



Diplomarbeit

Verlustbestimmung an einer permanentmagneterregten Außenläufer- Synchronmaschine

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades
eines Diplom-Ingenieurs der technischen Wissenschaften
unter der Leitung
von

O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl

und Betreuung durch

Dipl.-Ing. Johannes Heissenberger

Institut für elektrische Antriebe und Maschinen
Gußhausstraße 25 - 29, A-1040 Wien
eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Adis Golic, BSc.
Matrikelnummer: 0227284
Eichenstraße 46,1120 Wien

30. November 2014

Zusammenfassung

In dieser Arbeit werden zwei unterschiedlich realisierte Rotoren einer permanentmagneterregten synchronen Außenläufermaschine untersucht. Als Grundlage diente die Synchronmaschine aus der Arbeit von Dipl. Ing. Robert Buczolits [1]. Zur Einführung in das Gebiet der Elektromotoren wird zuerst auf die Geschichte und die Bedeutung des Elektromotors eingegangen, sowie auf seine prinzipielle Funktionsweise und die verschiedenen Bauformen. Anschließend wird die permanentmagneterregte Synchronmaschine näher beschrieben. Im weiteren Verlauf wird die Realisation des Prüfstands- und Messaufbaus erläutert. Aufbauend darauf werden die Messergebnisse dargestellt und diskutiert. Zu guter Letzt gibt es eine kurze Einführung in die Theorie der Verluste von Elektromotoren. Dabei werden die auftretenden Verluste, sowie deren theoretische und praktische Ermittlung erläutert. Danach werden die Ergebnisse für die bestimmten Verluste bei Verwendung der zwei Rotoren dargestellt und diskutiert.

Abstract

In this thesis two differently realised rotors of a permanent magnet synchron machine are analyzed. They are based on the synchron machine analyzed in the work of Dipl. Ing. Robert Buczolits [1]. At first the history and the significance of electrical motors are discussed as well as the functional principle and the different designs as an introduction to the subject of electrical motors. Afterwards the permanent magnet synchron machine is described in detail. Then the realisation of the test- and measuring stands is described. Building on the above mentioned the results of the measurements are plotted and discussed. Finally, there is a short introduction to the theory of losses for electrical motors. Additionally the occurring losses and their theoretical and practical determination are described. Afterwards the measurement results of the determined losses for the two rotors are plotted and discussed.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
1.1. Motivation	1
1.2. Aufgabenstellung	1
2. Der Elektromotor	2
2.1. Geschichte des Elektromotors	2
2.2. Funktionsweise	4
2.3. Raumzeiger und Koordinatensysteme	5
2.3.1. Bezogene Größen	7
2.3.2. Verwendete bezogene Größen	7
2.3.3. Raumzeiger bei dreiphasigen Drehstromsystemen	11
2.3.4. Koordinatensysteme	12
2.4. Permanentmagneterregte Synchronmaschine	13
2.4.1. Geschichte und Bedeutung	13
2.4.2. Aufbau der PSM	14
2.4.3. Aufbau des zu untersuchenden Motors	15
2.4.4. Gleichungen zur Beschreibung des Verhaltens der PSM	16
3. Prüfstands- und Messaufbau	21
3.1. Prüfstandsaufbau - Kurzschlussversuch	21
3.2. Prüfstandsaufbau - Leerlaufversuch	23
3.3. Prüfstandsaufbau für Drehmomentmessungen	25
3.3.1. Momentbestimmung mit Digiforce 9306	25
3.3.2. Momentbestimmung mit MVD 2620 A	28
3.4. Prüfstandaufbau zur Bestimmung des Wirkungsgrades	30
4. Messungen	32
4.1. Kurzschlussversuch	32
4.2. Leerlaufversuch	35
4.3. Strangwiderstandsmessung	43
4.4. Stranginduktivitätsmessung	45
4.5. Temperaturmessung	47
4.6. Messung des Moments an der Welle	48
4.6.1. Messergebnisse mit digitalem Verstärker MVD 2620	48
4.6.2. Vergleich Digiforce 9306 und digitaler Verstärker MVD 2620	53

4.7. Wirkungsgradbestimmung	58
5. Verluste einer permanentmagneterregten Synchronmaschine	61
5.1. Einführung	61
5.1.1. Stromwärmeverluste	61
5.1.2. Ummagnetisierungsverluste	62
5.1.3. Rotorverluste	64
5.1.4. Zusatzverluste	64
5.2. Ermittlung der Verluste	65
5.2.1. Stromwärmeverluste	65
5.2.2. Ummagnetisierungsverluste	69
5.2.3. Zusatzverluste	76
5.2.4. Zusammenfassung der Verluste	77
6. Schlussfolgerung	82
Abbildungsverzeichnis	84
Tabellenverzeichnis	87
A. Anhang	88
Literaturverzeichnis	98

1. Einleitung

1.1. Motivation

Aufbauend auf dem Diplomarbeitsthema „Aufbau und messtechnische Beurteilung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für Rohrantriebe“ von Dipl.Ing.Robert Buczolics, ist ein Prototyp des dort erwähnten Motors mit zwei unterschiedlichen Rotoren realisiert worden. Die Messungen bei diesem Motor führten zu der Vermutung, dass es möglich war mit einer geeigneten Rotorgeometrie (eingebettete Magnete im Rotor in V Stellung) die erzielte Drehmomentausbeute zu erhöhen, folglich sollte es möglich sein die Verluste zu reduzieren und somit einen höheren Wirkungsgrad zu erzielen. Damit ist die Grundlage für eine nähere Untersuchung der unterschiedlich realisierten Rotoren in dieser Arbeit gegeben.

1.2. Aufgabenstellung

In dieser Diplomarbeit werden zwei verschiedene Rotorgeometrien (Rotor mit eingebetteten Magneten in V Stellung und Rotor mit segmentierten oberflächennahen Magneten) einer permanentmagneterregten Außenläufer- Synchronmaschine untersucht. Dabei sollen die jeweiligen charakteristischen Größen der Maschine für beide Rotorgeometrien messtechnisch erfasst und interpretiert werden. Weiters sollen die auftretenden Verluste bei der Verwendung der beiden Rotorvarianten soweit als möglich bestimmt werden. Ziel ist es zu bestimmen, ob die Rotorgeometrie mit eingebetteten V- Magneten tatsächlich die erhofften Vorteile mit sich bringt und die Gründe für die möglichen Vorteile zu verstehen und festzuhalten.

2. Der Elektromotor

2.1. Geschichte des Elektromotors

Im folgenden Text wird kurz auf die Geschichte und die heutige Bedeutung des elektrischen Motors eingegangen.

Der Elektromotor wandelt elektrische Energie in mechanische Energie um, weshalb er auch als elektromechanischer Energiewandler bezeichnet wird. Jeder Elektromotor kann prinzipiell auch als Generator verwendet werden, wobei die Energiewandlung umgekehrt wird, d. h. mechanische Energie wird in elektrische Energie umgewandelt.

Als Erfinder des ersten DC- Elektromotors¹ wird Michael Faraday angesehen, der im Jahr 1821 einen Prototyp vorgestellt hat, der zur Bestätigung des Funktionsprinzips eines Elektromotors diente und keinen praktischen Nutzen hatte. Seine Arbeit diente als Grundlage für viele Forscher, die in den nachfolgenden Jahren zur weiteren Entwicklung des Elektromotors beigetragen haben. So erfand im Jahr 1832 William Sturgeon den ersten praktisch einsetzbaren Elektromotor, 1887 erfand Nikola Tesla schließlich den ersten Wechselstrommotor. [8, S. 1 f.]

Heute werden unterschiedlichste Arten von Elektromotoren produziert, die nach einer Vielzahl an verschiedenen Kriterien gegliedert werden können, Beispiele sind:

- verwendete Speisung
- Ständer- bzw. Läuferaufbau
- Kühlungsart
- Orientierung des magnetischen Flusses
- Wirkungsweise

¹engl. DC- direct current, dt. Gleichstrom

Eine mögliche Gliederung ist teilweise dem Buch „Mechanical Design of Electric Motors“ entnommen. [8, S. 37]

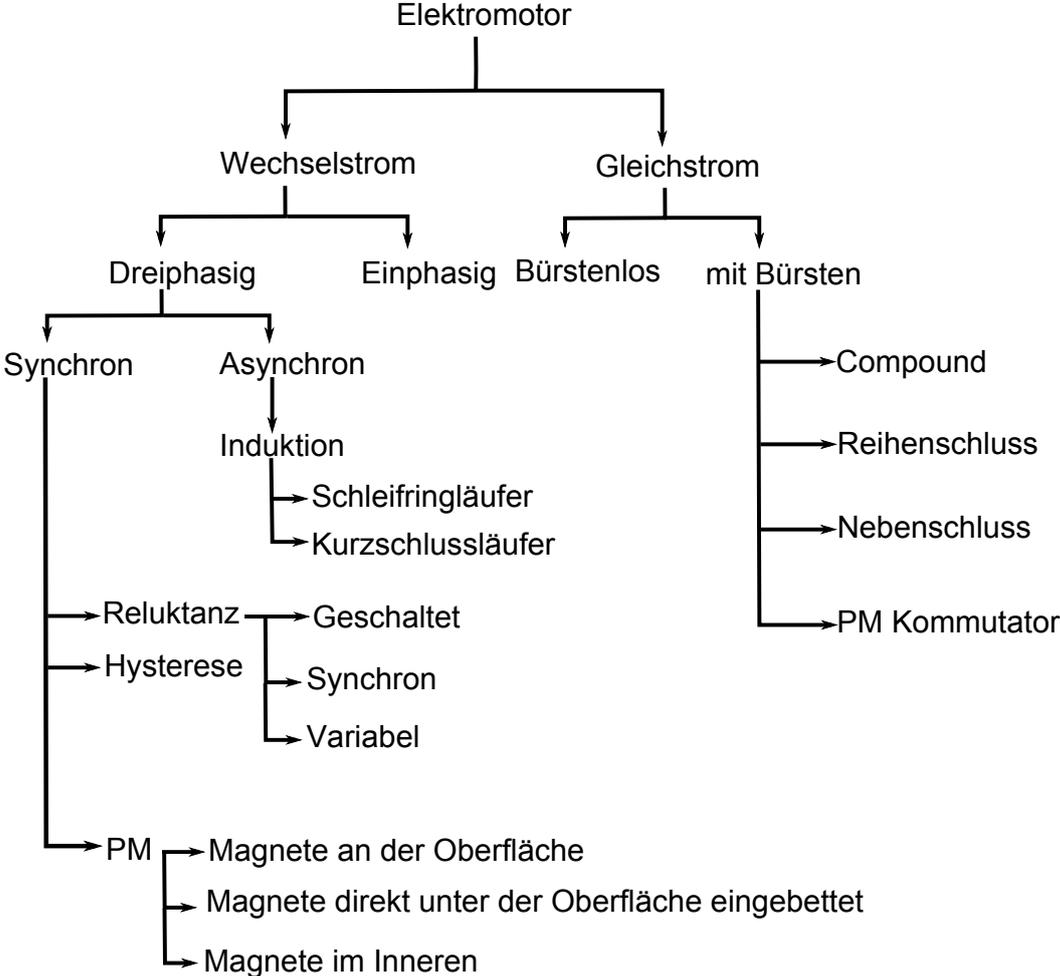


Abbildung 2.1.: Mögliche Klassifikation elektrischer Motoren

Elektromotoren lassen sich heute in den unterschiedlichsten Bereichen finden wie z. B. in der Industrie, Medizin, Elektrofahrzeugen, Robotern, Militärausrüstungen, Haushaltsgeräten, Landwirtschaft usw. Die Entwicklung und Produktion von Elektromotoren ist heute ein weltweit bedeutender Industriesektor. Der Anteil von mit Elektromotoren angetriebenen Systemen am globalen Elektrizitätskonsum beträgt heute geschätzte 45 % und bis zum Jahr 2030 wird ein Energiekonsum von rund 13 TWh pro Jahr erwartet. Endverbraucher zahlen heute insgesamt € 436,24 Milliarden für den Elektrizitätsverbrauch von mit Elektromotoren angetriebenen Systemen und bis 2030 wird ein Anstieg auf € 695 Milliarden erwartet [8, S. 1]. Die Zahlen sagen genügend über die Bedeutung von Elektromotoren aus. Auch die Bemühungen deren Effizienz in Zukunft weiter zu steigern werden im Hinblick auf die Umweltbelastung und das immer aktuellere Thema der Klimaänderung klar.

2.2. Funktionsweise

Die prinzipielle Funktionsweise eines Elektromotors kann mit der Lorentzkraft erklärt werden, diese besagt, dass ein geladenes Teilchen der Ladung Q in einem elektromagnetischen Feld eine ladungsbezogene Kraft erfährt. Die Lorentzkraft wird mit Gleichung 2.1 beschrieben, sie setzt sich aus dem elektrischen Anteil \vec{E} und dem magnetischen Anteil $\vec{v} \times \vec{B}$ zusammen, wobei der magnetische Anteil immer senkrecht zur Geschwindigkeit und zur magnetischen Flußdichte ist.

$$\vec{F} = Q \cdot (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.1)$$

Da in einem Elektromotor der elektrostatische Anteil verschwindend klein ist, bleibt nur der magnetische Anteil übrig, d. h. Gleichung 2.1 wird auf Gleichung 2.2 für ein dominant magnetisches Feld reduziert.

$$\vec{F} = Q \cdot \vec{v} \times \vec{B} \quad (2.2)$$

Die Gleichung 2.2 lässt sich nun weiter entwickeln für den Fall, dass eine Ladung $Q = I \cdot t$ in einem Linienleiter während der Zeit t über die Strecke \vec{l} mit einer Geschwindigkeit $\vec{v} = \frac{l}{t} \vec{e}_l$ fließt [6, S. 5 ff.]. Mit dem Ausdruck für den entsprechenden Strom ergibt sich:

$$\vec{F} = I \cdot \vec{l} \times \vec{B} \quad (2.3)$$

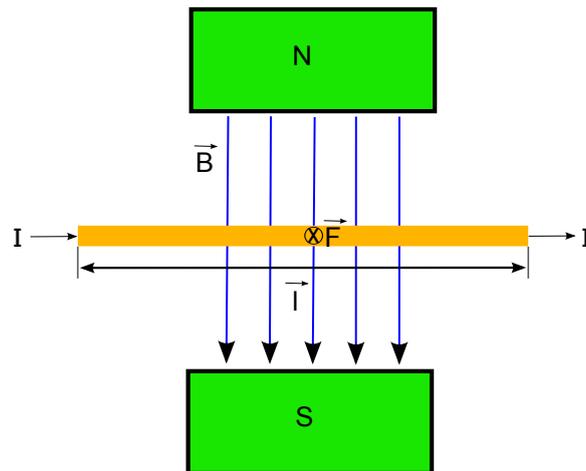


Abbildung 2.2.: Lorentzkraft \vec{F} auf einen Stromdurchflossenen Linienleiter der Länge und Richtung \vec{l} in einem Magnetfeld der Flußdichte \vec{B}

2.3. Raumzeiger und Koordinatensysteme

Raumzeiger werden zur Beschreibung von physikalischen Größen mit räumlich sinusförmigen² Verläufen in einem Elektromotor verwendet, d. h. es können räumliche Verteilungen von Strömen, Spannungen, Flüssen etc. im Elektromotor beschrieben werden. Eine weitere wichtige Eigenschaft ist, dass mit Hilfe von Raumzeigern dynamische Vorgänge in einem Motor beschrieben werden können.

Die Raumzeigerrechnung erleichtert die mathematische Behandlung beachtlich, da zur Beschreibung der elektromagnetischen Größen räumliche Differentialgleichungen durch wesentlich leichter lösbare algebraische komplexe Gleichungssysteme ersetzt werden. Verglichen mit der Zeitzeigerrechnung liegt der Unterschied der Raumzeigerrechnung darin, dass die zeitlichen Verläufe der physikalischen Größen keine Rolle spielen, d. h. der zeitliche Verlauf ist beliebig und wird durch zeitliche Differentialgleichungen beschrieben.

Der Raumzeiger zeigt per Definition immer in Richtung des maximalen Wertes der zu beschreibenden Größe. [7, S. 8 ff.]

²Besitzen die Verläufe keine sinusförmige Verteilung, so wird nur der Grundwellenanteil durch den Raumzeiger beschrieben

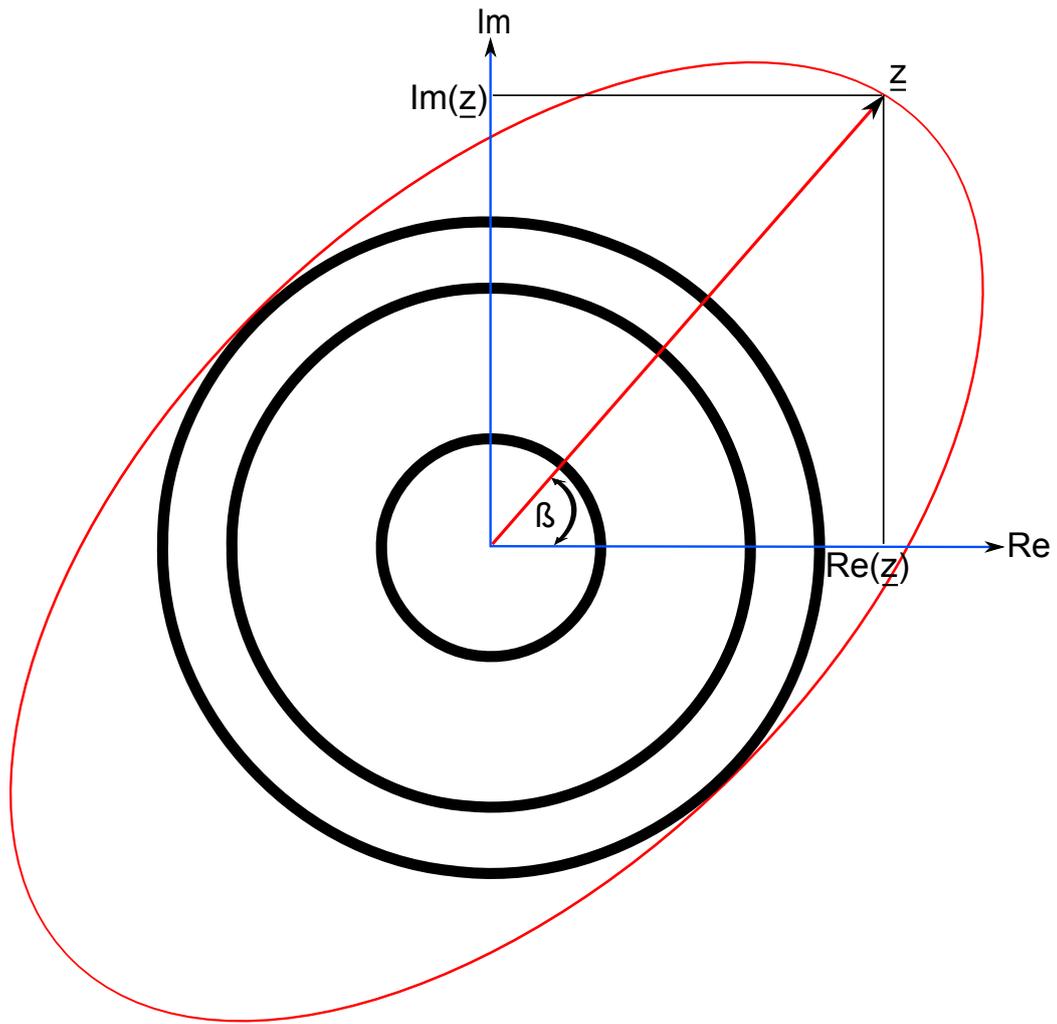


Abbildung 2.3.: Raumzeiger \underline{z} zur Beschreibung einer räumlich sinusförmig verteilten physikalischen Größe im komplexen Koordinatensystem

Im folgenden werden bezogene Strom-, Spannungs- und Flußverkettungsraumzeiger verwendet, weshalb zuerst kurz erklärt wird was bezogene (normierte) Größen bzw. Bezugsgrößen sind.

2.3.1. Bezogene Größen

Bezogene oder normierte Größen erhält man aus der Beziehung

$$g = \frac{G}{G_{\text{Bezug}}} \quad (2.4)$$

wobei g eine allgemeine bezogene Größe, G die zu beschreibende Größe und G_{Bezug} die Bezugsgröße darstellen. Prinzipiell können als Bezugsgrößen beliebige Werte genommen werden, allerdings sollte darauf geachtet werden, dass man für die bezogene Größe sinnvolle Werte erhält. Meistens möchte man eine gewisse Aussage mit Hilfe der bezogenen Größe treffen, weshalb man z. B. für bezogene Spannungen, Ströme etc. oftmals die Nenndaten des Motors als Bezugsgrößen verwendet.

Legt man nun eine bezogene Spannung $u = 0,5$ an, so folgt daraus, dass 50 % der Nennspannung an der Maschine liegen, ohne die Information zu benötigen wie groß die Nennspannung des Motors tatsächlich ist. Weiters können mit Hilfe der bezogenen Größen verschiedene Motoren leicht direkt verglichen werden ohne sich dabei die genauen spezifischen Werte für jeden Motor anschauen zu müssen. [5, S. 12]

Wichtig ist noch anzumerken, dass beim Rechnen mit bezogenen Größen die Dimensionkontrolle entfällt, da die bezogenen Größen dimensionslos sind. [7, S. 3]

2.3.2. Verwendete bezogene Größen

Im Folgenden wird auf die für elektrische Maschinen wichtigsten Raumzeiger eingegangen. Die verwendeten Definitionen sind aus der Diplomarbeit „Messung von permanentmagnetenerregten Synchron -Außenläufermotoren für Leichtfahrzeuge“ von Johannes Heissenberger [5, S. 13 ff.] entnommen worden.

Die bezogene Spannung u

Die Spannung $U(t)$ ist auf den Nenn-Scheitelwert $\sqrt{2} \cdot U_{N_{\text{Strang,effektiv}}}$ einer gedachten Sternschaltung bezogen. Da der in dieser Arbeit behandelte permanentmagnetenerregte Motor ebenfalls in Sternschaltung ausgeführt ist, stimmt die gedachte Strangspannung

mit der gegebenen Strangspannung überein.

$$u(t) = \frac{U(t)}{U_{\text{Bezug}}} = \frac{U(t)}{\sqrt{2} \cdot U_{\text{NStrang,effektiv}}} \quad (2.5)$$

Der bezogene Strom i

Der Strom $I(t)$ wird auf die gleiche Art und Weise normiert wie schon die erwähnte Spannung $U(t)$

$$i(t) = \frac{I(t)}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{I(t)}{\sqrt{2} \cdot I_{\text{NStrang,effektiv}}} \quad (2.6)$$

Der bezogene Widerstand r

Den Wert für den Bezugswiderstand R_{Bezug} erhält man aus dem ohmschen Gesetz mit den Bezugswerten für Spannung $U(t)$ und Strom $I(t)$.

$$R_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{U_{\text{NStrang,effektiv}}}{I_{\text{NStrang,effektiv}}} \quad (2.7)$$

$$r = \frac{R}{R_{\text{Bezug}}} = R \cdot \frac{I_{\text{NStrang,effektiv}}}{U_{\text{NStrang,effektiv}}} \quad (2.8)$$

Die bezogene Impedanz x

Die bezogene Impedanz erhält man auf die gleiche Weise wie den bezogenen Widerstand, d. h.

$$X_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{U_{\text{NStrang,effektiv}}}{I_{\text{NStrang,effektiv}}} \quad (2.9)$$

$$x = \frac{X}{X_{\text{Bezug}}} = X \cdot \frac{I_{\text{NStrang,effektiv}}}{U_{\text{NStrang,effektiv}}} \quad (2.10)$$

Der bezogene Drehwinkel γ

Der bezogene Drehwinkel ist gegeben durch

$$\gamma = \frac{\gamma_{\text{physikalisch}}}{\gamma_{\text{Bezug}}} \quad (2.11)$$

Dem Bezugsdrehwinkel γ_{Bezug} wird der Wert 1 rad zugewiesen, somit folgt aus Gleichung 2.11 für den bezogenen Drehwinkel γ schließlich

$$\gamma = \frac{\gamma_{\text{physikalisch}}}{1 \text{ rad}} \quad (2.12)$$

Die bezogene Winkelgeschwindigkeit

Die bezogene Winkelgeschwindigkeit ist gegeben durch

$$\omega = \frac{\Omega}{\Omega_{\text{Bezug}}} = \frac{\Omega}{\omega_{\text{elektrisch}}} \quad (2.13)$$

$\omega_{\text{elektrisch}}$ steht in Beziehung mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit $\omega_{\text{mechanisch}}$ über die Polpaarzahl p des Motors ($\omega_{\text{elektrisch}} = p \cdot \omega_{\text{mechanisch}}$), damit folgt aus Gleichung 2.13

$$\omega = \frac{\Omega}{\frac{2\pi \cdot n_N \cdot p}{60}} \quad (2.14)$$

Die bezogene Zeit τ

Die bezogene Zeit τ erhält man durch die Normierung auf die Zeit t_{Bezug} , wobei t_{Bezug} jene Zeit ist die vergeht bis sich der Motor mit der Bezugswinkelgeschwindigkeit Ω_{Bezug} um 1 rad ($\gamma_{\text{Bezug}} = 1$) gedreht hat.

$$t_{\text{Bezug}} = \frac{\gamma_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{Bezug}}} = \frac{1}{\Omega_{\text{Bezug}}} \quad (2.15)$$

$$\tau = \frac{t}{t_{\text{Bezug}}} = \Omega_{\text{Bezug}} \cdot t \quad (2.16)$$

Die bezogene Induktivität l

Die bezogene Induktivität erhält man aus der schon bekannten Beziehung für bezogene Größen

$$l = \frac{L}{L_{\text{Bezug}}} \quad (2.17)$$

Aus der bekannten Beziehung für die Impedanz

$$X_{\text{Bezug}} = \Omega_{\text{Bezug}} \cdot L_{\text{Bezug}} \quad (2.18)$$

folgt nach Umformen schließlich für die bezogene Induktivität

$$l = L \cdot \Omega_{\text{Bezug}} \cdot \frac{I_{\text{Bezug}}}{U_{\text{Bezug}}} \quad (2.19)$$

Der bezogene Verkettungsfluss ψ

Der bezogene Verkettungsfluss ψ folgt aus der Beziehung

$$\psi = \frac{\Psi}{\Psi_{\text{Bezug}}} \quad (2.20)$$

Dabei folgt für den verketteten Bezugsfluss aus dem Induktionsgesetz

$$U = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.21)$$

$$\Psi = \int U dt \quad (2.22)$$

$$\Psi_{\text{Bezug}} = U_{\text{Bezug}} \cdot t_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}} \cdot \gamma_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{Bezug}}} \quad (2.23)$$

Somit gilt für den bezogenen Verkettungsfluss die Beziehung

$$\psi = \Psi \cdot \frac{\Omega_{\text{Bezug}}}{U_{\text{Bezug}} \cdot \gamma_{\text{Bezug}}} \quad (2.24)$$

2.3.3. Raumzeiger bei dreiphasigen Drehstromsystemen

Da der in dieser Arbeit behandelte Motor ein dreiphasiges Drehstromsystem darstellt, wird im Folgenden auf die für dieses System entsprechenden Raumzeiger eingegangen.

Aus der allgemeinen Beziehung für den bezogenen Stromraumzeiger [7, S.11 f.]

$$\underline{i} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N i_k \cdot e^{j \frac{2\pi}{N}(k-1)} \quad (2.25)$$

folgt nach Einsetzen für ein dreiphasiges Drehstromsystem ($N = 3$)

$$\underline{i} = \frac{2}{3} \cdot (i_1 + i_2 \cdot e^{j \frac{2\pi}{3}} + i_3 \cdot e^{j \frac{4\pi}{3}}) \quad (2.26)$$

Gleiches gilt für den bezogenen Spannungsraumzeiger, d. h. aus der allgemeinen Beziehung

$$\underline{u} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N u_k \cdot e^{j \frac{2\pi}{N}(k-1)} \quad (2.27)$$

folgt für $N = 3$

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \cdot (u_1 + u_2 \cdot e^{j \frac{2\pi}{3}} + u_3 \cdot e^{j \frac{4\pi}{3}}) \quad (2.28)$$

Den bezogenen Flußverkettungsraumzeiger erhält man entweder durch die Integration des entsprechenden Spannungsraumzeigers

$$\underline{\psi}(\tau) = \underline{\psi}(0) + \int_0^\tau \underline{u}(\tau') d\tau' \quad (2.29)$$

oder über die, für die jeweilige Maschine geltenden, Flußverkettungsgleichungen.

2.3.4. Koordinatensysteme

Die Verwendung von Raumzeigern verlangt nach geeigneten Koordinatensystemen. [5, S.20] Die am häufigsten verwendeten Koordinatensysteme sind [7, S.16]:

1. Statorfestes α, β - Koordinatensystem
2. Rotorfestes d, q - Koordinatensystem
3. Diverse drehfeldfeste x, y - Koordinatensysteme

Welches Koordinatensystem verwendet wird hängt von den zu betrachtenden Größen ab, die im stationären Betrieb des Motors in dem jeweiligen Koordinatensystem ruhen.

So hat z. B. das rotorfestes d, q -Koordinatensystem eine besonderes große Bedeutung bei Synchronmaschinen, da der Raumzeiger $\underline{\psi}_M$ des Erregermagnetfeldes darin ruht.

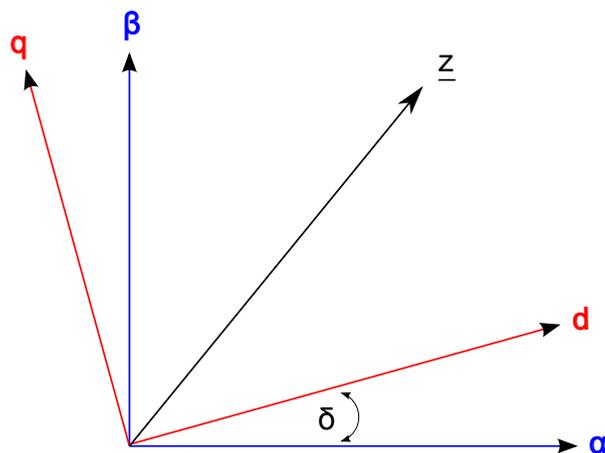


Abbildung 2.4.: Raumzeiger \underline{z} im rotorfesten d, q -Koordinatensystem und das entsprechende statorfeste α, β -Koordinatensystem

Aus Abbildung 5.11 ist weiters leicht ersichtlich wie die entsprechenden Koordinatentransformationen zu behandeln sind. So gilt für \underline{z} im rotorfesten Koordinatensystem

$$\underline{z}_{d,q} = \underline{z}_{\alpha,\beta} \cdot e^{-j\delta} \quad (2.30)$$

2.4. Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Die folgenden Informationen wurden den Werken [7, S.218 ff.] und [8, S. 92 ff.] entnommen.

2.4.1. Geschichte und Bedeutung

Der von Faraday 1821 erste entwickelte Motor war eine einfache Variante eines PM DC Motors³. Die erfolgreiche Geschichte der PM Motoren in der Industrie begann in den 1930er Jahren mit den bis dahin stärksten bekannten Magneten mit dem Namen Alnico⁴, die ersten PM Motoren mit noch stärkeren seltenen Erdmagneten (Samarium-Kobalt Sm-Co) wurden 1980 vorgestellt. Seitdem wächst der Erfolg von PM Motoren stetig durch die Verwendung von den verschiedensten Magnetmaterialien wie Permanentmagneten auf Ferritbasis, seltenen Erdmagneten bis hin zu neusten Entwicklungen von nanolegierten Magneten. Durch die immer billiger werdende Leistungselektronik sind eindeutige Vorteile gegenüber Gleichstrommotoren und Asynchronmotoren gegeben. Einige dieser Vorteile sind:

- höherer Wirkungsgrad
- einfachere Bauweise
- geringer Wartungsaufwand
- geringere Rotorverluste, daher auch geringerer Kühlaufwand
- genauere Regelung

³Permanentmagneterregter Gleichstrommotor

⁴Legierungen aus Eisen, Aluminium, Nickel, Kupfer und Kobalt

Die wesentlichsten Nachteile sind:

- hoher Preis der Magnete, folglich höhere Baukosten des Motors
- Temperaturabhängigkeit der Magneteigenschaften. Bei höheren Temperaturen wird die Leistungsfähigkeit der Magnete stark beeinträchtigt (Entmagnetisierung)

Verwendet werden PM Motoren im Leistungsbereich von ein paar Watt bis zu einigen zehn Kilowatt oder mehr, üblicherweise unter 100 kW, als Servoantriebe, Positionierantriebe, Roboterantriebe etc. Für größere Leistungen wären sehr große Magnete notwendig, die aus Kostengründen und Stabilitätsgründen (Fliehkräfte) die Vorteile des PM Motors überschatten würden.

2.4.2. Aufbau der PSM

In Abbildung 5.12 ist ein vereinfachter Querschnitt eines PM Motors dargestellt.

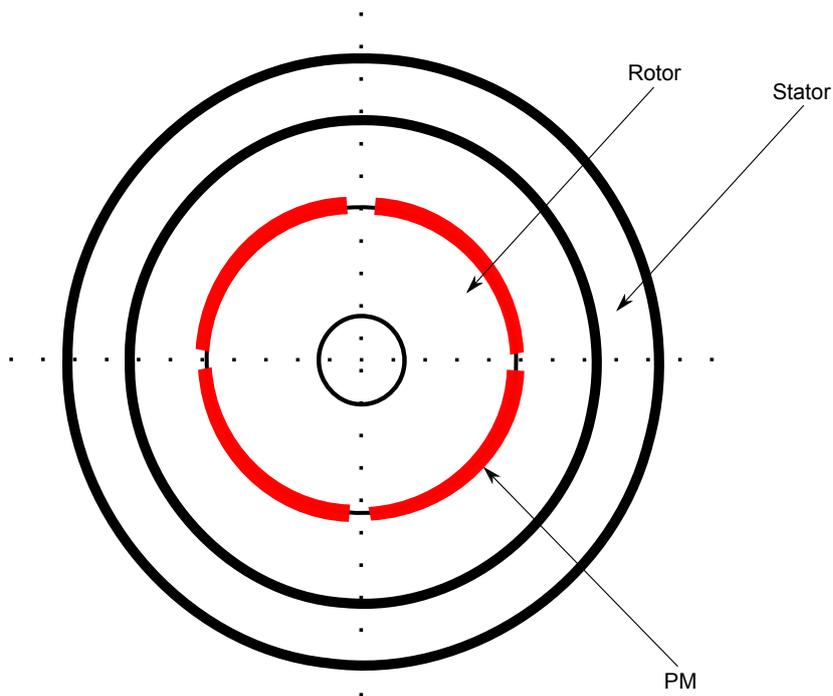


Abbildung 2.5.: PM Motor mit Oberflächenmagneten

Der Stator wird geblecht ausgeführt und hat Nuten, in denen die Statorwicklungen liegen. An den Rotor sind Permanentmagnete befestigt, die an Stelle von Rotorwicklungen

bei einer herkömmlichen Synchronmaschine für den Aufbau des Erregerfeldes zuständig sind.

Die Permanentmagnete wirken für das von den Statorwicklungen aufgebaute Feld wie Luft, daher ist die Induktivität der Statorwicklungen sehr klein, weshalb der PM Motor schlecht feldschwächbar ist. [7, S.218 ff.]

2.4.3. Aufbau des zu untersuchenden Motors

Für den in dieser Arbeit zu untersuchenden Motor stehen zwei unterschiedlich realisierte Rotoren zur Verfügung so wie ein Stator mit verbreiterten Statorzahnköpfen.

Rotor mit eingebetteten Magneten in V -Stellung

Die erste zu untersuchende Rotorvariante ist der Rotor mit eingebetteten Magneten in V-Stellung. Diese Variante wird verwendet um den PM-Fluss im Motor besser ausnutzen zu können. Es hat sich gezeigt, dass der Nachteil dieser Variante darin besteht, dass die Magnete während des Betriebs schneller erwärmt werden was wiederum auf Verluste hindeutet. Im schlechtesten Fall kann dies zur Entmagnetisierung der Magnete führen, daher musste während den Messungen die Motortemperatur genau überwacht werden.

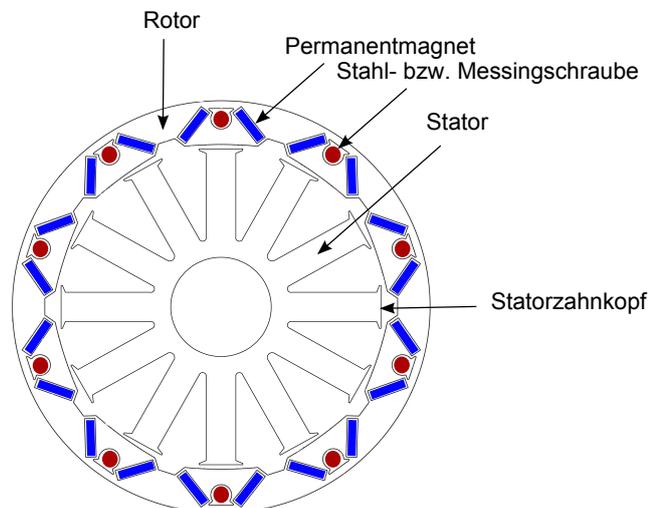


Abbildung 2.6.: Querschnitt des PM-Motors mit eingebetteten Magneten in V-Stellung

Die breiteren Statorzahnköpfe haben den Zweck mehr Fluss der Permanentmagnete einzufangen und somit Streuflüsse zu reduzieren.

Rotor mit segmentierten Oberflächenmagneten

Die zweite zu untersuchende Rotorvariante ist der Rotor mit segmentierten Oberflächenmagneten. Die Segmentierung der Magnete wird durchgeführt um die in den Magneten entstehenden Wirbelströme zu reduzieren, d. h. sie wirkt wie die Blechung des Eisens.

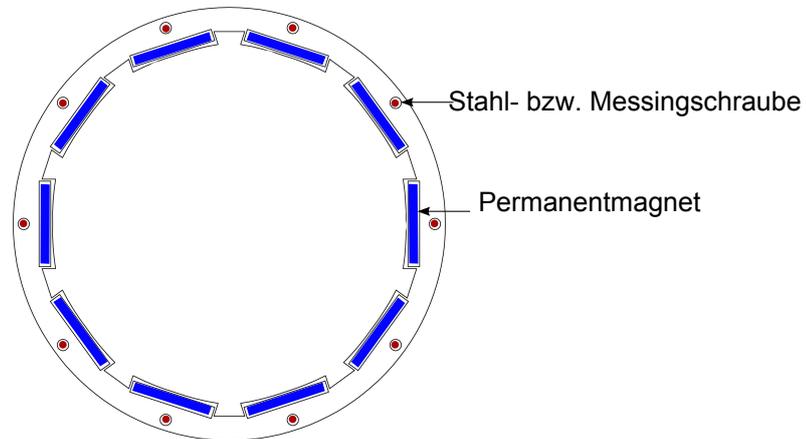


Abbildung 2.7.: Querschnitt des Rotors mit segmentierten Oberflächenmagneten

2.4.4. Gleichungen zur Beschreibung des Verhaltens der PSM

Das Verhalten der PSM kann näherungsweise mathematisch im Raumzeigerkalkül, d. h. durch Raumzeigergleichungen, beschrieben werden. Die folgenden Definitionen wurden dem Skriptum „Elektrische Antriebe und Maschinen“ [7, S.224 ff.] entnommen.

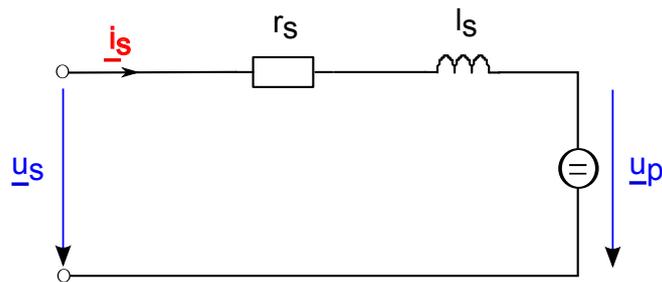


Abbildung 2.8.: Ersatzschaltbild der PSM

Statorspannungsgleichung

Da der Stator der PSM gleich aufgebaut ist wie der Stator einer ASM, ist die Statorspannungsgleichung der PSM identisch mit der Statorspannungsgleichung einer ASM. Die Statorspannungsgleichung der PSM lautet somit aus Sicht eines allgemeinen Koordinatensystems K:

$$\underline{u}_{\text{Stator}}(\tau) = \underline{i}_{\text{Stator}} \cdot r_{\text{Stator}} + \frac{d\underline{\psi}_{\text{Stator}}}{d\tau} + j \omega_K \cdot \underline{\psi}_{\text{Stator}} \quad (2.31)$$

Aus Gleichung 2.31 ist ersichtlich, dass die Statorspannungsgleichung einer PSM gegeben ist durch:

- den ohmschen Spannungsabfall am Statorwiderstand ($\underline{i}_{\text{Stator}} \cdot r_{\text{Stator}}$)
- die zeitliche Ableitung des Verkettungsflusses in den Statorwicklungen ($\frac{d\underline{\psi}_{\text{Stator}}}{d\tau}$)
- die Transformation vom statorfesten Koordinatensystem in ein allgemeines Koordinatensystem K ($j \omega_K \cdot \underline{\psi}_{\text{Stator}}$)

Rotorspannungsgleichung

Da im Rotor an der Stelle von Wicklungen Permanentmagnete angebracht sind, entfällt die Rotorspannungsgleichung ($\underline{u}_{\text{Rotor}} = \underline{i}_{\text{Rotor}} \cdot r_{\text{Rotor}} + \frac{d\underline{\psi}_{\text{Magnet}}}{d\tau} = 0$, da $\underline{i}_{\text{Rotor}} = 0$ und $\frac{d\underline{\psi}_{\text{Magnet}}}{d\tau} = 0$).

Statorflussverkettungsgleichung

Der Statorverkettungsfluss setzt sich aus dem Fluss der Statorwicklungen ($l_{\text{Stator}} \cdot \underline{i}_{\text{Stator}}$) und dem Fluss der Permanentmagnete ($\underline{\psi}_{\text{Magnet}}$) zusammen.

$$\underline{\psi}_{\text{Stator}} = l_{\text{Stator}} \cdot \underline{i}_{\text{Stator}} + \underline{\psi}_{\text{Magnet}} \quad (2.32)$$

Der Permanentmagnetflussverkettungsraumzeiger $\underline{\psi}_{\text{Magnet}}$ liegt dabei ohne Beschränkung der Allgemeinheit auf der reellen d-Achse des rotorfesten Koordinatensystems.

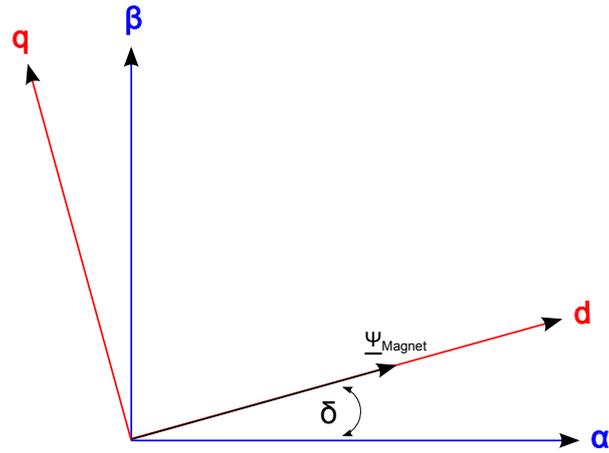


Abbildung 2.9.: Permanentmagnetflussverkettungsraumzeiger im rotorfesten d,q-Koordinatensystem

Rotorflussverkettungsgleichung

Die Rotorflussverkettungsgleichung bei einer PSM entfällt ebenfalls, da der Rotorfluss bei der PSM eine konstante Größe ist und nicht wie bei der ASM durch die Ströme der Rotor- und Statorwicklungen aufgebaut wird, sondern durch die Magnete.

Mechanische Gleichung

Die mechanische Gleichung der PSM ist grundsätzlich identisch mit der mechanischen Gleichung der ASM. Wird die Drehmomentbildung in der PSM näher betrachtet, so wird die mechanische Gleichung maschinenspezifisch. [7, S.225]

$$\tau_{\text{mechanisch}} \cdot \frac{d\omega_{\text{mechanisch}}}{d\tau} = m_R + m_L \quad (2.33)$$

Drehmomentgleichung

Ohne auf das Zustandekommen des Statorverkettungsflusses einzugehen gilt für die Bildung des Drehmomentes dieselbe Gleichung wie für die ASM im statorfesten α, β -Koordinatensystem:

$$m_R(\tau) = -\Im(\underline{i}_{\text{Stator}}^* \cdot \underline{\psi}_{\text{Stator}}) \quad (2.34)$$

Wird das Zustandekommen des Statorverkettungsflusses in die Gleichung 2.34 mit einbezogen, so folgt:

$$m_R(\tau) = -\Im(\underline{i}_{\text{Stator}}^* \cdot \underline{\psi}_{\text{Stator}}) = -l_{\text{Stator}} \cdot \Im(\underline{i}_{\text{Stator}}^* \cdot \underline{i}_{\text{Stator}}) - \Im(\underline{i}_{\text{Stator}}^* \cdot \underline{\psi}_{\text{Magnet}}) \quad (2.35)$$

Ist die PSM magnetisch symmetrisch, so ist der Term $-l_{\text{Stator}} \cdot \Im(\underline{i}_{\text{Stator}}^* \cdot \underline{i}_{\text{Stator}}) = 0$ und für das Moment gilt die Gleichung:

$$m_R(\tau) = -\Im(\underline{i}_{\text{Stator}}^* \cdot \underline{\psi}_{\text{Magnet}}) \quad (2.36)$$

Im rotorfesten d,q-Koordinatensystem gilt dann für das Drehmoment:

$$m_R(\tau) = i_{\text{Stator,q}} \cdot \left| \underline{\psi}_{\text{Magnet}} \right| \quad (2.37)$$

D. h. das Drehmoment wird durch die q-Komponente des Statorstroms und den Betrag des Permanentmagnetflusses gebildet. Die d-Komponente des Statorstroms spielt bei einer magnetisch symmetrischen Maschine keine Rolle und kann grundsätzlich beliebig gewählt werden.

Um die Kupferverluste zu minimieren wird meist die d-Komponente des Statorstroms Null gewählt. Ist die d-Komponente des Statorstroms ungleich Null, so kommt es bei negativem d-Strom zur Feldschwächung in der PSM. [7, S. 226]. Dies kann gewollt zur Erhöhung des Drehzahlbereichs geschehen oder ungewollt z. B. auf Grund eines falschen Winkels. Genau dieser Fall der Feldschwächung durch negativen d-Strom kam bei der späteren Messung des Drehmomentes mit dem Digiforce 9306 vor. (Siehe Kapitel 4, Abbildung 4.31)

Zusammenfassung der Gleichungen zur Beschreibung des Verhaltens der PSM

Im Folgenden werden noch einmal alle Gleichungen zur Beschreibung des Verhaltens der PSM zusammengefasst.

$$\underline{u}_{\text{Stator}}(\tau) = \underline{i}_{\text{Stator}} \cdot r_{\text{Stator}} + \frac{d\underline{\psi}_{\text{Stator}}}{d\tau} + j \omega_K \cdot \underline{\psi}_{\text{Stator}} \quad (2.38)$$

$$\underline{\psi}_{\text{Stator}} = l_{\text{Stator}} \cdot \underline{i}_{\text{Stator}} + \underline{\psi}_{\text{Magnet}} \quad (2.39)$$

$$\tau_{\text{mechanisch}} \cdot \frac{d\omega_{\text{mechanisch}}}{d\tau} = m_{\text{R}} + m_{\text{L}} \quad (2.40)$$

$$m_{\text{R}}(\tau) = i_{\text{Stator,q}} \cdot \left| \underline{\psi}_{\text{Magnet}} \right| \quad (2.41)$$

3. Prüfstands- und Messaufbau

3.1. Prüfstands- und Messaufbau - Kurzschlussversuch

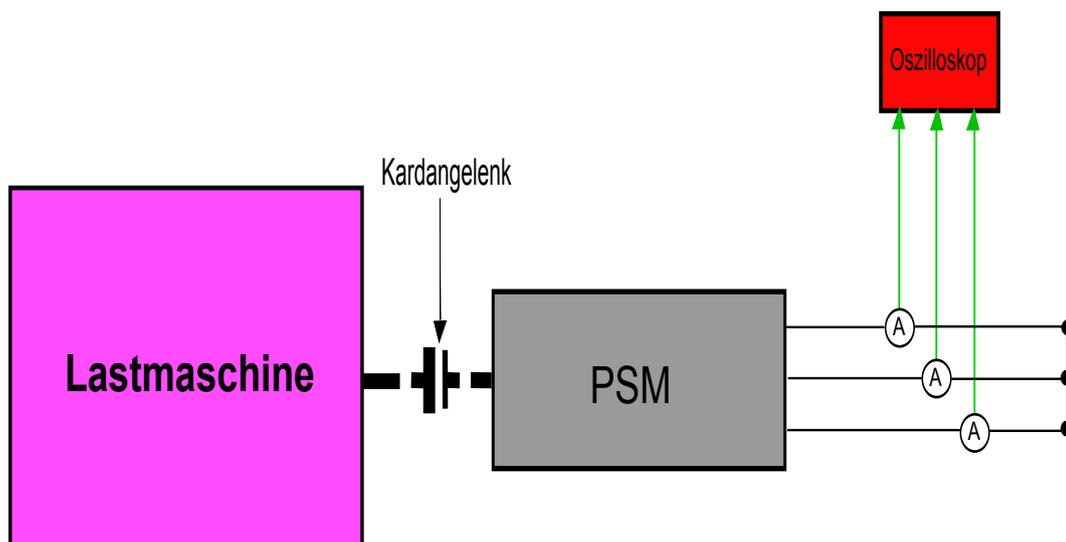


Abbildung 3.1.: Prüfstands- und Messaufbau Kurzschlussversuch

Zur Durchführung des Kurzschlussversuches wurden die 3 Phasen des Motors kurzgeschlossen und folgende Strommesszangen, an den jeweiligen Phasen (siehe Abbildung 3.2) , verwendet:

- Phase 1: FLUKE i400s und TCPA 300
- Phase 2: FLUKE i400s
- Phase 3: FLUKE i500s

Mit Hilfe der erwähnten Strommesszangen und eines Oszilloskops, wurden die Kurzschlussströme bei steigender Drehzahl bis 1000 U/min gemessen. Da verschiedene Messzangen verwendet wurden und somit das Messergebnis verfälscht werden könnte, wurde



Abbildung 3.2.: Kurzschlussversuch

mit der Strommesszange TCPA 300 die Kurzschlussmessung wiederholt, indem sie an jede Phase einzeln angebracht wurde und dabei jeweils die Kurzschlussmessung durchgeführt wurde.

3.2. Prüfstands Aufbau - Leerlaufversuch

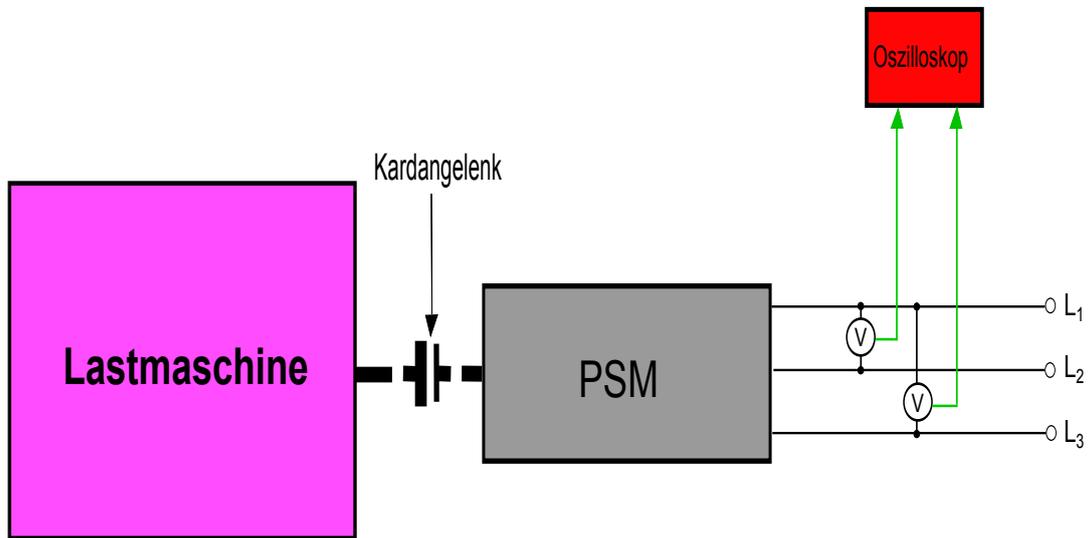


Abbildung 3.3.: Prüfstands Aufbau Leerlaufversuch

Der Leerlaufversuch wurde realisiert, indem der Motor von der Lastmaschine, bei langsam ansteigender Drehzahl bis zu 1000 U/min, angetrieben wurde. Dabei wurden die verketteten Spannungen (sowohl Scheitel- als auch Effektivwerte) zwischen zwei Phasen für beide Rotorvarianten gemessen. Die Messung erfolgte mit Hilfe eines Oszilloskops und zwei Multimetern, um Messungenauigkeiten zu erkennen.



Abbildung 3.4.: An die Phasen angebrachte Tastköpfe zur Messung der induzierten Spannung

3.3. Prüfstands Aufbau für Drehmomentmessungen

3.3.1. Momentbestimmung mit Digiforce 9306

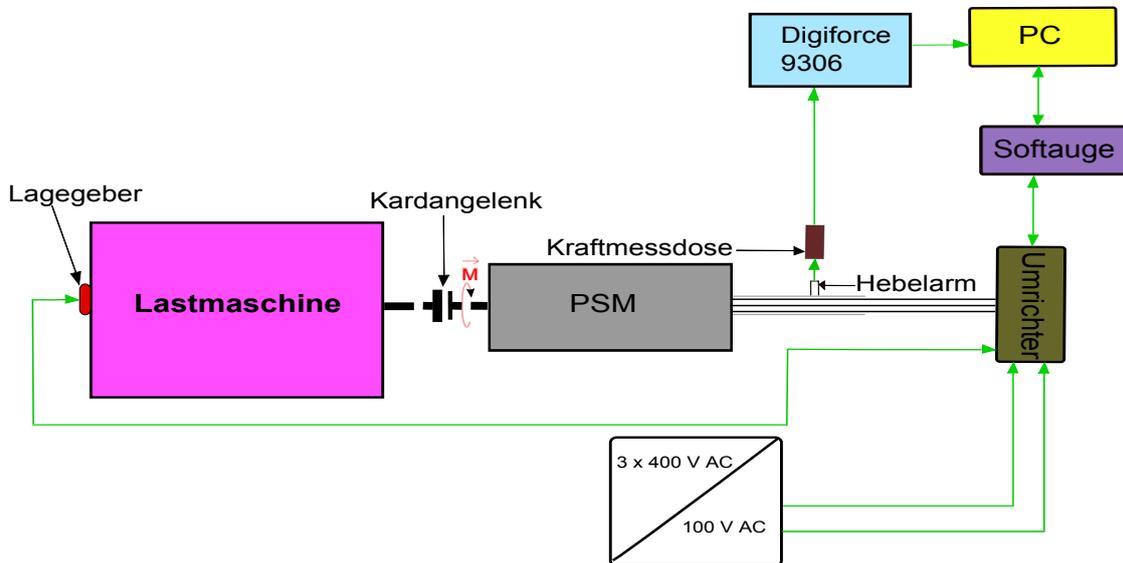


Abbildung 3.5.: Prüfstands Aufbau zur Drehmomentmessung mit dem Digiforce 9306

Mit Hilfe des Digiforce 9306 wurde die ausgeübte Kraft auf den Hebelarm ermittelt. Dadurch konnte das Moment an der Welle $\vec{M} = \vec{r} \times \vec{F}$ mit der Länge des Hebelarmes $r = 0,1$ m ermittelt werden. Dabei wurde bei vorgegebenen Drehzahlen des Lastmotors mit Hilfe des Schnittstellenprogrammes der i_q Strom jeweils um 0,1 (normierter Wert) erhöht. Aus der vom Digiforce 9306 gemessenen Kraft auf die Kraftmessdose (Zug-Druck-Kraftsensor Typ 8524) wurde der Mittelwert mit Hilfe von Microsoft Excel gebildet und daraus das Moment berechnet.

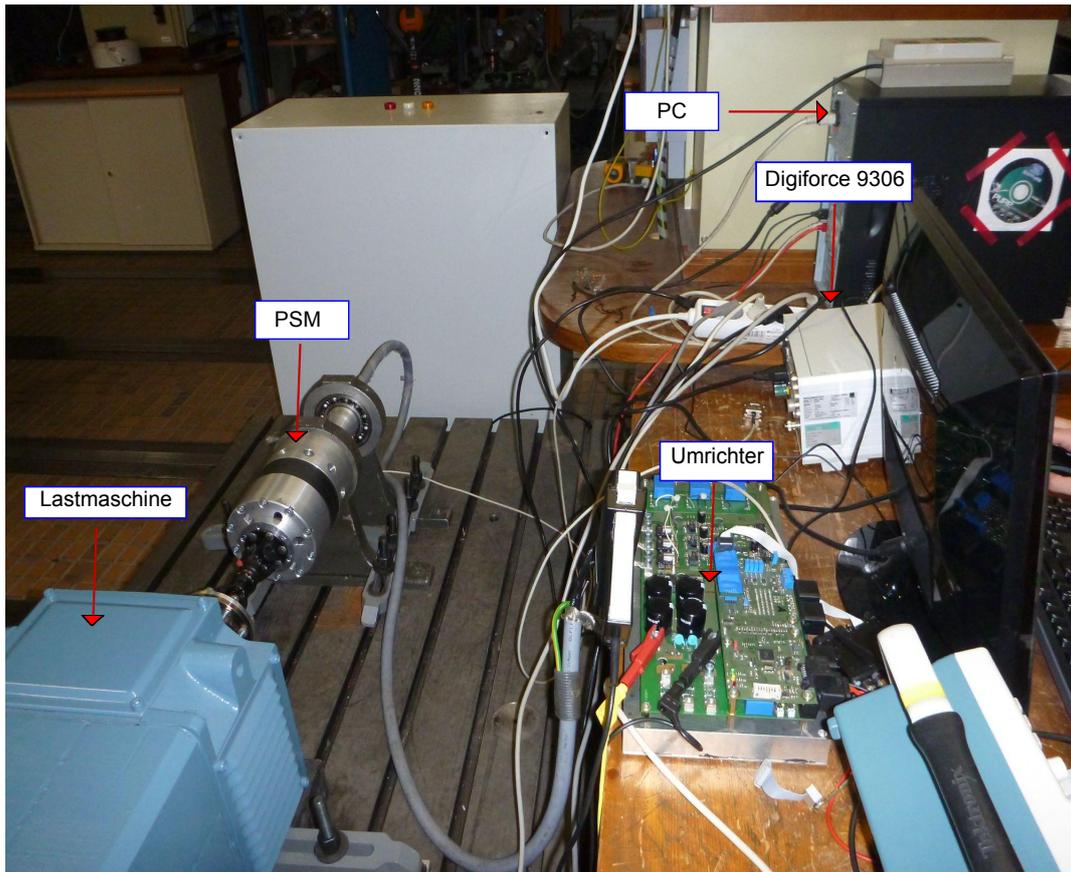


Abbildung 3.6.: Prüfstands Aufbau Drehmomentmessung mit Digiforce 9306

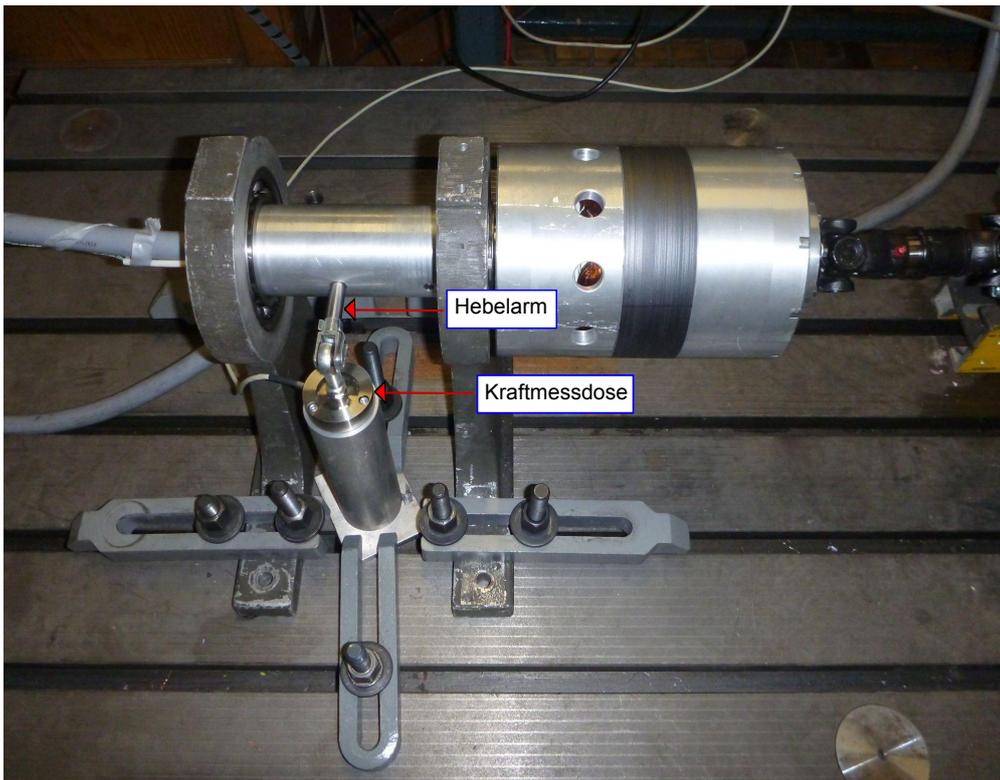


Abbildung 3.7.: Kraftmessdose

3.3.2. Momentbestimmung mit MVD 2620 A

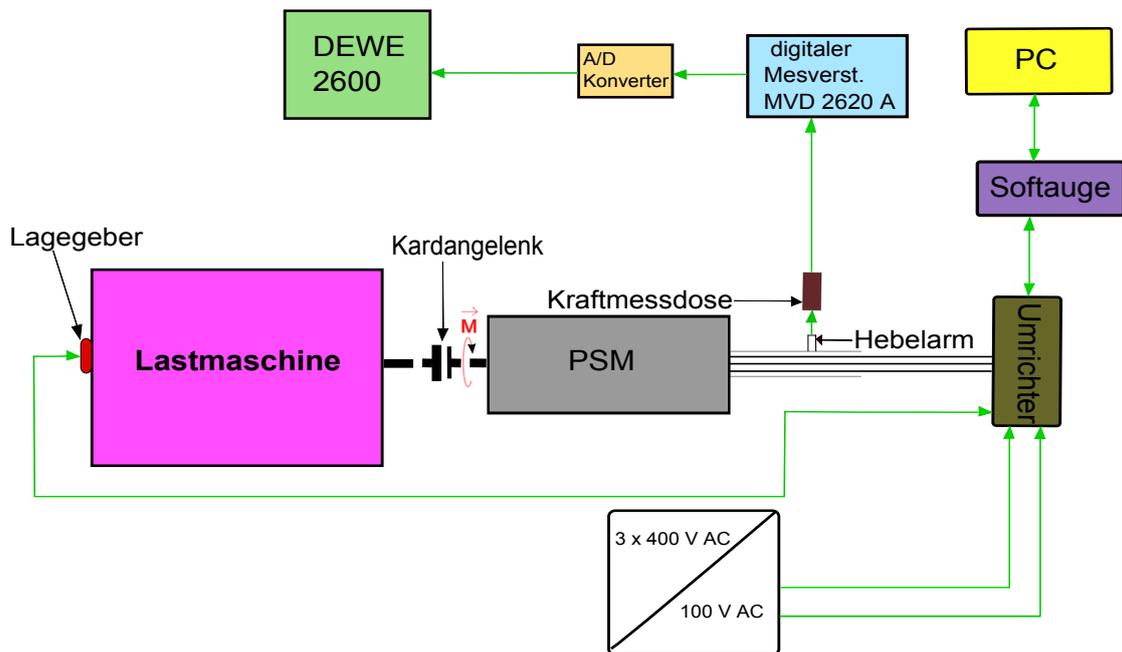


Abbildung 3.8.: Prüfstands Aufbau zur Drehmomentmessung mit dem digitalen Messverst. MVD 2620 A

Mit dem digitalen Messverstärker MVD 2620 A war es im Gegensatz zum Digiforce 9306 nicht möglich die Kraft bzw. das Moment direkt zu speichern und weiterzuverarbeiten. Zur Verarbeitung des Messsignals wurde das Messsystem DEWE-2600 der Firma DEWETRON verwendet. Erstens musste das vom Messverstärker gelieferte analoge Messsignal mit Hilfe eines A/D Wandlers (bestehend aus dem EPAD2-V8 und dem PAD-CB8-B) konvertiert werden um es weiter durch das DEWE-2600 verarbeiten zu können. Weiters musste das gelieferte Messsignal der entsprechenden Kraft, die auf die Kraftmessdose wirkte, im DEWE-2600 zugeordnet werden (Kalibrierung). Dies wurde mit jeweils einem 5 kg und einem 10 kg Gewichtsstück, dass auf die Kraftmessdose gelegt wurde erreicht, wodurch der Messverstärker ein dem Gewicht entsprechendes Messsignal lieferte. Nach der Kalibrierung war es nun möglich mit dem gemessenen Signal die wirkende Kraft mit $\vec{F} = m \cdot \vec{g}$ und weiter das Moment $\vec{M} = \vec{r} \times \vec{F}$ zu berechnen, indem beide Gleichungen in das DEWE-2600 eingegeben wurden.

Die Messung wurde auf die gleiche Weise durchgeführt wie im vorherigen Unterkapitel 3.3.1.



(a) EPAD2-V8



(b) PAD-CB8-B

Abbildung 3.9.: A/D Konverter für das DEWE -2600



(a)



(b)

Abbildung 3.10.: a) Messverstärker MVD 2620, b) DEWE-2600

3.4. Prüfstandaufbau zur Bestimmung des Wirkungsgrades

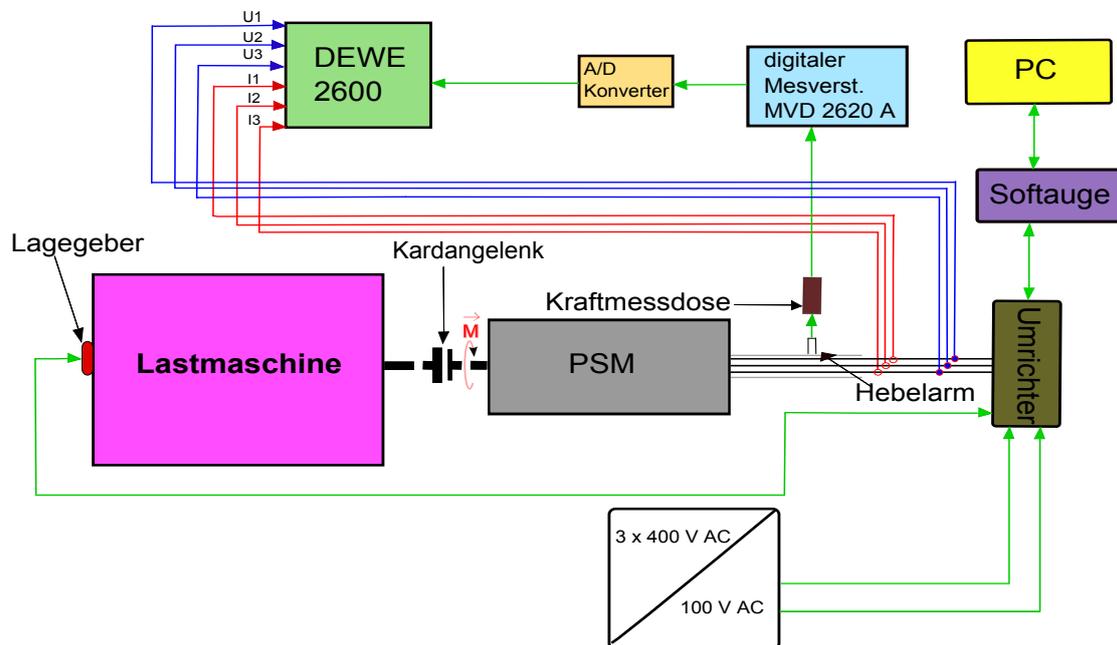


Abbildung 3.11.: Prüfstandaufbau zur Wirkungsgradbestimmung

Für die Wirkungsgradbestimmung wurden, verglichen mit dem Messaufbau für die Momentbestimmung, zusätzlich die Phasenspannungen (Sternschaltung am DEWE-2600, siehe Abbildung 3.12) und die Phasenströme (mit Hilfe von 3 Sensoren PM-CM-200 für jede Phase, siehe Abbildung 3.13) mit Hilfe des DEWE-2600 gemessen.

Die Berechnung des Wirkungsgrades erfolgte mit folgenden Gleichungen:

$$\eta_{\text{mot}} = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{elektrisch}}} \quad (3.1)$$

$$P_{\text{mech}} = \frac{2\pi n}{60} \cdot |\vec{M}| \quad (3.2)$$

$$\vec{M} = \vec{r} \times \vec{F} \quad (3.3)$$

Die obigen Gleichungen wurden in das DEWE-2600 eingegeben und auf diese Weise wurde der Wirkungsgrad der PSM im motorischen Betriebszustand bestimmt. Es wurden die Drehzahlen $n = 0,25; 0,5; 0,75; 1$ des Lastmotors und der i_q Strom des zu prüfenden

Motors in 0,1 Schritten von Null bis zum Nennstrom ($i_q = 1$) in 10 Sekunden Intervallen erhöht.

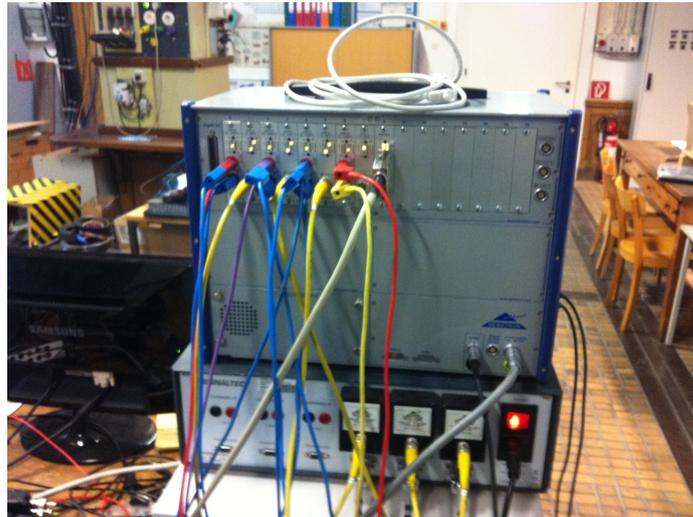


Abbildung 3.12.: Sternschaltung des DEWE-2600 zur Spannungsmessung



Abbildung 3.13.: Sensor PM-CM-200 zur Strommessung

4. Messungen

4.1. Kurzschlussversuch

In den Abbildungen 4.1 und 4.2 ist ersichtlich, dass die Ströme um 120° phasenverschoben und symmetrisch sind, d. h. die Knotenregel ist erfüllt.

In den Abbildungen 4.3, 4.4 und 4.5 ist der mit der Messzange TCPA 300 an jeder Phase einzeln gemessene Kurzschlussstrom dargestellt, wonach die Verfälschung des Messergebnisses der gemessenen Ströme durch die verschiedenen Messzangen auszuschließen ist.

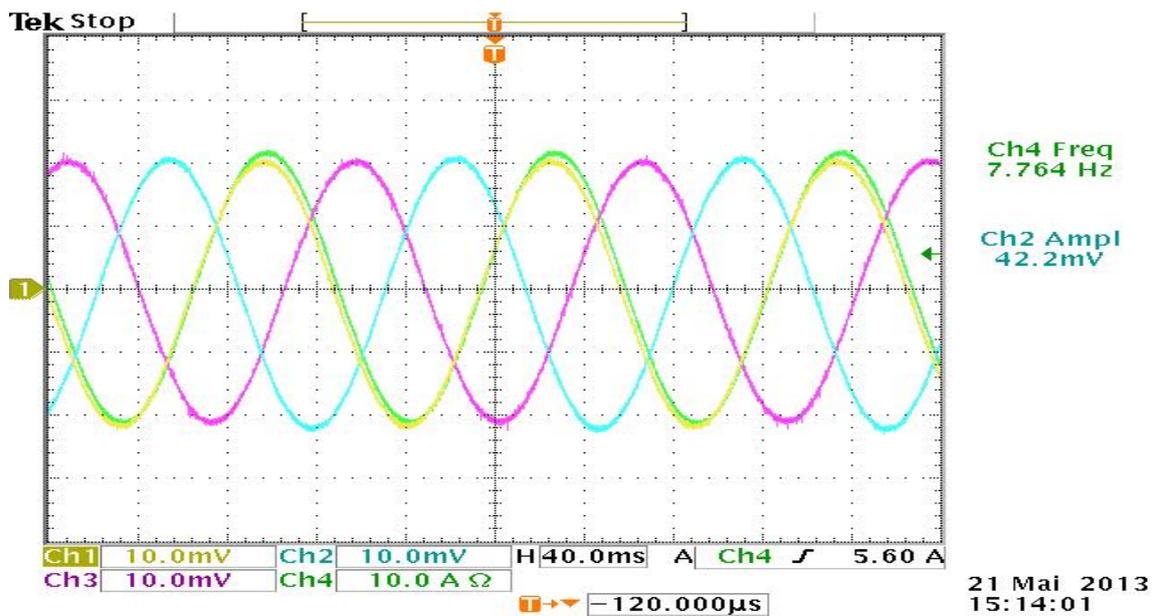


Abbildung 4.1.: $n = 0, 1$, $I_{sp,sp} = 42,2 \text{ A}$, *gelb* = Phase 1, *grün* = Phase 1, *blau* = Phase 2, *rosa* = Phase 3

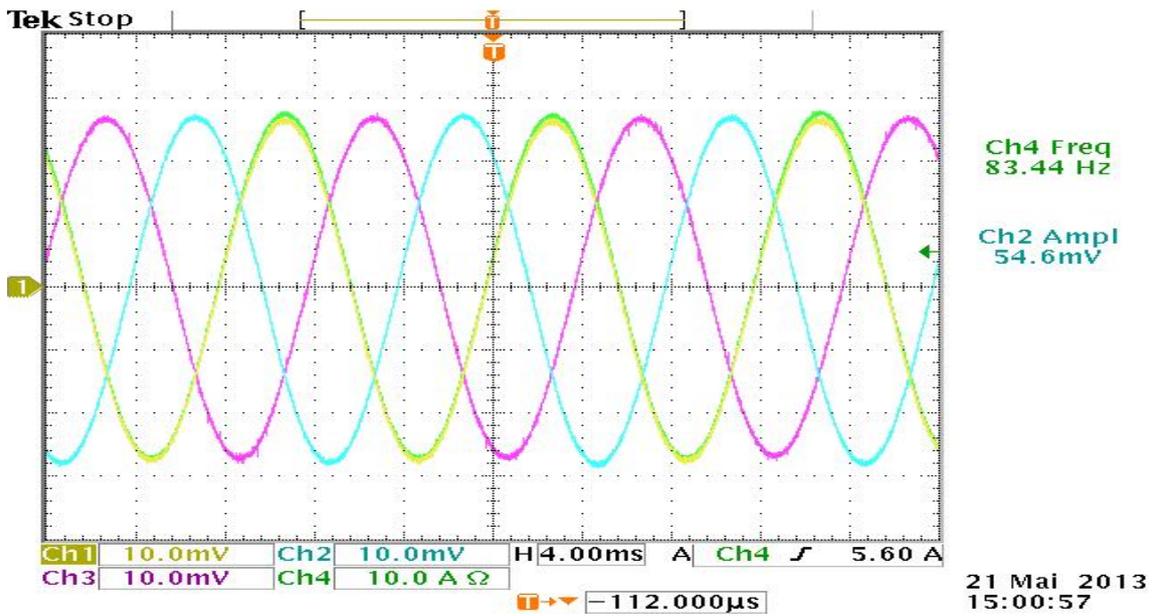


Abbildung 4.2.: $n = 1$, $I_{sp,sp} = 54,6 \text{ A}$, *gelb* = Phase 1, *grün* = Phase 1, *blau* = Phase 2, *rosa* = Phase 3

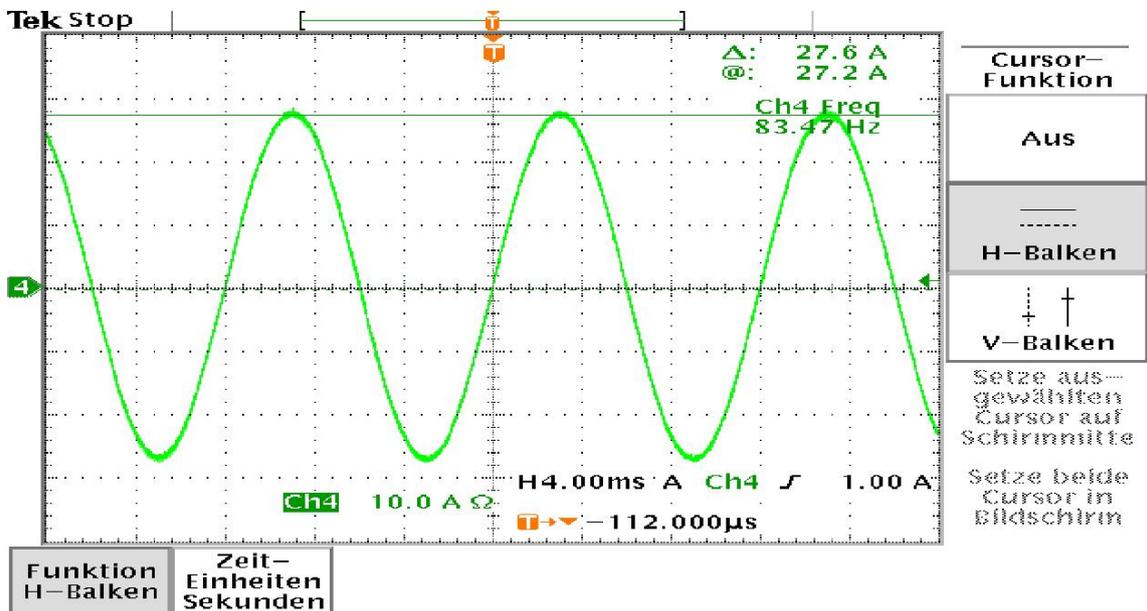


Abbildung 4.3.: Kurzschlussstrom in Phase 1 gemessen mit TCPA 300 bei $n = 1$

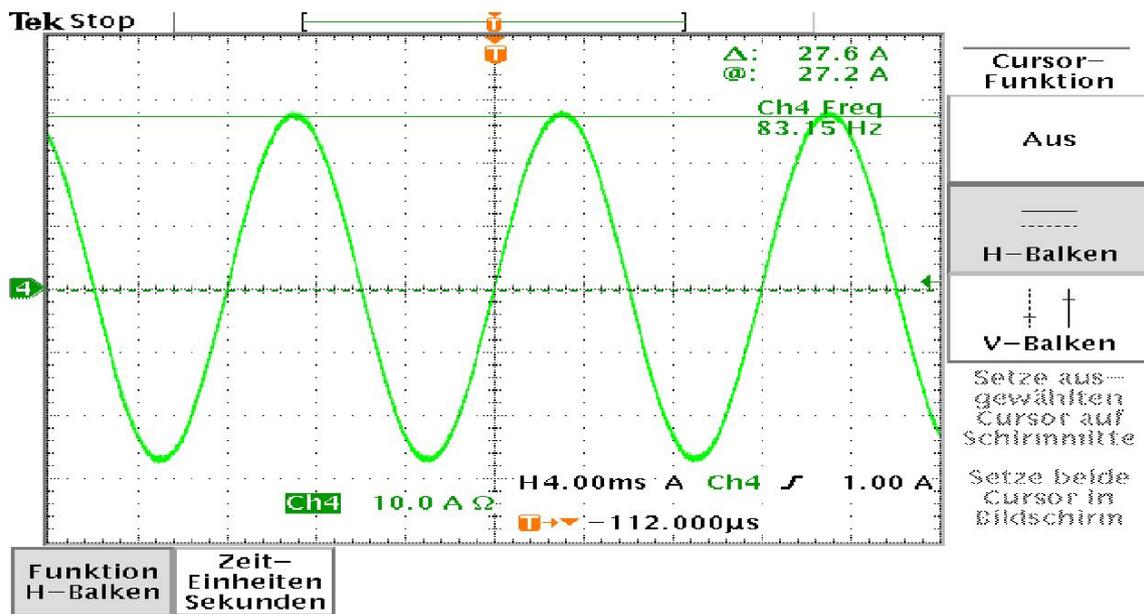


Abbildung 4.4.: Kurzschlussstrom in Phase 2 gemessen mit TCPA 300 bei $n = 1$

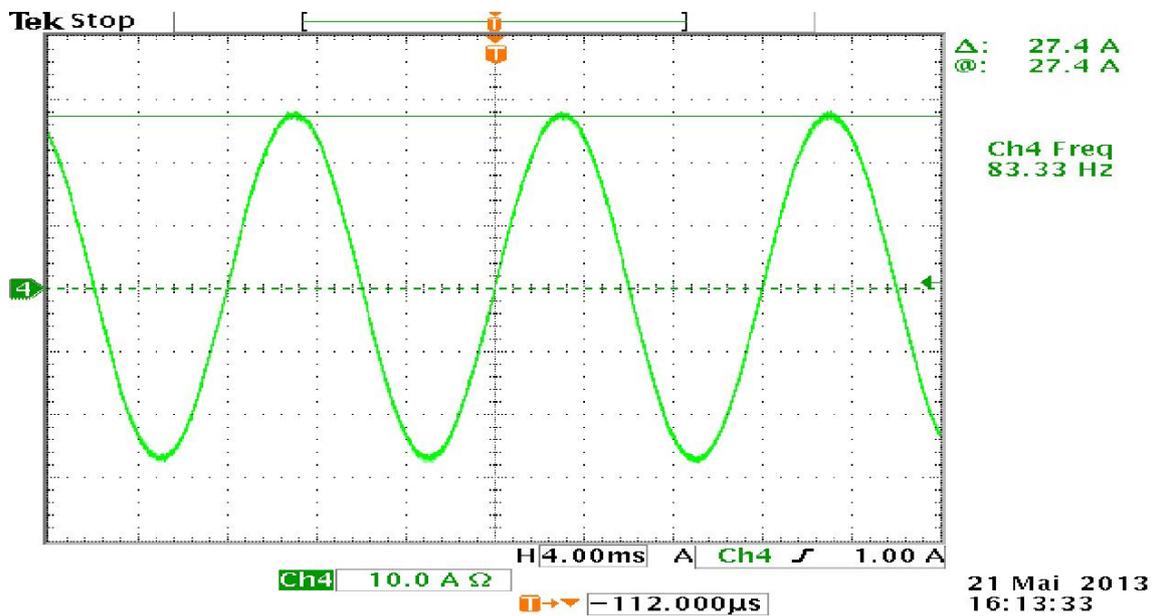


Abbildung 4.5.: Kurzschlussstrom in Phase 3 gemessen mit TCPA 300 bei $n = 1$

4.2. Leerlaufversuch

Die Messergebnisse sind in den folgenden Abbildungen dargestellt.

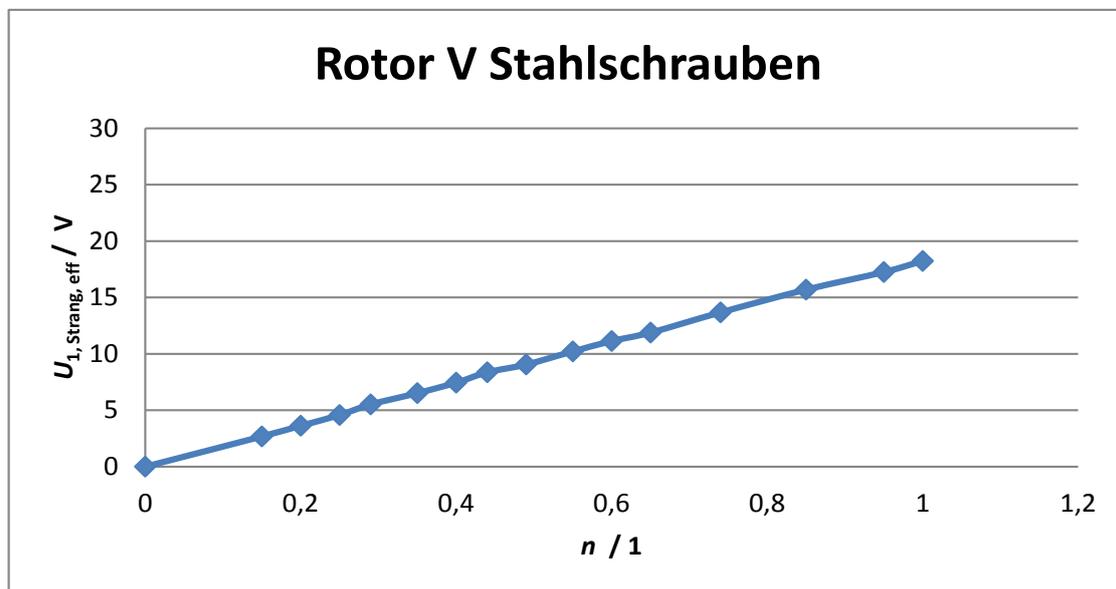


Abbildung 4.6.: Induzierte Strangspannung an Phase 1

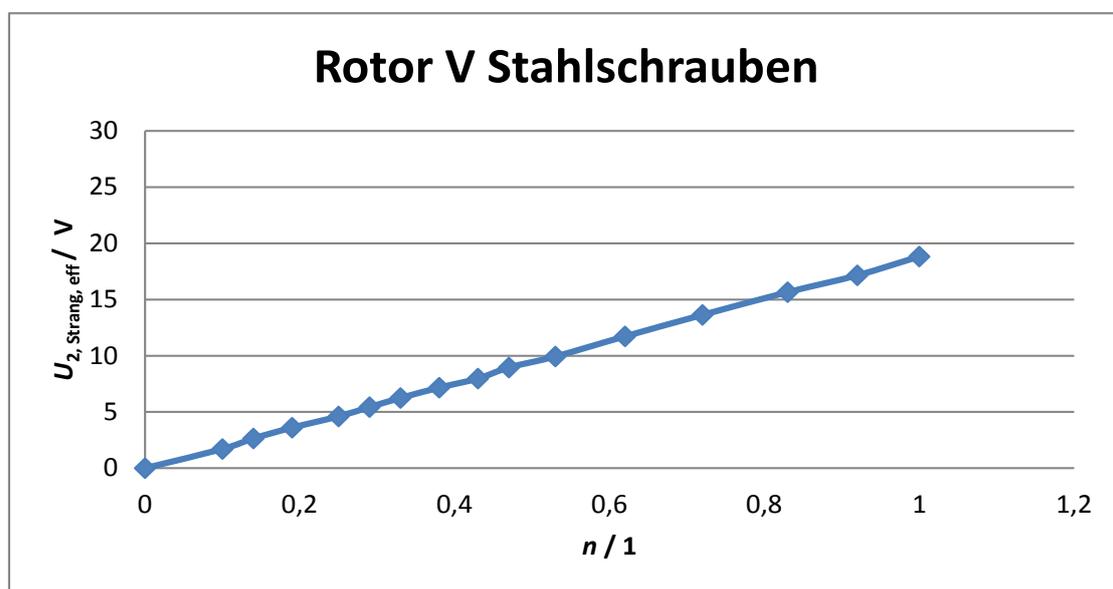


Abbildung 4.7.: Induzierte Strangspannung an Phase 2

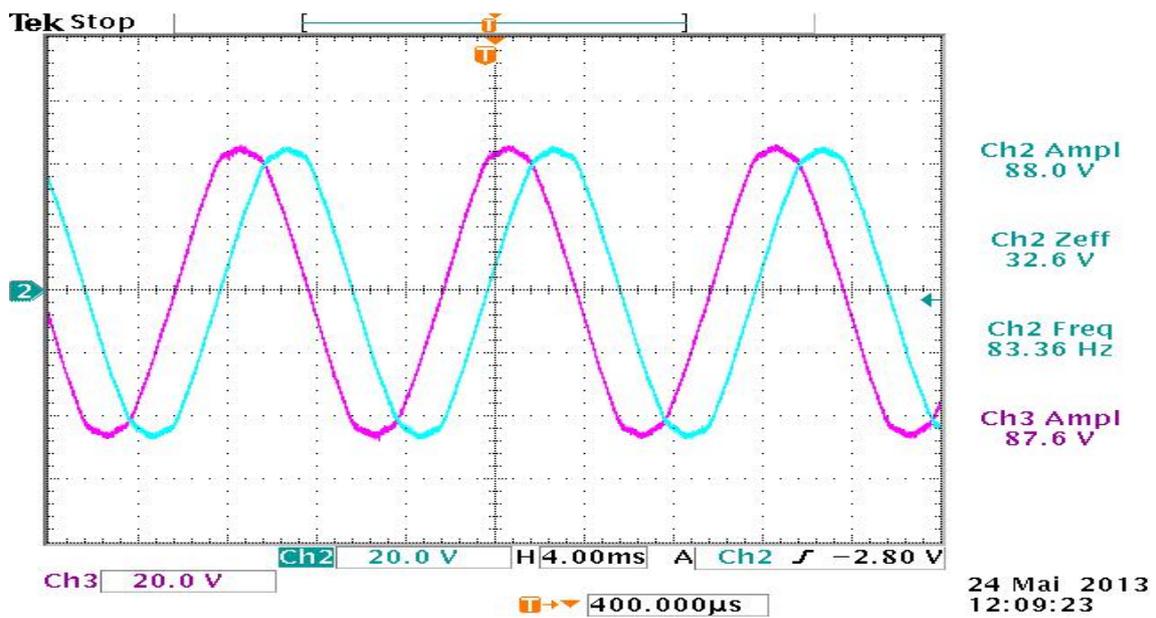


Abbildung 4.8.: Verkettete induzierte Spannungen U_{21} und U_{31} mit $CH2 = U_{21}$, $CH3 = U_{31}$, $n = 1$

Wie in den Abbildungen 4.6 und 4.7 bzw. in der Tabelle A.1 ersichtlich ist wurde eine induzierte Strangspannung $U_{1,\text{Strang,eff}} = 18,24 \text{ V}$ an Phase 1 und $U_{2,\text{Strang,eff}} = 18,82 \text{ V}$ an Phase 2 für die Rotorvariante mit eingebetteten Magneten mit Stahlschrauben gemessen. Bei der langen Motorvariante (aus der Diplomarbeit „Aufbau und messtechnische Beurteilung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für Rohrantriebe“ von Robert Buczolits [1]) wurde eine induzierte Spannung von $U = 166 \text{ V}$ gemessen. Dies führt auf einen entsprechenden Sollwert $U = 27 \text{ V}$ der induzierten Spannung für die kurze Motorvariante. Folglich macht die gemessene induzierte Spannung ca. 70 % der erwarteten Spannung aus.

Es wurden folgende Vermutungen für den Grund der zu geringen induzierten Spannung aufgestellt:

1. Es kommt zu einer Streuung des magnetischen Flusses über die verbreiterten Statorzahnköpfe, indem der magnetische Fluss aus einem Pol austritt und über den verbreiterten Statorzahnkopf in den nächstliegenden Pol wieder eintritt.
2. Die Magnete wurden während ihrer Verarbeitung teilweise entmagnetisiert
3. Andere noch unbekannte Gründe resultierend aus der Rotorgeometrie

Der Verlauf des magnetischen Flusses wurde mit Hilfe des Programmes Maxwell der Firma Ansoft simuliert. Das Ergebnis ist in den Abbildungen 4.9 und 4.10 dargestellt. Wie ersichtlich, kommt es zwar über die Statorzahnecken teilweise zu einem erhöhten Streufluss, die Flussdichte ist jedoch zu gering um so eine große Spannungsreduktion zu verursachen.

Eine Bestätigung, dass dies nicht der Grund ist, erfolgte nach dem Messen der Leerlaufspannung bei der Verwendung des Rotors mit segmentierten Oberflächenmagneten. Die gemessene induzierte Spannung entspricht bei diesem Rotor dem erwarteten Wert von $U_1 = 27 \text{ V}$ (Abbildung 4.11 und Abbildung 4.12). Da bei gleichbleibendem Stator nur der Rotor gewechselt worden ist, kann die reduzierte induzierte Spannung nicht mit den Statorzähnen zusammenhängen.

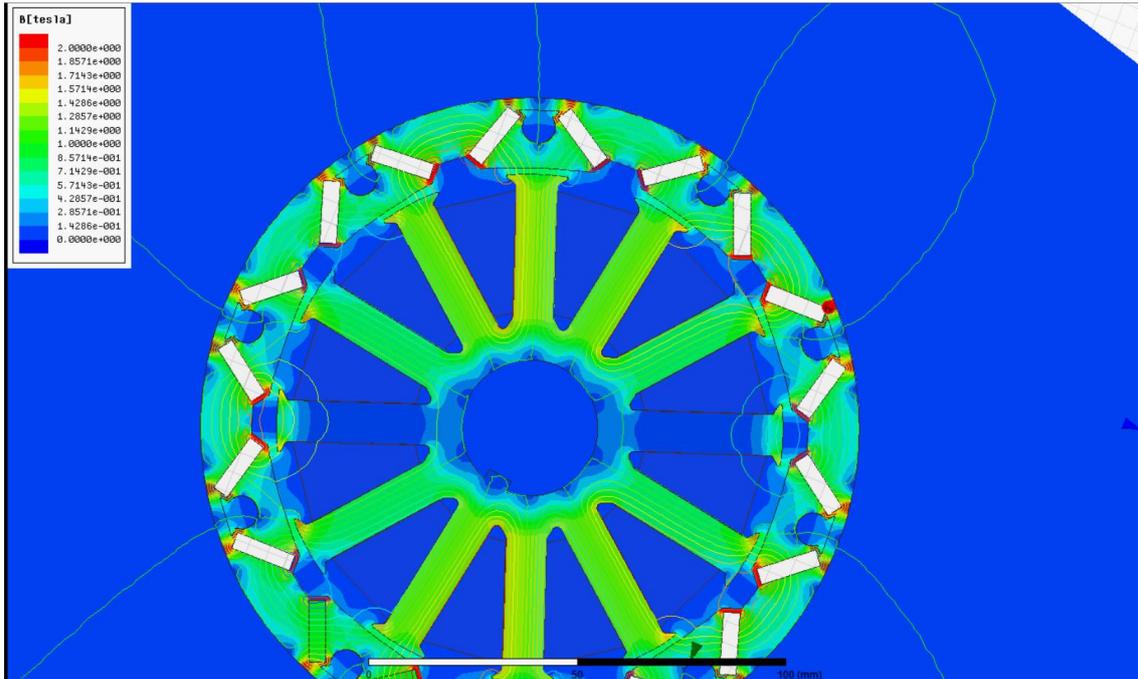


Abbildung 4.9.: Verlauf des magnetischen Flusses im Rotor mit eingebetteten Magneten

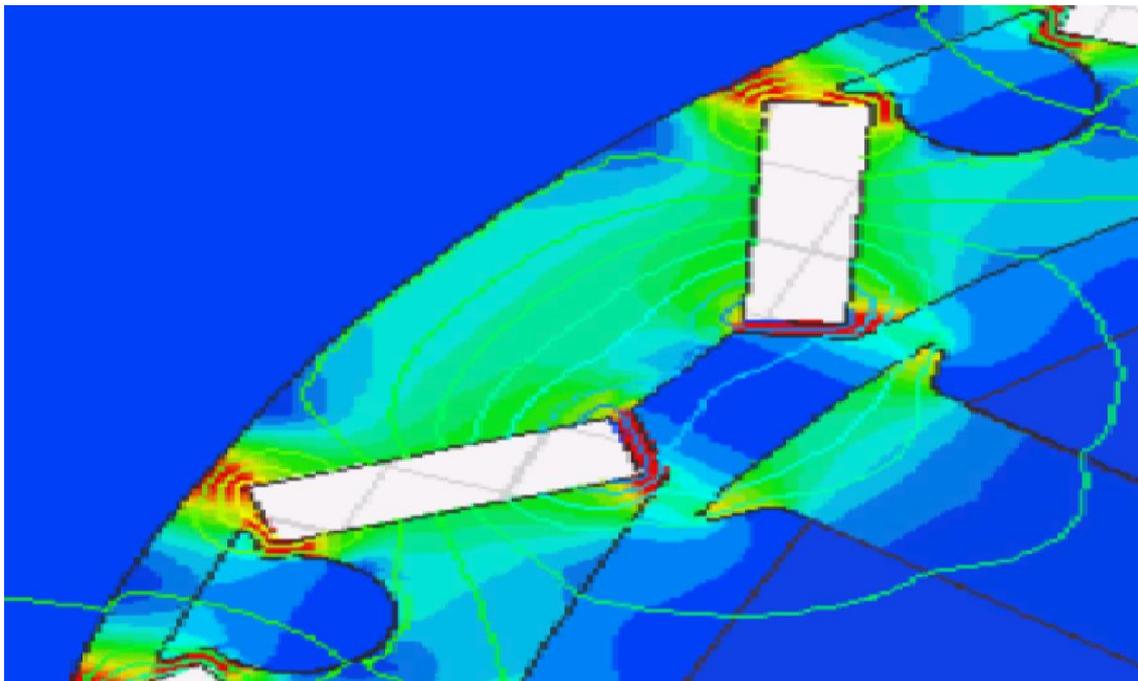


Abbildung 4.10.: Verlauf des magnetischen Flusses im Rotor mit eingebetteten Magneten- vergrößerte Darstellung

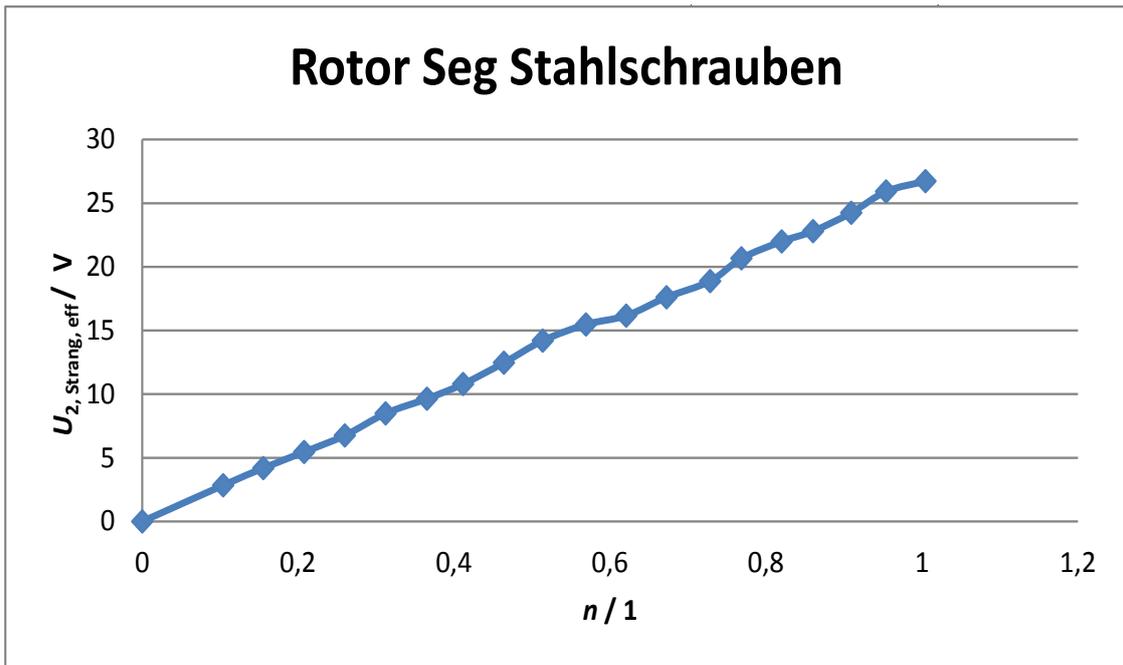


Abbildung 4.11.: Induzierte Strangspannung an Phase 2

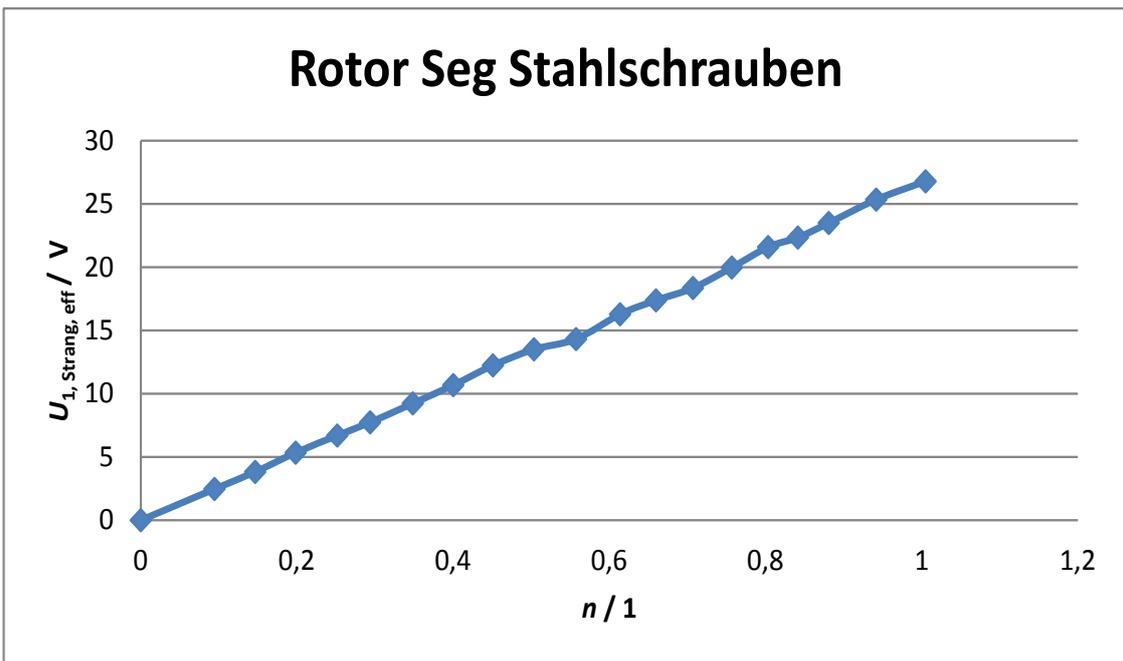


Abbildung 4.12.: Induzierte Strangspannung an Phase 1

Als nächstes wurden die Magnete des Rotors untersucht. Es wurden zwei Magnete aus dem Rotor ausgebaut und mit einem Gaußmeter die magnetische Flussdichte entlang der Symmetrieachse gemessen. Die resultierende Flussdichte betrug, bei einem Abstand von ca. $x = 0,5 \text{ mm}$, $B = 207 \text{ mT}$. Um die Aussagekraft des Messergebnisses zu verifizieren wurde eine analytische Berechnung der magnetischen Flussdichte entlang der x-Achse mit Hilfe einer Formel für quaderförmige Magnete durchgeführt. [2]

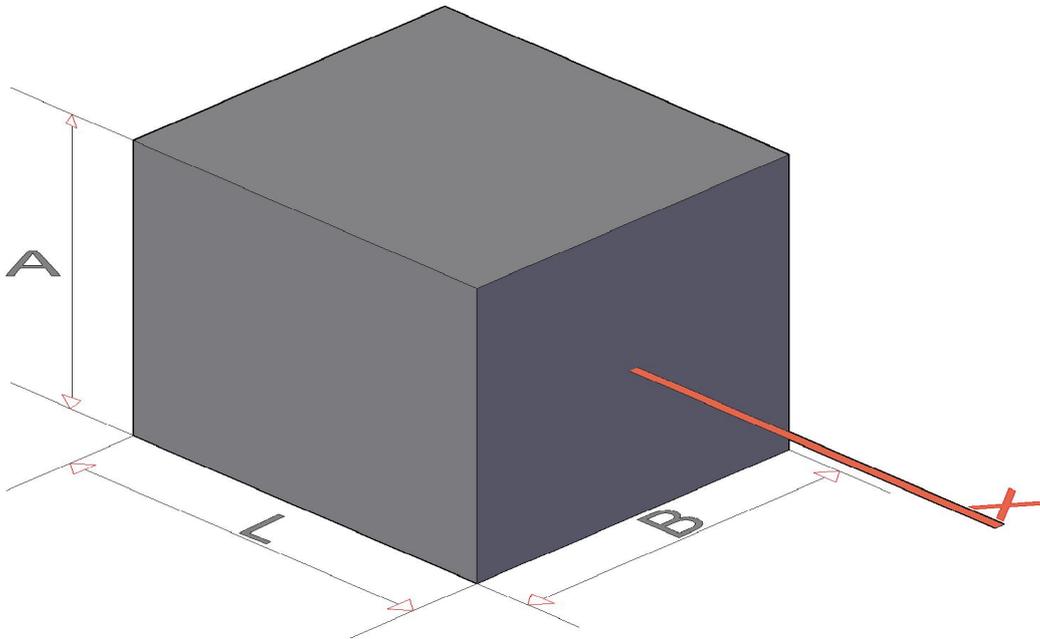


Abbildung 4.13.: Quaderförmiger Permanentmagnet

$$B_x(X) = \frac{B_r}{\pi} \cdot \arctan \left[\frac{A \cdot B}{2 \cdot X \sqrt{4X^2 + A^2 + B^2}} \right] \cdot \arctan \left[\frac{A \cdot B}{2 \cdot (L + X) \sqrt{4(L + X)^2 + A^2 + B^2}} \right] \quad (4.1)$$

Aus $A = 50 \text{ mm}$, $B = 14 \text{ mm}$, $L = 4 \text{ mm}$, $X = 0,5 \text{ mm}$, $B_r = 1,272 \text{ mT}$ folgt

$$B = 211 \text{ mT} \quad (4.2)$$

Die berechnete magnetische Flussdichte unterscheidet sich somit um 4 mT von der gemessenen magnetischen Flussdichte. Daraus lässt sich schließen, dass die Magnete zumindest annähernd ihre ursprüngliche Magnetisierung besitzen.

Da sich die ersten zwei Vermutungen für die Ursache der reduzierten induzierten Spannung nicht bewahrheitet haben, wurde noch einmal die Geometrie des Rotors mit eingebetteten Magneten untersucht.

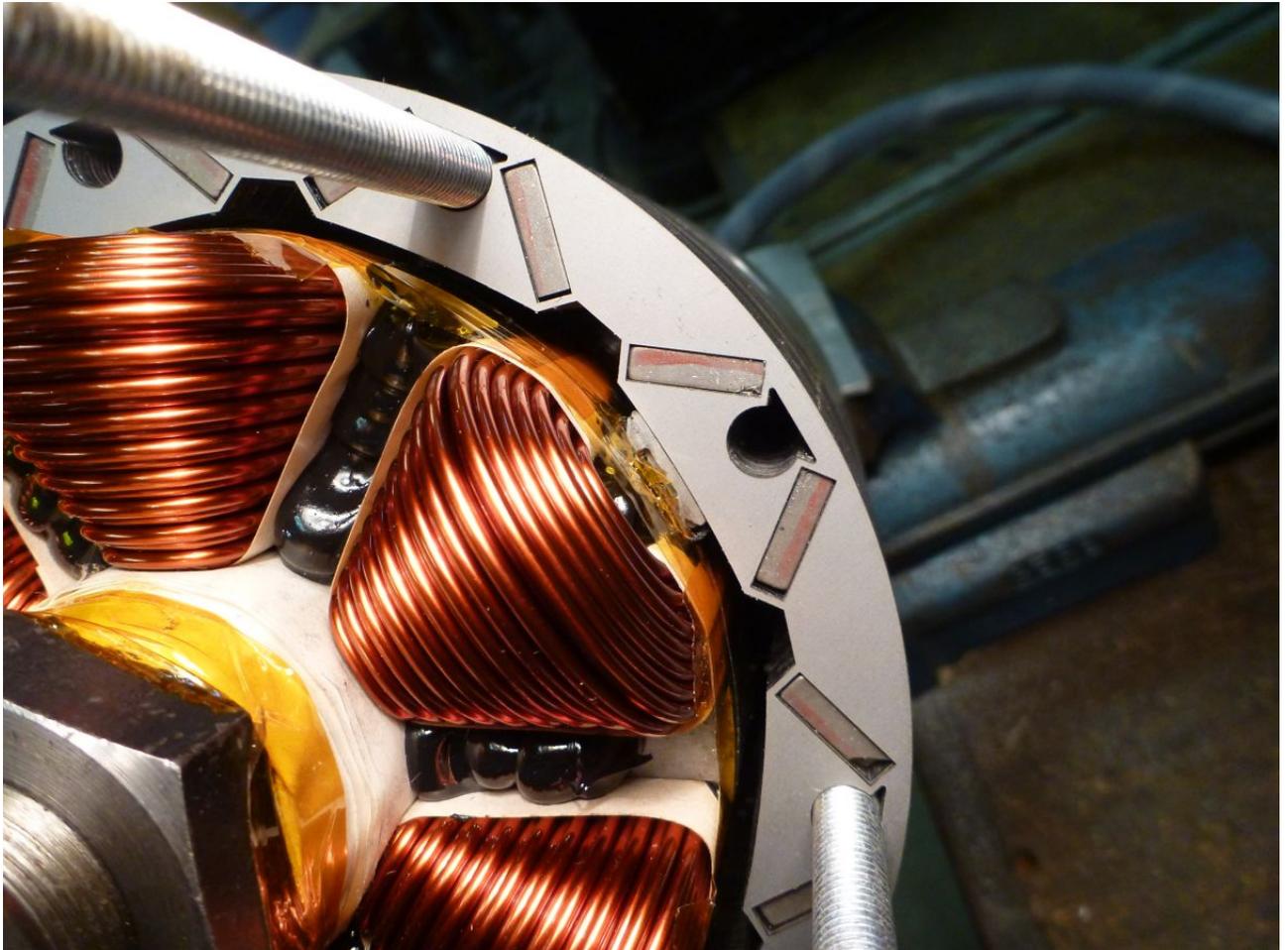


Abbildung 4.14.: Rotor mit eingebetteten Magneten

Betrachtet man die Magnetanordnung, so stellt man fest, dass sich die Schraube bei jedem Pol an einem ungünstigen Ort befindet, da sich der Fluss über die Schraube wieder rückschließen kann und so ein erhöhter Streufluss entsteht. Um dies zu bestätigen, wurden die Schrauben durch Messingschrauben ersetzt. Da Messing eine wesentlich niedrigere Permeabilität hat kann somit der mögliche Streufluss vermieden werden. Die Messergebnisse sind in der Abbildung 4.15 und der Tabelle A.3 zusammengefasst.

Wie in Abbildung 4.15 ersichtlich, ist die induzierte Spannung bei der Verwendung von Messingschrauben $U_2 = 24,5 \text{ V}$, d. h. die Spannung ist um ca. 6 V höher als die induzierte Spannung bei der Verwendung von Schrauben. Dieses Messergebnis bestätigt die Vermutung des erhöhten Streuflusses über die Schrauben ($U_2 = 18,82 \text{ V}$).

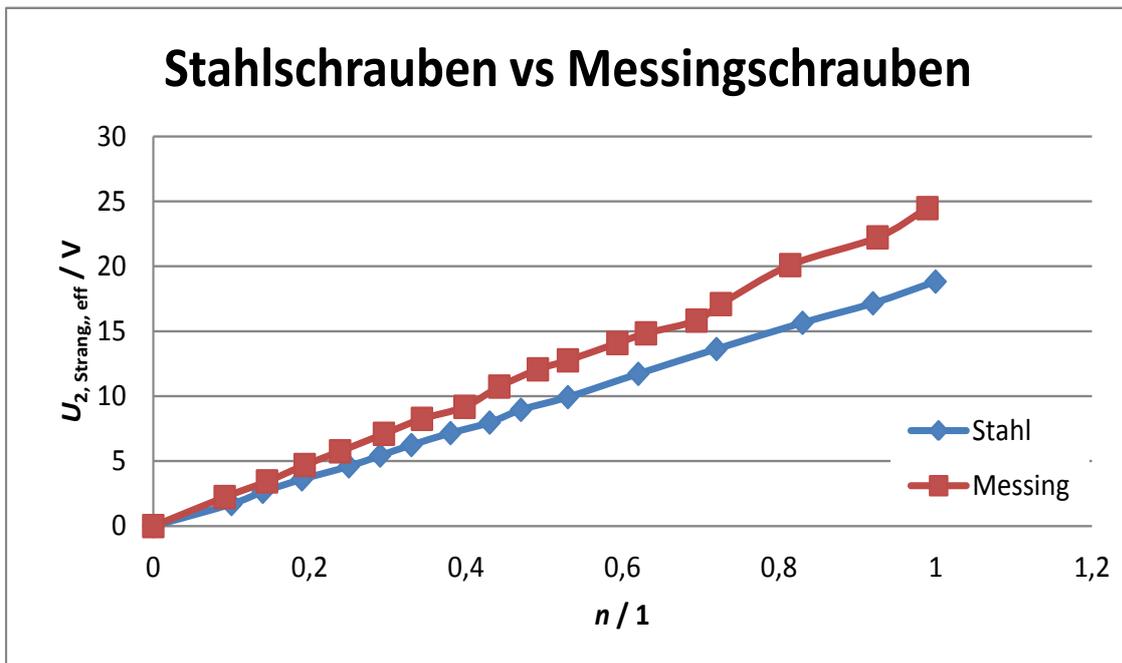


Abbildung 4.15.: Induzierte Spannung bei Stahl- und Messingschrauben

4.3. Strangwiderstandsmessung

Der Strangwiderstand des Motors wurde nach dem Prinzip der Vierleitermethode gemessen, dabei wurde ein Strom $I = 10 \text{ A}$ über zwei in Serie geschaltete Stränge eingestellt und der Spannungsabfall an den beiden Strängen gemessen. Der Strangwiderstandswert wurde aus den Messwerten nach dem ohmschen Gesetz berechnet.

Aus $I = 10 \text{ A}$; $U_{12} = U_{21} = U_{23} = U_{32} = 2 \cdot U_{\text{Strang}} = 1,25 \text{ V}$

folgt

$$R_{\text{Strang}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U}{I} = 62,5 \text{ m}\Omega \quad (4.3)$$

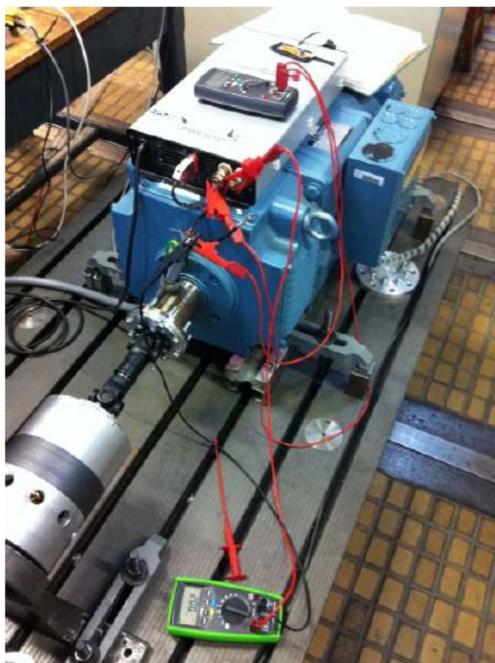


Abbildung 4.16.: Strangwiderstandsmessung mit Vierleitermethode



Abbildung 4.17.: Strangwiderstandsmessung mit Vierleitermethode

4.4. Stranginduktivitätsmessung

Die Stranginduktivität wurde ermittelt, indem ein Spannungssprung (Großsignal) mit Hilfe des Umrichters, dessen DSP vorher entsprechend programmiert wurde, an den Motor angelegt wurde und über das Schnittstellenprogramm die Steigung des Stromes herausgelesen wurde. Daraus kann dann die Induktivität berechnet werden.

Mit $U_{zw} = 100 \text{ V}$; $I_{\text{Bezug}} = 35,4 \text{ A}$; $\Delta t = 300 \mu\text{s}$

$$U = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.4)$$

$$\Delta i_q = 0,6 \quad (4.5)$$

$$\Delta I = \Delta i_q \cdot I_{\text{Bezug}} = 20,2 \text{ A} \quad (4.6)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = 67327 \text{ A/s} \quad (4.7)$$

Aus Gleichung 4.7 folgt schließlich für die gesamte Induktivität

$$L_{\text{gesamt}} = \frac{100 \text{ V}}{67327 \text{ A/s}} = 1,5 \text{ mH} \quad (4.8)$$

Aus der Sternschaltung der Stranginduktivitäten (L_U liegt an $+U_{zk}$, L_V und L_W liegen an $-U_{zk}$, sind parallel geschaltet und in Serie zu L_U) folgt aus der gesamten Induktivität für die Stranginduktivität

$$L_{\text{Strang}} = \frac{2}{3} \cdot L_{\text{gesamt}} = 1 \text{ mH} \quad (4.9)$$

Eine weitere Möglichkeit wäre aus der, mit Hilfe eines Oszilloskops gemessenen, Stromantwort (siehe Abbildung 4.18) den Stromanstieg $\frac{\Delta I}{\Delta t}$ direkt zu ermitteln und dann mit der entsprechenden Berechnung zur Ermittlung der Induktivität fortzufahren.

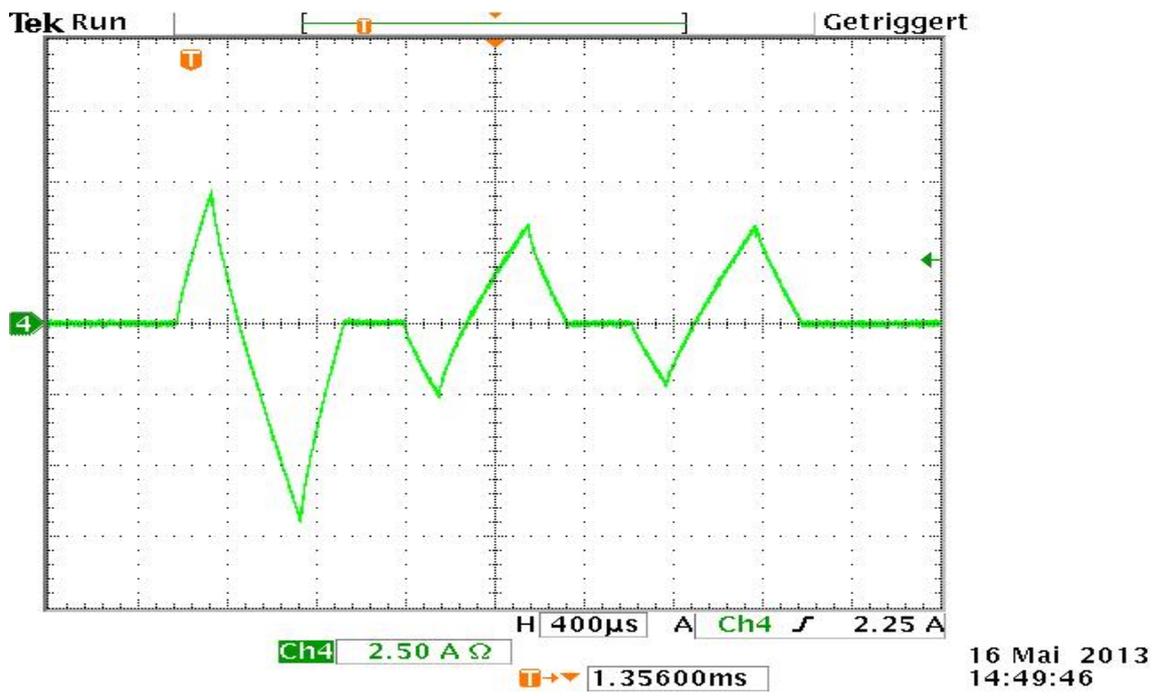


Abbildung 4.18.: Stromantwort des angelegten Spannungssprungs

4.5. Temperaturmessung

Die Temperatur des Motors wurde mit Hilfe von 4 Thermoelementen (Kanal 1 bis Kanal 3 Thermoelement Typ J, Kanal 4 Thermoelement Typ K) gemessen. Dabei wurde der Motor vom Gleichstrommotor 4 Stunden mit Nenndrehzahl $n = 1000$ U/min angetrieben, die Erwärmung durch die Thermoelemente gemessen und durch die Auswertesoftware Picolog aufgezeichnet. Beim Stillstand des Motors wurde der Abkühlvorgang gemessen und aufgezeichnet. In Abbildung 4.19 sind der Erwärmungslauf und der Abkühlvorgang dargestellt. Nach 4 Stunden betrug die maximale Temperatur $45\text{ }^{\circ}\text{C}$.

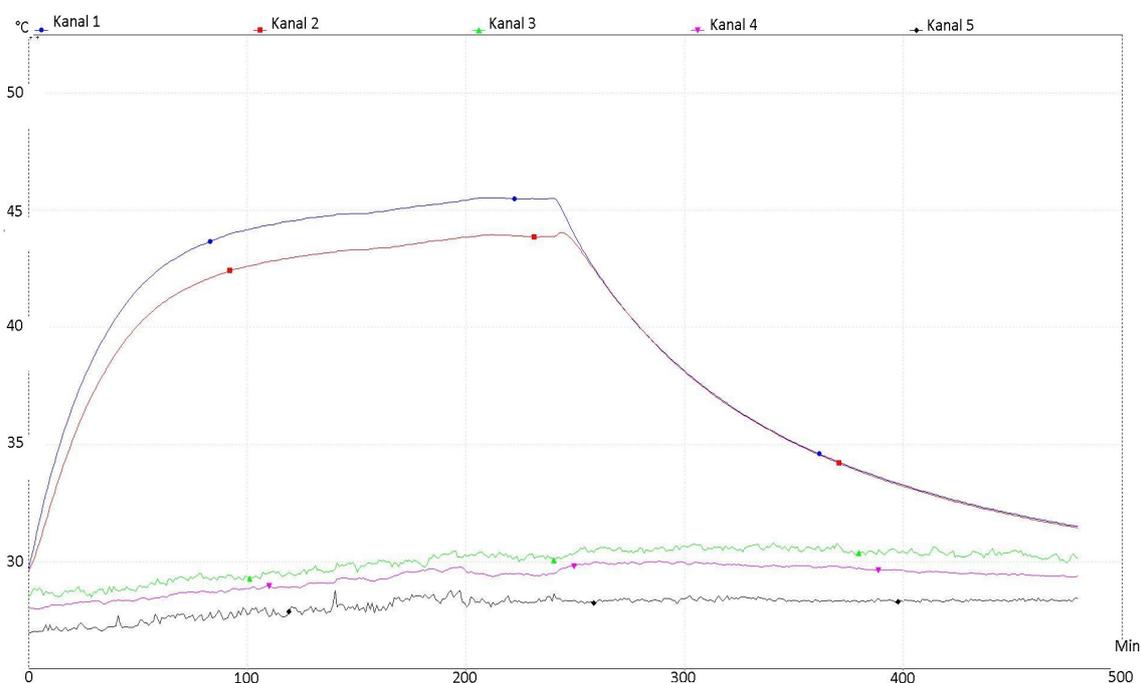


Abbildung 4.19.: Temperaturverlauf während des Erwärmungslaufes und des Abkühlvorganges

4.6. Messung des Moments an der Welle

4.6.1. Messergebnisse mit digitalem Verstärker MVD 2620

In den Abbildungen 4.20, 4.21, 4.22, 4.23, 4.24, 4.25, 4.26 und 4.27 ist das mit Hilfe des digitalen Messverstärkers MVD 2620 A gemessene Moment jeweils bei der Verwendung des Rotors mit eingebetteten Magneten sowie des Rotors mit segmentierten Magneten und beiden Schraubenvarianten dargestellt.

Bei beiden Rotorvarianten mit Stahl- und Messingschrauben ist der Momentverlauf wie von der Theorie vorhergesagt, d. h. das Moment ist nahezu unabhängig von der Drehzahl und steigt linear mit dem i_q Strom an. Wenn man das in den Abbildungen 4.20 und 4.21 dargestellte Moment mit dem in den Abbildungen 4.22 und 4.23 vergleicht, so stellt man fest, dass das Moment bei Verwendung des Rotors mit eingebetteten Magneten und Stahlschrauben bei $i_q = 1$ ca. 11 Nm erreicht, was um 2,4 Nm kleiner ist als das Moment ($M = 13,4$ Nm) bei Verwendung des gleichen Rotors mit Messingschrauben. Das geringere Moment ist ebenfalls auf den erhöhten Streufluss zurückzuführen. Beim Rotor mit segmentierten Oberflächenmagneten und Stahlschrauben erreicht das Moment einen maximalen Wert von $M = 14,9$ Nm.

Das Moment bei Nennstrom bei der langen Version des Motors beträgt 100 Nm, woraus sich ein theoretischer Wert des Momentes beim kurzen Motor von ca. 17 Nm ergibt. Dieser Wert konnte mit beiden Rotorvarianten nicht erreicht werden ($M_{\max} = 14,9$ Nm).

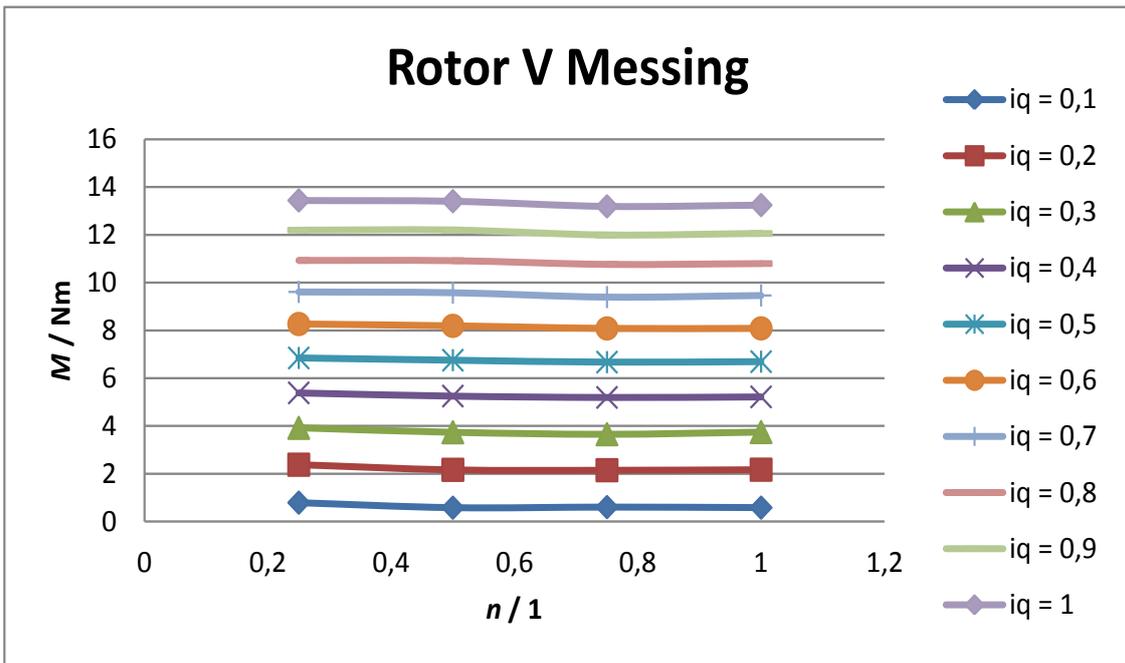


Abbildung 4.20.: Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Messing, Rotor V

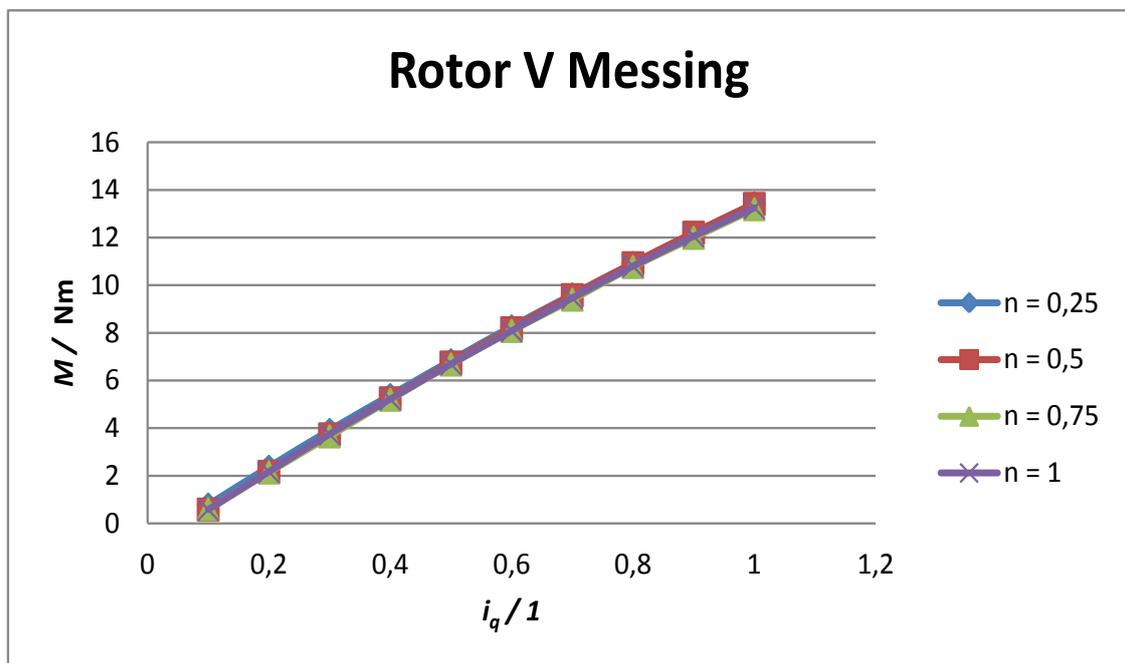


Abbildung 4.21.: Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Messing, Rotor V

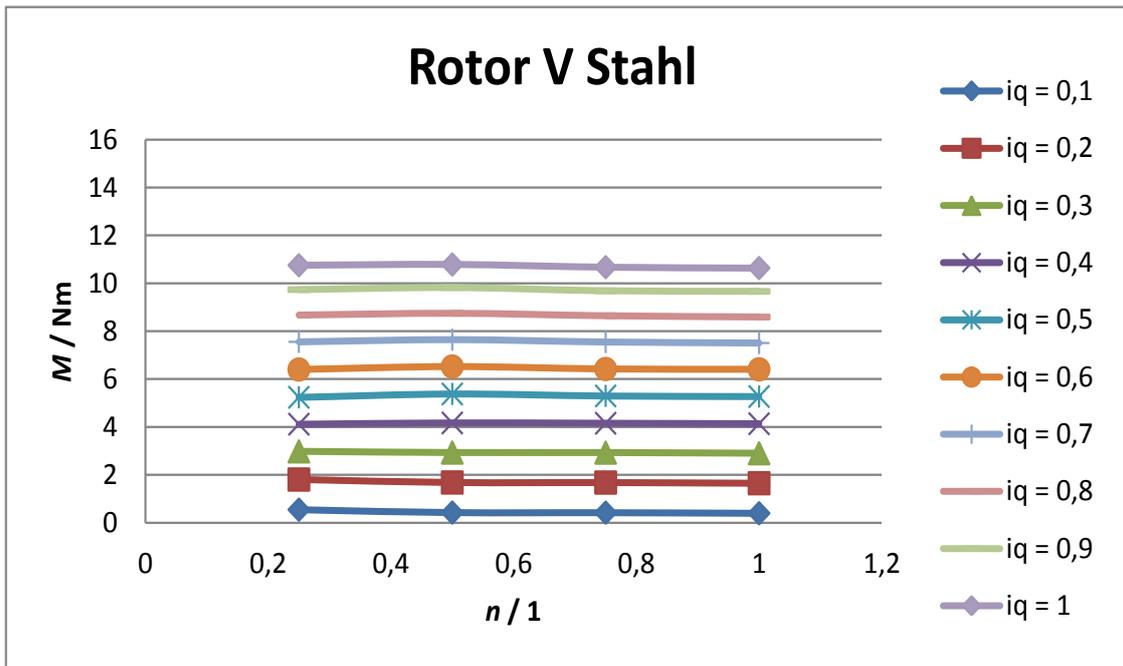


Abbildung 4.22.: Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Stahl, Rotor V

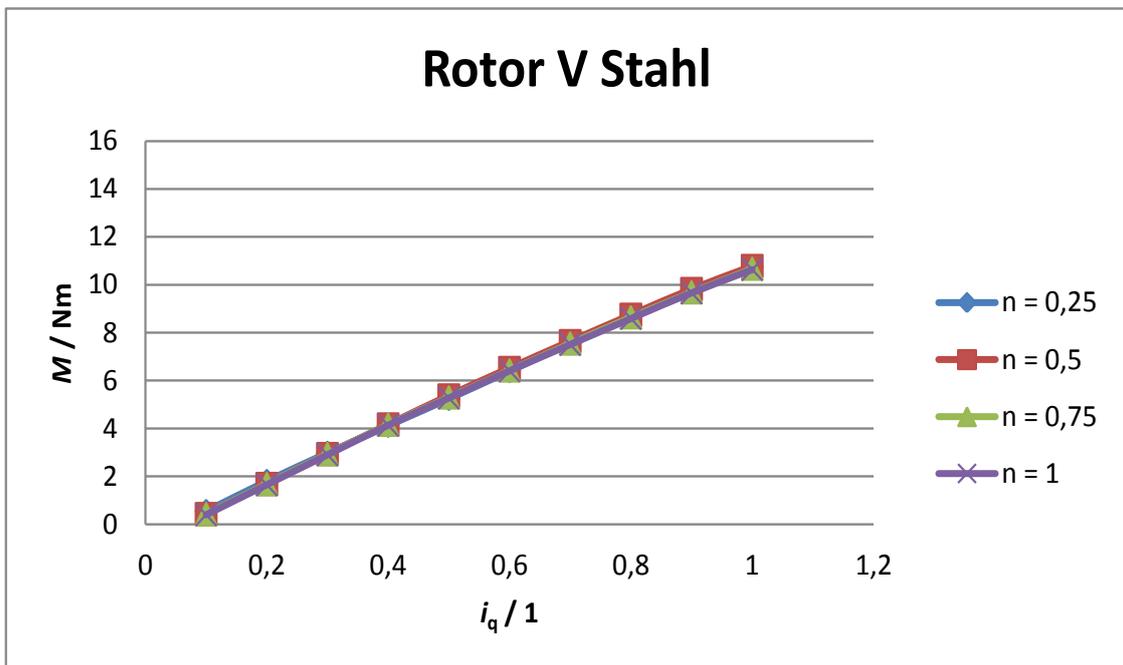


Abbildung 4.23.: Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Stahl, Rotor V

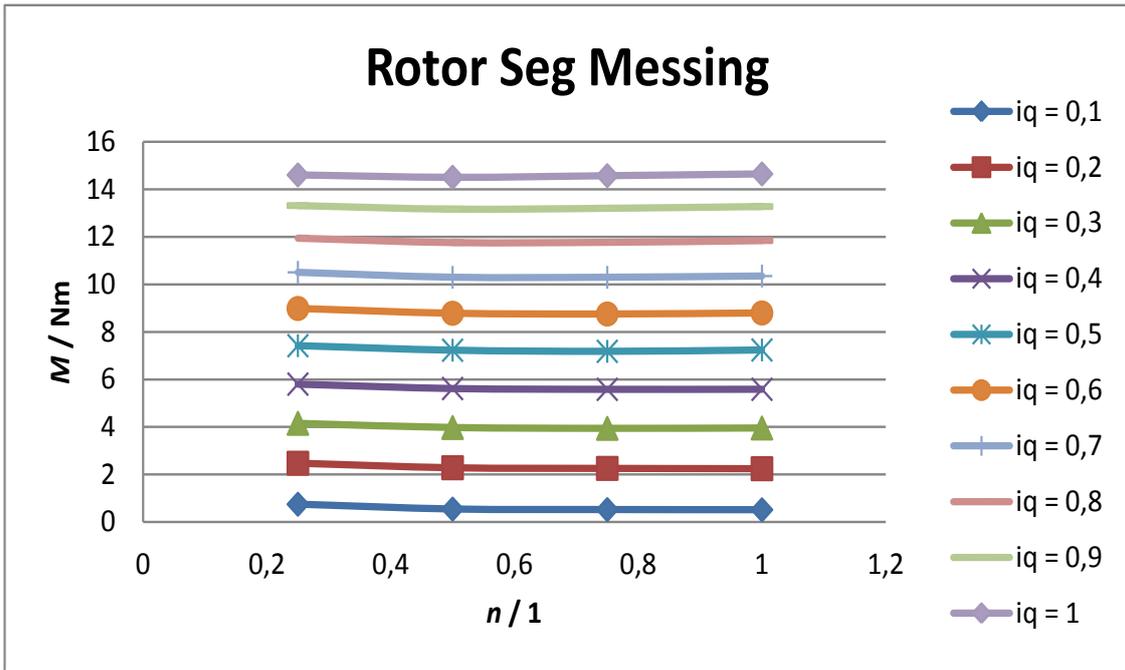


Abbildung 4.24.: Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Messing, Rotor Seg

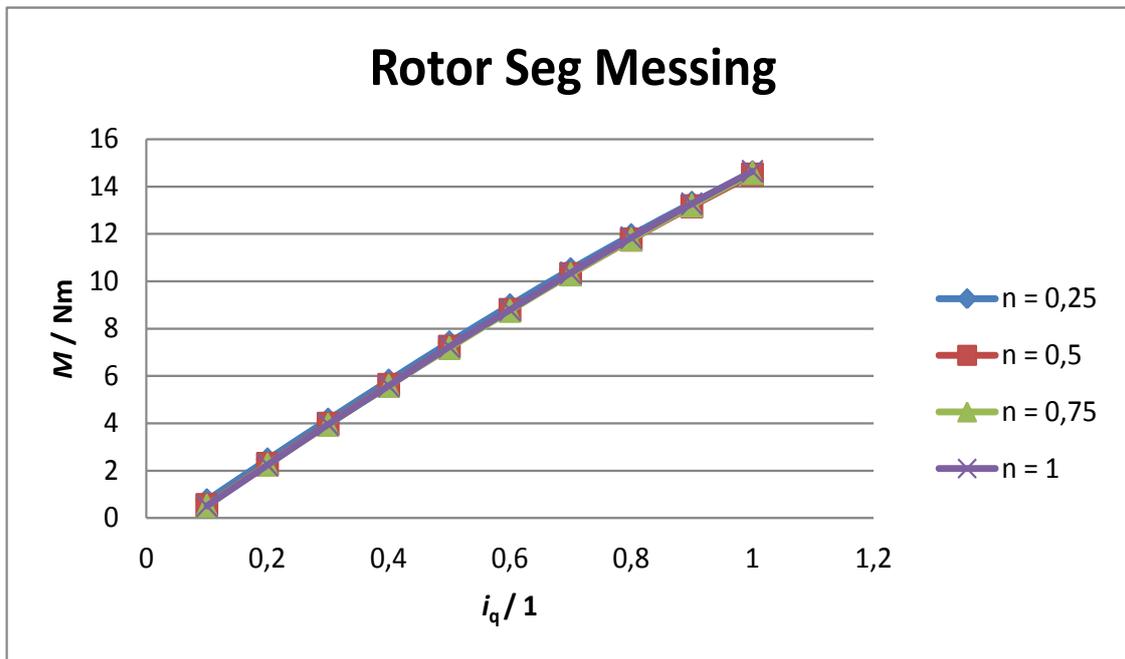


Abbildung 4.25.: Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Messing, Rotor Seg

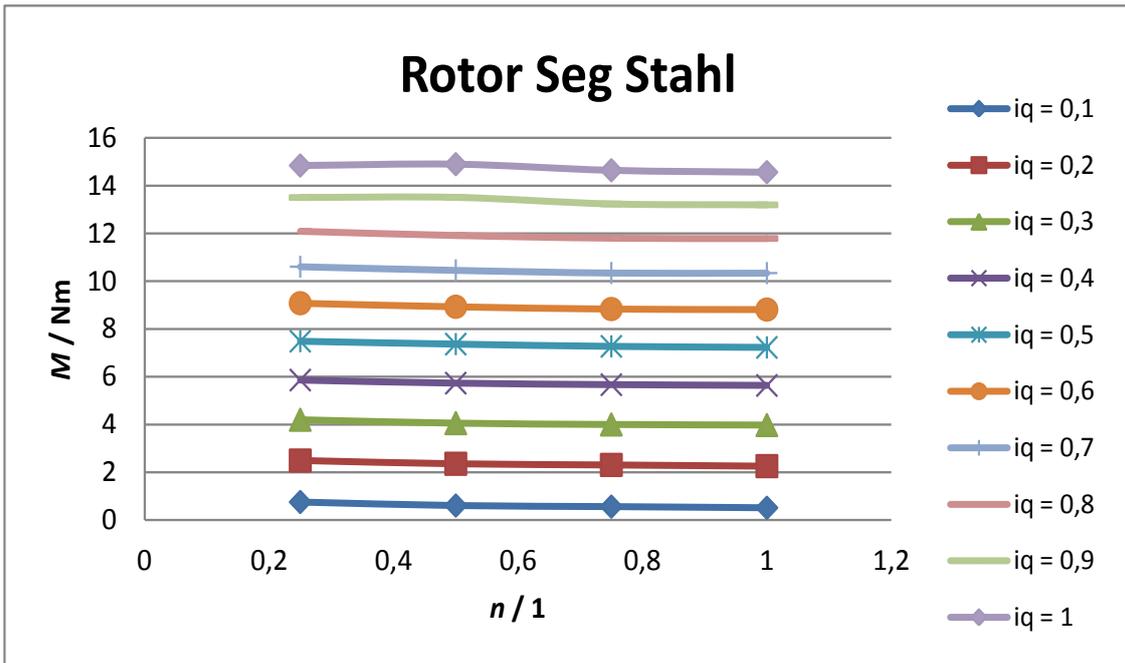


Abbildung 4.26.: Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Stahl, Rotor Seg

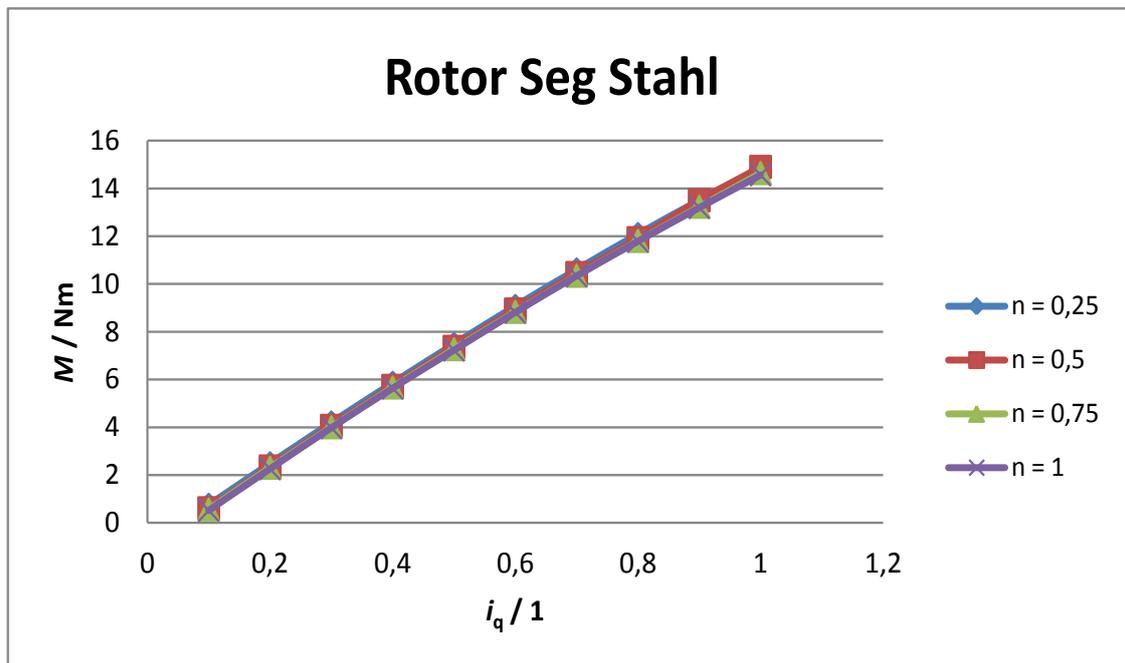


Abbildung 4.27.: Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Stahl, Rotor Seg

4.6.2. Vergleich Digiforce 9306 und digitaler Verstärker MVD 2620

Das Digiforce 9306 sollte eigentlich allein zur Kraftmessung und damit zur Bestimmung des Momentes verwendet werden, da es damit möglich war über den Nennstrom hinaus zu messen und die sich ergebende Kraft direkt auszuwerten, im Gegensatz zum digitalen Messverstärker MVD 2620 A. Aufgrund von Verfügbarkeitsproblemen des Digiforce 9306 wurde bei späteren Messungen letztlich auf das MVD 2620 A ausgewichen.

In den folgenden Abbildungen ist ersichtlich, dass es zu keinen nennenswerten Abweichungen bei der Messung des Momentes zwischen dem Digiforce 9306 und dem MVD 2620 A kam.

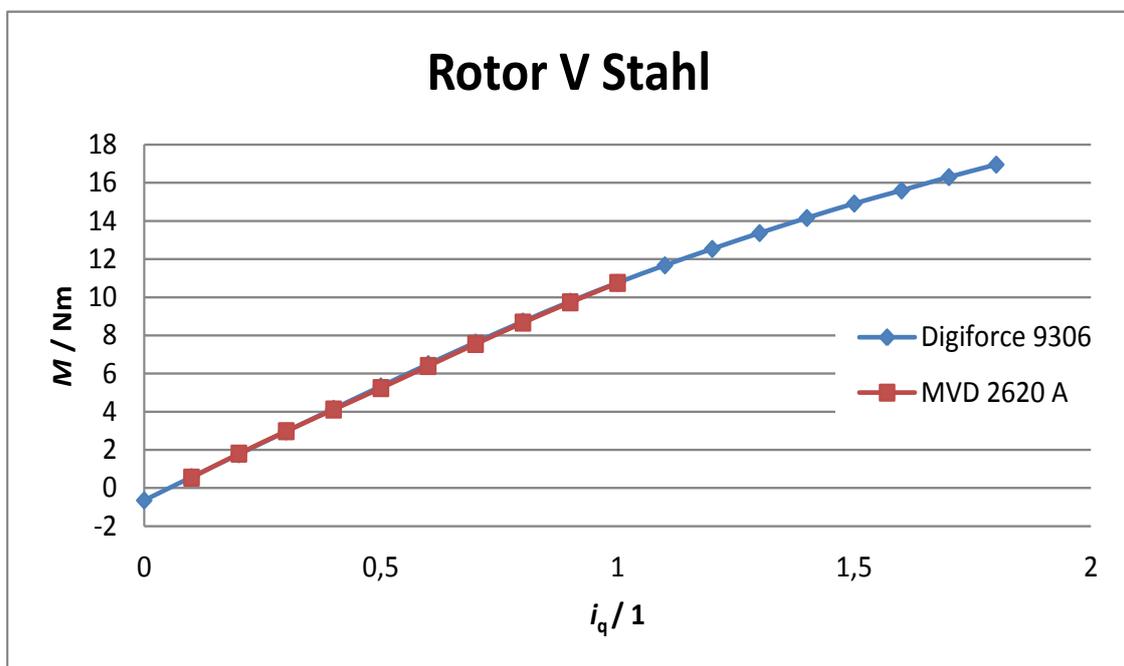


Abbildung 4.28.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,25$

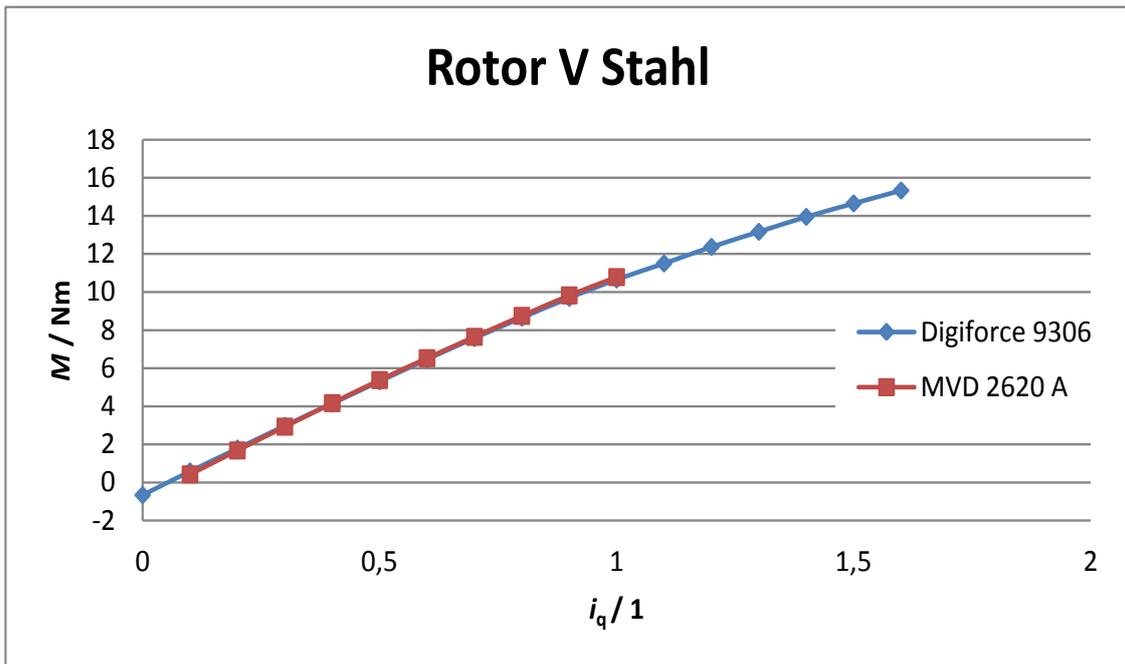


Abbildung 4.29.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD- 2620-A bei $n = 0,5$

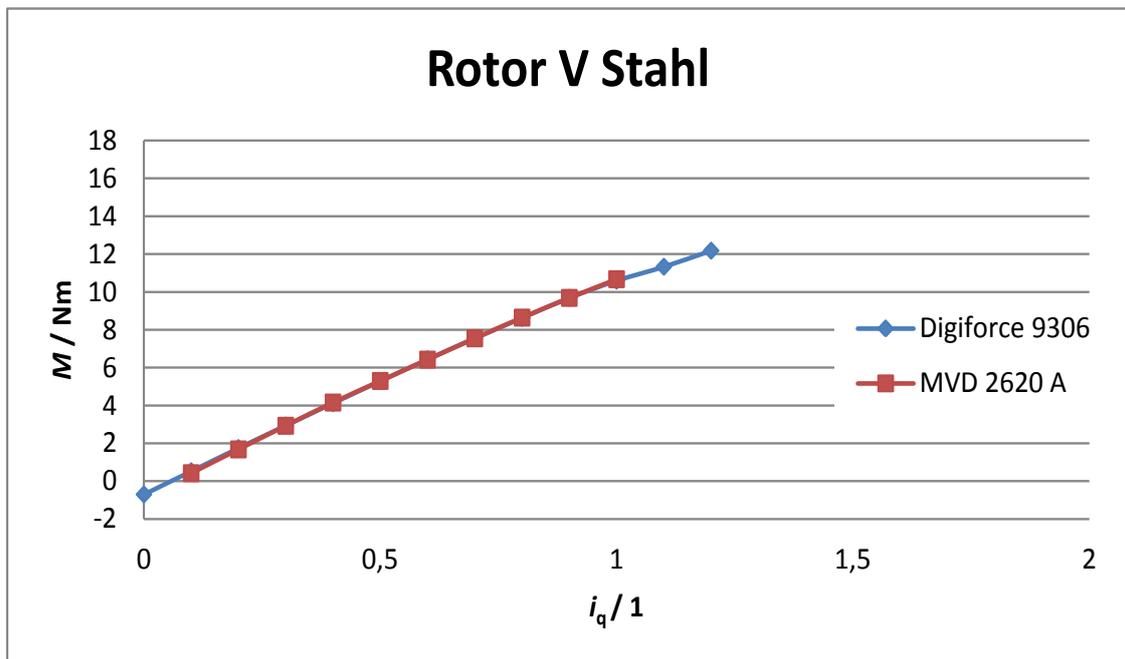


Abbildung 4.30.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,75$

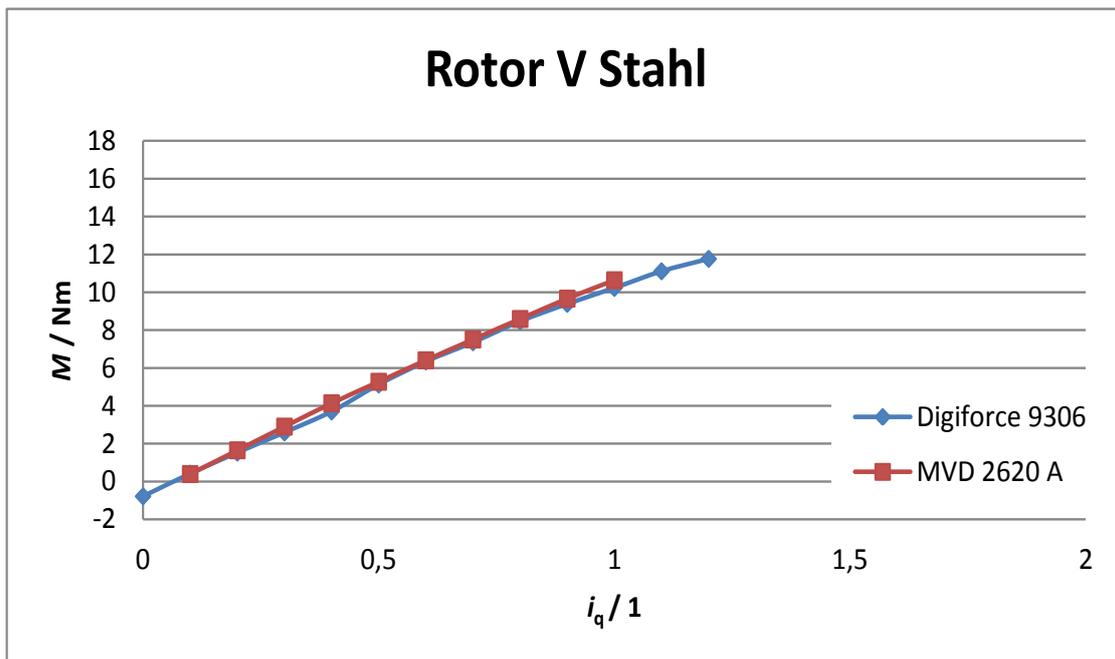


Abbildung 4.31.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 1$

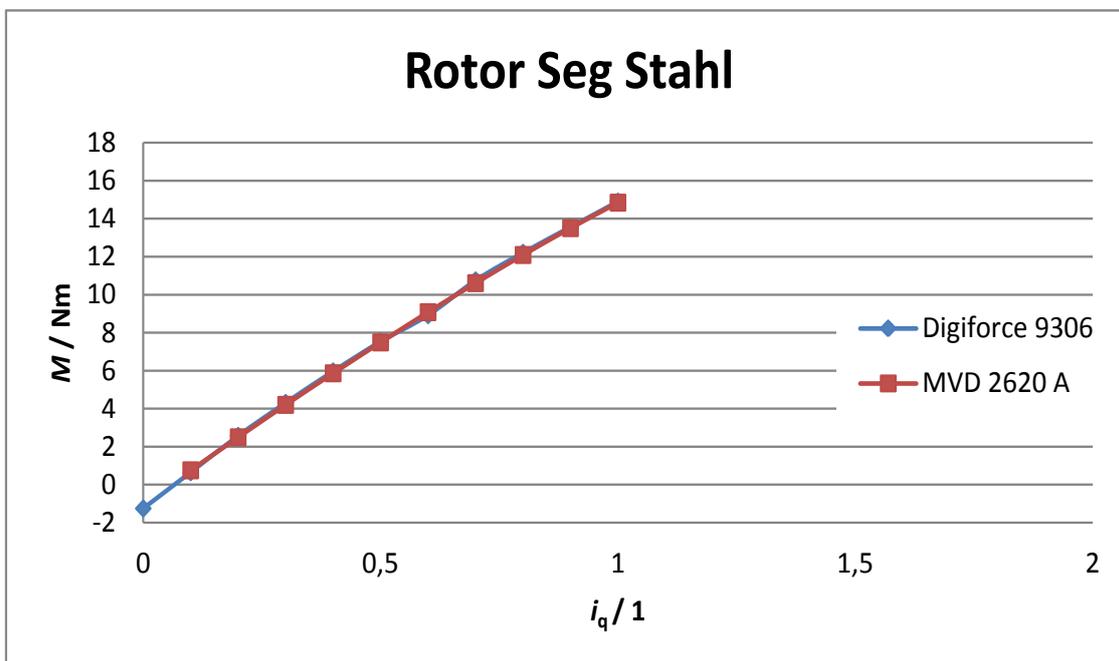


Abbildung 4.32.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,25$

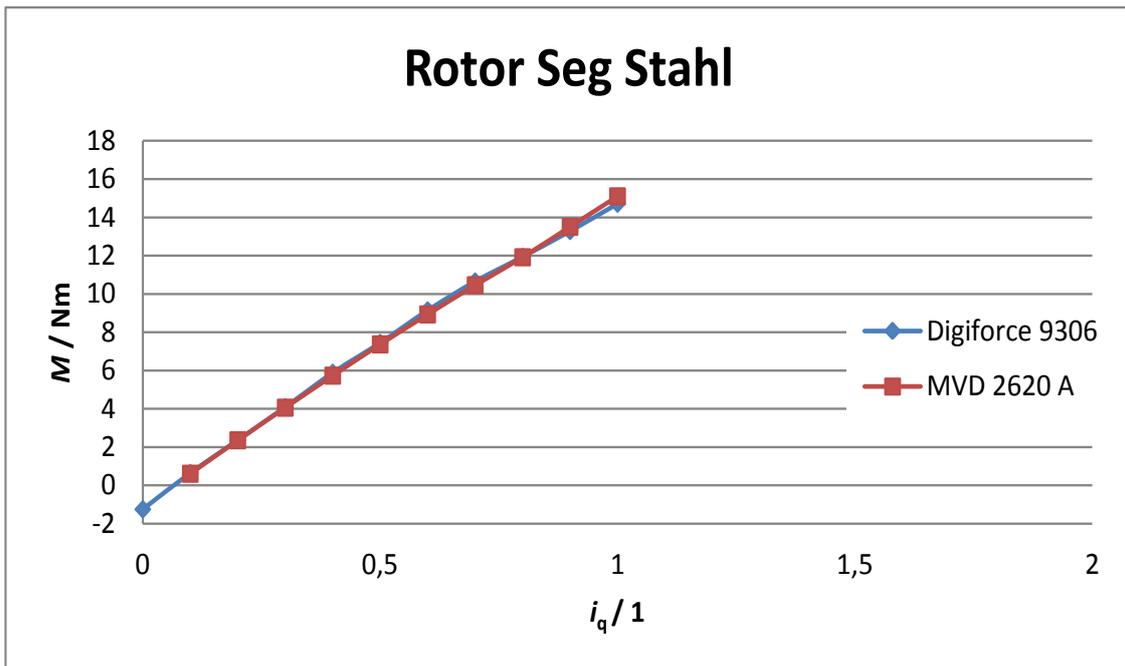


Abbildung 4.33.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,5$

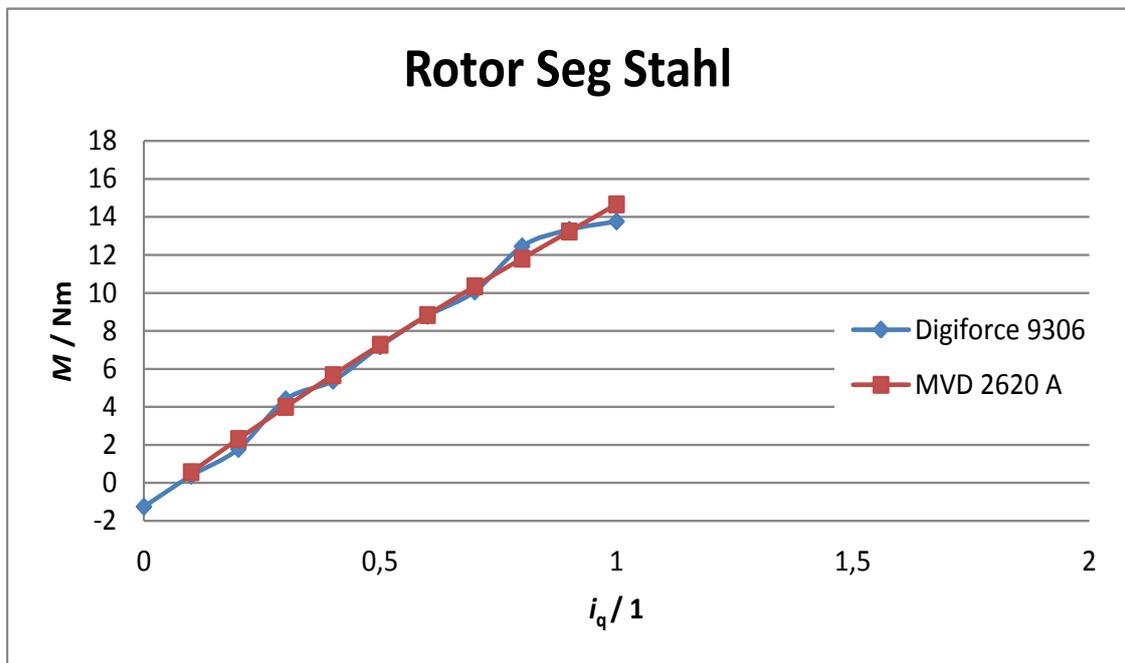


Abbildung 4.34.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,75$

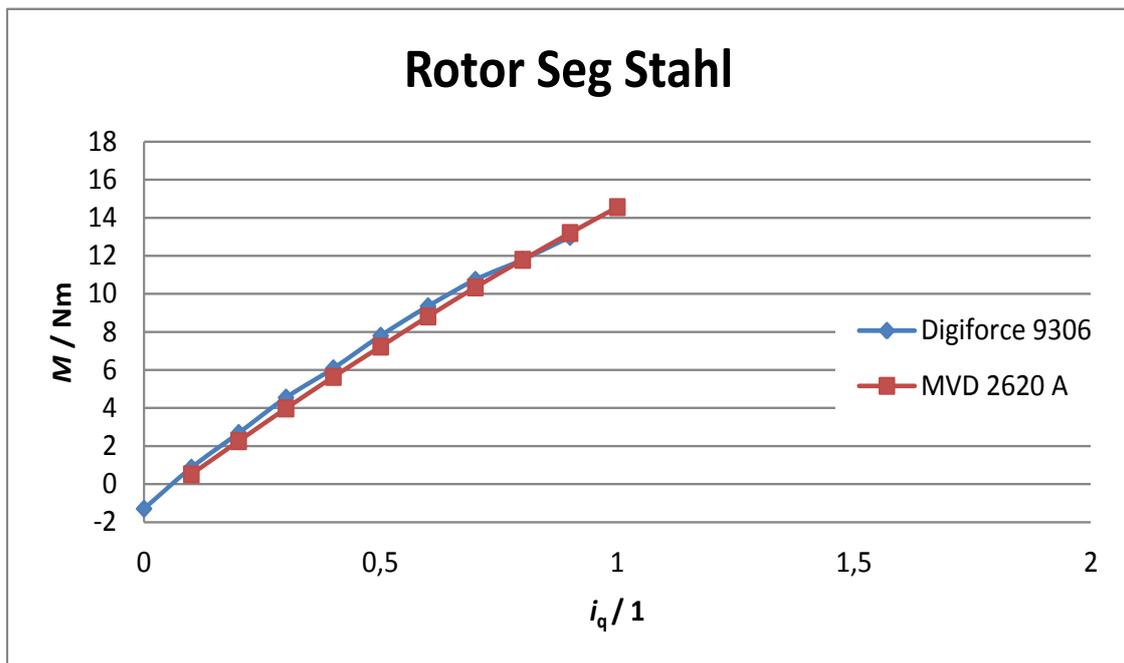


Abbildung 4.35.: Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 1$

4.7. Wirkungsgradbestimmung

In den Abbildungen 4.36 bis 4.39 sind die ermittelten Wirkungsgradverläufe der PSM mit den verschiedenen Rotor- und Schraubenvarianten dargestellt.

Auffällig ist, dass bei geringem Moment (kleinem Strom i_q) der Wirkungsgrad des Rotors mit eingebetteten Magneten sowohl mit Stahlschrauben als auch mit Messingschrauben etwas größer ist (im Bereich von 1 % bis 4 %) als der Wirkungsgrad des Rotors mit segmentierten Magneten, wobei der Rotor mit eingebetteten Magneten und mit Stahlschrauben den etwas besseren Wirkungsgrad besitzt. Ab dem Moment von ca. $M = 5$ Nm bzw. $i_q = 0,4$ ist der Wirkungsgrad des Rotors mit segmentierten Magneten größer, wobei der maximale Wirkungsgrad mit Stahlschrauben bei $n = 1$, $M = 11,8$ Nm ($i_q = 0,8$) ermittelt wurde und $\eta_{\text{mot,max}} = 84$ % (siehe Abbildung 4.39) ergab. Bei Nenndrehzahl $n = 1$ und Nennstrom $i_q = 1$ wurde der maximale Wirkungsgrad ebenfalls beim Rotoren mit segmentierten Magneten und Stahlschrauben festgestellt und betrug $\eta_{\text{mot}} = 83$ %.

Der größere Wirkungsgrad des Rotors mit eingebetteten Magneten bei kleinem i_q Strom lässt vermuten, dass die Verluste in diesem Fall geringer sind und erst bei $i_q = 0,4$ größer werden als beim Rotor mit segmentierten Magneten. Allerdings ist auch der maximal erreichte Wirkungsgrad von $\eta_{\text{mot,max}} = 84$ % nicht zufriedenstellend, folglich sind die Verluste auch beim Rotor mit segmentierten Magneten größer als angestrebt. Die Verluste werden näher im Kapitel 5 behandelt.

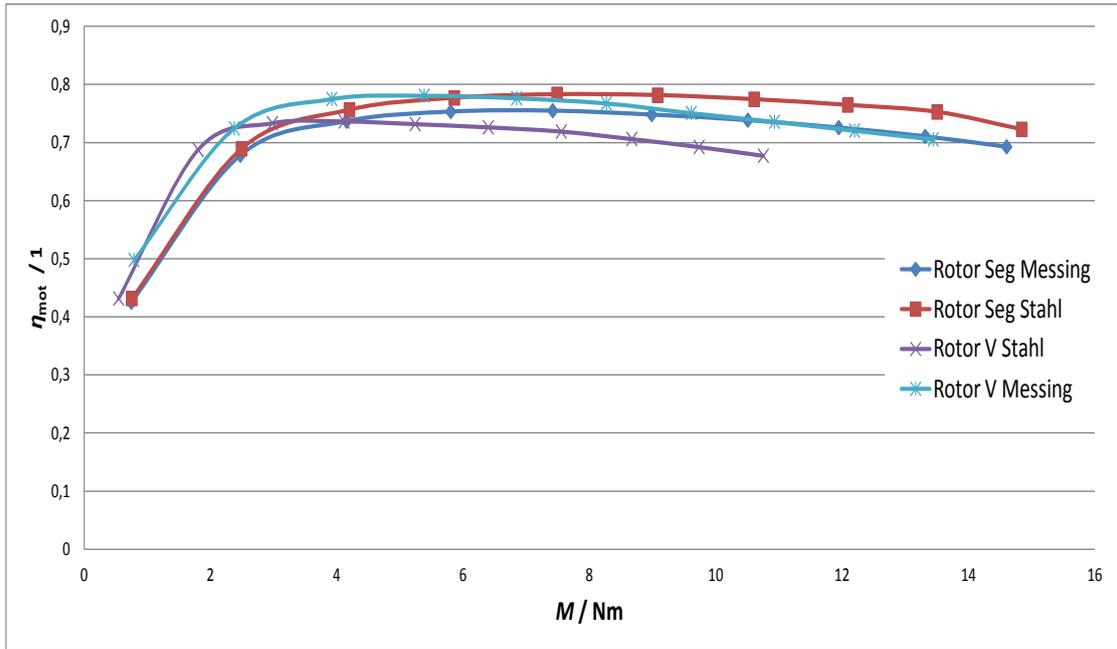


Abbildung 4.36.: Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 0,25$

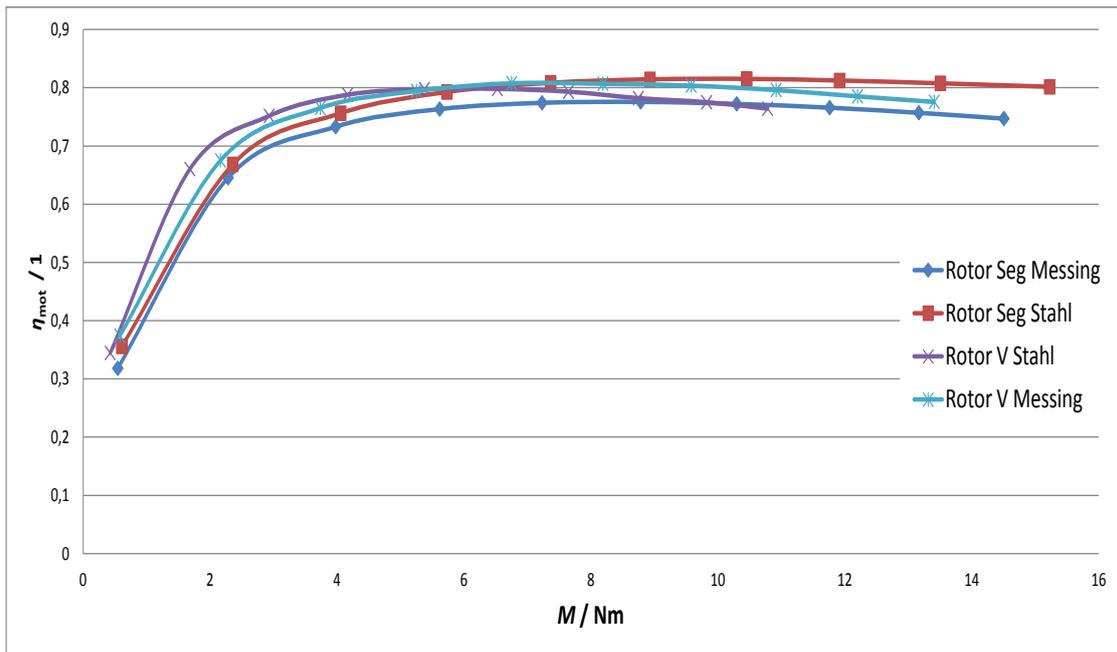


Abbildung 4.37.: Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 0,5$

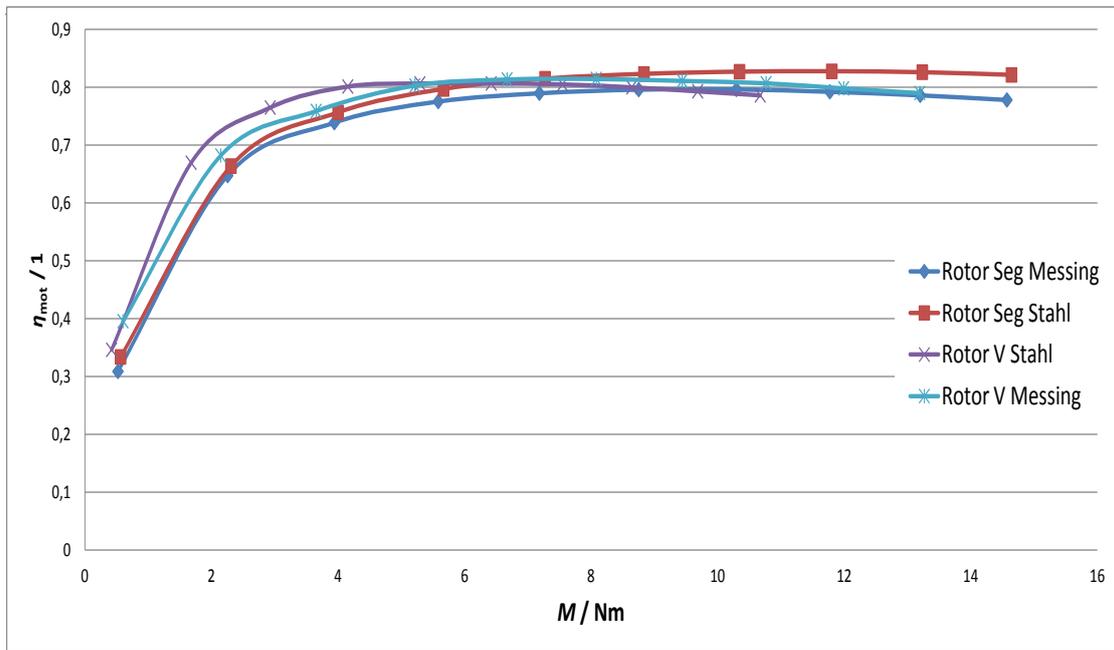


Abbildung 4.38.: Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 0,75$

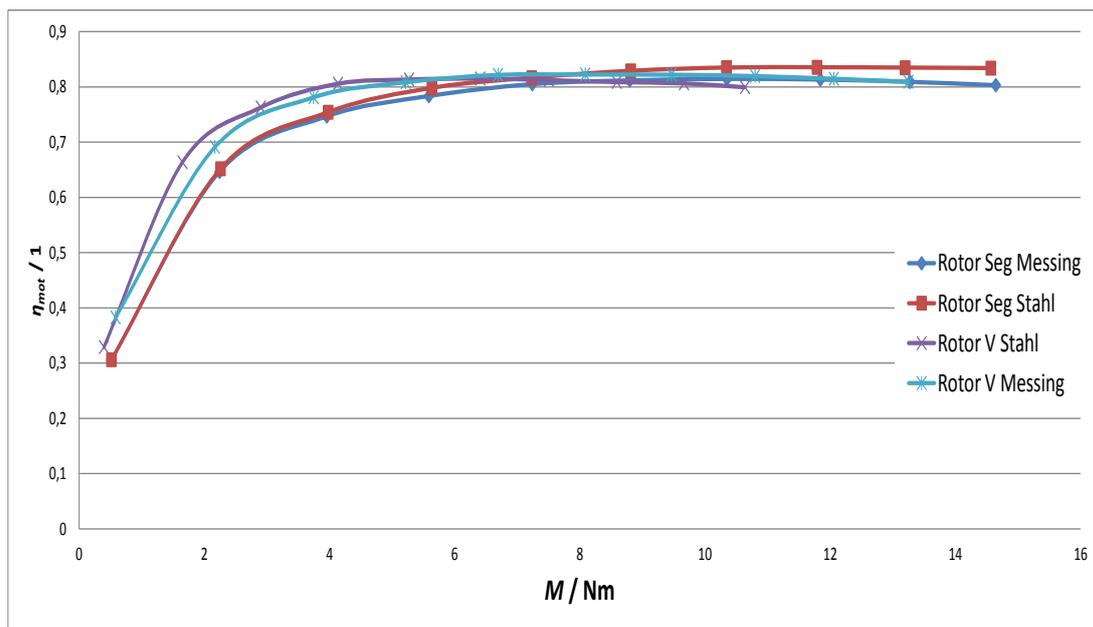


Abbildung 4.39.: Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 1$

5. Verluste einer permanentmagneterregten Synchronmaschine

Die folgende Theorie über die Verlustbestimmung in elektrischen Maschinen wurde zum großen Teil aus dem Werk „Berechnung elektrischer Maschinen“ von Gernar Müller, Karl Vogt und Bernd Ponick entnommen [3].

5.1. Einführung

Die entstehenden Verluste in einer permanentmagneterregten Synchronmaschine können gegliedert werden in:

1. Stromwärmeverluste (Kupferverluste)
2. Ummagnetisierungsverluste (Eisenverluste)
3. Rotorverluste
4. Zusatzverluste

5.1.1. Stromwärmeverluste

Die Stromwärmeverluste in einer PSM entstehen ausschließlich in den Statorwicklungen, dabei werden die Verluste eines Stranges durch die folgende Gleichung ermittelt.

$$P_{\text{Vcu}} = R(\theta) \cdot I^2 \quad (5.1)$$

$R(\theta)$temperaturabhängiger Strangwiderstand IEffektivwert des Stromes

Der temperaturabhängige Strangwiderstand kann durch folgende Gleichung ermittelt werden:

$$R(\theta) = R_0 \cdot (1 + \alpha_{\text{Cu}} \cdot \Delta T) \quad (5.2)$$

R_0Strangwiderstand bei Raumtemperatur

α_{Cu}Temperaturkoeffizient von Kupfer

$\Delta T = T_2 - T_1$ Temperaturdifferenz zwischen Wicklungstemperatur T_2 und Raumtemperatur T_1

Für eine symmetrische Wicklung mit m Strängen wird die Gleichung (5.1) erweitert auf [3, S.441]

$$P_{\text{vCu}} = m \cdot R(\theta) \cdot I^2 \quad (5.3)$$

5.1.2. Ummagnetisierungsverluste

Ummagnetisierungsverluste entstehen durch die Änderung des magnetischen Zustandes im Material und durch Induktion hervorgerufene Wirbelströme, d. h. die spezifischen Ummagnetisierungsverluste v_u setzen sich zusammen aus Hystereseverlusten v_{hyst} und Wirbelstromverlusten v_{wb} . Die allgemeine Berechnung erfolgt durch die Beziehung (5.4). [3, S.442 ff.]

$$P_{\text{vu}} = v_u \cdot m_{\text{Fe}} \quad (5.4)$$

$$v_u = v_{\text{hyst}} + v_{\text{wb}} \quad (5.5)$$

In der Praxis wird für die Berechnung der Hystereseverluste häufig mit folgender Näherungsformel gearbeitet

$$v_{\text{hyst}} = \sigma_{\text{hyst}1,5} \cdot \left(\frac{f}{50 \text{ Hz}} \right) \cdot \left(\frac{B_{\text{max}}}{1,5 \text{ T}} \right)^n \quad (5.6)$$

$\sigma_{\text{hyst}1,5}$ stellt den Materialkennwert für die spezifischen Hystereseverluste bei $f = 50$ Hz und $B_{\text{max}} = 1,5$ T dar und wird vom Hersteller angegeben. Der Wert des Exponenten n in Gleichung (5.6) ist abhängig von der Form der Hystereseschleife, als typischer Wert wird in der Praxis $n = 2$ angenommen.

Die Gleichung (5.6) berücksichtigt nur wechselnde Magnetisierung im Blech. Die elliptische Magnetisierung in Teilen des Blechs, die als Folge der Anisotropie des Blechs entsteht, wird mit einem Zuschlagsfaktor k_{hyst} berücksichtigt.

$$v_{\text{hyst}} = \sigma_{\text{hyst}1,5} \cdot k_{\text{hyst}} \cdot \left(\frac{f}{50 \text{ Hz}} \right) \cdot \left(\frac{B_{\text{max}}}{1,5 \text{ T}} \right)^n \quad (5.7)$$

Eine Angabe des typischen Wertes für den Zuschlagsfaktor ist kaum möglich, da der Wert stark abhängig ist von dem Schneidprozess des Blechs und der sich daraus ergebenden Blechgeometrie. [3, S.443 f]

Wirbelstromverluste entstehen als Folge der Induktion von Wirbelströmen im Blech, die letztlich zu Stromwärmeverlusten führen. In der Praxis werden die Wirbelstromverluste durch die Näherungsgleichung (5.8) ermittelt.

$$v_{\text{wb}} = \sigma_{\text{wb}1,5} \cdot \left(\frac{f}{50 \text{ Hz}} \right)^2 \cdot \left(\frac{B_{\text{max}}}{1,5 \text{ T}} \right)^2 \quad (5.8)$$

$\sigma_{\text{wb}1,5}$ stellt wieder den vom Hersteller angegebenen Materialkennwert bei $f = 50$ Hz und $B_{\text{max}} = 1,5$ T dar.

Vergleicht man Gleichung (5.7) mit Gleichung (5.8), so stellt man fest, dass die Wirbelstromverluste quadratisch mit der Frequenz f zunehmen im Gegensatz zu Hystereseverlusten, die linear mit der Frequenz f zunehmen. Zur Berücksichtigung der Induktion, elliptischer Magnetisierung und zusätzlicher Wirbelstrombahnen, die bei fehlerhafter Blechisolierung entstehen können, wird der Aufschlagfaktor k_{wb} der Gleichung (5.8) zugefügt.

$$v_{\text{wb}} = \sigma_{\text{wb}1,5} \cdot k_{\text{wb}} \cdot \left(\frac{f}{50 \text{ Hz}} \right)^2 \cdot \left(\frac{B_{\text{max}}}{1,5 \text{ T}} \right)^2 \quad (5.9)$$

5.1.3. Rotorverluste

Die Rotorverluste einer PMSM setzen sich zusammen aus

- Ummagnetisierungsverlusten
- Stromwärmeverlusten
- Reibungsverlusten

Die Stromwärmeverluste im Rotor treten durch die in die Permanentmagnete und das Rotorblech induzierten Wirbelströme auf. Diese können kaum sinnvoll getrennt werden, da der Wechselanteil der magnetischen Flussdichte im Magneten relativ klein ist.

Reibungsverluste entstehen durch Lagerreibung und Luftreibung im Luftspalt und an den Stirnflächen des Rotors, sowie durch eventuell vorhandene Lüfter.

5.1.4. Zusatzverluste

Neben den angeführten Grundverlusten, gibt es noch eine Vielzahl an Zusatzverlusten von denen hier einige aufgezählt werden [3, S.453 ff.]. Sie werden in dieser Arbeit jedoch nicht weiter berücksichtigt, da diese aus Zeitgründen und auf Grund technischer Probleme nicht ermittelt werden konnten.

- Zusätzliche Verluste durch Oberwellen im Luftspaltfeld
 - Oberflächenverluste durch NutungsOberwellen
 - Oberflächenverluste durch WicklungsOberwellen
 - Pulsationsverluste¹
- Zusätzliche Verluste in den Ständerwicklungen durch Oberschwingungen des speisenden Stroms
- Ummagnetisierungsverluste im Ständer durch Oberschwingungen der Versorgungsspannung
- Zusätzliche Verluste durch Stromverdrängung in den Wicklungen

¹Pulsationsverluste treten in Statorzähnen auf, indem sich Luftspaltfelder eines Hauptelements über die Statorzähne im anderen Hauptelement schließen

- Ummagnetisierungsverluste im Gehäuse
- Wirbelstromverluste in tragenden oder abdeckenden Konstruktionsteilen

5.2. Ermittlung der Verluste

5.2.1. Stromwärmeverluste

Zur Ermittlung der Stromwärmeverluste wurde wieder das DEWE-2600 verwendet. Die Gleichung (5.1) zur Ermittlung der Stromwärmeverluste wurde entsprechend für jede Phase in das DEWE-2600 eingegeben, d. h.

$$P_{\text{vCu},1} = R(\theta) \cdot I_1^2 \quad (5.10)$$

$$P_{\text{vCu},2} = R(\theta) \cdot I_2^2 \quad (5.11)$$

$$P_{\text{vCu},3} = R(\theta) \cdot I_3^2 \quad (5.12)$$

Mit den Gleichungen (5.10), (5.11) und (5.12) folgt für die gesamten Stromwärmeverluste

$$P_{\text{vCu},\text{gesamt}} = P_{\text{vCu},1} + P_{\text{vCu},2} + P_{\text{vCu},3} \quad (5.13)$$

Der temperaturabhängige Widerstand $R(\theta)$ wurde mit Hilfe der Gleichung (5.2) bestimmt, indem die Gleichung in das DEWE-2600 eingegeben wurde. Dabei wurde für den Temperaturkoeffizienten $\alpha_{\text{Cu}} = 3,9 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{K}}$, für den Strangwiderstand bei Raumtemperatur $R_0 = 0,0625 \Omega$ und für die Temperaturdifferenz $\Delta T = T_2 - T_1$, mit der entsprechenden Raumtemperatur $T_1 = 22 \text{ }^\circ\text{C}$, eingesetzt. Die Wicklungstemperatur T_2 wurde während des Messversuchs in Echtzeit mit Hilfe von Thermoelementen gemessen, wobei die simultan gemessenen Temperaturwerte der verschiedenen Thermoelemente über das PAD-CB8-J-P2 von Dewetron direkt an das DEWE-2600 weitergeleitet wurden.

Stromwärmeverluste bei der Verwendung des Rotors mit eingebetteten Magneten

In den Abbildungen 5.1 und 5.2 werden die Messergebnisse der Stromwärmeverluste bei der Verwendung des Rotors mit eingebetteten Magneten dargestellt, wobei der i_q Strom von 0,1 bis 1 erhöht wurde. Im Sinne der Vollständigkeit wurde die Messung jeweils mit Stahl- und Messingschrauben durchgeführt, wobei sich hier keine (außer temperaturbedingt) Unterschiede ergeben sollten.

Die in den Abbildungen 5.1 und 5.2 erkennbaren leichten Unterschiede der Stromwärmeverluste bei $i_q = 0,9$ und $i_q = 1$, $P_{V_{Cu}} = 103 W$ bei Messingschrauben und $P_{V_{Cu}} = 101 W$ bei Stahlschrauben bei Nennstrom $i_q = 1$, sind nicht auf die unterschiedlichen Schrauben zurückzuführen sondern auf den Einfluss des temperaturabhängigen Widerstandes $R(\theta)$, da die Messungen bei nicht exakt gleichen Temperaturen des Motors durchgeführt wurden.

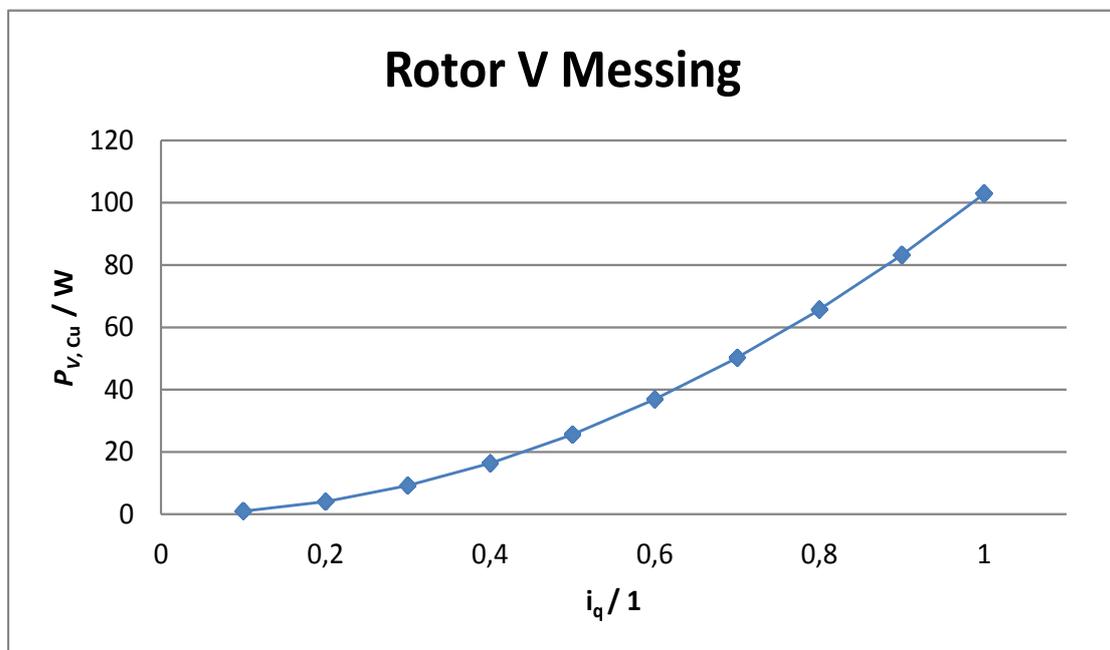


Abbildung 5.1.: Stromwärmeverluste mit Rotor V; Messing; $n = 0,75$

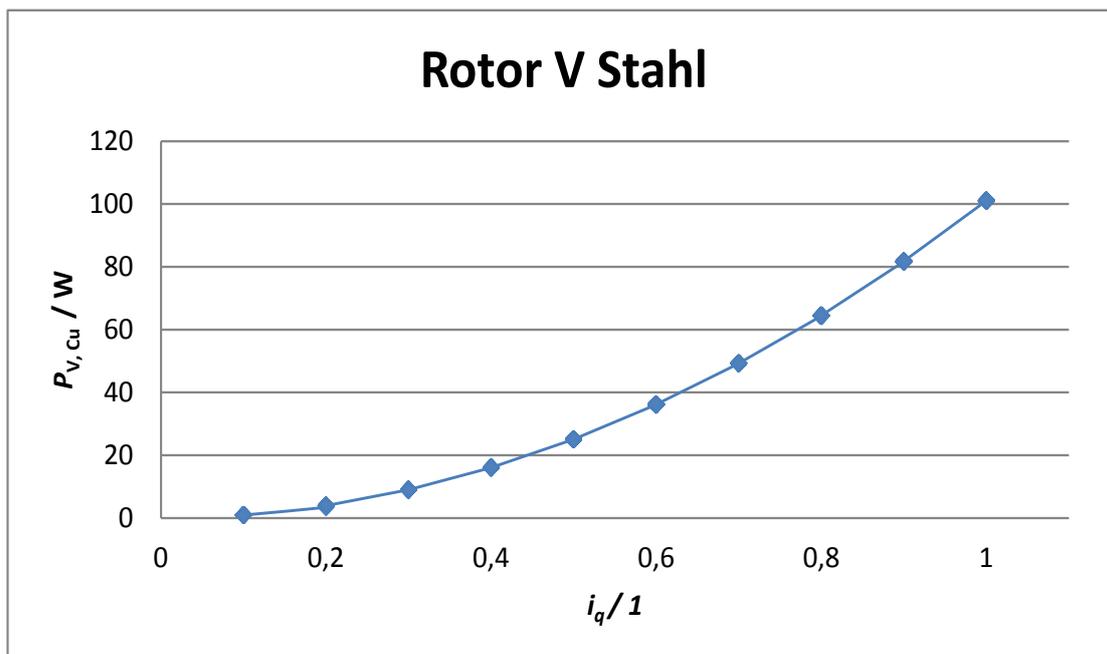


Abbildung 5.2.: Stromwärmeverluste mit Rotor V; Stahl; $n = 0,75$

Stromwärmeverluste bei der Verwendung des Rotors mit segmentierten Magneten

Im Sinne der Vollständigkeit wurden bei Verwendung des Rotors mit segmentierten Magneten die gleichen Messungen noch einmal wiederholt.

Bei der Ermittlung der Stromwärmeverluste bei Verwendung des Rotors mit segmentierten Magneten musste aus Verfügbarkeitsgründen die Versorgung des Umrichters durch das Netzgerät mit einem Transformator ersetzt werden. Während der Messung kam es beim Nennstrom $i_q = 1$ wegen Instabilitäten der Versorgung zu Fehlermeldungen, weshalb der i_q Strom nur bis zum Wert $i_q = 0,9$ erhöht werden konnte und die Stromwärmeverluste bei Nennstrom nicht gemessen werden konnten.

Beim Vergleich der Abbildungen 5.3 bzw. 5.4 mit den Abbildungen 5.1 bzw. 5.2 ist erkennbar, dass sich der Verlauf der Stromwärmeverluste über den Strom i_q bei der Verwendung der zweiten Rotorgeometrie wie erwartet, nicht verändert hat.

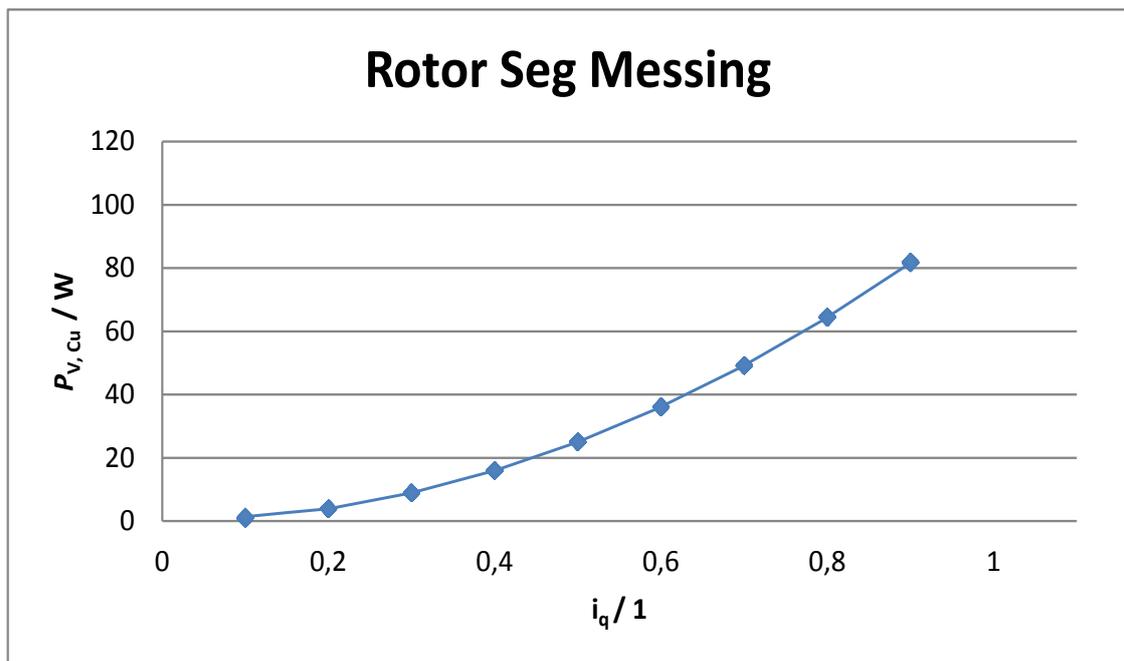


Abbildung 5.3.: Stromwärmeverluste mit segmentierten Rotor, Messing, $n = 0,75$

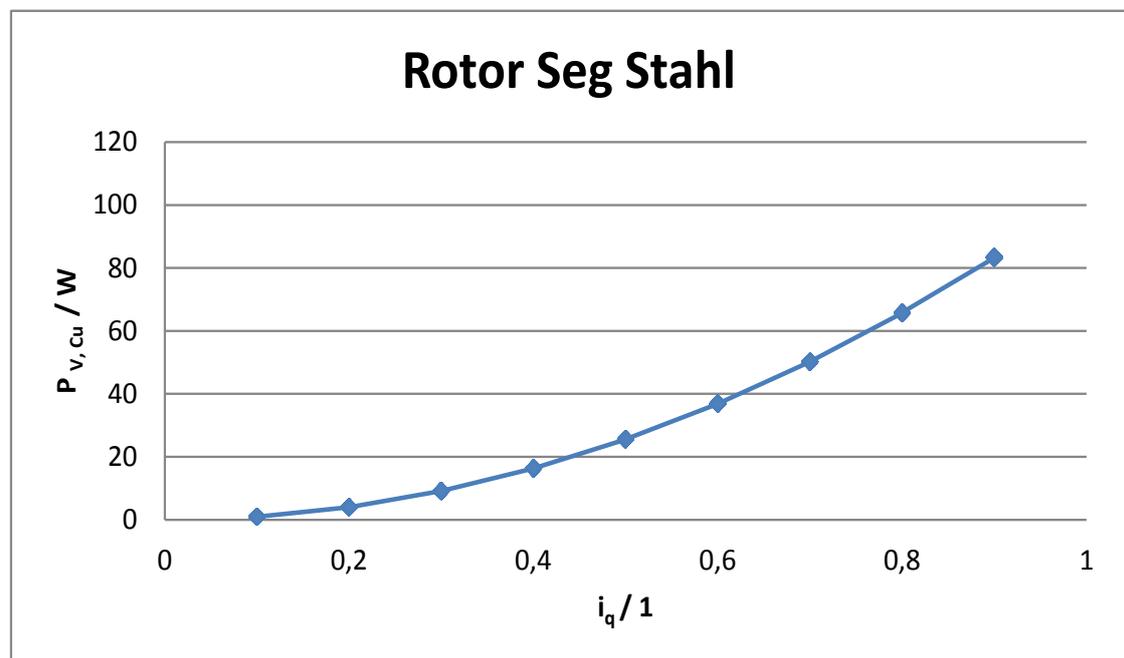


Abbildung 5.4.: Stromwärmeverluste mit segmentierten Rotor, Stahl, $n = 0,75$

5.2.2. Ummagnetisierungsverluste

Während der Messversuche zur Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste fiel bei der Auswertung der Messergebnisse auf, dass bei jedem Rotor Wechsel die Reibungsverluste unterschiedliche Werte annahmen. Die Auswertung der Messergebnisse des Auslaufversuches bei der Verwendung des Rotors mit Magneten und ohne Magnete ergab ebenfalls unrealistische Werte. Der Auslauf des Rotors ohne Magnete dauerte bis zum völligen Stillstand nur eine Sekunde länger als der des Rotors mit Magnete. Daraus folgte, dass der Reibungsanteil des Rotors ohne Magnete viel zu groß und vor allem nicht eindeutig bestimmbar war um die Reibungsverluste von den Eisenverlusten sinnvoll trennen zu können. Dies war auf ein mechanisches Problem zurückzuführen wobei die Vermutung bestand, dass es sich um einen Fehler in der Motorkonstruktion handelt, der während dieser Arbeit nicht weiter ermittelt werden konnte. Daher wird im Folgenden nur die Vorgangsweise zur Ermittlung der Ummagnetisierungsverluste beschrieben ohne die daraus gewonnenen Messergebnisse quantitativ zu diskutieren.

Zur Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste wurde folgende Methode gewählt:

1. Hochlauf- und Auslaufversuch mit Magnete im Rotor (zur Bestimmung der Leerlaufverluste)
2. Auslaufversuch ohne Magnete im Rotor (zur Bestimmung der Reibungsverluste)
3. Trennung der Eisenverluste und Reibungsverluste
4. Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste aus den Eisenverlusten

Auslaufversuch mit Magneten im Rotor

Der Auslaufversuch mit Magneten im Rotor wurde mit Hilfe eines Drehzahlreglers durchgeführt. Dabei wurde der Motor auf Nenndrehzahl hochgefahren, danach die PWM gesperrt und die Werte für den Winkelverlauf im RAM Speicher des Prozessors aufgezeichnet. Diese Winkelwerte wurden dann mit der Hilfe von MATLAB weiterverarbeitet und geplottet und man erhielt einen Winkelverlauf über die Zeit.

Zusätzlich zu diesem Auslaufversuch wurde noch ein Hochlaufversuch durchgeführt. Aus den Messergebnissen beider Versuche ist es möglich durch iterative Verfahren das Trägheitsmoment $\tau_{\text{mechanisch}}$ und das Gegen- bzw. Reibmoment M_R , aus dem dann die Leerlaufverluste bestimmt werden können, zu bestimmen. Zur Durchführung des Hochlaufversuches war es nötig einen Drehzahlregler mit Beobachter zu implementieren. Bis zum Erreichen der Nenndrehzahl $n = 1$ (ab diesem Zeitpunkt Sperren der PWM) wurde

dann der Winkelverlauf bzw. die Winkelgeschwindigkeit aufgenommen und im RAM gespeichert, um dann durch MATLAB weiterverarbeitet und bildlich dargestellt zu werden.

Das Trägheitsmoment kann weiters durch die Geometrie und verwendeten Materialien berechnet werden. Das so bestimmte Trägheitsmoment kann dann als ein Vergleich mit dem aus dem Hoch- und Auslaufversuch bestimmten Trägheitsmoment herangezogen werden. Bei dem gegebenen Motor wurde die Formel für das Trägheitsmoment eines Hohlzylinders der um seine Symmetrieachse rotiert verwendet.

$$\theta = m \cdot \frac{D^2 + d^2}{2} \quad (5.14)$$

D....Außendurchmesser des Hohlzylinders

d....Innendurchmesser des Hohlzylinders

Die Masse des Motors m kann mit

$$m = \rho \cdot V \quad (5.15)$$

bestimmt werden. Das Volumen eines Hohlzylinders wird mit

$$V = \frac{\pi \cdot h}{4} \cdot (D^2 - d^2) \quad (5.16)$$

berechnet.

Auslaufversuch ohne Magneten im Rotor

Dieser Versuch wurde ähnlich wie der Auslaufversuch mit Magneten im Rotor durchgeführt. Da in diesem Fall keine Magnete im Rotor vorhanden waren, wurde der Motor als Reluktanzmaschine bis zur Nenndrehzahl $n = 1$ hochgefahren und danach wieder die PWM gesperrt und der Winkelverlauf aufgenommen. Es sollte dann möglich sein durch den Vergleich des daraus ermittelten Winkelverlaufes mit dem Winkelverlauf beim Rotor mit Magneten die Reibungsverluste von den Eisenverlusten zu trennen.

Alternative Möglichkeit zur Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste

Im zuvor beschriebenen Vorgang zur Verlustbestimmung waren die Magnete im Rotor schon eingebaut, weshalb insbesondere zur Bestimmung des Trägheitsmoments und der Reibungsverluste improvisiert werden musste, was letztlich entsprechende Ungenauigkeiten bei der Verlustbestimmung ergibt. Eine Möglichkeit dies zu umgehen ist, wenn man den Auslaufversuch bei noch nicht eingebauten Magneten durchführt und somit direkt die Reibungsverluste erhält. Ein Nachteil dieser Methode ist allerdings, dass vorher ein CAD Modell des Motors zur Bestimmung des Trägheitsmoments realisiert werden muss. Somit ist eine weitere Möglichkeit praktisch Ummagnetisierungsverluste zu bestimmen mit der folgenden Vorgehensweise gegeben:

1. Auslaufversuch mit Rotor ohne Magnete (Reibungsverluste)
2. Leerlaufversuch mit Rotor mit Magneten (Leerlaufverluste)
3. Trennung der Eisenverluste und Reibungsverluste

Auslaufversuch mit Rotor ohne Magneten

Während des Auslaufversuches mit dem Rotor ohne Magnete wird die Drehzahl über die Zeit gemessen $n(t)$. Das Trägheitsmoment C wird über ein CAD Modell des Motors berechnet. Somit können die Reibungsverluste V_{Rb} auf folgende Weise bestimmt werden:

$$V_{\text{Rb}}(n) = -C \cdot n(t) \cdot \frac{dn(t)}{dt} \quad (5.17)$$

$$C = \frac{4\pi^2 \cdot \tau_{\text{mechanisch}}}{60^2} \quad (5.18)$$

$$V_{\text{Rb}}(n) = a \cdot n^2 + b \cdot n \quad (5.19)$$

Leerlaufversuch mit Rotor mit Magneten

Mit dem Leerlaufversuch mit dem Rotor mit Magneten können die Leerlaufverluste bestimmt werden. Mit den aus dem vorherigen Versuch bestimmten Reibungsverlusten

können damit die Eisenverluste auf folgende Weise berechnet werden:

$$P_{\text{mech}}(n) = V_{\text{LL}} = V_{\text{Rb}}(n) + V_{\text{Fe}}(n) \quad (5.20)$$

Nach Umformen folgt aus Gleichung 5.20

$$V_{\text{Fe}}(n) = V_{\text{LL}}(n) - V_{\text{Rb}}(n) \quad (5.21)$$

$$V_{\text{Fe}}(n) = a \cdot n^2 + b \cdot n \quad (5.22)$$

$a \cdot n^2$ entspricht dabei den Wirbelstromverlusten V_{wb} und $b \cdot n$ den Hystereseverlusten V_{hyst} .²

Leerlaufverluste

Wie schon beschrieben, setzen sich die Leerlaufverluste V_{LL} aus Eisenverlusten V_{Fe} und Reibungsverlusten V_{Rb} zusammen. Mit Hilfe der Beziehung

$$V_{\text{LL}} = P_{\text{mech}} = \frac{M_{\text{LL}} \cdot 2\pi n}{60} \quad (5.23)$$

können die Leerlaufverluste berechnet werden. Das Gegenmoment M_{LL} wurde schon, ohne es explizit gesagt zu haben, während der Kraftmessung mit dem Digiforce 9360 bei $i_{\text{q}} = 0$ bestimmt (siehe Kapitel 4.6.2). Das mit der Hilfe von Digiforce 9360 ermittelte Moment bei der Verwendung des Rotors mit segmentierten Magneten und des Rotors mit eingebetteten Magneten bei den Drehzahlen $n = 0; 0,25; 0,5; 0,75; 1$ ist in den Abbildungen 5.5 und 5.6 dargestellt.

Auffällig ist, dass das Gegenmoment beim Rotor mit segmentierten Magneten eindeutig größer ist als beim Rotor mit eingebetteten Magneten. Dies sollte sich dementsprechend auch auf die Leerlaufverluste auswirken.

²Nach einer kurzen einfachen Rechnung erhält man ausgehend von der Beziehung $\omega_{\text{elektrisch}} = p \cdot \omega_{\text{mechanisch}}$ den Zusammenhang zwischen der Frequenz und der Drehzahl $f = p \cdot n$, wodurch die Verlustzuordnung in 5.22 deutlich wird.

Mit dem ermittelten Gegenmoment M_{LL} war es nun möglich die Leerlaufverluste über der Drehzahl zu bestimmen, die Ergebnisse sind in den Abbildungen 5.7 und 5.8 dargestellt. Die Leerlaufverluste V_{LL} bei Nenndrehzahl $n = 1000 \frac{U}{\text{min}}$ betragen beim Rotor mit eingebetteten Magneten und Stahlschrauben 82 W, beim Rotor mit segmentierten Magneten 135,5 W. Eine Vermutung warum die Leerlaufverluste beim Rotor mit segmentierten Magneten so viel größer sind als beim Rotor mit eingebetteten Magneten ist der wesentlich höhere Fluss bei dem Rotor mit segmentierten Magneten, da beim Rotor mit eingebetteten Magneten der Fluss durch die Streuung geschwächt wird.

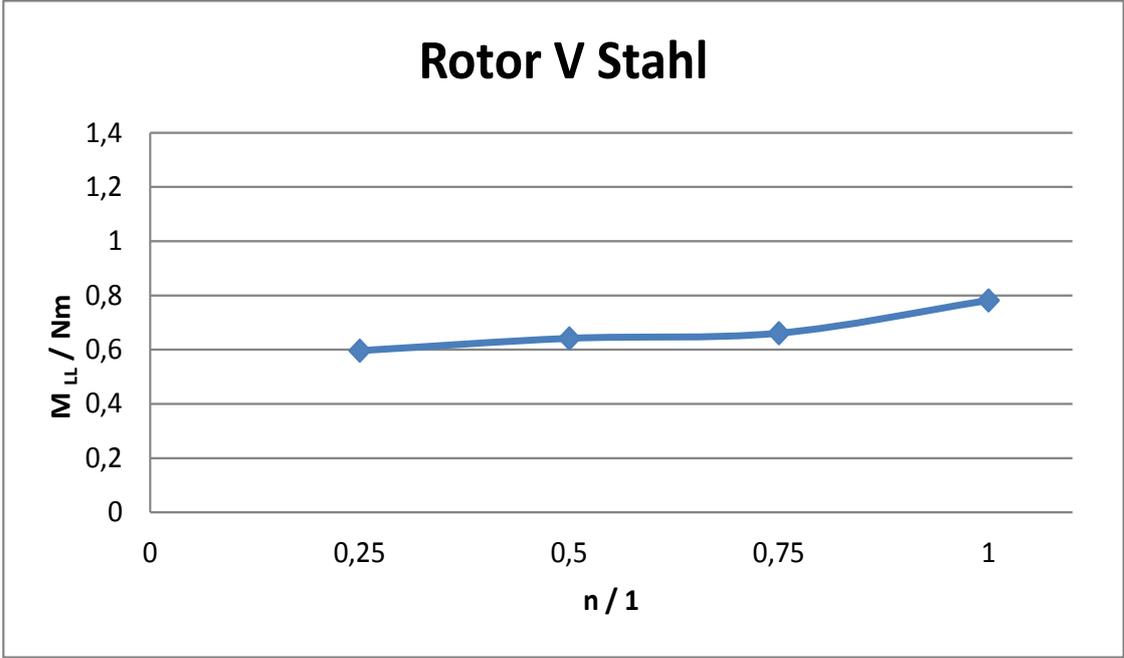


Abbildung 5.5.: Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor V Stahl

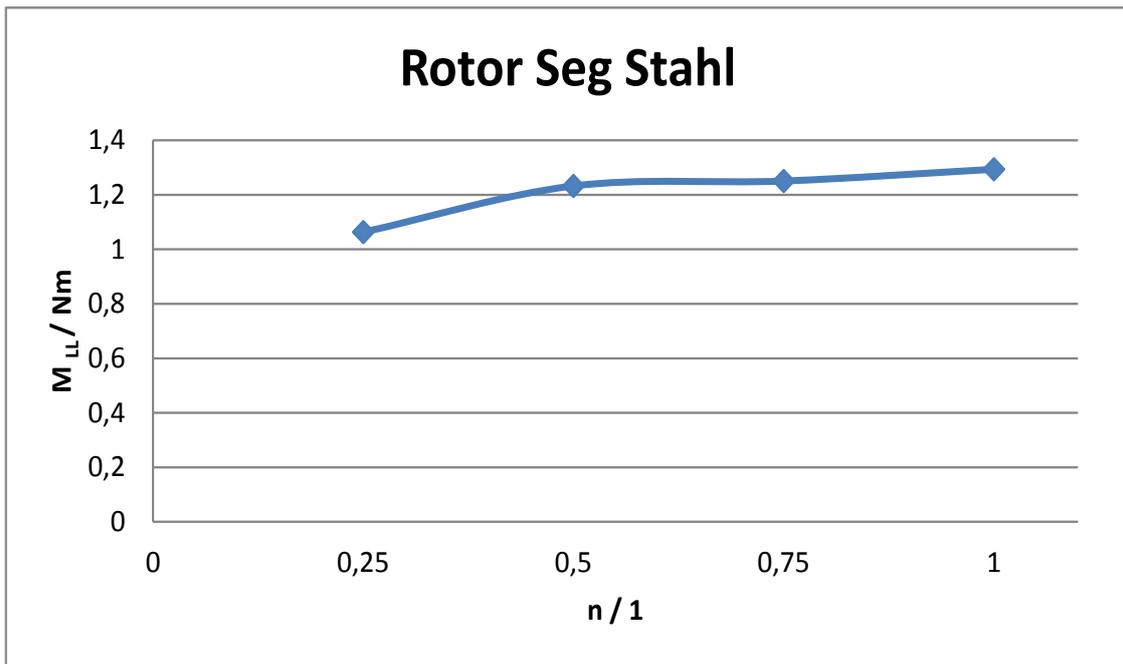


Abbildung 5.6.: Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor Seg Stahl

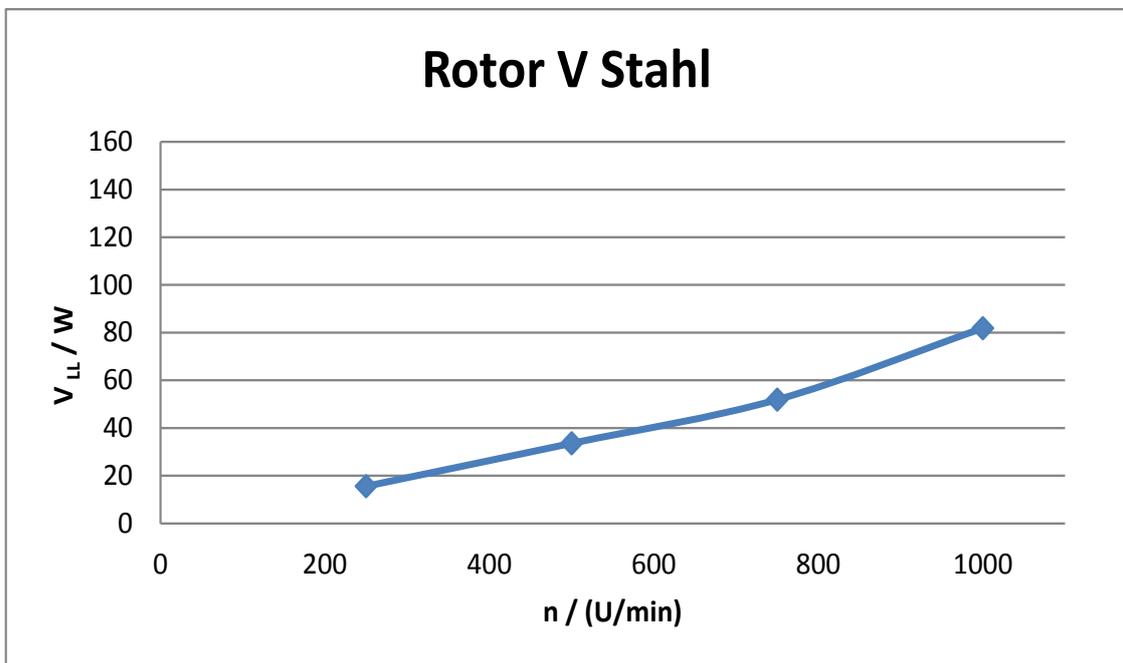


Abbildung 5.7.: Leerlaufverluste über der Drehzahl, Rotor V Stahl

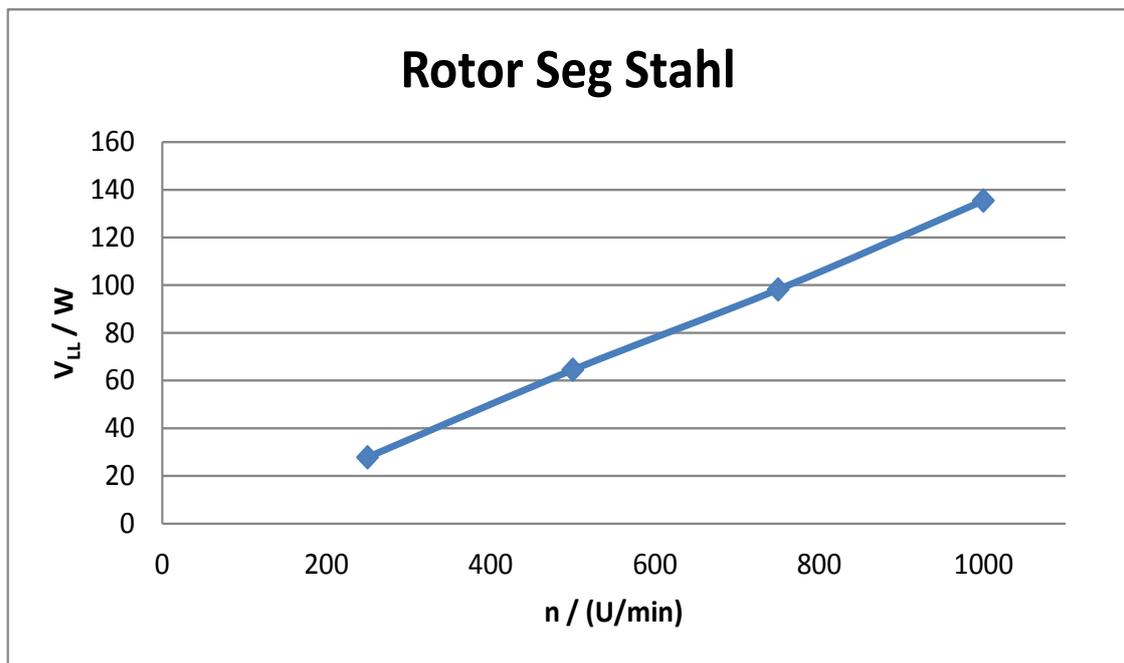


Abbildung 5.8.: Leerlaufverluste über der Drehzahl, Rotor Seg Stahl

5.2.3. Zusatzverluste

Aus den ermittelten Kupfer- und Leerlaufverlusten kann nun auch der Anteil an Zusatzverlusten nach folgenden Gleichungen bestimmt werden:

$$P_{\text{el}}(n, i_{\text{q}}) = P_{\text{mech}}(n, i_{\text{q}}) + P_{\text{V}}(n, i_{\text{q}}) \quad (5.24)$$

$$P_{\text{V}}(n, i_{\text{q}}) = P_{\text{V}_{\text{Cu}}}(i_{\text{q}}) + V_{\text{LL}}(n) + V_{\text{zus.}}(n, i_{\text{q}}) \quad (5.25)$$

Aus Gl. 5.24 und 5.25 folgt schließlich für die zusätzlichen Verluste

$$V_{\text{zus.}}(n, i_{\text{q}}) = P_{\text{el}}(n, i_{\text{q}}) - P_{\text{mech}}(n, i_{\text{q}}) - P_{\text{V}_{\text{Cu}}}(i_{\text{q}}) - V_{\text{LL}}(n) \quad (5.26)$$

Die ermittelten Verluste sind in den Tabellen A.14 und A.15 ersichtlich. Beim Betrachten der Werte für zusätzliche Verluste fällt sofort auf, dass die Zusatzverluste einen merklichen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen. Beim Rotor mit segmentierten Oberflächenmagneten werden die Zusatzverluste sogar bei einigen Messpunkten negativ, was keinen Sinn ergibt. Beide Feststellungen könnten folgende Ursachen haben:

- Die ermittelten Stromwärmeverluste entsprechen nicht den wahren Stromwärmeverlusten, da bei der Messung mit nur einem Thermoelement an einer Stelle der Wicklung gemessen wurde und sich bekanntlich die Wicklungstemperatur abhängig vom Ort, wo sie gemessen wurde, unterscheiden kann
- Der sehr große Reibungsanteil, der zu den Zusatzverlusten stark beiträgt
- Falsch ermittelte Eingangsleistung mit dem DEWE-2600, als Folge falsch eingestellter Filterfrequenzen

5.2.4. Zusammenfassung der Verluste

In den folgenden Abbildung sind die ermittelten Verluste für beide Rotorgeometrien dargestellt.

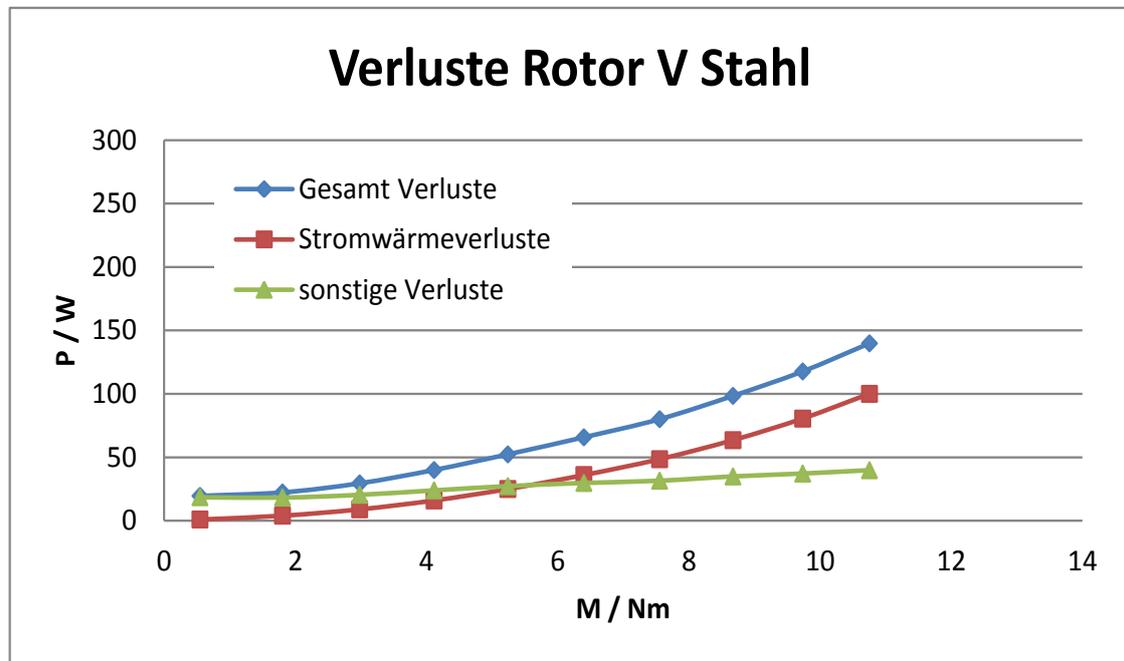


Abbildung 5.9.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,25$, Rotor V Stahl

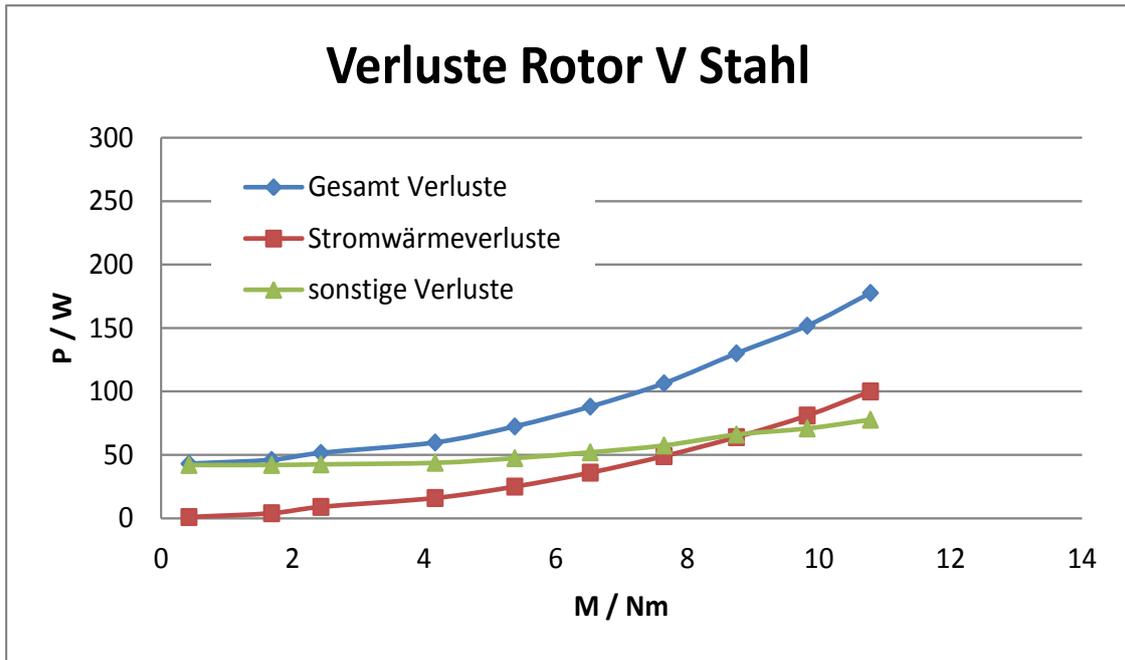


Abbildung 5.10.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,5$, Rotor V Stahl

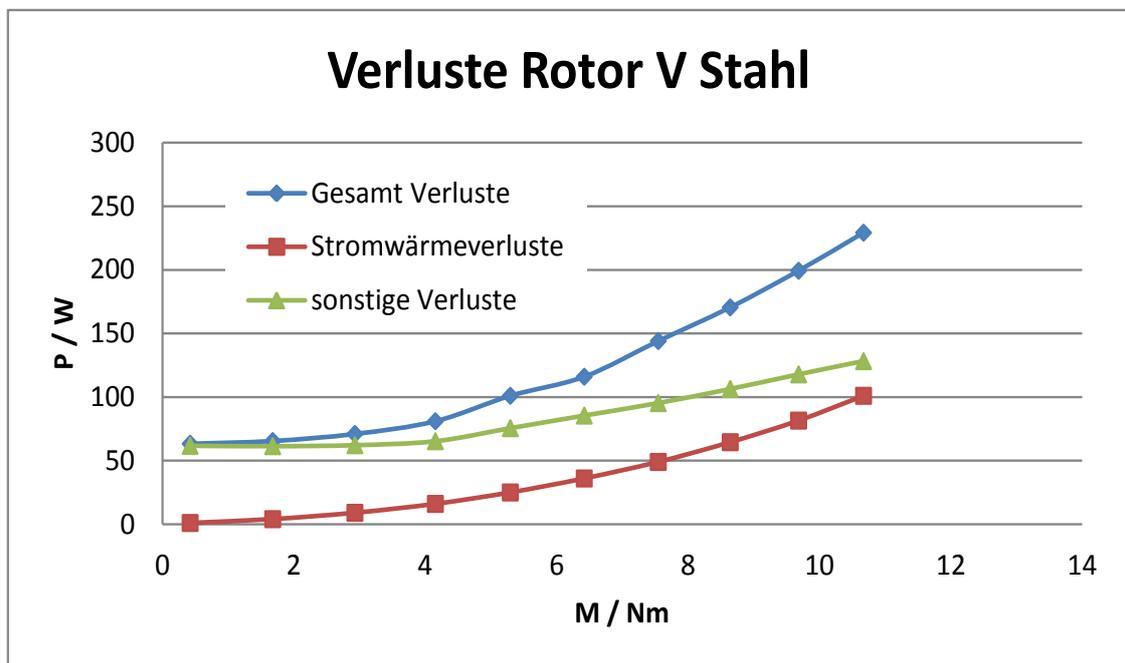


Abbildung 5.11.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,75$, Rotor V Stahl

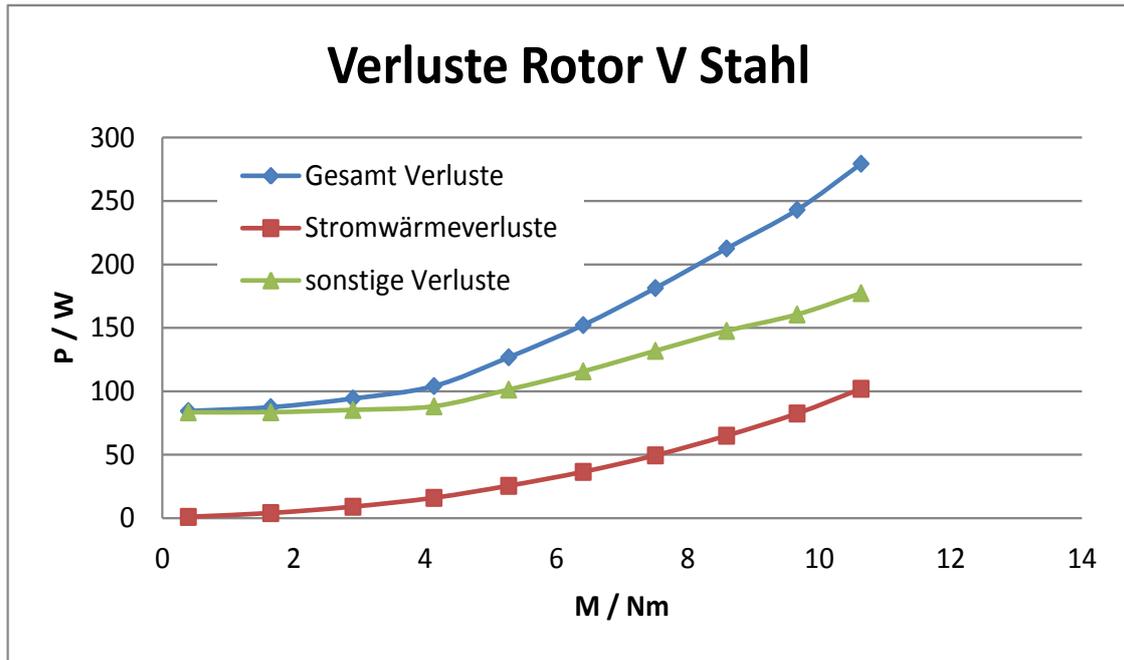


Abbildung 5.12.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 1$, Rotor V Stahl

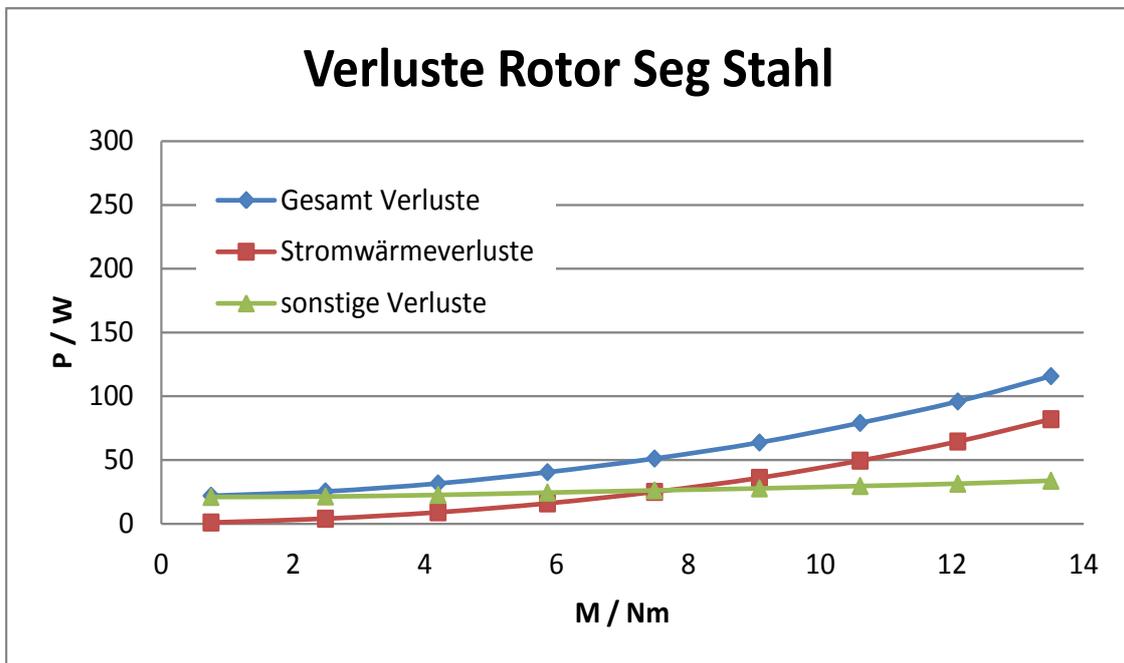


Abbildung 5.13.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,25$, Rotor Seg Stahl

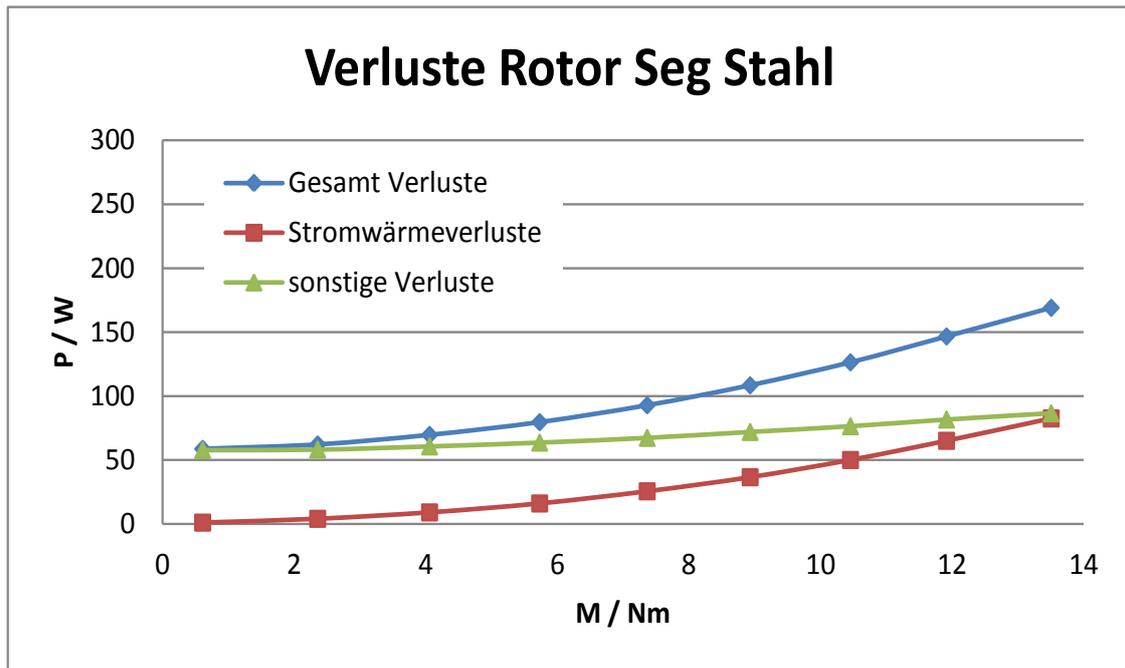


Abbildung 5.14.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,5$, Rotor Seg Stahl

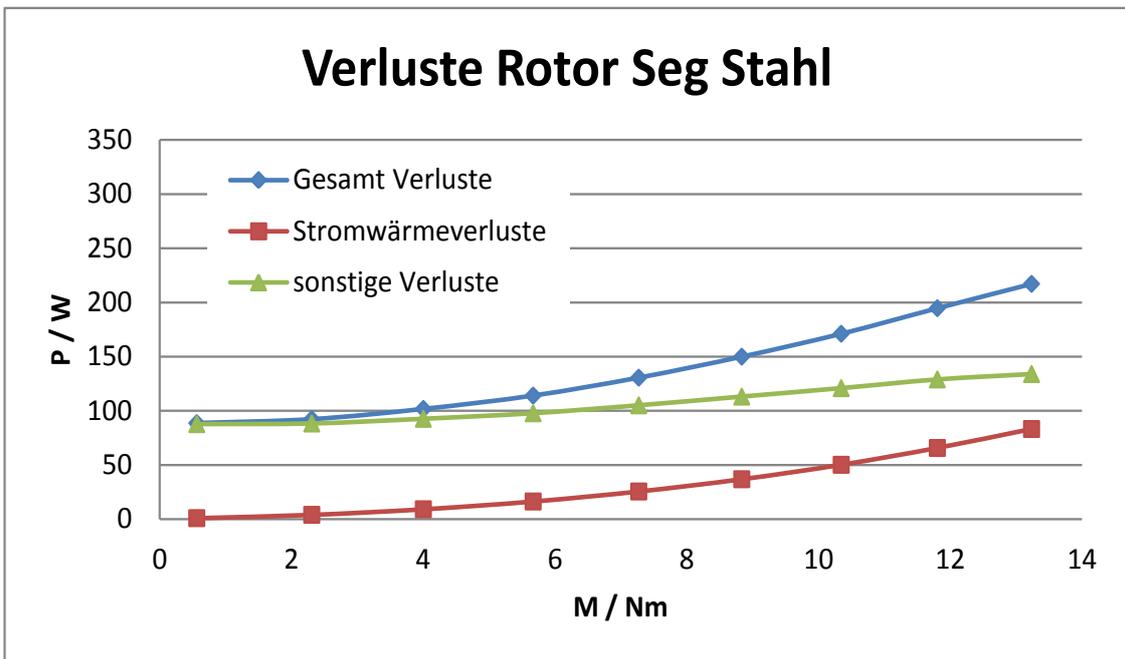


Abbildung 5.15.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,75$, Rotor Seg Stahl

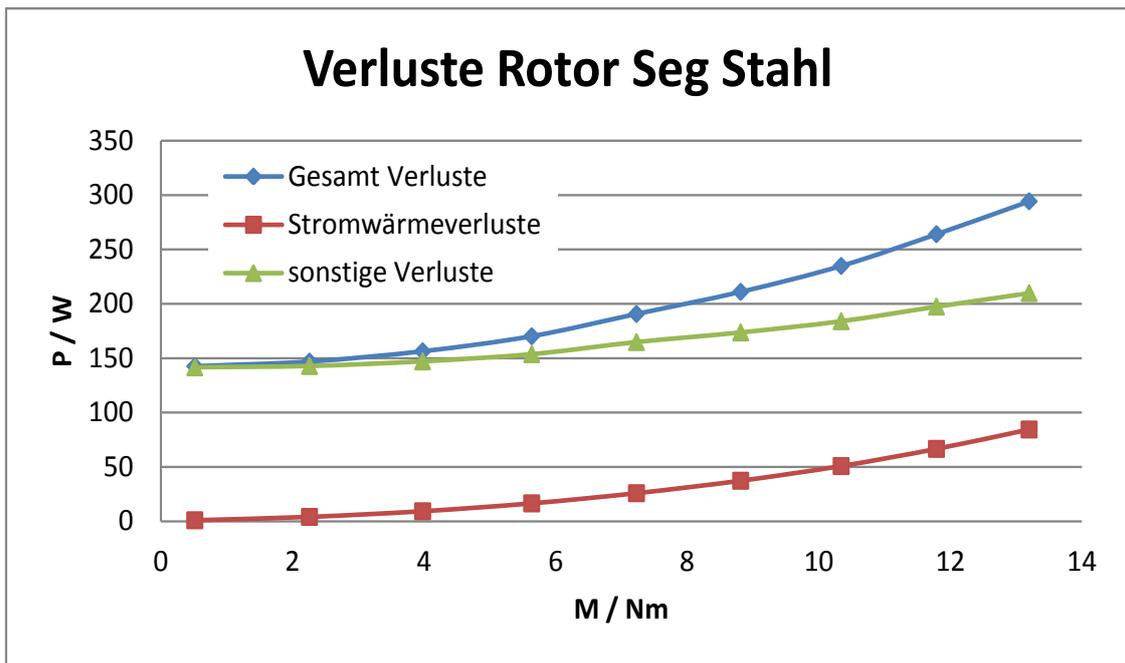


Abbildung 5.16.: Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 1$, Rotor Seg Stahl

6. Schlussfolgerung

Vorweg sei angemerkt, dass es zu Schwierigkeiten im mechanischen Aufbau gekommen ist. Diese äußerten sich dadurch, dass die Lagerreibung des Motors nach jedem Rotorwechsel einen leicht unterschiedlichen Wert aufwies. Es wurde versucht dieses Reibmoment beim Drehmomentabgleich so weit als möglich zu kompensieren, mögliche Geschwindigkeitsabhängigkeiten konnten naturgemäß nicht eliminiert werden. Dieses Reibmoment ist eine mögliche Erklärung für die Verläufe des Gegenmoments im Leerlauf in Abbildung 5.6 und 5.7.

Trotz dieser Schwierigkeiten konnten wesentliche Fragestellungen beantwortet werden. Aus den verschiedenen durchgeführten Messungen lassen sich folgende Schlüsse ziehen:

- Die ein wenig verbreiterten Statorzahnköpfe welche als Polschuhe wirken bringen keinen merklichen Vorteil mit sich. Eine stärkere Verbreiterung hätte vielleicht einen erkennbaren Nutzen in der Drehmomentausbeute gebracht, jedoch wäre sie nicht ohne einen Verlust an Wickelraum möglich gewesen. Die Verringerung des Kupfervolumens hätte bei gleichem Strom jedoch eine Erhöhung der Kupferverluste zur Folge gehabt wodurch der Wirkungsgrad in Summe vermutlich gesunken wäre.
- Der Grund für die in der Diplomarbeit von Dipl.Ing.Robert Buczolits zunächst ermittelten geringeren Verluste beim Rotor mit eingebetteten Magneten in V Stellung dürfte in einer Erhöhung des Streuflusses liegen. Das erreichte Moment ist daher bei gleichem Strom geringer als bei der oberflächennahen Magnetanordnung. In den ermittelten Wirkungsgradverläufen ist feststellbar, dass der Rotor mit eingebetteten Magneten in V Stellung vor allem bei hohen Drehmomenten einen schlechteren Wirkungsgrad besitzt als der mit oberflächennahen Magneten. Für den geplanten Einsatz ist tendenziell mit Drehmomentanforderungen im höheren Bereich zu rechnen, siehe [4], daher ist die Motorvariante mit V-Magneten als weniger geeignet einzustufen.
- Der Rotor mit segmentierten Oberflächenmagneten hat zwar einen höheren Wirkungsgrad als der Rotor mit eingebetteten Magneten in V Stellung, allerdings hat er keine sichtbaren Vorteile gegenüber dem Rotor des langen Motors, im Gegenteil, er ist sogar schlechter (maximaler Wirkungsgrad beträgt nur 84 % verglichen mit

90 % beim langen Motor) . Eine der Ursachen für das ebenfalls schlechte Abschneiden des Rotors ist möglicherweise der, während den Messungen ermittelte, große Reibungsanteil. Eine weitere mögliche Erklärung könnte in der größeren aktiven Länge des langen Motors liegen. Dadurch verringert sich der Anteil des Wickelkopf-volumens und somit auch der entsprechenden Kupferverluste. Auch die Streuung im Bereich der Wickelköpfe dürfte Anteilsmäßig bei der langen Variante geringer sein.

Aus den oben angeführten Ergebnissen der beiden Rotorgeometrien sollten für eine erneute aussagekräftige Untersuchung der beiden Geometrien folgende vorsorgende Schritte unternommen werden:

- Zur Feststellung ob der Rotor mit eingebetteten Magneten in V Stellung Vorteile mit sich bringt, muss der Rotor mit der Hilfe einer entsprechender Software neu modelliert und die Flussverläufe gründlich analysiert werden. Die Schrauben müssen in die Simulation mit einbezogen werden, um erneute Streuflüsse zu vermeiden.
- Wegen der variablen und hohen Reibung sollte die Motorkonstruktion neu überdacht werden. Vor allem für die Untersuchung neuer Rotorvarianten ist ein Motoraufbau sinnvoll, der ein einfaches und schnelles Wechseln der Rotoren zulässt. Wird ein Aufbau gewählt bei dem das Motorlager nicht zerlegt wird, dann entfällt das Problem eines wechselnden Reibmomentes.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die untersuchten Rotorgeometrien zwar keine echte Verbesserung gegenüber der ursprünglichen Variante darstellen, die aufgetretenen Fragestellungen jedoch weitgehend zufriedenstellend beantwortet werden konnten. Die betrifft insbesondere das anfangs beträchtlich geringere Drehmoment des Rotors mit Magneten in V Anordnung sowie das mögliche Einsparungspotential in den Rotorverlusten durch die untersuchten Geometrien. Weiters wurden wichtige Erkenntnisse für zukünftige Motor- und Prüfstandsauftbauten mit ähnlichen Fragestellungen gefunden.

Abbildungsverzeichnis

2.1.	Mögliche Klassifikation elektrischer Motoren	3
2.2.	Lorentzkraft \vec{F} auf einen Stromdurchflossenen Linienleiter der Länge und Richtung \vec{l} in einem Magnetfeld der Flußdichte \vec{B}	5
2.3.	Raumzeiger \underline{z} zur Beschreibung einer räumlich sinusförmig verteilten physikalischen Größe im komplexen Koordinatensystem	6
2.4.	Raumzeiger \underline{z} im rotorfesten d, q -Koordinatensystem und das entsprechende statorfeste α, β -Koordinatensystem	12
2.5.	PM Motor mit Oberflächenmagneten	14
2.6.	Querschnitt des PM-Motors mit eingebetteten Magneten in V-Stellung	15
2.7.	Querschnitt des Rotors mit segmentierten Oberflächenmagneten	16
2.8.	Ersatzschaltbild der PSM	16
2.9.	Permanentmagnetflussverkettungsraumzeiger im rotorfesten d, q -Koordinatensystem	18
3.1.	Prüfstandsaufbau Kurzschlussversuch	21
3.2.	Kurzschlussversuch	22
3.3.	Prüfstandsaufbau Leerlaufversuch	23
3.4.	An die Phasen angebrachte Tastköpfe zur Messung der induzierten Spannung	24
3.5.	Prüfstandsaufbau zur Drehmomentmessung mit dem Digiforce 9306	25
3.6.	Prüfstandsaufbau Drehmomentmessung mit Digiforce 9306	26
3.7.	Kraftmessdose	27
3.8.	Prüfstandsaufbau zur Drehmomentmessung mit dem digitalen Messverst. MVD 2620 A	28
3.9.	A/D Konverter für das DEWE -2600	29
3.10.	a) Messverstärker MVD 2620, b) DEWE-2600	29
3.11.	Prüfstandsaufbau zur Wirkungsgradbestimmung	30
3.12.	Sternschaltung des DEWE-2600 zur Spannungsmessung	31
3.13.	Sensor PM-CM-200 zur Strommessung	31
4.1.	$n = 0, 1, I_{sp,sp} = 42, 2 \text{ A}$, <i>gelb</i> = Phase 1, <i>grün</i> = Phase 1, <i>blau</i> = Phase 2, <i>rosa</i> = Phase 3	32
4.2.	$n = 1, I_{sp,sp} = 54, 6 \text{ A}$, <i>gelb</i> = Phase 1, <i>grün</i> = Phase 1, <i>blau</i> = Phase 2, <i>rosa</i> = Phase 3	33
4.3.	Kurzschlussstrom in Phase 1 gemessen mit TCPA 300 bei $n = 1$	33
4.4.	Kurzschlussstrom in Phase 2 gemessen mit TCPA 300 bei $n = 1$	34

4.5. Kurzschlussstrom in Phase 3 gemessen mit TCPA 300 bei $n = 1$	34
4.6. Induzierte Strangspannung an Phase 1	35
4.7. Induzierte Strangspannung an Phase 2	35
4.8. Verkettete induzierte Spannungen U_{21} und U_{31} mit $CH2 = U_{21}$, $CH3 = U_{31}$, $n = 1$	36
4.9. Verlauf des magnetischen Flusses im Rotor mit eingebetteten Magneten .	38
4.10. Verlauf des magnetischen Flusses im Rotor mit eingebetteten Magneten- vergrößerte Darstellung	38
4.11. Induzierte Strangspannung an Phase 2	39
4.12. Induzierte Strangspannung an Phase 1	39
4.13. Quaderförmiger Permanentmagnet	40
4.14. Rotor mit eingebetteten Magneten	41
4.15. Induzierte Spannung bei Stahl- und Messingschrauben	42
4.16. Strangwiderstandsmessung mit Vierleitermethode	43
4.17. Strangwiderstandsmessung mit Vierleitermethode	44
4.18. Stromantwort des angelegten Spannungssprungs	46
4.19. Temperaturverlauf während des Erwärmungslaufes und des Abkühlvor- ganges	47
4.20. Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Messing, Rotor V	49
4.21. Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Messing, Rotor V	49
4.22. Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Stahl, Rotor V	50
4.23. Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Stahl, Rotor V	50
4.24. Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Messing, Rotor Seg	51
4.25. Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Messing, Rotor Seg	51
4.26. Moment in Abhängigkeit von der Drehzahl, Stahl, Rotor Seg	52
4.27. Moment in Abhängigkeit vom Strom i_q , Stahl, Rotor Seg	52
4.28. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,25$	53
4.29. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD- 2620-A bei $n = 0,5$	54
4.30. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,75$	54
4.31. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 1$	55
4.32. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,25$	55
4.33. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,5$	56
4.34. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 0,75$	56
4.35. Moment mittels Digiforce 9306 und MVD-2620-A bei $n = 1$	57
4.36. Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 0,25$	59
4.37. Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 0,5$	59
4.38. Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 0,75$	60
4.39. Wirkungsgradverläufe beider Rotorvarianten bei $n = 1$	60
5.1. Stromwärmeverluste mit Rotor V; Messing; $n = 0,75$	66
5.2. Stromwärmeverluste mit Rotor V; Stahl; $n = 0,75$	67
5.3. Stromwärmeverluste mit segmentierten Rotor, Messing, $n = 0,75$	68
5.4. Stromwärmeverluste mit segmentierten Rotor, Stahl, $n = 0,75$	68

5.5. Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor V Stahl	73
5.6. Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor Seg Stahl	74
5.7. Leerlaufverluste über der Drehzahl, Rotor V Stahl	74
5.8. Leerlaufverluste über der Drehzahl, Rotor Seg Stahl	75
5.9. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,25$, Rotor V Stahl	77
5.10. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,5$, Rotor V Stahl	78
5.11. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,75$, Rotor V Stahl	78
5.12. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 1$, Rotor V Stahl	79
5.13. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,25$, Rotor Seg Stahl	79
5.14. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,5$, Rotor Seg Stahl	80
5.15. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 0,75$, Rotor Seg Stahl	80
5.16. Verluste über das Moment aufgetragen bei der Drehzahl $n = 1$, Rotor Seg Stahl	81

Tabellenverzeichnis

A.1. Leerlaufmessung RotorV mit Stahlschrauben	88
A.2. Leerlaufmessung Rotor Seg mit Stahlschrauben	89
A.3. Leerlaufmessung RotorV mit Messingschrauben	89
A.4. Moment und Wirkungsgrad RotorV Messingschrauben	90
A.5. Moment und Wirkungsgrad RotorV Stahlschrauben	91
A.6. Moment und Wirkungsgrad Rotor Seg Messingschrauben	92
A.7. Moment und Wirkungsgrad Rotor Seg Stahlschrauben	93
A.8. Stromwärmeverluste Rotor V Messing	94
A.9. Stromwärmeverluste Rotor V Stahl	94
A.10. Stromwärmeverluste Rotor Seg Messing	94
A.11. Stromwärmeverluste Rotor Seg Stahl	95
A.12. Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor V Stahl	95
A.13. Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor Seg Stahl	95
A.14. Verluste bei Rotor V mit Stahlschrauben	96
A.15. Verluste bei Rotor Seg mit Stahlschrauben	97

A. Anhang

Tabelle A.1.: Leerlaufmessung RotorV mit Stahlschrauben

f [Hz]	n [U/min]	n	$U_{21,sp}$ [V]	$U_{31,sp}$ [V]	$U_{21,eff}$ [V]	$U_{2,Strang,eff}$ [V]
8,3	99,7	0,1	4,6	4,5	1,7	0,1
11,8	141,5	0,14	12,4	12,6	4,6	2,6
16	192,2	0,19	17,2	17,1	6,2	3,6
20,5	246,2	0,25	22	21,9	8	4,6
24,1	289	0,29	25,6	25,5	9,4	5,4
27,6	331,7	0,33	29,7	29,1	10,8	6,2
32	384,1	0,38	33,5	34,8	12,4	7,2
35,6	427,2	0,4	38,1	37,6	13,8	8
39,4	472,8	0,5	41,8	42,2	15,5	9
43,8	525,8	0,53	46,8	46,2	17,2	9,9
51,5	617,4	0,6	55,8	54,6	20,3	11,7
60,1	721,6	0,72	64	64	23,6	13,6
69,1	829,7	0,83	73,6	75,2	27,1	15,7
76,3	916,1	0,92	82	81,2	29,7	17,2
83,4	1000	1	88	87,6	32,6	18,8

Tabelle A.2.: Leerlaufmessung Rotor Seg mit Stahlschrauben

f [Hz]	n [U/min]	n	$U_{21,sp}$ [V]	$U_{31,sp}$ [V]	$U_{21,eff}$ [V]	$U_{2,Strang,eff}$ [V]
8,7	103,8	0,1	13,4	13,6	4,92	2,8
12,9	155,3	0,16	20,3	20,3	7,3	4,2
17,3	207,6	0,21	26,9	27,2	9,5	5,5
21,7	259,8	0,3	33,8	34	11,7	6,8
26	312,1	0,31	40,6	40	14,7	8,5
30,4	365,2	0,36	47,8	46,6	16,7	9,6
34,3	411,5	0,41	53,4	53,2	18,7	10,8
38,7	463,8	0,46	60,6	59,8	21,6	12,5
42,8	513,6	0,51	66,4	67,6	24,6	14,2
47,4	569	0,57	74	74	26,8	15,5
51,7	620,6	0,62	80,8	80,4	28	16,2
56	672,4	0,67	86,8	87,6	30,5	17,6
60,7	728,3	0,73	93,2	94,4	32,7	18,9
64	768,4	0,77	100	99,6	35,8	20,7
68,3	820,1	0,82	106	106	38,1	22
71,7	860,3	0,86	113	112	39,5	22,8
75,8	909,2	0,91	119	118	42	24,3
79,5	953,9	0,95	125	124	44,9	25,9
83,7	1004,4	1	131	130	46,3	26,7

Tabelle A.3.: Leerlaufmessung RotorV mit Messingschrauben

f [Hz]	n [U/min]	n	$U_{21,sp}$ [V]	$U_{31,sp}$ [V]	$U_{21,eff}$ [V]	$U_{2,Strang,eff}$ [V]
7,6	91,3	0,1	10,3	10,5	3,9	2,2
12,1	145,4	0,15	16,1	16,1	6	3,4
16,1	193,6	0,19	21,4	21,2	8,1	4,7
19,9	238,8	0,24	27,2	26,8	10	5,8
24,6	294,8	0,29	32,8	32,8	12,3	7,1
28,6	343,4	0,34	38	37,8	14,3	8,3
33,2	397,9	0,4	43,6	43,6	15,9	9,2
36,9	442,3	0,44	48,8	49,2	18,6	10,7
41	491,6	0,49	55,2	54,8	20,9	12,1
44,2	530	0,53	59,6	60,8	22,1	12,8
49,4	593,3	0,59	65,2	64,4	24,4	14,1
52,5	629,8	0,63	70,8	70,8	25,7	14,8
57,9	694,4	0,69	78	77,2	27,4	15,8
60,5	725,6	0,73	82	81	29,6	17,1
67,9	814,2	0,81	91	91	34,8	20,1
77,2	925,9	0,93	101	103	38,5	22,2
82,5	989,5	1	111	112	42,4	24,5

Tabelle A.4.: Moment und Wirkungsgrad RotorV Messingschrauben

i_q	n	η_{mot}	$M[\text{Nm}]$
0,1	0,25	0,50	0,79
	0,50	0,37	0,58
	0,75	0,40	0,60
	1,00	0,38	0,58
0,2	0,25	0,72	2,38
	0,50	0,68	2,16
	0,75	0,68	2,15
	1,00	0,69	2,17
0,3	0,25	0,77	3,92
	0,50	0,77	3,74
	0,75	0,76	3,65
	1,00	0,78	3,74
0,4	0,25	0,78	5,38
	0,50	0,79	5,25
	0,75	0,80	5,19
	1,00	0,81	5,22
0,5	0,25	0,78	6,85
	0,50	0,81	6,75
	0,75	0,81	6,67
	1,00	0,82	6,69
0,6	0,25	0,77	8,27
	0,50	0,81	8,19
	0,75	0,81	8,08
	1,00	0,82	8,09
0,7	0,25	0,75	9,61
	0,50	0,80	9,58
	0,75	0,81	9,40
	1,00	0,82	9,46
0,8	0,25	0,74	10,93
	0,50	0,80	10,92
	0,75	0,81	10,77
	1,00	0,82	10,80
0,9	0,25	0,72	12,20
	0,50	0,79	12,20
	0,75	0,80	11,99
	1,00	0,81	12,06
1	0,25	0,71	13,44
	0,50	0,78	13,41
	0,75	0,79	13,19
	1,00	0,81	13,25

Tabelle A.5.: Moment und Wirkungsgrad RotorV Stahlschrauben

i_q	n	η_{mot}	$M[\text{Nm}]$
0,1	0,25	0,43	0,55
	0,5	0,34	0,42
	0,75	0,35	0,42
	1	0,33	0,40
0,2	0,25	0,69	1,80
	0,5	0,66	1,68
	0,75	0,67	1,68
	1	0,66	1,65
0,3	0,25	0,73	2,98
	0,5	0,75	2,93
	0,75	0,76	2,93
	1	0,76	2,90
0,4	0,25	0,74	4,12
	0,5	0,79	4,17
	0,75	0,80	4,15
	1	0,81	4,14
0,5	0,25	0,73	5,24
	0,5	0,80	5,38
	0,75	0,81	5,30
	1	0,81	5,27
0,6	0,25	0,73	6,40
	0,5	0,80	6,53
	0,75	0,81	6,42
	1	0,82	6,41
0,7	0,25	0,72	7,55
	0,5	0,79	7,65
	0,75	0,80	7,55
	1	0,81	7,51
0,8	0,25	0,71	8,67
	0,5	0,78	8,75
	0,75	0,80	8,64
	1	0,81	8,59
0,9	0,25	0,69	9,74
	0,5	0,78	9,82
	0,75	0,79	9,68
	1	0,81	9,66
1	0,25	0,68	10,75
	0,5	0,76	10,78
	0,75	0,79	10,67
	1	0,80	10,64

Tabelle A.6.: Moment und Wirkungsgrad Rotor Seg Messingschrauben

i_q	n	η_{mot}	$M[\text{Nm}]$
0,1	0,25	0,42	0,75
	0,5	0,32	0,54
	0,75	0,31	0,52
	1	0,31	0,51
0,2	0,25	0,68	2,47
	0,5	0,65	2,28
	0,75	0,65	2,26
	1	0,65	2,24
0,3	0,25	0,74	4,15
	0,5	0,73	3,98
	0,75	0,74	3,94
	1	0,75	3,96
0,4	0,25	0,75	5,80
	0,5	0,76	5,62
	0,75	0,78	5,58
	1	0,78	5,59
0,5	0,25	0,75	7,42
	0,5	0,77	7,23
	0,75	0,79	7,18
	1	0,80	7,24
0,6	0,25	0,75	8,98
	0,5	0,78	8,78
	0,75	0,80	8,75
	1	0,81	8,80
0,7	0,25	0,74	10,51
	0,5	0,77	10,30
	0,75	0,80	10,30
	1	0,81	10,35
0,8	0,25	0,73	11,95
	0,5	0,77	11,76
	0,75	0,79	11,77
	1	0,81	11,84
0,9	0,25	0,71	13,31
	0,5	0,76	13,17
	0,75	0,79	13,20
	1	0,81	13,28
1	0,25	0,69	14,60
	0,5	0,75	14,51
	0,75	0,78	14,57
	1	0,80	14,65

Tabelle A.7.: Moment und Wirkungsgrad Rotor Seg Stahlschrauben

i_q	n	η_{mot}	$M[\text{Nm}]$
0,1	0,25	0,43	0,75
	0,5	0,36	0,61
	0,75	0,33	0,56
	1	0,31	0,51
0,2	0,25	0,69	2,49
	0,5	0,67	2,36
	0,75	0,66	2,31
	1	0,65	2,26
0,3	0,25	0,76	4,20
	0,5	0,76	4,06
	0,75	0,76	4,00
	1	0,75	3,98
0,4	0,25	0,78	5,86
	0,5	0,79	5,73
	0,75	0,80	5,67
	1	0,80	5,64
0,5	0,25	0,78	7,49
	0,5	0,81	7,37
	0,75	0,81	7,27
	1	0,82	7,23
0,6	0,25	0,78	9,08
	0,5	0,81	8,93
	0,75	0,82	8,84
	1	0,83	8,81
0,7	0,25	0,77	10,61
	0,5	0,82	10,46
	0,75	0,83	10,35
	1	0,83	10,34
0,8	0,25	0,76	12,09
	0,5	0,81	11,92
	0,75	0,83	11,80
	1	0,84	11,79
0,9	0,25	0,75	13,50
	0,5	0,81	13,51
	0,75	0,83	13,23
	1	0,83	13,20
1	0,25	0,72	14,84
	0,5	0,80	14,90
	0,75	0,82	14,64
	1	0,83	14,57

Tabelle A.8.: Stromwärmeverluste Rotor V Messing

n	i_q	$T[^\circ\text{C}]$	$P_{v,\text{cu}}[\text{W}]$
0,75	0,1	32,5	1,0
	0,2	32,4	4,0
	0,3	32,4	9,2
	0,4	32,4	16,4
	0,5	32,5	25,6
	0,6	32,6	36,9
	0,7	32,7	50,2
	0,8	33,0	65,7
	0,9	33,4	83,2
	1	33,9	103,0

Tabelle A.9.: Stromwärmeverluste Rotor V Stahl

n	i_q	$T[^\circ\text{C}]$	$P_{v,\text{cu}}[\text{W}]$
0,75	0,1	26,8	1
	0,2	26,8	4
	0,3	26,9	9
	0,4	26,9	16
	0,5	27,2	25
	0,6	27,6	36
	0,7	27,9	49
	0,8	28,3	64,5
	0,9	28,8	81,5
	1	29,3	101

Tabelle A.10.: Stromwärmeverluste Rotor Seg Messing

n	i_q	$T[^\circ\text{C}]$	$P_{v,\text{cu}}[\text{W}]$
0,75	0,1	27,3	0,9
	0,2	27,3	3,9
	0,3	27,4	9
	0,4	27,5	16
	0,5	27,7	25
	0,6	28,0	36,1
	0,7	28,4	49,2
	0,8	28,8	64,5
	0,9	29,6	81,8

Tabelle A.11.: Stromwärmeverluste Rotor Seg Stahl

n	i_q	$T[^\circ\text{C}]$	$P_{v, \text{cu}}[\text{W}]$
0,75	0,1	33,9	1,0
	0,2	33,9	5
	0,3	34,0	9,2
	0,4	34,1	16,5
	0,5	34,2	25,9
	0,6	34,5	37,4
	0,7	34,9	50,9
	0,8	35,5	66,6
	0,9	36,3	84,5

Tabelle A.12.: Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor V Stahl

n [U/min]	M [Nm]	V_{LL} [W]
250	0,60	16
500	0,64	34
750	0,66	52
1000	0,78	82

Tabelle A.13.: Gegenmoment beim Leerlauf über der Drehzahl, Rotor Seg Stahl

n [U/min]	M [Nm]	V_{LL} [W]
250	1,06	28
500	1,23	65
750	1,25	98
1000	1,29	135

Tabelle A.14.: Verluste bei Rotor V mit Stahlschrauben

n	i_q	$T[^\circ\text{C}]$	$P_{V_{Cu}}$ [W]	V_{LL} [W]	V_{zus} [W]
0,25	0,1	23,0	1	16	3
	0,2	23,0	4		2
	0,3	23,1	9		4
	0,4	23,2	16		8
	0,5	23,4	25		11
	0,6	23,6	36		14
	0,7	23,8	48,5		16
	0,8	24,1	63,5		19
	0,9	24,6	80,5		21
	1	25,3	100		24
0,5	0,1	25,4	1	34	8
	0,2	25,4	4		8
	0,3	25,4	9		9
	0,4	25,4	16		10
	0,5	25,5	25		13
	0,6	25,6	36		18
	0,7	25,8	49		23
	0,8	26,0	64		32
	0,9	26,3	81		37
	1	26,9	100		44
0,75	0,1	26,8	1	52	10
	0,2	26,8	4		9
	0,3	26,9	9		10
	0,4	26,9	16		13
	0,5	27,2	25		24
	0,6	27,6	36		33
	0,7	27,9	49		43
	0,8	28,3	64,5		54
	0,9	28,8	81,5		66
	1	29,3	101		76
1	0,1	28,8	1	82	1
	0,2	28,8	4		1
	0,3	28,8	9		3
	0,4	28,8	16		6
	0,5	28,9	25,5		19
	0,6	29,0	36,5		34
	0,7	29,2	49,5		50
	0,8	29,4	65		66
	0,9	29,8	82,5		79
	1	30,7	102		95

Tabelle A.15.: Verluste bei Rotor Seg mit Stahlschrauben

n	i_q	$T[^\circ\text{C}]$	$P_{V_{\text{Cu}}} [\text{W}]$	$V_{\text{LL}} [\text{W}]$	$V_{\text{zus}} [\text{W}]$
0,25	0,1	25,9	1	28	-7
	0,2	26,0	4		-7
	0,3	26,0	9		-5
	0,4	26,1	16		-4
	0,5	26,3	25		-2
	0,6	26,6	36		0
	0,7	27,1	49,5		2
	0,8	27,7	64,5		3
	0,9	28,6	82		6
0,5	0,1	28,9	1	64,5	-7
	0,2	28,8	4		-6
	0,3	28,8	9		-4
	0,4	28,9	16		-1
	0,5	29,1	25,5		3
	0,6	29,4	36,5		7
	0,7	29,7	50		12
	0,8	30,2	65		17
	0,9	30,9	82,5		22
0,75	0,1	31,6	1	98	-10
	0,2	31,6	4		-10
	0,3	31,6	9		-5
	0,4	31,7	16		0
	0,5	31,9	26		7
	0,6	32,2	37		15
	0,7	32,5	50		23
	0,8	32,9	66		31
	0,9	33,6	84		36
1	0,1	33,9	1	135,5	6
	0,2	33,9	4		7
	0,3	34,0	9		12
	0,4	34,1	17		18
	0,5	34,2	26		29
	0,6	34,5	37		38
	0,7	34,9	51		49
	0,8	35,5	67		62
	0,9	36,3	84		74

Literaturverzeichnis

- [1] Robert Buczolits. *Aufbau und messtechnische Beurteilung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für Rohrantriebe*. TU Wien, Wien, 2012.
- [2] J. M. Camacho and V. Sosa. *Alternative method to calculate the magnetic field of permanent magnets with azimuthal symmetry*. Universidad Autonoma de Yucatan, Merida, 2013.
- [3] Karl Vogt und Bernd Ponick Germar Müller. *Berechnung elektrischer Maschinen*. WILEY-VCH Verlag GmbH und Co. KGaA, Weinheim, 2008.
- [4] Christoph Hangweierer. *Nachbildung der Lastcharakteristik von Landmaschinen und Ersatz des mechanischen Antriebs durch PM-Synchronmaschinen*. TU Wien, 2011.
- [5] Johannes Markus Heissenberger. *Messungen von permanentmagneterregten Synchron- Außenläufermotoren für Leichtfahrzeuge*. TU Wien, Wien, 2009.
- [6] Adalbert Prechtel. *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik, Band 2*. Springer Wien/New York, 1995.
- [7] Manfred Schrödl. *Elektrische Antriebe und Maschinen*. TU Wien, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, Wien, 1998.
- [8] Wei Tong. *Mechanical Design of Electric Motors*. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2014.