ein kleines Drehzahl- und Drehmomentfenster.

Ist der Bedarf an Fahrenergie für den aktuellen Fahrzustand niedriger als die Leistung, die durch den Verbrennungsmotor zur Verfügung gestellt wird, so wird der Elektromotor als Generator eingesetzt und die überschüssige Energie im Akkumulator zwischengespeichert.

Genügt hingegen die Leistung des Verbrennungsmotors nicht, z. B. beim Beschleunigen, so wird der Elektromotor motorisch betrieben, um zusätzliche Leistung bereitzustellen.

Die Fahrstrategie wird natürlich durch einige Rahmenbedingungen eingeschränkt, z. B. muß auf einen entladenen oder voll geladenen Akkumulator entsprechend reagiert werden, um diesen vor Zerstörung zu bewahren.

Die vorliegende Arbeit stellt die Entwicklung einer Variante eines Elektromotors vor.

Es gibt eine große Anzahl verschiedenster Typen von Elektromotoren, sie werden in Gleichstrom- und Drehstrommotoren unterteilt.

Bei den Gleichstrommotoren wird zwischen elektrisch erregten und permanentmagnetisch erregten Typen unterschieden, je nachdem auf welche Art und Weise das magnetische Feld erzeugt wird.

Die Drehstrommotoren werden in Typen asynchroner und synchroner Bauart untergliedert.

Bei Asynchronmotoren läuft das magnetische Feld mit einer anderen Drehgeschwindigkeit um als der Rotor bei zweipoligen Maschinen.

Die Synchronmotoren werden nach der Art der Erregung unterschieden. Es gibt

- die elektrisch erregten,
- die permanentmagnetisch erregten und
- die nicht erregten Varianten.

Im Gegensatz zu den Asynchronmotoren läuft bei den Synchronmotoren dem Namen entsprechend das magnetische Feld genauso schnell um wie der Rotor bei zweipoligen Maschinen.

Die hier untersuchte **modulare Dauermagnetmaschine**, abgekürzt MDM, ist eine Sonderbauform einer permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine, die zumeist in Außenläuferbauweise ausgeführt wird, so auch bei dieser Anwendung. Ihre genaue Funktionsweise wird im Kapitel 3.2 ausführlich erläutert.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines solchen Maschinentyps, der leicht feldzuschwächen ist (siehe Abbildung 2 in Kapitel 3.3.5). Dies ist aufgrund des Anforderungsprofils erforderlich, welches im folgenden Kapitel beschrieben wird.

Die Umsetzung erfolgt durch einen speziellen Rotoraufbau. Hier werden auf die Permanentmagnete Polschuhe gesetzt, die dazu dienen sollen, die Reaktanz der Maschine zu erhöhen (siehe Kapitel 5.2) und damit den zum Feldschwächen notwendigen Strom zu reduzieren und den Einsatz in einem weiten Drehzahlbereich zu ermöglichen.

2 Anforderungsprofil

Für das elektrische Antriebsaggregat des ‚Autarken Hybrids‘ ist folgendes Anforderungsprofil als Ergebnis eingehender Untersuchungen entstanden [4, 5]:

- Gewicht der elektrischen Antriebseinheit max. 20 kg (die Antriebseinheit bestehend aus dem Elektromotor und dem Stromrichter mit der zugehörigen Steuerelektronik)
- zwei mögliche Bauraumvarianten des Elektromotors; diese unterscheiden sich deutlich in ihren Abmessungen;
Variante 1 darf einen max. Durchmesser von 170 mm bei einer axialen Länge von 300 mm haben, wohingegen
Variante 2 einen max. Durchmesser von 230 mm bei einer axialen Länge von nur 80 mm nicht überschreiten soll
- ein konstantes Drehmoment im Grunddrehzahlbereich bis 2000 min^{-1} von 38,2 Nm (das entspricht einer Leistung von 8 kW bei 2000 min^{-1}), im Feldschwäcbereich bis zur Maximaldrehzahl von 6000 min^{-1} mit einer - soweit wie möglich - konstanten Leistung von 8 kW
- Überlastbarkeit des elektrischen Antriebssystems möglichst um den Faktor 2, bei einem nicht näher spezifizierten Überlastprofil
- Betriebsnennspannung 120 V auf der Eingangsseite des Stromrichters; durch Lade- und Entladevorgänge bewegt sich die Akkumulatorspannung in einem Bereich von 90 – 150 V;

Die verschiedenen Bauraumvarianten resultieren aus dem im Fahrzeug zur Verfügung stehenden Platz im Motorraum.

Variante 1 wird über eine zusätzliche Getriebestufe mit dem CVT verkoppelt,

Variante 2 direkt angekuppelt.

Die zusätzliche Getriebestufe reduziert die Abtriebsdrehzahl um den Faktor 3, daraus resultiert eingangsseitig ein Drehzahlniveau von 6000 min^{-1} bis max. 18000 min^{-1} . Das Verhältnis von axialer Länge zum Durchmesser ist im Bereich handelsüblicher Maschinen und stellt deshalb keine Sonderbauform dar.

Bei Variante 2 ist das Verhältnis der axialen Länge zum Durchmesser wesentlich ungewöhnlicher, deshalb können hier nur spezielle Typen von Elektromaschinen zum Einsatz kommen. Diese müssen sich unter anderem durch eine hohe Energiedichte auszeichnen, um die geforderten Leistungsdaten erfüllen zu können. Außerdem muß bei dieser Variante großes Augenmerk auf den Wickelkopf gelegt werden, da die nutzbare axiale Eisenlänge bei ausladenden Wickelköpfen bei der geforderten axialen Baulänge von 80 mm (inkl. Gehäuse) sehr klein wird.

Für die Variante 1 existierten zu Beginn dieser Arbeit bereits eine Asynchron- und eine Synchronmaschine in herkömmlicher Bauform.

Für die Variante 2 existierte eine modulare Dauermagnetmaschine [3] und eine Transversalflußmaschine [7] befand sich im Bau.

Die Gründe für den Bau einer weiteren modularen Dauermagnetmaschine werden in Kapitel 5.1 dargestellt.

Die Vielfalt an verschiedenen Antrieben [6] soll Aufschluß darüber geben, welches System am besten geeignet erscheint.

3 Aufbau und Eigenschaften einer modularen Dauermagnetmaschine

3.1 Aufbau

Bei der modularen Dauermagnetmaschine [1, 2, 3] handelt es sich um eine permanentmagnetisch erregte Synchronmaschine. Von herkömmlichen Synchronmaschinen unterscheidet sich der Aufbau des Stators mit seinen Wicklungen. Bei diesem Maschinentyp besteht der Stator aus Zähnen, um die eine Wicklung gewickelt wird. Die Wicklungen der verschiedenen Stränge überlappen sich nicht, sondern jeder Strang besitzt eigene bewickelte Zähne, die Module genannt werden. Dadurch kann der Wickelkopf im Stirnraum der Maschine relativ klein ausfallen, was bei gleicher axialer Baulänge ein längeres Blechpaket ermöglicht. Aufgrund dieser Wickeltechnik können problemlos tiefe Nuten realisiert werden. So lassen sich hohe Strombeläge erzielen, die zu einem hohen spezifischen Drehmoment und einem hohen Wirkungsgrad führen.

Die verschiedenen Grundtypen modularer Dauermagnetmaschinen sind in Abbildung 1 dargestellt.

Es wird nach gerader oder ungerader Strangzahl m unterschieden und danach, ob die Anzahl der Rotorpole $2p$ kleiner oder größer als die Anzahl der Statorzähne Z ist. Die Strangzahl m entspricht der Anzahl der Phasen des zur Versorgung notwendigen Systems. Zusätzlich wird die sogenannte fiktive Strangzahl m' definiert. Bei Maschinen mit ungerader Strangzahl stimmen m und m' überein, bei Maschinen mit gerader Strangzahl ergibt sich

$$m' = 2 \cdot m \quad (1)$$

Bei Maschinen mit gerader Strangzahl lassen sich immer Modulpaare finden, deren Lage bezüglich der Magnete identisch ist, die Polarität der Magnete jedoch entgegengesetzt gerichtet ist. Diese können jeweils zusammengeschaltet werden.

Die Polzahl und die Strangzahl stehen in folgender Beziehung zueinander:

$$\frac{2 \cdot p}{Z} = \frac{m' \pm 1}{m'} \quad (2)$$

für m ungerade, bzw.

$$\frac{2 \cdot p}{Z} = \frac{m' \pm 2}{m'} \quad (3)$$

für m gerade.

Der Unterschied zwischen der Anzahl der Rotorpole und der Anzahl der Statorzähne ist so minimal und beträgt für m gerade zwei, bzw. für m ungerade eins.

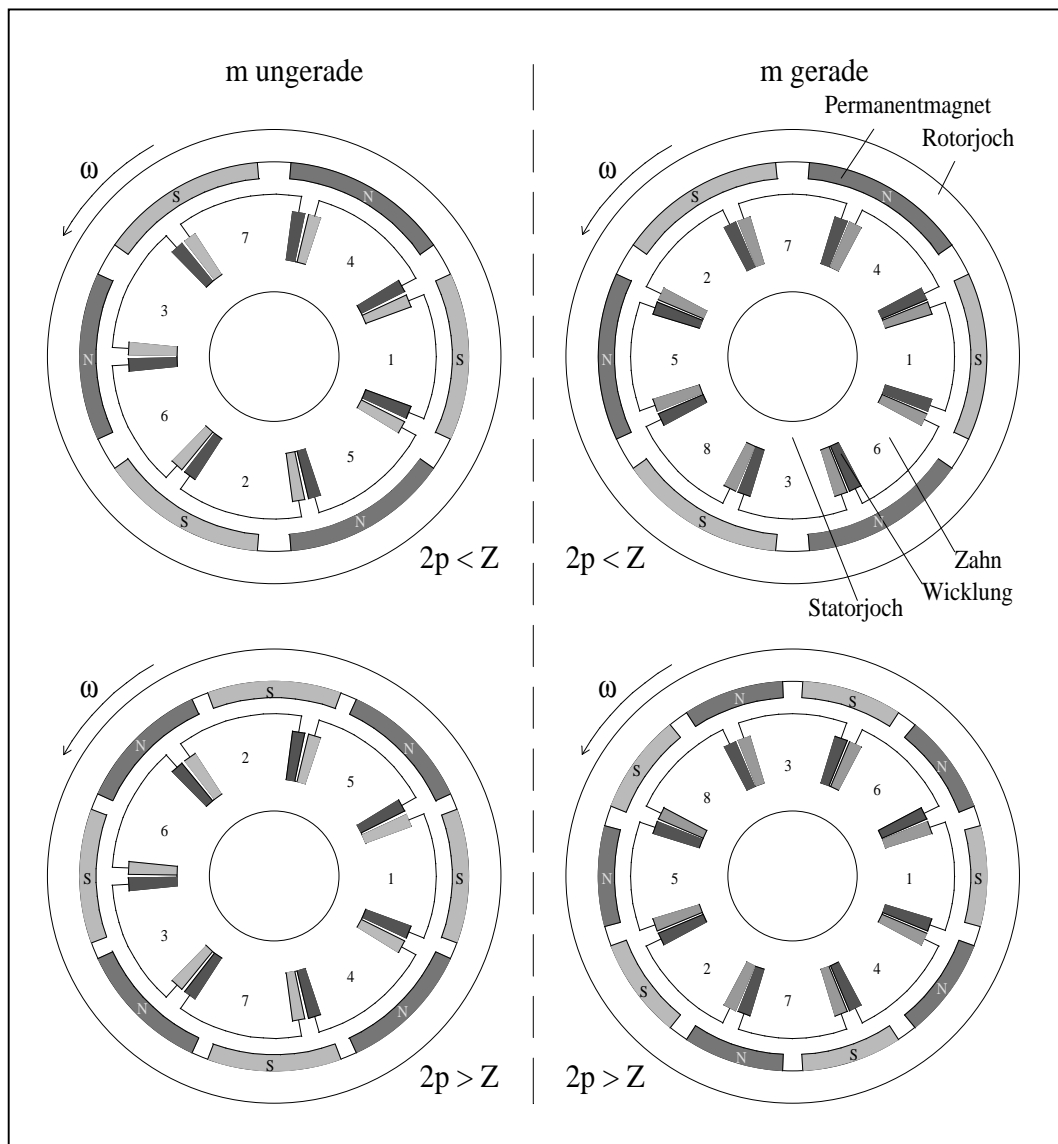


Abbildung 1: Grundtypen modularer Dauermagnetmaschinen

Die bisherige Betrachtung beschränkt sich auf Maschinen mit einer Statorpolzahl (bei m ungerade) bzw. Statorpolpaarzahl (bei m gerade) von eins. Das Prinzip ist aber genauso anwendbar für Maschinen, deren Statorpol(paar)zahl p' größer als eins ist. Die Anzahl der Zähne kann ein beliebiges ganzzahliges Vielfaches der fiktiven Strangzahl annehmen. Es vergrößert sich der Unterschied zwischen Rotorpolzahl und Zähnezahl entsprechend.

$$p' = \frac{Z}{m'} \quad (4)$$

Eine kurze Anmerkung zu dem Begriff ‚Statorpolzahl‘. Hier soll nicht die Existenz eines Monopols postuliert werden, wie fälschlicherweise angenommen werden könnte. Es soll vielmehr zum Ausdruck gebracht werden, daß es kein weiteres Modul gibt, in dem der Fluß dieselbe Amplitude bei umgekehrtem Vorzeichen aufweist. Vielmehr wird im idealen Fall davon ausgegangen, daß sich der Fluß über alle anderen Module gleichmäßig schließt.

Der Aufbau und die Abmessungen der einzelnen Module innerhalb einer Maschine sind identisch, ebenso verhält es sich mit den Rotorpolen. Diese Bauformen werden isotrop bezeichnet. In [2] werden Maschinen anisotroper Bauart vorgestellt, die hier jedoch nicht weiter betrachtet werden sollen.

3.2 Funktionsweise

Aufgrund der unterschiedlichen Polpaarzahlen im Stator und im Rotor wird deutlich, daß diese Maschinen als Hauptwelle nicht die Grundwelle aufweisen, wie dies bei herkömmlichen Drehfeldantrieben der Fall ist. Sinnvolle Ausnahmen können nur bei zwei- und dreisträngigen Typen realisiert werden. Hier existiert die Möglichkeit identische Polpaarzahlen im Stator und Rotor auszuführen, so daß diese Maschinen als Hauptwelle die Grundwelle aufweisen. Ansonsten weisen Modulare Dauermagnetmaschinen als Hauptwelle eine bestimmte Oberwelle auf, mit der sie optimal zu betreiben sind. Die Ordnungszahl der Hauptwelle ergibt sich aus dem Verhältnis von Rotor- zu Statorpolpaarzahl:

$$v = \frac{p}{p'} \quad (5)$$

In den gezeigten Beispielen der Abbildung 1 beträgt die Statorpol(paar)zahl immer eins. Deshalb ergibt sich die Ordnungszahl der Oberwelle direkt aus der Rotorpolpaarzahl.

Im Prinzip können im Rotor beliebige ganzzahlige Polpaarzahlen realisiert werden, jedoch gibt es bestimmte Verhältnisse von der Strangzahl des Stators zur Ordnungszahl der x -ten Oberwelle als Hauptwelle, mit der die Maschine betrieben wird, die eine besonders hohe Ausnutzung der Maschine ermöglichen. Dies sind bei Maschinen mit geradzahlgiger Strang-

zahl diejenigen Oberwellen, deren Ordnungszahlen um ± 1 von der Strangzahl abweichen. Bei ungeradzahligem Strangzahl sind es diejenigen Oberwellen, deren Ordnungszahlen um $\pm 1/2$ von der halben Strangzahl abweichen. Aus dieser Überlegung heraus ergeben sich die Gleichung (2) und die Gleichung (3).

Eine Drehung des Rotors kommt wie folgt zustande. Ausgangszustand der Betrachtung ist hierbei die Lage des Rotors zum Stator entsprechend der Darstellung in Abbildung 1. Hier befindet sich ein Südpol des Rotors deckungsgleich zum Modul Nr. 1. Es wird nun dasjenige Modul gesucht, dessen Abweichung zu einem Südpol des Rotors am geringsten ist. Dies ist bei Modul Nr. 2 der Fall. Wird dessen Wicklung von einem Strom durchflossen, welcher im Zahnkopf einen Nordpol erzeugt, so wird der Südpol des Rotors angezogen werden, bis sich beide direkt gegenüberstehen. Der Rotor hat sich somit um die Winkeldifferenz zwischen der Rotorpolteilung und der Statorzahnteilung weitergedreht. Wird dieses Prinzip fortgesetzt, so hat nun Modul Nr. 3 die gleiche Ausgangslage wie zuvor Modul Nr. 2. Entsprechend schließen sich die weiteren Nummern an. Nachdem jedes Modul zum gegebenen Zeitpunkt entsprechend bestromt worden ist, ergibt sich wieder die Ausgangssituation. Dabei hat sich der Rotor um eine Rotorpolpaarteilung weitergedreht.

Bei Maschinen mit einer Statorpol(paar)zahl größer eins finden sich entsprechend immer mehrere Module, welche die gleiche Lage bezüglich der Magnete aufweisen. Diese können durch Reihen- und/oder Parallelschaltung zu Modulgruppen zusammengeschaltet werden und jeweils gleichzeitig bestromt werden.

In jedem der Module, bzw. der Modulgruppen wird unter der Voraussetzung einer gleichmäßigen Drehung eine Vollperiode der induzierten Spannung hervorgerufen. Diese weisen jeweils eine zeitliche Phasenverschiebung von $2\pi/m'$ auf. Es wird also ein versorgendes Spannungssystem mit m Phasen benötigt, welches eine Phasenverschiebung von $2\pi/m'$ aufweist.

3.3 Die beschreibenden Differentialgleichungen

Die nachfolgenden Gleichungen basieren auf [1, 2, 3].

3.3.1 Idealisierungen

Für die analytische Berechnung gelten die folgenden Idealisierungen:

- keine Eisensättigung
- Blechpakete magnetisch widerstandslos, d. h. $\mu_{r,Fe} \rightarrow \infty$
- Eisenverlustleistung vernachlässigt

3.3.2 Differentialgleichungen in Stranggrößen

3.3.2.1 Spannungsdifferentialgleichung

Die Spannungsdifferentialgleichung lautet:

$$[\mathbf{u}] = [\mathbf{R}] \cdot [\mathbf{i}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\psi}] \quad (6)$$

Sie läßt sich mit

$$[\boldsymbol{\psi}] = [\mathbf{L}] \cdot [\mathbf{i}] + [\boldsymbol{\psi}_p] \quad (7)$$

in folgende Form bringen:

$$[\mathbf{u}] = [\mathbf{R}] \cdot [\mathbf{i}] + \frac{d}{dt} ([\mathbf{L}] \cdot [\mathbf{i}]) + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\psi}_p] \quad (8)$$

Unter der Voraussetzung, daß die Induktivitäten zeitunabhängig sind und

$$\frac{d}{dt} [\boldsymbol{\psi}_p] = [\mathbf{u}_p] \quad (9)$$

resultiert schließlich folgende Formel:

$$[\mathbf{u}] = [\mathbf{R}] \cdot [\mathbf{i}] + [\mathbf{L}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{i}] + [\mathbf{u}_p] \quad (10)$$

Die Vektoren $[\mathbf{u}]$, $[\mathbf{i}]$, $[\boldsymbol{\psi}]$, $[\boldsymbol{\psi}_p]$ und $[\mathbf{u}_p]$ haben die Form:

$$[\mathbf{x}] = [x^{(1)} \quad x^{(2)} \quad \dots \quad x^{(m')}]^T \quad (11)$$

Die Anzahl der Spalten und Zeilen der Matrizen beträgt ebenfalls jeweils m' .

Die Widerstandsmatrix ist eine Diagonalmatrix.

$$[\mathbf{R}] = \mathbf{R}_{\text{str}} \cdot [\mathbf{1}] \quad (12)$$

Die Induktivitätsmatrix setzt sich aus der Streu- und der Luftspaltinduktivität zusammen.

$$[\mathbf{L}] = [\mathbf{L}_\sigma] + [\mathbf{L}_\delta] = [\mathbf{L}_{\sigma n} + \mathbf{L}_{\sigma ns}] + [\mathbf{L}_{\sigma stirn}] + [\mathbf{L}_\delta] \quad (13)$$

Die Nutstreu matrix, die sich aus der Summe der Nut- und der Nutschlitzstreuung errechnet, ist keine reine Diagonalmatrix, da sich die Streufelder eines stromdurchflossenen Moduls nicht nur mit der Wicklung des eigenen Moduls, sondern auch mit der Wicklung der beiden benachbarten Module verketten. Auch hier muß zwischen Maschinen mit gerader und ungerader Strangzahl unterschieden werden.

Für Maschinen mit ungerader Strangzahl gilt:

$$[\mathbf{L}_{\sigma n} + \mathbf{L}_{\sigma ns}] = (\mathbf{L}_{\sigma n} + \mathbf{L}_{\sigma ns}) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & \dots \\ & & \ddots & & & \ddots & \ddots & \\ & & & \ddots & & & \ddots & \ddots \\ -\frac{1}{2} & 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} \\ \ddots & \ddots & & & & \ddots & & \\ & \ddots & \ddots & & & & \ddots & \\ 0 & \dots & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Für Maschinen mit gerader Strangzahl gilt:

$$[\mathbf{L}_{\sigma n} + \mathbf{L}_{\sigma ns}] = (\mathbf{L}_{\sigma n} + \mathbf{L}_{\sigma ns}) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & \dots \\ & & \ddots & & & \ddots & & \ddots & \\ & & & \ddots & & & \ddots & \ddots & \\ -\frac{1}{2} & 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2} & 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} \\ \ddots & \ddots & \ddots & & & \ddots & & \ddots & \\ & \ddots & \ddots & & & & \ddots & \ddots & \\ 0 & \dots & -\frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Die Stirnstreuinduktivitätsmatrix ist eine Diagonalmatrix, da die Stirnstreufelder nicht untereinander verkoppelt sind.

$$[\mathbf{L}_{\sigma stirn}] = \mathbf{L}_{\sigma stirn} \cdot [\mathbf{1}] \quad (16)$$

Der von einem Modul erzeugte Fluß schließt sich bei Maschinen mit ungerader Strangzahl gleichmäßig über alle übrigen Module zurück. Daraus ergibt sich für die Luftspaltinduktivitätsmatrix folgende Form:

$$[\mathbf{L}_\delta] = \mathbf{L}_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{m'} & -\frac{1}{m'} & \dots & \dots \\ -\frac{1}{m'} & 1 - \frac{1}{m'} & -\frac{1}{m'} & \dots \\ & & \ddots & \\ -\frac{1}{m'} & \dots & \dots & 1 - \frac{1}{m'} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Bei Maschinen mit gerader Strangzahl kann das System auf m Stränge reduziert werden. Hierfür ergibt sich schließlich eine Diagonalmatrix für die Luftspaltinduktivitätsmatrix unter der Annahme, daß keine Kopplung über die Luftspaltfelder auftritt.

$$[\mathbf{L}_\delta] = \mathbf{L}_\delta \cdot [\mathbf{1}] \quad (18)$$

3.3.2.2 Momentengleichung

Das entwickelte innere Luftspaltmoment ergibt sich zu:

$$M_D = \sum_{k=1}^{m'} \frac{u_p^{(k)} \cdot i^{(k)}}{\omega_{\text{mech}}} \quad (19)$$

3.3.2.3 Bewegungsdifferentialgleichung

Die Bewegungsdifferentialgleichung lautet:

$$\dot{\omega}_{\text{mech}} = \frac{M_D - M_W}{\Theta} \quad (20)$$

3.3.3 Raumzeigerdarstellung der Differentialgleichung

Für Untersuchungen des dynamischen Verhaltens elektrischer Maschinen hat sich die Raumzeigerdarstellung etabliert. Sie erfolgt durch eine komplexe Transformation der Originalgleichungen.

Die Spannungsdifferentialgleichung lautet in der Raumzeigerdarstellung:

$$[\underline{u}]' = \frac{1}{f} \cdot [\underline{R}]' \cdot [\underline{i}]' + \frac{1}{f} \cdot \left\{ [\underline{L}_\sigma]' + [\underline{L}_\delta]' \right\} \frac{d}{dt} [\underline{i}]' + [\underline{u}_p]' \quad (21)$$

Die Vektoren $[\underline{u}]'$, $[\underline{i}]'$ und $[\underline{u}_p]'$ haben m' Zeilen und sind vom Typ:

$$[\underline{x}]' = [x_0 \quad x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_k \quad \dots \quad x_2^* \quad x_1^*]^T = [\underline{C}]^{*T} \cdot [\underline{x}] \quad (22)$$

Die komplexe Transformationsmatrix

$$[\underline{C}] = \sqrt{\frac{f}{m'}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & \dots & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \underline{a}^{-1} & \underline{a}^{-2} & \dots & \underline{a}^{-k} & \dots & \underline{a}^{-(m'-1)} \\ \vdots & \underline{a}^{-2} & \underline{a}^{-4} & \dots & \underline{a}^{-2k} & \dots & \underline{a}^{-2 \cdot (m'-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & \underline{a}^{-k} & \underline{a}^{-2k} & \dots & \underline{a}^{-kk} & \dots & \underline{a}^{-k \cdot (m'-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & \underline{a}^{-(m'-1)} & \underline{a}^{-2 \cdot (m'-1)} & \dots & \underline{a}^{-k \cdot (m'-1)} & \dots & \underline{a}^{-(m'-1)^2} \end{bmatrix} \quad (23)$$

mit

$$\underline{a} = e^{j\varepsilon}, \quad \varepsilon = \frac{2\pi}{m'} \quad (24), (25)$$

muß nicht unitär sein, sondern kann durch die Beziehung

$$[\underline{C}] \cdot [\underline{C}]^{*T} = [\underline{C}]^{*T} \cdot [\underline{C}] = f \cdot [\underline{1}] \quad (26)$$

gekennzeichnet sein.

Der Faktor f wird zu

$$f = \frac{4}{m'} \quad (27)$$

festgelegt.

Für die transformierte Widerstands- und Stirnstreuinduktivitätsmatrix ergibt sich dadurch eine Änderung um den konstanten Faktor f .

$$[\mathbf{R}]' = [\mathbf{C}]^{*T} \cdot [\mathbf{R}] \cdot [\mathbf{C}] = f \cdot [\mathbf{R}] \quad (28)$$

$$[\mathbf{L}_{\text{stirn}}]' = f \cdot [\mathbf{L}_{\text{stirn}}] \quad (29)$$

Bei der Nutstreuinduktivität und der Luftspaltinduktivität ist eine Diagonalisierung des Systems zu erkennen. Hier muß jeweils wiederum zwischen Maschinen mit ungerader und gerader Strangzahl unterschieden werden.

$$[\mathbf{L}_{\text{on}} + \mathbf{L}_{\text{ons}}]' = f \cdot (\mathbf{L}_{\text{on}} + \mathbf{L}_{\text{ons}}) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 - \cos(\delta' \cdot \varepsilon) & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & 0 & 1 - \cos(2 \cdot \delta' \cdot \varepsilon) & 0 & \dots \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 - \cos((m' - 1) \cdot \delta' \cdot \varepsilon) \end{bmatrix} \quad (30)$$

Für ungerade Strangzahlen gilt:

$$\delta' = \frac{m' - 1}{2} \quad (31)$$

Für gerade Strangzahlen gilt:

$$\delta' = \frac{m' - 2}{2} \quad (32)$$

Für die Luftspaltinduktivitätsmatrix gilt im Falle von ungeraden Strangzahlen:

$$[\mathbf{L}_{\delta}]' = f \cdot \mathbf{L}_{\delta} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots \\ & & \ddots & \\ 0 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

Bei gerader Strangzahl vereinfacht sich das System zu:

$$[\mathbf{L}_{\delta}]' = f \cdot \mathbf{L}_{\delta} \cdot [\mathbf{1}] \quad (34)$$

Die Spannungsdifferentialgleichungen bestehen nach der Transformation aus m' entkoppelten Gleichungen.

Es werden m' Raumzeiger benötigt, um das System vollständig zu beschreiben. Ist die Maschine symmetrisch aufgebaut, ergeben sich die geradzahligen Raumzeiger zu Null. Das Nullsystem entfällt, wenn kein Nullstrom existiert.

3.3.4 Transformation in das d-q-System

Die Transformation in das d-q-System geschieht durch eine zusätzliche Transformation mit dem Faktor $e^{jk\theta}$, $k = 0 \dots (m'-1)$. Bei diesem System handelt es sich um zwei aufeinander senkrecht stehende Komponenten. Der Fluß ψ_p wird in die d-Achse gelegt. Damit liegt die induzierte Spannung, die sich aus der Ableitung des Flusses ergibt, in der q-Achse.

Der Vorteil dieser Darstellung liegt darin, daß das System nun mit der Winkelgeschwindigkeit der Raumzeiger rotiert, d. h. es entstehen Gleichgrößen, die z. B. in einer Regelung einfacher gehandhabt werden können als Wechselgrößen.

3.3.4.1 Spannungsdifferentialgleichung im d-q-System

Die Spannungsdifferentialgleichungen im d-q-System lauten:

$$[u_d] = \frac{1}{f} \cdot \left([R] \cdot [i_d] - \omega_2 \cdot [L_q] \cdot [i_q] + \frac{d}{dt} \left([L_d] \cdot [i_d] \right) \right) \quad (35)$$

$$[u_q] = \frac{1}{f} \cdot \left([R] \cdot [i_q] + \omega_2 \cdot [L_d] \cdot [i_d] + \frac{d}{dt} \left([L_q] \cdot [i_q] \right) \right) + [u_p] \quad (36)$$

Für diese Maschine sind die Vektoren $[u_{d,q}]$, $[i_{d,q}]$ und $[u_p]$ vom Typ

$$[x] = [x_0 \quad x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_{m'-1}]^T \quad (37)$$

Es gelten die gleichen Bedingungen wie im Kapitel 3.3.3 genannt. Somit werden mehrere Raumzeiger benötigt, um das System vollständig zu beschreiben. Je größer die Anzahl der Stränge einer Maschine ist, desto weniger beschreibt der Raumzeiger das System vollständig, der die Grundschwingung enthält. Das Ausmaß vergrößert sich mit zunehmendem Oberschwingungsspektrum.

3.3.4.2 Momentengleichung im d-q-System

Das Hauptwellendrehmoment im d-q-System lautet:

$$M_D = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (\psi_p \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (38)$$

Der zweite Term in der Drehmomentgleichung tritt nur bei einer Maschine mit Reluktanzeffekt auf, da ansonsten $L_d = L_q$ ist und damit der zweite Term zu Null wird.

3.3.5 Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm

Das vereinfachte einsträngige Ersatzschaltbild der modularen Dauermagnetmaschine ist identisch zu dem einer herkömmlichen Synchronmaschine und ist in Abbildung 2 dargestellt.

Die Zeigerdiagramme sind ebenfalls gleich denen einer Synchronmaschine. Beispielhaft ist in Abbildung 2 in der Mitte ein Zeigerdiagramm für den Ankerstellbereich ($\underline{u} > \underline{u}_p$) und rechts daneben eines für den Feldschwächbereich ($\underline{u} < \underline{u}_p$) dargestellt. Die Erklärung der Feldschwächung erfolgt in Kapitel 5.1.

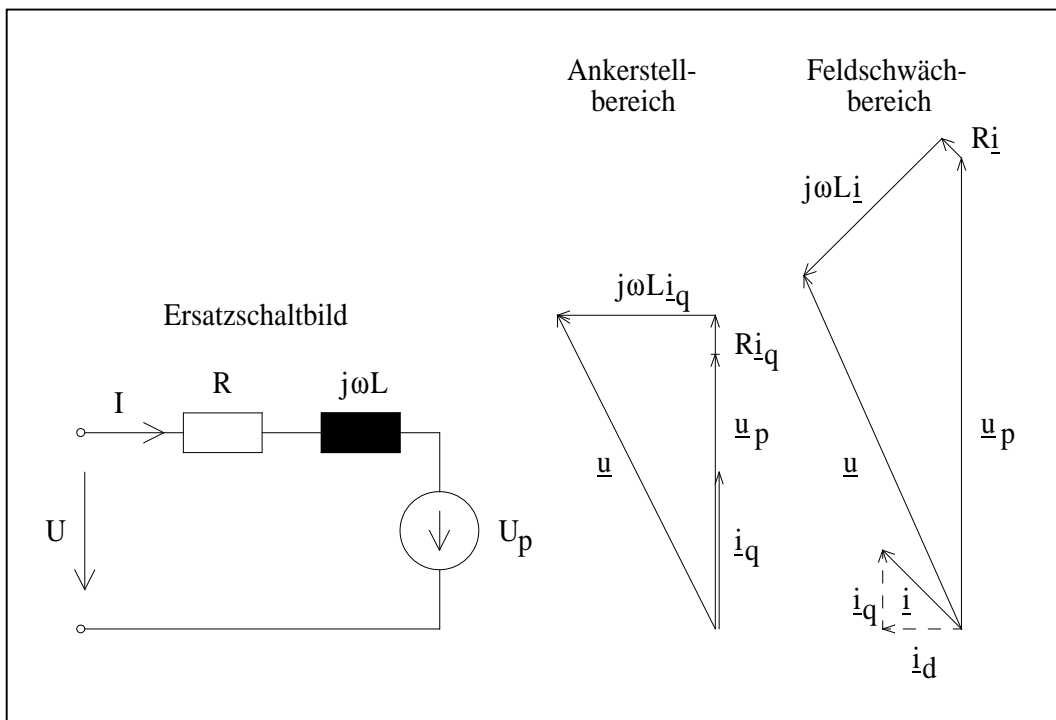


Abbildung 2: Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramme einer MDM

4 Numerische Feldrechnung

4.1 Grundlagen der numerischen Feldrechnung

Als Grundlage der rechnerischen Simulation (siehe Kapitel 5.4) dienen Differentialgleichungen. Diese Differentialgleichungen beschreiben das Verhalten eines differentiell kleinen Teils eines Gesamtsystems.

Für diese Anwendung interessieren in erster Linie die Maxwell'schen Gleichungen, die eine mathematische Formulierung der physikalischen Zusammenhänge für Magnetfelder darstellen.

Es wird versucht, das System der Gleichungen soweit wie möglich zu reduzieren, um den Rechenaufwand und damit den Speicherbedarf zu reduzieren. Als Beispiel sei hier die Reduktion der räumlichen Dimensionen von drei auf zwei genannt, soweit die Geometrie des Körpers dies näherungsweise erlaubt.

Neben dem analytischen Lösungsansatz, der meist nur bei einfachen Zusammenhängen zur Anwendung kommt und dessen Ergebnis eine exakte Lösung liefert, bietet der numerische Lösungsansatz eine wesentlich flexiblere Handhabung der Problemstellung, bei der das Ergebnis jedoch nur eine Näherung darstellt. Dafür gibt es eine ganze Reihe unterschiedlicher Lösungsansätze, z. B. das Differenzenverfahren oder Reihenansätze. Für die unbekannt Funktionen werden Näherungsansätze aufgestellt und durch eine iterative Vorgehensweise die Koeffizienten bestimmt. Die Funktionen ergeben sich oft durch bestimmte Randbedingungen oder gewisse Bedingungen, die im Inneren eines Gebietes erfüllt werden müssen.

Bei der **Finite-Elemente-Methode (FEM)** [10] wird die numerische Näherung bereichsweise angewandt. Die Übergänge zu benachbarten Gebieten verlaufen kontinuierlich. Die Gesamtlösung setzt sich aus vielen kleinen Teillösungen zusammen. Aufgrund der Aufspaltung in viele kleine Teilgebiete können Ansatzfunktionen niedriger Ordnung gewählt werden. Die Teilgebiete werden als Elemente bezeichnet. Die Verbindungsstellen zwischen den Elementen werden Knoten genannt. Jedes Element weist bestimmte Freiheitsgrade auf, deren Werte bei der Lösung zu bestimmen sind.

4.2 Vorgehensweise

Finite-Elemente-Programmpakete bieten im allgemeinen sogenannte

- Pre-Prozessoren,
- Solver und
- Post-Prozessoren.

Der Pre-Prozessor dient

- zur Eingabe der geometrischen Abmessungen,
- der Zuweisung von Materialeigenschaften für die einzelnen Bereiche und
- der Netzgenerierung.

Die Erstellung des geometrischen Modells erfolgt durch Zeichnen von Linien, Kreisen und Rechtecken. Die meisten Programme erfordern dabei, daß aneinanderstoßende Bereiche miteinander verknüpft werden müssen, um sicherzustellen, daß bei der späteren Netzgenerierung keine unverknüpften Zwischenräume mit Abstand Null entstehen. Dies würde falsche Rechenergebnisse oder sogar numerische Instabilitäten hervorrufen.

Zu den Materialeigenschaften zählen z. B. die Magnetisierungskennlinie für das Elektroblech und die B-H-Kennlinie der Permanentmagnete. Für Luft und andere magnetisch nicht leitfähige Stoffe muß ein entsprechendes $\mu_r = 1$ vorgegeben werden.

Die Vernetzung der einzelnen Teilbereiche kann automatisch erfolgen oder aber durch gezielten Eingriff sehr kontrolliert durchgeführt werden, um zu einer zufriedenstellenden Vernetzung zu kommen. Oft kann zwischen Dreieckselementen und Viereckselementen ausgewählt werden.

Im Anschluß an die Netzgenerierung erfolgt die Zuweisung von Randbedingungen oder die Freiheitsgradbindung. Das kann z. B. bedeuten, daß an den Rändern keine Feldlinien austreten können, oder aber bei der Ausnutzung von Symmetrieeigenschaften ein Randbereich mit einem anderen verknüpft wird, so daß die dort austretenden Feldlinien genau denen entsprechen, die am anderen Randbereich wieder eintreten. Falls Elemente mit einem Strom beaufschlagt werden sollen, so muß dies auch nach der Netzgenerierung erfolgen.

Nach diesem sogenannten Preprocessing kommt der Solver zum Einsatz. Dieser errechnet die Lösungen für jedes Element.

Der Post-Prozessor sorgt für die Auswertung und die Darstellung der Rechenergebnisse. So kann z. B. der Feldlinienverlauf oder die Induktionsverteilung dargestellt werden. In weiteren Schritten kann z. B. die Berechnung von den Flüssen, die eine Wicklung einschließt, oder die Berechnung des Drehmoments erfolgen. Mit Hilfe des Post-Prozessors ist auch eine Kontrolle des Preprocessing möglich, ob hierbei die Randbedingungen oder Freiheitsgradbindungen richtig vorgegeben worden sind.

4.3 Berechnungsgrundlagen

4.3.1 Magnetfeldberechnung

Als Grundlage zur Bestimmung von Magnetfeldern dienen die Maxwell'schen Gleichungen. Die Freiheitsgrade dieser Gleichungen sind die Potentiale. Andere magnetische Größen werden daraus abgeleitet. In diesem Fall wird eine statische Magnetfeldberechnung durchgeführt, die durch Gleichströme oder Permanentmagnete hervorgerufen wird. Bei einer zweidimensionalen Analyse wird die Vektorpotentialformulierung zur Lösung verwendet.

4.3.2 Drehmomentberechnung

Die Berechnung der Kräfte kann auf unterschiedliche Art und Weise erfolgen. Durch Multiplikation mit dem Hebelarm ergibt sich das Drehmoment.

Die erste Möglichkeit ist die Bestimmung über die Maxwell'schen Flächenspannungen. Hierbei wird an einer elektrisch stromlosen Grenzfläche Eisen zu Luft die Flächenspannung σ berechnet, die stets vom magnetisch dichteren zum magnetisch dünneren Medium gerichtet ist. Es wird zwischen dem Längszug und dem Querdruck unterschieden.

Der magnetische Längszug σ_L beruht auf einem senkrecht zur Grenzfläche austretenden Magnetfeld. Unter den Voraussetzungen, daß $\mu_{r,Fe} = \text{const.}$ und $\mu_{r,Luft} \ll \mu_{r,Fe}$ sind, gilt:

$$\sigma_L = \frac{B^2}{2 \cdot \mu_0} \quad (39)$$

Der magnetische Querdruck σ_Q entsteht bei einem parallel zur Grenzfläche verlaufenden Magnetfeld. Unter denselben Voraussetzungen wie oben ergibt sich:

$$\sigma_Q = \frac{B^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe}} \quad (40)$$

Die zweite Möglichkeit ist die Bestimmung der Kräfte über die virtuelle Verrückung. In diesem Fall erfolgt die Berechnung aus der Änderung der magnetischen Energie im Falle der Drehung des Rotors um eine infinitesimal kleine Strecke. Die während einer Drehung zugeführte elektrische Energie muß gleich der Summe aus mechanisch abgegebener Energie und der Änderung der im Magnetfeld gespeicherten Energie sein:

$$dW_{el} = dW_{mech} + dW_m \quad (41)$$

mit

$$dW_{el} = u \cdot i \cdot dt \quad (42)$$

$$dW_{mech} = F \cdot dx \quad \text{bzw.} \quad dW_{mech} = F \cdot \frac{D}{2} \cdot d\vartheta \quad (43)$$

$$dW_m = d \int_0^\psi i \cdot d\psi \quad (44)$$

Zur Kontrolle der beiden genannten Verfahren kann eine analytische Abschätzung nach Gleichung (38) erfolgen.

5 Eigenschaften und Parameter des Maschinenentwurfs

5.1 Voraussetzungen

Der Entwurf dieser Maschine greift die Entwicklung aus [3] auf und verwendet dessen Statorausführung.

Bei dieser Maschine handelt es sich um eine modulare Dauermagnetmaschine in Außenläuferbauweise mit einem in zwei Hälften geteilten Rotor. Diese Rotorhälften können gegeneinander um eine Rotorpolpaarteilung verdreht werden. Das hat zur Folge, daß der resultierende Fluß der Permanentmagnete je nach Stellung der Rotoren zueinander zwischen Null und einem Maximum beliebig variiert werden kann. Der Vorteil der Variation des Flusses ist der Einsatz dieser Maschine mit einem theoretisch beliebig weiten Feldschwächbereich.

Die Verstellung der beiden Rotorhälften gegeneinander geschieht nicht durch einen zusätzlichen Aktuator, sondern durch gezielte Einprägung der Statorströme. Dazu ist es notwendig, beide Systeme über ein Federsystem miteinander zu verkoppeln, um für definierte Verhältnisse der Systeme zueinander zu sorgen.

Der Aufbau des Rotors ist ansonsten klassisch, d. h. es werden oberflächenmontierte Magnete eingesetzt.

Die Funktion dieses Systems konnte nachgewiesen werden, dabei traten jedoch einige Schwierigkeiten bei der Realisierung für einen Fahrzeugeinsatz auf und das dynamische Verhalten der Maschine erwies sich als sehr träge [3, 12, 13, 14]. Aufgrund beschränkter Platzverhältnisse war es nicht möglich, die erforderlichen zwei Lagegebersysteme komplett in die Maschine zu integrieren. Außerdem erwies sich das Gesamtsystem als zu wenig robust.

Daraufhin wurden Überlegungen angestellt, wie diese Maschine für einen möglichen Fahrzeugeinsatz ertüchtigt werden kann. Wird auf die Rotorverstellung verzichtet, d. h. die beiden Systeme gegeneinander fixiert, entsteht eine ‚normale‘ permanentmagneterregte Maschine. Für solche Maschinen gibt es die bekannten Ansätze der Stromvorsteuerung, um sie im Feldschwächbereich betreiben zu können.

Um den Feldschwächbereich realisieren zu können, muß bei der Auslegung besonderes Augenmerk auf das Verhältnis vom Fluß, der von den Permanentmagneten erzeugt wird, zu den Induktivitäten gelegt werden.

Prinzipiell wird bei der Feldschwächung eine Spannungskomponente in das System eingeprägt, die der induzierten Spannung entgegengerichtet ist. Die induzierte Spannung, die sich aus der Ableitung des Flusses ergibt, steigt proportional mit der Drehzahl an. Der Stromrichter kann in Abhängigkeit von der Eingangsspannung nur eine bestimmte Ausgangsspannung erzeugen. Steigt die induzierte Spannung aufgrund der Drehzahl auf Werte, die größer als die maximale Ausgangsspannung des Stromrichters sind, ist es notwendig, dieser induzierten Spannung eine Spannungskomponente entgegenzurichten, um ein weiteres Beschleunigen der Maschine erreichen zu können. Diese zusätzliche Spannungskomponente wird mit Hilfe des Terms

$$\frac{1}{f} \cdot \omega_2 \cdot [L_d]' \cdot [i_d] \quad (45)$$

aus Gleichung (36) realisiert. Da dieser Term ebenfalls proportional mit der Drehzahl ansteigt, genügt die vorzeichenrichtige Einprägung eines konstanten Stromes, um den Fluß auf ein gewisses Maß zu reduzieren. Es wird deutlich, daß die Höhe des Strombetrags wesentlich von der Größe der Induktivität bestimmt wird. Eine große Induktivität erfordert geringe Ströme, was aus Sicht der Kupferverlustleistung und der Belastbarkeit des Stromrichters anzustreben ist.

Diese Maschine weist jedoch sehr kleine Induktivitäten auf. Um den Fluß, der von den Permanentmagneten erzeugt wird, vollständig zu kompensieren, ist ein Vielfaches des Nennstromes erforderlich (ca. Faktor 5). Zum einen weist der vorhandene Stromrichter diese Stromtragfähigkeit gar nicht auf und zum anderen wäre die Maschine bei diesen großen Strömen thermisch überlastet.

Die Maschine kann daher ohne Veränderung ihres Aufbaus und den daraus resultierenden Parametern nicht einsatzfähig gemacht werden. Aufgrund dieser Tatsache entstand ein überarbeiteter Entwurf, der in den folgenden Kapiteln ausführlich erläutert wird.

5.2 Rotor- und Statoraufbau

Grundlage des neuen Entwurfs ist die Verwendung des bisherigen Stators, sofern die erzielbaren Ergebnisse zu guten Maschineneigenschaften führen.

Die Maschine besitzt im Stator 24 Zähne und im Rotor 20 Magnete. Damit liegen die Strangzahl und die Polpaarzahl des Stators fest. Gleichung (3) liefert durch Einsetzen, daß es sich um eine Maschine mit sechs Strängen und der Statorpolpaarzahl zwei handeln muß.

Wie im vorangegangenen Kapitel dargestellt, muß ein weiter Feldschwächbereich möglich sein, um den gewünschten Drehzahlbereich abzudecken.

Dazu ist es notwendig, die Induktivitäten drastisch zu erhöhen. Große Induktivitäten lassen sich dadurch erzielen, indem der magnetische Widerstand des magnetischen Kreises klein gehalten wird. Dies gelingt mit Hilfe von Materialien, deren magnetische Leitfähigkeit μ_r sehr groß ist. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Streuwege zu verbessern und dadurch den gleichen Effekt zu erzeugen.

Diese Überlegungen führten dazu, über in den Rotor eingebettete Permanentmagnete nachzudenken. Bei herkömmlichen permanentenerregten Maschinen mit auf der Oberfläche montierten Magneten läßt sich die Leitfähigkeit des magnetischen Kreises nur in gewissen Grenzen variieren. Dies liegt zum einen an der Leitfähigkeit der Magnete selbst ($\mu_r \approx 1$) und zum anderen an einer Mindestdicke der Magnete, damit diese beim Betrieb der Maschine nicht dauerhaft entmagnetisiert werden. Somit ergibt sich der Bereich mit einer schlechten magnetischen Leitfähigkeit aus der Summe des Luftspalts und der Dicke der Magnete. Abbildung 3 zeigt eine Anordnung mit eingebetteten Magneten. Sind die Magnete nun in das Eisen eingebettet, so kann sich der magnetische Kreis schließen, ohne die Magnete durchdringen zu müssen (Abbildung 3, rechte Darstellung). Damit erhöht sich die Leitfähigkeit des magnetischen Kreises und damit auch die Induktivitäten. Nachteilig an dieser Anordnung ist, daß den Magneten ein guter Rückschluß direkt über das Eisen im Rotor ermöglicht wird (Abbildung 3, linke Darstellung). Dadurch reduziert sich der magnetische Fluß in den Statorzähnen, was einen unerwünschten Nebeneffekt darstellt. Bereits an dieser Stelle wird deutlich, daß Kompromisse eingegangen werden müssen, um das gewünschte Ziel zu erreichen.

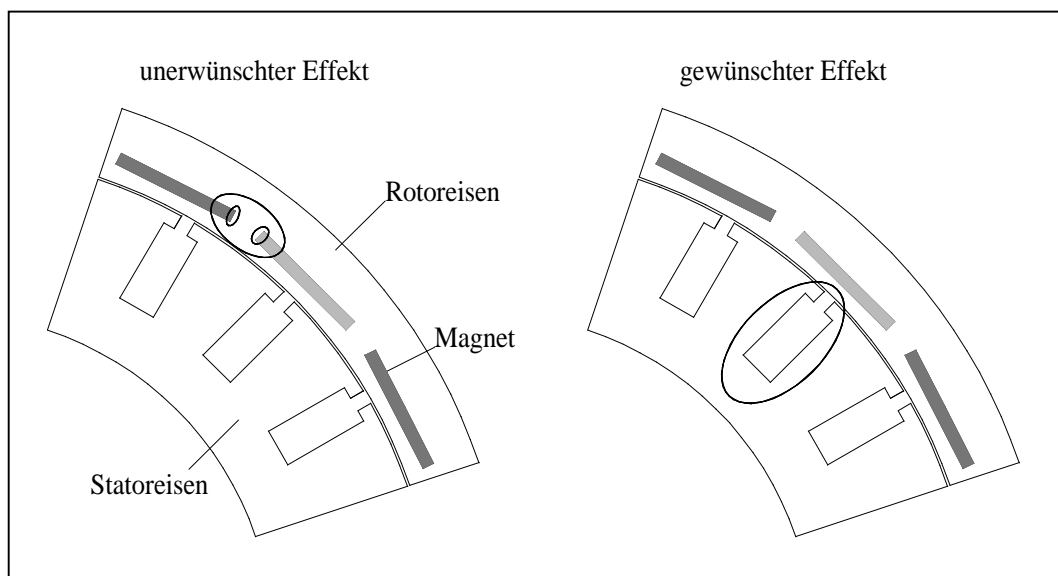


Abbildung 3: Anordnung mit eingebetteten Magneten

Die Vorteile der eingebetteten Magnete bestehen darin, die Leitfähigkeit des magnetischen Kreises zu verbessern und einen Schutz der Magnete vor Zerstörung durch die Fliehkräfte zu

bieten. Bei eingebetteten Magneten kann diese Aufgabe von dem Eisen übernommen werden, welches die Magnete umgibt. Oberflächenmontierte Magnete sind meist verklebt und dieser Klebstoff muß in der Lage sein, die Fliehkraftbeanspruchung aufzunehmen.

Die hier vorgestellte Maschine ist eine Außenläuferkonstruktion. Hier muß das außenliegende Rotorjoch in der Lage sein, die Fliehkraftbeanspruchung aufzunehmen. Aus diesem Grund kann ein Spalt zwischen die radial wechselnd polarisierten Magnete eingefügt werden, ohne eine mechanische Instabilität der Konstruktion hervorzurufen. Damit ist ein direkter Rückschluß der Magnete innerhalb des Rotors unmöglich. Die Streuanteile vergrößern sich natürlich, aber nicht in dem Maße wie bei der kompletten Einbettung. Aus der Einbettung der Magnete ist ein Rotor mit sogenannten Polschuhen geworden, wie er in Abbildung 4 zu sehen ist. Die geometrischen Abmessungen der Polschuhe werden in einem Optimierungsprozeß durch Variation der Breite und Dicke gewonnen.

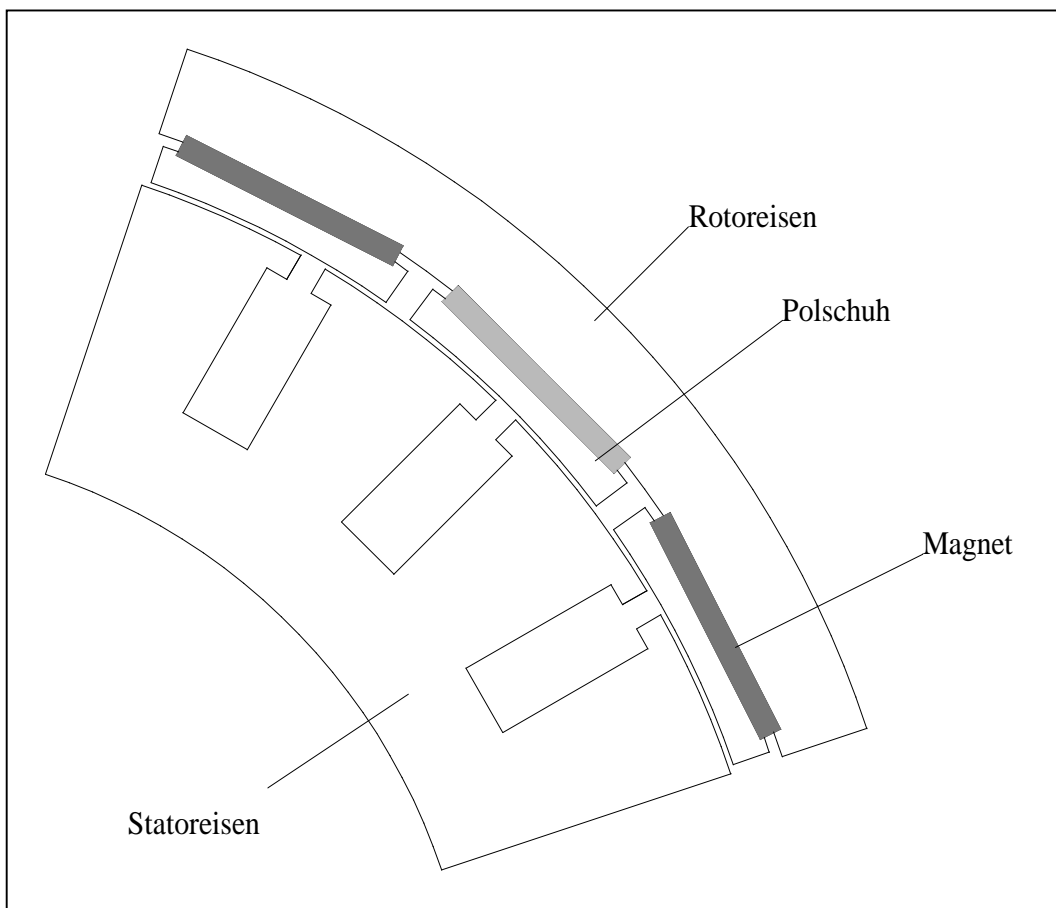


Abbildung 4: Anordnung mit Rotorpolschuhen

Aufgrund der Eigenschaften einer modularen Dauermagnetmaschine mit einer unterschiedlichen Anzahl an Statorzähnen und Rotorpolen ergeben sich hier noch weitere Vorteile, die im folgenden genannt sind.

Die Theorie zum Entwurf modularer Dauermagnetmaschinen ermöglicht das Verhältnis von Rotorpolzahl zur Anzahl der Statorzähne entsprechend Gleichung (2) und Gleichung (3) zu variieren. Bei dieser Ausführung des Stators mit sechs Strängen und einer Statorpolpaarzahl von zwei ergeben sich die genannten 24 Zähne. Der Rotor kann nun entweder mit einer Polpaarzahl von 10 oder von 14 realisiert werden. Werden 10 Polpaare gewählt, bedeutet dies, daß der Rotorpolbogen größer als der Statorpolbogen ist. Entsprechend umgekehrt verhält es sich bei der Wahl der Rotorpolpaarzahl von 14. Im Hinblick auf die Eisenverluste, die von der Frequenz abhängig sind, wird die niedrigere Zahl von Rotorpolpaaren gewählt.

Im folgenden Kapitel wird auf die Materialien, die zum Einsatz kommen werden, ausführlich eingegangen, bevor schließlich auf die eigentlichen Auslegungsrechnungen mit den zugehörigen Optimierungsprozessen und der daraus folgenden Darstellung der Ergebnisse des endgültigen Entwurfs eingegangen wird.

5.3 Materialien

Vor Beginn der Auslegungsrechnungen ist die Auswahl geeigneter Materialien notwendig, da bestimmte Eigenschaften und Parameter dieser Stoffe in das Programm eingebunden werden müssen.

5.3.1 Elektroblech

Das Elektroblech ist maßgeblich für die magnetischen Eigenschaften der Maschine und damit für das Sättigungsverhalten verantwortlich. Die Magnetisierungskennlinie stellt die Induktion über der magnetischen Feldstärke dar. Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen und der magnetischen Leitfähigkeit μ_r lautet bei isotropen Materialien:

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 \cdot H} \quad (46)$$

Die in einem Elektroblech entstehenden Eisenverluste setzen sich aus den Hysterese- und den Wirbelstromverlusten zusammen. Die Höhe der Verluste ergibt sich aus der Materialzusammensetzung und aus der Blechdicke. Beide Verlustanteile bestimmen sich im wesentlichen aus der Induktion und der Frequenz, mit der sich die Induktion ändert.

$$P_{\text{FeHy}} \sim f \cdot B^2 \quad (47)$$

$$P_{\text{FeWi}} \sim f^2 \cdot B^2 \quad (48)$$

Die Speisefrequenz der hier gewählten Maschine mit einer Rotorpolpaarzahl von $p = 10$ liegt bei Maximaldrehzahl bei $f_{el} = 1000$ Hz aufgrund des folgenden Zusammenhangs:

$$f_{el} = n \left[\frac{1}{s} \right] \cdot p \quad (49)$$

Das bedeutet im Gegensatz zu netzgespeisten Maschinen (50 Hz) eine 20-fach höhere Frequenz. Somit ist ein Hochfrequenzblech auszuwählen, um die Verluste in Grenzen zu halten. Aufgrund der hohen Frequenz sollte auch die Blechdicke nicht zu groß gewählt werden, da die Wirbelstromverluste quadratisch mit der Frequenz anwachsen.

Zum Einsatz kommt ein nicht kornorientiertes (isotropes) Hochfrequenzblech mit der Bezeichnung HF20 (die aktuelle Bezeichnung lautet inzwischen NO20) der EBG Gesellschaft für elektromagnetische Werkstoffe mbH [8]. Die Stärke des Blechs beträgt 0,2 mm. Aus Isolationsgründen ist es einseitig mit Stabolit 40 (Dicke 4 – 7 μm) beschichtet.

Abbildung 5 zeigt den Verlauf der Magnetisierungskennlinie. Es muß angemerkt werden, daß diese Magnetisierungskennlinie eine Frequenzabhängigkeit aufweist, die jedoch bei den weiteren Betrachtungen vernachlässigt wird.

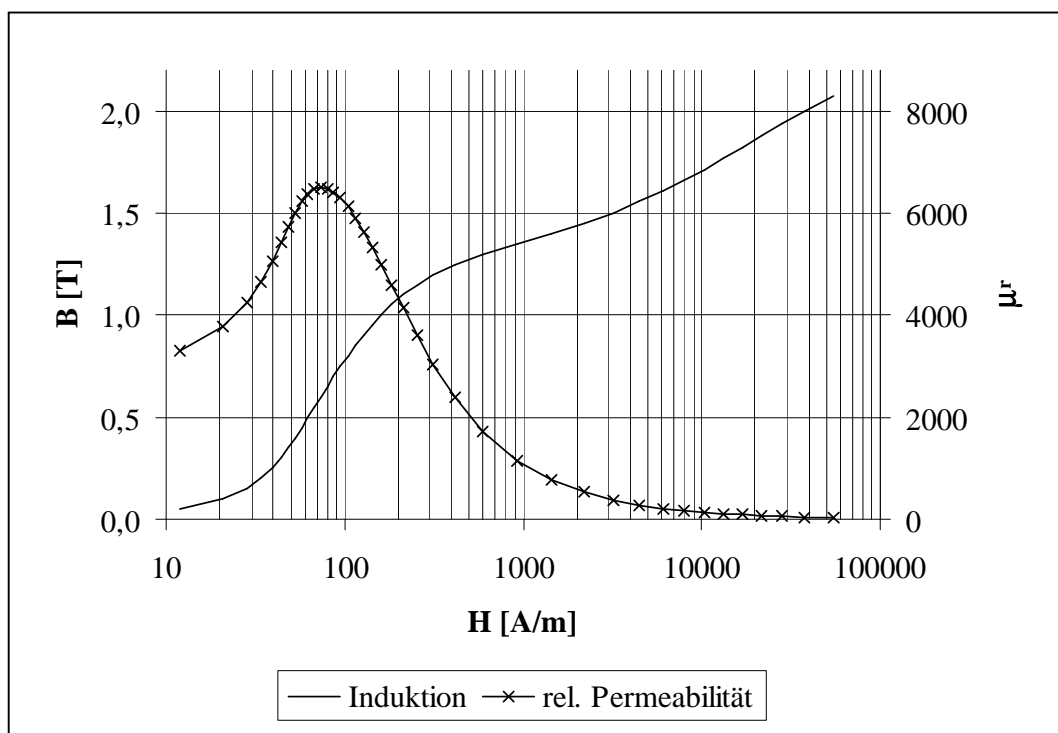


Abbildung 5: Magnetisierungskennlinie von HF20 bei $f = 50$ Hz

5.3.2 Permanentmagnete

Heutzutage kommen in hoch ausgenutzten Maschinen Neodym-Eisen-Bor-Magnete (NdFeB) zum Einsatz oder - bei besonderen Temperaturbelastungen - Samarium-Cobalt-Legierungen (Sm_xCo_x). Diese Selten-Erd-Materialien haben sich aufgrund ihrer hervorragenden Eigenschaften gegenüber Alnico und Ferriten durchgesetzt und die Rohstoffe sind in wesentlich größeren Mengen verfügbar, als der Name suggeriert. Zwei wesentliche Eigenschaften kennzeichnen einen Magneten:

- die Remanenzinduktion
- die Koerzitivfeldstärke

Die Remanenzinduktion bestimmt zusammen mit der Koerzitivfeldstärke die Leistungsdichte. Weist die Kennlinie im II. Quadranten einen Knick auf, so kann beim Erreichen dieses Betriebspunktes eine irreversible Entmagnetisierung stattfinden. Beide Parameter weisen eine Temperaturabhängigkeit auf, die nicht vernachlässigt werden darf.

Der Rotor soll eine Temperaturstabilität bis 120 °C aufweisen. Da einzelne Heißpunkte nicht immer ausgeschlossen werden können, sollte der Magnet eine gewisse Temperaturreserve bieten.

In dieser Maschine kommen Magnete der **Vacuumschmelze (VAC)** mit der Bezeichnung **VACODYM 370 HR** zum Einsatz [9]. Die Bezeichnung **VACODYM** sagt aus, daß es sich um einen Neodym-Eisen-Bor-Magneten handelt.

Seine charakteristischen Daten sind:

- Remanenzinduktion $B_r = 1,23 \text{ T}$
- Koerzitivfeldstärke $H_{cB} = 980 \text{ kA/m}$
- Dauertemperatur $T_{\max} = 150 \text{ °C}$

Die genannten Werte sind typische Werte. Darüber hinaus garantiert die Vacuumschmelze Mindestwerte bei der Remanenzinduktion und der Koerzitivfeldstärke, die geringfügig unter den typischen Werten liegen. Die Auslegungsrechnungen basieren auf diesen Mindestwerten.

Abbildung 6 zeigt die Kennlinienscharen in Abhängigkeit von der Temperatur. Es ist ersichtlich, daß ab Temperaturen von 100 °C irreversible Entmagnetisierungen möglich sind aufgrund des Knicks in den Geraden. Bei den Auslegungsrechnungen muß daher darauf geachtet werden, daß diese Bereiche nicht erreicht werden, um spätere Schäden beim Betrieb der Maschine auszuschließen.

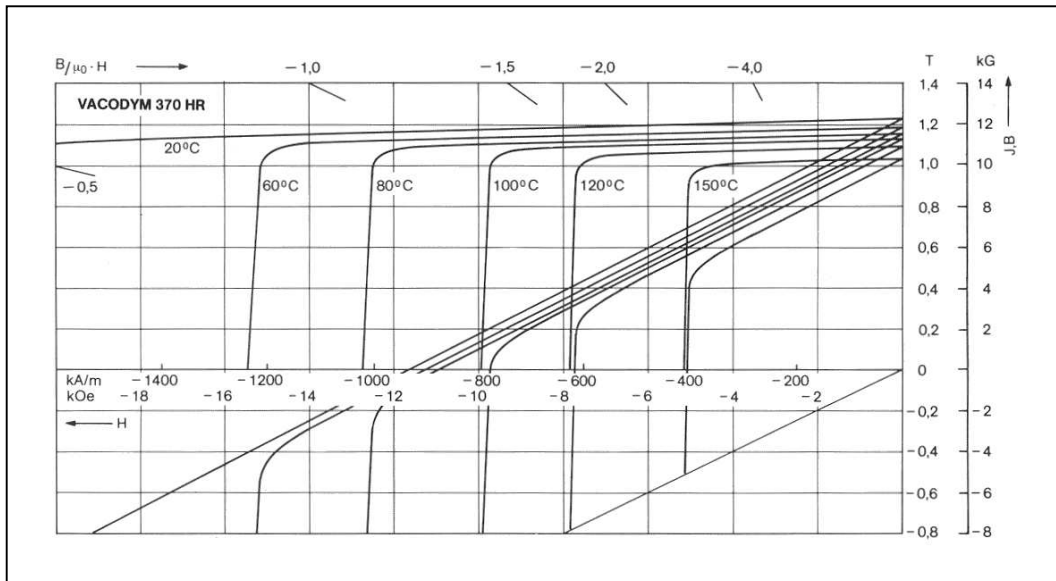


Abbildung 6: Magnetisierungskennlinien von VACODYM 370 HR [9]

5.3.3 Leitermaterial

Als Leitermaterial kommt herkömmlicher Kupferwickeldraht zum Einsatz. Er weist eine einfache Lackisolierung auf, um Kurzschlüsse zwischen einzelnen Leitern, bzw. dem Blechpaket zu verhindern. Der Kupferquerschnitt sollte so groß wie möglich gewählt werden, um die Kupferverlustleistung niedrig zu halten. Aufgrund der hohen Speisefrequenz sollte der Leiter aus mehreren Einzelleitern bestehen, um die Verluste im Nutenquersfeld niedrig zu halten, welche durch Stromverdrängung innerhalb des Leiters verursacht werden. Die Einzelzahnwicklung ermöglicht zum einen die Ausführung tiefer Nuten, ohne Schwierigkeiten bei der Fertigung der Wicklung aufgrund sich nicht überlappender Wickelköpfe zu bekommen, und zum anderen einen großen Nutfüllfaktor.

5.4 Auslegungsrechnungen

Die Auslegungsrechnungen erfolgen unter Zuhilfenahme des Finiten-Elemente-Programms ANSYS®. Dieses sehr umfangreiche Programmpaket erlaubt Berechnungen in der zwei-dimensionalen Ebene ebenso wie im dreidimensionalen Raum. Es können unter anderem elektrische, magnetische, mechanische und thermische Größen berechnet werden.

Der folgende Entwurf basiert auf einer statischen 2-dimensionalen Betrachtung. Eine genaue 3-dimensionale Betrachtung scheitert an der beschränkten Anzahl von Elementen und Knoten. Die Hochschullizenz des Programmpakets erlaubt nur eine maximale Anzahl von 120000 Elementen, bzw. Knoten.

Die Erfahrung zeigt, daß die Bestimmung von Induktionen, bzw. von Flüssen schon mit einer relativ geringen Anzahl an Elementen zufriedenstellend funktioniert. Dieses Resultat ergibt sich durch Vergleich von mehreren Rechnungen mit unterschiedlicher Elementanzahl und Auswertung der Ergebnisse. Dabei bewegen sich die Schwankungen der Ergebnisse bei Steigerung der Elementanzahl sehr schnell auf Werte, die deutlich kleiner als 1 % sind.

Die Bestimmung des Drehmoments kann auf unterschiedliche Art und Weise erfolgen, wie im Kapitel 4.3.2 erläutert. Die Ergebnisse unterscheiden sich jedoch sehr deutlich und unterliegen auch wesentlich größeren Schwankungen. Erst durch eine massive Steigerung der Elementanzahl ist eine Übereinstimmung der Ergebnisse möglich.

Für die Analyse der vorgestellten Maschine ist die Betrachtung eines Viertels der Maschine aufgrund der Symmetrieeigenschaften ausreichend. So kann die Elementanzahl auf ein Viertel reduziert werden, was sich entscheidend auf die Rechendauer auswirkt, denn eine zunehmende Anzahl von Elementen erfordert überproportional mehr Rechenzeit.

Für eine zufriedenstellende Genauigkeit bei der Berechnung der Induktionen und Flüsse ist eine Elementanzahl < 10000 ausreichend. Zur Drehmomentberechnung sind Elementanzahlen > 50000 erforderlich.

Beispielhaft sei hier ein Vergleich der benötigten Rechenzeiten genannt. Im ersten Fall dauert eine Berechnung etwa 2 Minuten, wohingegen im zweiten Fall Rechenzeiten bis zu einer Stunde in Kauf genommen werden müssen (bei Einsatz einer Workstation HP Visualize J5600). Wesentlichen Einfluß auf die Rechenzeit hat neben der Elementanzahl der Sättigungszustand des Eisens.

Die hohe Elementanzahl zur Bestimmung des Drehmoments macht deutlich, daß eine 3-dimensionale Analyse der Maschine keine zufriedenstellenden Ergebnisse liefert, da die axiale Unterteilung sehr gering ist, oder aber die radiale und/oder azimuthale Unterteilung verringert werden muß. Für eine 3-dimensionale Berechnung genügt die Betrachtung eines Achtels der Maschine, da in axialer Richtung nur die Hälfte betrachtet werden muß, die andere Hälfte kann durch Spiegelung des Systems berücksichtigt werden.

5.4.1 Optimierung der Polschuhgeometrie

Die Maschine mit den oberflächenmontierten Magneten bildet die Ausgangsbasis für die weiteren Optimierungsberechnungen. Es wurde der Fluß berechnet, den die Permanentmagnete in den Statorwicklungen ohne zusätzliche Ströme erzeugen.

Bei der neuen Anordnung wird auf jeden Magneten ein Polschuh aufgesetzt, der ebenfalls aus geschichteten HF20-Bleichen bestehen soll. Aufgrund dieser Polschuhe erhöht sich der Streufluß der Magnete im Rotor. Dieser soll aber so gering wie möglich gehalten werden. Ziel ist es, den Fluß der Permanentmagnete in den Wicklungen auf ca. 98 % des alten Wertes zu halten. Im Gegenzug muß die drehmomentbildende Stromkomponente um den Reziprokwert erhöht werden, damit sich dasselbe Drehmoment einstellt. Dieser willkürlich festgelegte Wert hat sich als gute Rechengröße erwiesen und sorgt natürlich dafür, daß die drehmomentbildende Stromkomponente in etwa die gleiche Größe hat wie vorher, und deshalb die Kupferverluste im Ankerstellbereich sich nicht wesentlich verändern.

Somit ergibt sich die Möglichkeit der Variation von der Breite und/oder Dicke der Magnete sowie von der Breite und/oder Dicke des Polschuhs. Der Luftspalradius und der Rotorjochaußenradius sind dabei fest vorgegebene Größen. Entsprechend der Variation der Dicke der Magnete, bzw. der Polschuhe verändert sich aber der Rotorjochinnenradius und damit schließlich die Rotorjochdicke.

Für die Magnete werden rechteckige Abmessungen gewählt, um nicht zusätzliche Kosten für das Rundschleifen zu verursachen. Da sie zwischen Polschuh und Rotorjoch eingebettet sind, stellt das keine besondere Einschränkung dar.

Das Rotorjoch, bzw. die Polschuhe werden so ausgeführt, daß Aussparungen für die Magnete vorhanden sind, um diese wenige Zehntel Millimeter einzubetten. Das bringt deutliche Vorteile für die Montage, bei der die Magnete mit den genannten Komponenten verklebt werden. Die Lage der Magnete zum Joch, bzw. zu den Polschuhen kann so sehr genau fixiert werden.

Für die Auslegungsrechnungen müssen die Parameter nun so aufeinander abgestimmt werden, daß sich der gewünschte Fluß der Permanentmagnete in den Wicklungen ohne zusätzliche Statorströme einstellt. Ist dies gelungen, wird eine feldschwächende Stromkomponente eingepreßt und solange variiert, bis das Feld vollständig kompensiert ist. Dabei beschränkt sich der Blick auf den Zahn, der sich deckungsgleich zu einem Magneten befindet.

Ziel der Bemühungen ist es, die Kombination von Abmessungen zu finden, bei der die feldschwächende Stromkomponente ihr Minimum erreicht. Wünschenswert ist ein Wert, der sich in der Größenordnung des Nennstroms oder darunter ergibt, um die Maschine thermisch nicht zu überlasten.

Die Variationen der genannten Parameter spannen ein mehrdimensionales Feld auf, was sich grafisch nur schlecht darstellen läßt. Aufgrund dieser Tatsache wird hier nur das erzielte Optimum präsentiert.

Abbildung 7 zeigt das Schnittbild des endgültigen Entwurfs der Maschine und die Verschaltung. Bei den gewählten Abmessungen der Rotorpolschuhe stellte sich ein Minimum

für die feldschwächende Stromkomponente ein. Dieses Minimum weist einen relativ flachen Verlauf auf.

Wie bereits in Kapitel 5.2 erwähnt, handelt es sich um eine sechssträngige Konstruktion. Sie kann wie zwei unabhängige dreisträngige Systeme verschaltet werden. Beide Systeme müssen elektrisch um 30° versetzt angesteuert werden. Zu jedem Zahn läßt sich ein weiterer finden, dessen Lage bzgl. der Magnete identisch ist, die Polarität der Magnete ist jedoch entgegengesetzt. Ihre Wicklungen können miteinander verschaltet werden, wenn bei einer der beiden der Wickelsinn vertauscht wird. Dies ist durch das Minuszeichen in Abbildung 7 kenntlich gemacht. Die Sternpunkte beider Systeme müssen nicht zwangsläufig miteinander verbunden werden.

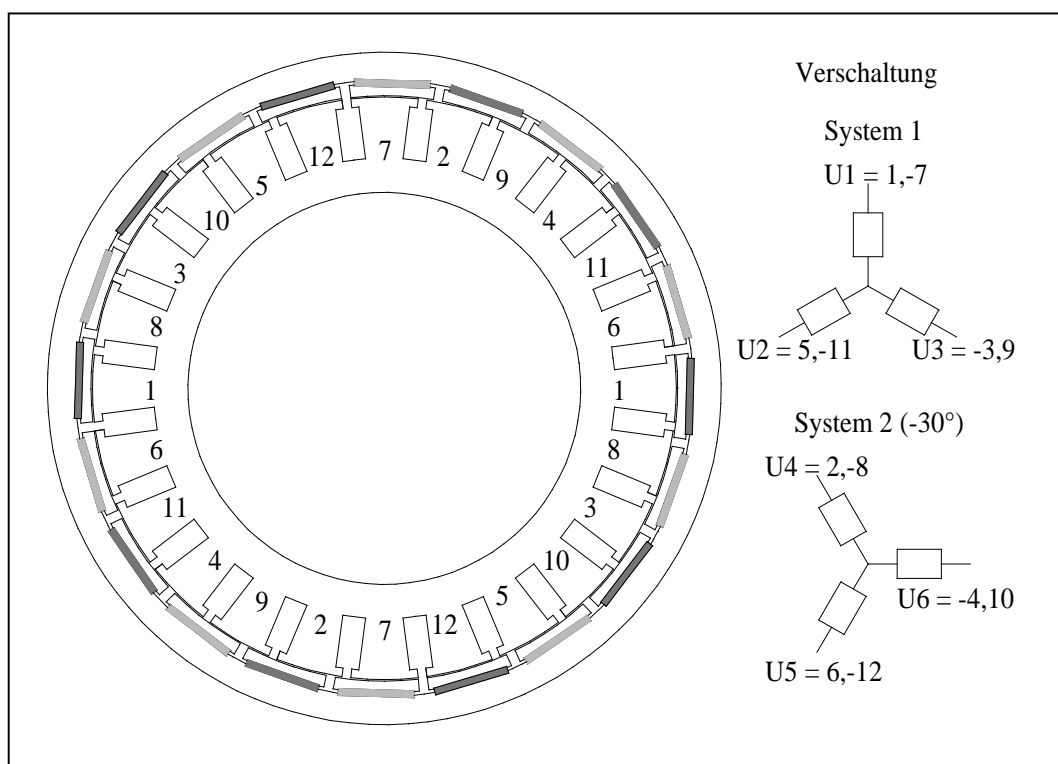


Abbildung 7: Schnittbild und Verschaltung des endgültigen Entwurfs

Die Abmessungen der Magnete betragen:

Breite: 26,0 mm
Dicke: 2,4 mm

Die Abmessungen der Polschuhe betragen:

Breite: $16,2^\circ$
Dicke: 2,9 mm (in der Mitte gemessen)

Die geringe Dicke der Magnete mag überraschen. Die ursprüngliche Maschine mit den oberflächenmontierten Magneten wies dagegen eine Magnetdicke von 5,0 mm auf. Dies war notwendig, um einer Entmagnetisierung vorzubeugen.

Im Luftspalt können sehr hohe Feldstärken auftreten. Diese hohen Feldstärken können bei oberflächenmontierten Magneten dazu führen, daß diese in den Randbereichen auf Dauer entmagnetisiert werden (siehe Kapitel 5.3.2). Durch dickere Magnete kann diese Gefahr reduziert werden. Da in der neuen Anordnung die Magnete außerhalb des kritischen Bereichs (Luftspalts) liegen, ist es möglich, die Dicke zu reduzieren.

Die gewählten Abmessungen führen dazu, daß zur vollständigen Feldschwächung ein Strom erforderlich ist, der ca. das 1,5-fache des Nennstroms beträgt. Das oben genannte Ziel konnte daher mit dieser Anordnung nicht ganz erreicht werden.

Das Feld muß im Feldschwächbereich näherungsweise um den folgenden Faktor reduziert werden:

$$\frac{n - n_N}{n} \quad (50)$$

Da die Maximaldrehzahl das Dreifache der Nenndrehzahl beträgt, muß das Feld um 2/3 reduziert werden, was dazu führt, daß der Feldschwächstrom bei Maximaldrehzahl in etwa in der gleichen Größenordnung wie der Nennstrom liegt.

Im Feldschwächbereich wird versucht, die abzugebende Leistung konstant zu halten. Mit steigender Drehzahl kann das zu bildende Drehmoment reziprok hierzu abnehmen. Daher wird bei Maximaldrehzahl in diesem Fall nur noch 1/3 der momentenbildenden Stromkomponente benötigt. Der Gesamtstrom errechnet sich aus der geometrischen Summe beider Anteile und liegt somit bei ungefähr dem 1,05-fachen des Nennstromes. Dieser Wert ist aus thermischer Sicht ohne Einschränkungen zu realisieren.

Eine weitere Reduzierung der feldschwächenden Stromkomponente ist somit nicht unbedingt erforderlich, würde aber zur Verbesserung des Gesamtwirkungsgrades im Feldschwächbereich führen. Da das Einsatzgebiet für diese Maschine der ‚Autarke Hybrid‘ ist, kommt es wesentlich auf die dort realisierte Fahrstrategie an. Diese sieht vor, den Verbrennungsmotor in seinem verbrauchsgünstigsten Bereich zu fahren. Das zugehörige Drehzahlfenster bewegt sich um die Nenndrehzahl herum und wird mit Hilfe des stufenlos verstellbaren Getriebes eingeregelt. Somit stellen Fahrsituationen, in denen die Drehzahl weit über der Nenndrehzahl liegt, eine Ausnahmesituation dar und kommen nur sehr selten vor.

5.4.2 Abmessungen

Im vorangegangenen Kapitel wurden die Abmessungen der Polschuhe und der Magnete genannt. Folgende Tabelle zeigt alle wichtigen Abmessungen und Zahlen des endgültigen Entwurfs der Maschine im Überblick.

Statorinnenradius	0,0670 m
Statoraußenradius	0,0996 m
Nutbreite	0,0079 m
Nuthöhe	0,0179 m
Nutslitzbreite	0,0030 m
Nutslitzhöhe (in der Mitte)	0,0030 m
Statorzähneanzahl	24
Rotorinnenradius	0,1001 m
Rotoraußenradius	0,1150 m
Polschuhbreite (im Bogenmaß)	16,2 °
Polschuhdicke (in der Mitte)	0,0029 m
Magnetbreite	0,0260 m
Magnetdicke	0,0024 m
Rotorpolzahl	20
Axiale Eisenpaketlänge	0,0450 m
Windungszahl	20

Tabelle 1: Abmessungen der Maschine

Die Statorabmessungen konnten vom Vorläufer direkt übernommen werden. Der Luftspalt wurde jedoch von 0,8 mm auf 0,5 mm reduziert.

Die Magnete bestehen aus vier Teilmagneten, die elektrisch isolierend miteinander verklebt sind, um die darin entstehenden Verluste zu minimieren.

5.4.3 Luftspaltinduktion des Erregerfeldes

Die Permanentmagnete erzeugen im Luftspalt die Luftspaltinduktion B . Abbildung 8 zeigt die mit Hilfe der zweidimensionalen Feldrechnung ermittelten Werte. Es ist ein Viertel der Maschine dargestellt. Zum besseren Verständnis ist die Geometrie der Statorzähne (unten) und der Rotorpole (oben) in der Abbildung unten mit aufgenommen.

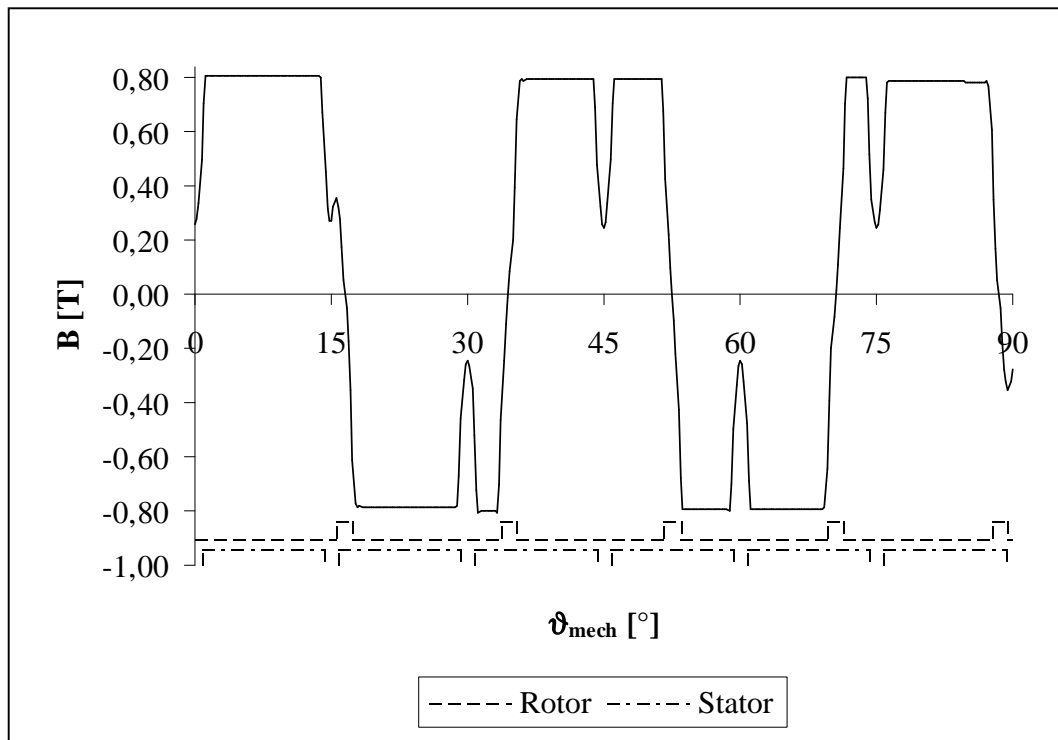


Abbildung 8: Luftspaltinduktion des Erregerfeldes

5.4.4 Fluß im Statorzahn

Die Permanentmagnete erzeugen in den Statorwicklungen den verketteten Fluß ψ , dessen Ableitung die induzierte Spannung u_p ergibt.

$$\psi = \iint_A \vec{B} \, d\vec{A} \quad (51)$$

Der Fluß ϕ , der den Zahn durchdringt, verändert sich in Abhängigkeit der Lage der Rotorpole zu dem Statorzahn. In Abbildung 9 ist dies winkelabhängig dargestellt, d. h. der Rotor dreht sich mechanisch um eine Polpaarteilung gegenüber dem Stator.

Über die Windungszahl w ergibt sich näherungsweise der Zusammenhang zwischen dem verketteten Fluß ψ und dem Fluß ϕ :

$$\psi = w \cdot \phi \quad (52)$$

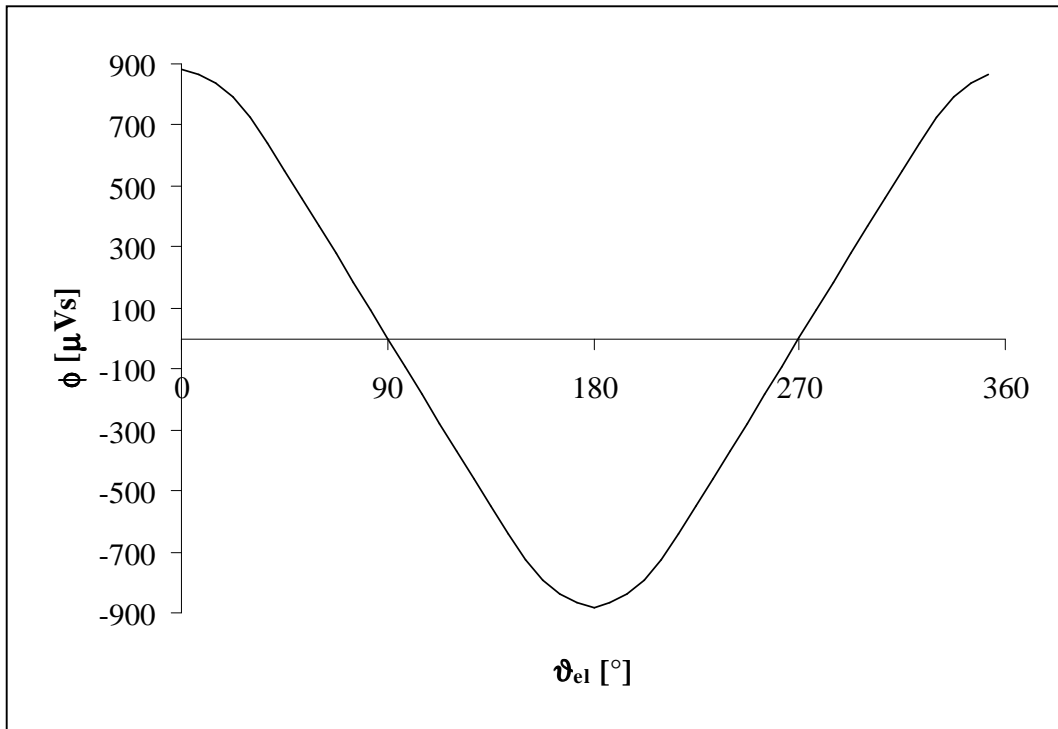


Abbildung 9: Fluß im Statorzahn

Die Fourierzerlegung ergibt folgende Werte:

Ordnungs- zahl	Amplitude [μVs]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung
1	833,37	100,00
3	47,06	5,65
5	0,92	0,11
7	3,04	0,36
9	0,78	0,09
11	1,32	0,16
13	1,46	0,17
15	0,52	0,06

Tabelle 2: Fourierzerlegung des Flusses

5.4.5 Induktivitäten

Die Induktivität der Maschine berechnet sich im wesentlichen aus den geometrischen Abmessungen. Aufgrund des Sättigungsverhaltens des Eisens ist die Induktivität keine konstante Größe. Für eine vereinfachte Betrachtung berechnen sich die Induktivitäten aus dem Quotienten vom Fluß zum eingprägten Strom.

$$L_1 = \frac{\phi}{I_1} \quad (53)$$

Dies wird getrennt sowohl für die Längs- als auch für die Querstellung gemacht. Abbildung 10 zeigt den Zusammenhang in Abhängigkeit vom Scheitelwert des Nutstroms.

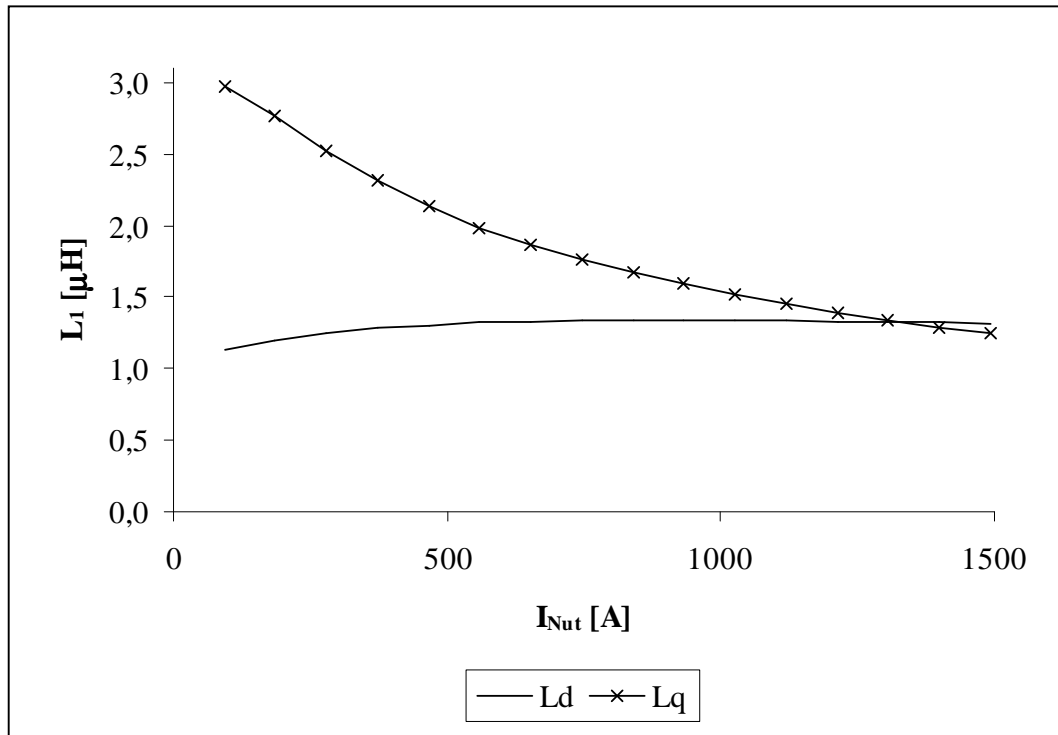


Abbildung 10: Längs- und Querinduktivität

Aufgrund des Rotorpolschuhs ist die Querinduktivität bei kleinen Strömen deutlich größer als die Längsinduktivität. Dies ist verständlich, da in der Querstellung der Rotorpolschuh nahezu mittig zum Nutschlitz liegt und damit einen guten Rückschluß zum benachbarten Zahn ermöglicht. In der Längsstellung hingegen liegt der Rotorpolschuh mittig über dem Zahn und damit ist die magnetische Kopplung zum benachbarten Zahn nicht so ausgeprägt. Da der Rotorpolschuh nur eine begrenzte Dicke aufweist, tritt bei höheren Strömen aber sehr schnell eine Sättigung ein, die dafür verantwortlich ist, daß die Querinduktivität kleinere Werte annimmt. Die Längsinduktivität ist nahezu konstant und läßt in diesen Bereichen keine Sättigungseffekte erkennen. Aufgrund dieser Tatsache kann für die Feldschwächung ein linearer Zusammenhang zwischen Feldschwächstrom und Flußreduktion angesetzt werden.

Die Gleichung (53) beschreibt die Induktivität für eine Windungszahl von eins (Index 1). Um zur Maschineninduktivität zu gelangen, muß noch die Windungszahl berücksichtigt werden. So ergibt sich für die Maschineninduktivität eine quadratische Abhängigkeit von der Windungszahl:

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{w \cdot \phi}{\frac{I_1}{w}} = w^2 \cdot \frac{\phi}{I_1} = w^2 \cdot L_1 \quad (54)$$

5.4.6 Dreh- und Reluktanzmomente

5.4.6.1 Drehmoment

Allgemein gilt für die Auslegung elektrischer Maschinen folgender Proportionalitätszusammenhang:

$$M \sim l \cdot R^2 \cdot B \cdot A \quad (55)$$

Das Luftspaltmoment steigt proportional mit der axialen Länge l , dem Quadrat des Luftspaltradius R , der Luftspaltinduktion B und dem Strombelag A .

Über diesen Zusammenhang kann eine erste Abschätzung des erreichbaren Drehmoments gemacht werden, wenn Maschinenabmessungen und Remanenzinduktion der Permanentmagnete bekannt sind. Für den erforderlichen Strombelag ist eine entsprechende Nutgeometrie vorzusehen, um die Maschine thermisch nicht zu überlasten. Die zu realisierende Stromdichte hängt wesentlich von der zur Verfügung stehenden Kühlung ab.

Die Außenläuferkonstruktion ermöglicht im Gegensatz zu der klassischen Innenläuferkonstruktion eine Vergrößerung des Luftspaltradius bei gleichen Außenabmessungen, da die radiale Ausdehnung des Rotors dünner ausfällt als die des Stators mit seinen Zähnen und Wicklungen.

Abbildung 11 zeigt den berechneten Verlauf des Luftspaltmoments bei unterschiedlichen Scheitelwerten des Nutstroms. Es werden jeweils die Ergebnisse aus der Berechnung der virtuellen Verrückung und den Maxwell'schen Flächenspannungen präsentiert. Mit steigendem Strom ist ein leichtes Abflachen der Kennlinien zu beobachten. Dies ist durch zunehmende Sättigungseinflüsse zu erklären.

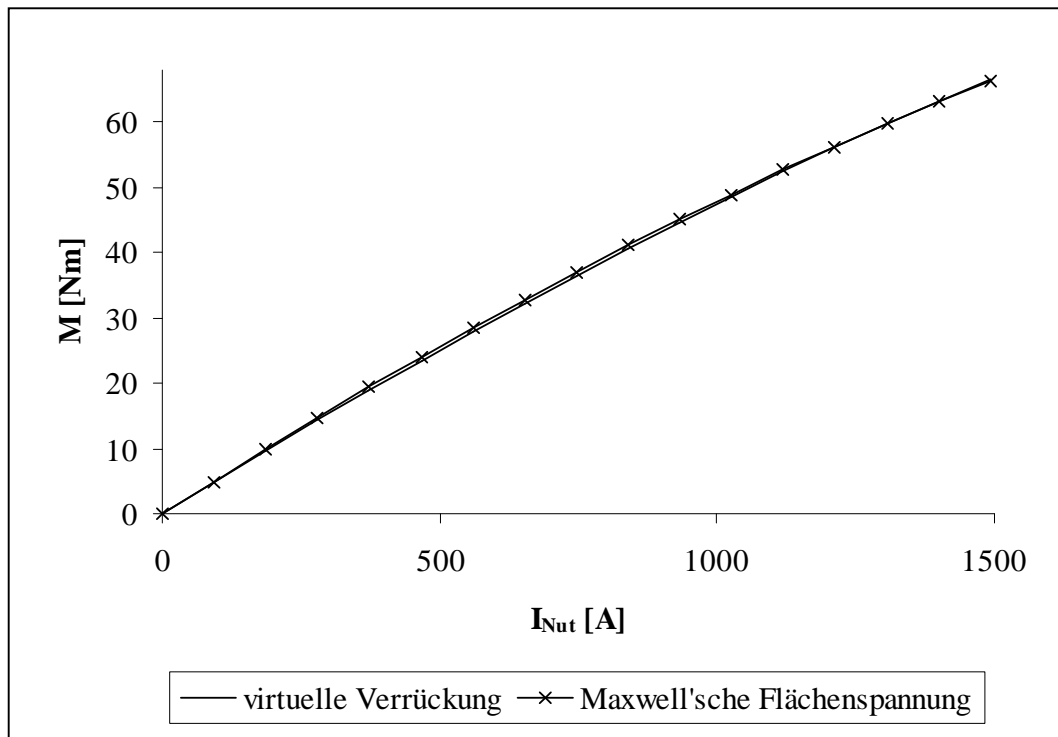


Abbildung 11: Luftspaltmoment

5.4.6.2 Reluktanzmoment

Der Begriff Reluktanz steht für den magnetischen Widerstand. Weist eine Maschine in Umfangsrichtung (azimuthal) unterschiedliche magnetische Widerstände auf, so entstehen Reluktanzmomente. Diese können unterteilt werden, je nachdem ob die unterschiedlichen magnetischen Widerstände im Rotor oder im Stator auftreten.

Im Stator entstehen sie durch die Nutschlitze und werden Rastmomente genannt. Es gibt bei permanenten Maschinen entsprechend der Anzahl der Pole im Rotor multipliziert mit der Anzahl der Stränge im Stator bevorzugte stabile Lagen, in die sich der Rotor bewegt. Bei der vorgestellten Maschine ergeben sich 120 Raststellungen aufgrund der 20 Rotorpole und der sechs Statorstränge. Dies entspricht einer mechanischen Teilung von 3° . Die Größe der Rastmomente kann durch das Design wesentlich beeinflusst werden. Je kleiner die Rastmomente sind, desto geringere Ströme sind zum Losbrechen der permanentmagneterregten Maschine aus dem Stillstand notwendig. Die Rastmomente überlagern sich während der Drehung des Rotors mit dem erzeugten Luftspaltmoment. Da kein Gleichanteil vorhanden ist, können sie nicht zur Drehmomentbildung beitragen.

Abbildung 12 zeigt den Verlauf der Rastmomente, wie er sich in den Auslegungsrechnungen bei unterschiedlichen Rotorpositionen nur unter Einfluß der Permanentmagnete ergibt. Der Scheitelwert beträgt knapp 1,7 Nm, was in etwa 4,5 % des Nennmoments entspricht.

In Abbildung 12 gibt es alle $1,5^\circ$ Nullagen des Rastmoments. Es bleibt anzumerken, daß es sich nicht in allen Fällen um stabile Ruhelagen handelt, vielmehr ist die Rastposition bei $1,5^\circ$ eine labile Ruhelage. Dies wird anschaulich, wenn ausgehend von der $1,5^\circ$ Position der Rotor in Richtung positiver Winkel verdreht wird. Dabei entstehen positive Momente, die dazu führen, daß der Rotor in die 3° Position gezogen werden möchte. Wird der Rotor zu Winkeln kleiner als $1,5^\circ$ bewegt, entstehen negative Momente, die den Rotor in die 0° Position zu ziehen versuchen. Werden diese Grenzpunkte jeweils überschritten, so dreht sich das Vorzeichen des Moments um, und die Kraft versucht den Rotor wieder in Richtung der Grenzpunkte zu ziehen. Diese sind also stabile Ruhelagen.

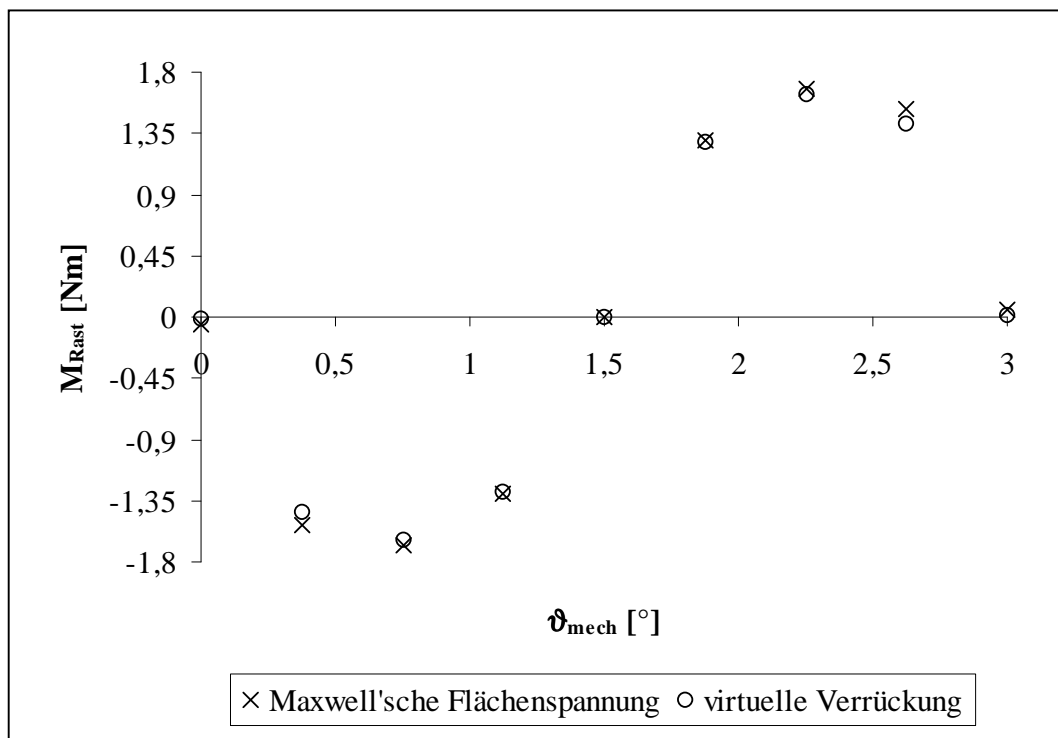


Abbildung 12: Verlauf des Rastmoments

Im Rotor entstehen die Reluktanzmomente bei Schenkelpolmaschinen aufgrund der ausgeprägten Rotorpole. Bei permanentmagneterregten Maschinen, bei denen die Magnete auf der Rotoroberfläche angeordnet sind, treten sie in der Regel nicht auf, da die magnetische Leitfähigkeit der Magnete nahezu identisch mit der von Luft ist. Erst durch die hier verwendeten Rotorpolschuhe kommt ein ungleichmäßiger magnetischer Leitwert in Umfangsrichtung zustande, der für zusätzliche Reluktanzmomente sorgt. Diese Reluktanzmomente werden im Gegensatz zu den Rastmomenten zur Drehmomentbildung herangezogen, da hier ein Gleichanteil des Drehmoments erzeugt wird. Dieser Effekt wird bei den sogenannten Reluktanzmaschinen alleinig zur Drehmomentbildung genutzt. In Gleichung (38) wurde kurz darauf eingegangen. Der unterschiedliche magnetische Widerstand in Längs- und Querrichtung macht sich in verschiedenen großen Längs- und Querinduktivitäten bemerkbar.

Wird nun eine zusätzliche Längsstromkomponente zu der vorhandenen Querstromkomponente eingeprägt, so ergibt sich in der Gleichung (38) (zweiter Term) entsprechendes Reluktanzmoment.

$$M_{\text{Reluktanz}} = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (56)$$

Aufgrund des Sättigungsverhaltens des Eisens verändert sich die Differenz der Induktivitäten bei unterschiedlichen Lastzuständen. Abbildung 10 zeigt, daß es Zustände gibt, bei denen die Längs- und die Querinduktivität gleich groß sind; somit entfällt das Reluktanzmoment.

Die Feldschwächstromkomponente weist ein negatives Vorzeichen auf, um der induzierten Spannung entgegenwirken zu können. Da die Querinduktivität bei kleinen Belastungen größer als die Längsinduktivität ist, wird ein Reluktanzmoment erzeugt, welches sich zum regulären Drehmoment hinzuaddiert.

5.4.7 Verluste

Die Verluste, die in einer permanentmagneterregten Maschine entstehen, setzen sich aus

- den Eisenverlusten,
- den Wirbelstromverlusten im Permanentmagnet,
- den Kupferverlusten,
- den Reibungsverlusten und
- den Zusatzverlusten

zusammen.

5.4.7.1 Eisenverluste

Wie bereits in Kapitel 5.3.1 erwähnt, treten im Eisen Hysterese- und Wirbelstromverluste auf. Beide Arten weisen eine näherungsweise quadratische Abhängigkeit von der Induktion auf. Die Hystereseverluste hängen darüber hinaus in erster Näherung linear von der Frequenz ab, wohingegen die Wirbelstromverluste quadratisch von der Frequenz abhängen. Diese Zusammenhänge wurden bereits in Gleichung (47) und Gleichung (48) dargestellt.

Die Hystereseverluste entstehen beim Ummagnetisieren des Blechs. Die Fläche, welche die Hysterese Kennlinie aufspannt, ist ein Maß für die Ummagnetisierungsverluste.

Die Wirbelstromverluste rufen durch die zeitliche Änderung des Feldes senkrecht zu diesem Wirbelströme hervor. Über die Materialeigenschaften des spezifischen elektrischen Widerstands kann darauf direkt Einfluß genommen werden, bzw. aufgrund dessen wird das Blech senkrecht zur Flußführung geblecht ausgeführt, um die Verluste zu minimieren.

Der Hersteller gibt in seinem Datenblatt die charakteristischen Werte für die unterschiedlichen Blechmaterialien bei verschiedenen Frequenzen und Induktionen an. Mit Hilfe dieser Werte kann eine Abschätzung über die Höhe der zu erwartenden Eisenverluste getrennt nach Hysterese- und Wirbelstromverlusten gemacht werden. Innerhalb der Finite-Elemente-Rechnungen kann für jedes Element der Induktionswert analysiert werden. Dazu ist es notwendig, sich in der d-Stellung des Rotors, d. h. wenn der Magnet deckungsgleich zum entsprechenden Modul liegt, die Induktion für jedes Element anzusehen. Dies stellt für die allermeisten Elemente die Position dar, in der das Induktionsmaximum auftritt.

Diese Vorgehensweise stellt natürlich nur eine erste Näherung da. Um eine genauere Analyse der Eisenverluste zu erreichen, muß eine erweiterte Betrachtung angestellt werden. Hierbei muß bei unterschiedlichen Rotorpositionen untersucht werden, bei welchem Element in welcher Position tatsächlich das Maximum auftritt und bei welcher Frequenz die Induktionsänderung hervorgerufen wird. Dabei ist zu berücksichtigen, ob es sich um eine Wechsel- oder um eine Drehmagnetisierung handelt. Des weiteren kann über die Elementanzahl die Genauigkeit der Berechnung beeinflußt werden.

In diesem Fall wurde eine Abschätzung nach dem einfachen Verfahren durchgeführt. Dazu wurde ein Statorzahn mit zugehörigem Jochanteil in der d-Stellung analysiert. Es wurde kein zusätzlicher Strom in die Wicklung eingepreßt. Es handelt sich also um die Abschätzung der Leerlaufeisenverluste.

Im Rotorjoch treten in erster Näherung keine Induktionsänderungen beim Verdrehen auf. Die Induktionsänderungen in den Rotorpolschuhen wurden hier nicht genauer untersucht, unter anderem, weil die Masse der Rotorpolschuhe im Vergleich zu der Masse des Statoreisens klein ist, und damit der Gesamtanteil an den Eisenverlusten nur einen geringen Anteil hat. Dies wurde vielmehr durch einen pauschalen Aufschlag berücksichtigt.

Aus der Finite-Elemente-Rechnung ergaben sich bei Nenndrehzahl Statoreisenverluste in Höhe von 62 W. Dieser Wert wird mit einem Zuschlagsfaktor von zwei multipliziert, der z. B. die zusätzlichen Verluste durch Stanzgrade berücksichtigen soll.

Für die restlichen Leerlaufeisenverluste wurde ein pauschaler Aufschlag von 10 W berücksichtigt.

$$P_{\text{Fe}} = 2 \cdot 62 \text{ W} + 10 \text{ W} = 134 \text{ W} \quad (57)$$

5.4.7.2 Permanentmagnetverluste

In den Permanentmagneten entstehen Verluste, die durch Wirbelströme hervorgerufen werden. Die Höhe der Verluste bestimmt sich im wesentlichen aus den Materialeigenschaften des spezifischen elektrischen Widerstands und den Abmessungen der Magnete. Über die Induktionsänderungen innerhalb des Magneten werden Wirbelströme verursacht. Da diese gegenüber den Induktionsänderungen im Eisen im Leerlauf sehr gering ausfallen, wird der Anteil der Verluste in den Permanentmagneten gering sein. Es kommt hinzu, daß die Magnete in axialer Richtung in vier Teilmagnete aufgeteilt sind, die miteinander mit nicht leitfähigem Klebstoff verbunden sind, um die Verluste weiter zu reduzieren. Gegenüber herkömmlichen oberflächenmontierten Magneten wurde außerdem die Dicke des einzelnen Magneten halbiert, d. h. der Anteil an Magnetmaterial in der Maschine wurde signifikant reduziert.

Daher erfolgte keine genaue Analyse über die Höhe der zu erwartenden Permanentmagnetverluste.

5.4.7.3 Kupferverluste

Wie bereits in Kapitel 5.3.3 erwähnt, treten im Leiter Verluste aufgrund des ohm'schen Widerstands auf.

Die Verluste errechnen sich aus dem Produkt von der Strangzahl und dem Widerstand multipliziert mit dem Quadrat des Effektivstroms:

$$P_{\text{Cu}} = m \cdot R \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad (58)$$

Der Widerstand setzt sich aus dem Gleichstromwiderstand und den frequenzabhängigen Widerständen zusammen.

Die frequenzabhängigen Widerstände entstehen aufgrund der Stromverdrängung im Leiter, die durch den Skineneffekt und das Nutenquerfeld verursacht werden. Durch mehrere dünne, gegeneinander isolierte Einzelleiter, die zu einem Gesamtleiter parallelgeschaltet werden, lassen sich die frequenzabhängigen Verluste reduzieren.

Der Widerstandserhöhungsfaktor aufgrund der Stromverdrängung im Nutenquerfeld kann für kreisförmigen Leiterquerschnitt bei sinusförmigem Strom durch folgende Formel abgeschätzt werden [16]:

$$\zeta_R = 1 + 0,46 \cdot \frac{m^2 - 0,2}{9} \cdot h'^4 \quad (59)$$

Dabei bezeichnet m die Anzahl der Leiterlagen mit gleichem Strom in einer Nut. Die sogenannte reduzierte Leiterhöhe h' errechnet sich aus:

$$h' = \sqrt{\frac{n \cdot b_l}{b_n} \cdot \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot f}{\rho}} \cdot h \quad (60)$$

Hier bedeutet:

- n Anzahl der nebeneinander liegenden Leiter in einer Nut
- b_l Breite des Einzelleiters
- b_n Nutbreite
- f Frequenz
- ρ spezifischer Widerstand des Leitermaterials
- h Höhe des Einzelleiters

Bei der Maschine wird ein Runddraht mit einem Leiterdurchmesser von 0,75 mm verwendet. So können in der Breite 10 Drähte nebeneinander und in der Höhe 20 Drähte übereinander in einer Nut untergebracht werden. Der Nutfüllfaktor ergibt sich damit zu 62 %.

Der Widerstandserhöhungsfaktor ergibt sich bei Nenndrehzahl zu:

$$\zeta_R(f = 333\text{Hz}) = 1,03 \quad (61)$$

Bei Maximaldrehzahl erhöht er sich auf:

$$\zeta_R(f = 1000\text{Hz}) = 1,30 \quad (62)$$

Es wird deutlich, daß mit zunehmender Frequenz die Widerstandserhöhung überproportional ansteigt und nicht vernachlässigbar ist. Natürlich wirkt dies nur auf Leiterlängen, die sich in der Nut befinden.

Die Gesamtkupferverluste errechnen sich im Nennbetrieb bei einer angenommenen Wicklungstemperatur von 80 °C zu:

$$P_{\text{Cu,N}} = 110 \text{ W} \quad (63)$$

Der Querschnitt des Leiters ist so gewählt, daß die effektive Stromdichte im Nennbetrieb unter 7 A/mm^2 bleibt.

5.4.7.4 Reibungsverluste

Die Reibungsverluste setzen sich aus Luft- und Lagerreibung zusammen. Die Reibung an Kontaktflächen wie z. B. Kommutatoren oder Schleifringen entfällt bei permanentmagnet-erregten Maschinen. Da die Verluste in komplizierter Weise von der Drehzahl abhängen, ist eine einfache Abschätzung kaum möglich. Vielmehr wird ein konstanter Anteil von 0,5 % der Nennleistung der Maschine angenommen.

$$P_R = 0,005 \cdot P_N \quad (64)$$

5.4.7.5 Zusatzverluste

Unter dem Begriff der Zusatzverluste werden die Verlustanteile zusammengefaßt, die sich einfachen Berechnungsgrundlagen entziehen. Beispielhaft seien hier Wirbelstromverluste im Gehäuse und Stromwärme- und Eisenverluste als Folge magnetischer Oberfelder genannt. Nach der VDE0530 Richtlinie [17] darf hierfür ein pauschaler Betrag von 0,5 % der Nennleistung angenommen werden.

$$P_{\text{Zus}} = 0,005 \cdot P_N \quad (65)$$

5.4.7.6 Wirkungsgrad

Die Gesamtverluste ergeben sich durch Aufsummieren aller Einzelverlustanteile.

$$P_V = P_{\text{Fe}} + P_{\text{PM}} + P_{\text{Cu}} + P_R + P_{\text{Zus}} \quad (66)$$

Für den Nennbetrieb ergibt sich die rechnerische Verlustleistung zu:

$$P_{V,N} = 324 \text{ W} \quad (67)$$

Der Wirkungsgrad errechnet sich für den Motorbetrieb aus:

$$\eta = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{mech}} + P_{\text{V}}} \quad (68)$$

Im konkreten Fall ergibt sich im Nennbetrieb:

$$\eta_{\text{N}} = 96,1\% \quad (69)$$

5.5 Einfluß der Schrägung

Generell besteht die Möglichkeit, die Rotoren und/oder die Statoren elektrischer Maschinen in axialer Richtung zu schrägen [1, 11]. Dies wird aus den unterschiedlichsten Gründen angewandt. Bei permanentmagneterregten Maschinen kann durch die Schrägung das Rastmoment reduziert, bzw. sogar ganz eliminiert werden. Dies trifft auch auf die modulare Dauermagnetmaschine zu, hier können noch die Pendelmomentanteile zusätzlich erheblich reduziert werden. Entscheidend für das Ergebnis ist dabei das Schrägungsmaß. Bei herkömmlichen Maschinen gilt die Faustformel, daß die Schrägung entsprechend einer Ständernutteilung erfolgen soll. Ganz allgemein läßt sich der Schrägungsfaktor zu

$$\xi_{\text{s}} = \frac{\sin\left(\kappa \cdot p \cdot \frac{\beta_{\text{s}}}{2}\right)}{\kappa \cdot p \cdot \frac{\beta_{\text{s}}}{2}} \quad (70)$$

angeben.

Bei einer modularen Dauermagnetmaschine ist die Ständernutteilung entsprechend der Zähneanzahl im Stator. Da im Gegensatz zu herkömmlichen Maschinen die einzelnen Stränge nicht ineinander verflochten sind und sich die Spulen nicht aus Spulengruppen zusammensetzen, ergibt sich verglichen damit eine größere Ständernutteilung. Dies resultiert in einer wesentlich stärkeren Schwächung des Feldes bei Schrägung um eine Ständernutteilung. Für die Maschine läge eine Ständernutteilung bei 15° . Das würde eine Reduktion der Grundschiebungsamplitude des verketteten Flusses auf 73,8 % bedeuten. Folgende Veranschaulichung soll verdeutlichen, daß ein kleineres Schrägungsmaß vollkommen ausreichend ist, um positive Auswirkungen zu erzielen.

Wie bereits in Kapitel 5.4.6.2 erwähnt, treten die Rastmomente mechanisch alle 3° am Umfang auf. Wird das Schrägungsmaß auf diese 3° festgelegt, so ergibt sich eine Reduktion der Grundschiebungsamplitude des verketteten Flusses auf lediglich 98,9 %. Das

Rastmoment, dessen Schwingungsperiode sechsmal größer ist, kann auf diese Weise auf 63,7 % reduziert werden.

Ein weiterer positiver Nebeneffekt ist die Reduktion der Pendelmomentanteile. Diese sind besonders ausgeprägt bei Strombelagsordnungszahlen von

$$\kappa = m' \pm 1 \quad (71)$$

Bei der Maschine ist das bei $\kappa = 11$ und 13 der Fall. Hier reduziert sich das Pendelmoment auf 9,0 % bzw. 7,6 %.

Der Zusammenhang zwischen Schrägungswinkel und Reduktion der zugehörigen Ordnungszahl wird in Abbildung 13 an den genannten Beispielen dargestellt.

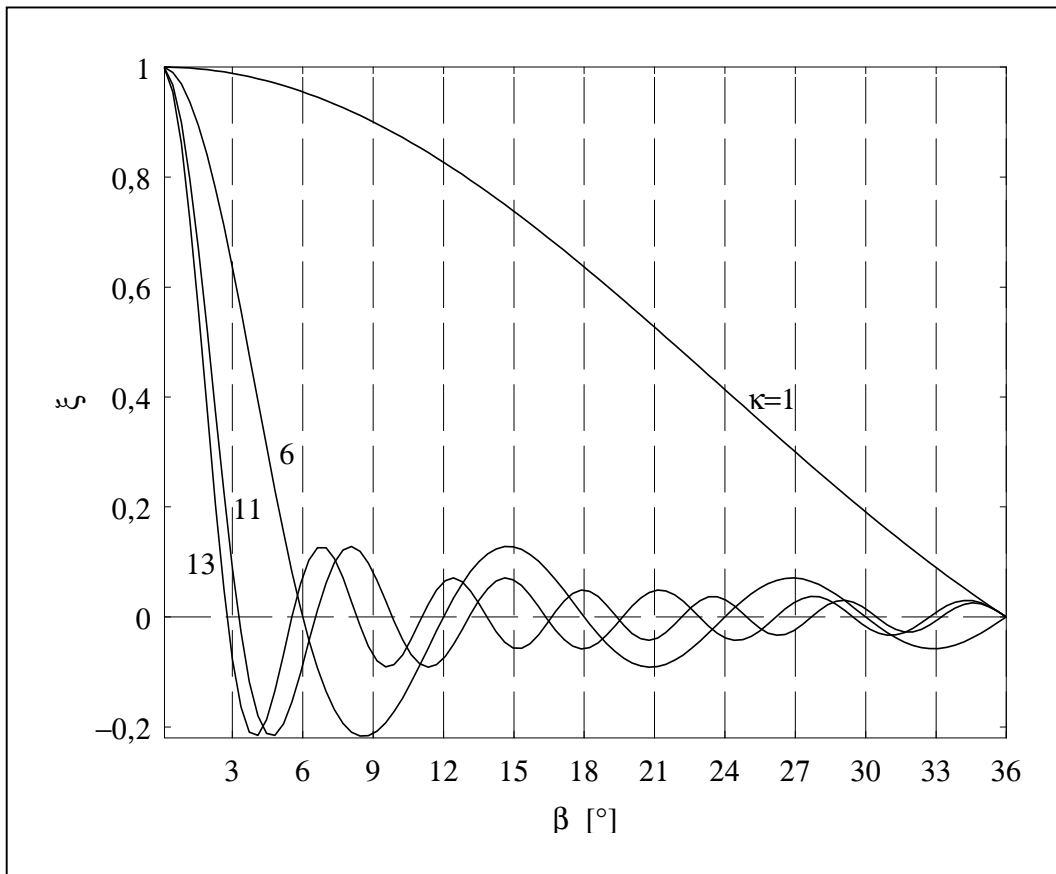


Abbildung 13: Verlauf der Schrägungsfaktoren für $\kappa = 1, 6, 11, 13$

5.6 Ausnutzung

Die Esson'sche Zahl C ist ein Maß für das Verhältnis von dem elektromagnetisch erzeugten (inneren) Drehmoment zu den Ankerhauptabmessungen [16]:

$$C = \frac{P}{D^2 \cdot l \cdot n} \quad (72)$$

Diese auch Ausnutzungsziffer genannte Größe steht mit dem Drehschub τ in folgendem Zusammenhang:

$$\tau = \frac{C}{\pi^2} \quad (73)$$

Für die modulare Dauermagnetmaschine wird nach [1] unter P die innere (Luftspalt-) Wirkleistung verstanden. Bei Synchronmaschinen wird nach [16] im Gegensatz dazu die Scheinleistung zur Berechnung der Esson'schen Zahl herangezogen.

Damit ergibt sich für die hier vorgestellte Maschine die Ausnutzungsziffer zu:

$$C = 2,2 \frac{\text{kW min}}{\text{m}^3} \quad (74)$$

Das ist keine herausragende Ausnutzung im Vergleich zu herkömmlichen Synchronmaschinen. Dies ist aber primär darauf zurückzuführen, daß diese Maschine auf Wirkungsgrad optimiert worden ist und nicht so sehr auf eine hohe Ausnutzung. Diese beiden Punkte sind zueinander konträr.

6 Prototypenbau

Für den Bau eines Prototyps konnte der bisherige Stator in unveränderter Form weiterverwendet werden.

Die Welle mit Anschlußdeckel konnte ebenfalls vom Vorgänger übernommen werden.

Sämtliche aktiven Teile des Rotors waren neu zu fertigen, hierzu zählen die Magnete, die Polschuhe und das Rotorjoch, welches die entsprechenden Anschlußmaße und -bohrungen zur Befestigung am Anschlußdeckel aufweisen muß.

Das Rotorjoch ist in der Hauptsache ein Drehteil aus massivem Stahl. Lediglich die kleinen Aussparungen zur Lagefixierung der Magnete wurden gefräst. Da im Rotorjoch in erster Näherung ein Gleichfeld geführt wird, kann von einer Blechung abgesehen werden. Dies vereinfacht natürlich die Montage und erhöht gleichzeitig die Festigkeit des Rotors.

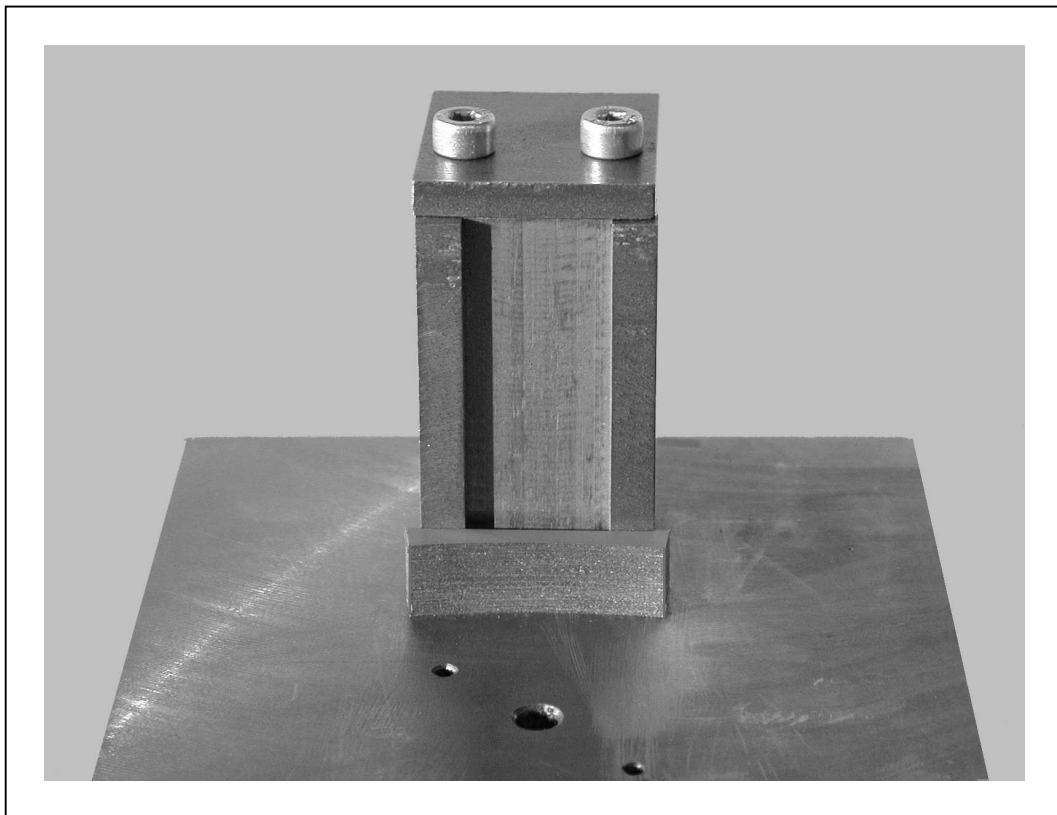


Abbildung 14: Klebevorrichtung für die Polschuhfertigung

Nach Fertigung des Bauteils in der lehrstuhleigenen Werkstätte wurde es an die VAC gesandt, welche die Magnete direkt in das Joch einklebte. Dabei wurde jeder Magnetpol aus vier Teilmagneten, die untereinander elektrisch isoliert miteinander verklebt sind, zusammengefügt, wie in Kapitel 5.4.7.2 erwähnt.

In der Zwischenzeit wurden in der Lehrstuhlwerkstätte die Rotorpolschuhe gefertigt, die aus geblechtem HF20 Material bestehen. Dazu wurde eine kleine Klebevorrichtung gebaut (Abbildung 14), in der die Bleche gestapelt und anschließend verklebt werden können. Dabei kommt ein Sekundenkleber mit Kapillarwirkung zum Einsatz. Ein Einzelelement und den fertigen Polschuh zeigt Abbildung 15.

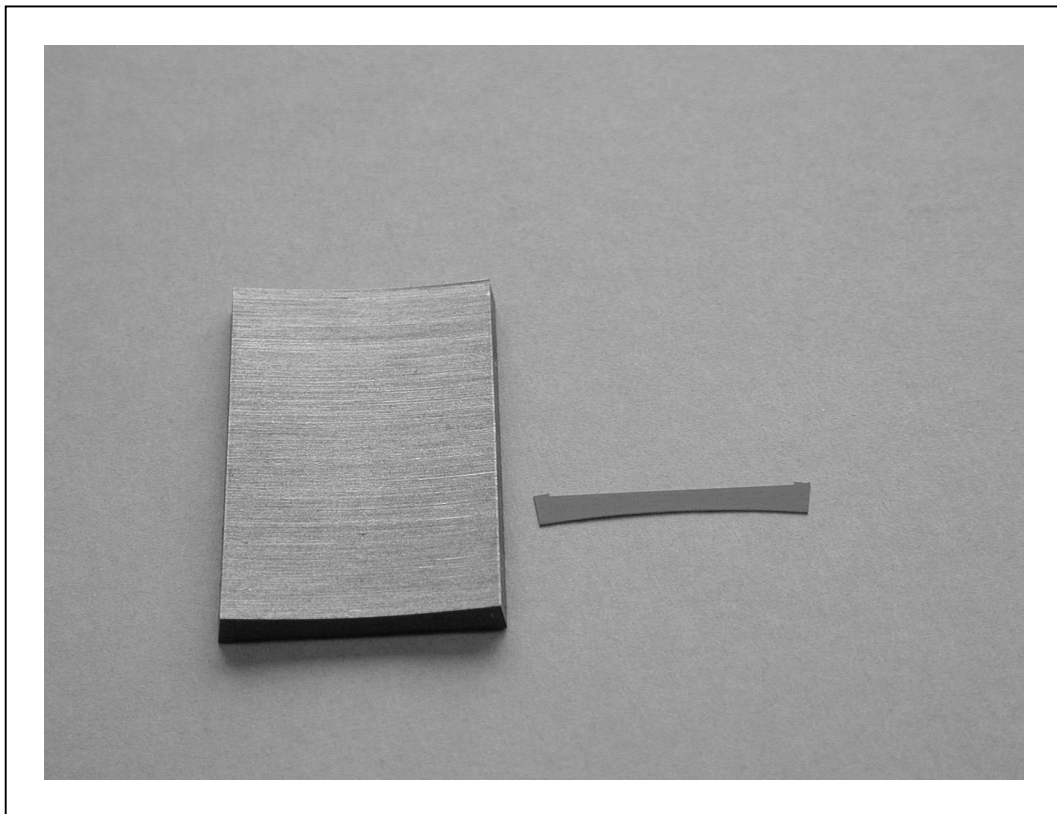


Abbildung 15: Polschuh

Eine weitere Hilfsvorrichtung ermöglicht das Verkleben der Polschuhe auf den Magneten. Da sich die Magnete schon im aufmagnetisierten Zustand befinden, ist entsprechender Aufwand notwendig, um die Polschuhe in ihrer Position exakt zu positionieren und in dieser Position zu halten, bis der Klebstoff ausgehärtet ist. Für eine schnellere Aushärtung wird die Vorrichtung für jeweils eine Stunde bei 100 °C in einen Ofen gelegt. Mit der Hilfsvorrichtung können jeweils fünf Polschuhe gleichzeitig eingeklebt werden, so daß zur vollständigen Fertigstellung des Rotors diese Prozedur viermal durchgeführt werden muß.

Abbildung 16 zeigt den 3. Klebeprozess (dabei befindet sich auf einem Magnet noch kein Polschuh).



Abbildung 16: Hilfsvorrichtung für die Polschuhmontage



Abbildung 17: Fertig verklebter Rotor

Im letzten Arbeitsgang werden sämtliche Lufträume zwischen Magneten und Polschuhen mit Klebstoff ausgegossen, um eine gute Festigkeit des Gesamtsystems zu erhalten. Ebenso wird in axialer Richtung eine Schicht Klebstoff zur Erhöhung der Festigkeit aufgebracht. Abbildung 17 zeigt den fertigen Rotor. Das Gewicht der aktiven Rotorteile beläuft sich auf 4,6 kg. Für einen Fahrzeugeinsatz besteht das Potential, dieses Gewicht durch eine verringerte Jochstärke und Verkürzung des Jochs in axialer Länge zu reduzieren. Die hier realisierte Variante orientierte sich an den Anschlußmaßen für den bestehenden Rotorträger.

Der Stator konnte unverändert übernommen werden. Darüber hinaus wurde noch ein zweites Exemplar angefertigt, um den Einfluß der Schrägung zu untersuchen. Dabei ist ein Schrägungswinkel von 3° realisiert worden. Das Gewicht der aktiven Statorteile beträgt jeweils 5,9 kg.

Die aktive Gesamtmasse der Maschine beläuft sich somit auf 10,5 kg. Damit läßt sich ein auf das aktive Gesamtgewicht bezogenes Leistungsgewicht von 0,76 kW/kg angeben. Das Gesamtgewicht für den Einsatz der Maschine im Fahrzeug kann an dieser Stelle nur abgeschätzt werden. Die für den Prüfstands Aufbau angefertigten Teile haben zusammen ein Gewicht von etwa 7 kg. Da deren Abmessungen aber über den für das Fahrzeug zulässigen Grenzen liegen, würde ein fahrzeugfähiger Aufbau weniger Gewicht aufweisen, so daß ein Gesamtgewicht von schätzungsweise 15 – 16 kg zu realisieren wäre.

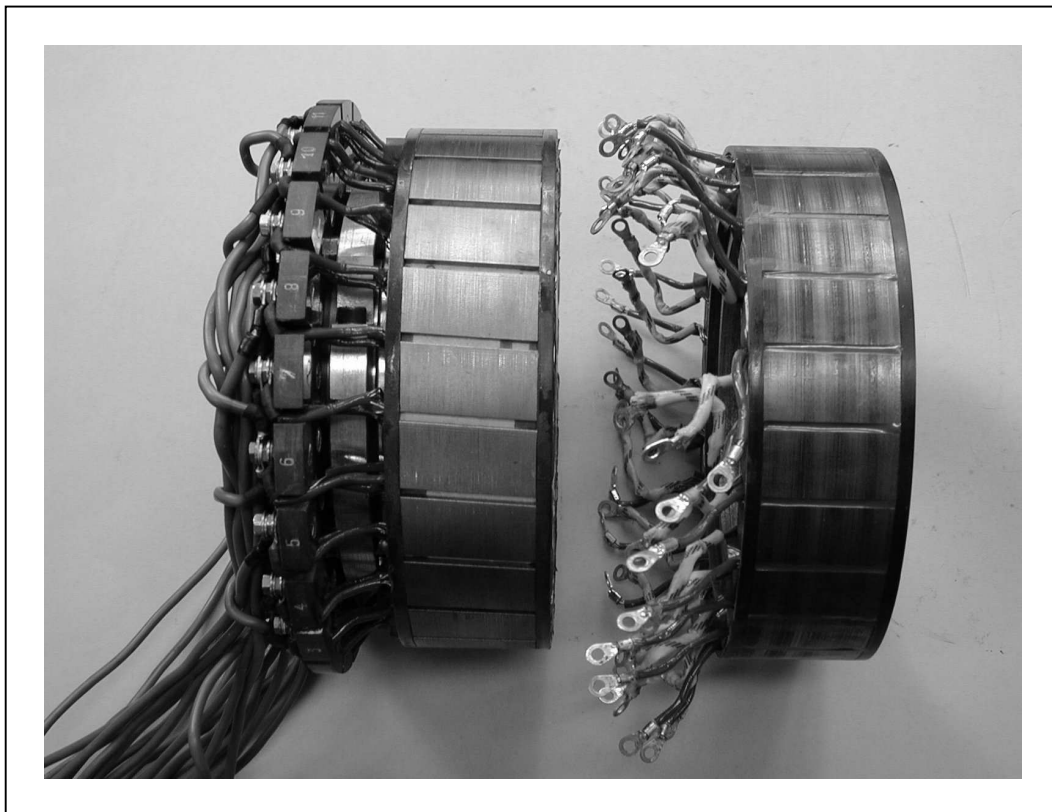


Abbildung 18: geschrägter und ungeschrägter Stator

Abbildung 18 zeigt die beiden Statoren im Vergleich. Links die geschrägte Variante, die den kompletten Statoraufbau darstellt. Die aktiven Teile sind mit dem Statorträger verbunden und die Wicklungen am Klemmbrett mit den entsprechenden Zuleitungen verdrahtet. Rechts ist die ungeschrägte Variante abgebildet. Hier sind nur die aktiven Teile zu sehen, die aus dem Eisen und den Wicklungen bestehen. Die Wicklungsanfänge und -enden sind einzeln herausgeführt. Ein Umrüsten von einem Stator auf den anderen ist mit geringem Zeitaufwand möglich.

Die angesprochenen kurzen Wickelköpfe, die durch Einzelzahnbewicklung möglich sind, zeigt Abbildung 19. Es wurde im Abschluß an das Blechpaket eine dünne Pertinaxplatte eingefügt, um einen zusätzlichen Schutz der Wicklungen gegen die scharfkantigen Biegekanten zu schaffen. Die gesamte axiale Ausdehnung des Wickelkopfes beträgt auf jeder Seite ca. 6 mm.



Abbildung 19: Wickelkopf

Der Prüfstandaufbau zur Durchführung der Messungen ist im Vordergrund der Abbildung 20 dargestellt. Die modulare Dauermagnetmaschine ist links abgebildet. Über Kupplungen ist die Welle mit einem Drehmomentsensor verbunden, der sich in der Mitte befindet. Über eine weitere Kupplung ist das System an die Belastungs-/Antriebsmaschine rechts auf der Seite gekoppelt.

Mit Hilfe dieses Aufbaus sind die Messungen durchgeführt worden, die in Kapitel 7 präsentiert werden.

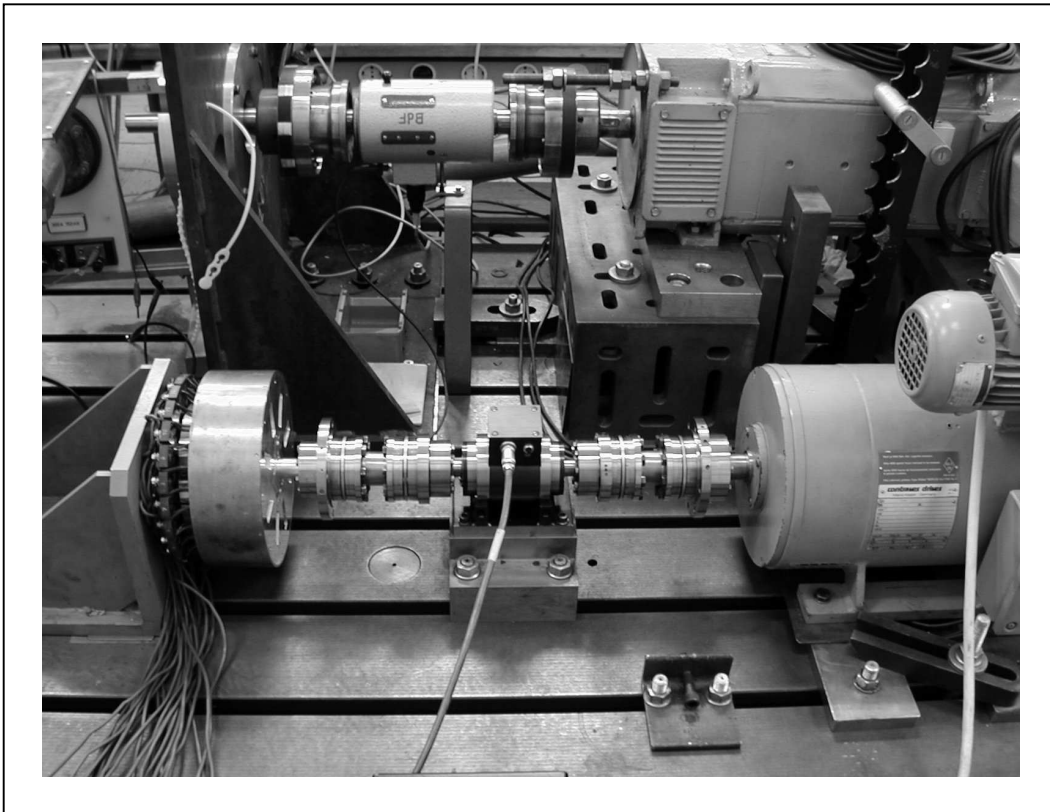


Abbildung 20: Prüfstandaufbau

7 Meßergebnisse

7.1 Leerlaufversuch

Bei der sogenannten Leerlaufmessung wird der Prüfling fremd angetrieben. Es wird der gesamte Drehzahlbereich durchfahren und jeweils die Spannung an den offenen Klemmen der einzelnen Stränge und das zum Antreiben benötigte Wellenmoment aufgezeichnet. Aus den gewonnenen Meßwerten ergeben sich Größe und Verlauf der induzierten Spannung sowie die Leerlaufverluste, die sich aus Luft- und Lagerreibungsverlusten und Leerlaufeisenverlusten zusammensetzen.

7.1.1 Leerlaufmessung mit ungeschrägtem Stator

Abbildung 21 zeigt den zeitlichen Verlauf der induzierten Leerlaufspannungen der Stränge 1 und 4 bei der Nenndrehzahl von $n_{\text{enn}} = 2000 \text{ }^1/\text{min}$.

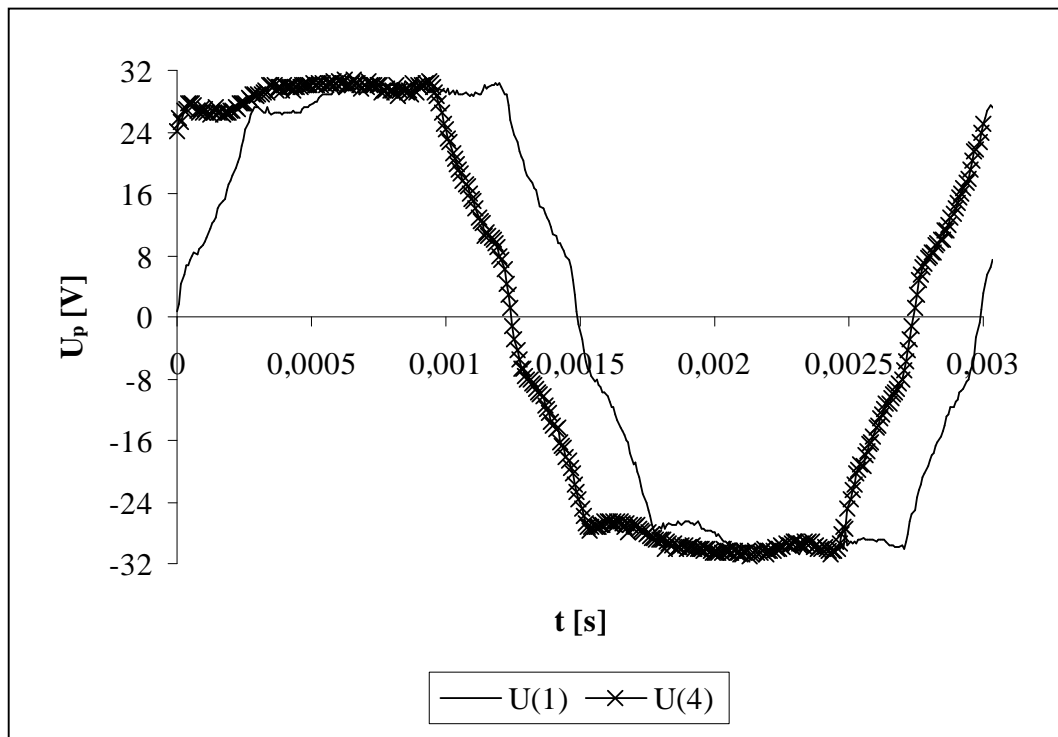


Abbildung 21: Verlauf der induzierten Leerlaufspannung (ungeschrägt)

Die Maschine wird wie eine 2 x dreisträngige Maschine verschaltet, das bedeutet, daß es zwei unabhängige dreisträngige Systeme gibt, die jeweils elektrisch von einem 3-Phasen-System mit 120° Phasenverschiebung gespeist werden. Unabhängig bedeutet in diesem Fall, daß die Sternpunkte der beiden Systeme nicht miteinander verbunden sind. System 1 besteht aus den Strängen U(1), U(2) und U(3). Dementsprechend lauten die Stränge von System 2 U(4), U(5) und U(6). System 2 ist elektrisch um 30 ° gegenüber System 1 versetzt angeordnet (s. Kapitel 5.4.1).

Die Fourierzerlegung der Spannungen ergibt folgende Werte:

Ordnungs- zahl	Amplitude von U(1) [V]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung	Amplitude von U(4) [V]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung
1	34,70	100,00	34,97	100,00
3	5,67	16,35	5,78	16,53
5	0,83	2,39	0,86	2,46
7	0,78	2,24	0,78	2,23
9	0,36	1,04	0,30	0,86
11	0,97	2,80	0,95	2,72
13	1,02	2,94	1,06	3,03
15	0,44	1,26	0,48	1,37

Tabelle 3: Fourierzerlegung von U(1) und U(4) (ungeschrägt)

Beim Vergleich der Messungen mit den Rechnungen fällt eine sehr gute Übereinstimmung der Grundschiwingungsamplituden auf. Die Oberschiwingungsspektren liegen bis fast Faktor 5 auseinander (5. Oberschiwingung). Die Abweichungen bezogen auf die Grundschiwingung sind aber kleiner als 2 %.

Ordnungs- zahl	Amplitude von U(1) [V]	Amplitude [V] Rechnung	Übereinstimmung [%]	Abweichung [%] Basis: Grundschiwingung
1	34,70	34,91	99,40	-0,60
3	5,67	5,91	95,96	-0,68
5	0,83	0,19	430,82	1,82
7	0,78	0,89	87,38	-0,32
9	0,36	0,29	122,61	0,19
11	0,97	0,61	159,84	1,04
13	1,02	0,79	128,64	0,65
15	0,44	0,33	132,93	0,31

Tabelle 4: Vergleich der Messung von U(1) mit der Rechnung (ungeschrägt)

Ordnungs- zahl	Amplitude von U(4) [V]	Amplitude [V] Rechnung	Übereinstimmung [%]	Abweichung [%] Basis: Grundschiwingung
1	34,97	34,91	100,18	0,18
3	5,78	5,91	97,73	-0,38
5	0,86	0,19	447,23	1,91
7	0,78	0,89	87,62	-0,32
9	0,30	0,29	101,96	0,02
11	0,95	0,61	156,21	0,98
13	1,06	0,79	133,76	0,77
15	0,48	0,33	146,51	0,44

Tabelle 5: Vergleich der Messung von U(4) mit der Rechnung (ungeschrägt)

Abbildung 22 zeigt die Effektivwerte der induzierten Leerlaufspannungen über der Drehzahl. Die Amplituden in beiden Systemen stimmen im Rahmen der Meßgenauigkeit überein und steigen linear mit der Drehzahl an.

Aufgrund der guten Übereinstimmung der gemessenen mit den gerechneten Werten wird zur Erzeugung eines bestimmten Moments die drehmomentbildende Stromkomponente sehr exakt dem berechneten Wert und damit auch das ohm'sche Verlustverhalten im Ankerstellbereich der Theorie entsprechen.

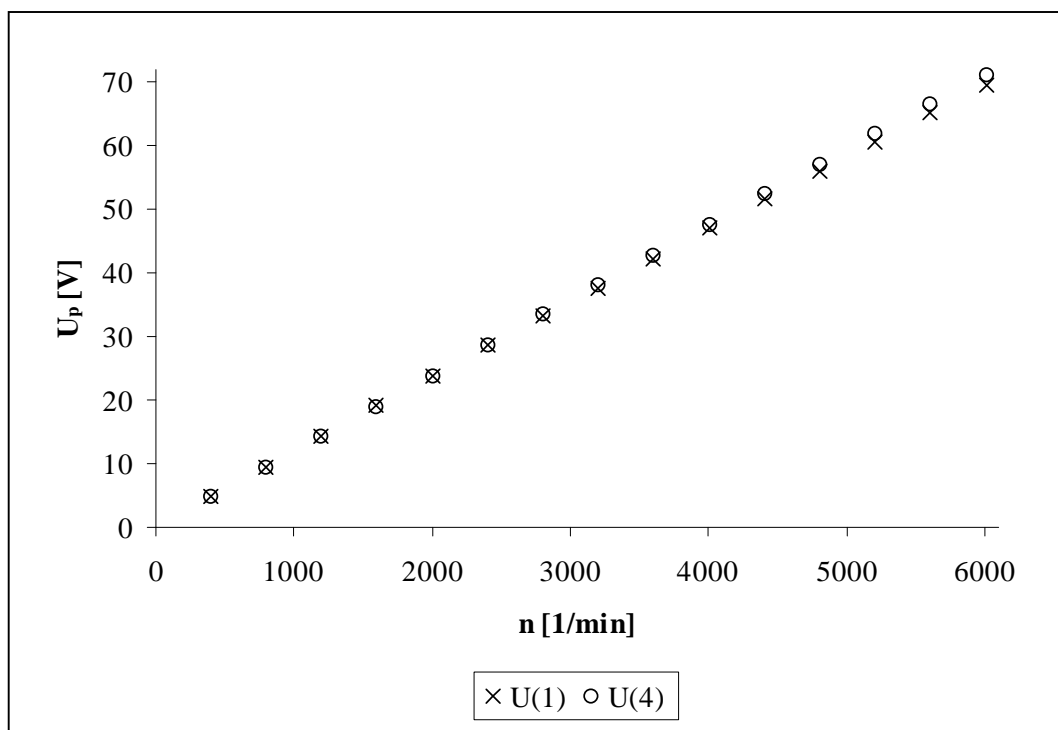


Abbildung 22: Induzierte Leerlaufspannung (ungeschrägt)

Abbildung 23 zeigt die Drehzahlabhängigkeit der Leerlaufverluste auf. Diese setzen sich, wie bereits erwähnt, aus Eisenverlusten (Hysteres- und Wirbelstromverlusten) und Luft- und Lagerreibungsverlusten zusammen. In erster Näherung läßt sich eine Abhängigkeit der Verluste von der Drehzahl erkennen, die durch ein Polynom 2. Ordnung (lineare und quadratische Terme) gut nachgebildet werden kann. Es überwiegt der lineare Anteil und damit die Hystereseverluste. Die Wirbelstromverluste sind aufgrund der geringen Blechdicke gering.

Die Messungen oberhalb der Nenndrehzahl dienen nur zur Veranschaulichung des Zusammenhangs. Im geregelten Betrieb wird oberhalb der Nenndrehzahl eine zusätzliche Stromkomponente eingepreßt, die dem Fluß, bzw. der induzierten Spannung entgegen gerichtet ist. Dadurch sinken die Induktionen im Eisen und damit auch die Eisenverluste. Es ergeben sich etwa ab der Nenndrehzahl konstante Eisenverluste mit dem Wert wie bei der Nenndrehzahl.

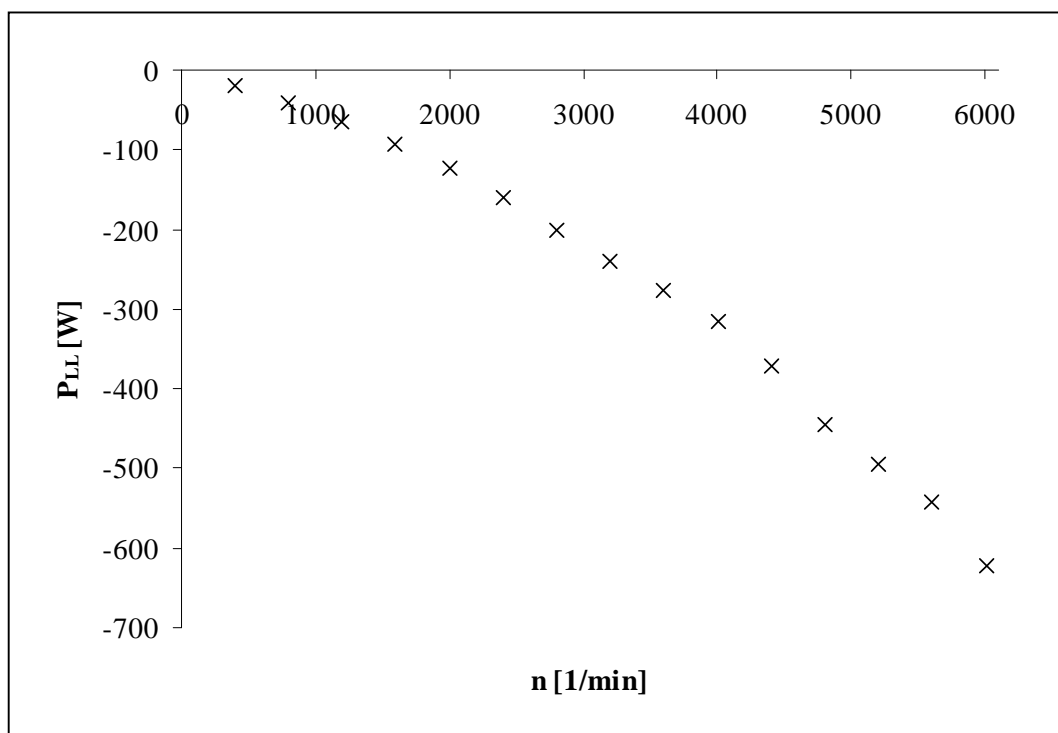


Abbildung 23: Leerlaufverluste (ungeschrägt)

7.1.2 Leerlaufmessung mit geschrägtem Stator

Ein zweiter Stator ist mit einem Schrägungsmaß von 3° aufgebaut worden. Rechnerisch reduzieren sich die Oberschwingungsamplituden nach Gleichung (70).

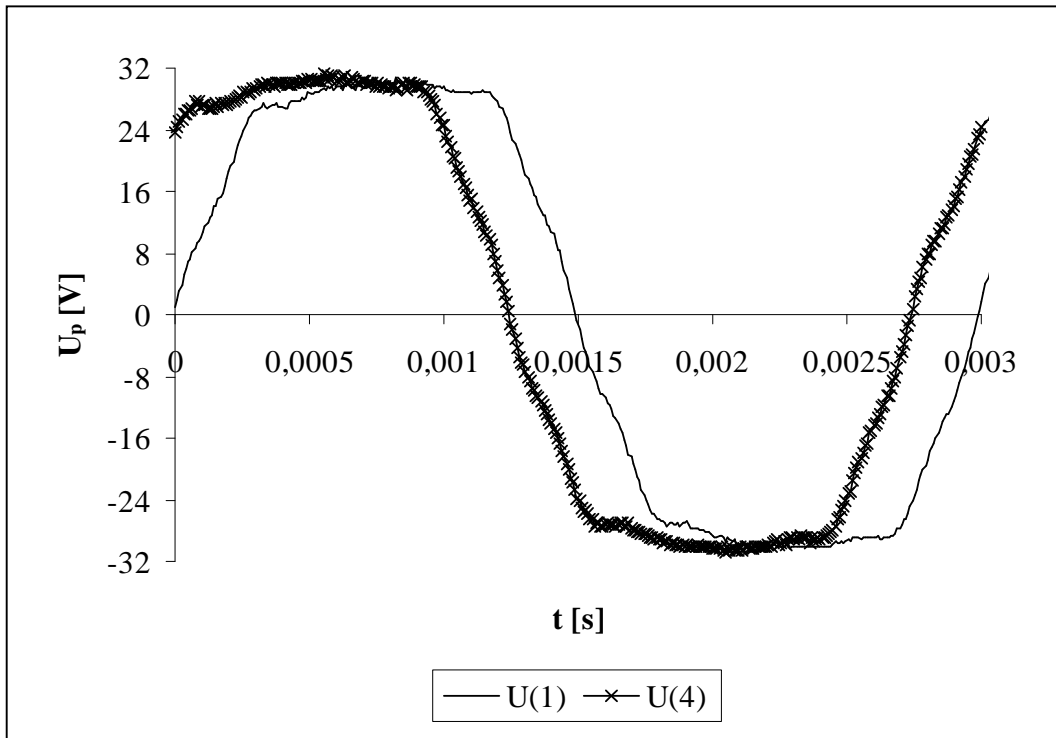


Abbildung 24: Verlauf der induzierten Leerlaufspannung (geschrägt)

Die Fourierzerlegung der Spannungen ergibt folgende Werte:

Ordnungs- zahl	Amplitude von U(1) [V]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung	Amplitude von U(4) [V]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung
1	34,61	100,00	34,92	100,00
3	5,44	15,72	5,50	15,75
5	0,63	1,82	0,73	2,09
7	0,58	1,68	0,61	1,75
9	0,20	0,58	0,17	0,49
11	0,64	1,85	0,70	2,00
13	0,60	1,73	0,62	1,78
15	0,20	0,58	0,24	0,69

Tabelle 6: Fourierzerlegung von U(1) und U(4) (geschrägt)

Im Vergleich zu Tabelle 3 reduzieren sich die Oberschwingungsanteile, was sich auch im glatteren Verlauf in Abbildung 24 im Vergleich zu Abbildung 21 widerspiegelt.

Die folgenden Tabellen zeigen den Vergleich mit den rechnerisch ermittelten Werten:

Ordnungszahl	Amplitude von U(1) [V]	Amplitude [V] Rechnung	Übereinstimmung [%]	Abweichung [%] Basis: Grundschiwingung
1	34,61	34,51	100,29	0,29
3	5,44	5,32	102,18	0,34
5	0,63	0,14	444,33	1,42
7	0,58	0,47	123,55	0,32
9	0,20	0,09	224,43	0,32
11	0,64	0,05	1171,47	1,70
13	0,60	0,06	996,67	1,57
15	0,20	0,06	333,87	0,40

Tabelle 7: Vergleich der Messung von U(1) mit der Rechnung (geschrägt)

Ordnungszahl	Amplitude von U(4) [V]	Amplitude [V] Rechnung	Übereinstimmung [%]	Abweichung [%] Basis: Grundschiwingung
1	34,92	34,51	101,17	1,17
3	5,50	5,32	103,24	0,50
5	0,73	0,14	514,44	1,70
7	0,61	0,47	129,74	0,40
9	0,17	0,09	190,41	0,23
11	0,70	0,05	1280,61	1,87
13	0,62	0,06	1020,59	1,61
15	0,24	0,06	405,03	0,52

Tabelle 8: Vergleich der Messung von U(4) mit der Rechnung (geschrägt)

Wie oben angedeutet reduzieren sich die Oberschwingungsanteile gegenüber der ungeschrägten Variante, jedoch nicht in dem Maße, wie es die Rechnung vorgibt. Die Übereinstimmungen zwischen Messung und Rechnung klaffen hier teilweise bis fast Faktor 13 auseinander (11. Oberschwingung), bezogen auf die Grundschiwingung sind die Abweichungen jedoch kleiner als 2 %.

Abbildung 25 liefert im Prinzip das gleiche Resultat wie Abbildung 22. Die Effektivwerte der Spannungen liegen auf demselben Niveau und steigen ebenfalls linear mit der Drehzahl an.

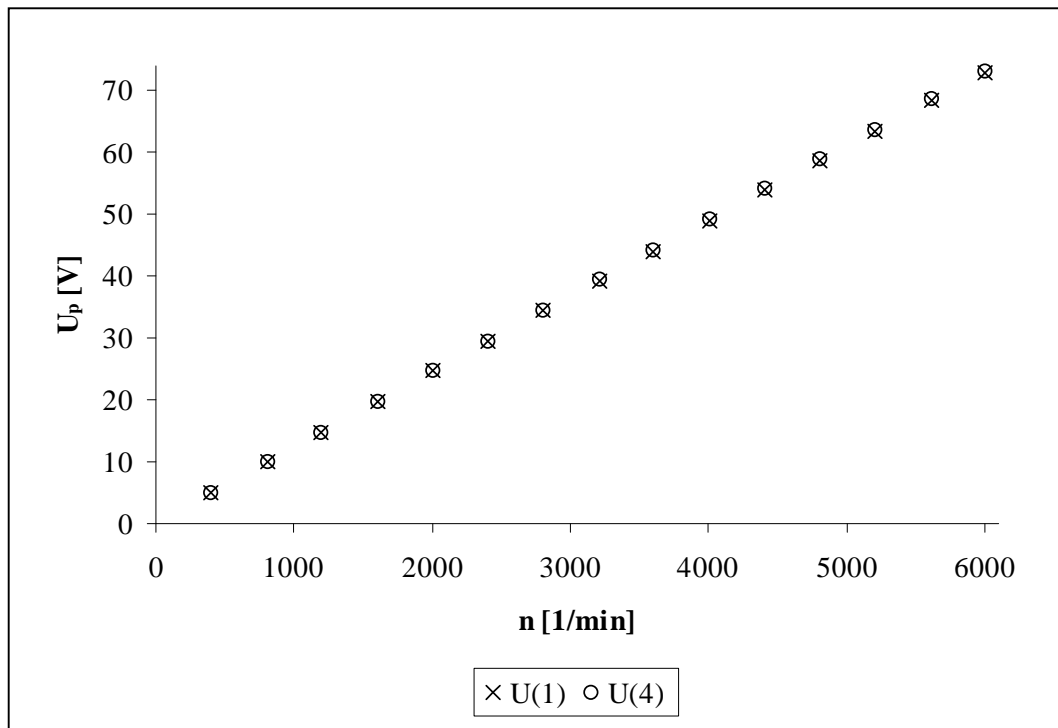


Abbildung 25: Induzierte Leerlaufspannung (geschrägt)

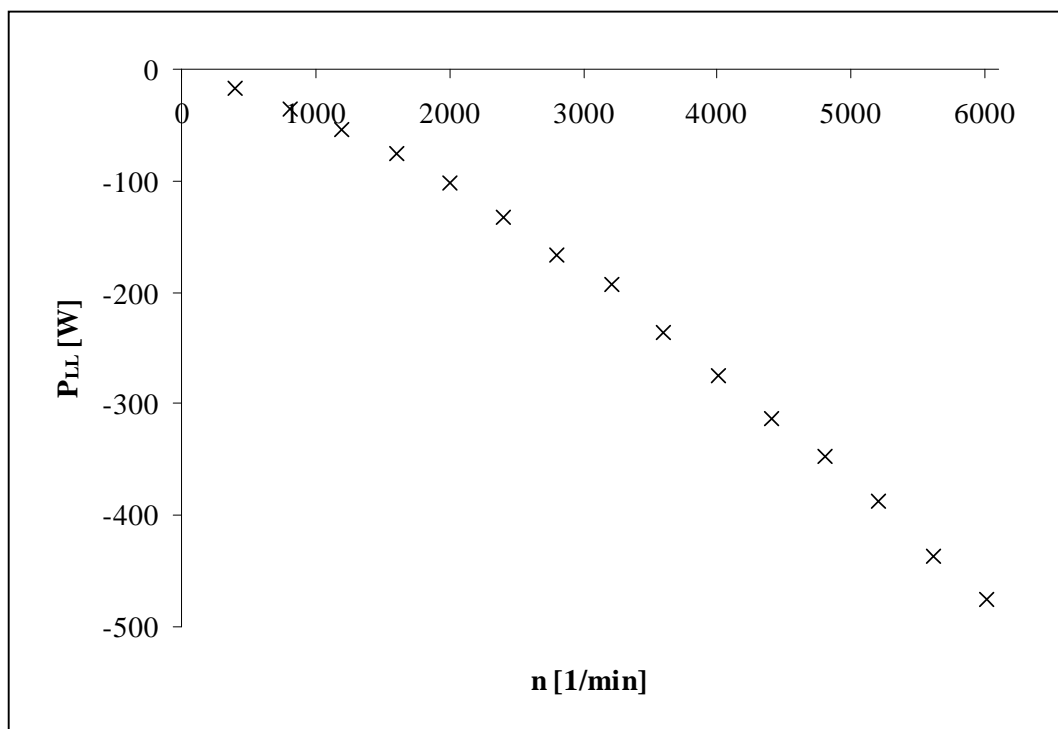


Abbildung 26: Leerlaufverluste (geschrägt)

Abbildung 26 zeigt die gemessenen Leerlaufverluste bei geschrägtem Stator. Im Vergleich zu Abbildung 23 fällt auf, daß diese ebenfalls gut durch ein Polynom 2. Ordnung angenähert werden können, jedoch auf einem insgesamt niedrigeren Niveau. Theoretisch dürfte sich aufgrund einer Schrägung kein Einfluß auf das Eisenverlustverhalten bemerkbar machen, da,

falls sich die Feldlinien nicht in axialer Richtung ausbreiten, das Eisen den gleichen zeitlichen Verlauf an Induktionsänderungen sieht, wenn sich der Rotor dreht. Die Luft- und Lagerreibungsverluste haben sich bei einer Schrägung auch nicht verändert. Aber die Toleranzen der Materialeigenschaften könnten eine mögliche Erklärung für diesen Effekt sein. Tatsächlich fällt auf, daß in den neueren Datenblättern zum Blechmaterial HF20 niedrigere Eisenverlustwerte genannt sind (siehe Tabelle 9).

f [Hz]	J [T]	P [W/kg]	P [W/kg]
		alt	neu
50	1,0	1,0	0,9
50	1,5	3,0	2,1
200	1,0	5,1	4,7
200	1,5	15,3	11,5
400	1,0	12,0	12,0
400	1,5	37,0	30,2

Tabelle 9: Eisenverluste von HF20

7.2 Kurzschlußversuch

Beim Kurzschlußversuch wird der Prüfling ebenso wie bei der Leerlaufmessung fremd angetrieben, jedoch mit dem Unterschied, daß Klemmenanfänge und -enden kurzgeschlossen werden. Als Meßwerte werden die Kurzschlußströme in den Strängen und das zum Antreiben benötigte Wellenmoment aufgezeichnet. Bei permanentmagneterregten Maschinen sind die Höhe des Kurzschlußmomentes und die Größe der Kurzschlußströme wichtige Kenndaten, die bei einer Störung, bzw. einem Schaden beherrscht werden müssen. Die Kurzschlußströme sollen nicht zu einer thermischen Überbeanspruchung der Maschine führen und das Kurzschlußmoment sollte so klein wie möglich ausfallen, um den mechanischen Verband nicht zu zerstören. Der Kurzschlußstrom leitet sich unter Vernachlässigung des Strangwiderstands im stationären Betrieb durch Umformung aus Gleichung (36) ab:

$$i_{d,KS} = -\frac{u_p}{\omega_2 \cdot L_d} \quad (75)$$

Stimmt der Kurzschlußstrom in der Messung mit dem in der Rechnung überein, so ergeben sich im Feldschwächbereich die zusätzlichen Stromwärmeverluste wie berechnet und damit kann der Wirkungsgradabschätzung in diesem Bereich ebenfalls vertraut werden.

Das Kurzschlußmoment leitet sich im stationären Betrieb unter Vernachlässigung des Reluktanzeinflusses durch zu Null setzen und Umformen von Gleichung (35) und Gleichung (36) und anschließendem Einsetzen in Gleichung (38) ab:

$$M_{KS} = \frac{m}{2} \cdot p \cdot \psi_p \cdot \frac{-u_p}{R + \frac{\omega_2^2 \cdot L^2}{R}} \quad (76)$$

Es ist ersichtlich, daß das Kurzschlußmoment mit linear steigender Drehzahl in erster Näherung mit $1/\omega_2$ abnimmt, da die quadratische Abhängigkeit von der Drehzahl im Nenner aufgrund der linearen Abhängigkeit der induzierten Spannung von der Drehzahl im Zähler auf $1/\omega_2$ reduziert wird. Größere Induktivitäten führen zu einem verminderten Kurzschlußmoment.

7.2.1 Kurzschlußmessung mit ungeschrägtem Stator

Abbildung 27 zeigt den zeitlichen Verlauf der Strangströme im Falle eines Kurzschlusses bei Nenndrehzahl.

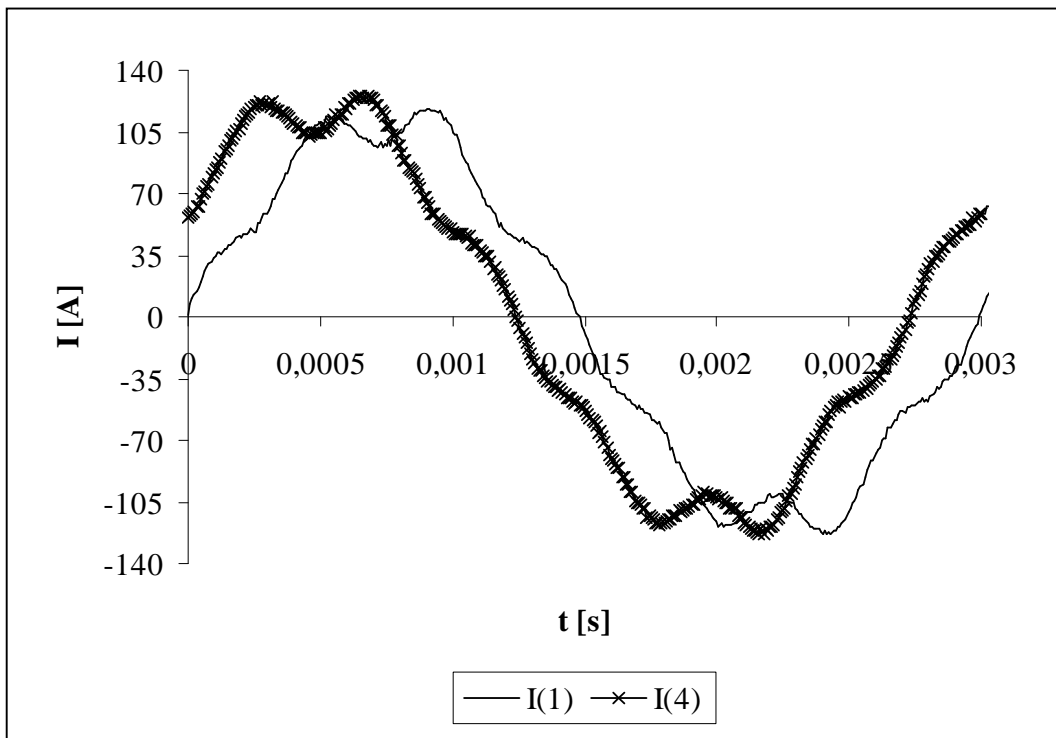


Abbildung 27: Verlauf der Kurzschlußströme (ungeschrägt)

Die Fourierzerlegung der Ströme ergibt folgende Werte:

Ordnungszahl	Amplitude von I(1) [A]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung	Amplitude von I(4) [A]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung
1	114,79	100,00	117,87	100,00
3	1,42	1,23	0,21	0,18
5	4,39	3,82	4,64	3,94
7	11,23	9,79	11,04	9,36
9	0,07	0,06	0,10	0,09
11	0,86	0,75	0,83	0,70
13	0,25	0,22	0,11	0,09
15	0,13	0,12	0,23	0,19

Tabelle 10: Fourierzerlegung der Ströme

Neben der Grundschiwingung haben nur die 5. und 7. Oberschiwingung einen nicht zu vernachlässigenden Anteil.

Bei den Auslegungsrechnungen ergab sich bei Speisung der Stränge mit einem sinusförmigen Drehspannungssystem eine Grundschiwingungsamplitude von 114,8 A, bei Vernachlässigung des ohm'schen Widerstandes, zur vollständigen Kompensation des Flusses. Damit ist auch in diesem Fall eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung gegeben.

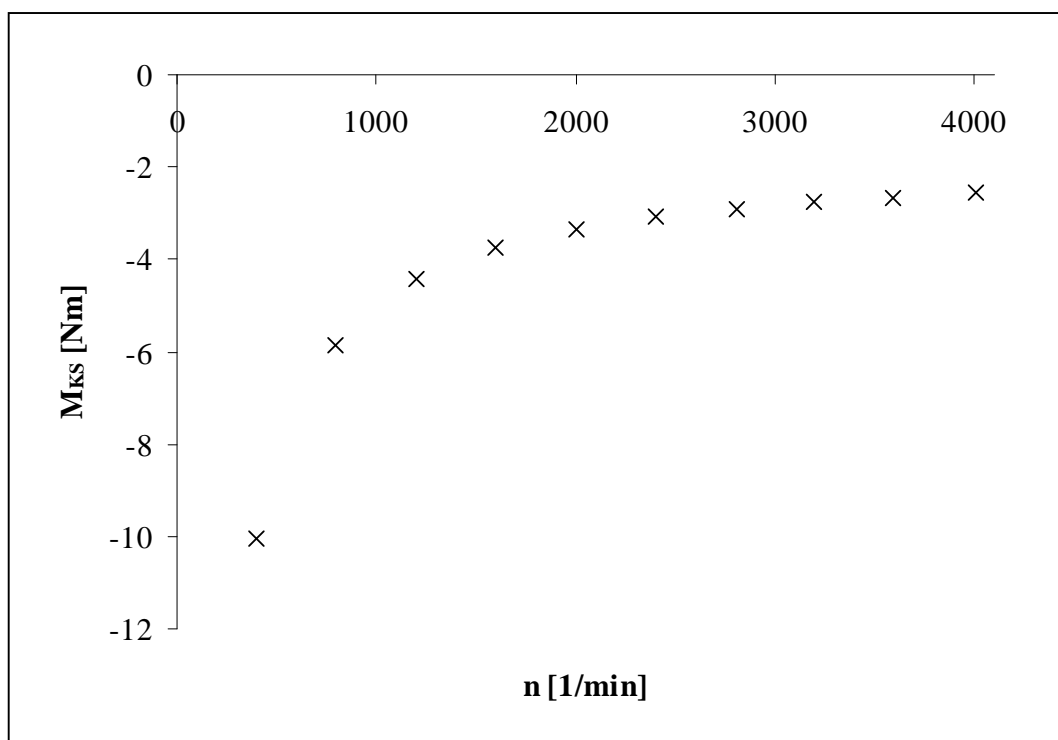


Abbildung 28: Kurzschlußmoment (ungeschrägt)

Das zweite und ebenfalls sehr wichtige Ergebnis der Kurzschlußmessung liefert das Kurzschlußmoment in Abhängigkeit von der Drehzahl, wie es in Abbildung 28 dargestellt ist.

Die gemessenen Kurzschlußmomente sind gering im Vergleich zum Nennmoment von $M_N = 38,2 \text{ Nm}$. Dies ist ein großer Vorteil, falls es während des Betriebs zu einem klemmen-nahen Kurzschluß kommen sollte. Der Antriebsstrang verkraftet diese Belastungen ohne Schaden zu nehmen, lediglich der Komforteindruck kann durch einen Momentenstoß negativ beeinflusst sein. Die in Gleichung (76) abgeleitete Behauptung, daß das Kurzschlußmoment in erster Näherung mit $1/\omega_2$ abnimmt, kann in Abbildung 28 gut nachvollzogen werden.

7.2.2 Kurzschlußmessung mit geschrägtem Stator

Wie im vorangegangenen Kapitel beschrieben, wurden die Untersuchungen auch für den geschrägten Stator durchgeführt. Abbildung 29 zeigt den zeitlichen Verlauf der Kurzschlußströme bei geschrägtem Stator.

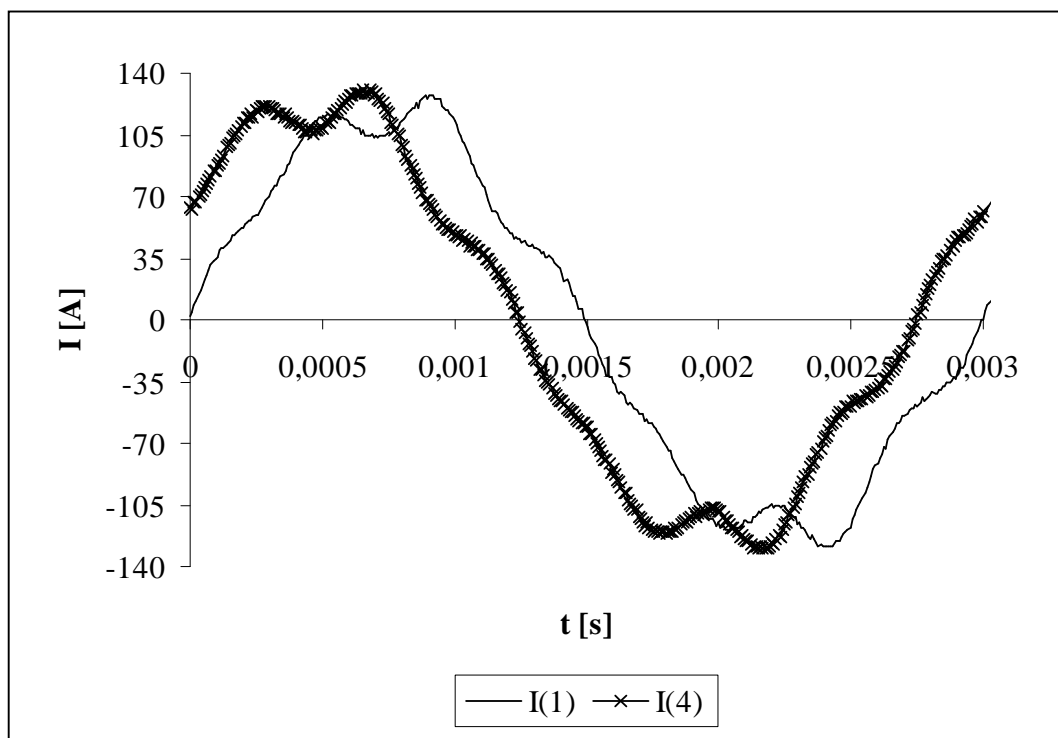


Abbildung 29: Verlauf der Kurzschlußströme (geschrägt)

Die Fourierzerlegung der Kurzschlußströme liefert die folgenden Werte:

Ordnungszahl	Amplitude von I(1) [A]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung	Amplitude von I(4) [A]	Amplitude [%] Basis: Grundschiwingung
1	120,31	100,00	123,54	100,00
3	0,20	0,16	0,18	0,14
5	6,53	5,43	6,83	5,53
7	10,20	8,47	9,75	7,89
9	0,22	0,18	0,14	0,11
11	0,69	0,58	0,69	0,56
13	0,13	0,11	0,20	0,16
15	0,11	0,10	0,21	0,17

Tabelle 11: Fourierzerlegung der Ströme

Der Vergleich von Tabelle 11 mit Tabelle 10 zeigt, daß die Grundschiwingungsamplitude leicht zugenommen hat (ca. +4,8 %). Diese Veränderung wird durch veränderte Induktivitäten hervorgerufen, deren Werte sich aufgrund der veränderten Geometrieverhältnisse durch die Schrägung ergeben. Nach wie vor sind die 5. und 7. Oberschiwingung die einzigen relevanten Oberschiwingungen, die einen nicht zu vernachlässigenden Beitrag liefern. Die 5. Oberschiwingung hat, bezogen auf die Grundschiwingung, leicht zugenommen, wohingegen die 7. Oberschiwingung etwas geringer ausfällt.

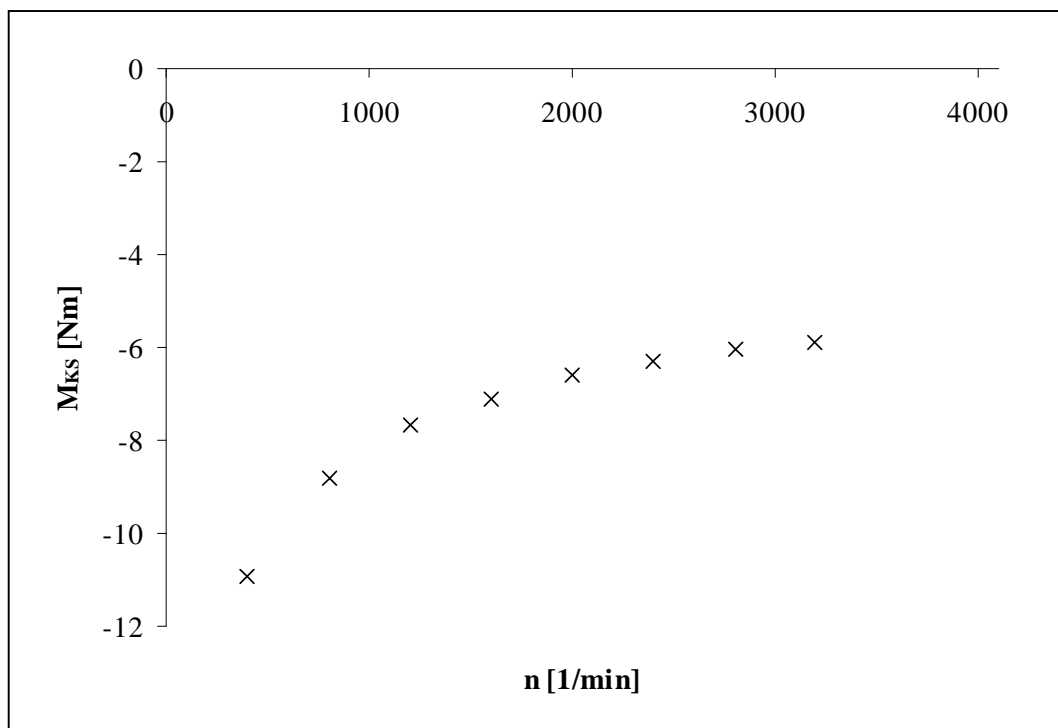


Abbildung 30: Kurzschlußmoment (geschrägt)

Die Induktivitäten, deren Werte sich bei Schrägung verringern, tragen im wesentlichen dazu bei, daß sich die Kurzschlußmomente in Abbildung 30 gegenüber der ungeschrägten Variante erhöhen.

Die geschrägte Variante weist zu höheren Drehzahlen hin ein etwa doppelt so hohes Kurzschlußmoment auf wie die ungeschrägte Variante. Bezogen auf das Nennmoment handelt es sich allerdings immer noch um sehr moderate Werte, die zu vertreten sind.

7.3 Generatorischer Belastungsversuch

Bei den Belastungsmessungen wird an die Maschinenklemmen eine veränderliche ohm'sche Last gehängt, um unterschiedliche Lastzustände zu erhalten. Dies kann im gesamten Drehzahlbereich durchgeführt werden. Mit Hilfe dieser Messungen kann auch eine erste Abschätzung über die zu erwartenden Wirkungsgrade gemacht werden. Allerdings stellen sich nicht die Betriebspunkte ein, wie sie im geregelten Betrieb gefahren werden. Es können für diese Betriebspunkte im stationären Betrieb folgende Gleichungen angesetzt werden, die sich aus Gleichung (35) und Gleichung (36) ableiten:

$$0 = R_L \cdot i_{d,L} - \omega_2 \cdot L_q \cdot i_{q,L} \quad (77)$$

$$0 = R_L \cdot i_{q,L} + \omega_2 \cdot L_d \cdot i_{d,L} + u_p \quad (78)$$

Der Index L kennzeichnet hier die Größen im Belastungsfall. R_L setzt sich aus der Summe von Strang- und Lastwiderstand zusammen. Gleichung (77) macht deutlich, daß die beiden Laststromkomponenten voneinander abhängig sind. Im geregelten Betrieb wird im Ankerstellbereich jedoch die Längsstromkomponente auf Null gehalten, d. h. es existieren keine Betriebspunkte, wie sie sich im geregelten Betrieb einstellen würden. Im Feldschwächbereich, in dem die Längsstromkomponente ungleich Null gewählt wird, kann für jede Drehzahl ein Betriebspunkt eingestellt werden, der im geregelten Betrieb auch so gefahren wird. Da diese Punkte nur schwer einzustellen sind und im Ankerstellbereich überhaupt keine Übereinstimmungen gefunden werden können, wurden diese Messungen nicht zur Analyse des Wirkungsgrades herangezogen.

Mit den gewonnenen Meßergebnissen kann, unter der Voraussetzung, daß die Größe der Widerstände und Induktivitäten bekannt ist, analysiert werden, ob sich ein der drehmomentbildenden Stromkomponente entsprechendes Drehmoment einstellt. Da in diesem Fall die Querinduktivität eine sehr große Sättigungsabhängigkeit aufweist und der Sättigungszustand nicht bekannt ist, ist es nicht möglich, das Gleichungssystem zu lösen.

Im Folgenden werden Ergebnisse gezeigt, die den Einfluß des Ankerquerfelds auf die induzierte Spannung bei unterschiedlichen Belastungen veranschaulichen.

7.3.1 Belastungsversuche mit ungeschrägtem Stator

Abbildung 31 zeigt den zeitlichen Verlauf bei Nenndrehzahl der Spannung des Stranges 1 bei unterschiedlichen Lastwiderständen. Durch die zunehmende Belastung erhöht sich das Ankerquerfeld, was eine Verzerrung der Spannung zur Folge hat. Die Grundswingungsamplitude bleibt nahezu unverändert. In Abbildung 32 sind die zugehörigen Ströme abgebildet. Mit zunehmender Belastung verändert sich auch hier die Kurvenform von einem nahezu sinusförmigen Verlauf in Richtung des Verlaufs bei einem Kurzschluß (siehe Abbildung 27). Der Phasenwinkel verschiebt sich mit steigender Last von $> -180^\circ$ zu $< -90^\circ$.

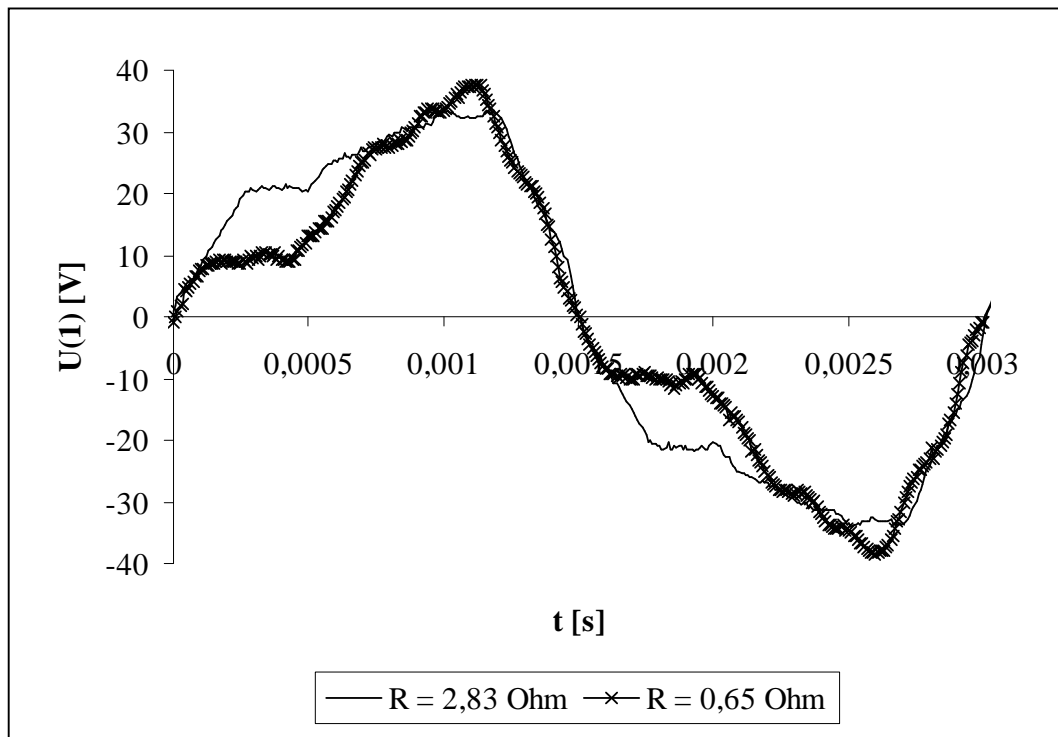


Abbildung 31: Spannung bei unterschiedlichen Lastzuständen (ungeschrägt)

Die bei diesen beiden Meßpunkten ermittelten Drehmomente ergaben sich zu:

$$M(R = 2,83\Omega) = -5,6 \text{ Nm} \quad (79)$$

$$M(R = 0,65\Omega) = -18,1 \text{ Nm} \quad (80)$$

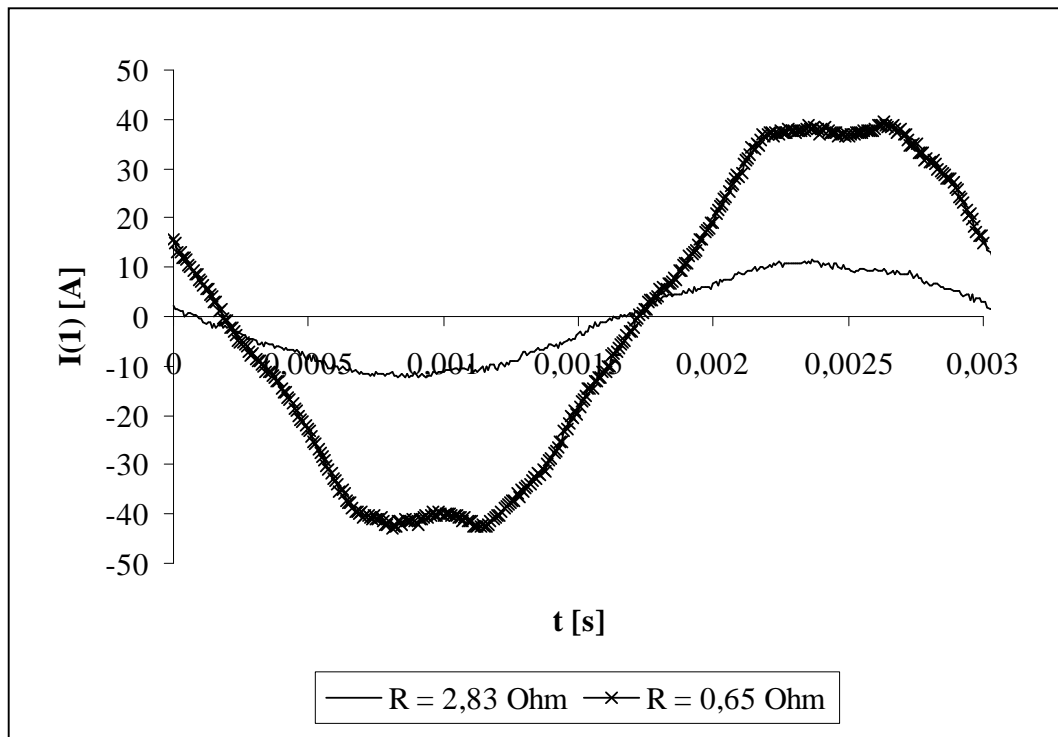


Abbildung 32: Strom bei unterschiedlichen Lastzuständen (ungeschrägt)

7.3.2 Belastungsversuche mit geschrägtem Stator

Mit denselben Lastwiderständen wurden die Messungen für den geschrägten Stator durchgeführt.

Es zeigen sich in Abbildung 33 und Abbildung 34 ähnliche Verläufe wie in Abbildung 31 und Abbildung 32.

Die gemessenen Drehmomente hatten in diesen Fällen jeweils dieselben Werte:

$$M(R = 2,83\Omega) = -5,6 \text{ Nm} \quad (81)$$

$$M(R = 0,65\Omega) = -18,1 \text{ Nm} \quad (82)$$

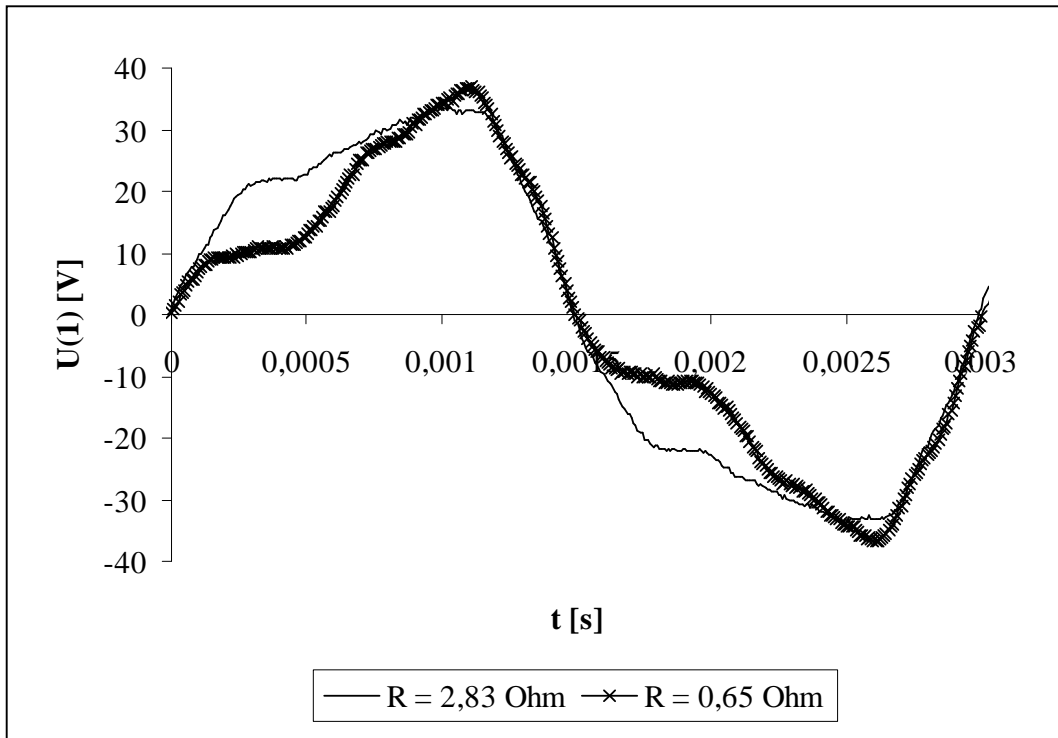


Abbildung 33: Spannung bei unterschiedlichen Lastzuständen (geschrägt)

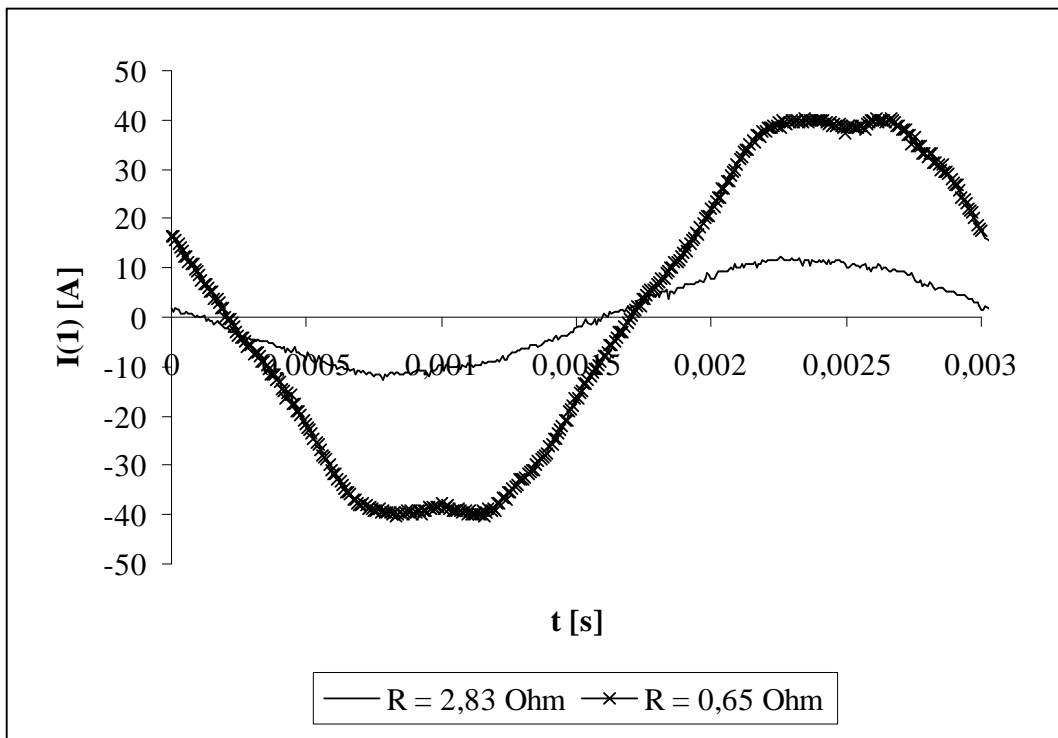


Abbildung 34: Strom bei unterschiedlichen Lastzuständen (geschrägt)

7.4 Rastmomentmessung

Die Messung der Rastmomente kann nur im Stillstand durchgeführt werden. Dazu wurde der Rotor schrittweise verdreht, bis sich das Maximum der Amplitude einstellte. Dies ist, wie in Kapitel 5.4.6.2 erläutert, bei einer Verdrehung um $0,75^\circ$ der Fall. Weitere Auslenkungen lassen die Amplitude wieder sinken, bis die labile Lage bei $1,5^\circ$ erreicht wird. Darüber hinaus wächst das Rastmoment mit umgekehrtem Vorzeichen bis zur Position bei $2,25^\circ$ wieder an und der Rotor rutscht schließlich in die nächste Raststellung bei 3° . Aufgrund der kleinen Winkelbereiche, die hier durchlaufen werden (es existieren 120 Ruhepositionen), ist nur die maximale Amplitude erfaßt worden, nicht dagegen der Verlauf über den Winkel.

Bei einer Drehung gelingt die Messung der Rastmomente nicht, da

- entweder über die Kupplungen zur Meßwelle die Information zu stark gedämpft wird
- oder der Regler der Antriebsmaschine diese Schwingungen herausfiltern kann
- oder aber die Auswerteelektronik der Meßwelle das Signal herausfiltert.

Es gelang jedenfalls nicht, aus einem aufgezeichneten Drehmomentverlauf bei konstanter Drehzahl im Spektrum des Signals bei der zugehörigen Frequenz eine entsprechende Amplitude zu erhalten.

7.4.1 Rastmomentmessung mit ungeschrägtem Stator

Im Falle des ungeschrägten Stators ergab sich eine Rastmomentamplitude von:

$$\hat{M}_{\text{Rast}} = 2,1 \text{ Nm} \quad (83)$$

Der Vergleich mit der Auslegungsrechnung, bei der eine Amplitude von $1,7 \text{ Nm}$ ermittelt wurde, zeigt für dieses Ergebnis eine Abweichung von mehr als 20 %, was aber trotzdem eine akzeptable Größenordnung darstellt.

7.4.2 Rastmomentmessung mit geschrägtem Stator

Im Falle des geschrägten Rotors sollte sich die Rastmomentamplitude entsprechend der Gleichung (70), wie in Kapitel 5.5 bereits erwähnt, auf 63,7 % des ungeschrägten Wertes reduzieren.

Die Messung ergab eine Rastmomentamplitude von:

$$\hat{M}_{\text{Rast}} = 1,5 \text{ Nm} \quad (84)$$

Dies entspricht ca. 71 % des ursprünglichen Wertes. Damit ist auch an dieser Stelle der Einfluß der Schrägung geringer, als er sich rechnerisch ergibt.

7.5 Motorische und generatorische Messungen

Um ein komplettes Wirkungsgradkennfeld der Maschine zu erhalten und das dynamische Verhalten beurteilen zu können, ist der Betrieb an einem Umrichter notwendig. Dieser muß auf die Strangzahl der Maschine – in diesem Fall beträgt sie sechs – abgestimmt sein.

Abbildung 35 zeigt eine mögliche Struktur des Aufbaus für den Betrieb der Maschine an einem Stromrichter.

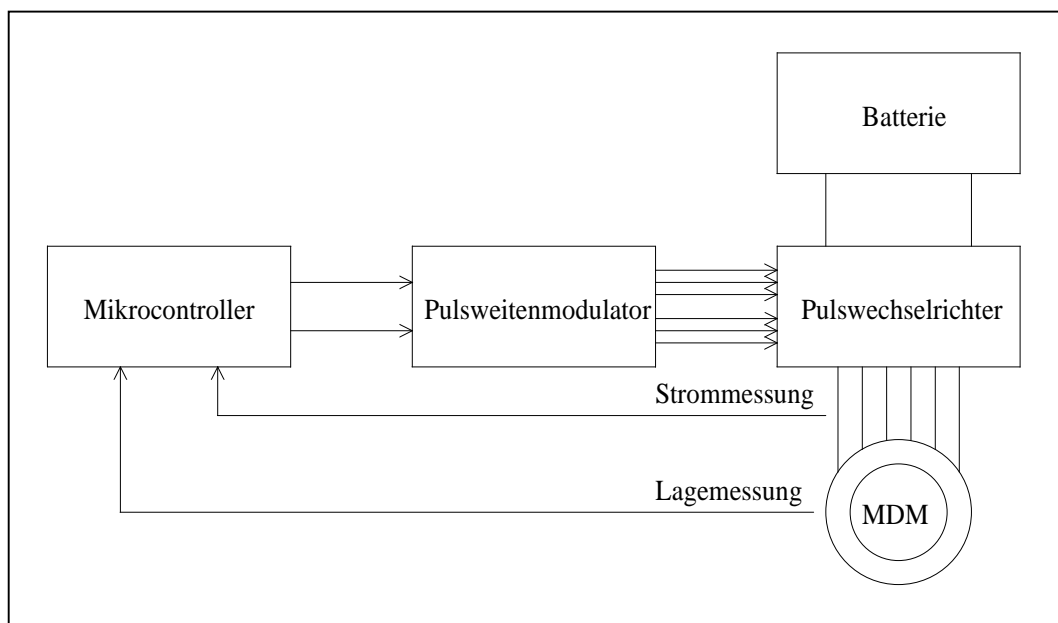


Abbildung 35: Struktur für den Betrieb am Stromrichter

Der Mikrocontroller arbeitet einen Steuer-/Regelalgorithmus ab, der als Ergebnis die Sollgrößen Spannung und Frequenz liefert. Diese dienen als Eingangsgrößen eines separaten Pulsweitenmodulationsbausteins, der daraus die Pulsmuster zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter generiert.

Als Rückmeldung erhält der Mikrocontroller die Momentanwerte der Ströme und die Rotorposition.

In dieser Arbeit können keine Ergebnisse vom Betrieb der Maschine am Stromrichter präsentiert werden, da ein wiederholt aufgetretener Defekt am Leistungsteil des Stromrichters die Durchführung der Messungen verhinderte.

8 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war die Entwicklung eines Elektromotors für den Einsatz im ‚Autarken Hybrid‘. Neben den geforderten Leistungsdaten mußten auch die Außenabmessungen für den Einbau in das Fahrzeug realisiert werden. Aus diesem Grund fiel die Wahl auf eine modulare Dauermagnetmaschine, eine Sonderbauform einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. Diese vereint eine hohe Energiedichte mit der Freiheit, die Außenabmessungen in wesentlich weiteren Bereichen variieren zu können, als es bei Maschinen herkömmlicher Bauart möglich ist. Die spezielle Anordnung der Stränge und damit der Wicklungen im Stator ermöglicht kleine Wickelköpfe und damit eine Verringerung der Baulänge des Stirnraums.

Um die Leistungsanforderungen erfüllen zu können, mußte die Auslegung so erfolgen, daß ein weiter Bereich der Feldschwächung ermöglicht wird, in dem die abzugebende Leistung konstant gehalten wird. Dazu ist es notwendig, bestimmte Maschinenparameter in geeignete Größenverhältnisse zu bringen, um

- einerseits die thermische Beanspruchung der Maschine durch entstehende Verluste gering zu halten und
- andererseits den Aufwand für die Leistungselektronik in Grenzen zu halten.

Der vorliegende Entwurf versucht all diese Eigenschaften zu erfüllen, die natürlich in einigen Bereichen Kompromisse erfordern.

Für eine gute Feldschwächbarkeit sind große Reaktanzen erforderlich, um die zusätzlichen Ströme und damit die Verluste gering zu halten. Die Umsetzung erfolgt durch Polschuhe, die auf die Permanentmagnete im Rotor montiert werden. Durch diese Maßnahme kann eine deutliche Steigerung der Längs- und der Querreaktanz erreicht werden.

Auf Basis der Finite-Elemente-Methode ist ein Modell entwickelt worden, daß die geforderten Eigenschaften erfüllt. Die Rechenergebnisse der Auslegungsrechnungen waren dabei Grundlage des endgültigen Entwurfs.

Im nächsten Schritt ist der Bau eines Prototyps vorangetrieben worden, um die Rechenergebnisse auch zu verifizieren. Die gemessenen Werte brachten eine hervorragende Übereinstimmung mit den berechneten Werten, die ebenfalls in [15] präsentiert worden sind.

Dies ermutigt dazu, der theoretischen Auslegungsrechnung Vertrauen zu schenken, befreit jedoch nicht davon, die gewonnenen Ergebnisse kritisch zu hinterfragen. Dem Entwickler bieten sich mit den heute zur Verfügung stehenden Rechnern - mit inzwischen sehr hoher Rechenleistung auch auf herkömmlichen Personalcomputern - ganz neue Möglichkeiten, innerhalb kürzester Zeit brauchbare Ergebnisse zu erzielen. Dies ist in der heutigen Zeit, in der immer kürzere Zyklen einer Produktlinie gefordert werden, ein wichtiges Instrument, das gesteckte Ziel zu erreichen. Oft kann auch mit Hilfe der umfangreichen Programmpakete sehr schnell die Tendenz bei der Variation eines Produktmerkmals beurteilt werden.

Da die gemessenen Werte sehr gut mit den theoretisch ermittelten Werten übereinstimmen, kann der Verlustabschätzung und letztlich der Wirkungsgradabschätzung vertraut werden, so daß für den geregelten Betrieb, der hier noch nicht präsentiert werden konnte, keine größeren Überraschungen zu erwarten sind.

Die Maschine, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt worden ist, stellt eine vielversprechende Möglichkeit für den Einsatz im ‚Autarken Hybrid‘ dar. In diesem Zusammenhang sind mehrere Maschinen entwickelt worden, um das breite Spektrum an Möglichkeiten aufzuzeigen und zu bewerten. Es gibt keinen absoluten Favoriten, der uneingeschränkt das beste Konzept darstellt. Meist müssen herausragende Vorteile mit Nachteilen in anderen Bereichen erkauft werden, so daß das Abwägen aller Eigenschaften schließlich über den Einsatz eines Systems entscheidet.

9 Literaturverzeichnis

- [1] H.-D. Kolletschke Die modulare Dauermagnetmaschine – Aufbau und Eigenschaften
Dissertation – Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Universität der Bundeswehr Neubiberg, 1987
- [2] J. K.-H. Friedrich Bauformen und Betriebsverhalten Modularer Dauermagnetmaschinen
Dissertation – Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Universität der Bundeswehr Neubiberg, 1991
- [3] B. Kraßer Optimierte Auslegung einer Modularen Dauermagnetmaschine für ein Autarkes Hybridfahrzeug
Dissertation – Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte, Technische Universität München, 2000
- [4] T. Vollmer,
B.-R. Höhn,
S. Kerschl,
B. Pinnekamp Der Autarke Hybrid: Auslegung des Gesamtsystems
VDI Berichte 1225, Rationelle Energienutzung bei Hybridfahrzeugen, München, 1995
- [5] B. Kraßer, M. Schmid, Elektrische Antriebsaggregate für den Autarken Hybrid
H.-W. Lorenzen VDI Berichte 1225, Rationelle Energienutzung bei Hybridfahrzeugen, München, 1995
- [6] B. Kraßer Comparison of Electromechanical Transducers for an Autonomous Hybrid Vehicle
EPE '97, 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, 1997
- [7] H. Weh Die Transversalflußmaschine – Alternative mit gutem Wirkungsgrad
VDI Berichte 1225, Rationelle Energienutzung bei Hybridfahrzeugen, München, 1995

- [8] N. N. Das umfassende Programm an nichtkornorientierten und kornorientierten Elektroblechsorten
EBG Gesellschaft für Elektromagnetische Werkstoffe mbH,
Katalog zum Produktsortiment der Firma, Bochum, 1995
- [9] N. N. Selten-Erd-Dauermagnete VACODYM · VACOMAX,
VAC Vacuumschmelze GmbH, Katalog zum Produktsortiment
der Firma, Hanau, 1997
- [10] G. Müller, C. Groth FEM für Praktiker
Expert Verlag, 4. aktualisierte Auflage, 1999
- [11] H.-W. Lorenzen Grundlagen der elektromechanischen Energiewandlung
Vorlesungsskript, Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und
Geräte, Technische Universität München, 1993/1994
- [12] F. Rattei, B. Kraßer Ein mechanisches Feldschwächverfahren für permanenterregte
Maschinen mit Verstellung der Erregung über die Statorströme
VDI Berichte 1459, Hybridfahrzeuge, Garching, 1999
- [13] B. Kraßer, F. Rattei Mechanical Field Weakening with Actuation by the Stator
Currents
EPE '99, 8th European Conference on Power Electronics and
Applications, Lausanne, 1999
- [14] F. Rattei, B. Kraßer Efficiency of a permanent magnet polyphase machine with a
mechanical field weakening
ICEM 2000, International Conference on Electrical Machines,
Espoo, 2000
- [15] F. Rattei Design of a permanent magnet polyphase machine for a hybrid
vehicle
ELECTROMOTION '01, 4th International Symposium on
Advanced Electromechanical Motion Systems, Bologna, 2001
- [16] W. Böning Elektrische Energietechnik, Band 1 Maschinen
Hütte, Taschenbücher der Technik, Springer-Verlag, Berlin
Heidelberg New York, 29. Auflage, 1978
- [17] N. N. VDE0530 Teil 2, Umlaufende elektrische Maschinen, Ermittlung
der Verluste und des Wirkungsgrades
VDE-Verlag, Berlin und Offenbach, 1982

Anhang

A Formelzeichen

a	Operator
A	Fläche, Strombelag
b	Breite
B	Induktion
C	Esson'sche Zahl
d	Delta
D	Durchmesser
e	2,718282
f	Faktor, Frequenz
h	Leiterhöhe
H	magnetische Feldstärke
i, I	Strom
j	imaginäre Zahl
J	Polarisation
l	Länge
L	Induktivität
m	Anzahl der Leiter in der Nuthöhe, Strangzahl
m'	fiktive Strangzahl
n	Anzahl der Leiter in der Nutbreite, Drehzahl
p	(Rotor-)Polpaarzahl
P	Leistung
R	Radius, Widerstand
t	Zeit
T	Temperatur
u, U	Spannung
w	Windungszahl
W	Energie
x	Ort
Z	Anzahl der Statorzähne

β	Winkel
ε	Hilfsgröße
ϕ	Fluß
η	Wirkungsgrad
ϑ	Rotorwinkel
κ	Ordnungszahl des Läuferfeldes
μ	Permeabilität
ν	Ordnungszahl
π	3,141593
Θ	Massenträgheitsmoment
ρ	spezifischer Widerstand
σ	Flächenspannung
τ	Dreh Schub
ω	Winkelgeschwindigkeit
ξ	Wicklungsfaktor
ψ	verketteter Fluß
ζ	Erhöhungsfaktor

B Indizierung

0	Luftraum
1	Anzahl der Windungen pro Statorzahn, Einzelleiter
2	Läufer
B	Induktivität
c	koerzitiv
Cu	Kupfer
d	längs
D	inneres
eff	effektiv
el	elektrisch
Fe	Eisen
Hy	Hysterese
j	imaginäre Zahl
k	Laufvariable
KS	Kurzschluß
L	Belastung
LL	Leerlauf

m	magnetisch
max	maximal
mech	mechanisch
N	Nenn-
n	Nut
ns	Nutslitz
p	Polrad
PM	Permanentmagnet
q	quer
r	relativ, Remanenz
R	Reibung, Widerstand
S	Schrägung
stirn	Stirn
Str	Strang
V	Verlust
W	Widerstand
Wi	Wirbelstrom
Zus	Zusatz
δ	Luftspalt
ε	Hilfsgröße
ϑ	Rotorwinkel
σ	Streuung
'	fiktiv, reduziert, Stator

C Skalar-, Vektor- und Matrizenschreibweise

\wedge	Scheitelwert
\cdot	Ableitung
$_$	komplexe Größe
*	konjugiert komplexe Größe
'	transformierte Größe
\rightarrow	vektorielle Größe
[x]	Vektor
[X]	Matrix
[X] ^T	transponierte Matrix
[C]	komplexe Transformationsmatrix
[1]	Einheitsmatrix