

Dissertation

Transversalflussmaschine in axialer Anordnung

Andreas Schmid
Institut für Elektrotechnik
Montanuniversität Leoben
Leoben 2011



Begutachter

O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Helmut Weiß
Institut für Elektrotechnik
Montanuniversität Leoben

O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe
Technische Universität Wien

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich diese Arbeit selbständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel nicht benutzt und mich auch sonst keiner unerlaubten Hilfsmittel bedient habe.

Leoben, November 2011

Andreas Schmid



Kurzfassung

Die Transversalflussmaschine (TFM) stellt einen sehr unkonventionellen Maschinenentwurf dar, verglichen mit den klassischen Maschinenkonzepten. Prinzipiell handelt es sich bei dieser Maschine um eine einphasige, permanenterregte Synchronmaschine für hohe Polzahlen. Bei einer rotierenden Version ist die Statorwicklung als Ringwicklung ausgeführt. Der Magnetkreis, bestehend aus Statorjochen und permanenterregtem Rotor, umschließt die Ständerwicklung. Die Ausrichtung des magnetischen Flusses zur Wicklungsrichtung und Bewegungsrichtung ist „transversal“. Um ein kontinuierliches Drehmoment zu erreichen, sind also zumindest zwei Maschinen auszuführen und mechanisch zu verbinden. Die TFM ist also eine langsam laufende Maschine mit der Fähigkeit, hohe Drehmomente zu produzieren, und damit ideal als getriebeloser Direktantrieb.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein TFM-Entwurf in axialer Anordnung, ausgeführt in Epoxid-Verguss-Technik angefertigt und untersucht.

Abstract

The Transversal-Flux-Machine (TFM) is a very unconventional machine design compared to the classical concepts of electrical machines. In principle, the TFM is a single phase synchronous machine with permanent excitation, equipped with a high number of poles. The stator winding of a rotating TFM is arranged as a ring shaped coil. The magnetic circuit consists of U-shaped stator irons and the permanent-magnet rotor and is enclosing the stator winding. Therefore, the magnetic flux is orientated in a "transversal" way compared to the direction of the stator winding and movement. For a continuous torque production, at least two machines in mechanical interconnection are necessary. The TFM is a machine for low rotational speeds capable of producing high torques. Therefore the TFM is the ideal solution for direct-drives without gear.

This thesis presents the design, manufacture and investigation of a TFM in axial arrangement in an epoxy-resin-setup.

Technische Problemstellung

Die elektrische Antriebstechnik ist geprägt durch dreiphasige Maschinenkonzepte. Diese bekannten Bauarten übernehmen zu unterschiedlichen Teilen praktisch alle in diesem Bereich gestellten Aufgaben. Noch mit Ausnahme der Anwendungen mit kleinsten Antriebsleistungen, doch auch hier ersetzen mehrphasige Bauformen inzwischen vermehrt die bewährten Gleichstromkonzepte. Die prinzipiellen Anordnungen und deren Probleme sind bekannt. Es sind rotierende Maschinen, mit einer Flussrichtung im Luftspalt in radialer Richtung zur Maschinenachse und normal zur Bewegungsrichtung. Die magnetische Flussführung ist der formgebende Aspekt des Aufbaus. Das aktive Innere der Maschine, sowohl ruhend als auch rotierend, besteht vorwiegend aus Paketen geschichteten Elektroblechs oder massiven Stahlkörpern, die diese Aufgabe übernehmen. In den dort in Achsrichtung eingelassenen Nuten finden die ruhenden und rotierenden Wicklungssysteme ihren Platz. Eventuell ist eines der Wicklungssysteme ersetzt durch ein System von Permanent-Magneten, das innerhalb des aktiven Inneren, auf Kosten des Einbauraums der flussführenden Komponenten, angeordnet wird. An beiden Enden der Maschine sind Verbindungen der in den Nuten liegenden Leiter nötig, die nur zu den Verlusten der Maschine einen Beitrag leisten. Die magnetischen Pole der Maschine werden durch den Aufbau der Wicklungen bestimmt. Der technische Aufwand für den Einbau der komplexen Wicklungssysteme ist hoch. Dieser erhöht sich weiter bei langsam-laufenden, hochpoligen Maschinen, für die auch das Prinzip der Zahnspulenwicklungen angewandt wird. Das aktive Innere der Maschine ist fast völlig mit Stahl und Kupfer gefüllt, mit einem kleinen Anteil an Isolierstoffen. Die vorhandene Querschnittsfläche muss in Luftspaltnähe auf kupfergefüllte und stromführende Nuten, sowie die dazwischenliegenden, magnetischen Fluss führenden Zähne sinnvoll verteilt werden. Eine Vergrößerung der Nutbreite vermindert die Zahnbreite und umgekehrt. Im ruhenden oder dem rotierenden Teil sind die Nuten schräg zur Maschinenachse auszuführen, um ein Ausrichten und damit Einrasten von ruhendem Zahn auf rotierendem Zahn durch die magnetischen Kräfte zu vermeiden.

Einen völlig anderen Ansatz verfolgt das Konzept der Transversalfluss-Maschine. In diesem Fall sind es die Wicklungssysteme, die der Maschine ihre Form verleihen. Da die Transversalflussmaschine ebenfalls für gewöhnlich als rotierende Maschine ausgeführt wird, werden diese durch einfache Ringwicklungen gebildet. Die Ausrichtung der Windungen entspricht der Bewegungsrichtung. Die magnetische Flussführung umschließt den Querschnitt der Ringwicklung, der magnetische Fluss rotiert um die Ringwicklung und die Bewegungsrichtung. Diskret aufgebaute U-förmige Flussleitstücke führen den Fluss und bilden die magnetischen Pole der Maschine. Diese Anordnung führt zu einer geometrischen Entkopplung der Strom-führenden und magnetischen Fluss-führenden Querschnitte. Der Rotor ist für gewöhnlich mit Permanent-Magneten bestückt. Vom Prinzip einphasige Maschinen, müssen auf einer Welle mehrere Maschinen aufgebaut sein, um kontinuierliches Moment zu produzieren. Zumeist werden drei Maschinen vorgesehen, um die vorhandene dreiphasige Technik für die Speisung zu nützen. Es sind aber in diesem Fall drei unabhängige, einphasige Maschinen, die nur mechanisch über die Welle verbunden werden. Weder in magnetischer, elektrischer oder thermischer Hinsicht ist eine Verbindung notwendig oder sogar zu vermeiden.

Der einfachen Konzeption der Wicklungen steht der dafür wesentlich komplexere Aufbau des Magnetkreises gegenüber, besonders wenn eine der weiterentwickelten Bauformen realisiert werden soll. Die im Rahmen der Arbeit gewählte Form mit Rotoren in Flusskonzentrationsbauweise und doppelt ausgeführten Statoren mag als Beispiel dienen. Ein Problem sind die tragenden Konstruktionen. Eine Vielzahl von Teilen des magnetischen Kreises, geblechte Flussleitstücke und Permanent-Magneten, müssen unmagnetisch und möglichst elektrisch nichtleitend miteinander verbunden werden. Dies, abhängig von der prinzipiellen Anordnung der Maschine, in oft sehr anspruchsvollen Geometrien und in der Lage, die entstehenden Kräfte auch aufzunehmen und zu übertragen. Die Forderung nach unmagnetischer Verbindung ist für die Funktion von grundlegender Bedeutung, die der elektrisch nichtleitenden Verbindung ist eine Frage der Eisenverluste. Natürlich stehen diese Eigenschaften im Widerspruch mit der Fähigkeit der tragenden Konstruktion, die Wärmeverluste der Maschine effizient abführen zu können. Ein anderes Problem ist die Geometrie des Magnetkreises an sich. Um die Führung des Hauptflusses zu verbessern und die Prinzip-bedingt hohe magnetische Streuungen des Transversalfluss-Konzeptes so niedrig wie möglich zu halten, sind komplexe dreidimensionale Formen für die flussleitenden Teile notwendig. Diese sind mit klassischen Blechstanzteilen nicht mehr realisierbar. Es sind dafür neue magnetische Werkstoffe mit entsprechenden Verarbeitungstechniken nötig. Zum Beispiel der Werkstoff Somaloy500, welcher nur durch Sintern zu produzieren und mit Erodier-Verfahren zu bearbeiten ist. Die im Laufe der Arbeiten zu diesem Thema geborene Idee, die Hauptkomponenten der Maschine als Epoxid-Harz-Gussteile zu fertigen, wird als technisch und wirtschaftlich verwertbarer Beitrag zu der Problematik des mechanischen Aufbaus dieser Maschine vorgestellt. Die vielen kleinen Einzelteile der Hauptkomponenten werden in einer Form angeordnet bzw. aufgespannt und in einem Arbeitsgang miteinander vergossen. Vor- und Nachteile sollen im Rahmen der Arbeit erläutert werden.

Vergleicht man die Transversalfluss-Maschine mit einer hochpoligen, permanenterregten Synchronmaschine mit ähnlichen Leistungsdaten, so weist auf den ersten Blick das Fehlen der Wickelköpfe auf einen besseren Wirkungsgrad hin. Jedoch ist die magnetische Streuung der Transversalfluss-Maschine zumeist erheblich größer – ein Umstand, der nur durch erhöhte Statordurchflutung angeglichen werden kann. In den wenigen Fällen, in denen solche Vergleiche durchgeführt wurden, war die Transversalfluss-Maschine in Punkto Wirkungsgrad unterlegen, jedoch beim Leistungsgewicht immer führend.

Die Transversalfluss-Maschine stellte für Jahrzehnte ein fast rein akademisches Betätigungsfeld dar. In den letzten Jahren beschäftigt sich vermehrt die Industrie mit diesem Maschinenkonzept. Es existiert aber nur eine verschwindend geringe Anzahl von Firmen, die solche Maschinen produzieren. Das Einsatzgebiet sind alle Arten von getriebelosen Direktantrieben, vorwiegend für Stellantriebe. Auf diesem Gebiet kann die Transversalfluss-Maschine durchaus mit hochpoligen, permanenterregten Synchronmaschinen (Torque-Motoren) konkurrieren. Es existieren auch einige Elektrofahrzeuge mit transversalem Antrieb. Ein in den letzten Jahren neu entstandenes Entwicklungsfeld stellt die Verwendung der Transversalfluss-Maschine als Generator für getriebelose Windkraftwerke dar.

Inhalt

1	Grundlagen der Funktionsweise.....	1
1.1	Grundprinzip	1
1.2	Mögliche magnetische Anordnungen	3
1.2.1	Bauweise mit Oberflächen-Anordnung der Magneten.....	3
1.2.2	Spezielle Bauweise mit Fluss-Konzentration und passivem Rückschluss.....	4
1.2.3	Spezielle Bauweise mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator	5
1.3	Mögliche mechanische Anordnungen.....	6
2	Entwurf des Funktionsmusters	11
2.1	Anforderungen an das Funktionsmuster	11
2.1.1	Prinzipielle Anordnung	11
2.1.2	Aufbau der Ständer	13
2.1.1	Aufbau der Rotoren	16
2.1.2	Gesamtanordnung.....	22
2.2	Dimensionierung des Funktionsmusters	24
2.2.1	Auslegung des Magnetkreises	24
2.2.2	Berechnung der induzierten Polradspannung	38
2.2.3	Berechnung der Ständerersatzelemente	43
2.2.4	Berechnung des Moments	47
3	Entwurf des zweiphasigen Labor-Umrichters.....	53
3.1	Leistungsteil	53
3.2	Steuerteil	56
4	Regelungskonzept.....	57
4.1	Feldorientierte Stromregelung	57
4.2	Feldorientierte Stromregelung im Einphasen-System.....	59
5	Vermessung des Funktionsmusters	61
5.1	Leerlaufversuche.....	62
5.2	Kurzschlussversuche	68
5.3	Belastungsversuche.....	73
5.3.1	Belastungsversuch mit Statoren in Serie.....	73
5.3.2	Belastungsversuch mit Statoren parallel	77

6	Weiterentwickelter Prototyp	81
7	Anhang.....	83
7.1	Literaturverzeichnis	83
7.2	Abbildungsverzeichnis	91
7.3	Bildmaterial.....	96
7.4	Veröffentlichungen	107

1 Grundlagen der Funktionsweise

1.1 Grundprinzip

Verglichen mit den bekannten klassischen Maschinenkonzepten stellt die Transversalflussmaschine (TFM) einen sehr unkonventionellen Maschinenentwurf dar. Prinzipiell handelt es sich bei dieser Maschine um eine einphasige, permanenterregte Synchronmaschine für hohe Polzahlen. Das Grundprinzip ist in Abbildung 1.1-1 dargestellt.

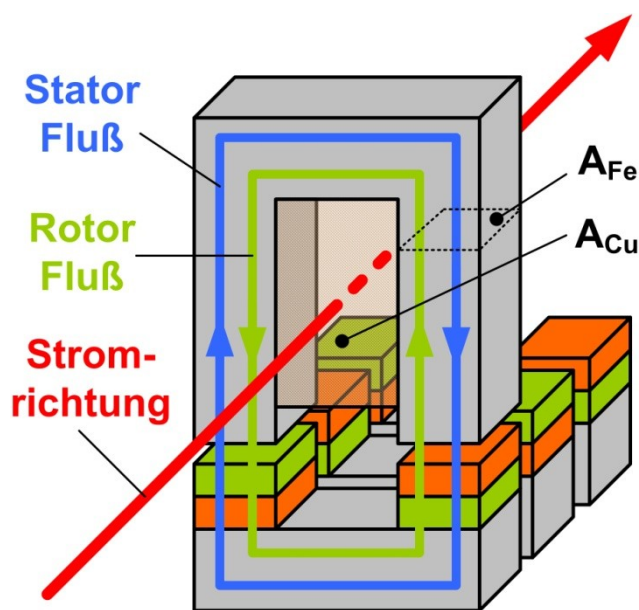


Abbildung 1.1-1: Grundprinzip der Transversalflussmaschine

Die Statorwicklung wird von U-förmigen magnetischen Jochen umschlossen, die im Leerlauf den Rotorfluß, bei Belastung den resultierenden Fluss führen. In der Abbildung 1.1-1 kennzeichnet der rote Pfeil die Bezugsrichtung des Statorstroms und somit die Ausrichtung der Statorwicklung. Der orange schraffierte Bereich im U-förmigen Statorjoch, in der Abbildung 1.1-1 oben angeordnet, kennzeichnet den Querschnitt A_{Cu} der Statorwicklung. Der dem magnetischen Kreis zu Verfügung stehende Querschnitt ist mit A_{Fe} gekennzeichnet. Diese beiden Querschnitte sind durch den dreidimensionalen Aufbau voneinander entkoppelt. Sie können daher, anders als bei konventionellen Maschinen, unabhängig voneinander dimensioniert werden. Ein Statorjoch besitzt im Luftspalt zwei magnetische Pole. Die doppelte Anzahl aller Statorjoche entspricht der Polzahl der Maschine. Unterhalb des Stators liegt der permanenterregte Rotor. Die Magnete sind grün-rot dargestellt und mit wechselnder Polarität im Schachbrettmuster auf dem Rotor angebracht. Der magnetische Kreis wird durch den darunterliegenden magnetischen Rückschluss im Rotor geschlossen.

Wird die Statorwicklung mit Wechselstrom gespeist, entsteht ein Wechselfeld in den Statorjochen, welches über den Luftspalt auf den Rotor wirkt. Im Synchronismus kann

somit eine fortlaufende Neuausrichtung der Rotormagneten zum Statorfeld und damit eine Drehmoment-Erzeugung erfolgen. Die Ausrichtung des magnetischen Flusses zur tangentialen Wicklungsrichtung und Bewegungsrichtung ist also „transversal“. Da in den Nulldurchgängen von Strom und magnetischem Fluss keine Kraftwirkung erfolgt, muss für kontinuierlichen Vorschub eine zumindest zweiphasige Maschine erstellt werden. Die Rotoren dieser beiden Maschinen müssen, um eine halbe Polteilung gegeneinander verschoben, mechanisch gekoppelt werden. Die beiden speisenden Ströme müssen eine elektrische Phasenverschiebung von 90° Grad aufweisen. Für eine höhere Anzahl von Phasen sind diese Maßnahmen entsprechend anzupassen.

Durch diesen Aufbau sind Maschinen mit hoher Polzahl einfach zu realisieren. Wie die klassischen Maschinenkonzepte kann auch die TFM in verschiedenen geometrischen Anordnungen ausgeführt werden. Betrachtet man eine klassische rotierende Anordnung, so würde der Stator aus einer einfachen Ringwicklung bestehen, auf welcher die U-förmigen Statorjoche zu befestigen wären, die Anzahl entsprechend der angestrebten Polpaarzahl der Maschine. Die Statorwicklung besitzt also keine Wickelköpfe, jedoch ist dem simplen Aufbau des Stators sofort die erhöhte Streuung anzusehen.

Der Rotor kann mit Oberflächenmagneten ausgeführt sein, wie in Abbildung 1.1-1 angedeutet. Es ist auch eine Flusskonzentrations-Bauweise des Rotors möglich. In diesem Fall verkompliziert sich aber die magnetische Anordnung des Stators.

Die TFM ist eine wegen der praktisch hohen Anzahl der Polpaare prinzipiell langsam laufende Maschine mit der Fähigkeit, hohe Drehmomente zu produzieren, und damit ideal als getriebeloser Direktantrieb.

1.2 Mögliche magnetische Anordnungen

Wie bei konventionellen, permanenterregten Synchronmaschinen ist ein Aufbau der Rotoren mit Magneten in Oberflächenanordnung oder einer Anordnung der Magneten zur Flusskonzentration möglich. Die Auswirkungen des Rotoraufbaus auf die magnetischen und elektrischen Eigenschaften der gesamten Maschine ähneln dementsprechend auch den Effekten bei diesen bekannten Maschinenkonzepten.

1.2.1 Bauweise mit Oberflächen-Anordnung der Magneten

In Abbildung 1.2-1 ist ein Ausschnitt einer TFM mit Rotor, in einer Ausführung mit Oberflächenmagneten, dargestellt. Hauptnachteil dieser Bauform des Rotors ist die nicht optimale Ausnutzung des verwendeten Magnetmaterials. Dieses kann nur einseitig auf den Stator einwirken, abhängig von der Position des Stators. Vorteilhaft ist die Luftspalt-vergrößernde Wirkung der Höhe der Magneten, die zu einer geringen Statorrückwirkung und entsprechender Statorinduktivität führt.

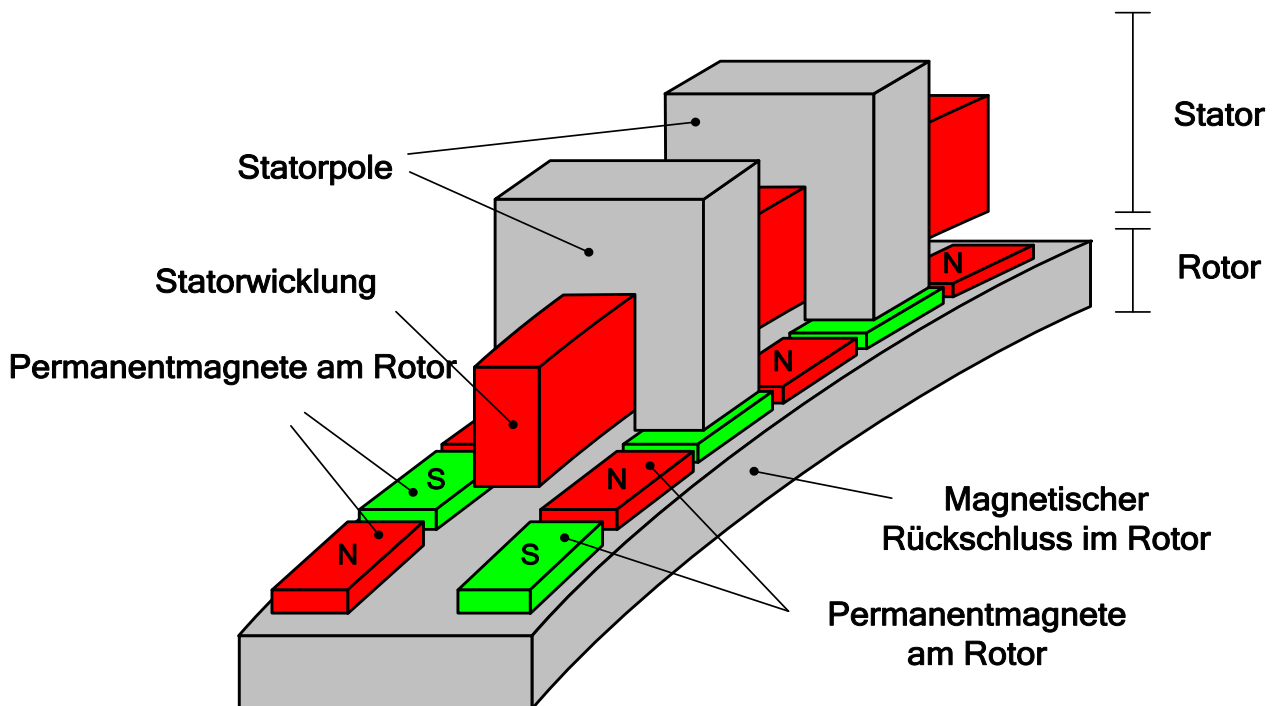


Abbildung 1.2-1: Anordnung mit Oberflächen-Magneten am Rotor

Der magnetische Rückschluss im Rotor sollte nicht wie in Abbildung 1.2-1 als durchgehender Bauteil ausgeführt sein, sondern wie im Grundprinzip in Abbildung 1.1-1, wo nur die beiden zusammengehörigen Magneten mit einem Joch verbunden sind. Mit dieser Maßnahme können Kreisströme im Rückschluss des Rotors vermieden werden. Der Querschnitt des Rückschlusses muss nur den auftretenden magnetischen Flüssen angepasst werden. Die tragende mechanische Konstruktion des Rotors kann also in Leichtbau aus anderen Materialien ausgeführt werden.

1.2.2 Spezielle Bauweise mit Fluss-Konzentration und passivem Rückschluss

Um die Kraftwirkung des prinzipiellen Konzepts wesentlich zu erhöhen, muss der Rotor in einer Flusskonzentrationsbauweise ausgeführt werden. In Abbildung 1.2-2 wird das zugehörige Grundprinzip dargestellt. Der Rotor besitzt auf zwei geometrisch getrennten Ebenen Magnetanordnungen, bestehend aus Permanentmagneten, die in Bewegungsrichtung und damit quer zum Luftspalt orientiert sind, und verbindenden Flussleitstücken. Damit sich bei dieser Bauform der magnetische Kreis schließen kann, muss auf der zumeist dem Stator gegenüberliegenden Seite des Rotors ein feststehendes System mit passiven Rückschlussjochen angeordnet sein. Bei einer Maschine dieser Art verdoppelt sich also die Anzahl der Flusswege über die Magneten, wie auch die Anzahl der Luftspalte, welche an zwei Seiten des Rotors angeordnet sind. Wie bei Flusskonzentrationsbauweisen üblich, ist die Querschnittsfläche der Magneten unabhängig von der Querschnittsfläche der magnetischen Pole im Luftspalt veränderbar. Die Magneten können also flächenmäßig vergrößert werden, was zu einer Erhöhung des magnetischen Flusses führt. Gleichzeitig ist eine Verringerung der Höhe der Magneten möglich. Dies führt zu einer erhöhten Statorrückwirkung, daher einer höheren Induktivität des Stators.

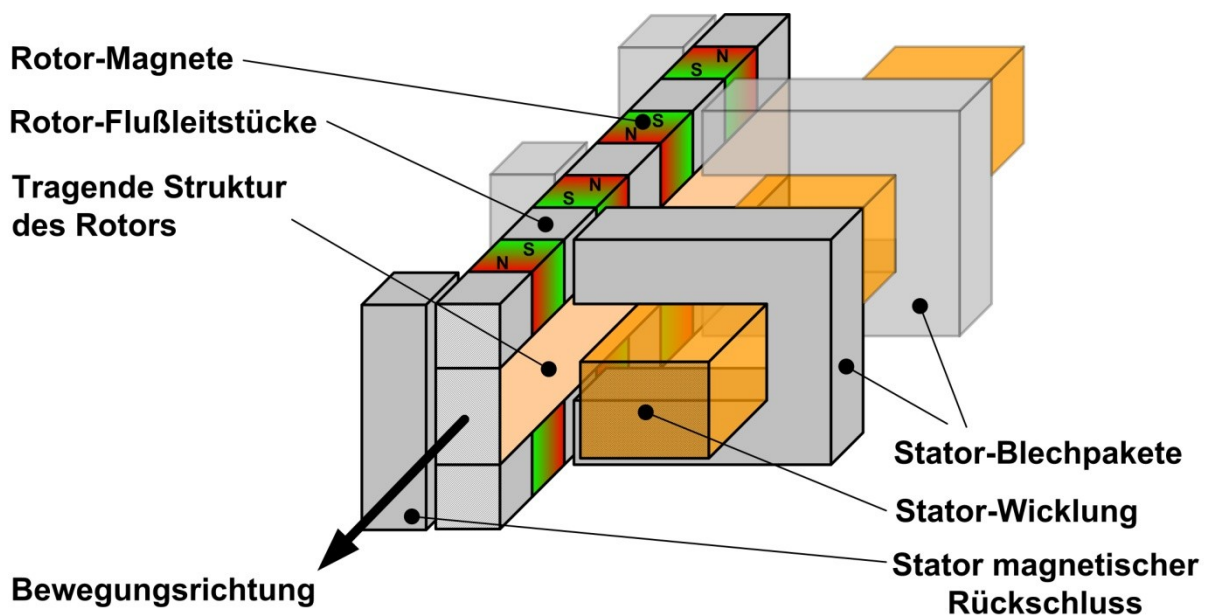


Abbildung 1.2-2: Anordnung mit Fluss-Konzentration und passivem Rückschluss

Der mechanische Aufbau des Rotors mit Flusskonzentration ist erheblich aufwändiger als bei Oberflächenanordnung der Permanentmagneten. Magneten und Flussleitstücke auf den beiden Ebenen müssen unmagnetisch und möglichst nicht leitend miteinander und mit der mechanisch tragenden Konstruktion des Rotors verbunden werden. Dies wird durch die beidseitig liegenden Luftspaltwege noch erschwert.

1.2.3 Spezielle Bauweise mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator

Wird das passive Rückschlusssystem des Maschinenkonzepts aus Abbildung 1.2-2 durch einen zweiten Stator ersetzt, entsteht eine Maschine wie in Abbildung 1.2-3 dargestellt. Die in Kapitel 1.2.2 erwähnten Vor- und Nachteile des dort beschriebenen Maschinenaufbaus sind auch hier gültig. Es ist aber in dieser Ausführung möglich, die magnetische Durchflutung des Stators zu verdoppeln. Der zweite Stator benötigt lediglich entsprechend mehr Einbauraum in der Maschine als das passive Rückschlusssystem.

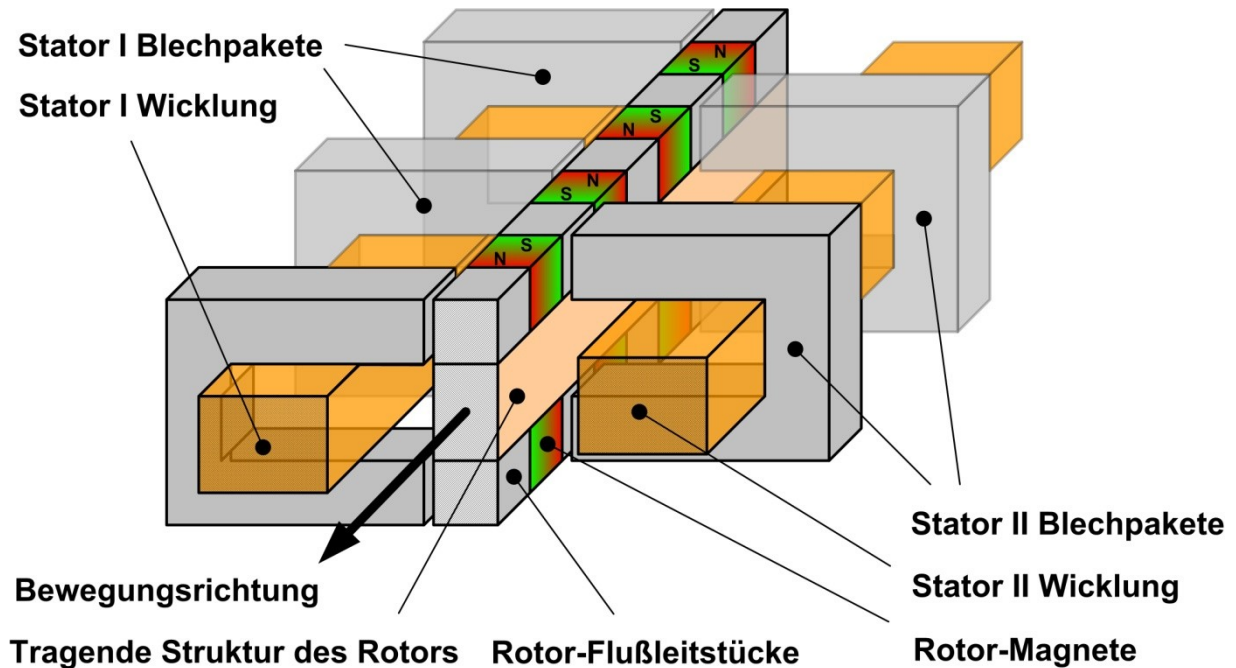


Abbildung 1.2-3: Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator

1.3 Mögliche mechanische Anordnungen

Wie erwähnt, kann das Konzept der Transversalflussmaschine in linearer, quasi-linearer oder klassisch rotierender Form umgesetzt werden. Die rotierenden Bauformen können wiederum in Versionen mit radialer und axialer Ausrichtung des Flusses im Luftspalt unterschieden werden. Im Rahmen des folgenden Kapitels werden nur rotierende, zweiphasige Maschinen mit Flusskonzentration in radialer und axialer Anordnung betrachtet, die alle die gleiche Polzahl und somit Rotorabmessungen haben sollen. Maschinen mit Oberflächenmagneten können analog angeordnet werden, der konstruktive Aufwand ist jedoch geringer. Die Polzahlen der dargestellten Maschinen sind für TFMs relativ gering, jedoch ist es damit möglich, die etwaigen Probleme der Anordnungen besser darzustellen.

In Abbildung 1.3-1 sind Maschinen mit Flusskonzentration und passivem Rückschluss in radialer Ausführung skizziert. In der linken Darstellung ist die Maschine mit Innenstator, in der zweiten mit Außenstator ausgestattet. Die beiden Rotoren sind gemeinsam an den beiden Seiten einer trommelförmigen Konstruktion angebracht.

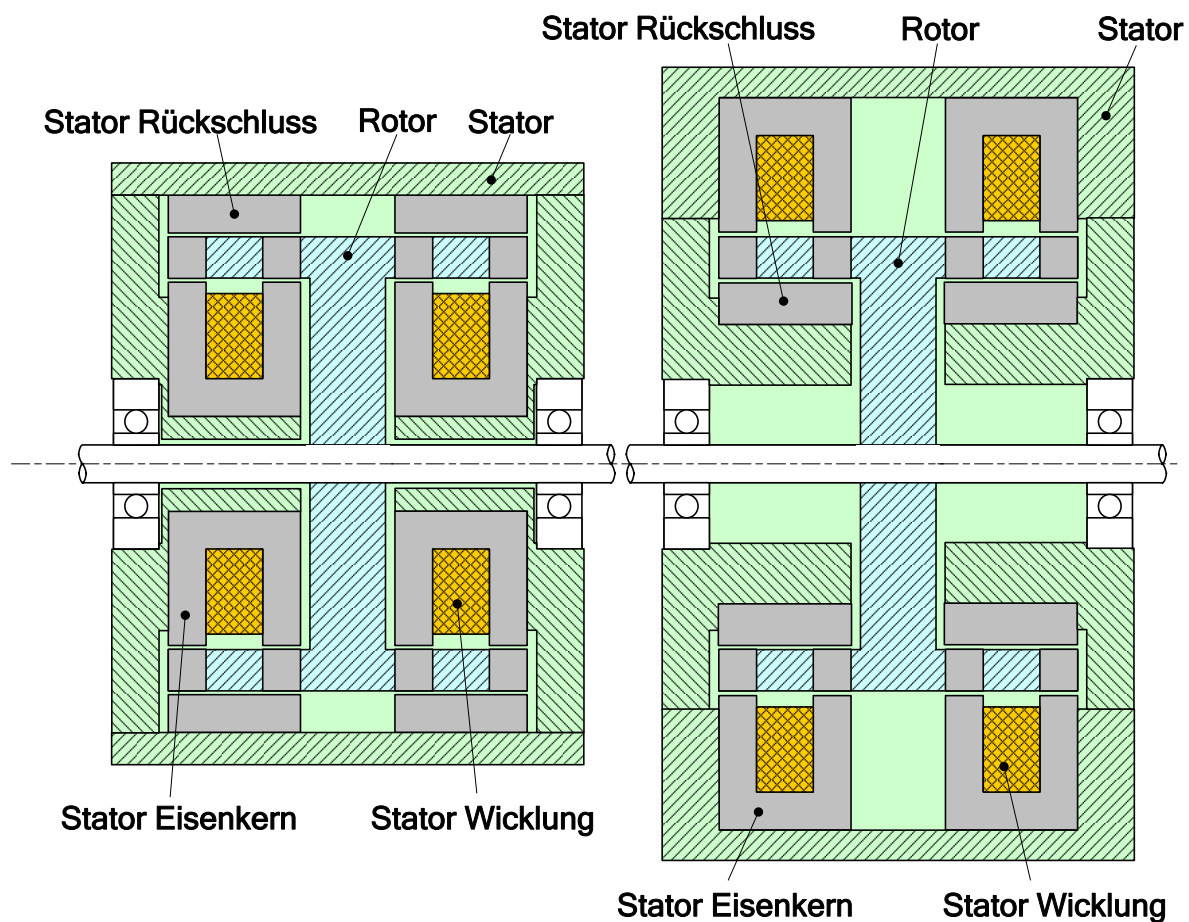


Abbildung 1.3-1: Anordnungen mit Fluss-Konzentration, in radialer Bauweise, passivem Rückschluss und Innenstator bzw. Außenstator

Den Stator innen anzuordnen ermöglicht zwar, den Durchmesser der Maschine klein zu halten. Die Hauptkomponente mit dem größten Bedarf an Einbauraum und der anspruchsvollsten Geometrie in den Innenbereich zu verlegen, dürfte aber nur bei Maschinen mit großer Polzahl erfolgreich sein. Es könnte aber eine adäquate Maßnahme darstellen, um Kupferverluste und Induktivitäten der Statoren zu vermindern. Die Kühlung der Statorwicklungen müsste von innen erfolgen.

Bei einem Entwurf mit Außenstator verhalten sich dementsprechend die oben erwähnten Punkte umgekehrt. Der Durchmesser der Maschine vergrößert sich, für den Stator steht jedoch genügend Einbauraum zur Verfügung. Die Kühlung der Statorwicklungen kann von außen erfolgen. Der zu Verfügung stehende Raum im Bereich der Welle könnte mit einer Hohlwellenkonstruktion und Getriebeeinbauten genutzt werden.

In Abbildung 1.3-3 ist eine Maschine in einer Ausführung mit doppeltem Ständer skizziert. Wie beim Vergleich mit den beiden vorhergehenden Anordnungen sofort klar wird, vereinen sich hier die konstruktiven Probleme der Innenstator- und der Außenstator-Bauweise. Jedoch ist eine Verdoppelung der Ständerdurchflutung möglich.

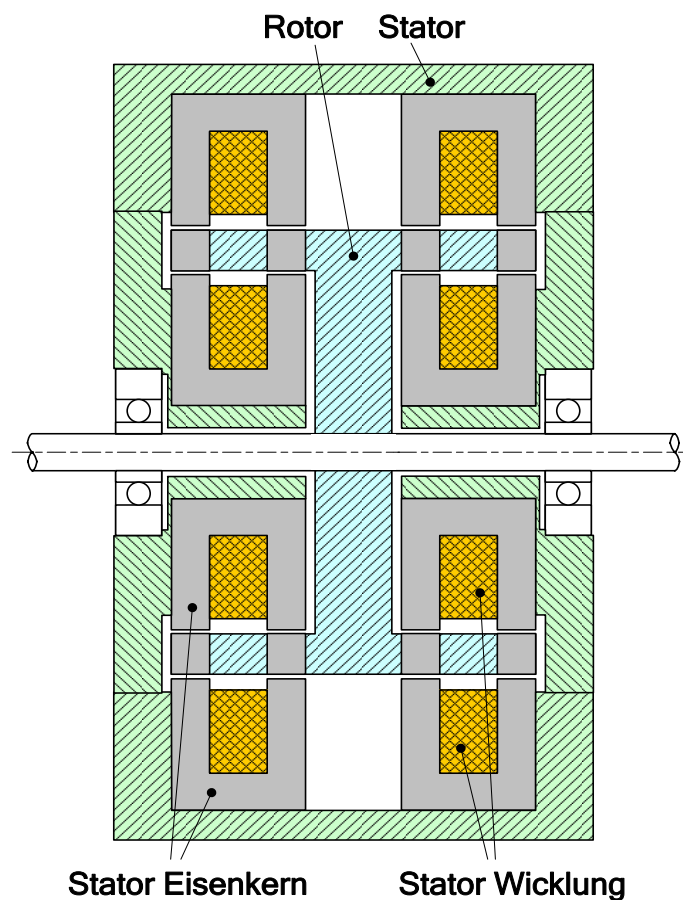


Abbildung 1.3-2: Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in radialer Bauweise

Das Konzept einer zweiphasigen Maschine mit doppeltem Stator in axialer Anordnung ist in Abbildung 1.3-4 dargestellt. Die Rotoren in dieser Abbildung weisen einen zu kleinen Durchmesser auf, um die gleiche Polzahl wie die radiale Version zuvor unterbringen zu können, die Skizzen können nicht direkt verglichen werden. Dennoch sollte es möglich sein, bei geschickter Auslegung den Außendurchmesser dieser Maschine kleiner gestalten zu können als den der radialen Versionen. Natürlich erfolgt dies auf Kosten einer wesentlich erhöhten Maschinenbreite. Auch sind in dieser Skizze schon einige der Ideen des entwickelten Funktionsmusters erkennbar.

Dieser Aufbau ist modularer als die skizzierten, radialen Versionen. Die beiden Rotoren sind scheibenförmig und völlig ident aufgebaut. Die vier Statoren sind in der Grundkonstruktion auch gleich aufgebaut, lediglich sind in zwei davon die Statorjoche um eine Polteilung verschoben angeordnet. D. h., die beiden einphasigen Teilmaschinen werden ident aufgebaut und schließlich zur endgültigen, zweiphasigen Maschine zusammengefügt. Diese Grad an Modularität erleichtert nicht nur die Fertigung der Maschine sondern auch Inbetriebsetzung und Prüfung. Desweiteren wird auch von einer Vergleichmäßigung der magnetischen und elektrischen Eigenschaften der beiden Seiten der Doppelstator-Anordnungen ausgegangen.

Zur besseren Vorstellung sind in den Abbildungen 1.3-5 und 1.3-6 dreidimensionale Darstellungen eines anderen, einfachen Versuchsmusterentwurfs zu sehen.

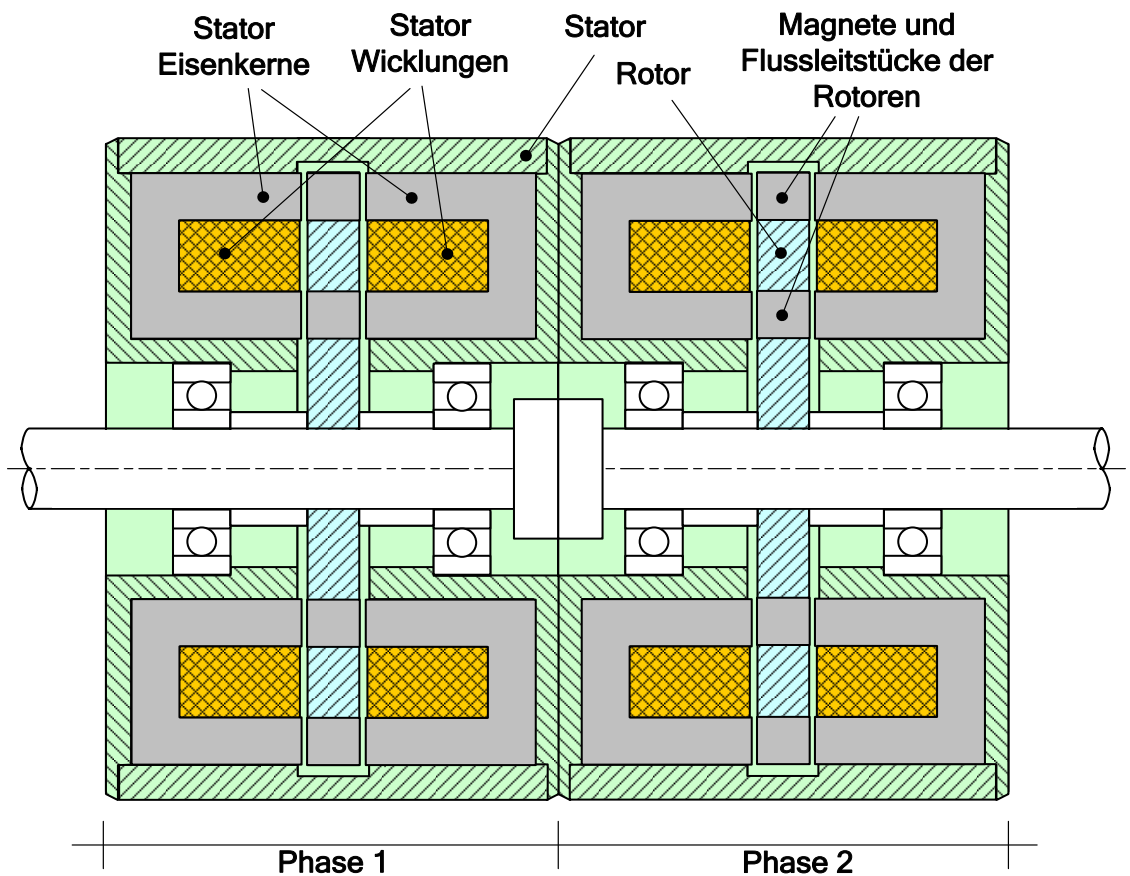


Abbildung 1.3-3: Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in axialer Bauweise

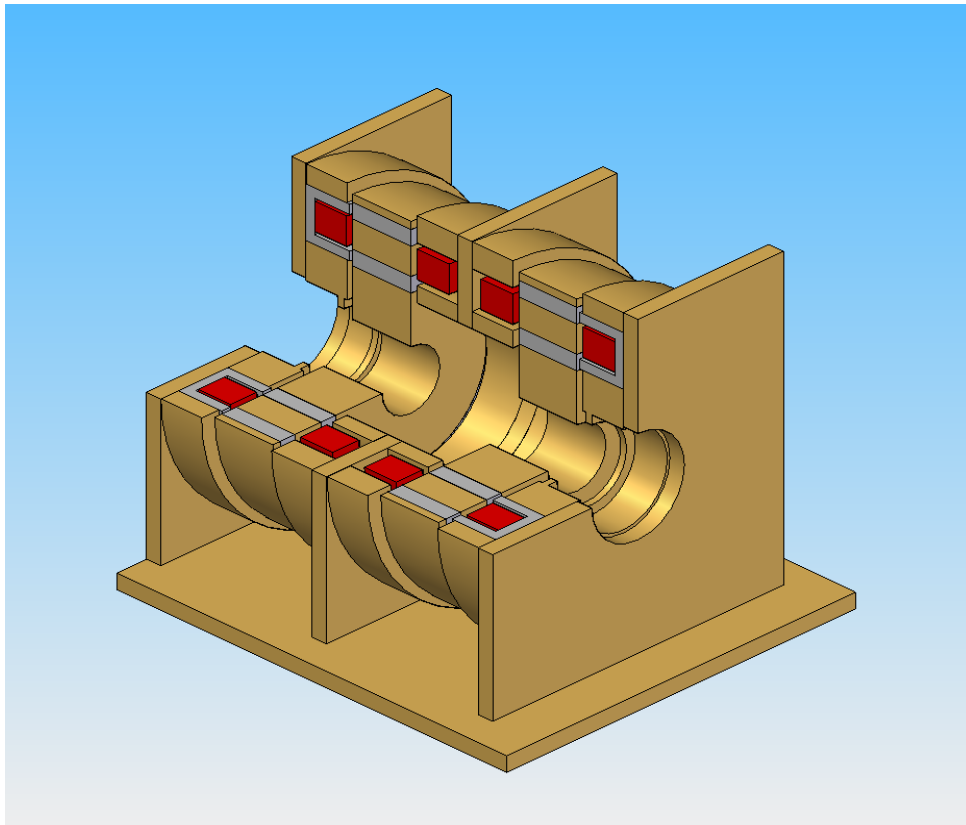


Abbildung 1.3-4: 3D-Schnitt 1 durch Maschine in Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in axialer Bauweise

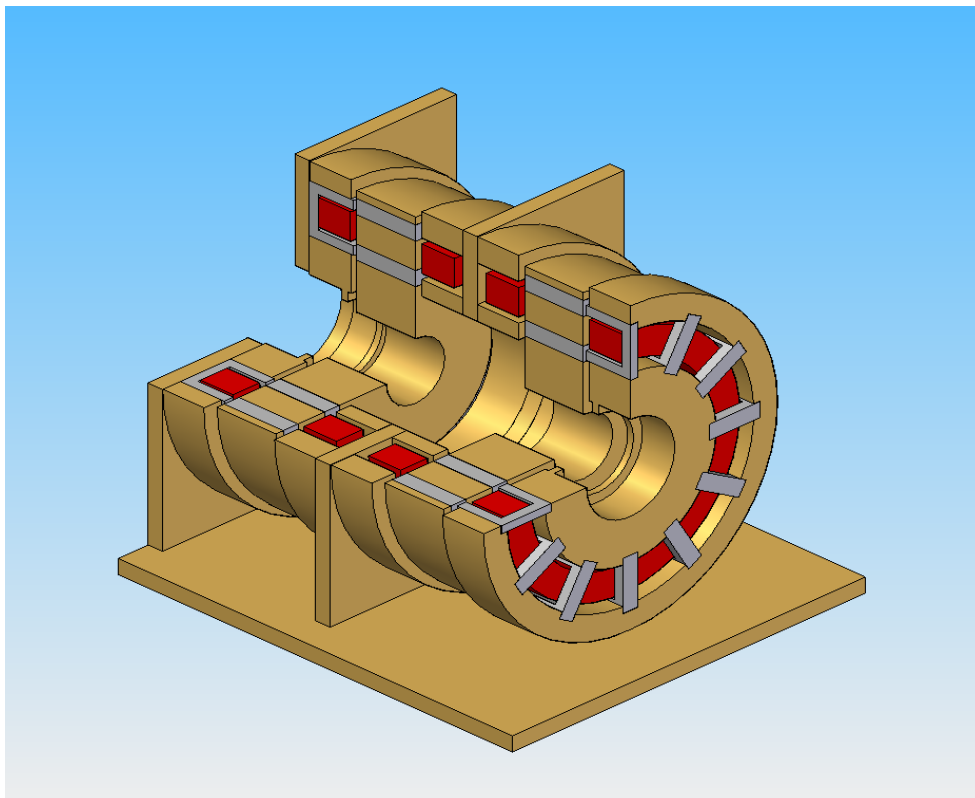
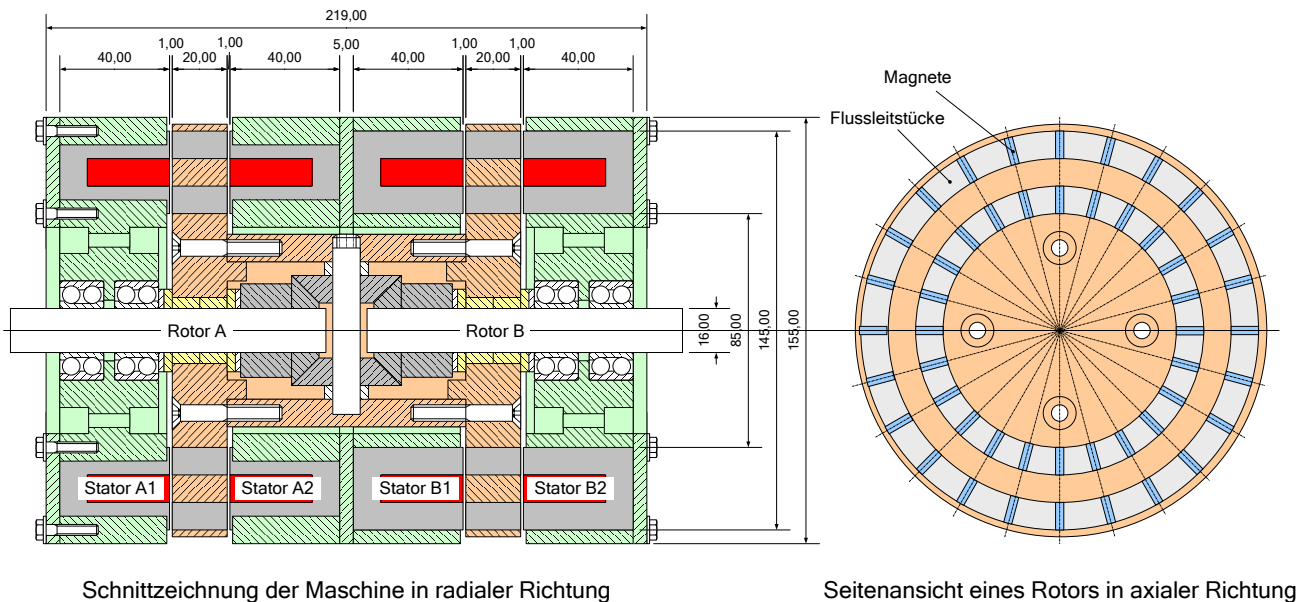


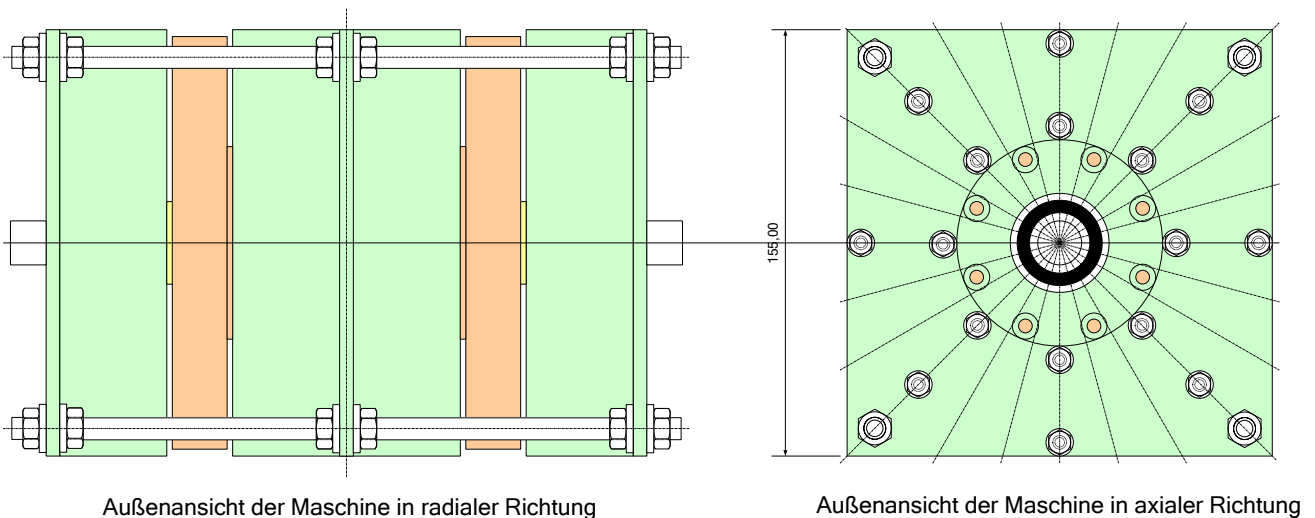
Abbildung 1.3-5: 3D-Schnitt 2 durch Maschine in Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in axialer Bauweise

Diese vergleichsweise kleine Maschine stellte einen der möglichen Entwürfe für das erste Funktionsmuster dar, wurde jedoch nicht gefertigt. Die zur Verfügung stehenden Querschnitte, sowohl für den magnetischen als auch den elektrischen Kreis, wären einfach zu klein gewesen. Die Darstellungen dienen nur zur besseren Illustration der oben beschriebenen Anordnung.



Schnittzeichnung der Maschine in radialer Richtung

Seitenansicht eines Rotors in axialer Richtung



Außenansicht der Maschine in radialer Richtung

Außenansicht der Maschine in axialer Richtung

Abbildung 1.3-6: Einfacher Entwurf einer TFM mit Verwendungsbeispiel für den Hohlwellen-Bereich

Ein weiterer Entwurf für das Funktionsmuster ist in Abbildung 1.3-6 zu sehen. Es wäre dies eine zweiphasige Maschine in axialer Anordnung mit eingebautem Ausgleichsgetriebe als direkter Achsantrieb. Die Darstellung dient nur als Beispiel für eine mögliche Verwendung des Bereichs um die Welle innerhalb der Maschine. Der Entwurf hat rein akademischen Wert, der Drehmoment- und Drehzahlbereich in dem die Maschine betreibbar gewesen wäre, hätte als Direktantrieb keine Verwendung gefunden.

2 Entwurf des Funktionsmusters

Das Transversalfluss-Konzept stellt für das Institut völliges Neuland dar. Es wurde zwar auf dem Gebiet hochpoliger permanent-erregter Synchronmaschinen schon gearbeitet, diese konventionellen Maschinenentwürfe können aber höchstens zu Vergleichszwecken herangezogen werden. Auf das dadurch vorhandene Wissen über die konstruktive Verwendung und Handhabung bei der Verarbeitung von Permanent-Magnetmaterial konnte aber zurückgegriffen werden.

Primäres Ziel war es, einen Wissenstand zu diesem neuen Thema aufzubauen. Sekundäres Ziel war es, die Idee des Maschinenentwurfs mit der erdachten Anordnung auf ihre Funktion zu überprüfen, ohne einen größeren wirtschaftlichen Aufwand zu verursachen. Dementsprechend sollte nicht die Erfüllung aller technischen Aspekte in Perfektion erfolgen, sondern der Entwurf schnell, einfach und kostengünstig umgesetzt werden, auch wenn dadurch die Fähigkeiten des Ergebnisses in ihren Leistungsdaten geschmälert würden.

2.1 Anforderungen an das Funktionsmuster

2.1.1 Prinzipielle Anordnung

Nach Untersuchung der möglichen Anordnungen bestehender Maschinen und Maschinenkonzepte wurde der axialen Anordnung der Vorzug gegeben. Hauptgrund dafür war die Entscheidung, die Maschine mit doppeltem Ständer zu bauen, um eine möglichst hohe Ständerdurchflutung zu ermöglichen. Dies wird bei axialer Anordnung als technisch weniger kompliziert erachtet.

Die Flusskonzentrations-Bauweise bei der radialen Maschine bedingt einen trommelförmig ausgeführten Rotor, wie in Abbildung 1.3-3 angedeutet. Der mechanische Aufbau, um Magneten und Flussleitstücke am Läufer zu halten und am inneren und äußeren Radius für die Luftspalte zu den Statoren freizuhalten, ist technisch komplex und hoch belastet. Der Außen- und der Innen-Stator weisen, aufgrund der unterschiedlichen Durchmesser, verschiedene Geometrien auf. Der zu Verfügung stehende Platz für den Innen-Stator ist zusätzlich begrenzt. Diese Umstände dürften zu unterschiedlichen Eigenschaften der beiden Ständer führen. Wird die Maschine mit sehr hoher Polzahl, also großem Durchmesser, ausgeführt, verlieren erwähnten Punkte an Bedeutung. Generell kann die Maschine mit vertretbarem, konstruktivem Aufwand nur zweiphasig gebaut werden.

Bei axialer Ausführung in Flusskonzentrationsbauweise sind die beiden identen Rotoren scheibenförmig aufgebaut. Dieser Aufbau ist bzgl. der Befestigung der Einzelteile des Magnetkreises mechanisch einfacher zu handhaben, besitzt jedoch den Nachteil, dass die beiden Magnet- und Flussleitstück-Reihen am Rotor auf Kreisbahnen mit verschiedenen Durchmessern liegen. Die Auswirkungen dieses Konstruktionsdetails sind nicht unmittelbar vorhersehbar. Da für die Flusskonzentrationsbauweise die Rotoren breit gestaltet werden müssen, um

ausreichend Einbauraum für die querliegenden Magneten vorsehen zu können, sollten die klassischen, mechanischen Stabilitätsprobleme von Scheibenläufern in axialer Richtung bei dieser Konstruktion beherrschbar bleiben. Die vier Statoren ähneln sich in ihrem Aufbau stark. Zu Einstellung der Luftspalte der Maschine können die Abstände der beiden Teilstatoren zum Rotor verstellt werden.

Wie bereits erwähnt, kann bei axialer Anordnung die Maschine in ident aufgebaute, einphasige Teilmaschinen gegliedert werden, von denen zwei entworfen und gebaut wurden. Diese Teilmaschinen wurden schließlich zu einer zweiphasigen TFM zusammengefügt. Für den Aufbau einer TFM müssen die vielen Einzelteile des magnetischen Kreises miteinander unmagnetisch und zur Minimierung von Wirbelstromverlusten möglichst schlecht elektrisch leitend miteinander verbunden werden. Um diese Bedingung erfüllen zu können und gleichzeitig den Aufwand für die tragenden Konstruktionen klein halten zu können, wurde im Rahmen dieser Arbeit mit einem Aufbau des Funktionsmusters in glasfaserverstärktem Epoxidharz experimentiert.

2.1.2 Aufbau der Ständer

In Abbildung 2.1-1 sind die beiden gefertigten Statorn einer der beiden einphasigen Teilmaschinen dargestellt, links von der Außenseite, in der Mitte von der Luftspaltseite, rechts im Schnitt entlang der Mittellinie.

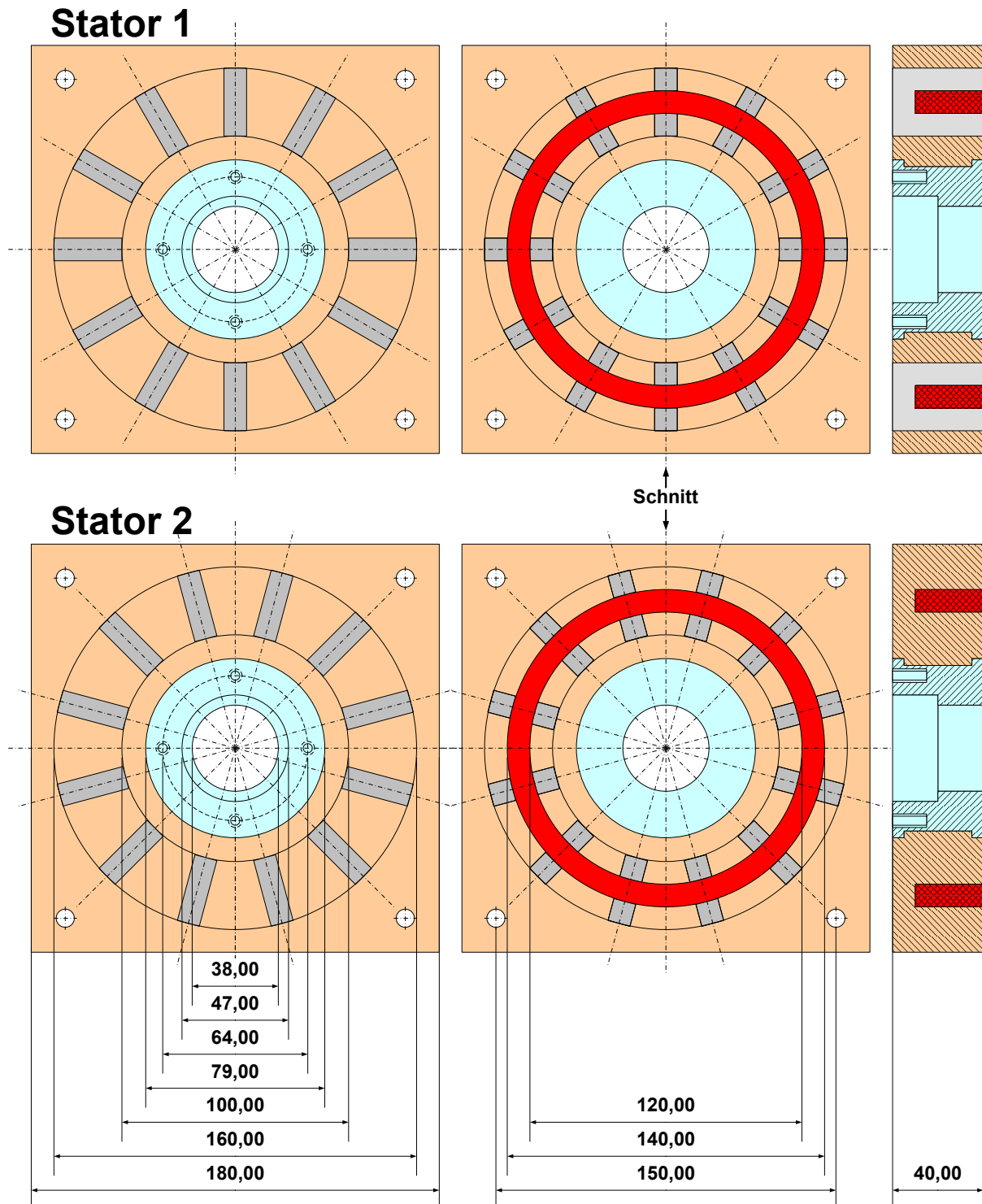


Abbildung 2.1-1: Außenansicht, Innenansicht, sowie Schnitt durch Stator 1 und Stator 2

In der Abbildung 2.1-1 sind die verschiedenen Komponenten in folgenden Farben gehalten:

- Hellgrau - U-förmige Statorjoche
- Rot - Ringförmige Statorwicklung
- Hellblau - Lagersitz aus Aluminium
- Orange - Tragende Konstruktion aus glasfaserverstärktem Epoxidharz

Der Entwurf zur einfachen Fertigung sah einen kompletten Aufbau der tragenden Struktur der vier Statoren aus glasfaserverstärktem Epoxidharz vor. Die offensichtlichen Probleme mit der Kühlung der Ständerwicklungen wurden bewusst zugunsten der einfachen und schnellen Fertigung in Kauf genommen. Die Statorpole wurden aus UI-Standardblechschnitten des Transformatorenbaus mit einer Stärke von 0,5mm zusammengestellt. Dieses Konstruktionsmerkmal wird bei Frequenzen über dem Bereich von 50-100 Hz zu stark erhöhten Eisenverlusten führen. In diesem Falle wird also wieder der Epoxidharz-Aufbau der Statoren, hinsichtlich des Abtransports dieser Verlustwärme, beschränkend wirken. Es kann dieses Funktionsmuster nur für kurze Zeit mit den magnetischen und elektrischen Eigenschaften entsprechenden hohen Drehmomenten und/oder hohen Drehzahlen betrieben werden. Würde man eine technische Anwendung für diesen Aufbau suchen, so würde es sich zur Verwendung als Stellantrieb ohne Getriebe im Kurzzeitbetrieb eignen.

Im ersten Schritt der Fertigung eines Teilstators wurden der Lagersitz aus Aluminium und die geblechten Statorpole gemeinsam in einer Form vergossen. Der Raum für die Wicklung wurde von einer Form freigehalten. Die U-förmigen Statorjoche haben eine Eisenquerschnitt A_{Fe} von 10mm x 10mm, also 100mm^2 . Der Einbauraum für die Wicklung A_{Cu} ist 10mm x 30mm, also 300mm^2 .

Nach der Nachbearbeitung wurde die Statorwicklung in 4 Lagen zu 13 Windungen mit einem Drahtdurchmesser von 2 mm eingebaut. Die Lagen wurden getrennt auf einen Klemmenblock herausgeführt, um sie nach Bedarf verschalten zu können. Jede Teilmaschine verfügt also über 8 Teilwicklungen zu je 13 Windungen, gesamt also 104 Windungen. Im Nutgrund der Wicklung wurde jeweils ein Temperaturelement Typ K eingebaut.

Die Abbildungen 2.1-2 und 2.1-3 zeigen Fotos von den fertiggestellten Statoren bei der letzten Kontrolle vor dem ersten provisorischen Zusammenbau der beiden Teilmaschinen.

Im Anhang, Kapitel 7.3, sind in den Abbildungen 7.3-1 bis 7.3-6 einige ausgewählte Bilder von der Fertigung zu sehen. Abbildungen 7.3-1 und 7.3-2 zeigt das Vergießen der Statoren. Abbildungen 7.3-3 und 7.3-4 zeigen die fertig vergossenen, noch nicht nachbearbeiteten Statoren. Abbildungen 7.3-5 und 7.3-6 zeigen das Wickeln der Statoren.

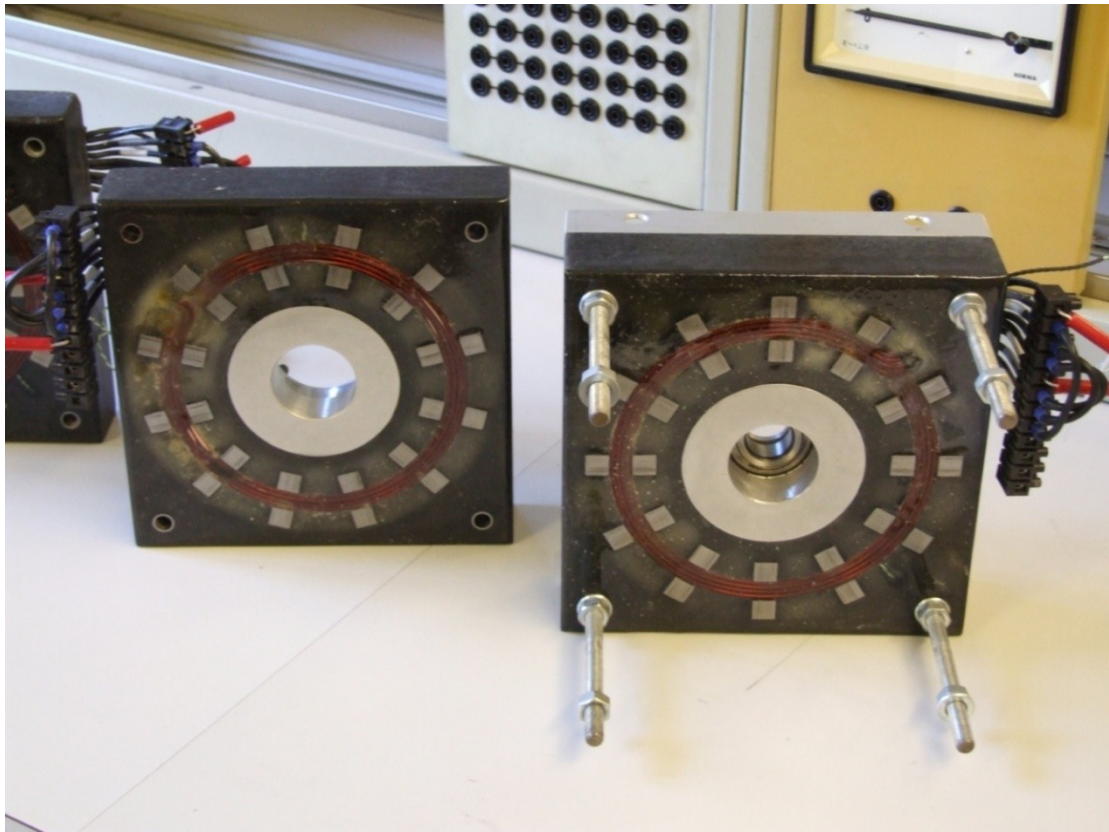


Abbildung 2.1-2: Foto mit Innenansicht von Stator 2 und Stator 1

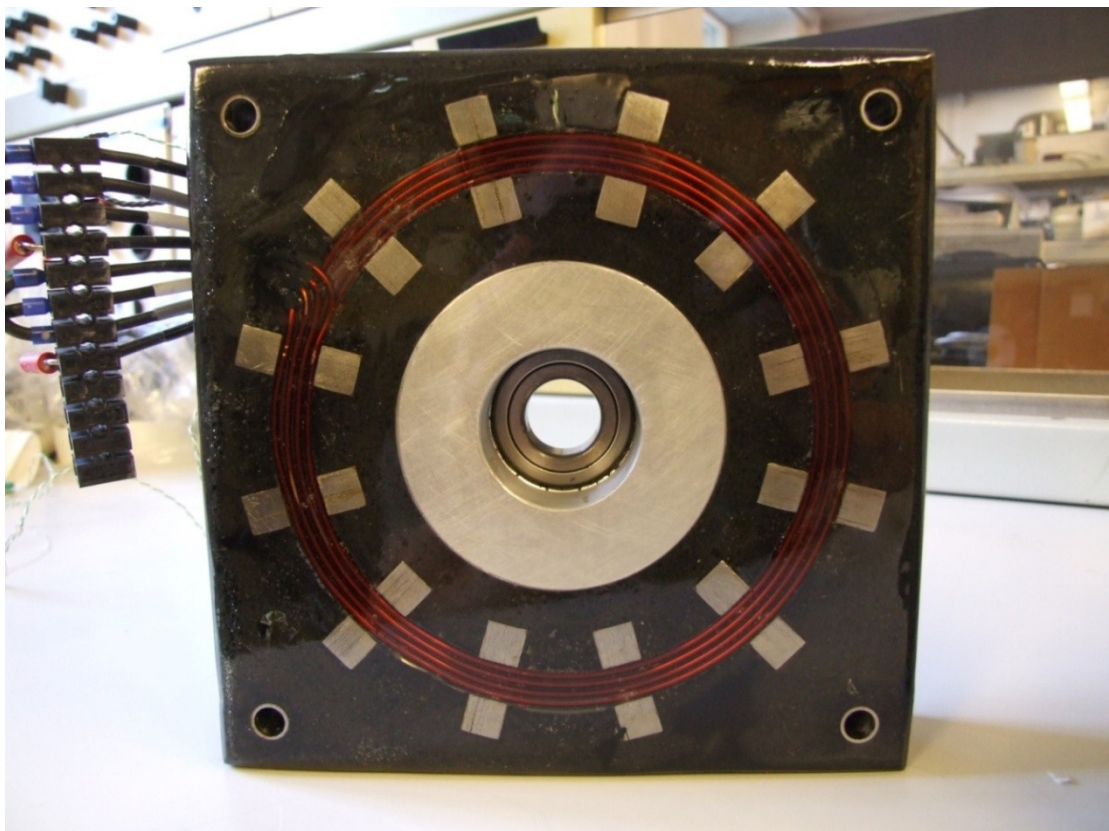


Abbildung 2.1-3: Foto mit detaillierter Innenansicht von Stator 2

2.1.1 Aufbau der Rotoren

In Abbildung 2.1-4 ist der Entwurf der beiden Rotoren zu sehen. Die verschiedenen Komponenten sind in folgenden Farben gehalten:

- Hellgrau - Flussleitstücke
- Weiß - Permanentmagnete
- Hellblau - Nabe aus Aluminium
- Orange - Tragende Konstruktion, unmagnetisch

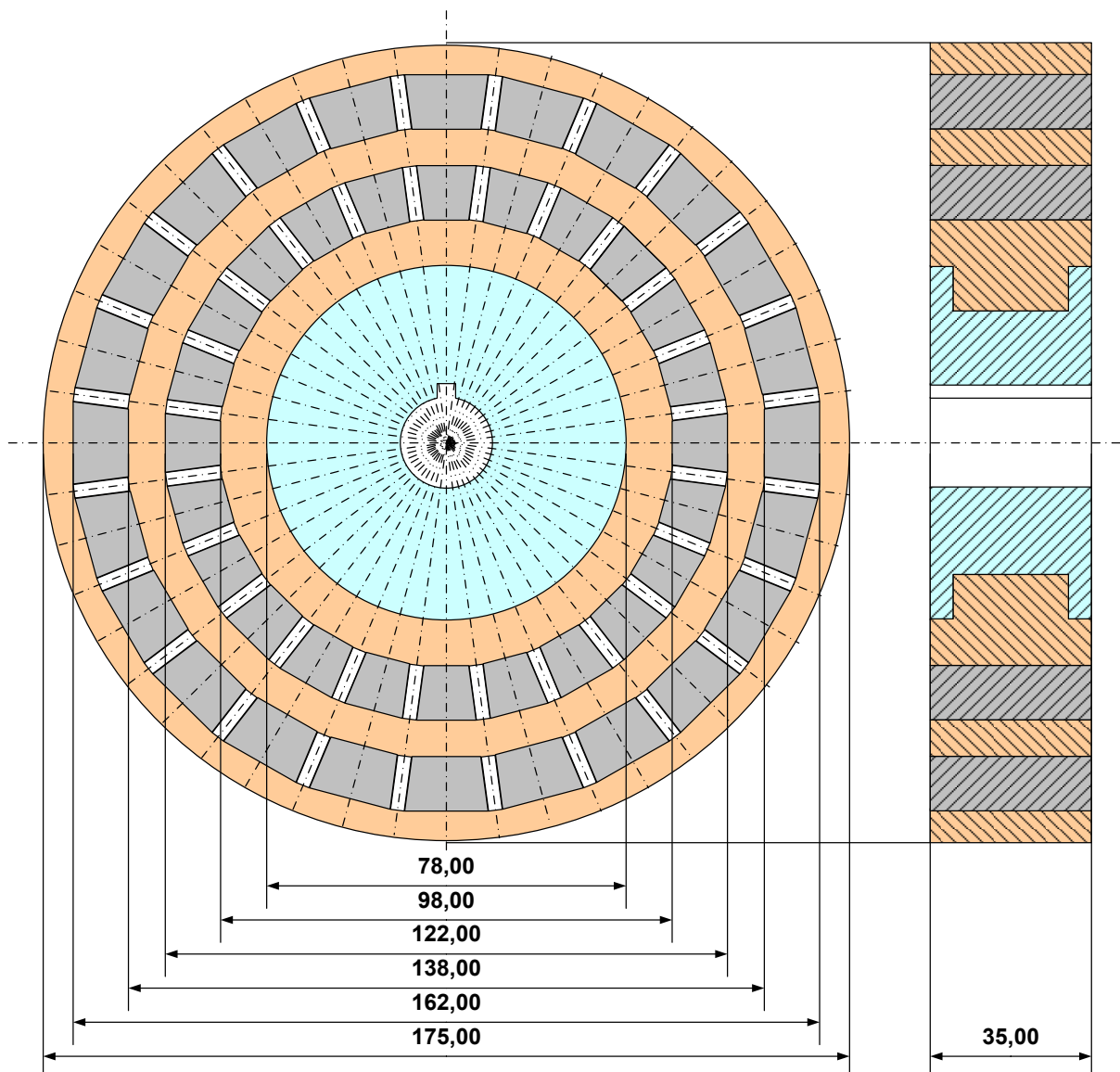


Abbildung 2.1-4: Ansicht eines Rotors in axialer Richtung und im Schnitt

Die beiden Rotoren sind ident aufgebaut. Auf der zentralen, auf der Welle sitzenden, Nabe aus Aluminium wird der äußere Rotor in mehreren Lagen aufgebaut. Auf zwei verschiedenen Radien liegen die ringförmigen Magnetanordnungen, bestehend aus massiven Flussleitstücken und den versenkt eingebauten Magneten für die

Flusskonzentration. Um die beiden Magnetanordnungen mit der Nabe zu verbinden, sind drei ringförmige tragende Elemente aus unmagnetischem Werkstoff nötig. Da es sich im Prinzip um permanenterrregte Rotoren handelt, werden massive Flussleitstücke als ausreichend erachtet.

Der erste Entwurf sah vor, den Rotor aus einer Messingnabe, den äußeren Aufbau aus zwei Ringen aus Messing und zwei Ringen aus Stahl zu fertigen. Die Stahlringe hätten, in Segmente gefräst, die Flussleitstücke gebildet. Dazu hätten die beiden außenliegenden Messingringe und die Flussleitstücke der beiden magnetischen Ebenen auf die zentrale Nabe mit Edelstahlschrauben befestigt werden müssen. In Abbildung 2.1-5 sind zwei mögliche Lösungen dargestellt, mit einer Schraube, bzw. zwei Schrauben.

Um sicherzustellen, dass das im Querschnitt quadratische Statorjoch immer den Ring aus Flussleitstücken im Luftspalt überlappend überstreicht, müssten die Stahlringe eine etwas größere Höhe als die Statorjoche aufweisen. Eine Skizze zu diesem Problem ist in Abbildung 2.1-6 dargestellt

Abgesehen von der aufwändigen mechanischen Fertigung, schien auch die Art der Montage der Einzelteile der Rotoren, hinsichtlich der Flussverteilung in den Flussleitstücken, nachteilig zu sein. Dieses Problem wurde weiter untersucht. In den Abbildungen 2.1-7, 2.1-8 und 2.1-9 wurde die Flussdichte in den Flussleitstücken simuliert. Es wurden die Fälle einer Befestigung mit keiner Schraube, einer Schraube und zwei Schrauben betrachtet. Nur als einfache Entscheidungshilfe gedacht, wurde die Simulation nur zweidimensional, als Draufsicht in radialer Richtung, ausgeführt.

Im zweiten, schließlich verwendeten Entwurf wurden die tragenden, unmagnetischen Teile der Rotoren, analog den Statoren, aus glasfaserverstärktem Epoxidharz vorgesehen. Dadurch entfiel die Schwächung des Querschnitts der Flussleitstücke durch die Montagebohrung, da diese direkt vergossen wurden.

Auch wurden die Bedingungen unmagnetisch und nichtleitend sehr gut erfüllt. Nicht zuletzt wurde die Fertigung der Rotoren wesentlich einfacher und kostengünstiger. Diese Methode der Fertigung schien für die Rotoren sogar besser geeignet als für die Statoren, da hier nicht so große Verluste erwartet wurden, also keine Probleme mit der Kühlung auftreten sollten. Dies war jedoch eine Fehleinschätzung, wie sich bei den Tests herausstellte.

Es wurden für den inneren und äußeren magnetischen Ring trapezförmige Flussleitstücke unterschiedlicher Breite gefräst, siehe Abbildung 2.2-10. Diese wurden mit den Permanentmagneten zu den beiden ringförmigen, magnetischen Anordnungen der Rotoren zusammengesetzt und nacheinander auf die zentrale Aluminiumnabe gegossen. Der äußere Ring wird schließlich von einer Glasfaser-Bandage auf dem Rotor gehalten. Um die Magneten nicht zu gefährden, wurden diese Arbeiten auf einer Stahlplatte, zum magnetischen Kurzschließen der Magneten durchgeführt. Desweiteren wurde eine speziell langsam aushärtende Epoxid-Mischung verwendet, um die Abwärme der Reaktion gering zu halten. Für die ersten Versuche wurden die Rotoren auf der Luftspaltseite nur geschliffen. Für die Anordnung mit Luftspalt 0,5mm wurden die Rotoren, auf der Welle aufgebaut, beidseitig überdreht.

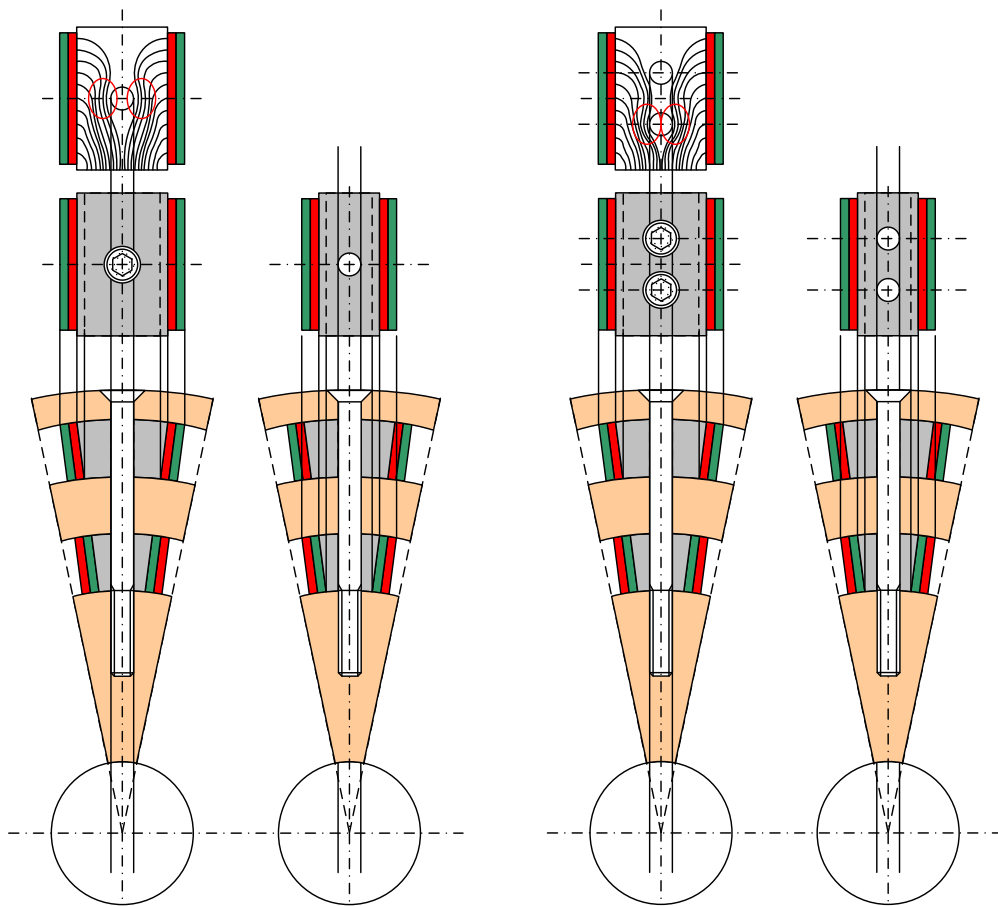


Abbildung 2.1-5: Mögliche Lösung für den mechanischen Aufbau der Rotoren

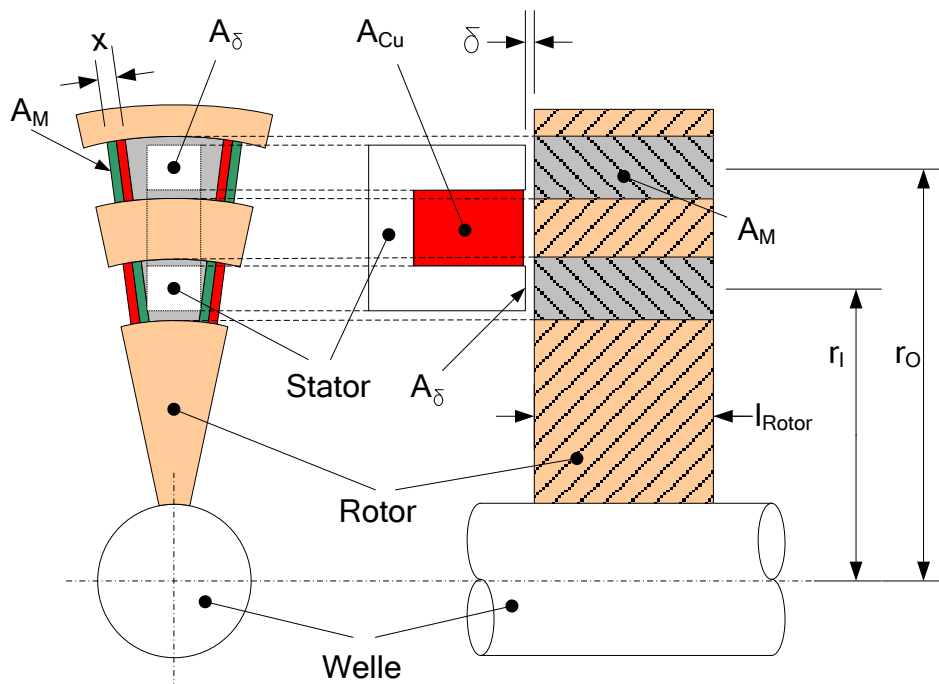


Abbildung 2.1-6: Detailansicht der Anordnung von Magneten und Flussleitstücken im Rotor

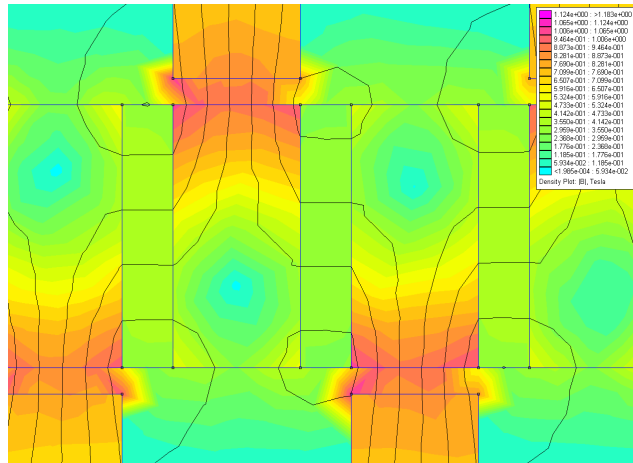


Abbildung 2.1-7: Flussdichteverläufe in den Flussleitstücken bei schraubenloser Montage

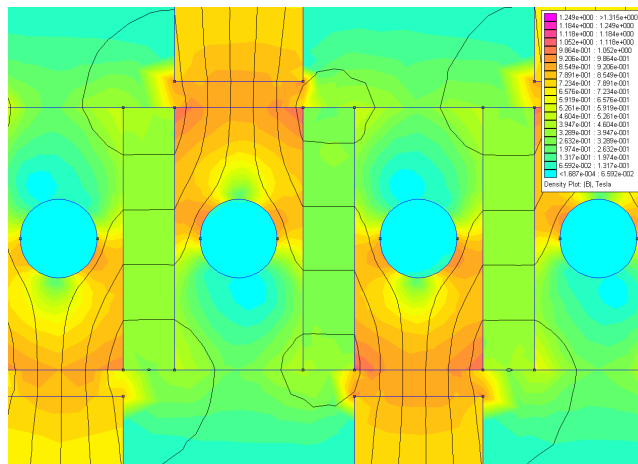


Abbildung 2.1-8: Flussdichteverläufe in den Flussleitstücken bei Montage mit einer Schraube

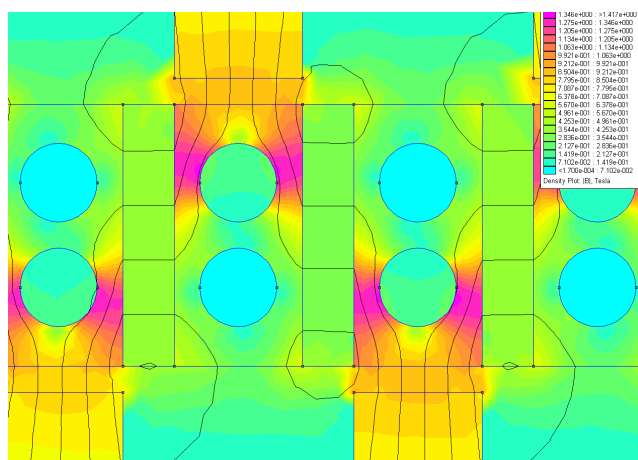


Abbildung 2.1-9: Flussdichteverläufe in den Flussleitstücken bei Montage mit zwei Schrauben

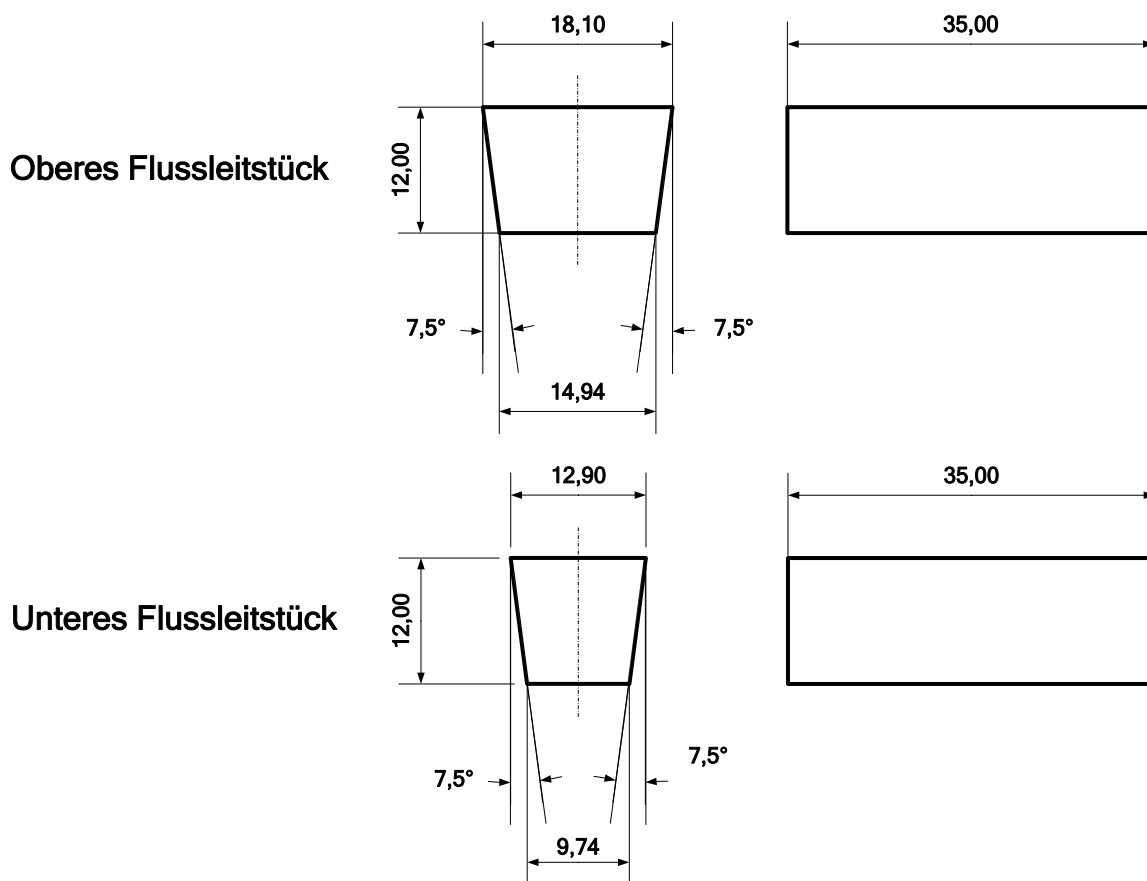


Abbildung 2.1-10: Technische Zeichnung der gefertigten Flussleitstücke für den Rotor

Die verwendeten Magneten waren vom Typ Neodym-Eisen-Bor mit einer Dicke von 3mm und einer Fläche von $10\text{mm} \times 30\text{mm} = 300\text{mm}^2$. Da die Betriebstemperatur der Maschine unter 100°C bleiben sollte, konnten Magneten mit einer Grenztemperatur von 120°C verwendet werden.

Die Abbildungen 2.1-10 und 2.1-11 zeigen Fotos von den fertiggestellten Rotoren bei der letzten Kontrolle vor dem ersten provisorischen Zusammenbau der beiden Teilmaschinen.

Im Anhang, Kapitel 7.3, sind in den Abbildungen 7.3-7 bis 7.3-12 einige ausgewählte Bilder von der Fertigung zu sehen.

In Abbildungen 7.3-7 sind die trapezförmigen Flussleitstücke der beiden magnetischen Ringe provisorisch zur Kontrolle angeordnet. In Abbildung 7.3-8 sind Nabe und der innere magnetische Ring provisorisch zur Kontrolle angeordnet. In Abbildung 7.3-9 sind Nabe und innerer magnetischer Ring vergossen. Abbildungen 7.3-10 und 7.3-11 zeigen das Vergießen des äußeren magnetischen Rings mit dem Rotor. Abbildung 7.3-12 zeigt den fertig vergossenen Rotor noch nicht nachbearbeitet.

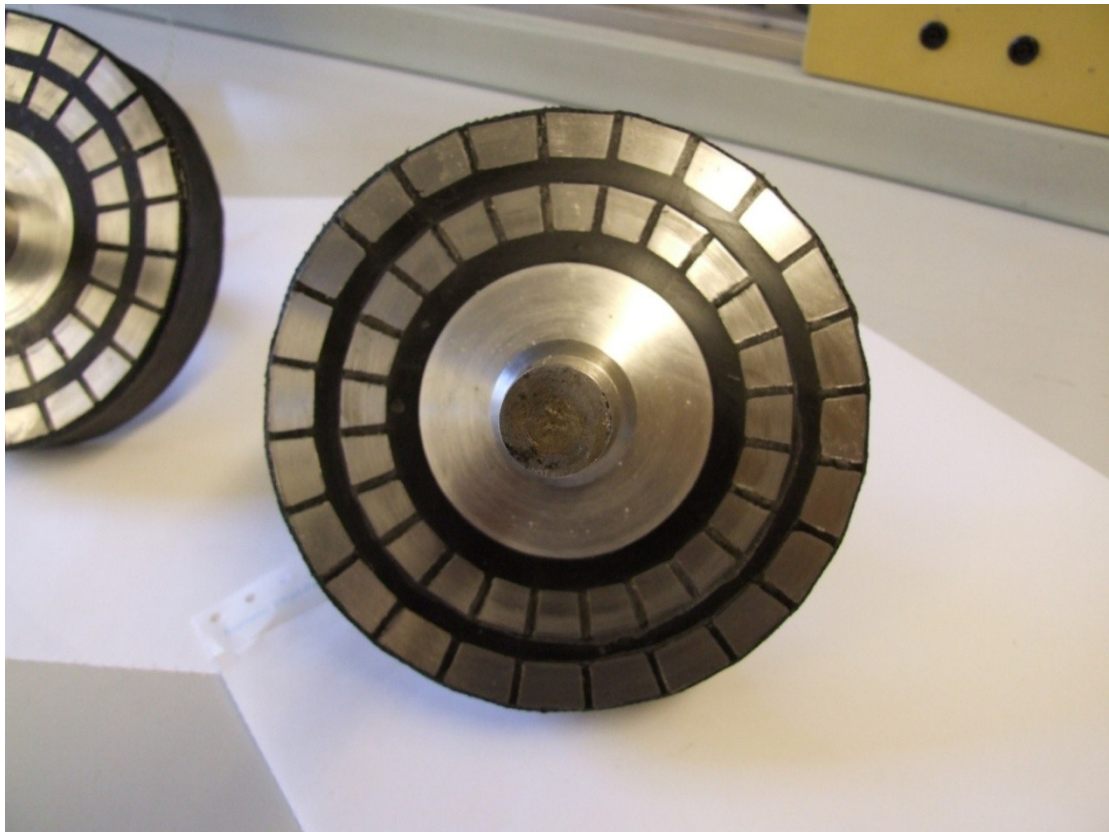


Abbildung 2.1-11: Foto eines Rotors in axialer Richtung

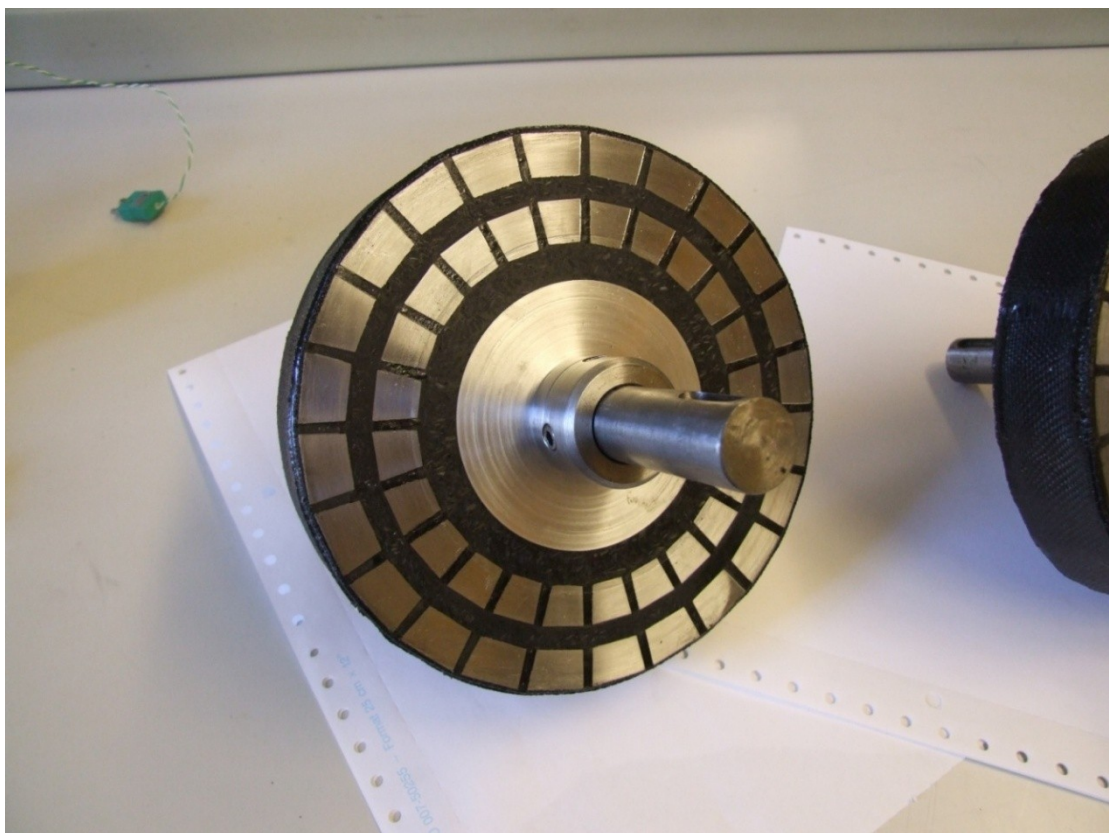


Abbildung 2.1-12: Foto eines Rotors in Schrägansicht

2.1.2 Gesamtanordnung

In Abbildung 2.1-13 ist ein Schnitt durch eine der beiden einphasigen Teilmaschinen dargestellt. Die Teilmaschinen wurden mechanisch autark aufgebaut und schließlich zur zweiphasigen Gesamtmaschine zusammengefügt. Die Teilmaschinen sind deshalb mit einem beidseitigen Wellenanschluss ausgeführt.

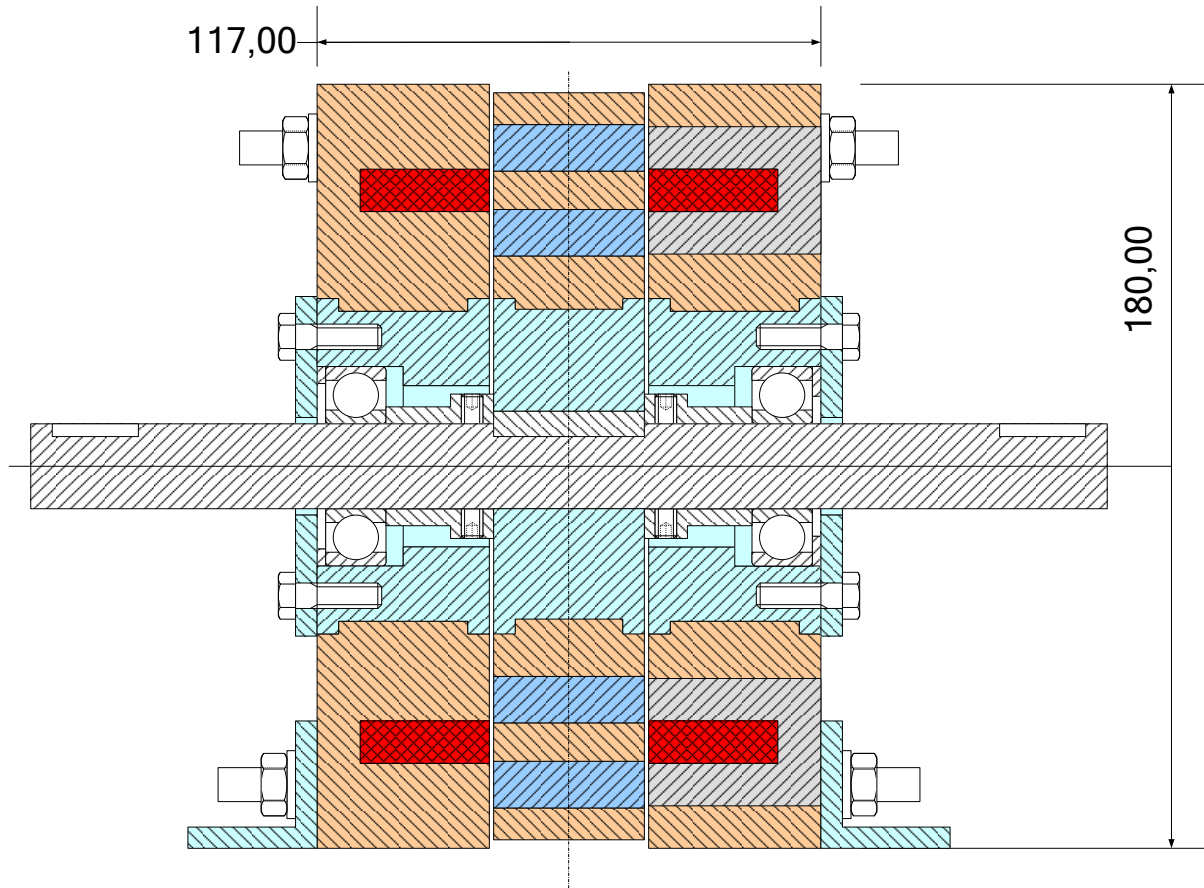


Abbildung 2.1-13: Schnitt durch eine der beiden Maschine im zusammengebauten Zustand

In der Abbildung 2.1-13 sind die verschiedenen Komponenten in folgenden Farben gehalten:

- Hellgrau - U-förmige Statorjoche
- Rot - Ringförmige Statorwicklung
- Blau - Magnetische Anordnungen des Rotors
- Hellblau - Lagersitze und Rotornabe aus Aluminium
- Orange - Tragende Konstruktionen aus glasfaserverstärktem Epoxidharz
- Weiß - Mechanische Elemente: Welle, Lager, Schrauben

Abbildung 2.1-14 zeigt eine Teilmaschine von Außen noch ohne das wichtige Gehäuse. Wie sich später zeigte, war dieses sowohl aus Sicherheitsgründen als auch zu Verbesserung der mechanischen Stabilität bei Luftspalten kleiner 1mm unerlässlich.

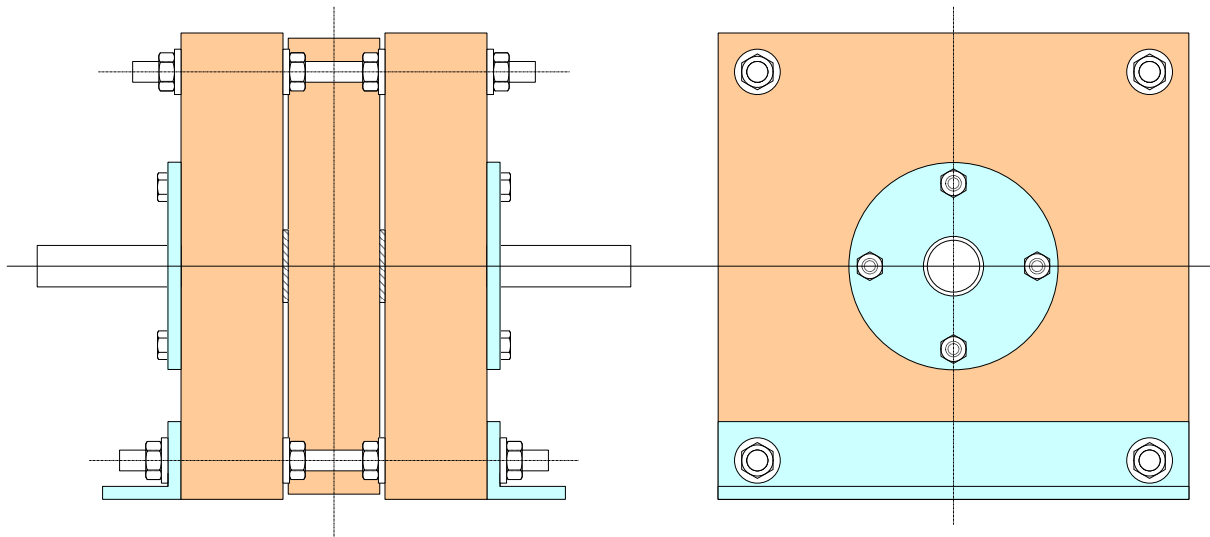


Abbildung 2.1-14: Außenansicht einer der beiden Maschinen im zusammengebauten Zustand

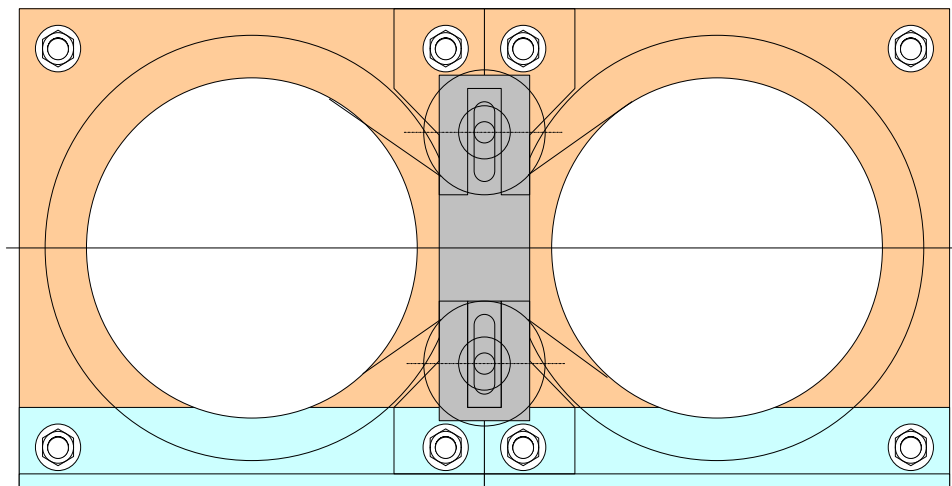


Abbildung 2.1-15: Schematische Ansicht des kuppelnden Riementriebs

Abbildung 2.1-15 zeigt schematisch die beiden Teilmaschinen nebeneinander montiert und mit dem kuppelnden Riementrieb an den Wellen verbunden. Auf beide Teilmaschinen wurde eine Zahnriemenscheibe montiert. Die Spannvorrichtung des verbindenden Zahnriemens ist in der Mitte positioniert. Die Grobverstellung erfolgt über die Zahnteilung von Scheiben und Riemen, die Feineinstellung über die Spannvorrichtung. In der folgenden Tabelle sind die Gewichte der Teilmaschinen, sowie der Komponenten zur mechanischen Verbindung aufgelistet.

Komponente	Gewicht / kg
Maschine A (Stator I & II, Rotor, Welle, Lager, Alu-Gehäuse)	11,2
Maschine B (Stator I & II, Rotor, Welle, Lager, Alu-Gehäuse)	11,4
Maschinenbett	9,1
Spannvorrichtung mit Spannrollen	1,2
Zahnriemenscheiben A & B	2,4

2.2 Dimensionierung des Funktionsmusters

In den folgenden Kapiteln wurde versucht, die für die Auslegung vor dem Bau der Maschine verwendeten Berechnungen in Einklang mit dem beobachteten Verhalten der Maschine bei den Messungen zu bringen. Dazu mussten die Berechnungen zum Teil erheblichen Modifikationen unterzogen werden. In den Kapiteln werden zur Erklärung nur die für wichtig erachteten mathematischen Zusammenhänge angeführt. Am Ende jedes Kapitels befindet sich ein Berechnungsblatt mit der kompletten analytischen Kalkulation der entsprechenden Größen. Diese Berechnungsblätter wurden mit dem Mathematik-Softwarepaket Mathcad erstellt.

2.2.1 Auslegung des Magnetkreises

Der Aufbau der Maschine erlaubt es nicht, wie bei den klassischen Maschinenkonzepten, den Magnetkreis vereinfacht in zwei Dimensionen zu betrachten. Dies ist weder analytisch noch in der Simulation möglich. Desweiteren ist auch mit erheblicher magnetischer Streuung zu rechnen, ein Umstand, der bei einer näheren Betrachtung des prinzipiellen Aufbaus offensichtlich wird. Diese Effekte in der Auslegung für diese Anordnung mit realistischem Aufwand mathematisch exakt zu beschreiben, ohne dass Erfahrungswerte aus Messungen oder näherungsweise Anhaltspunkte durch eine dreidimensionale Simulation vorliegen, erscheint nicht möglich.

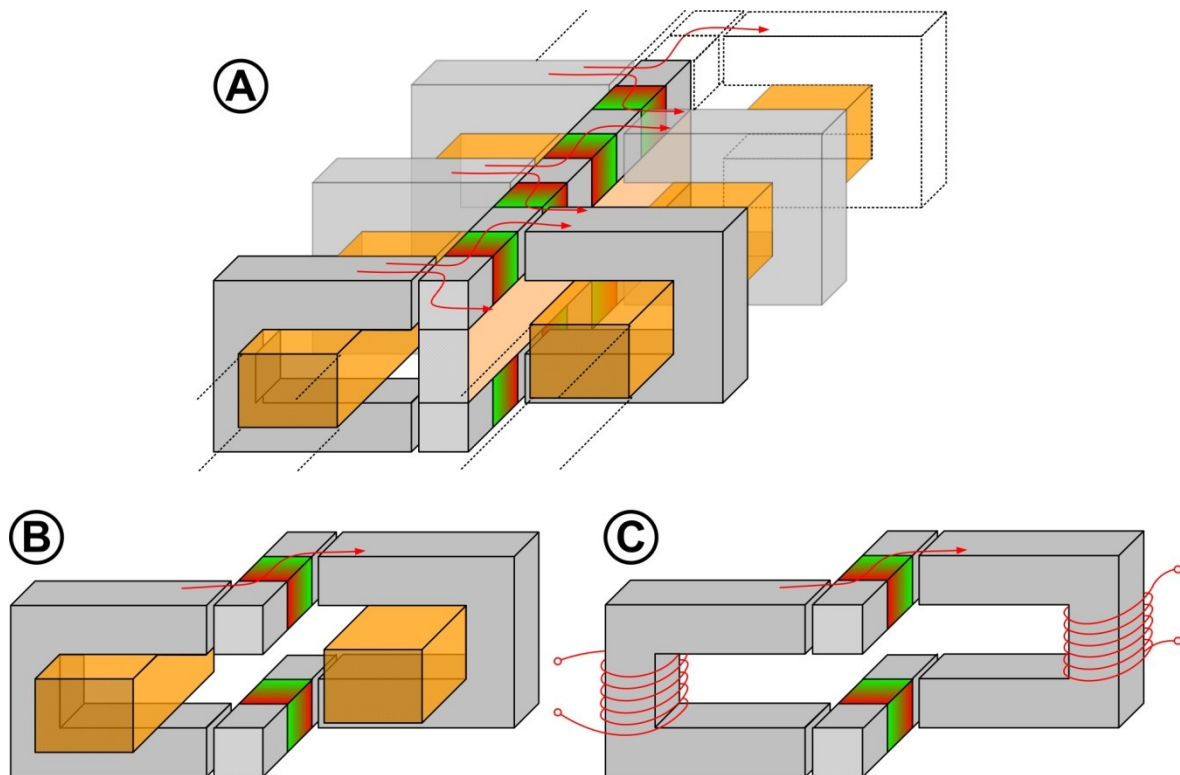


Abbildung 2.2-1: Skizzen zur Veranschaulichung der Anordnung des Magnetkreises und der Vereinfachungen für die analytische Auslegung

In der Skizze A der obigen Abbildung 2.2-1 ist ein Ausschnitt des Umfangs der Maschine in der verwendeten Doppelständer-Ausführung dargestellt. Zur besseren Betrachtung erfolgt die Darstellung in linearer Form. Die roten Linien sollen den Weg des Rotorfeldes über die beiden Ständer andeuten.

Einen Teil dieser Anordnung für eine vereinfachte Betrachtung zu entnehmen, wie in den beiden unteren Skizzen B und C der Abbildung 2.2-1 gezeigt, ist jedoch nicht ausreichend. Die dreidimensionale Verkopplung verbindet jedes Ständerjoch mit vier der Permanentmagneten, ein Effekt, der dadurch nicht berücksichtigt werden würde. In Abbildung 2.2-2 ist eine zweipolige Maschine, Polpaarzahl eins, skizziert. Diese wird im weiteren als Basis der Betrachtungen des Magnetkreises der Maschine verwendet. Um Maschinen höherer Polzahl zu beschreiben, ist nur eine Vervielfachung mit der Anzahl der Pole nötig.

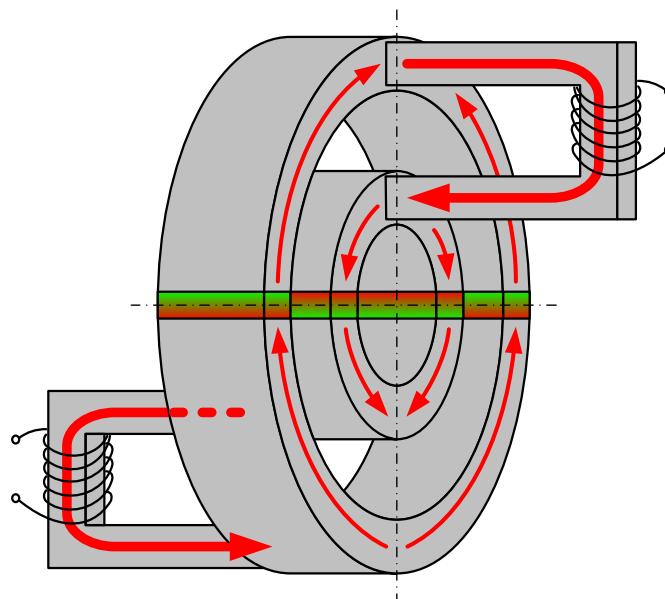


Abbildung 2.2-2: Skizze einer zweipoligen Maschine zur Veranschaulichung des Magnetkreis-Modells

In Abbildung 2.2-3 ist ein magnetisches Ersatzschaltbild dieser zweipoligen Maschine dargestellt. Die Betrachtung des magnetischen Kreises erfolgt stationär. Die wichtigsten Elemente der Ständer und des Rotors sind in schwarz gehalten:

- Θ_S ... Ständerdurchflutung
- R_S ... magnetischer Widerstand Ständerjoch
- R_δ ... magnetischer Widerstand Luftspalt
- R_R ... magnetischer Widerstand Flussleitstück Rotor
- Θ_M ... Durchflutung der Magneten
- R_M ... magnetischer Widerstand der Magneten

Da die Permeabilitätskonstante des Magnetmaterials praktisch konstant ist (und etwa μ_0 beträgt), ist eine Beschreibung mittels „magnetischer Widerstände“ sinnvoll. Klar erkennbar sind auf der linken und rechten Seite die Ersatzelemente der beiden

Statoren. In der Mitte als Verbindung die Elemente des Rotors, wobei hier die Anordnungen der vier Permanentmagneten gut zu sehen sind.

In hellblau sind die Ersatzelemente möglicher Streuwege, bezeichnet allgemein mit R_{σ} , angedeutet. Aufgrund des komplexen, mechanischen Aufbaus sind diesbezüglich mannigfaltige Möglichkeiten denkbar. Verkopplungen zwischen allen der vier Magnetanordnungen sind möglich. Nicht alle Möglichkeiten wurden aus Platzgründen eingezeichnet. Zur Vervollständigung der Darstellung können die sich wiederholenden Elemente der Streuanordnungen bzgl. der vier Permanentmagneten an den strichlierten Linien angefügt werden.

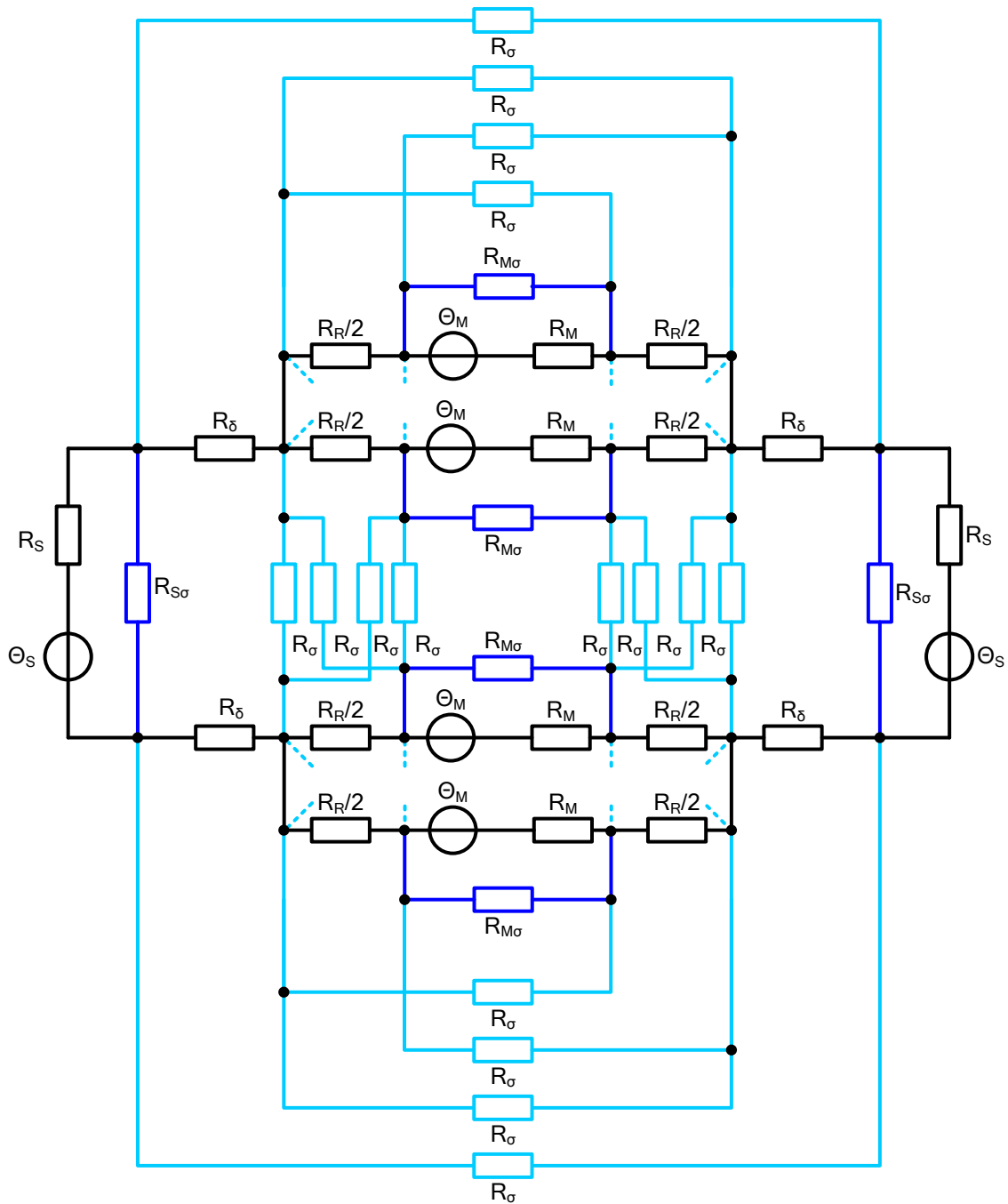


Abbildung 2.2-3: Komplettes Ersatzmodell des Magnetkreises

Die Streuwege, denen größere Bedeutung beigemessen wird, sind in dunkelblau ausgeführt. Es sind dies:

- $R_{S\sigma}$... Streuung des Ständerjochs
- $R_{M\sigma}$... Streuung der Permanentmagneten

Die exponierten Lagen der einzelnen Ständerjochs mit großen Abständen werden sich negativ auf die Streuung des Stators als Einheit auswirken. Bei den Permanentmagneten wird der Randbereich um die Magneten zwischen den beiden angrenzenden Flussleitstücken als kritisch angesehen.

Unter Vernachlässigung der Streuwege, angedeutet durch die Elemente R_{σ} , und weiter zusammengefasst ergibt sich Abbildung 2.2-4:

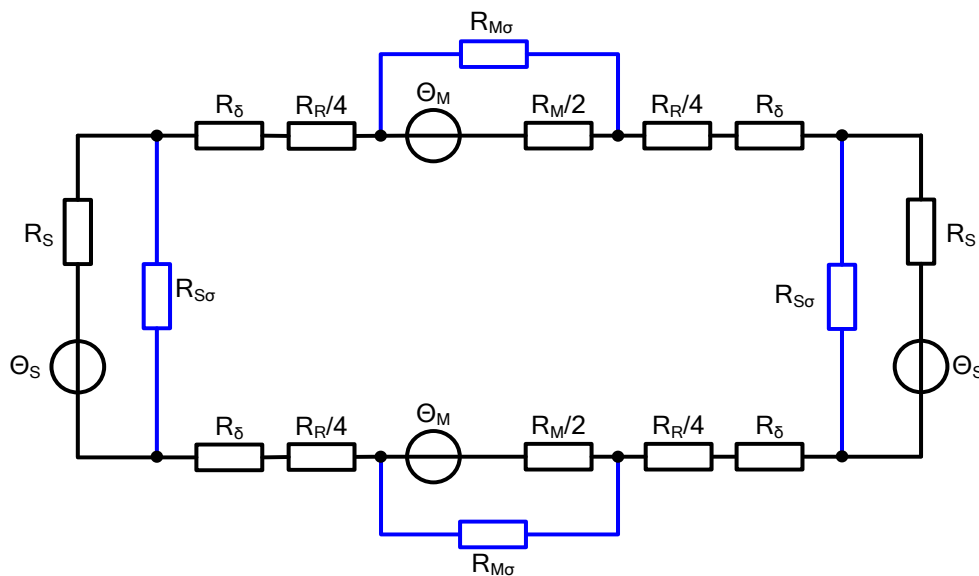


Abbildung 2.2-4: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Magnetkreises

Für die Auslegung des Rotorfeldes ist die Ständerdurchflutung nicht von Interesse. Die Streuungen $R_{\sigma ST}$ und $R_{\sigma M}$ werden näherungsweise als Streukoeffizienten auf die Hauptelemente aufgerechnet. Damit ergeben sich die vereinfachten Ersatzschaltbilder in Abbildung 2.2-5: Auf der linken Seite noch unter Berücksichtigung des Eisens, also mit den magnetischen Widerständen der Ständerjochs und der Rotorflussleitstücke, welche auch mit Sättigung betrachtet werden sollen, auf der rechten Seite weiter vereinfacht nur unter Betrachtung der magnetischen Widerstände der Luftspalte und der Magneten.

Für den magnetischen Aufbau dieser Maschinenanordnung bedeutet diese vereinfachte angenommene Beschreibung des Problems, dass der magnetische Widerstand der Luftspalte doppelt, der der Magneten aber halbiert den magnetischen Fluss beeinflusst. Wird das Eisen mit betrachtet, halbiert sich näherungsweise auch der magnetische Widerstand der Rotorflussleitstücke. Für einen wirkungsvollen Aufbau der Maschine bedeutet das, dass der Luftspalt klein gehalten werden muss. Die Dicke der Magneten hat einen geringeren Einfluss und kann daher größer ausgeführt werden.

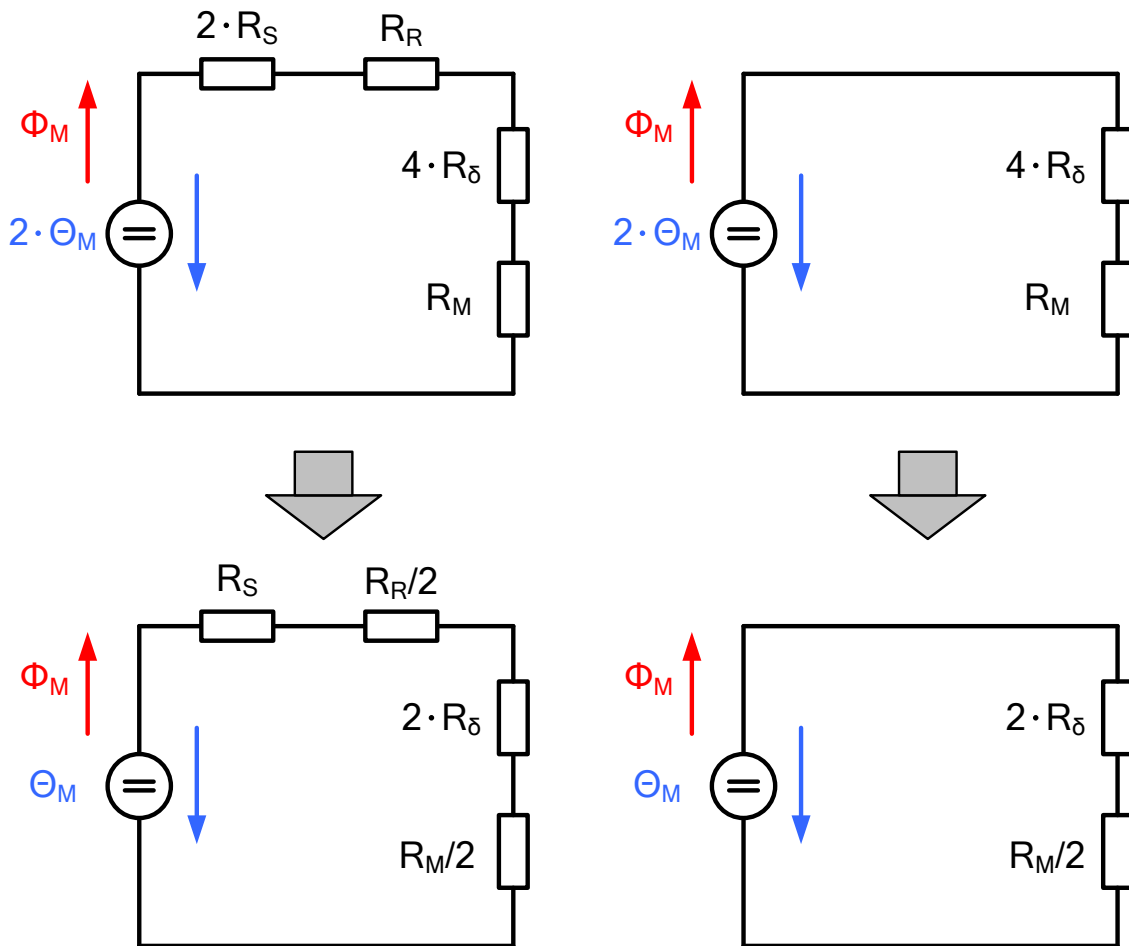


Abbildung 2.2-5: Vereinfachte Ersatzschaltbilder des Magnetkreises mit (links) und ohne (rechts) Betrachtung des Eisens

Im Weiteren wird das rechte Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.2-5 für die Auslegung verwendet. Zur Berücksichtigung der Streuung werden im ersten Ansatz vereinfachte Korrekturfaktoren für die magnetischen Elemente eingeführt. Die in den Abbildungen 2.2-6 und 2.2-7 dargestellten Diagramme sind ein Versuch, die magnetischen Ersatzkreise in einer Art Quelle-Last-Betrachtung zu zeigen. In den Diagrammen als ideale Quelle angenommen wird die von den Permanentmagneten erzeugte Durchflutung Θ_M (als Theta in den Diagrammen bezeichnet), als waagrechte Linie dargestellt. Dieser wird der gesamte magnetische Spannungsabfall aller Ersatzelemente gegenüber gestellt, wobei der magnetische Fluss ϕ die Variable darstellt. Die Schnittpunkte stellen natürlich die magnetischen Betriebspunkte der jeweiligen Auslegungen dar.

In der Abbildung 2.2.-6 sind auf der Y-Achse die magnetische Spannung und auf der X-Achse der magnetische Fluss des Systems aufgetragen. In diesem einfachen Modell entspricht dieser dem Luftspaltfluss. Es wurden die gesamten magnetischen Spannungsabfälle des Ersatzschaltbildes für Luftspaltbreiten von 1,5mm, 1,0mm und 0,5mm, mit und ohne Sättigung, gerechnet und eingetragen. Bei den Luftspalten mit der Breite von 1,5mm und 1,0 mm fällt die Sättigung nicht ins Gewicht, bei 0,5mm Luftspalt allerdings deutlich.

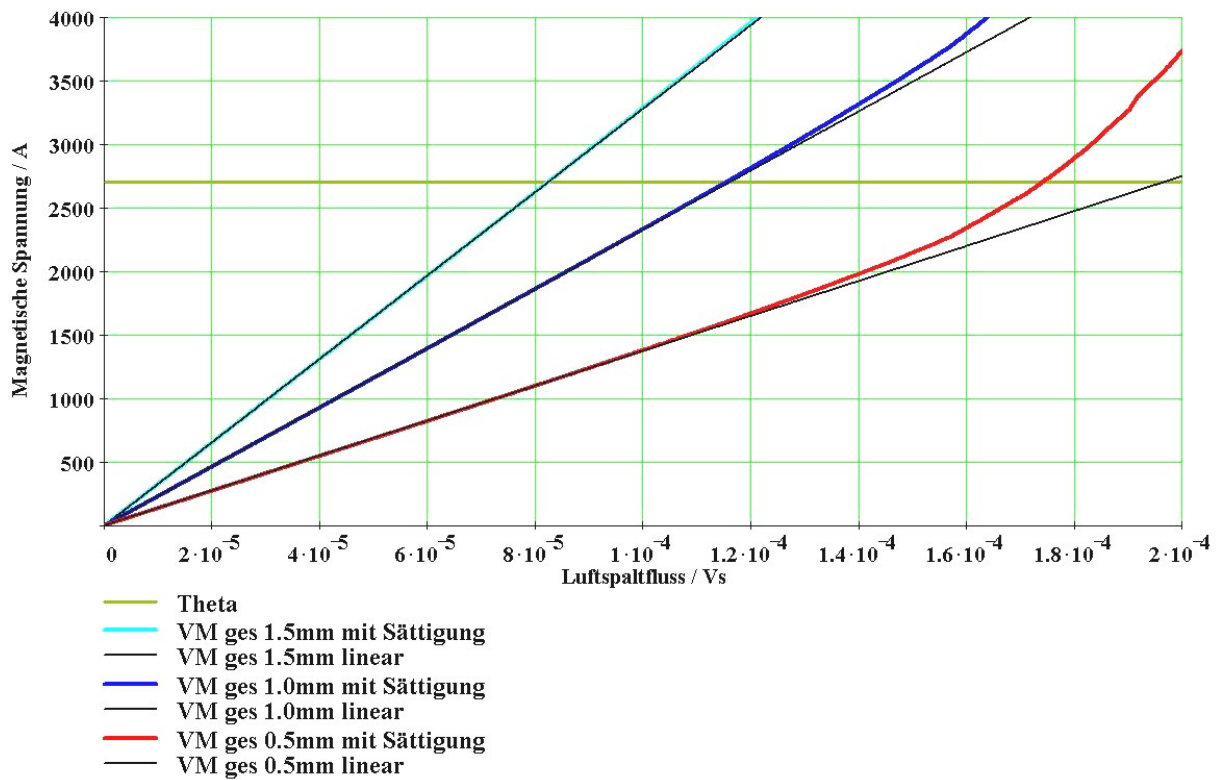


Abbildung 2.2-6: Darstellung der magnetischen Spannungen über dem magnetischem Fluss zur Dimensionierung des Magnetkreises

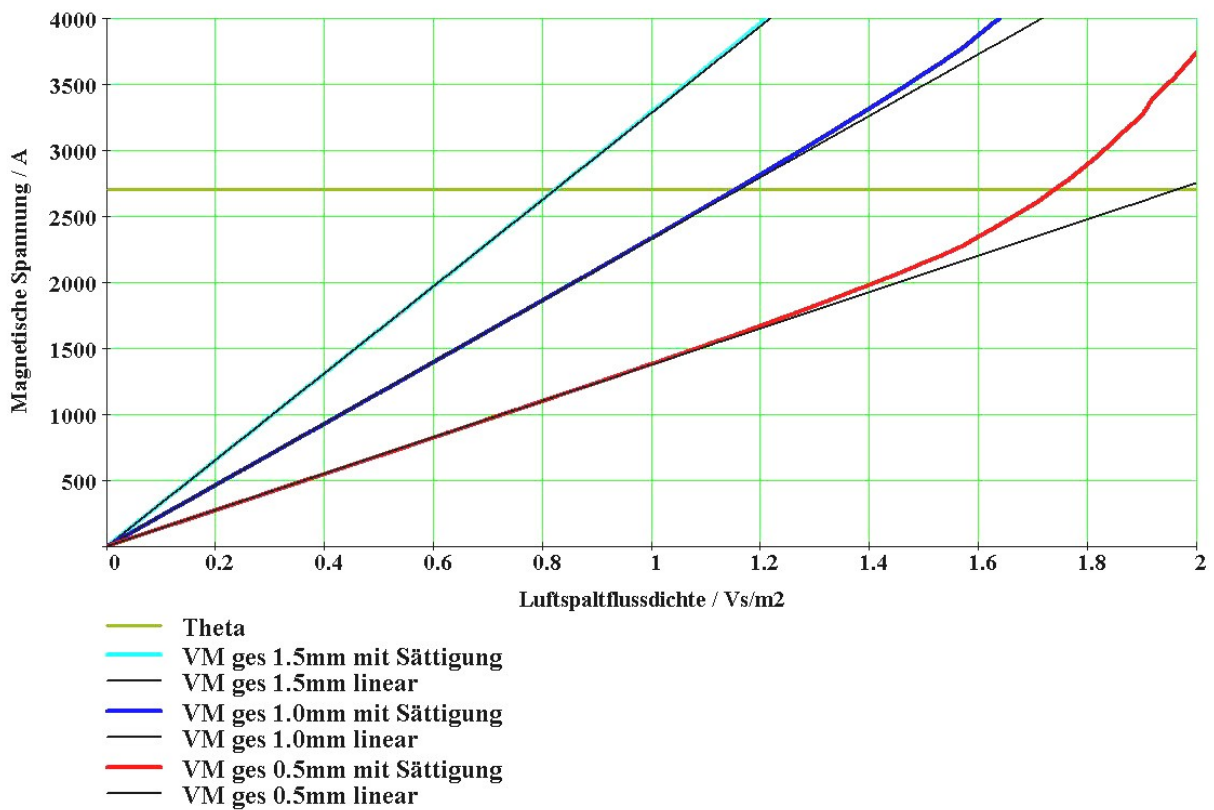


Abbildung 2.2-7: Darstellung der magnetischen Spannungen über der Luftpaltflussdichte zur Dimensionierung des Magnetkreises

Das Diagramm in Abbildung 2.2.-7 ist für die Auslegung anschaulicher, dort wurde die X-Achse auf die Flussdichte im Luftspalt umgerechnet. Nach diesem Modell wäre mit 1,5mm Luftspaltbreite eine Luftspaltflussdichte von etwa 0,83T zu erreichen, bei 1,0mm etwa 1,6T, bei 0,5mm 1,73T. In der Realität konnte aber erst mit Luftspalten von 0,5mm etwa eine Flussdichte von 1,2-1,3T erreicht werden. Dies wurde sowohl von Feldmessungen, als auch durch die induzierten Polspannungen bestätigt. Die in diesen Berechnungen näherungsweise angenommenen Streuungen sind also nicht ausreichend, das Verhalten der Magnetkreise dieses Maschinentyps zu erklären.

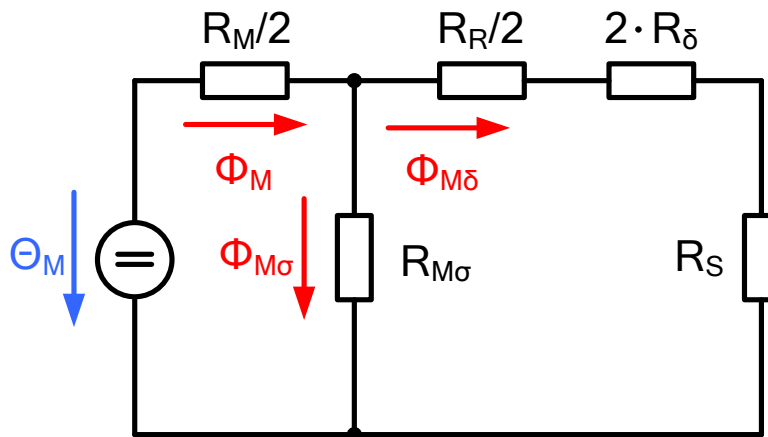


Abbildung 2.2-8: Ersatzschaltbild des Magnetkreises mit Ersatzelement für die Streuung

Um das Problem besser beschreiben zu können, wurde deshalb das oben vernachlässigte Streuelement $R_{M\sigma}$ parallel zu den Permanentmagneten eingefügt, wie in Abbildung 2.2-8 dargestellt. Dieser wurde gleich groß wie die Summe der restlichen Elemente, gewählt. Dies würde einer Aufteilung des Magnetflusses zu gleichen Teilen auf Luftspalt und die Streuwege entsprechen, daher einer Streuung von 50%. Die Ergebnisse dieser Betrachtung sind in den Abbildungen 2.2-9 und 2.2-10 zu sehen.

$$R_{M\sigma} = \left[\begin{array}{c} \lrcorner \\ \cdot \\ \llcorner \end{array} \right] \quad k_{R\sigma} =$$

Im Diagramm in Abbildung 2.2-9 ist wieder auf der Y-Achse die magnetische Spannung, auf der X-Achse der magnetische Fluss der Permanentmagneten aufgetragen. In diesem Fall ist dieser nicht gleich dem Luftspaltfluss. Im Diagramm in Abbildung 2.2.-10 wurde wiederum die X-Achse auf die Flussdichte im Luftspalt umgerechnet. Nach diesem Modell wäre mit 1,5mm Luftspaltbreite eine Luftspaltflussdichte von etwa 0,72T zu erreichen, bei 1,0mm etwa 0,98T, bei 0,5mm 1,4T. Diese Ergebnisse passen weit besser zu dem beobachtetem Verhalten der Maschine.

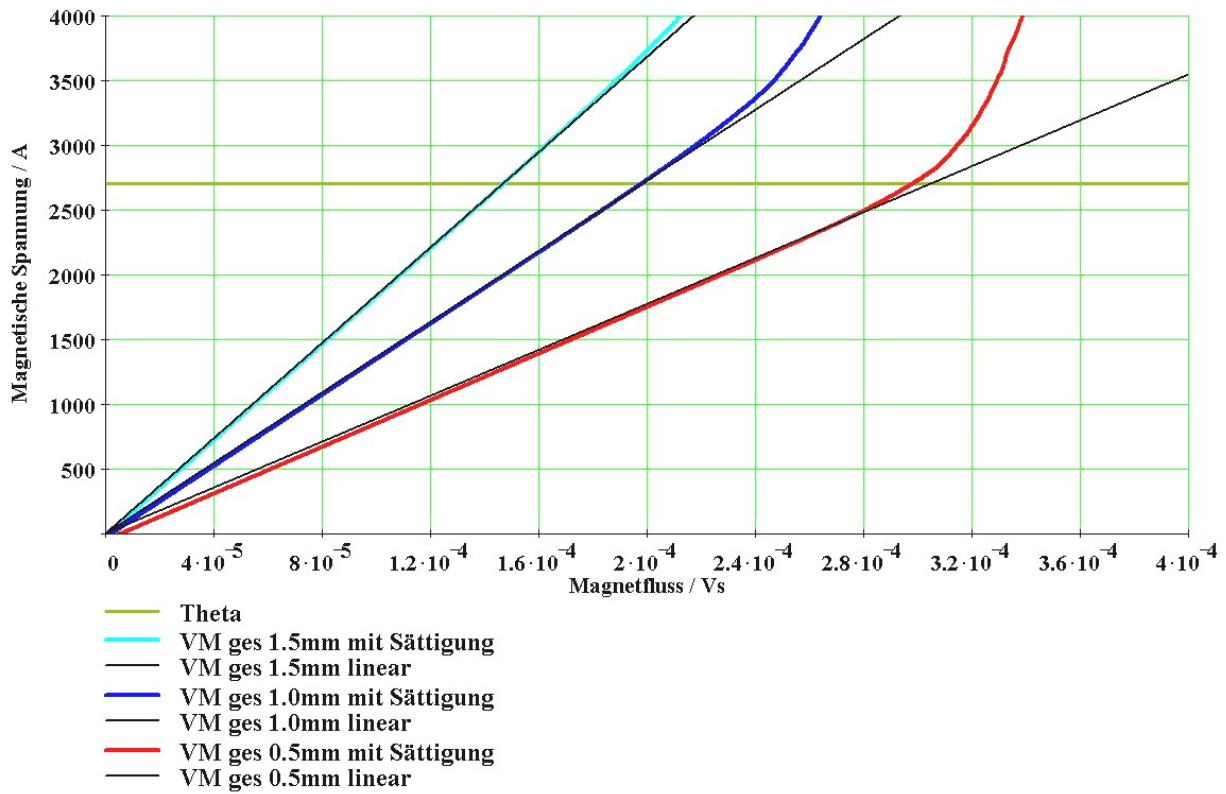


Abbildung 2.2-9: Darstellung der magnetischen Spannung über dem magnetischen Fluss der Magneten zur Dimensionierung des Magnetkreises mit angepasster Streuung

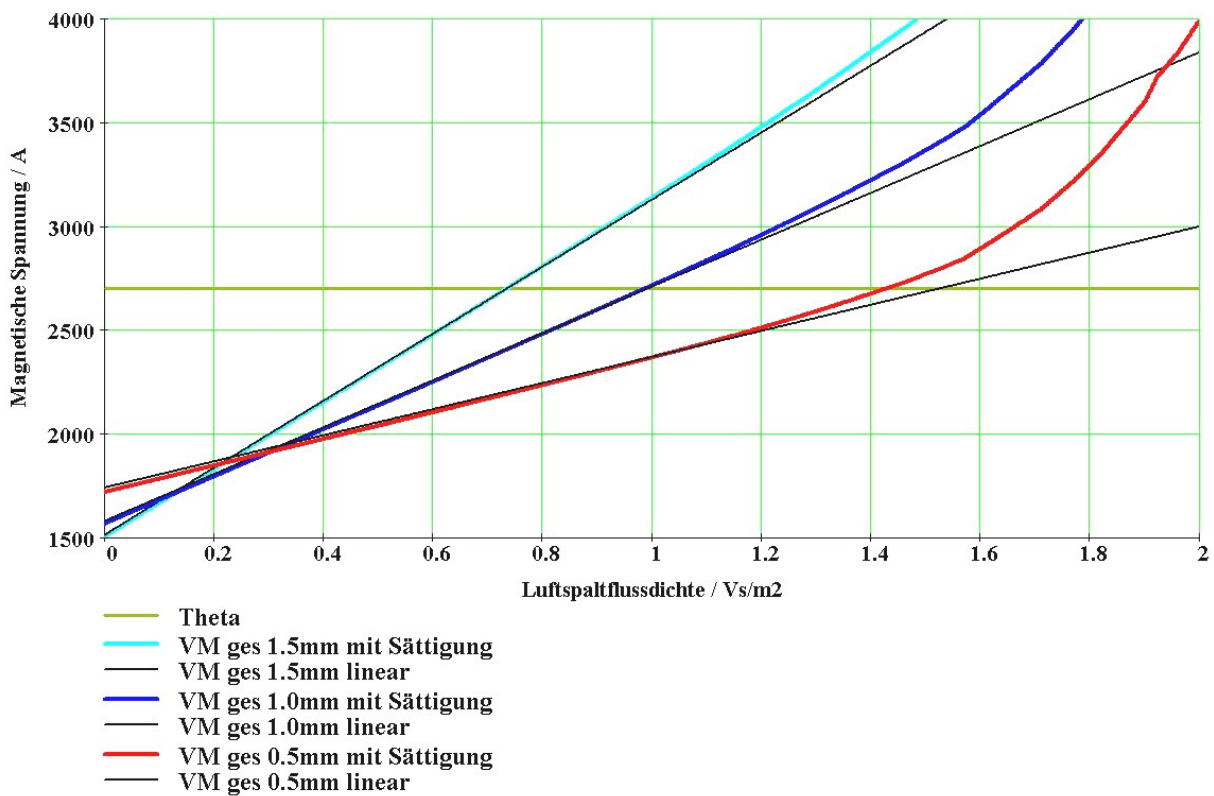


Abbildung 2.2-10: Darstellung der magnetischen Spannung über Luftspaltflussdichte zur Dimensionierung des Magnetkreises mit angepasster Streuung

Mathcad Berechnungsblatt 1/6

Berechnung nach vereinfachtem Ersatzschaltbild Abbildung 2.2-5

Magnete:

$$A_M := 3 \cdot 10 \cdot 10 \cdot \text{mm}^2$$

$$A_M = 300 \cdot \text{mm}^2$$

$$h_M := 3 \text{ mm}$$

$$\mu_M := 1.1$$

$$H_C := 900 \frac{\text{A}}{\text{mm}}$$

$$\Theta := H_C \cdot h_M \quad \Theta = 2700 \text{ A}$$

$$RM_M := \frac{h_M}{\mu_0 \cdot \mu_M \cdot A_M}$$

$$RM_M = 7.23432 \cdot 10^6 \cdot \frac{\text{A}}{\text{V} \cdot \text{s}}$$

$$VM_M(\phi) := \phi \cdot \frac{RM_M}{2} \cdot 1.1$$

Luftspalte:

$$A_\delta := 10 \text{ mm} \cdot 10 \text{ mm}$$

$$A_\delta = 100 \cdot \text{mm}^2$$

$$VM_\delta(\phi, \delta) := \phi \cdot 2 \cdot \frac{\delta}{\mu_0 \cdot A_\delta} \cdot 1.2$$

Statorjoche:

$$A_S := 10 \text{ mm} \cdot 10 \text{ mm}$$

$$A_S = 100 \cdot \text{mm}^2$$

$$l_S := 35 \text{ mm} + 20 \text{ mm} + 35 \text{ mm}$$

$$l_S = 90 \cdot \text{mm}$$

$$\mu_S := 4000$$

$$VM_{S_lin}(\phi) := \phi \cdot \frac{l_S}{\mu_0 \cdot \mu_S \cdot A_S} \cdot 1.1$$

Flussleitstücke:

$$A_R := 10 \text{ mm} \cdot 10 \text{ mm}$$

$$A_R = 100 \cdot \text{mm}^2$$

$$l_R := 20 \text{ mm}$$

$$\mu_R := 4000$$

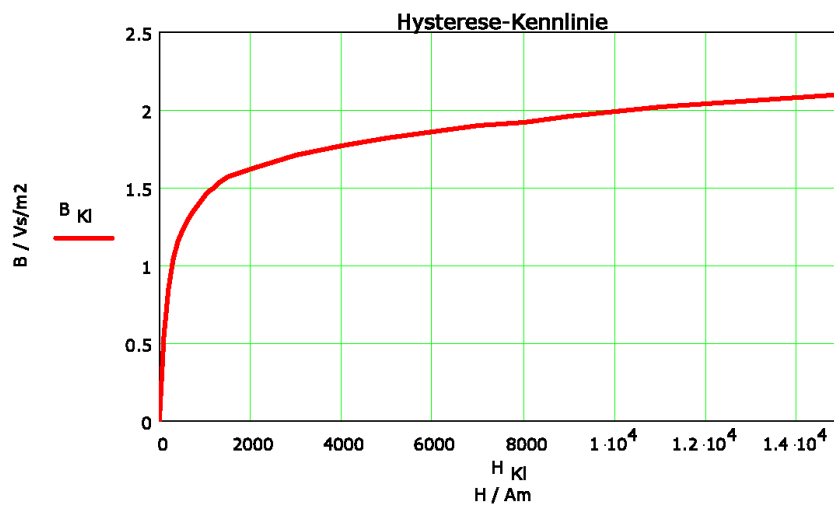
$$VM_{R_lin}(\phi) := \phi \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{l_R}{\mu_0 \cdot \mu_R \cdot A_R} \cdot 1.1$$

Lineare Betrachtung ohne Sättigung:

$$VM_{ges_lin}(\phi, \delta) := VM_\delta(\phi, \delta) + VM_M(\phi) + VM_{R_lin}(\phi) + VM_{S_lin}(\phi)$$

Mathcad Berechnungsblatt 2/6

Betrachtung mit Sättigung:

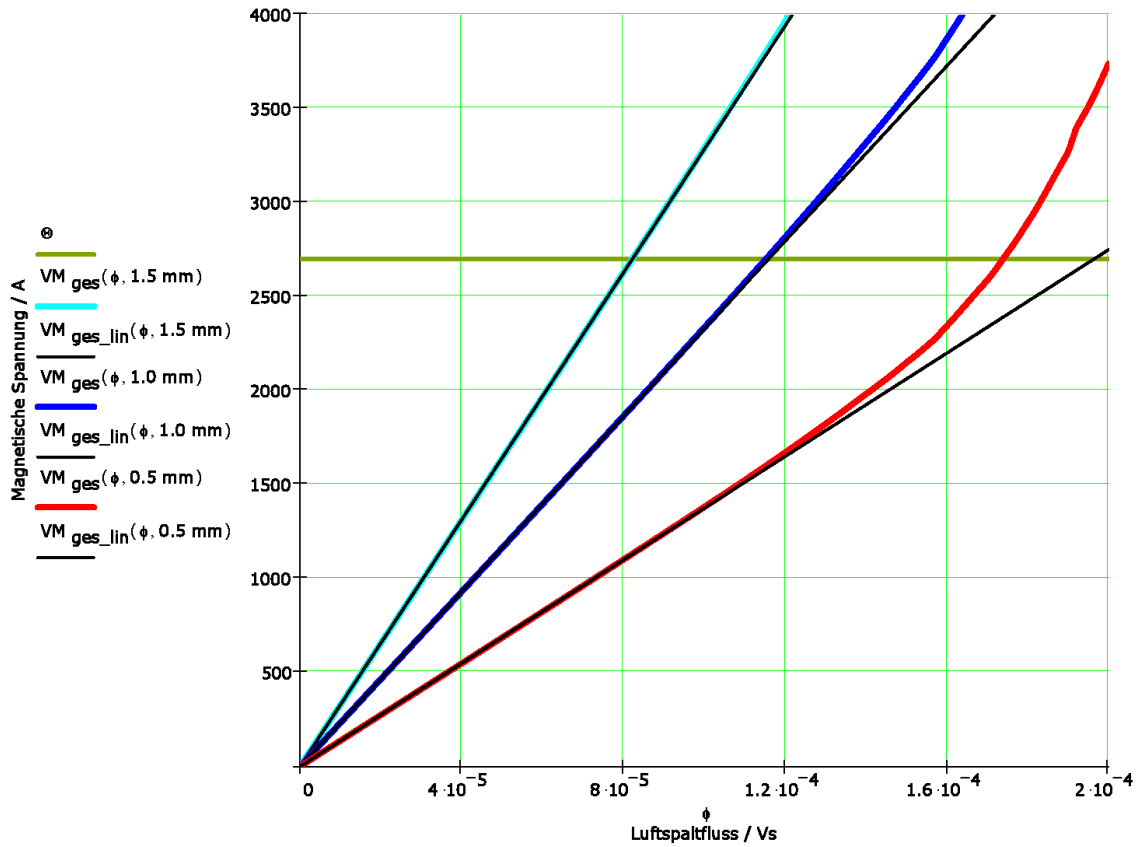
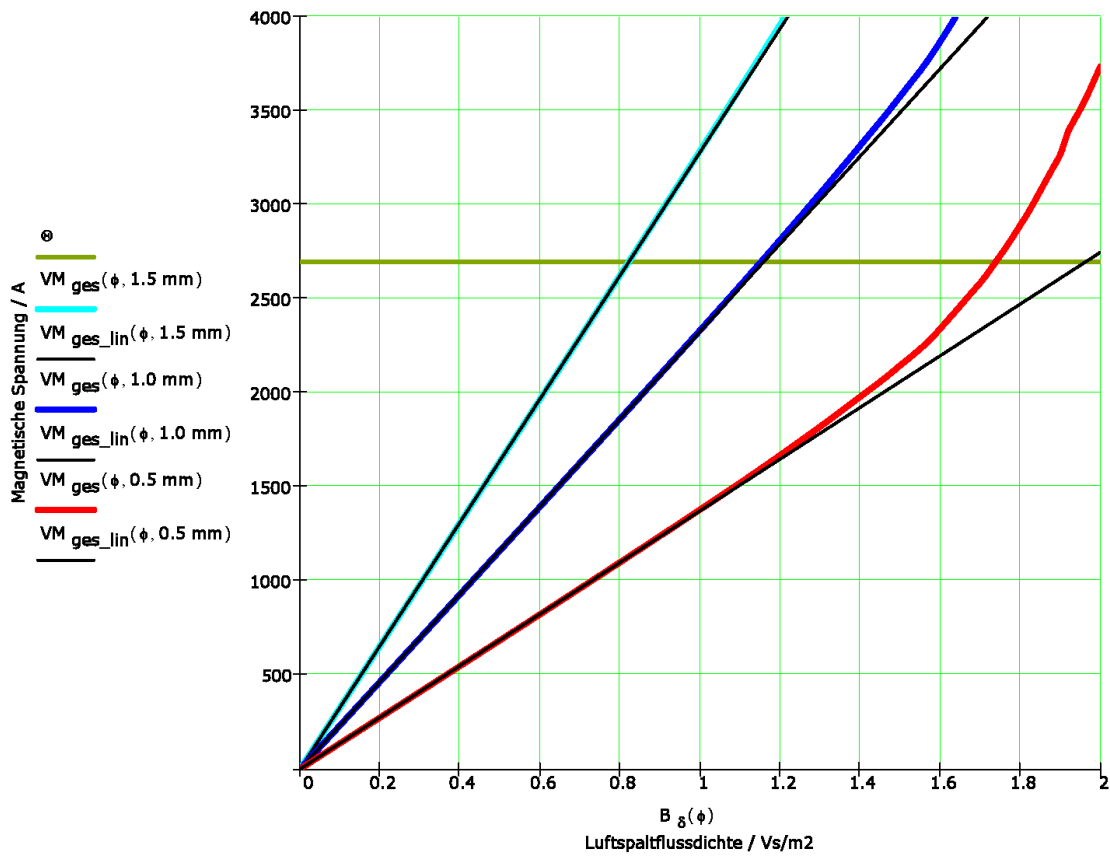


$$\text{VM}_{\text{ges}}(\phi, \delta) := \begin{cases} H_R \leftarrow \text{linterp} \left(B_{KI}, H_{KI}, \frac{\phi}{A_R} \right) \\ H_S \leftarrow \text{linterp} \left(B_{KI}, H_{KI}, \frac{\phi}{A_S} \right) \\ X \leftarrow \text{VM}_{\delta}(\phi, \delta) + \text{VM}_M(\phi) + \frac{1}{2} \cdot H_R \cdot l_R + H_S \cdot l_S \\ X \end{cases}$$

$$B_{\delta}(\phi) := \frac{\phi}{A_{\delta}}$$

$$\phi := 0 \text{ Vs}, 0.0000001 \text{ Vs}.. 0.0002 \text{ Vs}$$

Mathcad Berechnungsblatt 3/6



Mathcad Berechnungsblatt 4/6

Berechnung nach weiterentwickeltem Ersatzschaltbild Abb. 2.2-8

Magnete:

$$RM_M := RM_M \cdot 1.1 \qquad RM_M = 7.95775 \cdot 10^6 \cdot \frac{A}{V \cdot s}$$

Luftspalte:

$$RM_{\delta}(\delta) := \frac{\delta}{\mu_0 \cdot A_{\delta}} \cdot 1.2 \qquad RM_{\delta}(3 \text{ mm}) = 2.86479 \cdot 10^7 \cdot \frac{A}{V \cdot s}$$

Statorjoche:

$$RM_{S_lin} := \frac{l_S}{\mu_0 \cdot \mu_S \cdot A_S} \cdot 1.1 \qquad RM_{S_lin} = 1.96954 \cdot 10^5 \cdot \frac{A}{V \cdot s}$$

Flussleitstücke:

$$RM_{R_lin} := \frac{l_R}{\mu_0 \cdot \mu_R \cdot A_R} \cdot 1.1 \qquad RM_{R_lin} = 43767.60935 \cdot \frac{A}{V \cdot s}$$

Lineare Betrachtung ohne Sättigung:

$$RM_{ges_lin}(\delta) := \left(2 \cdot RM_{\delta}(\delta) + \frac{RM_{R_lin}}{2} + RM_{S_lin} \right)$$

$$RM_{M\sigma}(\delta) := RM_{ges_lin}(\delta) \cdot 100 \%$$

$$VM_{ges_lin}(\phi, \delta) := \left(\frac{RM_M}{2} + \frac{1}{\frac{1}{RM_{ges_lin}(\delta)} + \frac{1}{RM_{M\sigma}(\delta)}} \right) \cdot \phi$$

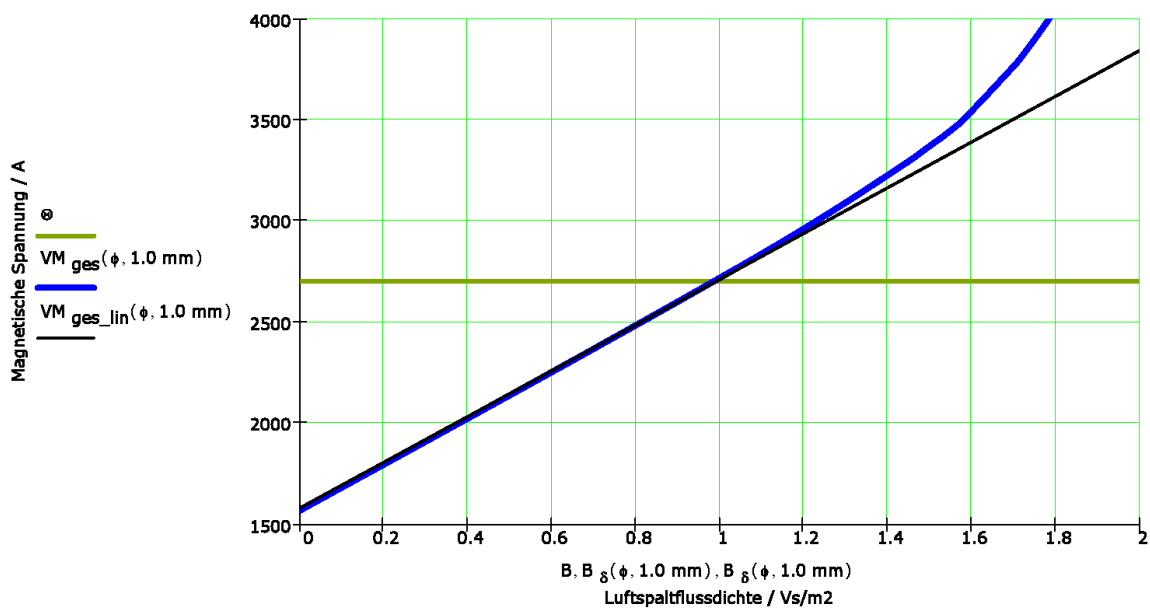
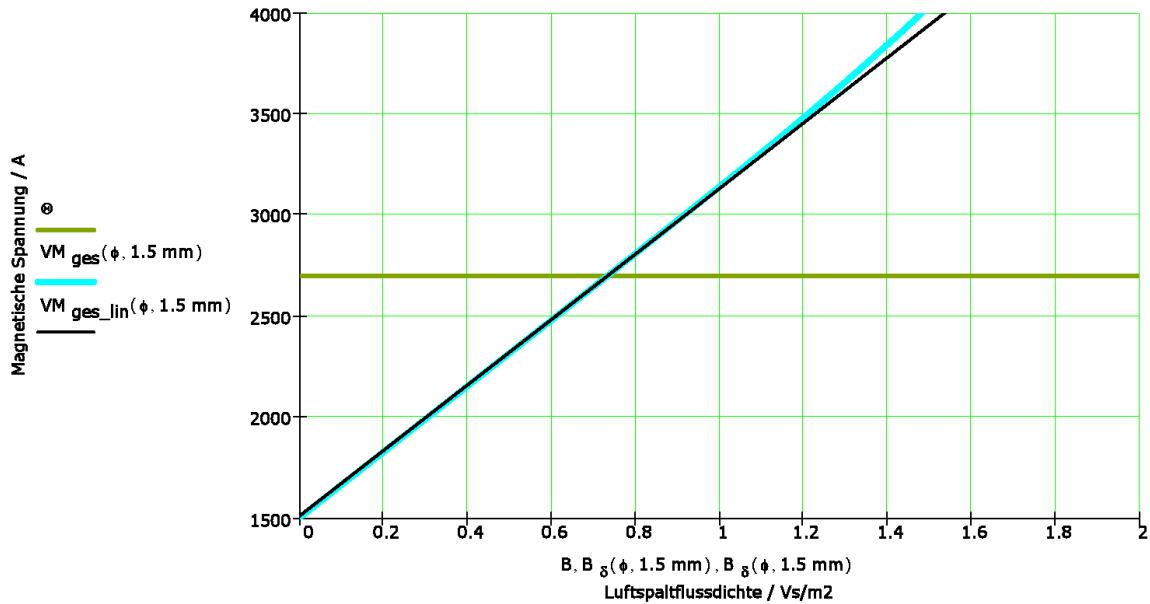
Betrachtung mit Sättigung:

$$VM_{ges}(\phi, \delta) := \begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} \ominus - \frac{RM_M}{2} \cdot \phi \\ \phi - \frac{RM_M}{RM_{M\sigma}(\delta)} \cdot \phi \\ \frac{A_R}{A_S} \end{array} \right] \\ H_R \leftarrow \text{linterp} \left[B_{KI}, H_{KI}, \right. \\ \left. \left[\begin{array}{l} \ominus - \frac{RM_M}{2} \cdot \phi \\ \phi - \frac{RM_M}{RM_{M\sigma}(\delta)} \cdot \phi \\ A_S \end{array} \right] \right] \\ H_S \leftarrow \text{linterp} \left[B_{KI}, H_{KI}, \right. \\ \left. \left[\begin{array}{l} \ominus - \frac{RM_M}{2} \cdot \phi \\ \phi - \frac{RM_M}{RM_{M\sigma}(\delta)} \cdot \phi \\ A_S \end{array} \right] \right] \\ X \leftarrow \phi \cdot RM_{\delta}(\delta) + \phi \cdot \frac{RM_M}{2} + \frac{1}{2} \cdot H_R \cdot l_R + H_S \cdot l_S \\ X \end{array}$$

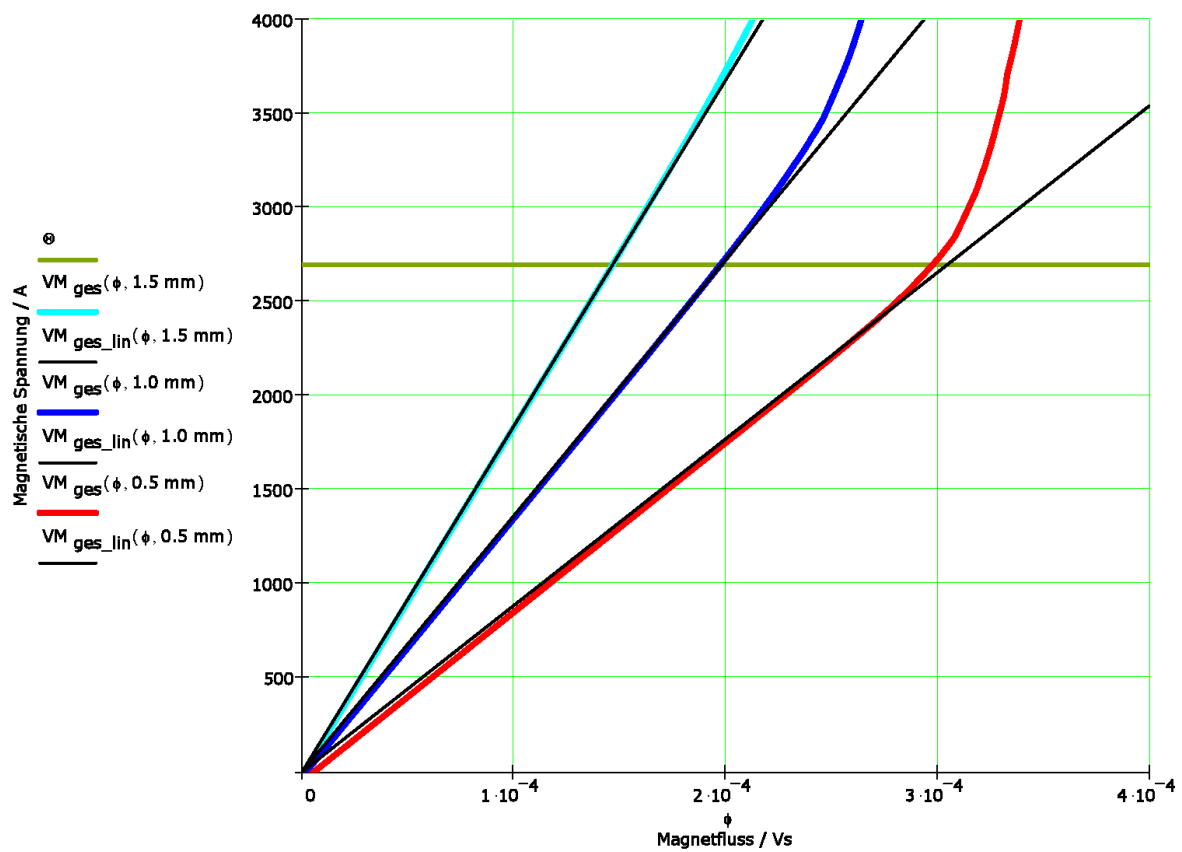
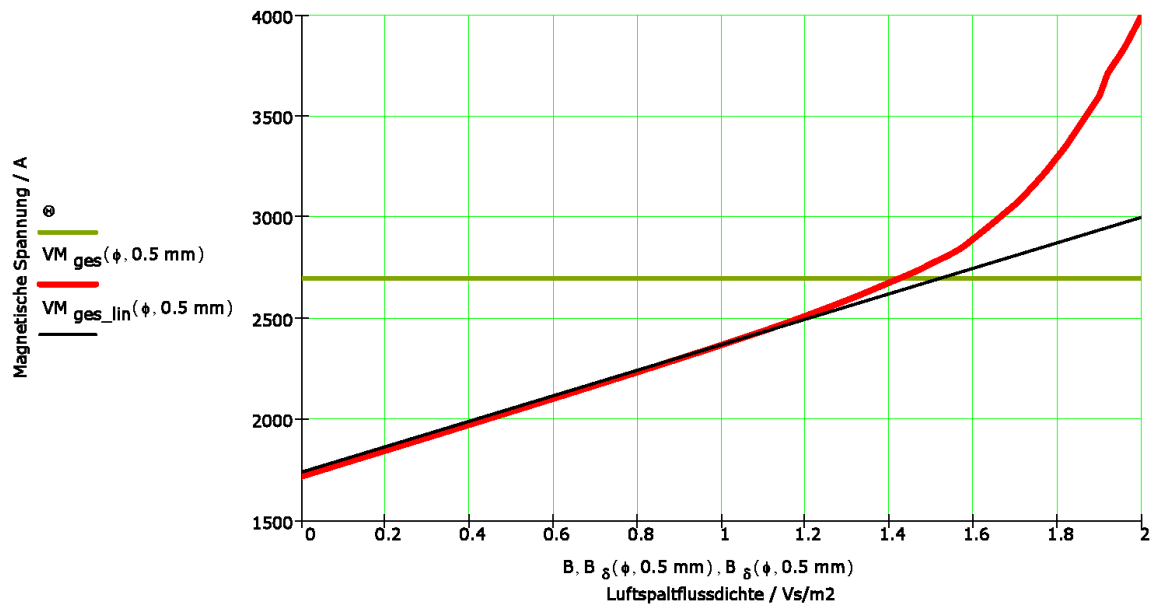
Mathcad Berechnungsblatt 5/6

$$B_{\delta}(\phi, \delta) := \frac{\phi - \frac{RM_M}{2} \cdot \phi}{A_{\delta} \cdot RM_{ges_lin}(\delta)}$$

$$\phi := 0.0000 \text{ Vs}, 0.0000001 \text{ Vs}.. 0.0004 \text{ Vs}$$



Mathcad Berechnungsblatt 6/6



2.2.2 Berechnung der induzierten Polradspannung

Wieder von der geometrischen Anordnung einer Maschine in linearer Ausführung wie in Abbildung 2.2-1 ausgehend, wurde die mögliche Form der induzierten Polradspannung untersucht. Näherungsweise wurde dazu ein eingepprägter, rechteckförmiger Flussdichteverlauf im Luftspalt über den Rotorpolen angenommen, mit Bereichen ohne Fluss über den querliegenden Magneten. Die Betrachtung des bei Bewegung des Rotors auf ein Statorjoch wirkenden Flusses $\phi(t)$ führte zu Abbildung 2.2-11. $\phi(t)$ ist in rot dargestellt. Dazu wurde angenommen:

- Leerlaufdrehzahl 500 U/min, bei Polpaarzahl 12 gleich 100 Hz Frequenz
- 1,2 T Luftspaltinduktion
- Basierend auf der Magnetreihe des inneren Radius eine durchschnittliche Breite der Flussleitstücke von 11,3mm bei einer Magnetbreite von 3mm
- Breite der Statorpole 10mm
- Höhe der Flussleitstücke gleich der Höhe der Statorpole
- Geometrie der Magnetreihe auf innerem Radius ist die bestimmende Anordnung, äußere Magnetreihe wegen ausreichender Flächenüberschneidung von Rotor- und Stator-Elementen ohne beschränkende Wirkung

Verglichen wurde das Ergebnis mit einer sinusförmigen Verteilung des Flusses, schwarz und dünn liniert dargestellt.

Der sich ergebende Polygonzug weist näherungsweise Sinusform auf. Ein ideales Ergebnis ergibt sich bei einer Geometrie: Breite der Flussleitstücke 12mm, Breite der Magneten 3mm, Breite des Statorjochs 10mm.

Da die real ausgeführte, rotierende Version der Maschine nur eine kleine Polzahl und damit kleinen Durchmesser aufweist, sind die Breiten der Flussleitstücke auf dem äußeren und inneren Radius sehr unterschiedlich. Da die unterschiedlichen Radien der Magnetreihen aber auch mit verschiedenen Umfangsgeschwindigkeiten durchfahren werden, dürfte sich der Einfluss dieses Effektes auf die Spannungsinduktion in Grenzen halten.

In Abbildung 2.2-12 ist die abgeleitete, induzierte Polradspannung aus den Verläufen der Abbildung 2.2-11 dargestellt, mit der Polpaarzahl p von 12 und einer Windungszahl $N_{\text{Wdg}} \times N_{\text{Lag}} \times N_{\text{Stat}} = 13 \times 4 \times 2 = 104$.

Die dargestellte Treppenfunktion der Spannung wie auch der zu Grunde liegende Polygonzug des Flusses stellen natürlich nur Näherungen dar. Die schlagartigen Steigungswechsel in den Knickpunkten des Flusses werden real nicht auftreten, dementsprechend die Stufen der dargestellten Spannung. Es kann angesetzt werden, dass die induzierte Polradspannung mit einem sinusähnlichen Verlauf anzunähern ist.

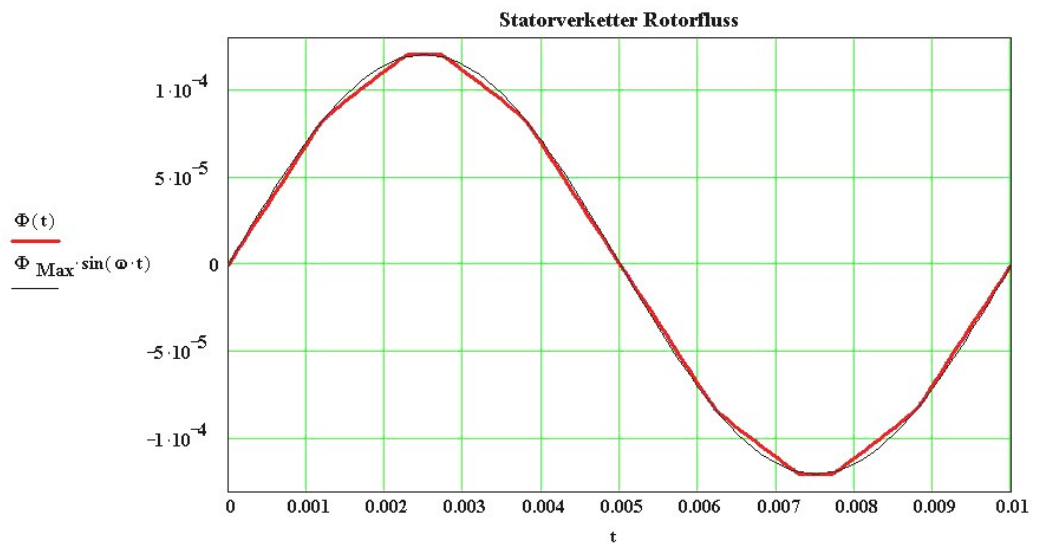


Abbildung 2.2-11: Näherungsweise Verlauf des im Leerlauf auf die Statorjoche wirkenden Flusses

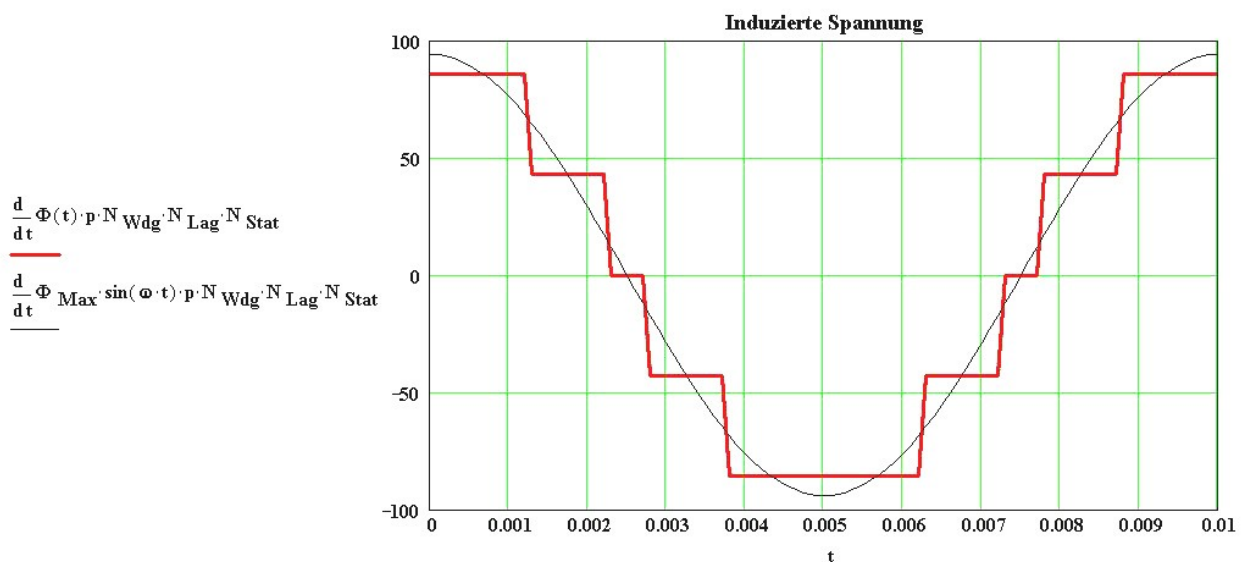


Abbildung 2.2-12: Verlauf der induzierten Polradspannung (Näherung)

Um das Problem noch detaillierter zu betrachten, wurde der Flussverlauf aus Abbildung 2.2-11 mittels einer einfachen Mittelwertbildung geglättet, das Ergebnis ist in Abbildung 2.2-13 dargestellt. Es wurde wieder mit einem sinusförmigen Verlauf zum Vergleich abgebildet. Wie man sehen kann, ist annähernd Sinusform zu erkennen. In Abbildung 2.2-14 wurde aus diesem Signal wiederum die Spannung abgeleitet, welche jetzt einen sinusförmigen Verlauf mit gekappten Spitzen aufweist. Es wurde deshalb im Weiteren näherungsweise von einer induzierten Spannung mit Sinusform ausgegangen.

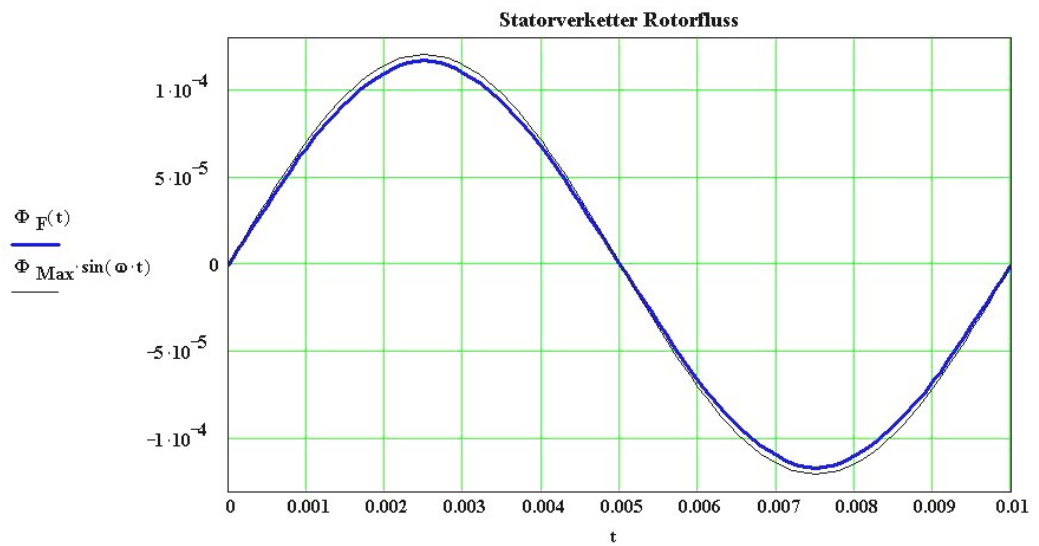


Abbildung 2.2-13: Näherungsweise Verlauf des im Leerlauf auf die Statorjoche wirkenden Flusses mit Glättung

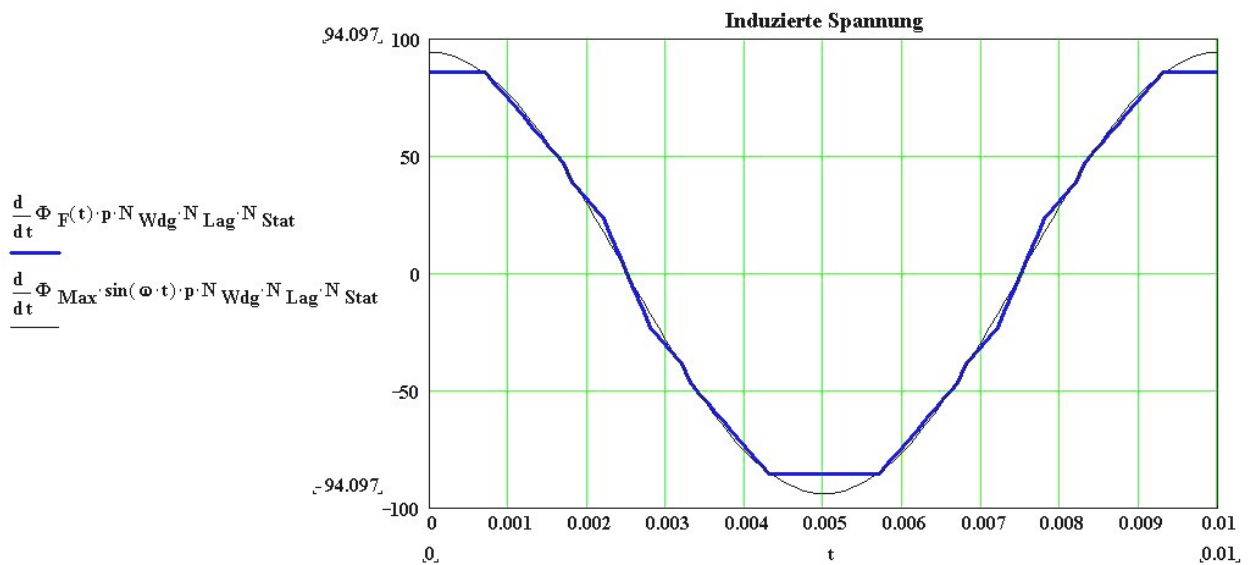


Abbildung 2.2-14: Verlauf der induzierten Polradspannung mit Glättung (Näherung)

Damit kann die induzierte Spannung in bekannter Form nach folgender Formel berechnet werden:

$$U_{Ind}(f) = \frac{\hat{\phi}}{\sqrt{2}} \cdot \dots \cdot \dots \cdot \dots$$

- ϕ ... Fluss im Luftspalt
- f ... Frequenz der Änderung des Flusses
- p ... Polpaarzahl
- N_{Wdg} ... Anzahl der Windungen pro Wicklungslage
- N_{Lag} ... Anzahl der Wicklungslagen pro Stator
- N_{Stat} ... Anzahl der Statoren

Wie sich beim Vergleich mit den Ergebnissen der Leerlaufversuche (Kapitel 5.1) zeigte, musste der Luftspaltflussdichte etwa 1,3 Vs/m² bei Maschine A und etwa 1,13 Vs/m² bei Maschine B betragen, damit obiger Zusammenhang erfüllt werden konnte. Die Berechnungen hierzu finden sich im angehängten Berechnungsblatt. Es zeigt sich wiederum, dass das Problem der Streuung bei diesem Maschinenkonzept sehr genau betrachtet werden muss. Desweiteren muss nach der Vermessung der beiden einphasigen Teilmaschinen eine Nachjustierung der Luftspaltbreiten erfolgen, um annähernd ähnliche Eigenschaften der beiden zu erreichen.

Mathcad Berechnungsblatt

Berechnung der induzierten Spannungen

$$\phi_{AR} := 1320 \cdot 10^{-7} \text{ Vs}$$

$$B_{AR\delta} := \frac{\phi_{AR}}{A_{\delta}}$$

$$B_{AR\delta} = 1.32 \text{ T}$$

$$\phi_{BR} := 1135 \cdot 10^{-7} \text{ Vs}$$

$$B_{BR\delta} := \frac{\phi_{BR}}{A_{\delta}}$$

$$B_{BR\delta} = 1.135 \text{ T}$$

$$N_{Wdg} := 13$$

$$N_{Lag} := 4$$

$$N_{Stat} := 2$$

$$p := 12$$

$$U_{A_ind}(f) := \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot \phi_{AR} \cdot f \cdot N_{Wdg} \cdot N_{Lag} \cdot N_{Stat} \cdot p$$

$$U_{B_ind}(f) := \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot \phi_{BR} \cdot f \cdot N_{Wdg} \cdot N_{Lag} \cdot N_{Stat} \cdot p$$

Bei 100 Hz:

$$U_{A_ind}(100 \text{ Hz}) = 73.19028 \text{ V}$$

$$U_{B_ind}(100 \text{ Hz}) = 62.93255 \text{ V}$$

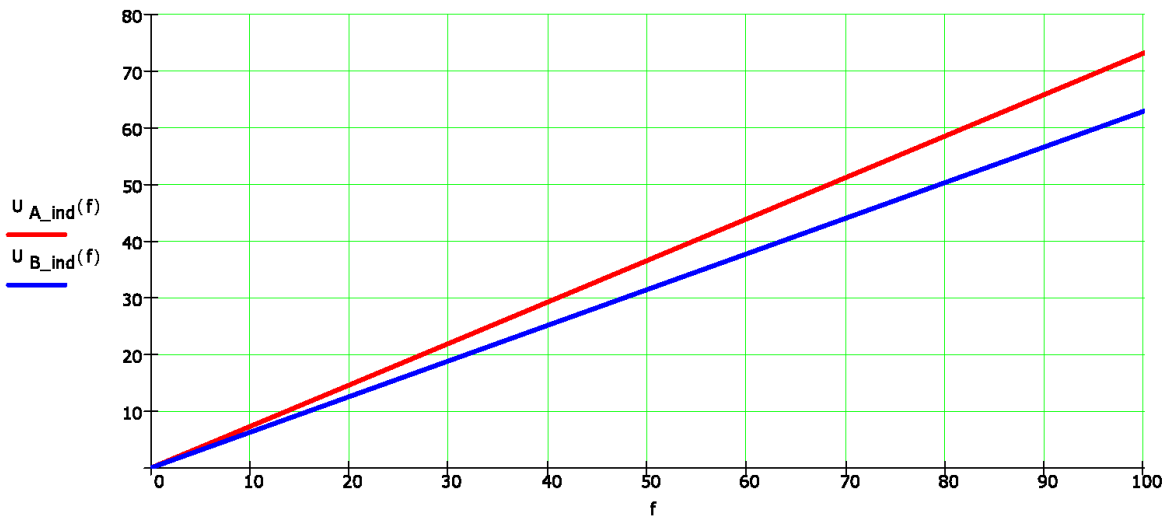
Aus den Messungen:

$$U_{A05_100Hz} := 73 \text{ V}$$

$$U_{B05_100Hz} := 63 \text{ V}$$

$$n := 0 \cdot \frac{1}{\text{min}}, 1 \cdot \frac{1}{\text{min}} .. 500 \cdot \frac{1}{\text{min}}$$

$$f := 0 \text{ Hz}, 1 \text{ Hz} .. 100 \text{ Hz}$$



2.2.3 Berechnung der Ständerersatzelemente

Im folgenden Kapitel wird eine einfache mathematische Bestimmung der Induktivität L_S und des Widerstands R_S der Statoren durchgeführt. Es wird vom klassischen, einfachen und einphasigen Ersatzschaltbild für Synchronmaschinen ausgegangen. Betrachtet man den komplexen magnetischen Aufbau der Maschine, wird klar, dass dies teilweise nur eine einfache Abschätzung der Werte darstellen kann. Es wurden wieder nur die wichtigsten Zusammenhänge wiedergegeben. Details der Berechnung sind im angehängten Berechnungsblatt am Ende des Kapitels zu finden.

Statorwiderstand

Die Leitungslängen der vier Wicklungslagen jedes Teilstators sind aufgrund der vorgegebenen Einbaulage relativ genau berechenbar. Pro Teilstator ergibt sich bei serieller Verschaltung der vier Wicklungslagen eine gesamte Wicklungslänge von etwa 20,5m, mit einem Querschnitt von 3,14 mm². Die vier Wicklungslagen sind separat auf einen Klemmenblock geführt, um eine flexiblere Verschaltung zu ermöglichen. So sind für die Anschlüsse und Verbindungen einer einphasigen Teilmaschine noch etwa 6,3m Leitungslänge mit obigem Querschnitt notwendig. Die berechneten Widerstände einer Teilmaschine sind in Tabelle 2.2-1 angeführt. Der Widerstand der Anschlüsse ist gesondert berechnet und aufgelistet.

Statorwiderstand beider Statoren	Ω	0,236
Widerstand der Anschlüsse und Verbindungen	Ω	0,036
Gesamtwiderstand	Ω	0,272

Tabelle 2.2-1: Berechnete Statorwiderstände

Durch eine Gleichstrommessung der Wicklungswiderstände ergaben sich für die beiden Maschinen die Werte in der Tabelle 2.2-2. Die gemessenen Werte sind mit den berechneten durchaus vergleichbar.

		Maschine A	Maschine B
Gesamtwiderstand	Ω	0,297	0,301

Tabelle 2.2-1: Gemessene Statorwiderstände mittels Gleichstrommessung

Statorinduktivität

Für eine erste vereinfachte Betrachtung wurden folgende Annahmen getroffen:

- Eisenwege werden vernachlässigt, da ihr magnetischer Widerstand im Vergleich zum Luftspalt vernachlässigbar klein ist.
- Magnetische Widerstände der Magneten werden vernachlässigt, da der magnetische Widerstand der Luftspalte doppelt, der der Magneten halbiert in den Gesamtwiderstand eingeht. Die größere Dicke der Magneten wird durch ihre größere Fläche ausgeglichen. Beispielsweise haben die Magneten ein Dicke-Fläche-Verhältnis von 3mm/300mm², der Luftspalt 1mm/100mm² bei 1mm Breite. Somit wären die magnetischen Widerstände in diesem Fall etwa gleich groß.
- Alle Windungen der betrachteten Teilmaschine sind in Serie geschaltet.

Damit kann die Ständerinduktivität mit folgenden Zusammenhängen bestimmt werden:

$$L_S = \frac{N_{Wdg}^2 \cdot N_{Lag} \cdot N_{Stat}}{2 \cdot p \cdot RM_\delta} \quad RM_\delta = \mu \cdot A_\delta$$

- N_{Wdg} ... Anzahl der Windungen pro Wicklungslage
 N_{Lag} ... Anzahl der Wicklungslagen pro Stator
 N_{Stat} ... Anzahl der Statoren
 p ... Polpaarzahl
 RM_δ ... Magnetischer Widerstand des Luftspalts
 δ ... Luftspalt
 A_δ ... Luftspaltquerschnitt der Statorjoche

Die berechneten Werte der Statorinduktivitäten für verschiedene Luftspaltbreiten sind in der Tabelle 2.2-3 aufgelistet:

Luftspaltbreite	mm	1,5	1,0	0,5
Statorinduktivität	mH	5,44	8,16	16,31

Tabelle 2.2-3: Berechnete Statorinduktivitäten bei Vernachlässigung der Eisenwege und der Magneten

Um exaktere Ergebnisse zu erhalten, wurde im Folgenden der zweite Punkt der vorher gemachten Annahmen verworfen, d.h. die Magneten werden nun ebenfalls in die Betrachtung miteinbezogen:

$$L_S = \frac{N^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_M \cdot A_M}{2 \cdot h_M} + \frac{\mu_0 \cdot A_\delta}{2 \cdot \delta}}{2 \cdot \dots} \quad RM_M = \frac{\mu_M \cdot h_M}{A_M} \quad RM_\delta = \frac{\mu_0 \cdot \delta}{A_\delta}$$

- N_{Wdg} ... Anzahl der Windungen pro Wicklungslage
- N_{Lag} ... Anzahl der Wicklungslagen pro Stator
- N_{Stat} ... Anzahl der Statoren
- p ... Polpaarzahl
- RM_δ ... Magnetischer Widerstand des Luftspalts
- RM_M ... Magnetischer Widerstand des Magneten
- h_M ... Dicke der Magneten
- μ_M ... Relative Permeabilität der Magneten
- A_M ... Querschnitt der Magneten
- δ ... Luftspalt
- A_δ ... Luftspaltquerschnitt der Statorjoche

Es ergeben sich für die Statorinduktivitäten aus der Berechnung laut obigen Zusammenhängen für verschiedene Luftspaltbreiten die Werte laut Tabelle 2.2-4:

Luftspaltbreite	mm	1,5	1,0	0,5
Statorinduktivität	mH	4,72	6,64	11,21

Tabelle 2.2-4: Berechnete Statorinduktivitäten bei Vernachlässigung der Eisenwege

In der Tabelle 2.2-5 sind zum Vergleich die Ergebnisse der Kurzschlussversuche für die Statorinduktivitäten dargestellt. Wie zu erwarten, konnte mit den berechneten Werten aufgrund der genannten Vernachlässigungen und Näherungen nur der ungefähre Bereich der Induktivität getroffen werden.

Luftspaltbreite	mm	1,5	1,0	0,5
Statorinduktivität Maschine A	mH	8,00	9,10	9,49
Statorinduktivität Maschine B	mH	8,01	8,42	9,35

Tabelle 2.2-5: Statorinduktivitäten aus den Kurzschlussversuchen bestimmt

Mathcad Berechnungsblatt

Berechnung der Ersatzschaltbild-Elemente des Stators

Induktivität:

$$N_{\text{Wdg}} := 13 \quad N_{\text{Lag}} := 4 \quad N_{\text{Stat}} := 2 \quad A_{\text{Fe}} := 100 \text{ mm}^2 \quad p := 12$$

Berechnung unter Vernachlässigung der Magneten:

$$RM_{\delta(\delta)} := \frac{\delta}{\mu_0 \cdot A_{\delta}} \quad L_S(\delta) := \frac{(N_{\text{Wdg}} \cdot N_{\text{Lag}} \cdot N_{\text{Stat}})^2}{2 \cdot RM_{\delta(\delta)}} \cdot p$$

$$L_S(1.5 \text{ mm}) = 5.43671 \text{ mH}$$

$$L_S(1.0 \text{ mm}) = 8.15507 \text{ mH}$$

$$L_S(0.5 \text{ mm}) = 16.31014 \text{ mH}$$

Berechnung unter Berücksichtigung der Magneten:

$$RM_M := \frac{h_M}{\mu_0 \cdot \mu \cdot A_M} \quad L_S(\delta) := \frac{(N_{\text{Wdg}} \cdot N_{\text{Lag}} \cdot N_{\text{Stat}})^2}{2 \cdot RM_{\delta(\delta)} + \frac{RM_M}{2}} \cdot p$$

$$L_S(1.5 \text{ mm}) = 4.72136 \text{ mH}$$

$$L_S(1.0 \text{ mm}) = 6.64487 \text{ mH}$$

$$L_S(0.5 \text{ mm}) = 11.21322 \text{ mH}$$

Widerstand:

$$d_D := 2 \text{ mm} \quad A_D := \frac{d_D^2 \cdot \pi}{4} \quad A_D = 3.14159 \text{ mm}^2$$

$$D_1 := 122 \text{ mm} \quad L_1 := D_1 \cdot \pi \cdot N_{\text{Wdg}} \quad L_1 = 4982.56595 \text{ mm}$$

$$D_2 := 124 \text{ mm} \quad L_2 := D_2 \cdot \pi \cdot N_{\text{Wdg}} \quad L_2 = 5064.24736 \text{ mm}$$

$$D_3 := 126 \text{ mm} \quad L_3 := D_3 \cdot \pi \cdot N_{\text{Wdg}} \quad L_3 = 5145.92877 \text{ mm}$$

$$D_4 := 128 \text{ mm} \quad L_4 := D_4 \cdot \pi \cdot N_{\text{Wdg}} \quad L_4 = 5227.61018 \text{ mm}$$

$$L_{\text{ges}} := L_1 + L_2 + L_3 + L_4 \quad L_{\text{ges}} = 20.42035 \text{ m}$$

$$R_S := \frac{L_{\text{ges}}}{\gamma \cdot A_S} \cdot N_{\text{Stat}} \quad R_S = 0.00743 \Omega$$

$$L_{\text{An}} := (2 \cdot N_{\text{Lag}} \cdot N_{\text{Stat}} \cdot 250 \text{ mm}) + 300 \text{ mm} + 2 \cdot 1000 \text{ mm} \quad L_{\text{An}} = 6.3 \text{ m}$$

$$R_{\text{An}} := \frac{L_{\text{An}}}{\gamma \cdot A_S} \quad R_{\text{An}} = 0.00115 \Omega$$

$$R_{\text{ges}} := R_S + R_{\text{An}} \quad R_{\text{ges}} = 0.00857 \Omega$$

Kupferfüllfaktor:

$$A_{\text{Sp}} := 30 \text{ mm} \cdot 10 \text{ mm} \quad A_{\text{Sp}} = 300 \text{ mm}^2$$

$$A_{\text{Cu}} := N_{\text{Wdg}} \cdot N_{\text{Lag}} \cdot A_S \quad A_{\text{Cu}} = 5200 \text{ mm}^2$$

$$K_{\text{Cu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{A_{\text{Sp}}} \quad K_{\text{Cu}} = 17.33333$$

2.2.4 Berechnung des Moments

Das mögliche Drehmoment wurde über die Energiedichte des magnetischen Feldes im Luftspalt berechnet. Der Ansatz dazu wurde den Vorlesungsunterlagen zu „Elektrische Fahrzeugantriebe und neue Verkehrstechniken“ von Prof. W.-R. Canders, TU Braunschweig [98], entnommen und an das Maschinenkonzept angepasst. Die endgültige Form der Berechnung konnte erst durch Abgleich mit den Messdaten ermittelt werden. Die Formel beschreibt das maximal auftretende Moment in einer der Teilmaschinen:

$$M_{Max} = \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \mu$$

- $B_{R\delta}$... Maximum der Rotorflussdichte im Luftspalt
- $B_{S\delta}$... Maximum der Statorflussdichte im Luftspalt
- t_{Pol} ... Tiefe der Pole quer zur Bewegungsrichtung
- δ ... Luftspalt
- p ... Polpaarzahl
- D_M ... Mittlerer Durchmesser der beiden magnetischen Ebenen

Die Bestimmung der Rotorflussdichte $B_{R\delta}$ erfolgt bei der Auslegung des Magnetkreises in Kapitel 2.2. Die Bestimmung der Statorflussdichte $B_{S\delta}$ basiert auf dem Ersatzschaltbild des Magnetkreises laut Abbildung 2.2-8 in Kapitel 2.2. In Abbildung 2.2-15 ist dieses zur besseren Lesbarkeit gespiegelt dargestellt. Die Statordurchflutung wurde wieder eingefügt, die Rotordurchflutung entfernt. Solange die Summe aus Statorfluss und Rotorfluss die Eisenteile nicht in Sättigung treibt, kann hiermit der Statorfluss und somit die Statorflussdichte im Luftspalt ermittelt werden. Trotz der Darstellung einer Wechselquelle wird dieses Ersatzschaltbild nur zur Bestimmung der Maximalwerte der Statorflussdichte verwendet. Die restlichen Parameter in der Formel stellen von der Geometrie des Aufbaus abhängige Größen dar. Das Gesamtmoment entspricht dem Mittelwert der Momente der Teilmaschinen.

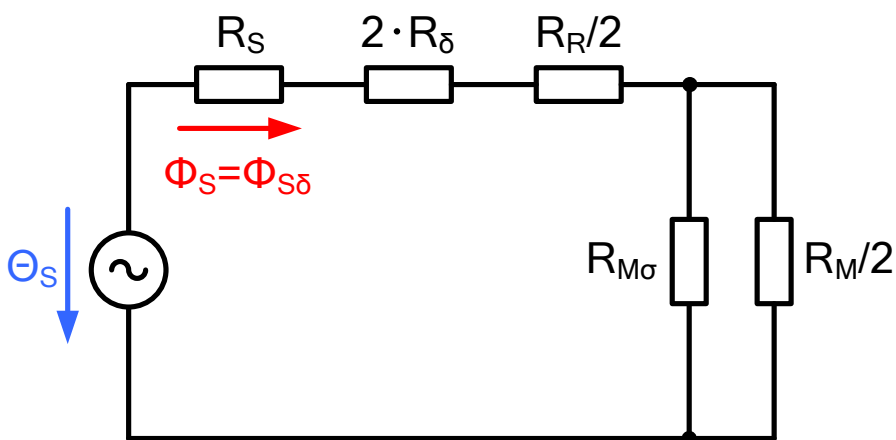


Abbildung 2.2-15: Ersatzschaltbild des Magnetkreises für die Bestimmung des Statorflusses

Im Folgenden wird versucht, durch eine mathematische Beschreibung einen Verlauf des Drehmoments als Funktion des Statorstroms zu erzeugen, um die beim ersten Belastungsversuch gemessene Kennlinie in Abbildung 5.3.-4, Kapitel 5.3.1 nachbilden zu können. Wie in diesem Kapitel beschrieben, nahm die Ständerdurchflutung Werte an, die den Magnetkreis in Sättigung brachten. Um diesen Effekt beschreiben zu können, wurde die Statorflussdichte im Luftspalt iterativ unter Betrachtung der Hysterese-Effekte der Eisenteile mit Überlagerung des Rotorflusses bestimmt. Es wurde angenommen, dass beide Teilmaschinen den gleichen Statorstrom führen, wie im Versuch. Damit wäre in beiden Teilmaschinen der gleiche Statorfluss vorhanden. Die unterschiedlichen Rotorflussdichten der beiden Teilmaschinen $B_{AR\delta}$ und $B_{BR\delta}$ wurden aus den gemessenen induzierten Spannungen rückgerechnet (siehe Kapitel 2.2.2) und im Weiteren zur Vereinfachung als konstant angenommen, d.h. die Rückwirkung des Statorflusses auf den Rotorfluss wurde nicht miteinbezogen. Die Berechnung des maximalen Drehmoments wird für beide Teilmaschinen getrennt durchgeführt. Unter der Annahme, dass die dynamischen Verläufe der beiden Drehmomente sich zu einem konstanten Gesamtmoment an der Welle überlagern, wird das Gesamtmoment durch Mittelung der beiden Ergebnisse bestimmt. In den folgenden Abbildungen sind die Ergebnisse grafisch dargestellt.

Abbildung 2.2-16 zeigt die Verläufe der berechneten maximalen Drehmomente für Teilmaschine A und Teilmaschine B, sowie das gemittelte Gesamtmoment als Funktion des Statorstroms. Wie sich bei der Erstellung der Berechnung des Moments unter Betrachtung der Sättigung herausstellte, hat die Sättigung der Eisenteile einen nicht vorhergesehenen, vergleichmäßigen Effekt auf die unterschiedlichen magnetischen Verhältnisse der beiden Teilmaschinen und damit auf die Drehmomenten-Produktion. Als Eckpunkte für einen Vergleich der gemessenen und der gerechneten Kennlinie sollen die Werte in der nachfolgenden Tabelle dienen.

	Statorstrom pro Phase effektiv	Gesamtes Drehmoment
Gemessene Werte	10 A	17 Nm
	40 A	40 Nm
Gerechnete Werte	10 A	20 Nm
	40 A	42 Nm

In Abbildung 2.2-17 sind näherungsweise die möglichen dynamischen Verläufe der Momente der beiden Teilmaschinen, sowie des resultierenden gesamten Moments für einen Statorstrom von 10A dargestellt. Dafür wurden die zeitlichen Verläufe der Statorflüsse und der Rotorflüsse bezüglich der Luftspalte mit sinusförmigen Verläufen angenähert, deren Maximalwerte bereits bestimmt wurden. Trotz des ausgleichenden Effekts durch die Sättigung der Eisenteile unterscheiden sich die Momente der Teilmaschinen in ihrer Höhe. Dies führt zu einer Pendelung des resultierenden Gesamtmoments. Der berechnete Mittelwert des Gesamtmoments liegt bei etwa 20Nm.

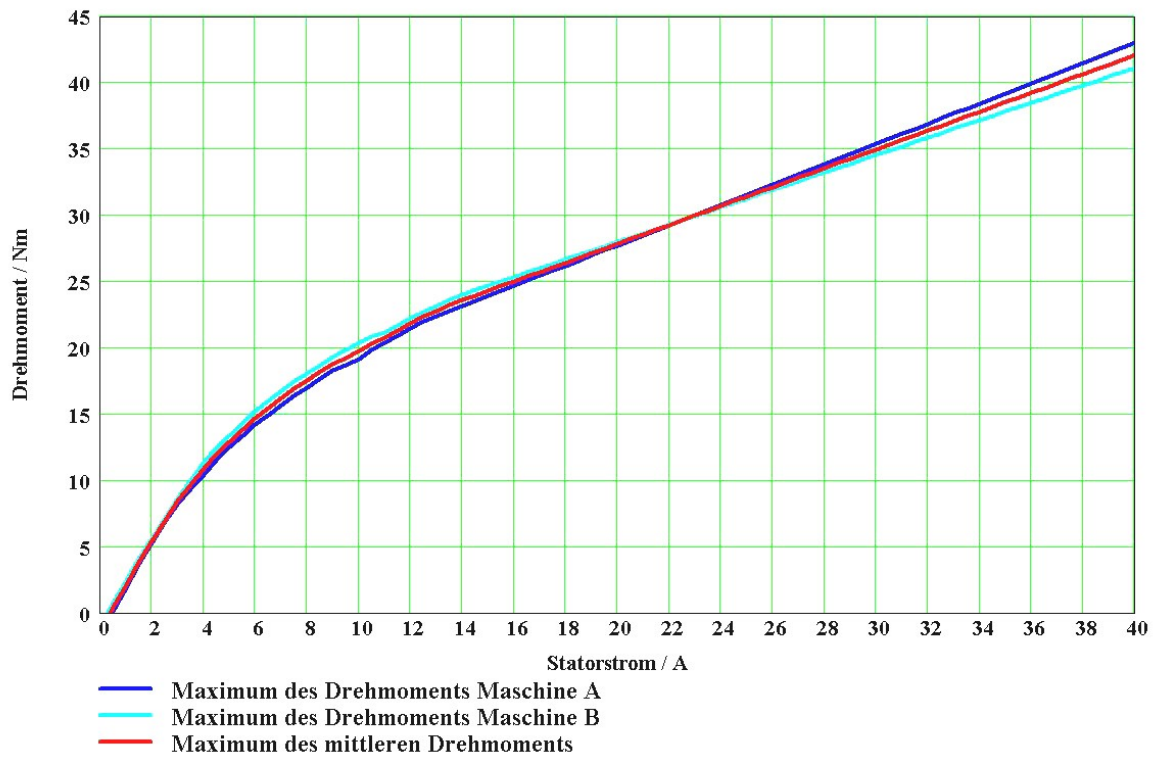


Abbildung 2.2-16: Verläufe der errechneten Drehmomente als Funktion des Statorstroms

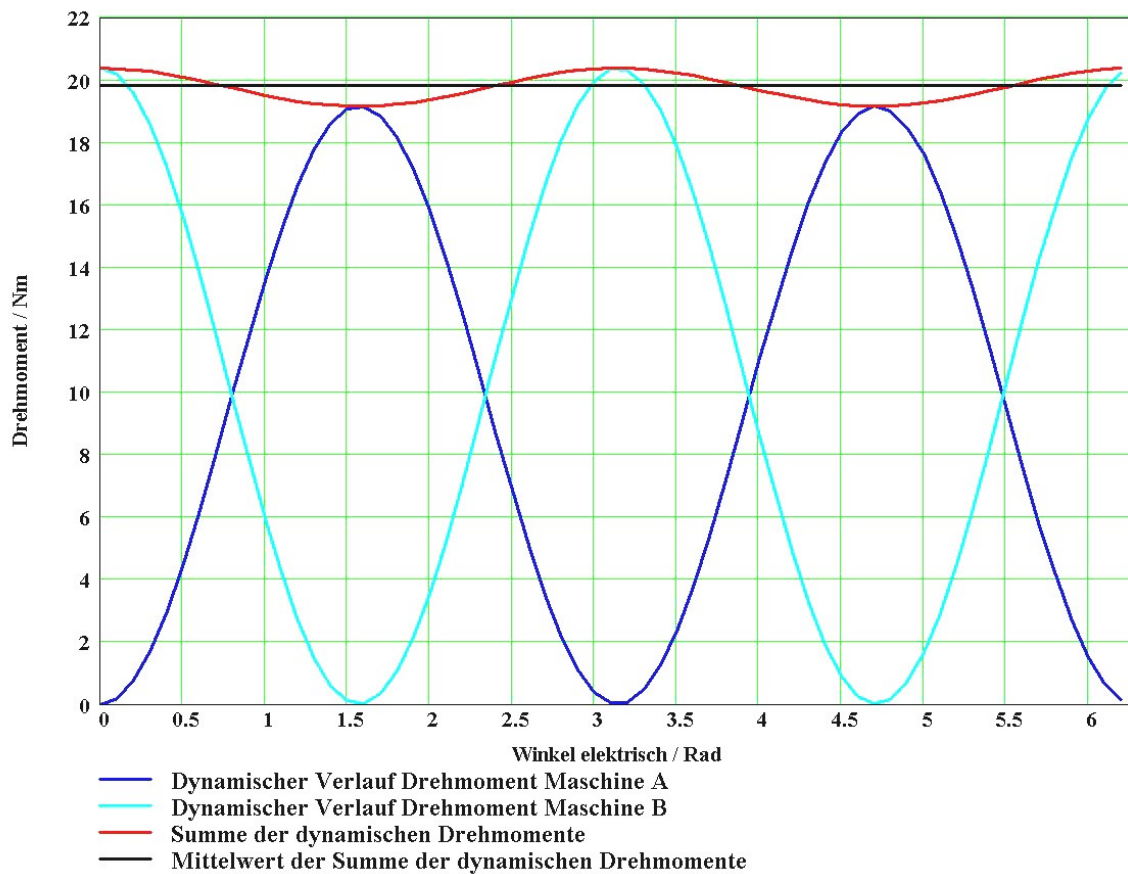


Abbildung 2.2-17: Dynamische Verläufe der Drehmomente

Der in der Magnetkreisauslegung bestimmte Rotorfluss ist etwas zu hoch, um eindeutig der gezeigten Beschreibung der induzierten Spannung im Vergleich mit den Messwerten zu genügen. Eine Verkleinerung des Elements $R_{M\sigma}$ und damit eine erhöhte, angenommene Rotorstreuung würde in diesem Punkt Abhilfe schaffen. Dies könnte bei den Betrachtungen zum Drehmoment nach obigem Modell laut Abbildung 2.2-15 aber zu weiter erhöhten Werten des Drehmoments und damit weiteren Abweichungen zur Messung führen. Abhilfe für dieses Problem könnte ein Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.2.-16 schaffen. In diesem wurde das bereits erwähnte Streuelement für den Stator $R_{S\sigma}$ eingeführt. Durch geschickte Verteilung der Streuung auf die beiden Elemente $R_{S\sigma}$ und $R_{M\sigma}$ müsste eine Modellbeschreibung möglich sein, die sowohl mit dem Zusammenhang für die induzierte Spannung, als auch mit dem Zusammenhang für das Drehmoment, mit der Messung vergleichbare Ergebnisse erbringt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde dieser Ansatz jedoch nicht weiter verfolgt.

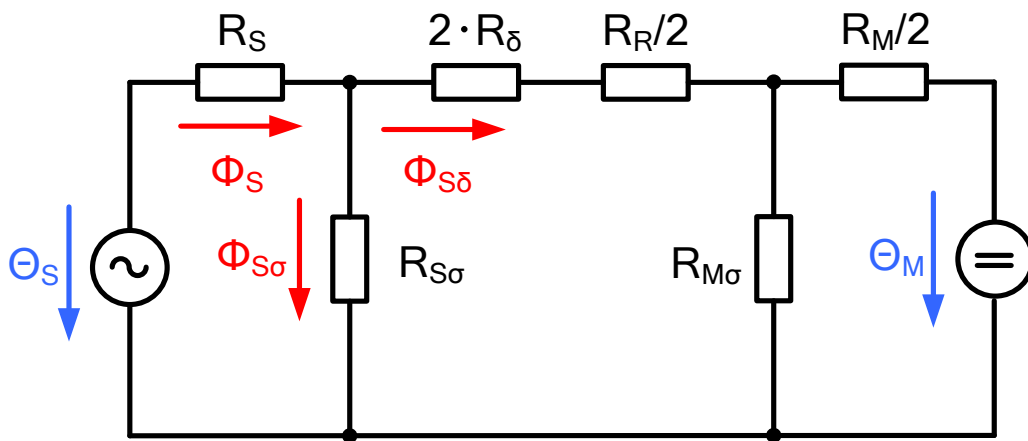


Abbildung 2.2-18: Erweitertes Ersatzschaltbild des Magnetkreises mit Ersatzelementen für Rotorstreuung $R_{M\sigma}$ und Statorstreuung $R_{S\sigma}$

Mathcad Berechnungsblatt 1/2

Berechnung des möglichen Drehmoments

$$\phi_{AR} = 0.00013 \cdot \text{Vs}$$

$$\phi_{BR} = 0.00011 \cdot \text{Vs}$$

$$B_{AR\delta} = 1.32 \text{ T}$$

$$B_{BR\delta} = 1.135 \text{ T}$$

$$t_{Pol} := 10 \text{ mm}$$

$$\delta := 0.5 \text{ mm}$$

$$D_M := \frac{D_1 + D_4}{2}$$

$$D_M = 0.125 \text{ m}$$

$$N_{Ges} := N_{Wdg} \cdot N_{Lag} \cdot N_{Stat}$$

$$B_{S\delta}(I_S, N, \delta, \phi_R) := \left| \begin{array}{l} \Theta \leftarrow I_S \cdot \sqrt{2} \cdot N \\ \phi \leftarrow \frac{\Theta}{2 \cdot RM_{\delta}(\delta) + \frac{1}{\frac{RM_M}{2} + \frac{1}{RM_{M\sigma}(\delta)}}} \\ VM_{Ges} \leftarrow \Theta + 1 \text{ A} \\ \text{while } [(VM_{Ges} - \Theta) > 0] \\ \quad \left| \begin{array}{l} H_R \leftarrow \text{linterp}\left(B_{KI}, H_{KI}, \frac{\phi + \phi_R}{A_R}\right) \\ H_S \leftarrow \text{linterp}\left(B_{KI}, H_{KI}, \frac{\phi + \phi_R}{A_R}\right) \\ VM_{Ges} \leftarrow 2 \cdot RM_{\delta}(\delta) \cdot \phi + \frac{1}{\frac{RM_M}{2} + \frac{1}{RM_{M\sigma}(\delta)}} \cdot \phi + \frac{1}{2} \cdot H_R \cdot l_R + H_S \cdot l_S \\ \phi \leftarrow \phi - 10^{-7} \text{ Vs} \end{array} \right. \\ B \leftarrow \frac{\phi}{A_{\delta}} \\ B \end{array} \right.$$

$$M_{A_Stat}(I_S, N) := 4 \cdot B_{AR\delta} \cdot B_{S\delta}(I_S, N, \delta, \phi_{AR}) \cdot t_{Pol} \cdot 2 \cdot \delta \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot p \cdot \frac{D_M}{2}$$

$$M_{B_Stat}(I_S, N) := 4 \cdot B_{BR\delta} \cdot B_{S\delta}(I_S, N, \delta, \phi_{BR}) \cdot t_{Pol} \cdot 2 \cdot \delta \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot p \cdot \frac{D_M}{2}$$

$$M_{Ges_Stat}(I_S, N) := \frac{M_{A_Stat}(I_S, N) + M_{B_Stat}(I_S, N)}{2}$$

$$M_{A_Dyn}(I, N, x) := 4 \cdot B_{AR\delta} \cdot \sin(x) \cdot B_{S\delta}(I, N, \delta, \phi_{AR}) \cdot \sin(x) \cdot t_{Pol} \cdot 2 \cdot \delta \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot p \cdot \frac{D_M}{2}$$

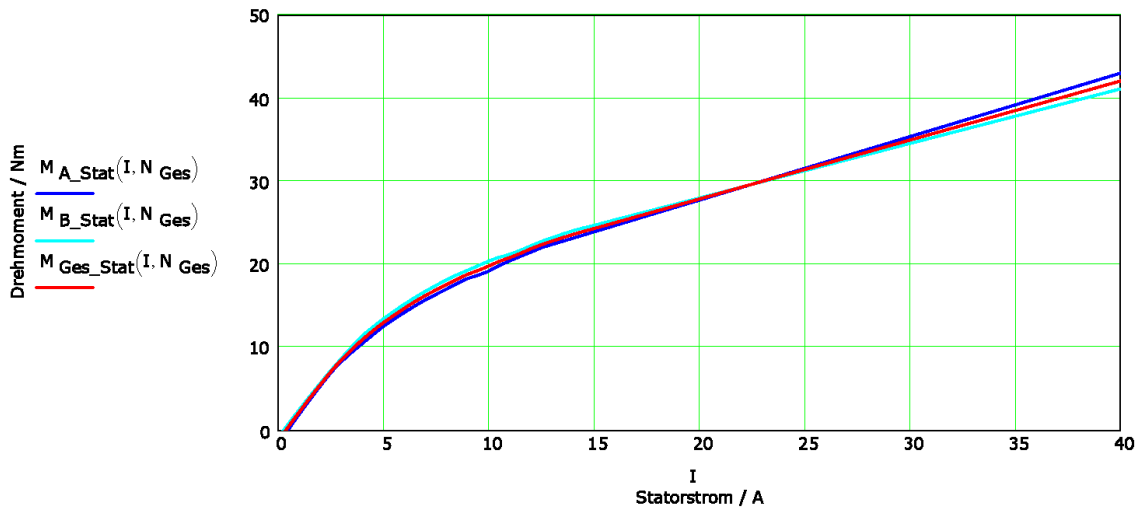
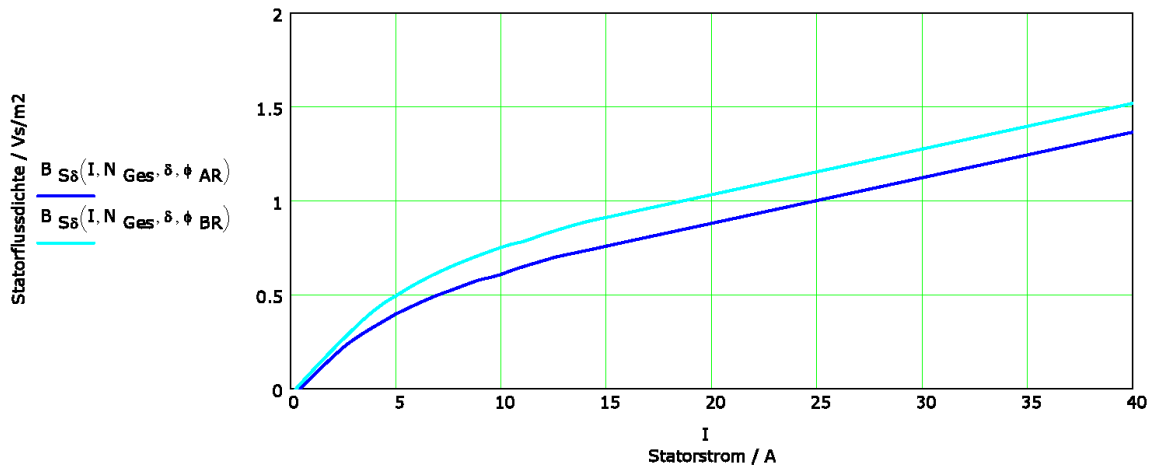
$$M_{B_Dyn}(I, N, x) := 4 \cdot B_{BR\delta} \cdot \sin\left(x + \frac{\pi}{2}\right) \cdot B_{S\delta}(I, N, \delta, \phi_{BR}) \cdot \sin\left(x + \frac{\pi}{2}\right) \cdot t_{Pol} \cdot 2 \cdot \delta \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot p \cdot \frac{D_M}{2}$$

$$M_{Ges_Dyn}(I, N, x) := M_{A_Dyn}(I, N, x) + M_{B_Dyn}(I, N, x)$$

Mathcad Berechnungsblatt 2/2

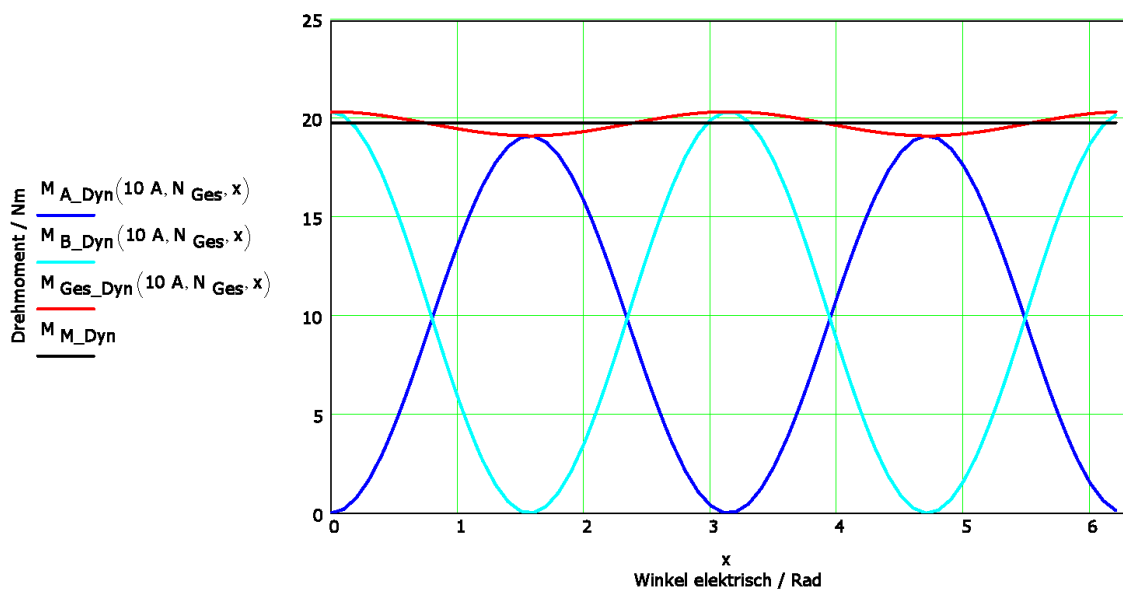
$I := 0 \text{ A}, 0.5 \text{ A}.. 40 \text{ A}$

$x := 0, 0.1.. 2 \cdot \pi$



$$M_{M_Dyn} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\sum_x M_{Ges_Dyn}(10 \text{ A}, N_{Ges}, x) \cdot 0.1 \right)$$

$$M_{M_Dyn} = 19.81862 \cdot \text{Nm}$$



3 Entwurf des zweiphasigen Labor-Umrichters

Die Realisierung der Transversalflussmaschine erfolgt für gewöhnlich ausschließlich in dreiphasiger Ausführung. Dies ermöglicht die Verwendung eines konventionellen dreiphasigen Pulswechselrichters für die Speisung der Maschine.

Im Falle der vorgestellten, zweiphasigen Maschine ist zu Erzeugung der notwendigen elektrischen Größen für die kontrollierte Speisung eine Topologie laut Abbildung 3.1-1 notwendig. Da der Markt für einphasige industriell gefertigte Pulswechselrichter nur eine begrenzte Auswahl bietet und die Eingriffsmöglichkeiten in die Geräte stark eingeschränkt sind, wurde ein rudimentärer Entwurf dieser Anordnung für die Verwendung im Labor speziell angefertigt, wobei besonderer Wert auf robuste Bauweise und unkompliziertes Betriebsverhalten gelegt wurde.

3.1 Leistungsteil

Der Entwurf des Leistungsteils sieht zwei mit IGBTs ausgestattete Pulswechselrichter-H-Brücken vor, die durch einen gemeinsamen Zwischenkreis verbunden werden. Um die Arbeiten in Laborumgebung zu vereinfachen, wurden Umrichter und Maschine für einen Spannungsbereich des Zwischenkreises unter 100V DC dimensioniert. Damit waren Phasenströme bis etwa 50A beim Umrichter-Entwurf vorzusehen, um den angestrebten Leistungsbereich abzudecken.

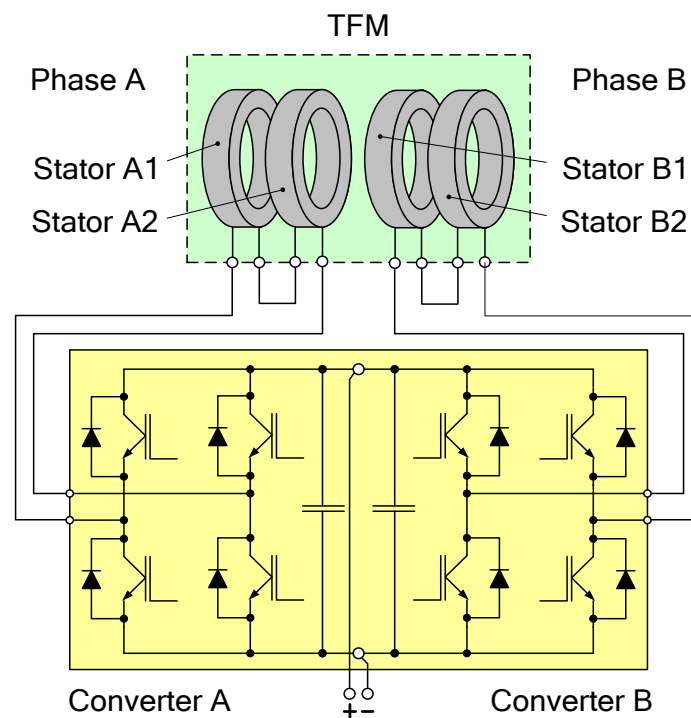


Abbildung 3.1-1: Prinzipielle Anordnung für die Speisung des Funktionsmusters

Abbildung 3.1-2 zeigt ein Übersichtsblockschaltbild des gesamten Umrichters. Die technische Realisierung des Leistungsteils ist in den Abbildungen 3.1-3 und 3.1-4 zu sehen.

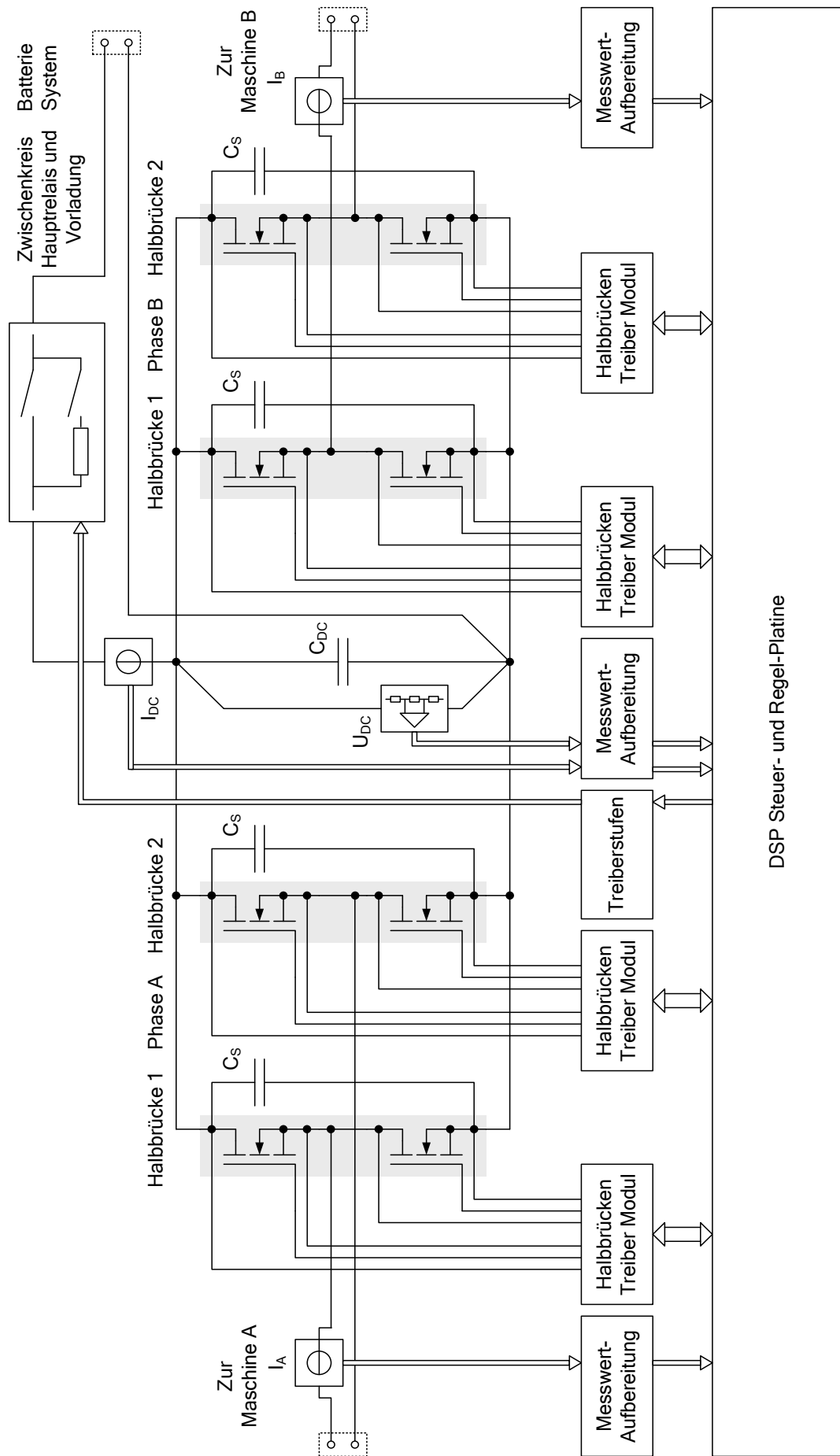


Abbildung 3.1-2: Übersichtsblockschaubild des zweiphasigen Umrichters

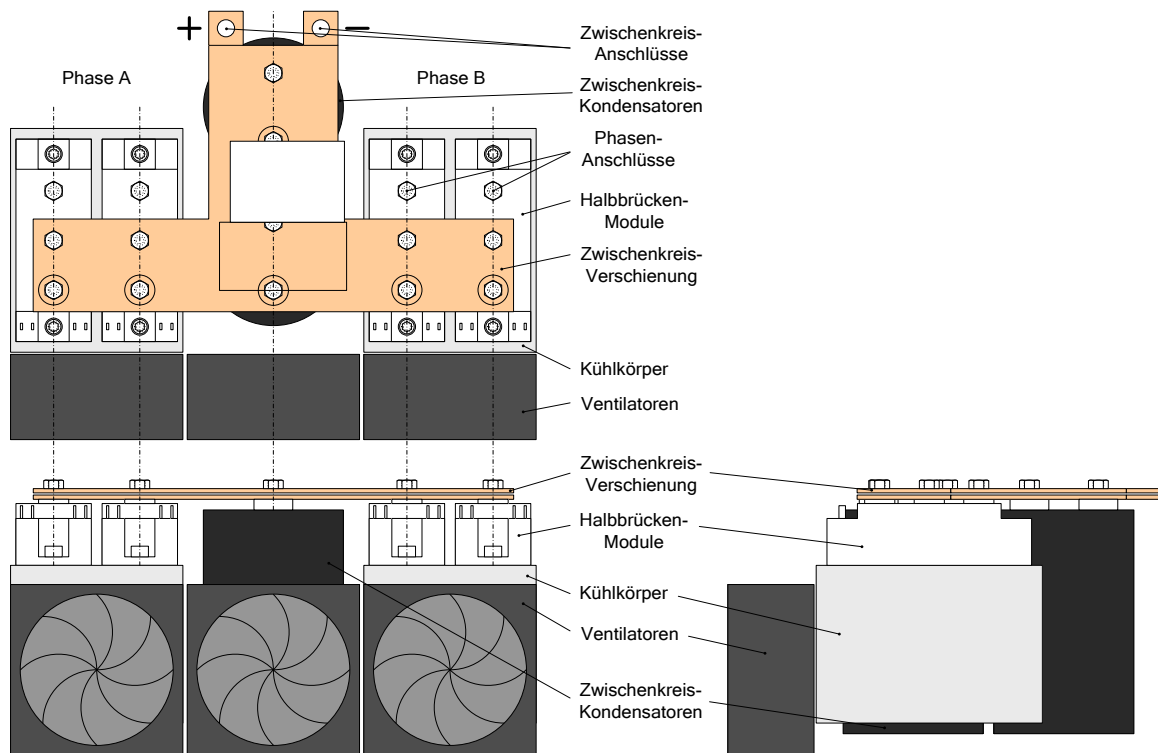


Abbildung 3.1-3: Realisierung des Leistungsteils

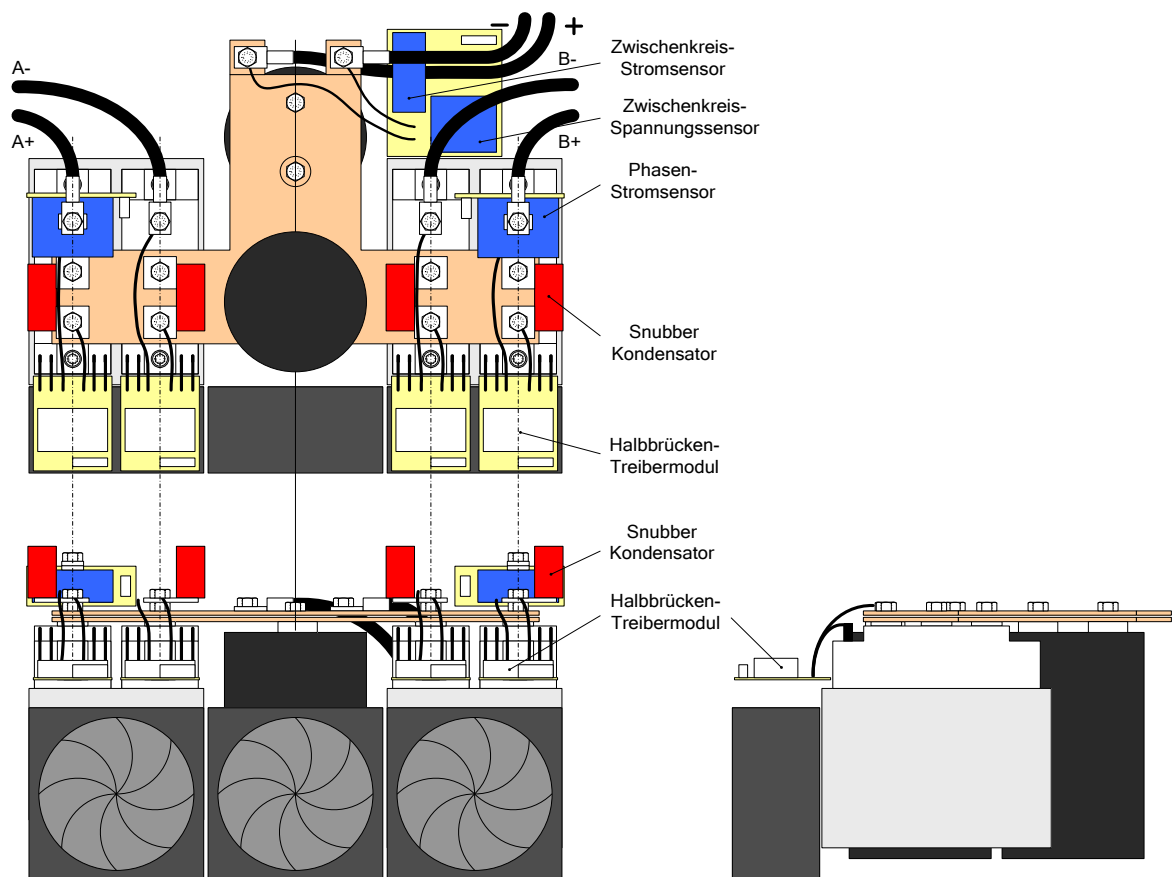


Abbildung 3.1-4: Realisierung des Leistungsteils

Im der folgenden Aufzählung sind die wichtigsten Überlegungen zum Entwurf des zweiphasigen Labor-Umrichters zusammengefasst:

- Zwischenkreisspannungen sind in der Höhe von 48V / 60V / 72V vorgesehen, damit eine rückspeisefähige Quelle in Form von Bleiakkumulatoren eingesetzt werden kann, wenn nötig. Vorerst wurde die Speisung bis 80V über Labornetzteile realisiert. Zwischenkreiskondensatoren und Messung der Zwischenkreisspannung sind für 100V ausgelegt. Der Aufbau sieht aber die Möglichkeit vor, die Kondensatoren an höhere Spannungen anzupassen. Zur Trennung des Zwischenkreises von der Quelle wurde ein Hochleistungsrelais für 100A Schaltstrom vorgesehen.
- Phasenströme sind bis zu 50A effektiv vorgesehen. Die eingesetzten IGBTs sind damit bis hart an ihre Grenze belastet. Auch hier besteht die Möglichkeit, die verwendeten IGBT-Module gegen Typen mit bis zu doppeltem Nennstrom zu tauschen. Die eingesetzten Stromsensoren können Phasenströme bis zu 100A effektiv erfassen.
- Für dieses niedrige Spannungsniveau ist der IGBT nicht die erste Wahl. Hochleistungs-MOSFETs in diesen mechanisch leicht handhabbaren Gehäusen sind aber am Markt selten. Erste Versuche mit entsprechenden MOSFET-Modulen scheiterten am unkontrollierbaren Schaltverhalten. Der geometrisch zu weitläufig gestaltete Gate-Kreis dieser Module gestaltete ein definiertes Schalten schwierig. Die Folge waren enorme EMV-Störungen, die den Betrieb der gesamten Elektronik behinderten und zu Ausfällen führte. Es wurden deshalb weniger dynamische und damit beim Schaltvorgang leichter zu kontrollierende IGBTs eingesetzt, mit Nennspannung 600V und Nennstrom 75A. Die höheren Verluste werden bewusst in Kauf genommen. Zur weiteren Verbesserung des Schaltverhaltens wurden noch Snubber-Kondensatoren an den IGBT-Halbbrücken vorgesehen.
- Die aufwendigste Komponente des Aufbaus ist eine neuentwickelte Stromüberwachung (in den Abbildungen 3.1-3 und 3.1-4 nicht gezeigt). Diese rein diskret aufgebaute Schaltung überwacht unabhängig von der DSP-basierenden zentralen Steuerung die Halbbrücken-Ströme und übernimmt Überstrom- und Kurzschluss-Schutz.

3.2 Steuerteil

Steuerung und Regelung des Umrichters und der Maschine übernimmt ein Prozessor der bekannten C2000™ Reihe von Texas Instruments. Es wurde ein Evaluation-Board mit dem Prozessor TMS320LF2407 in den Aufbau integriert. Die Leistung dieses bewährten Typs ist völlig ausreichend für die angewandten Regelungskonzepte. Die beiden integrierten Eventmanager A und B sind ideal für die Kontrolle der beiden einphasigen Pulswechselrichter und damit der beiden Teilmaschinen. Zur analogen und digitalen Signalanpassung wurde auf bestehende Zusatzplatinen aus anderen Projekten zurückgegriffen. Zur Erfassung der Rotorlage wurde ein absoluter 12 Bit Gray-Code-Lagegeber eingesetzt und parallel über den Datenbus des DSP eingelesen.

4 Regelungskonzept

Realisierte Transversalflussmaschinen werden praktisch immer dreiphasig ausgeführt. Somit kann zur Speisung auf konventionelle Wechselrichter zurückgegriffen werden. Zumeist werden auch die bestehenden Algorithmen für feldorientierte Regelungen mit Raumzeigern verwendet. Dies ist bei genauer Fertigung möglich, wenn damit eine Angleichung der Parameter der drei Teilmaschinen erreicht werden kann und somit die Voraussetzungen für die Verwendung von Raumzeigern erfüllt werden. Es wird wieder darauf hingewiesen, dass die Transversalflussmaschine vom Prinzip ein einphasiges Maschinenkonzept darstellt. Die kombinierten Teilmaschinen sind lediglich mechanisch verbunden. Magnetisch, elektrisch und thermisch ist eine Verbindung für die Funktion nicht notwendig, teilweise sogar dieser nicht förderlich. Es gibt daher keine Ausgleichsprozesse zur Vergleichmäßigung der Parameter der Teilmaschinen. Eine unabhängige Regelung für jede der Teilmaschinen mit einer übergeordneten Ausgleichsregelung dürfte die angemessenste Vorgangsweise sein, will man einen stabilen und zuverlässigen Betrieb der Maschine gewährleisten.

Die Regelung übernimmt der bereits in Kapitel 3 erwähnte Digitale Signalprozessor TMS320LF2407. Die Regelungs-Algorithmen wurden in C++ realisiert. Jeder der beiden einphasigen Umrichter mit entsprechender Teilmaschine wird von einem der beiden Event-Manager des Prozessors kontrolliert. Die Schaltfrequenz der PWM und die Frequenz des Interrupt-Aufrufs des Regelungsalgorithmus wurden auf 5kHz eingestellt.

4.1 Feldorientierte Stromregelung

Für den geregelten motorischen Betrieb der Maschine am Umrichter war das erste Ziel die Erstellung einer Stromregelung in d- und q-Komponente orientiert am Rotorfeld. Ein Regelungsschema hierzu ist in Abbildung 4.1-1 zu sehen. Die beiden Teilmaschinen werden als eine zweiphasige Maschine betrachtet. Die beiden 90° elektrisch verschobenen Maschinenströme werden mit dem Lagewinkel des Rotors in das bezüglich des Rotorflusses ruhende Koordinatensystem transformiert.

Nach den ersten Messungen an dem fertiggestellten Funktionsmuster wurde erkennbar, dass die Parameterunterschiede viel zu groß waren, um die notwendige Bedingung der Symmetrie zu erfüllen. Bei den ersten generatorischen Tests der Transformation der Phasenströme ins Rotorfluss-bezogene d-q-System wurde dies bestätigt. Aus den unterschiedlichen Phasenströmen der beiden Teilmaschinen in stationären Betriebsfällen konnten keinen konstanten Komponenten erzeugt werden. Da nach dem Regelungsschema aus Abbildung 4.1-1 beide Maschinen mit Spannungen gleicher Höhe gespeist würden, könnten sich auch im motorischen Betrieb keine orthogonalen Phasenströme gleicher Höhe einstellen. Eine stabile Regelung konnte somit auf diese Weise nicht realisiert werden. Eine weitere Inbetriebsetzung dieser Regelung erfolgte nicht. Es wäre mit einer Angleichung der Parameter der beiden Teilmaschinen wohl ein Betrieb möglich. Jedoch ist anzuzweifeln, dass auf lange Sicht ein stabiler Betrieb möglich ist, da die Langzeitstabilität der Maschinenparameter nicht vorhergesagt werden kann.

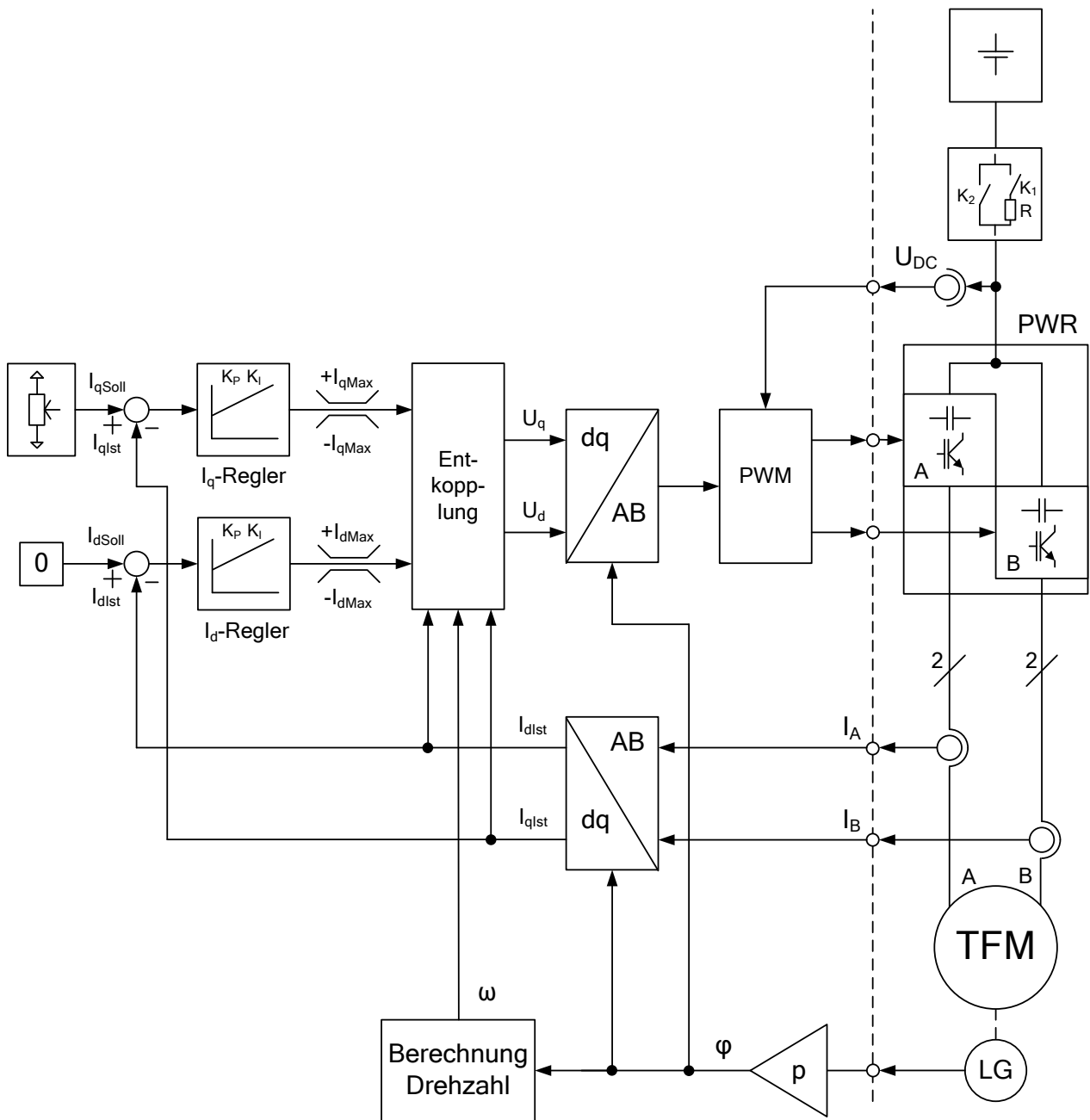


Abbildung 4.1-1: Feldorientierte Regelung der TFM mit zweiphasigem System

4.2 Feldorientierte Stromregelung im Einphasen-System

Vorerst wurde versucht, eine idente Stromaufnahme der beiden Teilmaschinen im Motorbetrieb zu erreichen. Dafür muss die Regelung des Stromes bzw. der Stromkomponenten für jede Maschine separat erfolgen. Durch die unterschiedlichen Rotorflüsse erzeugen natürlich die beiden Teilmaschinen verschieden hohe Momente. Die Höhe des resultierenden, gesamten Moments der Maschine ist also nicht konstant. Die sich ergebende Schwankung soll durch die Trägheit von Maschine und Lastmaschine ausgeglichen werden. Ein entsprechendes Schema ist in Abbildung 4.2-1 zu sehen.

In zwei- und dreiphasigen Systemen ist die Transformation der Momentanwerte der Phasenströme ins Rotorfluss-bezogene Koordinatensystem durch einfache mathematische Zusammenhänge möglich, da das System ausreichend bestimmt ist. Im einphasigen Fall steht nur der Momentanwert des einen Phasenstroms zur Verfügung. Welchen Phasenwinkel der Strom zum betrachteten Zeitpunkt aufweist, ist aus dem Momentanwert alleine nicht zu bestimmen, auch nicht der Scheitelwert der Schwingung. Um die Phasenlage des Stromes zu bestimmen, wurde die Verwendung einer PLL (Phase-Locked-Loop) in Betracht gezogen, entweder als Hardware- oder Software-Lösung. Aus Zeitgründen wurde die Hardware-PLL nicht realisiert, es wurde eine einfache Software-Lösung implementiert. Der programmierte Algorithmus bestimmt laufend aus den Momentanwerten Nulldurchgänge und Maxima der Stromschwingung. Es wird in diesen Punkten die Phasenverschiebung zum Phasenwinkel des Rotorflusses bestimmt mit einer Aktualisierungsrate von einem Viertel der Periodendauer. Für das nächste Viertel der Periode wird der Phasenwinkel des Stromes aus dem Phasenwinkel des Rotorflusses korrigiert mit der bestimmten Phasenverschiebung berechnet. Der Scheitelwert, sowie die d- und q-Komponente im Rotorfluss-bezogenen Koordinatensystem kann nun laufend aus dem Momentanwert berechnet werden. Diese Vorgehensweise wird auf beide Phasenströme angewandt. Die Blöcke A/dq und B/dq in Abbildung 4.2-1 stellen also keine klassischen Transformationen dar, sondern enthalten den oben beschriebenen Algorithmus. Erste Tests dieses Algorithmus waren erfolgreich. Eine weitere Inbetriebsetzung der restlichen Regelung konnte aus Zeitgründen nicht durchgeführt werden.

Um das Problem der ungleichen Verteilung des Moments auf die beiden Teilmaschinen zu beheben, wurde eine übergeordnete Ausgleichsregelung angedacht. Eine mögliche Lösung wäre es, die Wirkleistungen der beiden Teilmaschinen zu bestimmen und durch diese Regelung angleichen zu lassen. Ein einfaches Schema ist in Abbildung 4.2-2 zu sehen. Dieses würde das Schema der Regelung nach Abbildung 4.2.-1 ergänzen. Der Mittelwert der beiden bestimmten Wirkleistungen ist der Sollwert für die beiden Leistungsregler der übergeordneten Ausgleichsregelung. Die beiden Regler haben nun die Möglichkeit, den gemeinsamen Stromsollwert der bestehenden Stromregelung für jede Maschine separat entsprechend der Leistungsabweichung korrigieren zu können.

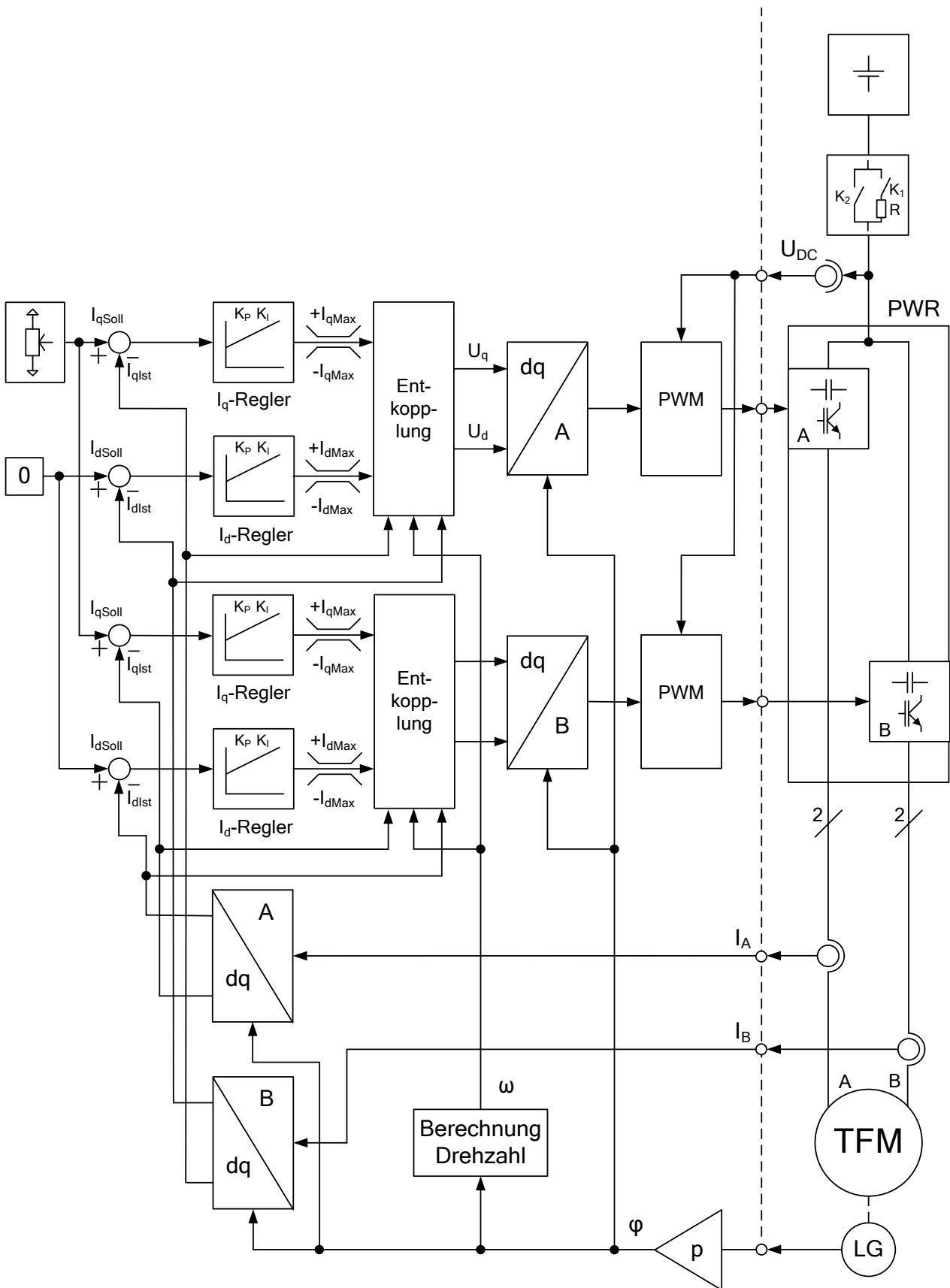


Abbildung 4.2-1: Feldorientierte Regelung der TFM mit einphasigem System

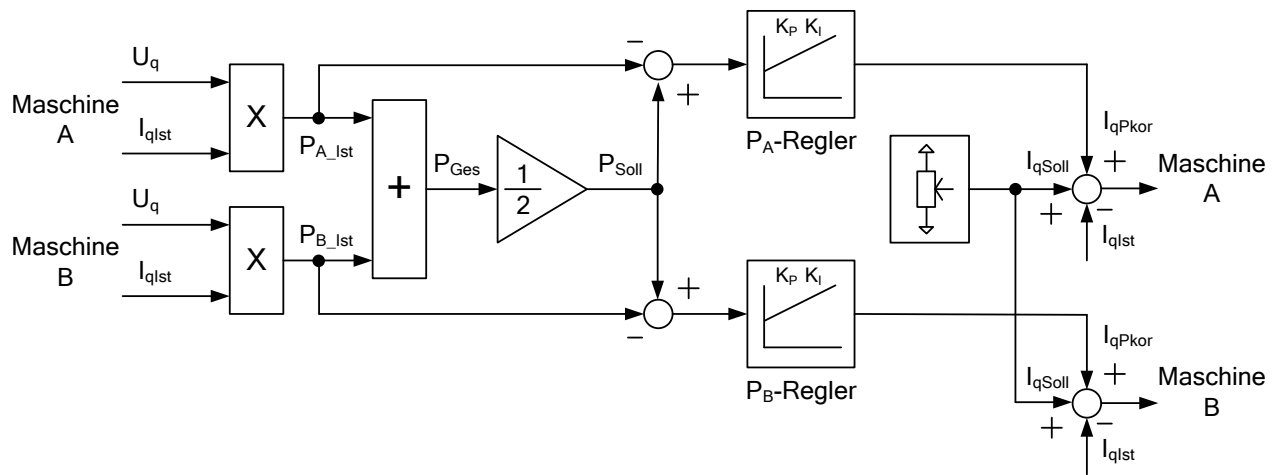


Abbildung 4.2-2: Ausgleichsregelung der einphasigen Wirkleistungen der beiden Teilmaschinen

5 Vermessung des Funktionsmusters

5.1 Leerlaufversuche

Die Leerlaufversuche wurden generatorisch für beide einphasigen Teilmaschinen separat durchgeführt. Zusätzlich variiert wurde die Breite der Luftspalte. Untersucht wurden das Verhältnis des Effektivwerts der induzierten Polradspannung zur Drehzahl, sowie deren Kurvenform. Desweiteren wurde die von den beiden Teilmaschinen gemeinsam an der Welle aufgenommene Verlustleistung bei verschiedenen Drehzahlen aufgezeichnet.

In den Abbildungen 5.1-1 und 5.1-2 sind für beide Teilmaschinen bei verschiedenen Luftspaltbreiten die induzierten Spannungen als Funktion der Drehzahl dargestellt. Wie man beim Vergleich der Kennlinien beider Abbildungen erkennen kann, sind die Toleranzen der beiden Maschinen teilweise erheblich. Trotz genauest möglicher Einstellung der Luftspaltbreiten beim Zusammenbau unterscheiden sich die induzierten Spannungen bei gleicher Drehzahl: bei 1.0 mm Luftspalt weicht Maschine B von Maschine A um etwa 7% ab, bei 0.5 mm Luftspalt um etwa 13%. Nur bei 1.5 mm Luftspalt gibt es keine erkennbaren Abweichungen. Dieser Effekt könnte auf Abweichungen bei der Fertigung der einzelnen Komponenten zurückzuführen sein. Da die mechanische Einstellung, speziell des 0.5mm Luftspaltes, beim Zusammenbau der Maschine sehr anspruchsvoll ist, könnten auch hier Ungenauigkeiten eine Rolle spielen. Für eine praktische Umsetzung würde das bedeuten, dass die Luftspalte der Teilmaschinen nach der Vermessung der Spannung-Drehzahl-Kennlinie abgeglichen werden müssten, um zwei Maschinen mit annähernd ähnlichen Eigenschaften zu erhalten.

In den Abbildungen 5.1-3 und 5.1-4 sind Verläufe der induzierten Polradspannungen der beiden Teilmaschinen bei 1.5 mm Luftspalt und einer Drehzahl von 1000 RPM zu sehen. Eine rein visuelle Analyse der Verläufe führt zu einer Klassifizierung als größtenteils sinusähnlich mit leichter Trapezform.

Die Leerlaufverluste der gesamten Maschine im generatorischen Leerlauf sind in den Abbildungen 5.1-5 und 5.1-6 zu sehen. Wiederum wurde die Messung für verschiedene Luftspaltbreiten durchgeführt. In der zweiten Abbildung wurden die Messpunkte durch Funktionen zweiter Ordnung interpoliert. Den interpolierten Kennlinien liegen die folgenden mathematischen Funktionen zugrunde:

$$\begin{aligned} P_{V15}(f) &= \cdot \cdot + \cdot \\ P_{V10}(f) &= \cdot \cdot + \cdot \\ P_{V05}(f) &= \cdot \cdot + \cdot \end{aligned}$$

Die Verlustleistung als Funktion der Statorfrequenz bei Luftspalt:

P_{V15} ... Bei Luftspalt 1,5mm

P_{V10} ... Bei Luftspalt 1,0mm

P_{V05} ... Bei Luftspalt 0,5mm

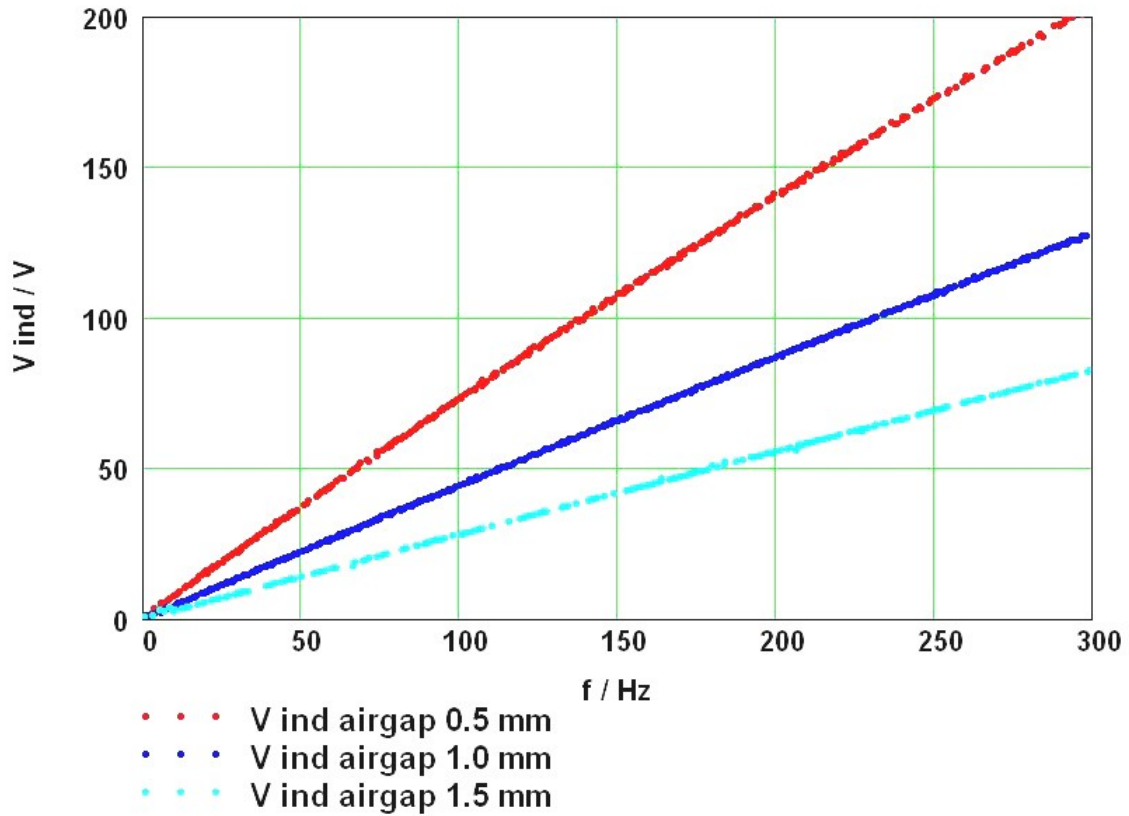


Abbildung 5.1-1: Induzierte Spannung der Maschine A als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten

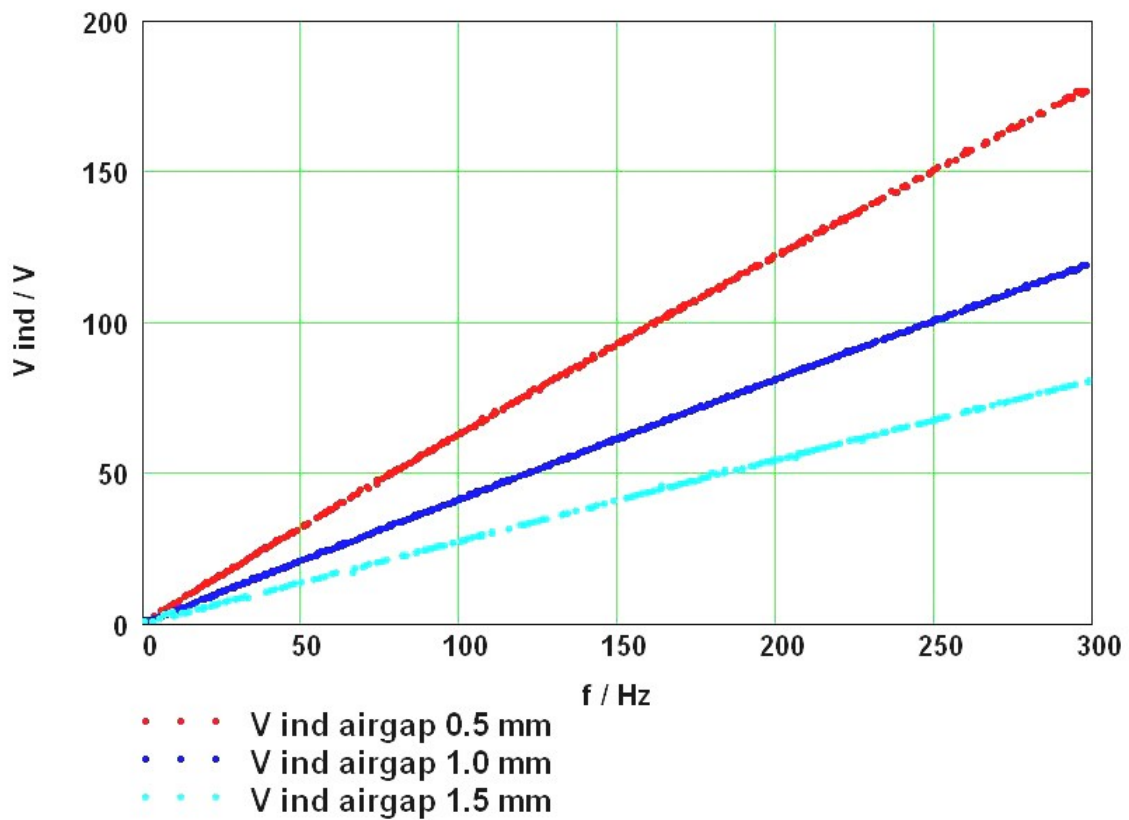


Abbildung 5.1-2: Induzierte Spannung der Maschine B als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten

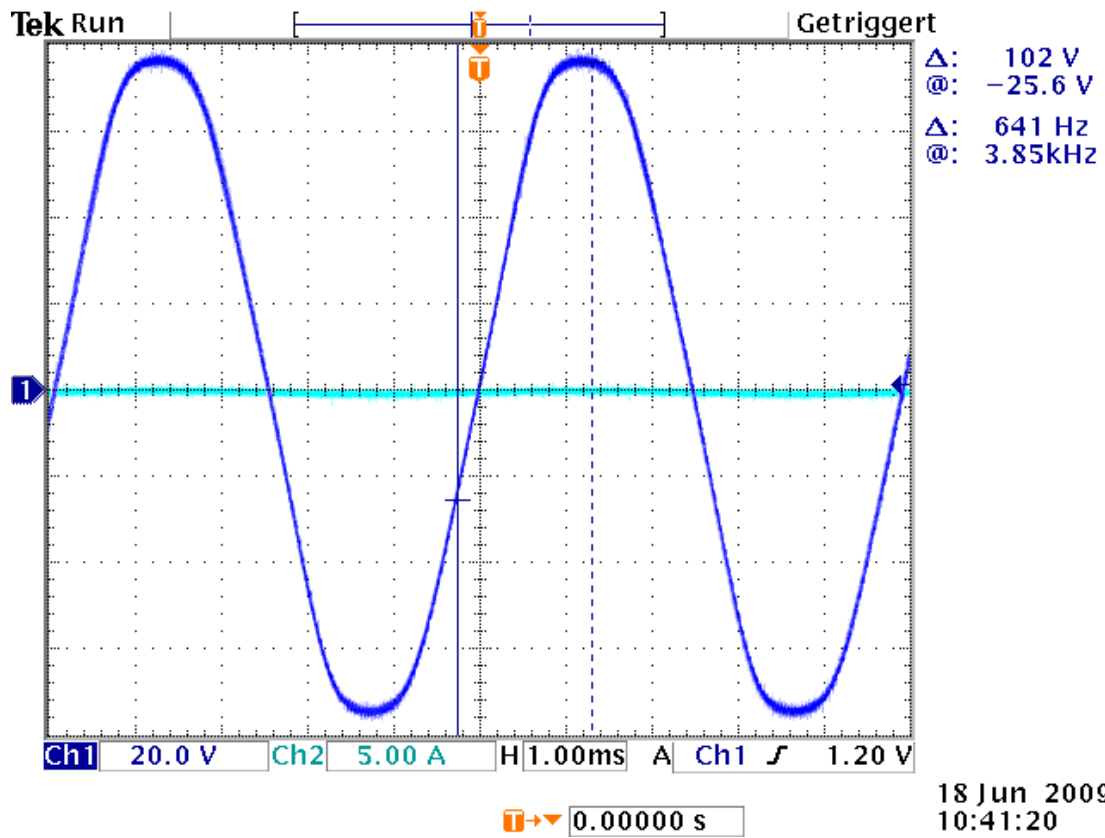


Abbildung 5.1-3: Gemessener Verlauf der Polradspannung, Maschine A, Luftspalt 1,5mm, 1000 RPM

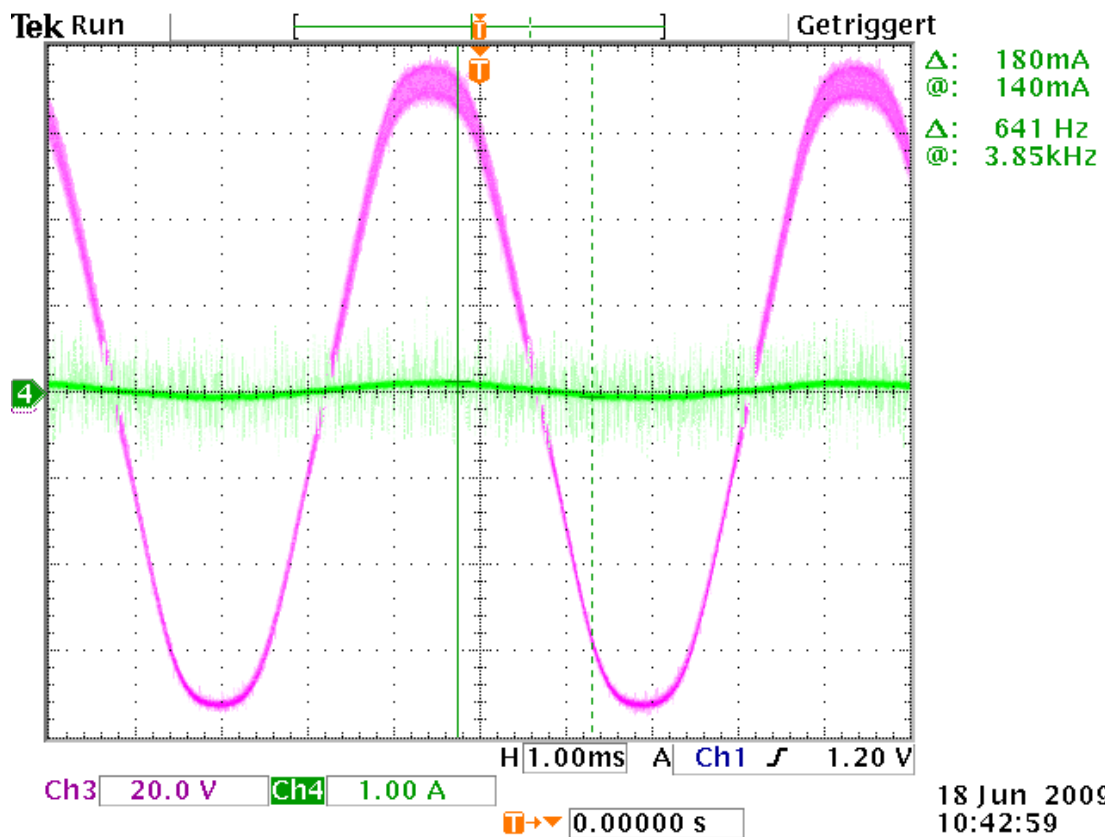


Abbildung 5.1-4: Gemessener Verlauf der Polradspannung, Maschine B, Luftspalt 1,5mm, 1000 RPM

Die Verluste fallen in diesem Betriebsfall hauptsächlich im Eisen an. Wie an den Verläufen ersichtlich, dürften sich die Reibungsverluste der Lager und des kuppelnden Riementriebs vergleichsmäßig in Grenzen halten. Die maximalen Eisenverluste betragen bei 0.5 mm Luftspalt und 1500 RPM ungefähr 1200-1300 W, ein beachtlicher Wert. Wie empirisch ermittelt werden konnte, wird ein nicht unerheblicher Teil in den ungeblechten Flussleitstücken der beiden Rotoren umgesetzt. Diesem Effekt liegt eine grundlegende Eigenschaft des Aufbaus zugrunde und er erklärt sich wie folgt: Bewegt sich ein magnetischer Pol des Rotors von einem Statorpol weg, so liegt der nächsten Statorpol auf der gegenüberliegenden Luftspaltseite. Es kommt also zu einer Richtungsänderung des Flusses im Flussleitstück. Diese dauernde Änderung der Flussrichtung führt in den massiven Eisenteilen zu diesen großen Verlusten. Es ist also beim Entwurf des Rotors von einem Wechselfluss auszugehen und eine Blechung der Flussleitstücke vorzusehen. Die Ausführung der Flussleitstücke in massivem Eisen ist also als unzureichend anzusehen und beruht auf einer Fehleinschätzung.

Diese hohen Verluste in den Rotoren führten schließlich während einer Messung bei 1500 RPM zu einer Überhitzung der Glasfaser-Bandage der äußersten Magnet- und Flussleitstück-Reihe. Resultat war ein Sofortstop der Maschine innerhalb von ungefähr einer Viertel-Umdrehung, da nach dem Abreißen der Bandagierung die abgehobenen Elemente sich im Gehäuse verkeilten. Fazit waren ein schwer und ein leicht beschädigter Rotor. Bildmaterial hierzu ist im Anhang zu finden.

Dieser Zwischenfall führte zu einer Einschränkung des erlaubten, bzw. möglichen Betriebsbereichs:

Ursprünglicher Betriebsbereich:	0 ... 1500 RPM / 0 ... 300 Hz
Neuer Betriebsbereich:	0 ... 500 RPM / 0 ... 100 Hz

In den Abbildungen 5.1-7 und 5.1-8 sind die Leerlaufverluste für diesen Bereich vergrößert dargestellt. In der zweiten Abbildung sind die Messpunkte wiederum mit den obigen Funktionen zweiter Ordnung interpoliert. Es ist in weiterer Folge also mit einem Maximum der Eisenverluste bei 0,5mm Luftspalt von 240 W zu rechnen, welche den temperaturempfindlichen, tragenden Strukturen noch zumutbar sein sollten.

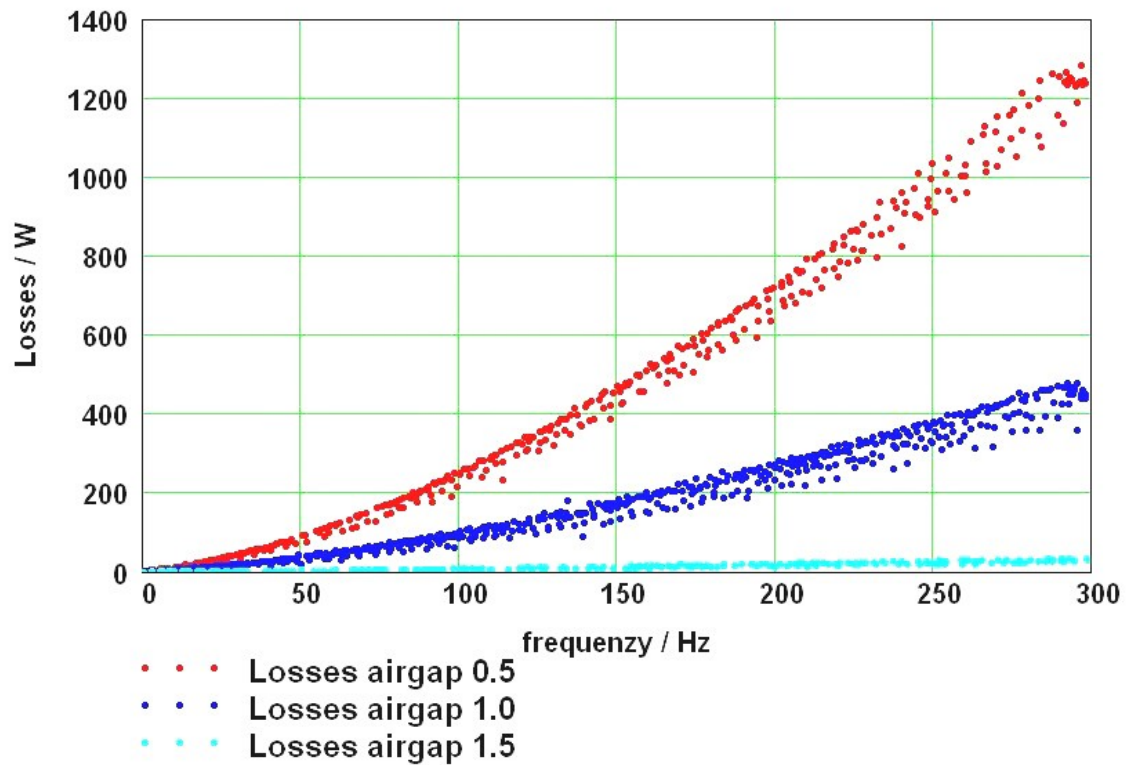


Abbildung 5.1-5: Generatorische Leerlaufverluste der Maschinen A und B als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten

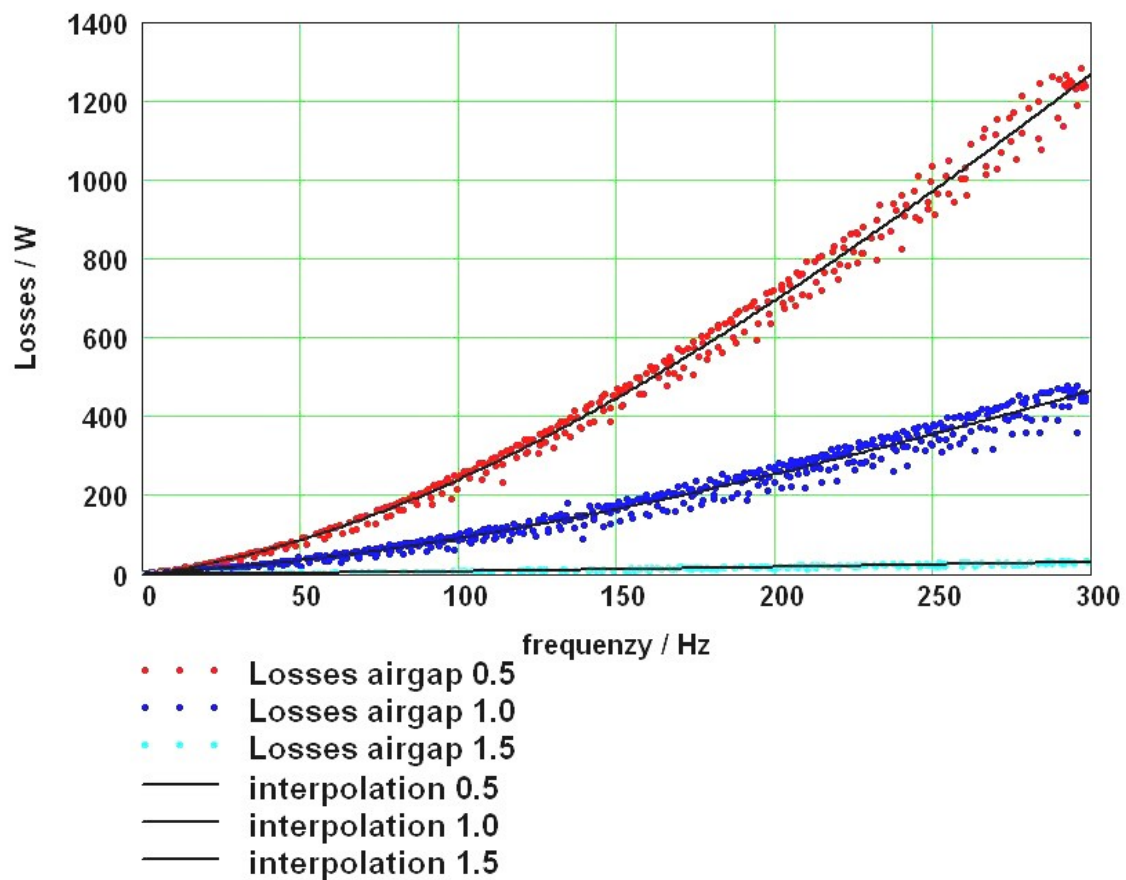


Abbildung 5.1-6: Generatorische Leerlaufverluste der Maschine A und B als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten mit interpolierter Funktion

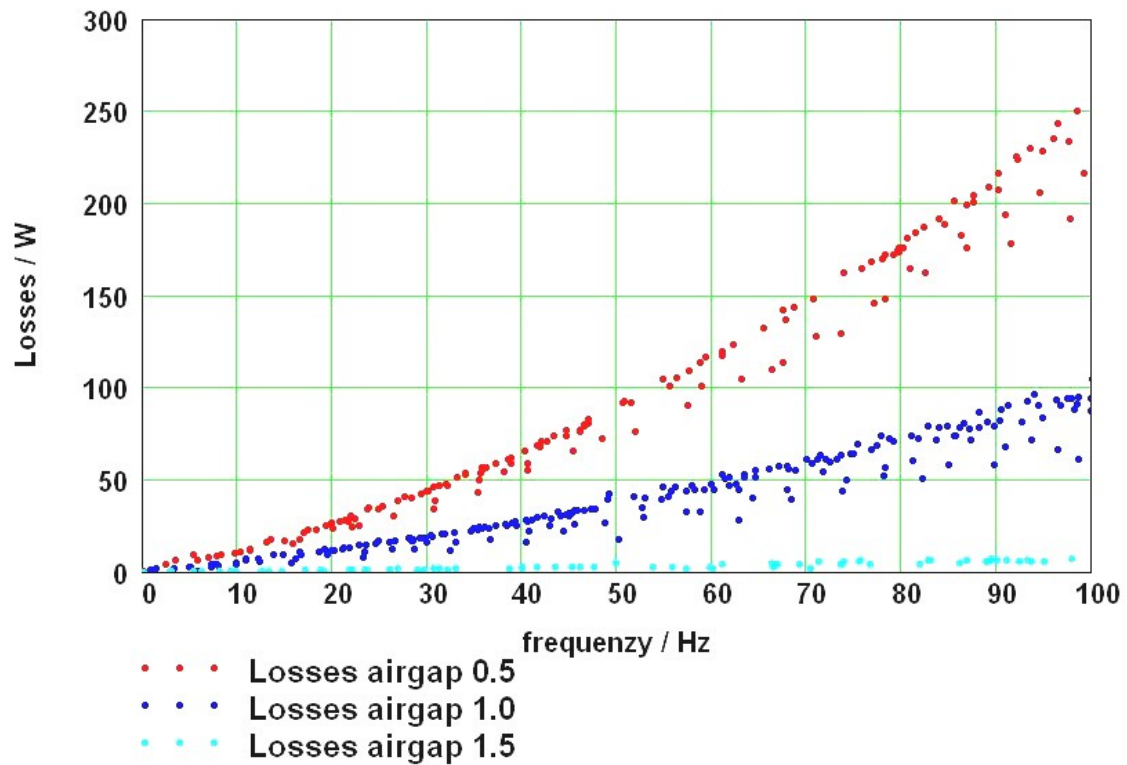


Abbildung 5.1-7: Leerlaufverluste im realistischen Betriebsbereich bis 100 Hz

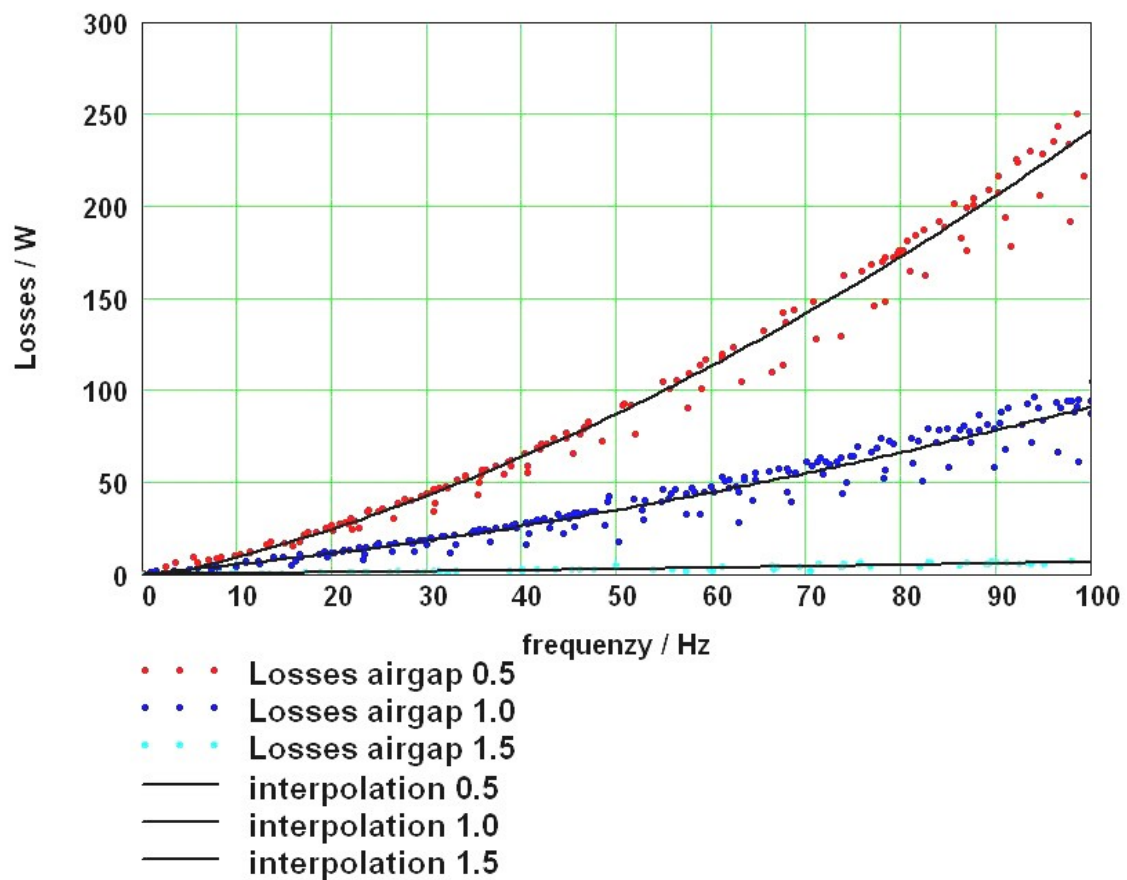


Abbildung 5.1-8: Leerlaufverluste im realistischen Betriebsbereich bis 100 Hz mit interpolierter Funktion

5.2 Kurzschlussversuche

Die Kurzschlussversuche wurden wiederum - für beide einphasigen Teilmaschinen getrennt - für verschieden Luftspalte durchgeführt. Die Versuchsdurchführung entsprach der klassischen Vorgehensweise mit festgebremster Maschinenwelle und verstellbarer 50Hz Quelle.

In den nachfolgenden Tabellen wurden Induktivität und Widerstand der Maschine aus den Messdaten der Kurzschlussversuche errechnet. Die Tabellenwerte sind die gemittelten Ergebnisse der Berechnungen für Induktivität und Widerstand für jeden Messpunkt. Die Verteilung der Ergebnisse ist in den Abbildungen 5.2-1 für die Induktivität und 5.2-2 für den Widerstand dargestellt. Wie bei Flusskonzentration zu erwarten, sind die Induktivitäten groß und steigen bei Verkleinerung der Luftspalte weiter an. Die Unterschiede bei den Widerständen sind wohl auf Abweichungen bei den Messungen zurückzuführen. In beiden Fällen geben die obigen Abbildungen einen guten Überblick über vorhandene, oder nicht vorhandene Tendenzen.

	Luftspalt 1,5 mm	Luftspalt 1,0 mm	Luftspalt 0,5mm
	mH	mH	mH
Maschine A	8,00	9,10	9,49
Maschine B	8,01	8,42	9,35

Tabelle 5.2-1: Errechnete Statorinduktivitäten aus den Kurzschlussversuchen für verschiedene Luftspaltbreiten

	Luftspalt 1,5 mm	Luftspalt 1,0 mm	Luftspalt 0,5mm
	Ω	Ω	Ω
Maschine A	0,48	0,47	0,57
Maschine B	0,42	0,56	0,52

Tabelle 5.2-2: Errechnete Statorwiderstände aus den Kurzschlussversuchen für verschiedene Luftspaltbreiten

In den Abbildungen 5.2-3 und 5.2-4 sind die Spannungs-Stromkennlinien der Kurzschlussversuche abgebildet: In Abbildung 5.2-3 für die Maschine A, für Luftspaltbreiten 1,5mm, 1,0mm und 0,5mm, in Abbildung 5.2-4 für die Maschine B, für Luftspaltbreiten 1,5mm, 1,0mm und 0,5mm. Der Strombereich bis etwa 10A stellt ein Viertel des angestrebten Maschinenstroms von 40A in Serienschaltung aller Wicklungslagen und der beiden Statoren dar. Da beim Vergleich dieser beiden Abbildungen bereits Unterschiede erkennbar sind, wurden die Spannungs-Strom-Kennlinien der beiden Maschinen für gleiche Luftspaltbreiten verglichen. Die entsprechenden Diagramme sind in Abbildung 5.2-5 zu sehen. Bei der 1,0mm Einstellung bestehen erhebliche Unterschiede zwischen den beiden Maschinen, auch bei der 0,5mm Einstellung zeichnen sich Unterschiede ab, die bei dem Verlauf der Kennlinien für höhere Ströme noch größer werden dürften. Diese Kennlinien können daher als weiteres Kriterium für die Abstimmung der beiden einphasigen Teilmaschinen aufeinander genutzt werden.

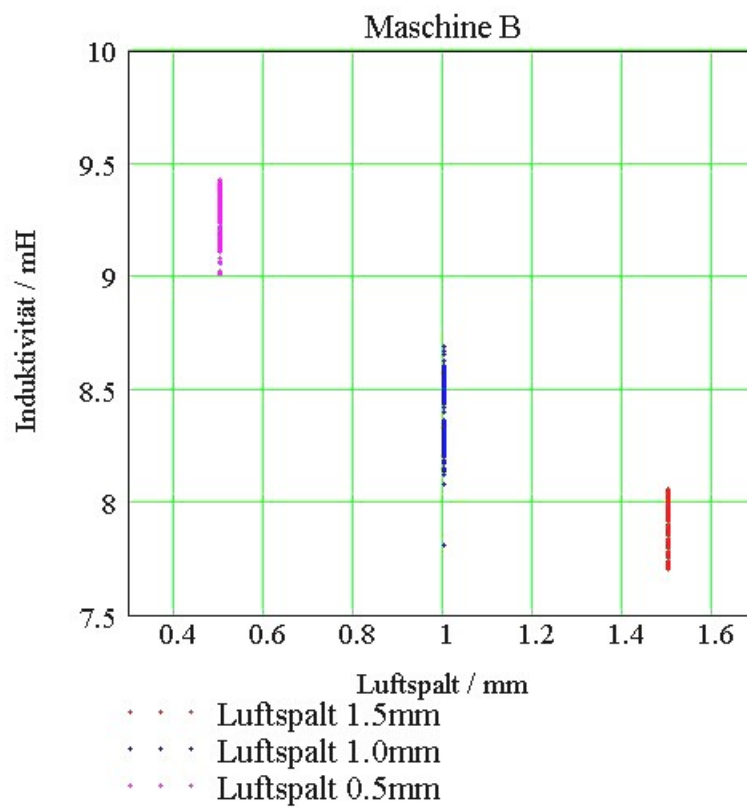
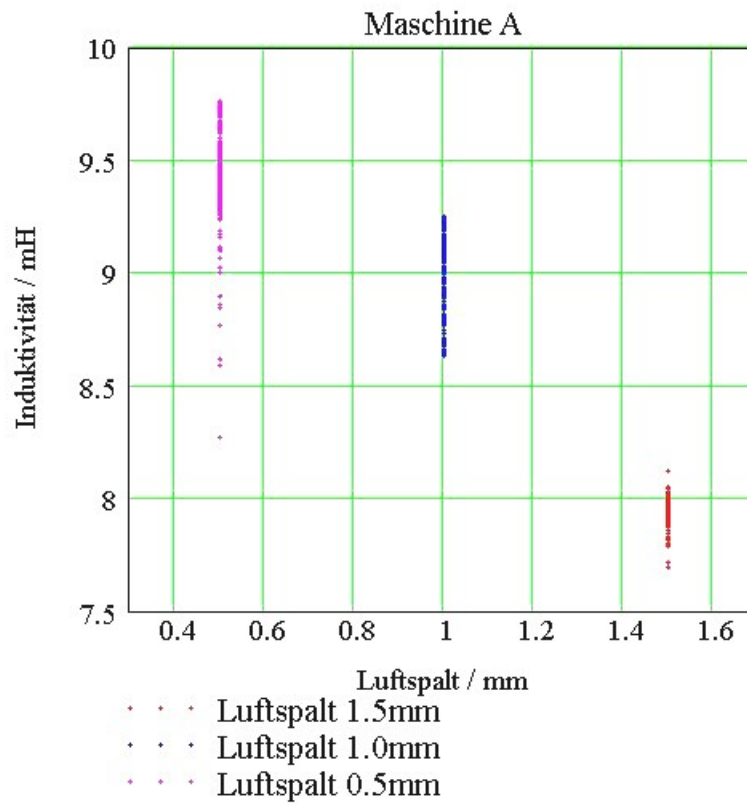


Abbildung 5.2-1: Verteilung der errechneten Ständerinduktivitäten aus dem Kurzschlussversuch für Maschine A und Maschine B

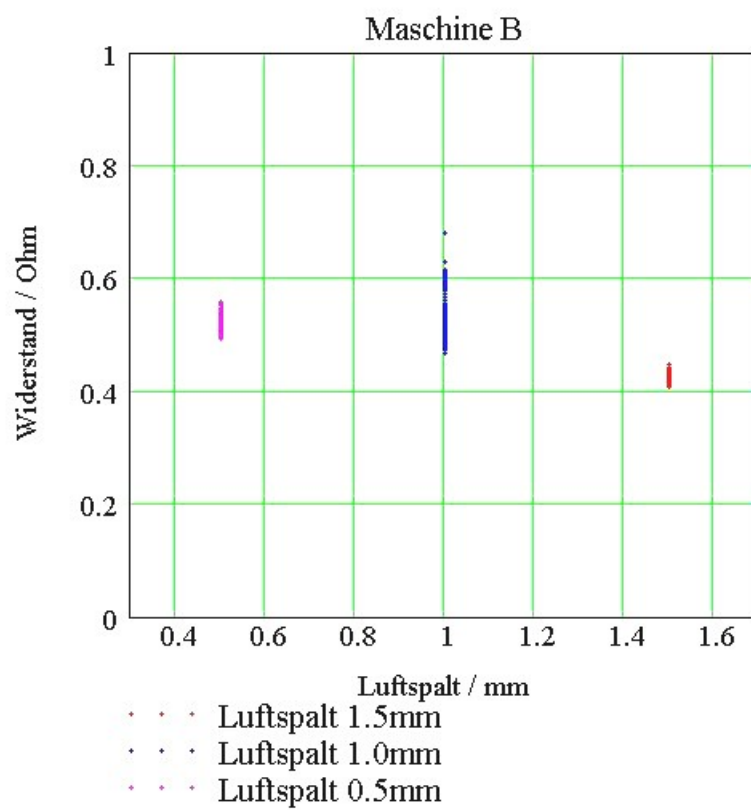
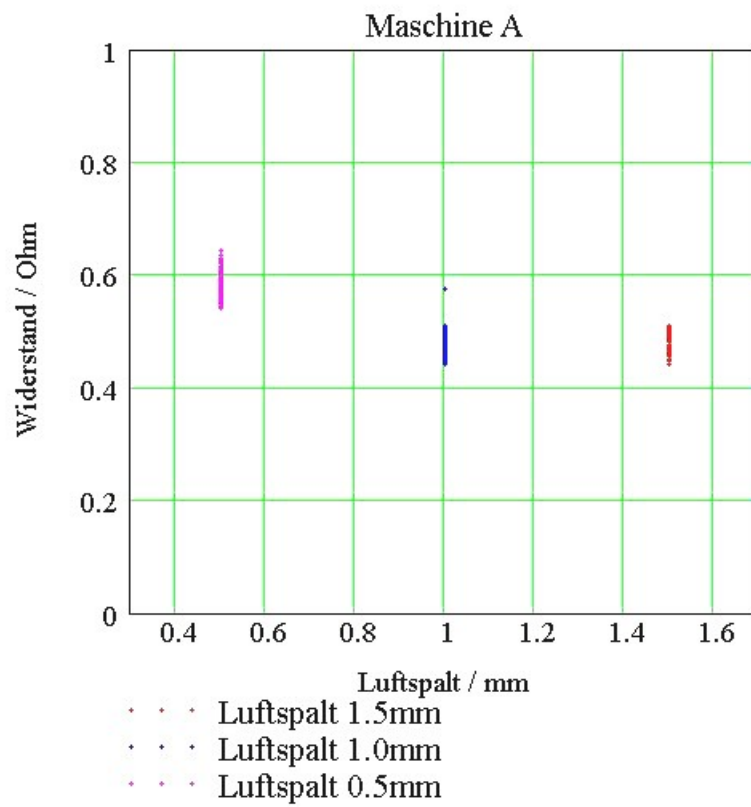


Abbildung 5.2-2: Verteilung der errechneten Ständerwiderstände aus dem Kurzschlussversuch für Maschine A und Maschine B

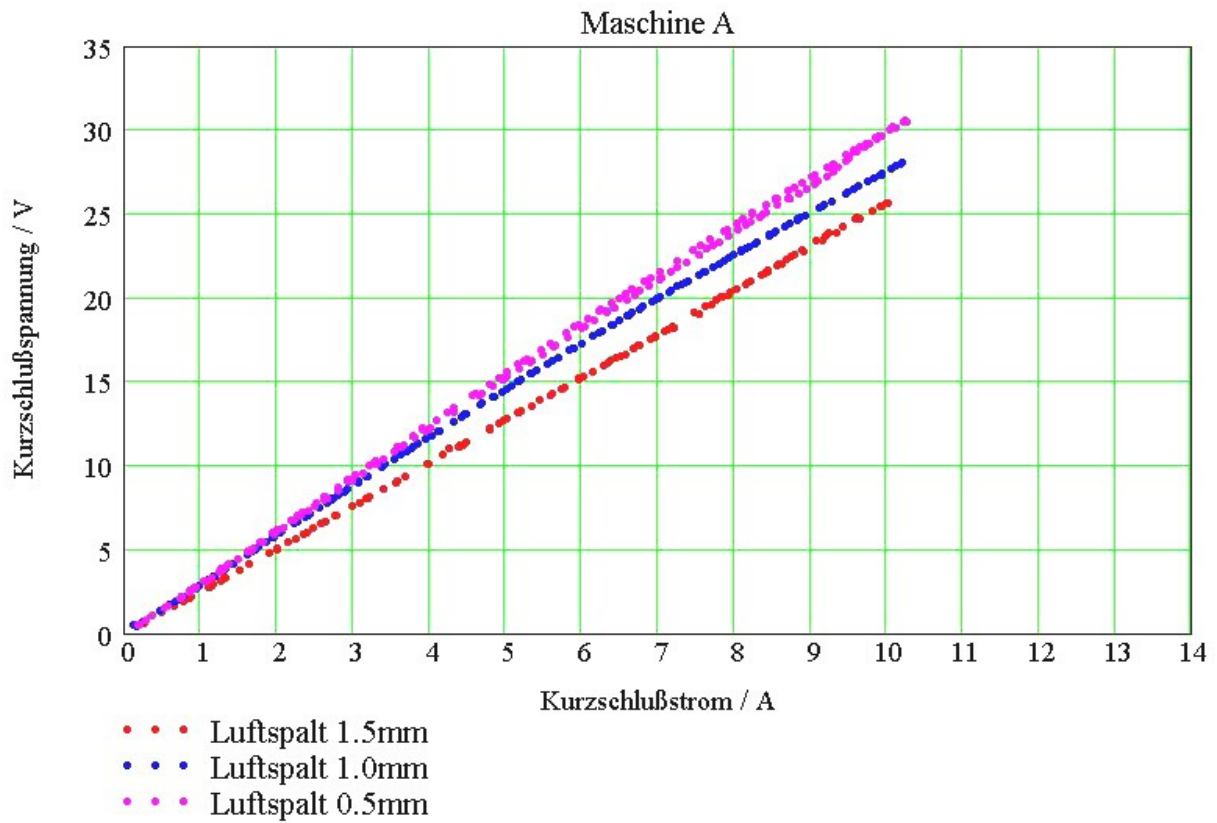


Abbildung 5.2-3: Spannungs-Strom-Kennlinie für den Kurzschlussversuch, Maschine A, für verschiedene Luftspalte

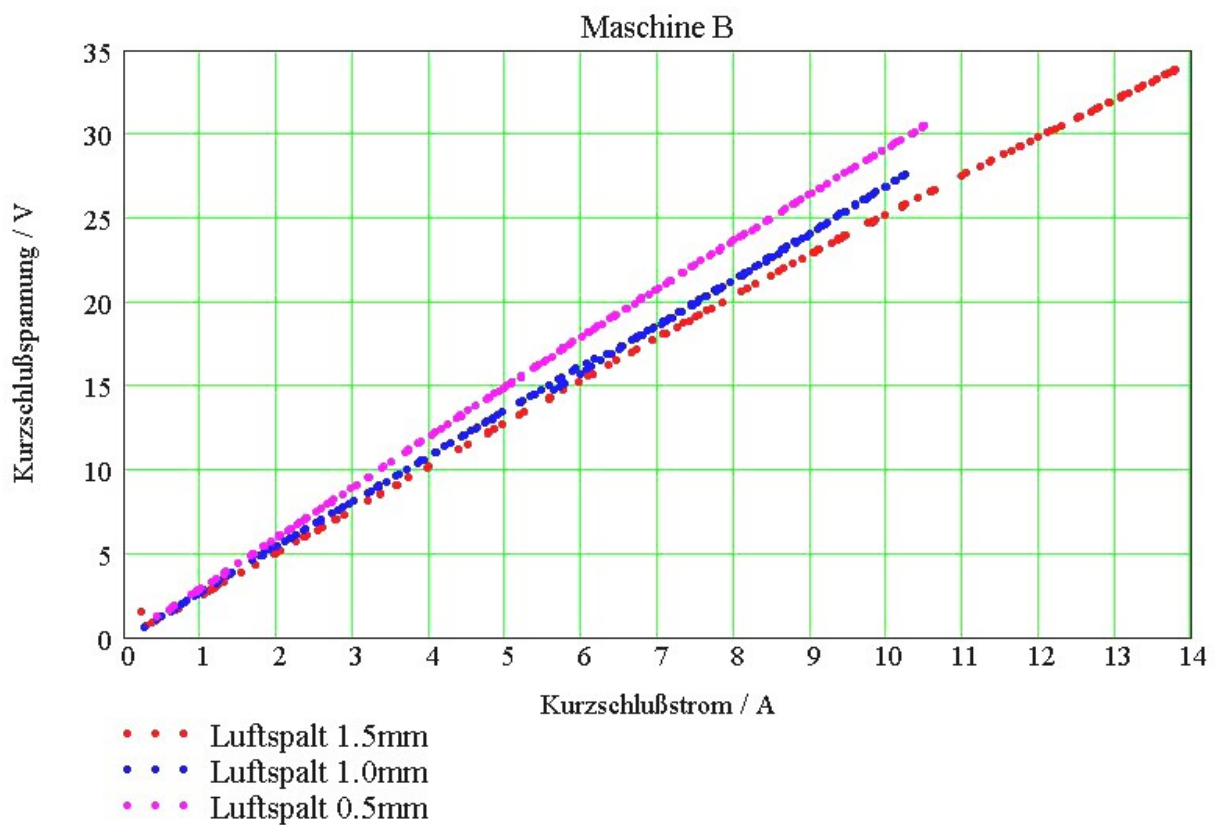


Abbildung 5.2-4: Spannungs-Strom-Kennlinie für den Kurzschlussversuch, Maschine B, für verschiedene Luftspalte

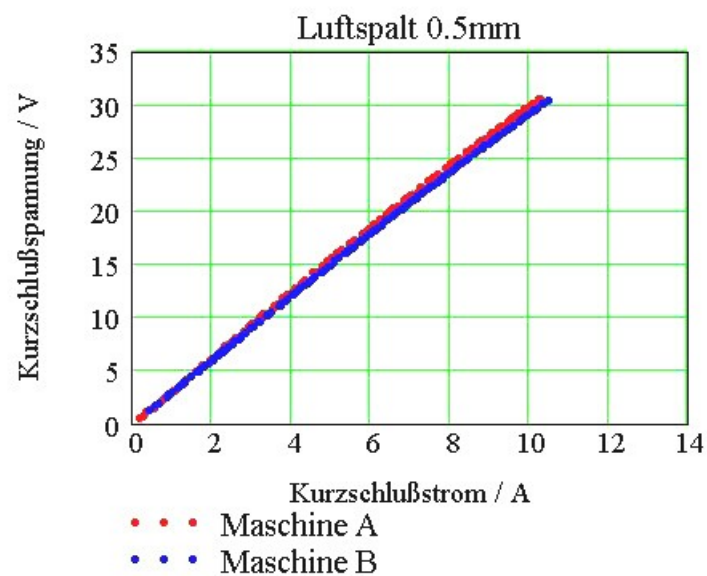
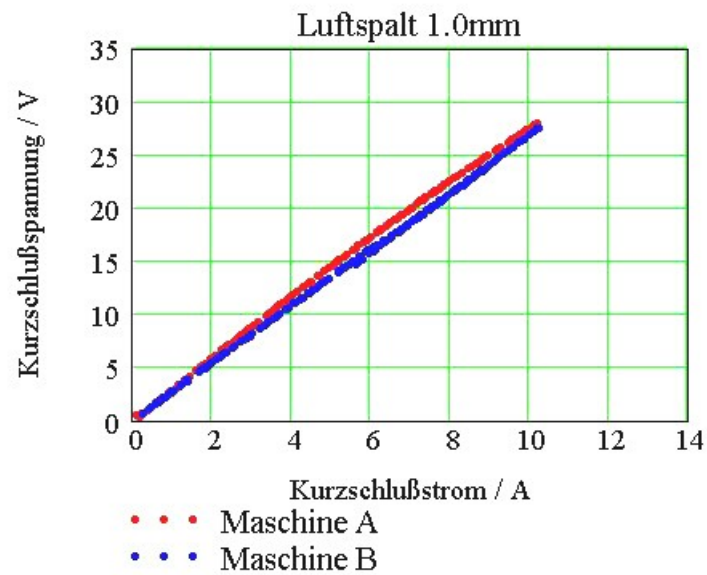
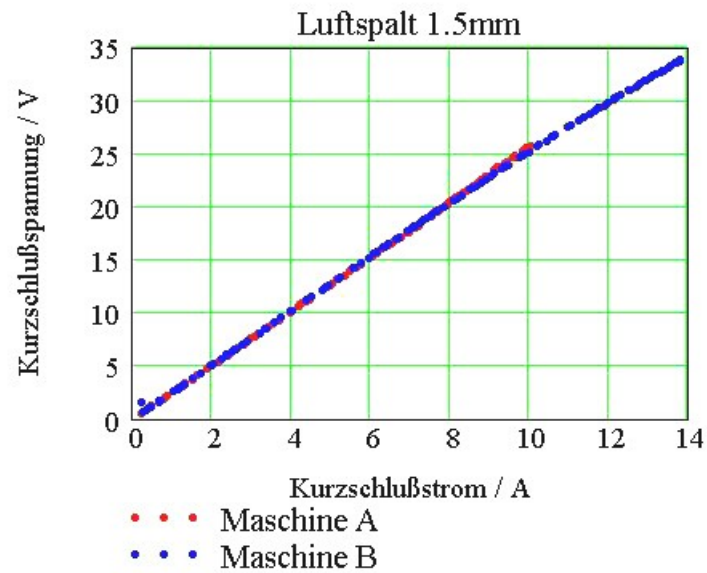


Abbildung 5.2-5: Vergleich der Spannungs-Strom-Kennlinien der Maschinen A und B für verschiedene Luftspalte

5.3 Belastungsversuche

Im Rahmen dieser Messungen sollten die erreichbaren Drehmomente sowie mögliche Wirkungsgrade der Maschine bestimmt werden. Die Belastungsmaschine des Prüfstandes wurde drehzahlregelt betrieben, das Funktionsmuster der TFM sollte strom geregelt betrieben werden. Diese Vorgehensweise ermöglicht es, eine gleichmäßige Verteilung der Messpunkte über den Betriebsbereich zu erreichen.

Es konnte jedoch die feldorientierte Strom-Regelung nicht vollständig erfolgreich in Betrieb gesetzt werden. Da aufgrund der teilweise stark abweichenden Eigenschaften der beiden einphasigen Teilmaschinen eine Transformation der beiden Phasenströme in d-Komponente und q-Komponente für die Regelung nicht nur zu unsicher schien, sondern teilweise schon im Versuchsstadium Schwierigkeiten bereitete, sollte das Problem durch zwei einphasige Regelkreise beseitigt werden. Diese Aufgabe konnte jedoch nicht rechtzeitig bewältigt werden. Es wurden deshalb als Übergangslösung die Ströme durch Verstellung der Spannungen in d-Komponente und q-Komponente gesteuert vorgegeben.

5.3.1 Belastungsversuch mit Statorn in Serie

In der ersten Vermessung der Maschine wurden die beiden Statorn in Serie geschaltet, wie in Abbildung 5.3-1 gezeigt. Die Teilwicklungen der Statorn wurden ebenfalls in Serie geschaltet, d. h. pro Teilmaschine ergaben sich gesamt 104 Windungen. Der sich, durch den vorhandenen Umrichter, ergebende Betriebsbereich von Spannung und Strom wurde für die Maschine zu diesem Zeitpunkt als ausreichend erachtet. Wie sich später herausstellte, waren bei höheren Drehzahlen, und damit natürlich Frequenzen, die induktiven Spannungsabfälle der Statorn zu groß, um diesen Punkt zufriedenstellend zu erfüllen.

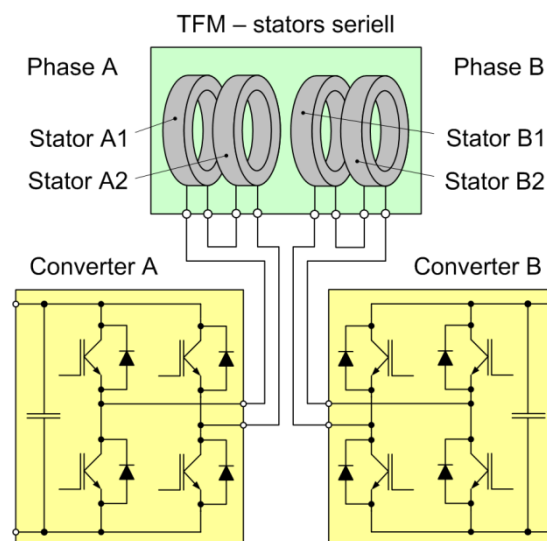


Abbildung 5.3-1: Verschaltung der Statorn in Serie

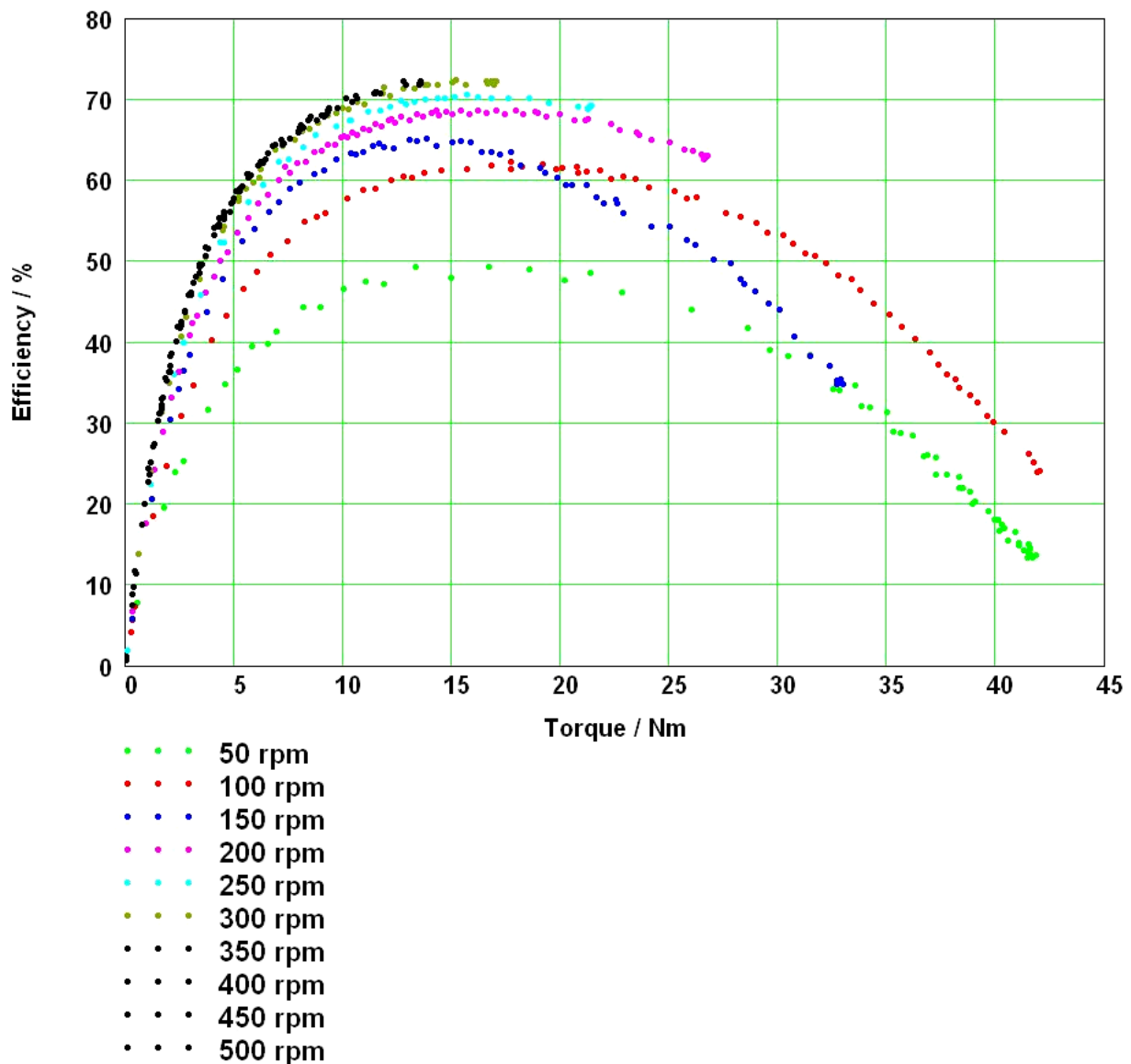


Abbildung 5.3-2: Wirkungsgrad als Funktion des Drehmoments für verschiedene Drehzahlen, Statorn in Serie verschaltet

In Abbildung 5.3-2 sind die, aus den Messwerten berechneten, Wirkungsgrade der Maschine in Abhängigkeit des Drehmoments für verschiedene Drehzahlen dargestellt. Ab einer Umdrehung von 350 U/min bis 500 U/min wurden die errechneten Punkte nur mehr in schwarz dargestellt. Eine differenzierte Darstellung war in diesem Drehzahlbereich im Rahmen dieser Darstellung nicht möglich, da die Verteilung der Punkte, unabhängig von der Drehzahl, auf etwa demselben Kurvenverlauf erfolgte.

Abbildung 5.3-3 zeigt ein Muscheldiagramm des Wirkungsgrads, abgebildet über Drehmoment und Drehzahl. Auf der X-Achse ist die Drehzahl im Bereich 0-500 U/min aufgetragen, auf der Y-Achse das Drehmoment im Bereich 0-40 Nm. Die stark ausgebildete Leistungsbegrenzung in der oberen rechten Ecke wurde durch die eingeschränkten Möglichkeiten der Anspeisung der Maschine verursacht. Eine nicht ausreichende Zwischenkreisspannung, verbunden mit der zu geringen Spannungsfestigkeit des Umrichterbaus, ist hier als Grund zu nennen.

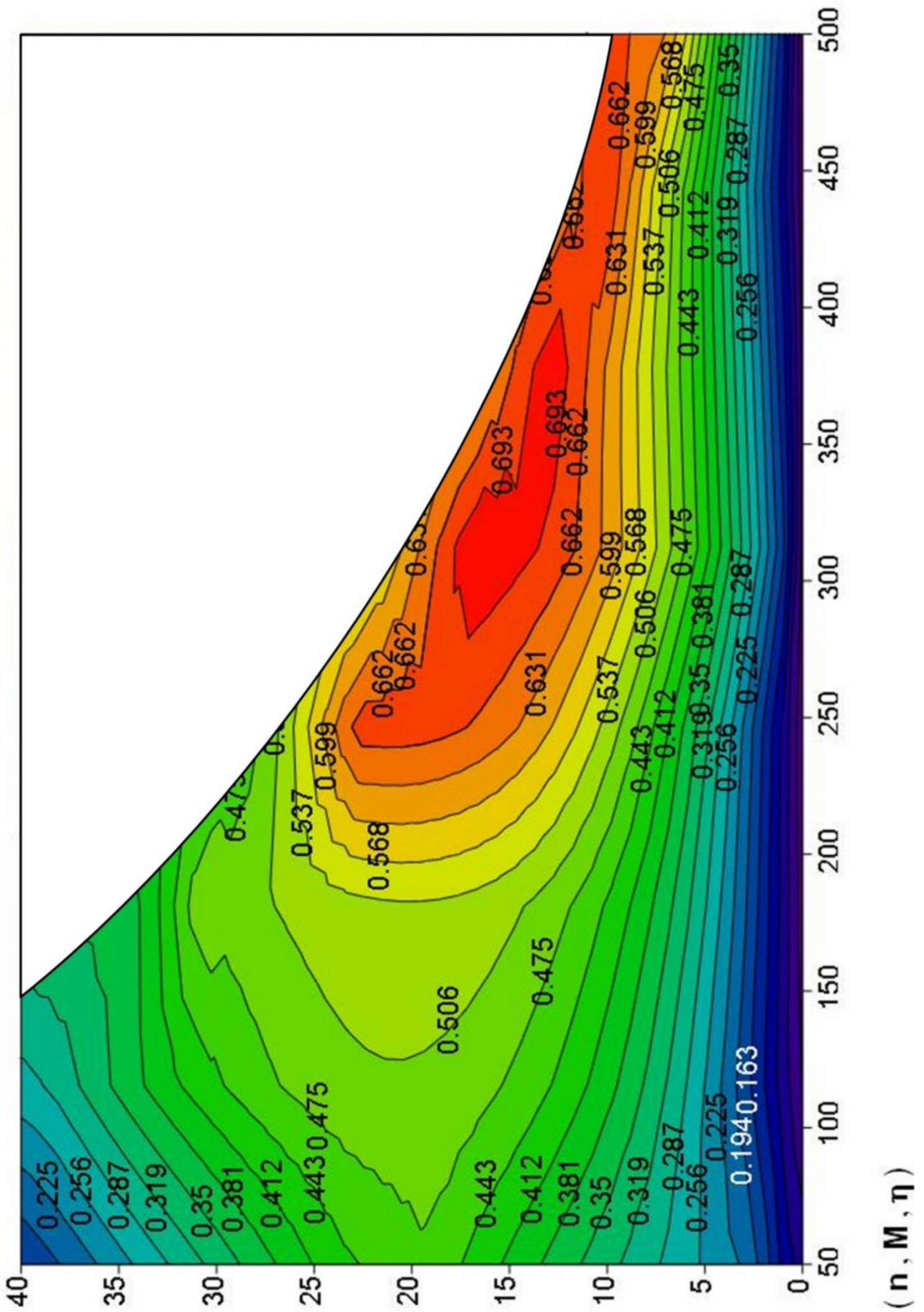


Abbildung 5.3-3: Wirkungsgrad-Muscheldiagramm für Statoren in Serie verschaltet

Wie man aus den beiden vorhergehenden Abbildungen erkennen kann, lag der höchste erreichbare Wirkungsgrad bei etwa 73% in einem Drehmomentbereich von etwa 14-17 Nm und bei Drehzahlen über 300 U/min. Es konnten zwar Drehmomente bis etwa 42 Nm erreicht werden, aber mit sehr geringen Wirkungsgraden von etwa 14-24 %. Leider konnten bei dieser Messung, aufgrund der fehlenden Spannungsreserve der Anspeisung, die Verläufe höherer Drehzahl nicht vervollständigt werden. Hier sind Punkte großen Drehmoments mit besseren Wirkungsgraden zu erwarten.

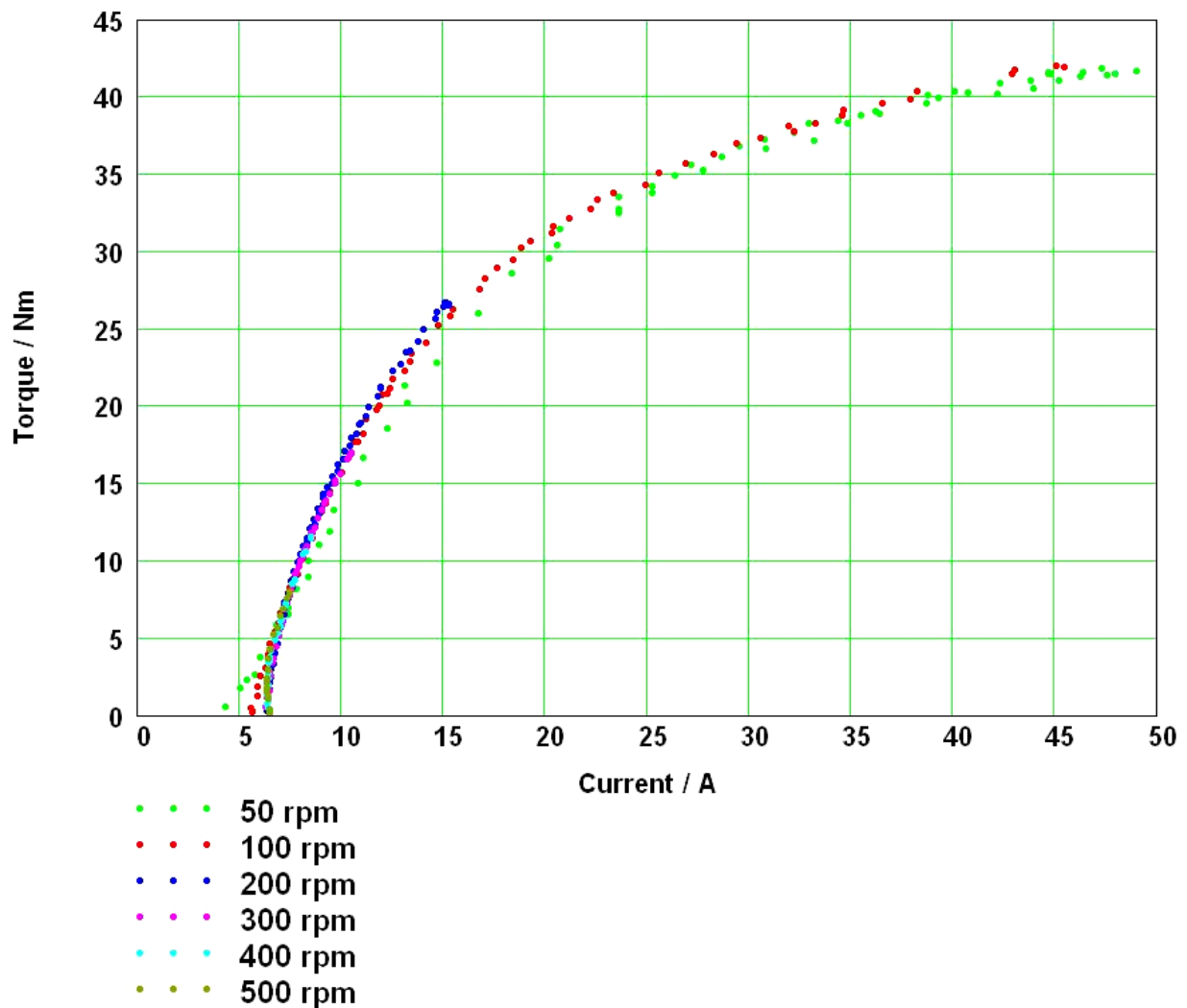


Abbildung 5.3-4: Drehmoment als Funktion des Stromes für verschiedene Drehzahlen, Statoren in Serie verschaltet

In Abbildung 5.3-4 wird die Abhängigkeit des Drehmoments vom Effektivwert des Phasenstroms dargestellt. Es wurde dazu für die X-Achse nur einer der beiden Phasenströme verwendet. Der Verlauf ist nicht sonderlich linear, mit einem Stromoffset von 5A. Der Offset wird auf die Unzulänglichkeiten der improvisierten Spannungssteuerung zurückgeführt, es wird nur feldbildender Strom in die Maschine geprägt. Die Nichtlinearität wird verursacht durch die hohe Ständerdurchflutung bei Serienschaltung aller Windungen und den dadurch entstehenden Sättigungseffekten.

5.3.2 Belastungsversuch mit Statorn parallel

Da sich in der ersten Messung gezeigt hatte, dass die Anspeisung über zu geringe Spannungsreserven verfügte, um den Betriebsbereich der Maschine vollständig abzudecken, wurden die beiden Statorn der beiden Teilmaschinen nun parallel verschaltet, wie in Abbildung 5.3-5 gezeigt. Die Teilwicklungen der einzelnen Statorn wurden wiederum in Serie verschaltet, d. h. die Windungszahl einer Teilmaschine war nun halbiert auf 52 Windungen.

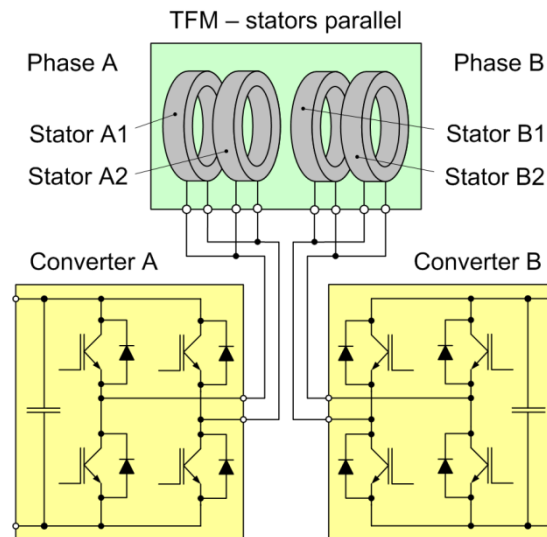


Abbildung 5.3-5: Verschaltung der Statorn parallel

Da die induzierte Polradspannung und die Ersatzelemente des Stators durch diese Maßnahme praktisch halbiert wurden, sollte die vorhandene Zwischenkreisspannung ausreichend sein, um auch bei höheren Drehzahlen ausreichend Strom in die Maschine treiben zu können, um höhere Momente zu produzieren. Dies erfolgt natürlich auf Kosten der Ständerdurchflutung, da der maximale Umrichterstrom auf die beiden Statorn aufgeteilt wird.

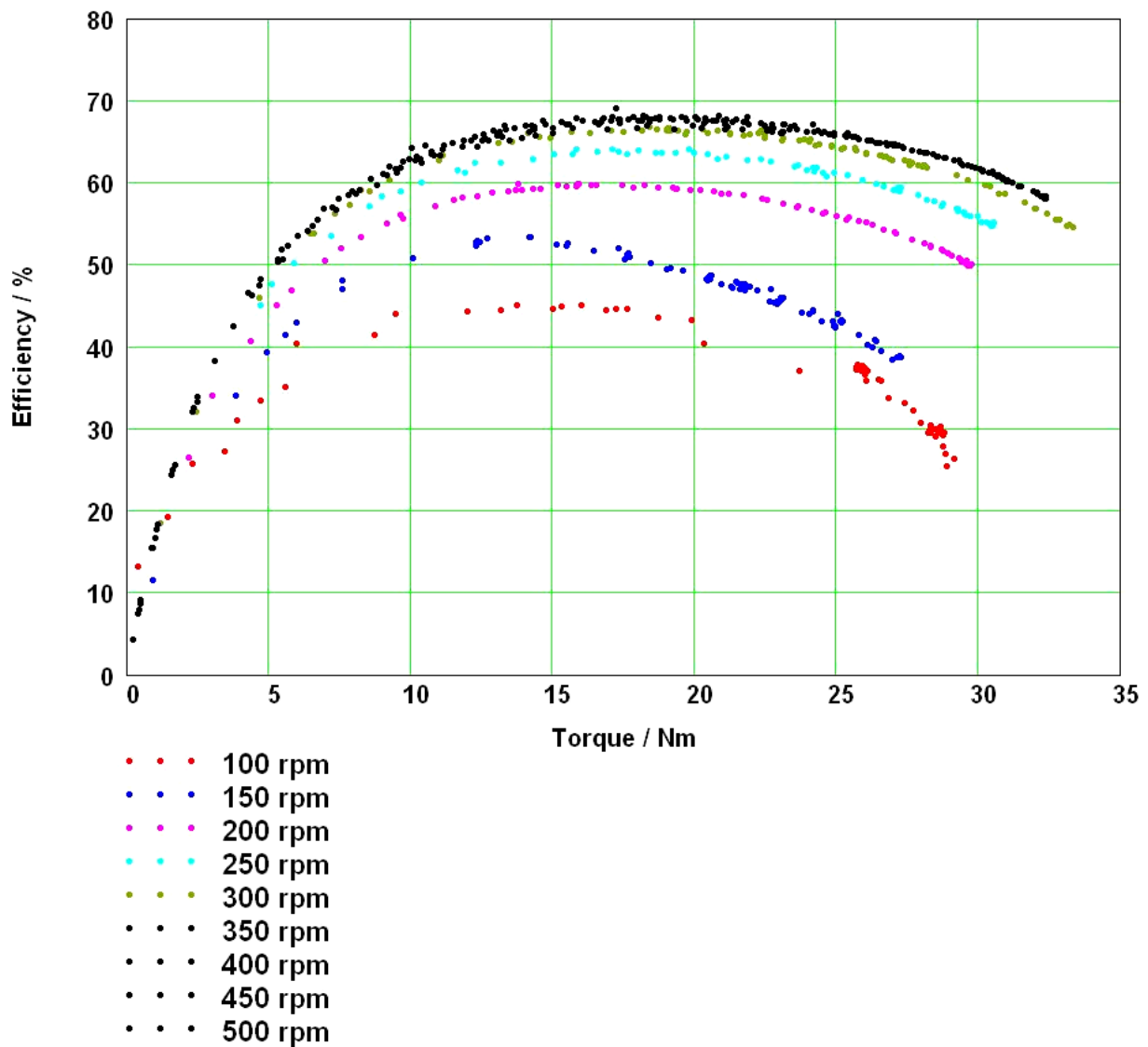


Abbildung 5.3-6: Wirkungsgrad als Funktion des Drehmoments für verschiedene Drehzahlen, Statoren parallel verschaltet

In Abbildung 5.3-6 sind die, aus den Messwerten berechneten, Wirkungsgrade der Maschine in Abhängigkeit des Drehmoments für verschiedene Drehzahlen dargestellt. Ab einer Umdrehung von 350 U/min bis 500 U/min wurden die errechneten Punkte nur mehr in schwarz dargestellt. Von einer differenzierten Darstellung in diesem Drehzahlbereich wurde wieder abgesehen, da die Verteilung der Punkte, unabhängig von der Drehzahl, ebenfalls auf etwa demselben Kurvenverlauf erfolgte.

Abbildung 5.3-7 zeigt ein Muscheldiagramm des Wirkungsgrads, abgebildet über Drehmoment und Drehzahl. Auf der X-Achse ist die Drehzahl im Bereich 0-500 U/min aufgetragen, auf der Y-Achse das Drehmoment im Bereich 0-30 Nm. Bei dieser Messung konnte der Betriebsbereich komplett durchfahren werden, allerdings auf Kosten des Drehmoments, da in diesem Fall die Stromgrenze des Umrichters erreicht wurde.

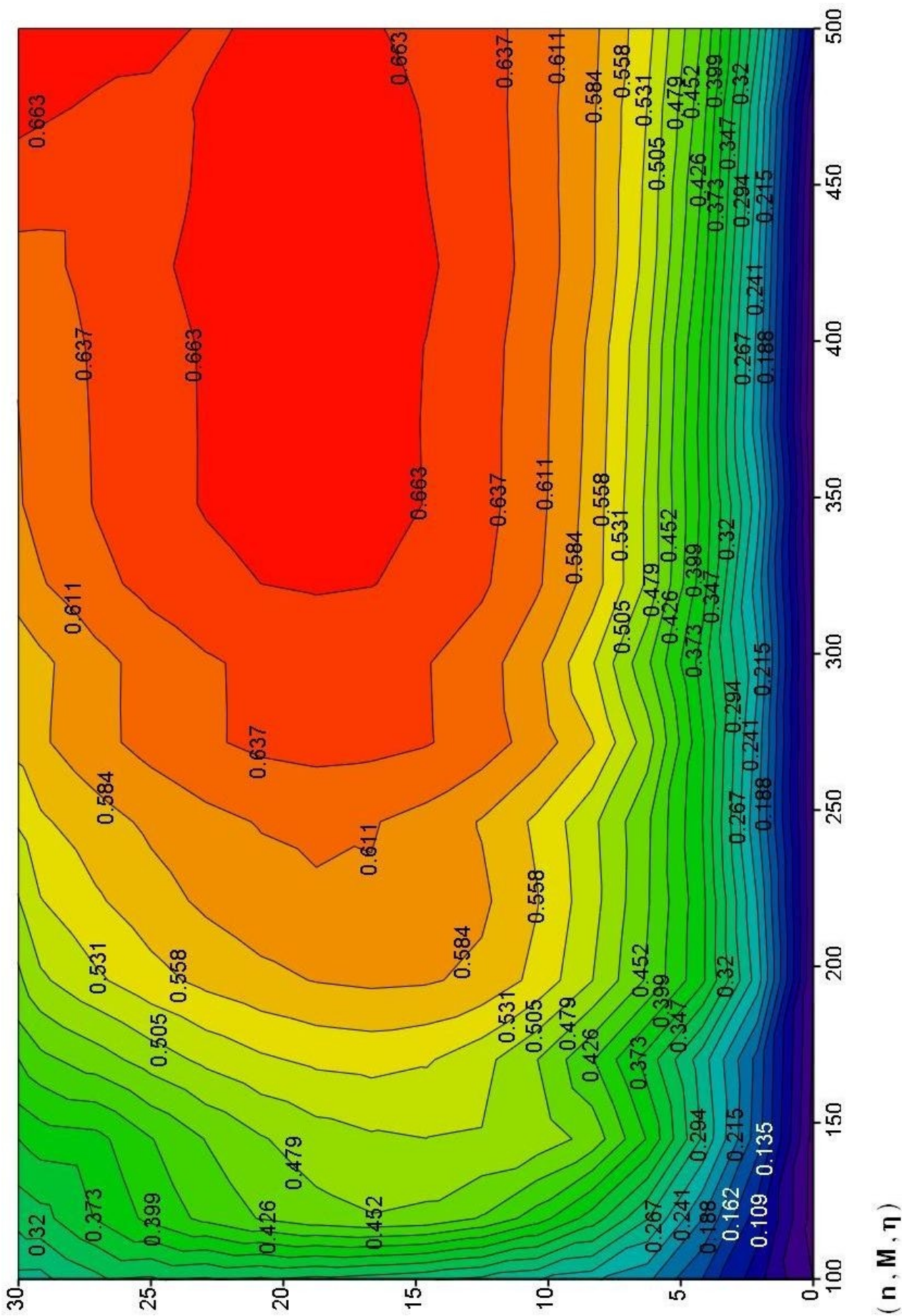


Abbildung 5.3-7: Wirkungsgrad-Muscheldiagramm für Statoren parallel verschaltet

Wie man aus den beiden vorhergehenden Abbildungen erkennen kann, lag der höchste erreichbare Wirkungsgrad bei etwa 68% in einem Drehmomentbereich von etwa 17-20 Nm und wieder bei Drehzahlen über 300 U/min. Er ist damit um 5% niedriger, als bei Serienschaltung der Statoren, tritt aber bei leicht höherer Leistung auf. Es konnten nun im Drehzahlbereich über 300 U/min Drehmomente bis etwa 32,5 Nm erreicht werden, bei einem Wirkungsgrad von etwa 58%. Dies legt nahe, dass auch in der ersten Messung Drehmomente mit höherem Wirkungsgrad möglich gewesen wären.

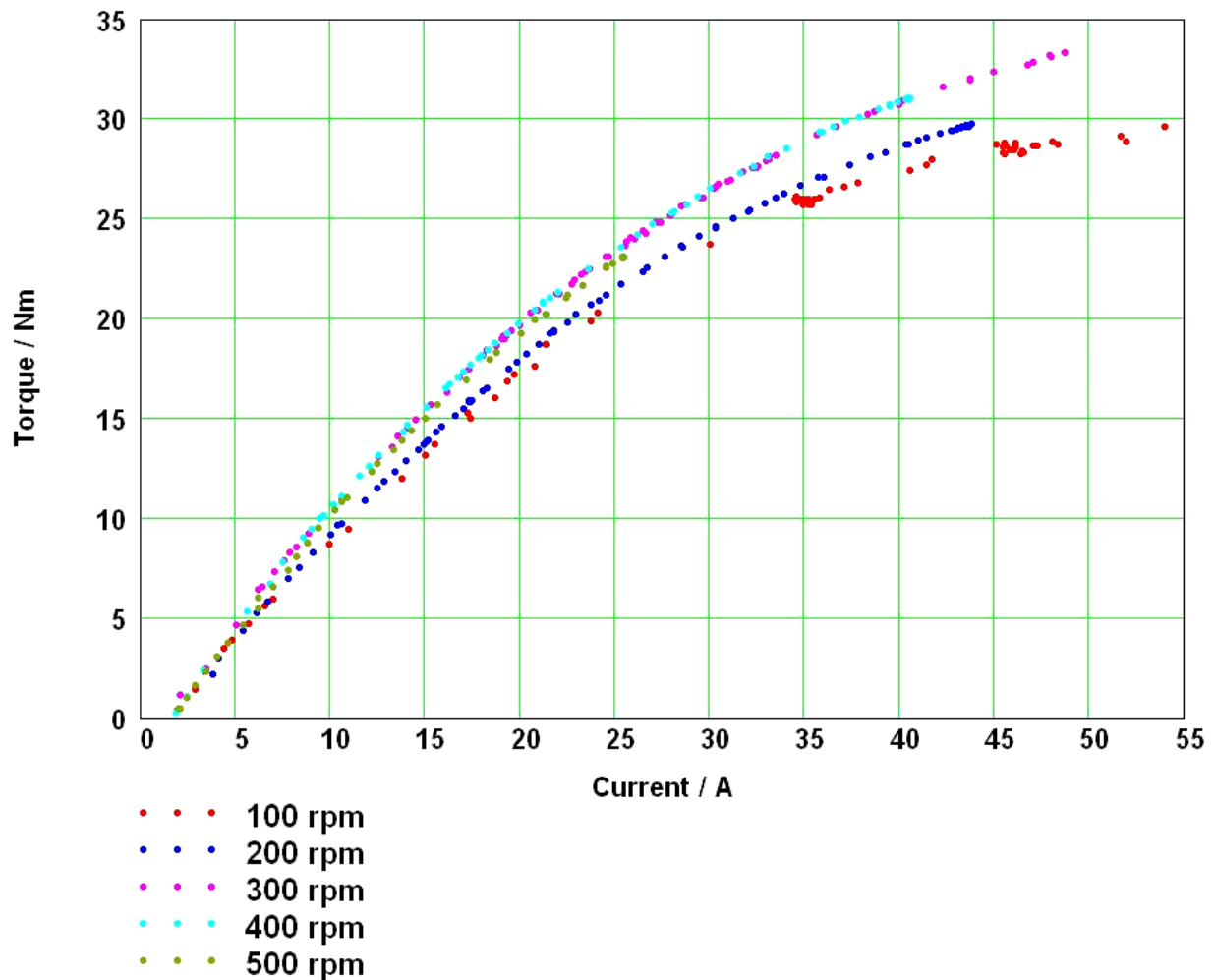


Abbildung 5.3-8: Drehmoment als Funktion des Stromes für verschiedene Drehzahlen, Statoren parallel verschaltet

In Abbildung 5.3-8 wird die Abhängigkeit des Drehmoments vom Effektivwert des Phasenstroms dargestellt. Es wurde dazu für die X-Achse nur einer der beiden Phasenströme verwendet. Im Gegensatz zur Abbildung 5.3-4 ist der Verlauf wesentlich linearer, da die Ständerdurchflutung durch die Parallelschaltung halbiert wurde. Für die Kennlinien über 200 U/min ist der Bereich 0-20 A, 0-20 Nm beinahe linear, d. h. das Verhältnis Strom zu Drehmoment ist etwa 1.

6 Weiterentwickelter Prototyp

Es wurde gezeigt, dass auch das ungewöhnliche und komplexe Konzept einer Transversalflussmaschine mit technisch einfachen Mitteln, wenn auch mit gewissen Einschränkungen in der Qualität der Eigenschaften des Ergebnisses in manchen Bereichen, umgesetzt werden kann.

Das entworfene Funktionsmuster sollte ursprünglich nur zur Überprüfung der Funktionsfähigkeit der prinzipiellen Idee dienen. Es sollte noch der eigentliche Prototyp folgen. Da sich das Funktionsmuster bereits zur Vermessung eignete, wurde aus Kosten- und Zeitgründen davon Abstand genommen. Stattdessen wurde das ursprüngliche Funktionsmuster auf den bestmöglichen Stand gebracht.

Für den Prototyp war eine Reihe von Änderungen angedacht. Dieser sollte, aus Gründen der wesentlich einfacheren Fertigung, auch in Epoxid-Verguss-Ausführung angefertigt werden. Nachfolgend die wichtigsten Ideen zum neuen Maschinenentwurf:

- Eine höhere Polzahl von mindestens 36, besser noch 48, somit auch ein größerer Durchmesser der Maschine. Damit würde auch die Nenndrehzahl sinken, wodurch die Maschine nun wirklich in Richtung eines Direktantriebs orientiert wäre. Die Fertigung der Hauptkomponenten wird aufwändiger, wäre aber nach dem gleichen Prinzip machbar.
- Ein verbreiteter Rotor mit mehr Einbauraum für die Permanent-Magnete, um eine höhere Luftspaltinduktion zu erreichen, zur Erhöhung des maximal möglichen Drehmoments. Der Einfluss der Breite des Rotors auf die Streuung des Rotorfeldes ist hier von Interesse.
- Die Flussleitstücke der Rotoren in geblechter Ausführung, um die übermäßigen Eisenverluste der Rotoren zu senken. Damit könnte eventuell der Frequenzbereich für den Betrieb vergrößert werden, ohne die Maschine zu gefährden. Die Anfertigung der Rotoren wird dadurch natürlich erheblich aufwändiger.
- Die Ständerjoche mit größeren Abmessungen ausgeführt, zur Vergrößerung des Einbauraums für die Wicklungen, um eine höhere Ständerdurchflutung und damit wiederum eine Steigerung des Drehmoments zu ermöglichen.
- Eine Anordnung der beiden einphasigen Maschinen hintereinander in Achsrichtung auf einer gemeinsamen Welle. Dadurch sollte das Gewicht niedrig gehalten werden können, da für die mechanische Kopplung notwendige Elemente entfallen, sowie Einsparungen beim Gewicht des Gehäuses und der Welle möglich sind. Die Montage der Maschine verkompliziert sich dadurch aber erheblich.
- Die Lagerung der beiden Maschinen auf einer gemeinsamen Hohlwelle mit beidseitig einstellbaren Kegelrollenlagern. Dies sollte die mechanische Stabilität der Rotoren sowohl in axialer, als auch radialer Richtung drastisch verbessern, ohne das Gewicht sehr zu erhöhen. Damit wäre nur die axiale Lage der beiden Rotoren gemeinsam einzustellen. Die exakte Einstellung der beiden Luftspalte, für jede der beiden einphasigen Maschinen, müsste über einen Einstellmechanismus für die vier Statoren erfolgen.

- Ein verbessertes, mechanisch stabileres, gemeinsames Gehäuse für die beiden Maschinen mit neuer Aufhängung der Statoren zur, wie schon erwähnt, besseren Einstellbarkeit der vier Luftspalte. Dies ist auch nötig, um die beobachtete Verwindung des Gehäuses bei größeren Drehmomenten zu verhindern und bei Schäden der axialen Rotoren die Umgebung zu schützen.
- Eine Fremdkühlung der Statoren mit Luft über eingebaute Kühlleitungen rund um die Joche und die Ständerwicklungen. Fertigungstechnisch wäre dies beim Verguss der Statoren möglich. Die Verwendung von Kühlkörpern oder Kühlblechen aus Aluminium in der unmittelbaren Nähe zu den Statoren ist aus Sicht der Eisenverluste als nicht günstig anzusehen.
- Eventuell eine Kühlung der Läufer von außen durch den Luftspalt mittels Düsenbohrungen in den Lagerschilden der Statoren. Dafür wäre aber natürlich Reinstluft nötig, da keine eisenhaltigen Stäube an die Rotoren gelangen dürfen, sowie ausreichend Druck, um die Kühlluft durch den schmalen Luftspalt zu pressen. Alternativ wäre eine Innenkühlung der Rotoren durch eingebaute Kanäle denkbar, die durch die Hohlwelle versorgt werden. Auch hier wäre Reinstluft nötig. Der Aufwand hierfür wäre natürlich beträchtlich.

Der Verguss der Hauptkomponenten mit Epoxidharz kann nur eine Lösung für Maschinen kleiner Leistung oder bei Verwendung im Kurzzeitbetrieb, sprich Stellantriebe, darstellen. Auch denkbar ist die Verwendung dieses Fertigungsverfahrens zur raschen Erstellung eines Funktionsmusters oder Prototyps. Für andere Anwendungen empfiehlt sich die Anfertigung einer Trägerkonstruktion aus herkömmlichen Materialien mit höherer mechanischer und thermischer Stabilität.

7 Anhang

7.1 Literaturverzeichnis

- [1] Bork M.: Entwicklung und Optimierung einer fertigungsgerechten Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 1997, ISBN 3-8265-2639-2
- [2] Blissenbach R.: Entwicklung von permanenterregten Transversalflussmaschinen hoher Drehmomentendichte für Traktionsantriebe, Shaker Verlag Aachen 2002, ISBN 3-8322-0996-4
- [3] Hackmann W.: Systemvergleich unterschiedlicher Radnabenantriebe für den Schienenverkehr: Asynchronmaschine, permanenterregte Synchronmaschine, Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 2003, ISBN 3-8322-2039-9
- [4] Gräf M.: Einseitige Transversalflussmaschine mit multifunktionellem, keramischem Tragring, Shaker Verlag Aachen 2001, ISBN 3-8265-9178-X
- [5] Bäckström T.: Integrated energy transducer drive for hybrid electric vehicles, Royal Institute of Technology, Stockholm, ISBN 91-7170-571-6
- [6] Kastinger G.: Beiträge zu Ringspulenkleinantrieben, Johannes Kepler University 2001, Linz, Österreich
- [7] Baserrah S., Orlik B.: Comparison study of permanent magnet transverse flux motors (PMTFMs) for in-wheel applications, PEDS 2009, Taipei, Taiwan
- [8] Anpalahan P.: Design of Transverse Flux Machines using Analytical Calculations & Finite Element Analysis, Royal Institute of Technology 2001, Schweden
- [9] Arshad W. M.: Application of SMC iron powder materials in electrical machines, Royal Institute of Technology 1998, Stockholm, Schweden
- [10] Pajooman G. H.: Performance assessment and design optimization of VRPM (transverse flux) machines by finite element computation, Southampton University 1997, Großbritannien
- [11] Anpalahan P., Soulard J., Nee H.: Design Steps towards a High Power Factor Transverse Flux Machine, Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, Stockholm, Schweden
- [12] Kastinger G.: Design of a novel transverse flux machine, Robert Bosch GmbH, Division Body Electronics, Engineering Advanced Development, Bühl, Deutschland

- [13] Dubois M. R., Polinder H., Ferriera J. A.: Prototipe of a new Flux Permanent Magnet (TFPM) Machine with Toothed Rotor, Laboratori of Electrical Power Processing, Delft University of Technologie, Delft, Niederlande
- [14] Arshad W. M., Bäckström T., Sadarangani C.: Analytical Design and Analysis Procedure for A Transverse Flux Machine, Division of Electrical Machines and Power Electronics, Royal Institute of Technology, Stockholm, Schweden
- [15] Lange A., Canders W.-R., Laube F., Mosebach H.: Comparison of Different Drive Systems for a 75kW Electrical Vehicle Drive, ICEM 2000, Espoo, Finland
- [16] Maddison C. P., Mecrow B. C., Jack A. G.: Claw Pole Geometries for High Performance Transverse Flux Machine, ICEM 1998, Istanbul, Türkei
- [17] Harris M. R., Mecrow B. C.: Variable Reluctance Permanent Magnet Motors for High Specific Output, IEEE 1993, Oxford, Großbritannien
- [18] Weh H.: Ten years of research in the field of high force density-transverse flux machines, SPEEDAM 1996, Capri, Italien
- [19] Weh H., May H.: Achievable Force Densities for Permanent Magnet Excited Machines in New Configurations, ICEM 1986, München, Deutschland
- [20] Harris M. R., Pajooman G., Sharkh S., Mecrow B. C.: Comparison of Flux-Concentrated and Surface Magnet Configurations of the VRPM (Transverse-Flux) Machine, ICEM 1998, Istanbul, Türkei
- [21] Bork M., Henneberger G.: New transverse flux motor concept for direct drive of electric vehicle, ISATA 1997, Florenz, Italien
- [22] Bork M., Henneberger G.: New Transverse Flux Concept for a Electric Vehicle Drive System, ICEM 1996, Vigo, Spanien
- [23] Henneberger G., Bork M.: Development of a new Transverse Flux Motor, IEE 1997, London, Großbritannien
- [24] Kastinger G.: Analysis of Torque Computation of a Toroid-Coil-Motor by Finite Element Method, PCIM 1998, Nürnberg, Deutschland
- [25] Kastinger G.: Performance and Design of a Toroid-Coil-Motor with Permanent Magnets, SPEEDAM 1998, Sorrento, Italien
- [26] Schoepp K., Zielinski P.: Low-speed synchronous generator for wind-plant application", ICEM 1998, Istanbul, Türkei
- [27] Berchten S.: Kosten sparen – mit Direktantrieben in Transversalflusstechnik, Landert-Motoren AG, Schweiz

- [28] Sadarangani C.: Electrical Machines, Electrical Power Engineering, Royal Institute of Technology 2000, Stockholm, Schweden
- [29] Brockerhoff P., Schulz M.: Direct measuring position encoder for axial transversal flux machine, ECCE 2010, Atlanta, USA
- [30] Siatkowski M., Orlik B.: Influence of saturation effects in a transverse flux machine, EPE-PEMC 2008, Poznan, Polen
- [31] Werner U., Schuttler J., Orlik B.: Speed and torque control of a permanent magnet excited transverse flux motor for direct servo-drive applications, EPE 2005, Dresden, Deutschland
- [32] Schmidt E., Brunnschweiler D., Berchten S.: Electromagnetic parameters of a three phase transverse flux machine with an external rotor for wheel hub drives, AUPEC 2010, Christchurch, Neuseeland
- [33] Lu K.Y., Ritchie E., Rasmussen P.O., Sandholdt P.: Modelling a single phase surface mounted permanent magnet transverse flux machine based on Fourier series method, IEMDC 2003, Madison, USA
- [34] Do Hyun Kang, Ji Won Kim, Kisc D.O., Navrapescu V., Kisc M.: Dynamic Simulation of the Transverse Flux Machine using Linear Model and Finite Element Method, IECON 2007, Taipei, Taiwan
- [35] Schmidt E., Brunnschweiler D., Berchten S.: Finite element analysis of a transverse flux machine with an external rotor for wheel hub drives, ICEM 2010, Rom, Italien
- [36] Arshad W.M., Thelin P., Backstrom T., Sadarangani C.: Use of transverse-flux machines in a free-piston generator, IEMDC 2003, Madison, USA
- [37] Kaiyuan Lu, Rasmussen P.O., Ritchie E.: Design Considerations of Permanent Magnet Transverse Flux Machines, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 47, Issue 10
- [38] Jibin Z., Zhao M., Wang Q., Zou J., Wu G.: Development and Analysis of Tubular Transverse Flux Machine with Permanent Magnet Excitation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume PP, Issue 99
- [39] Arshad W.M., Backstrom T., Sadarangani C.: Investigating a transverse flux machine with intermediate poles, International Conference on Power Electronics, Machines and Drives 2002, University of Bath, Großbritannien
- [40] Dehlinger N., Dubois M.R.: A new design method for the clawpole transverse flux machine. Application to the machine no-load flux optimization. Part I: Accurate magnetic model with error compensation, ICEM 2010, Rom, Italien
- [41] Dehlinger N., Dubois M.R.: A new design method for the clawpole transverse flux machine. Application to the machine no-load flux optimization. Part II: Optimization aspects, ICEM 2010, Rom, Italien

- [42] Cosic A., Sadarangani C., Leksell M.: 3D analyses of a novel Transverse Flux machine for a free piston energy converter, ICEM 2008, Vilamoura, Portugal
- [43] Schmidt E.: 3-D finite element analysis of the cogging torque of a transverse flux machine, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 41, Issue 5
- [44] Schmidt E.: Finite Element Analysis of a Novel Design of a Three Phase Transverse Flux Machine With an External Rotor, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 47, Issue 5
- [45] Siatkowski M., Orlik B.: Flux linkage in Transverse Flux machines with flux concentration, OPTIM 2008, Brasov, Rumänien
- [46] Babazadeh A., Parspour N., Hanifi A.: Transverse flux machine for direct drive robots: modelling and analysis, IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics 2004, Singapore
- [47] Heetae Ahn, Gunhee Jang, Junghwan Chang, Shiuk Chung, Dohyun Kang: Reduction of the Torque Ripple and Magnetic Force of a Rotatory Two-Phase Transverse Flux Machine Using Herringbone Teeth, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 44
- [48] Zou Ji-bin, Wang Qian: Fundamental study on a novel Transverse Flux Permanent Magnet Linear Machine, ICEM 2008, Vilamoura, Portugal
- [49] Schmidt E.: Application of a domain decomposition algorithm in the 3D finite element analysis of a transverse flux machine, CCECE 2002, Winnipeg, Kanada
- [50] Gärtner M., Parspour N., Burgstaller T.: Hardware emulation of transverse flux machines based on an analytical model considering saturation effects, ICEM 2010, Rom, Italien
- [51] Baserrah S., Rixen K., Orlik B.: Transverse flux machines with distributed windings for in-wheel applications, PEDS 2009, Taipei, Taiwan
- [52] Arshad W.M., Thelin P., Sadarangani C., Blickstrom T.: Analytical analysis and dimensioning of a low-leakage linear transverse-flux machine, PEMD 2004, Edinburgh, Großbritannien
- [53] Ji-Young Lee, Ji-Won Kim, Seung-Ryul Moon, Jung-Hwan Chang, Shi-Uk Chung, Do-Hyun Kang, Jung-Pyo Hong: Dynamic Characteristic Analysis Considering Core Losses in Transverse Flux Linear Machine With Solid Cores, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 45
- [54] Arshad W.M., Backstrom T., Sadarangani C.: Analytical design and analysis procedure for a transverse flux machine, IEMDC 2001, Cambridge, USA
- [55] Lu K.Y., Ritchie E., Rasmussem P.O., Sandholdt P.: Modeling and power factor analysis of a single phase surface mounted permanent magnet transverse flux machine, PEDS 2003, Valencia, Spanien

- [56] Svechkarenko D., Cosic A., Soulard J., Sadarangani C.: Transverse Flux Machines for Sustainable Development - Road Transportation and Power Generation, PEDS 2007, Bangkok, Thailand
- [57] Baserrah S., Orlik B.: Design and optimization of concentric saddle shaped coils for permanent magnet transverse flux machine in segmented construction, IEMDC 2011, Niagara Falls, Kanada
- [58] French C.D., Hodge C., Husband M.: Optimised torque control of marine transverse-flux propulsion machines International Conference on Power Electronics, Machines and Drives 2002, University of Bath, Großbritannien
- [59] Siatkowski M., Orlik B.: Influence of saturation effects in a transverse flux machine, EPE-PEMC 2008, Poznan, Polen
- [60] Baserrah S., Rixen K., Orlik B.: Unbalanced magnetic forces in rotational unsymmetrical transverse flux machine, ICEMS 2010, Incheon, Südkorea
- [61] Lu K.Y., Ritchie E., Rasmussen P.O., Sandholdt P.: A simple method to estimate inductance profile of a surface mounted permanent magnet transverse flux machine, PEDS 2003, Valencia, Spanien
- [62] Ferreira da Luz M.V., Dular P., Sadowski N., Carlson R., Bastos J.P.A.: Development of analytical equations to calculate the cogging torque in transverse flux machines, IEMDC 2009, Miami, USA
- [63] Dehlinger N., Dubois M.R.: Clawpole Transverse Flux Machines with amorphous stator cores, ICEM 2008, Nanjing, China
- [64] Junghwan Chang, Jiyoung Lee, Jiwon Kim, Siuk Chung, Dohyun Kang, Weh H.: Development of Rotating Type Transverse Flux Machine, IEMDC 2007, Antalya, Türkei
- [65] Lu K.Y., Ritchie E., Rasmussen P.O., Sandholdt P.: General torque equation capable of including saturation effects for a single phase surface mounted permanent magnet transverse flux machine, Industry Applications Conference 2003, Salt Lake City, USA
- [66] Yuqi Rang, Chenglin Gu, Huaishu Li: Analytical design and modeling of a transverse flux permanent magnet machine, PowerCon 2002, Kunming, China
- [67] Deok-Je Bang, Polinder H., Shrestha G., Ferreira J.A.: Design of a Lightweight Transverse Flux Permanent Magnet Machine for Direct-Drive Wind Turbines, IAS 2008, Edmonton, Kanada
- [68] Cosic A., Sadarangani C., Timmerman J.: Design and Manufacturing of a Linear Transverse Flux Permanent Magnet Machines, IAS 2008, Edmonton, Kanada
- [69] Jin Cheng, Xiaotao Tu, Chenglin Gu: Experimental research on new-type of Transverse Flux Permanent Magnet Machine for electric vehicle, ICEMS 2008, Wuhan, China

- [70] Bao G.Q., Wang J.K., Zhang D., Jiang J.Z.: An Investigation of Multi-phase Transverse Flux Permanent Magnet Machine, IPEMC 2006, Shanghai, China
- [71] Masmoudi A., Elantably A.: A simple assessment of the cogging torque in a transverse flux permanent magnet machine, IEMDC 2001, Cambridge, USA
- [72] Dubois M.R., Polinder H., Ferreira J.A.: Transverse-flux permanent magnet (TFPM) machine with toothed rotor, International Conference on Power Electronics, Machines and Drives 2002, University of Bath, Großbritannien
- [73] Harris M.R., Pajooman G.H., Sharkh S.M.A.: Comparison of alternative topologies for VRPM (transverse-flux) electrical machines, IEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet Machines 1997, London, Großbritannien
- [74] Schuttler J., Orlik B.: Analytical model describing the operation behaviour of transverse flux machines in flat magnet configuration, European Conference on Power Electronics and Applications 2007, Aalborg, Dänemark
- [75] Bellucci M., Cimino V.I., Rizzo R.: A Transverse Flux Permanent Magnet machine for micro-wind generation application, ICCEP 2011, Ischia, Italien
- [76] Harris M.R., Pajooman G.H., Abu Sharkh S.M.: The problem of power factor in VRPM (transverse-flux) machines, International Conference on Electrical Machines and Drives 1997, Cambridge, Großbritannien
- [77] Parspour N., Orlik B.: Design of Transverse Flux Machines Using Analytical and Numerical Computing Methods, CEM 2006, Aachen, Deutschland
- [78] Kastinger G., Schumacher A.: Reducing torque ripple of transverse flux machines by structural designs, PEMD 2002, Bath, Großbritannien
- [79] Manno R.H., Diez E.G.: Direct force control for a three-phase double-sided linear induction machine with transverse magnetic flux, IECON2002, Sevilla, Spanien
- [80] Lixiang Chen, Bingnan Li, Chao Liu, Renyuan Tang: Design and study of novel transverse flux permanent magnet synchronous motor, ICEMS 2008, Wuhan, China
- [81] Schüttler J., Groke H., Siatkowski M., Adler J., Orlik B.: Power-optimized symmetrizing current control with a 8.7 kNm-transverse flux generator, OPTIM2010, Brasov, Rumänien
- [82] Bomme E., Foggia A., Chevalier T.: Double air-gaps permanent magnets synchronous motors analysis, ICEM 2008, Vilamoura, Portugal
- [83] Youguang Guo, Jianguo Zhu, Haiyan Lu, Shuhong Wang, Jianxun Jin: Performance analysis of an SMC transverse flux motor with modified double-sided stator and PM flux concentrating rotor, ICEMS 2007, Seoul Südkorea
- [84] Deok-je Bang, Polinder H., Shrestha G., Ferreira J.A.: Comparative design of radial and transverse flux PM generators for direct-drive wind turbines ICEM 2008, Vilamoura, Portugal

- [85] Bao G.Q., Jiang J.Z.: A new transverse flux permanent motor for direct drive application, International Conference on Electric Machines and Drives 2005, San Antonio, USA
- [86] Gieras J.F.: Performance Characteristics of a Transverse Flux Generator, International Conference on Electric Machines and Drives 2005, San Antonio, USA
- [87] Espanet C., Tekin M., Bernard R., Miraoui A., Kauffmann J.-M.: A new structure of an high torque in-wheel motor, ICEMS 2003, Beijing, China
- [88] Jeong Y.H., Kang D.H., Kim J.M., Jang S.M.: A design of transverse flux motor with permanent magnet shield, ISIE 2001, Piscataway, USA
- [89] Strete L., Tutelea L., Boldea I., Martis C., Viorel I.-A.: Optimal design of a rotating transverse flux motor (TFM) with permanent magnets in rotor, ICEM2010, Rom, Italien
- [90] Deok-je Bang, Polinder H., Shrestha G., Ferreira J.A.: Ring-shaped transverse flux PM generator for large direct-drive wind turbines, PEDS 2009, Taipei, Taiwan
- [91] Werner U., Schuttler J., Orlik B.: Speed and torque control of a permanent magnet excited transverse flux motor for direct servo-drive applications, European Conference on Power Electronics and Applications 2005, Dresden, Deutschland
- [92] Husband S.M., Hodge C.G.: The Rolls-Royce transverse flux motor development, IEMDC 2003, Madison, USA
- [93] Schmid A.: Axially Arranged Transversal Flux Machine in an Epoxy Resin Composite Design, PCIM 2011, Nürnberg, Deutschland
- [94] Schmid A.: Design of a two Phase Power Converter for the Control of a Transversal Flux Machine, APEIE 2008, Novosibirsk, Russische Föderation
- [95] Schmid A.: Transversal Flux Machine in axial arrangement, EDPE 2007, High Tatras, Slowakei
- [96] Schmid A.: Design Study of Power Electronics Fed Transversal Flux Machine in Axial Arrangement, APEIE 2006, Novosibirsk, Russische Föderation
- [97] Binder A.: Präsentation Transversal flux machines, Institut für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt
- [98] Canders W.-R.: Vorlesung Elektrische Fahrzeugantriebe und neue Verkehrstechniken, Institut für elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, TU Braunschweig

- [99] DIN EN 60740-1: Kernbleche für Transformatoren und Drosseln-Teil 1: Mechanische und elektrische Eigenschaften (IEC 60740-1:2005)
- [100] VAC Vacuumschmelze: Datenblätter Vacodym 655, Vacodym 776, Hanau, Deutschland
- [101] VAC Vacuumschmelze: Datenblatt Rare-Earth Permanent Magnets Vacodym-Vacomax, Hanau, Deutschland
- [102] Loctite Corporation: Datenblätter Loctite Hysol® 9502, Loctite Hysol® 9509
- [103] Erich Grau GmbH: Datenblatt Mechanische und elektrische Daten von Transformatoren aus UI-Bleichen, Sersheim, Deutschland
- [104] R&G Composites: Handbuch Faserverbundwerkstoffe, Waldenbuch, Deutschland
- [105] Sintex: Datenblatt Somaloy500, Hobro, Dänemark

7.2 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1-1: Grundprinzip der Transversalflussmaschine

Abbildung 1.2-1: Anordnung mit Oberflächen-Magneten am Rotor

Abbildung 1.2-2: Anordnung mit Fluss-Konzentration und passivem Rückschluss

Abbildung 1.2-3: Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator

Abbildung 1.3-1: Anordnungen mit Fluss-Konzentration, in radialer Bauweise, passivem Rückschluss und Innenstator bzw. Außenstator

Abbildung 1.3-2: Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in radialer Bauweise

Abbildung 1.3-3: Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in axialer Bauweise

Abbildung 1.3-4: 3D-Schnitt 1 durch Maschine in Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in axialer Bauweise

Abbildung 1.3-5: 3D-Schnitt 2 durch Maschine in Anordnung mit Fluss-Konzentration und doppeltem Stator in axialer Bauweise

Abbildung 1.3-6: Einfacher Entwurf einer TFM mit Verwendungsbeispiel für den Hohlwellen-Bereich

Abbildung 2.1-1: Außenansicht, Innenansicht, sowie Schnitt durch Stator 1 und Stator 2

Abbildung 2.1-2: Foto mit Innenansicht von Stator 2 und Stator 1

Abbildung 2.1-3: Foto mit detaillierter Innenansicht von Stator 2

Abbildung 2.1-4: Ansicht eines Rotors in axialer Richtung und im Schnitt

Abbildung 2.1-5: Mögliche Lösung für den mechanischen Aufbau der Rotoren

Abbildung 2.1-6: Detailansicht der Anordnung von Magneten und Flussleitstücken im Rotor

Abbildung 2.1-7: Flussdichteverläufe in den Flussleitstücken bei schraubenloser Montage

Abbildung 2.1-8: Flussdichteverläufe in den Flussleitstücken bei Montage mit einer Schraube

Abbildung 2.1-9: Flussdichteverläufe in den Flussleitstücken bei Montage mit zwei Schrauben

Abbildung 2.1-10: Technische Zeichnung der gefertigten Flussleitstücke für den Rotor

- Abbildung 2.1-11: Foto eines Rotors in axialer Richtung
- Abbildung 2.1-12: Foto eines Rotors in Schrägansicht
- Abbildung 2.1-13: Schnitt durch eine der beiden Maschine im zusammengebauten Zustand
- Abbildung 2.1-14: Außenansicht einer der beiden Maschinen im zusammengebauten Zustand
- Abbildung 2.1-15: Schematische Ansicht des kuppelnden Riementriebs
- Abbildung 2.2-1: Skizzen zur Veranschaulichung der Anordnung des Magnetkreises und der Vereinfachungen für die analytische Auslegung
- Abbildung 2.2-2: Skizze einer zweipoligen Maschine zur Veranschaulichung des Magnetkreis-Modells
- Abbildung 2.2-3: Komplettes Ersatzmodell des Magnetkreises
- Abbildung 2.2-4: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Magnetkreises
- Abbildung 2.2-5: Vereinfachte Ersatzschaltbilder des Magnetkreises mit (links) und ohne (rechts) Betrachtung des Eisens
- Abbildung 2.2-6: Darstellung der magnetischen Spannungen über dem magnetischem Fluss zur Dimensionierung des Magnetkreises
- Abbildung 2.2-7: Darstellung der magnetischen Spannungen über der Luftspaltflussdichte zur Dimensionierung des Magnetkreises
- Abbildung 2.2-8: Ersatzschaltbild des Magnetkreises mit Ersatzelement für die Streuung
- Abbildung 2.2-9: Darstellung der magnetischen Spannung über dem magnetischen Fluss der Magneten zur Dimensionierung des Magnetkreises mit angepasster Streuung
- Abbildung 2.2-10: Darstellung der magnetischen Spannung über Luftspaltflussdichte zur Dimensionierung des Magnetkreises mit angepasster Streuung
- Abbildung 2.2-11: Näherungsweise Verlauf des im Leerlauf auf die Statorjoche wirkenden Flusses
- Abbildung 2.2-12: Verlauf der induzierten Polradspannung (Näherung)
- Abbildung 2.2-13: Näherungsweise Verlauf des im Leerlauf auf die Statorjoche wirkenden Flusses mit Glättung
- Abbildung 2.2-14: Verlauf der induzierten Polradspannung mit Glättung (Näherung)
- Abbildung 2.2-15: Ersatzschaltbild des Magnetkreises für die Bestimmung des Statorflusses

- Abbildung 2.2-16: Verläufe der errechneten Drehmomente als Funktion des Statorstroms
- Abbildung 2.2-17: Dynamische Verläufe der Drehmomente
- Abbildung 2.2-18: Erweitertes Ersatzschaltbild des Magnetkreises mit Ersatzelementen für Rotorstreuung RM_{σ} und Statorstreuung RS_{σ}
- Abbildung 3.1-1: Prinzipielle Anordnung für die Speisung des Funktionsmusters
- Abbildung 3.1-2: Übersichtsblockschaltbild des zweiphasigen Umrichters
- Abbildung 3.1-3: Realisierung des Leistungsteils
- Abbildung 3.1-4: Realisierung des Leistungsteils
- Abbildung 4.1-1: Feldorientierte Regelung der TFM mit zweiphasigem System
- Abbildung 4.2-1: Feldorientierte Regelung der TFM mit einphasigem System
- Abbildung 4.2-2: Ausgleichsregelung der einphasigen Wirkleistungen der beiden Teilmaschinen
- Abbildung 5.1-1: Induzierte Spannung der Maschine A als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten
- Abbildung 5.1-2: Induzierte Spannung der Maschine B als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten
- Abbildung 5.1-3: Gemessener Verlauf der Polradspannung, Maschine A, Luftspalt 1,5mm, 1000 RPM
- Abbildung 5.1-4: Gemessener Verlauf der Polradspannung, Maschine B, Luftspalt 1,5mm, 1000 RPM
- Abbildung 5.1-5: Generatorische Leerlaufverluste der Maschinen A und B als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten
- Abbildung 5.1-6: Generatorische Leerlaufverluste der Maschine A und B als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Luftspalten mit interpolierter Funktion
- Abbildung 5.1-7: Leerlaufverluste im realistischen Betriebsbereich bis 100 Hz
- Abbildung 5.1-8: Leerlaufverluste im realistischen Betriebsbereich bis 100 Hz mit interpolierter Funktion
- Abbildung 5.2-1: Verteilung der errechneten Ständerinduktivitäten aus dem Kurzschlussversuch für Maschine A und Maschine B
- Abbildung 5.2-2: Verteilung der errechneten Ständerwiderstände aus dem Kurzschlussversuch für Maschine A und Maschine B

Abbildung 5.2-3: Spannungs-Strom-Kennlinie für den Kurzschlussversuch, Maschine A, für verschiedene Luftspalte

Abbildung 5.2-4: Spannungs-Strom-Kennlinie für den Kurzschlussversuch, Maschine B, für verschiedene Luftspalte

Abbildung 5.2-5: Vergleich der Spannungs-Strom-Kennlinien der Maschinen A und B für verschiedene Luftspalte

Abbildung 5.3-1: Verschaltung der Statoren in Serie

Abbildung 5.3-2: Wirkungsgrad als Funktion des Drehmoments für verschiedene Drehzahlen, Statoren in Serie verschaltet

Abbildung 5.3-3: Wirkungsgrad-Muscheldiagramm für Statoren in Serie verschaltet

Abbildung 5.3-4: Drehmoment als Funktion des Stromes für verschiedene Drehzahlen, Statoren in Serie verschaltet

Abbildung 5.3-5: Verschaltung der Statoren parallel

Abbildung 5.3-6: Wirkungsgrad als Funktion des Drehmoments für verschiedene Drehzahlen, Statoren parallel verschaltet

Abbildung 5.3-7: Wirkungsgrad-Muscheldiagramm für Statoren parallel verschaltet

Abbildung 5.3-8: Drehmoment als Funktion des Stromes für verschiedene Drehzahlen, Statoren parallel verschaltet

Abbildung 7.3-1: Vorbereitung des Vergießens eines Stators

Abbildung 7.3-2: Vergießen eines Stators

Abbildung 7.3-3: Fertig vergossener Stator, noch nicht nachbearbeitet

Abbildung 7.3-4: Probeweise Zusammenstellung zweier Statoren

Abbildung 7.3-5: Vorbereitungen zum Wickeln eines Stators

Abbildung 7.3-6: Einbau der Wicklung eines Stators

Abbildung 7.3-7: Probeweise Anordnung der Flussleitstücke

Abbildung 7.3-8: Zusammenbau des inneren magnetischen Rings

Abbildung 7.3-9: Erster Magnet-Ring fertig auf die Nabe vergossen

Abbildung 7.3-10: Vorbereitung zum Vergießen der äußeren Reihe

Abbildung 7.3-11: Äußere Magnetreihe fertig vergossen

Abbildung 7.3-12: Fertig vergossener Rotor, noch nicht nachbearbeitet

Abbildung 7.3-13: Einbau eines Rotors in den ersten Stator

Abbildung 7.3-14: Einbau des zweiten Stators

Abbildung 7.3-15: Erster Test einer Teilmaschine

Abbildung 7.3-16: Maschine fertig zusammengesetzt auf Rahmen

Abbildung 7.3-17: Maschine fertig zusammengesetzt am Prüfstand

Abbildung 7.3-18: Maschine komplett montiert am Prüfstand

Abbildung 7.3-19: Blick in die Maschine mit zerstörtem Rotor

Abbildung 7.3-20: Ansicht des zerstörten Rotors

7.3 Bildmaterial

Nachfolgend sind einige Bilder der Fertigung der Maschine, des Endprodukts, sowie der Maschinevermessung am Prüfstand zu sehen.

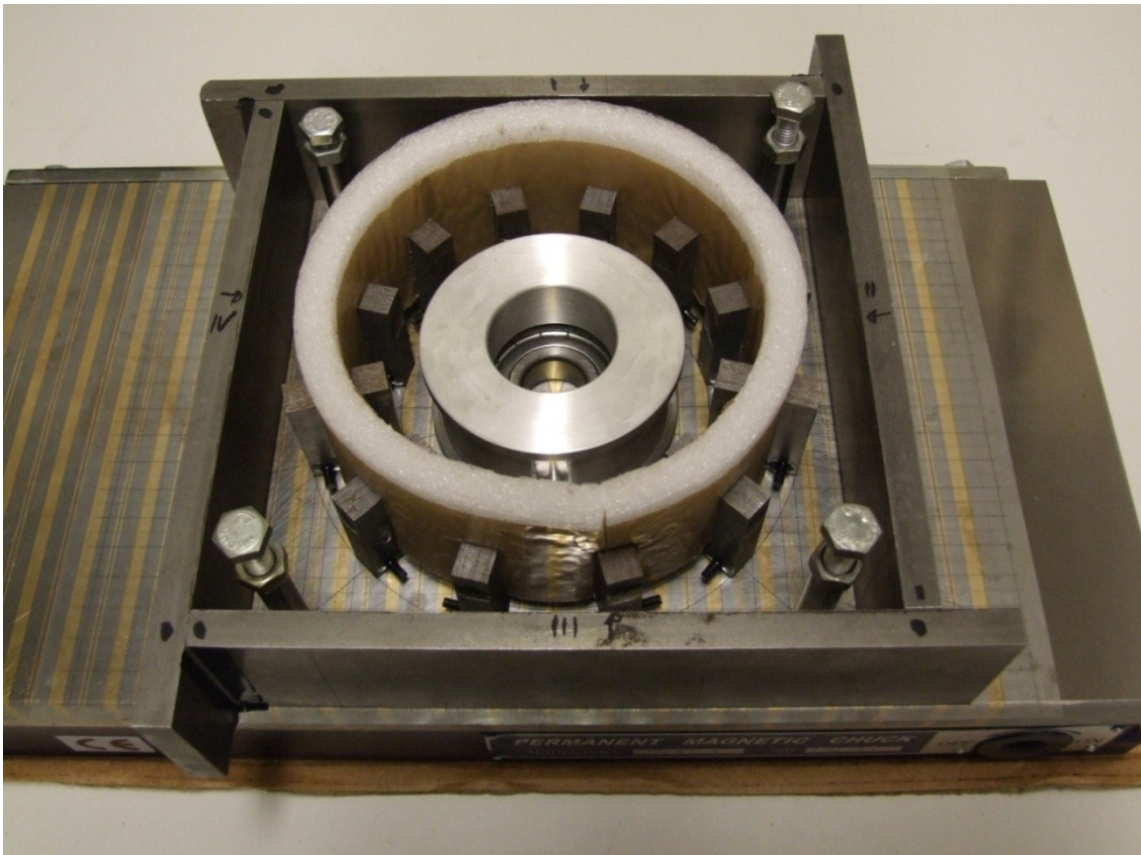


Abbildung 7.3-1: Vorbereitung des Vergießens eines Stators

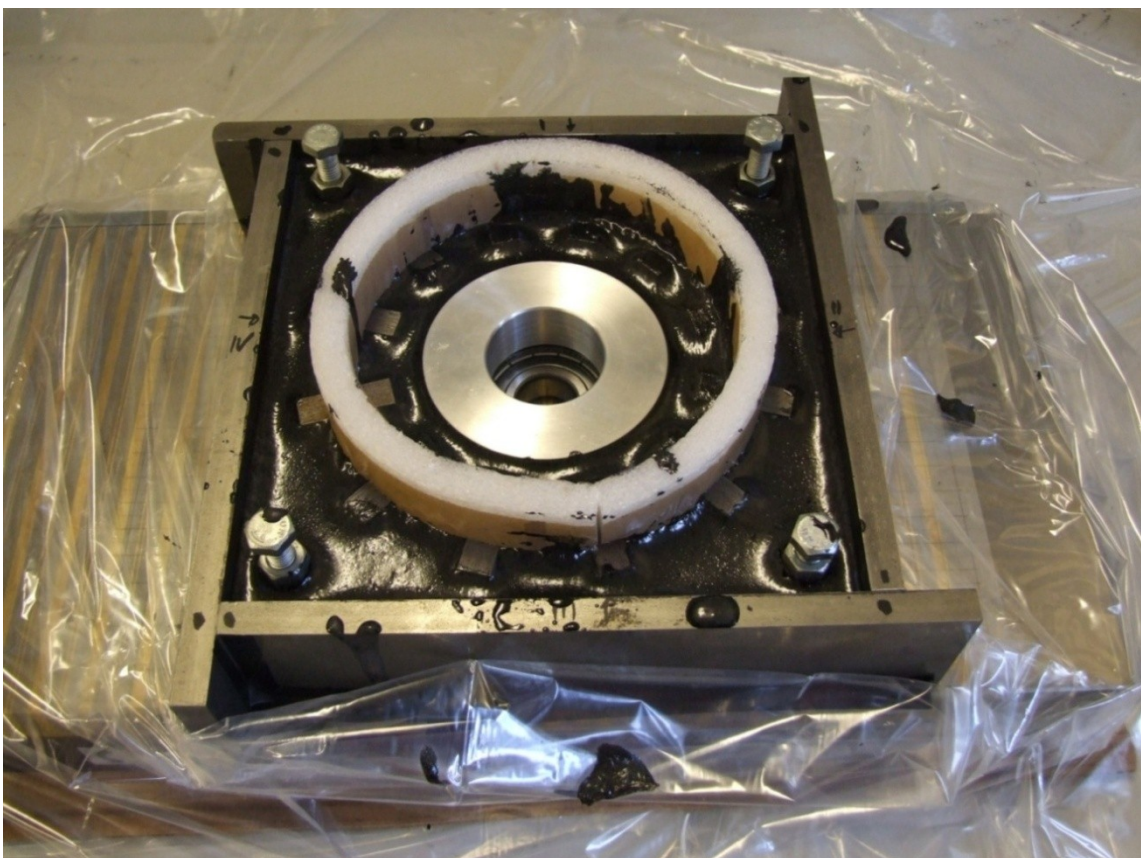


Abbildung 7.3-2: Vergießen eines Stators

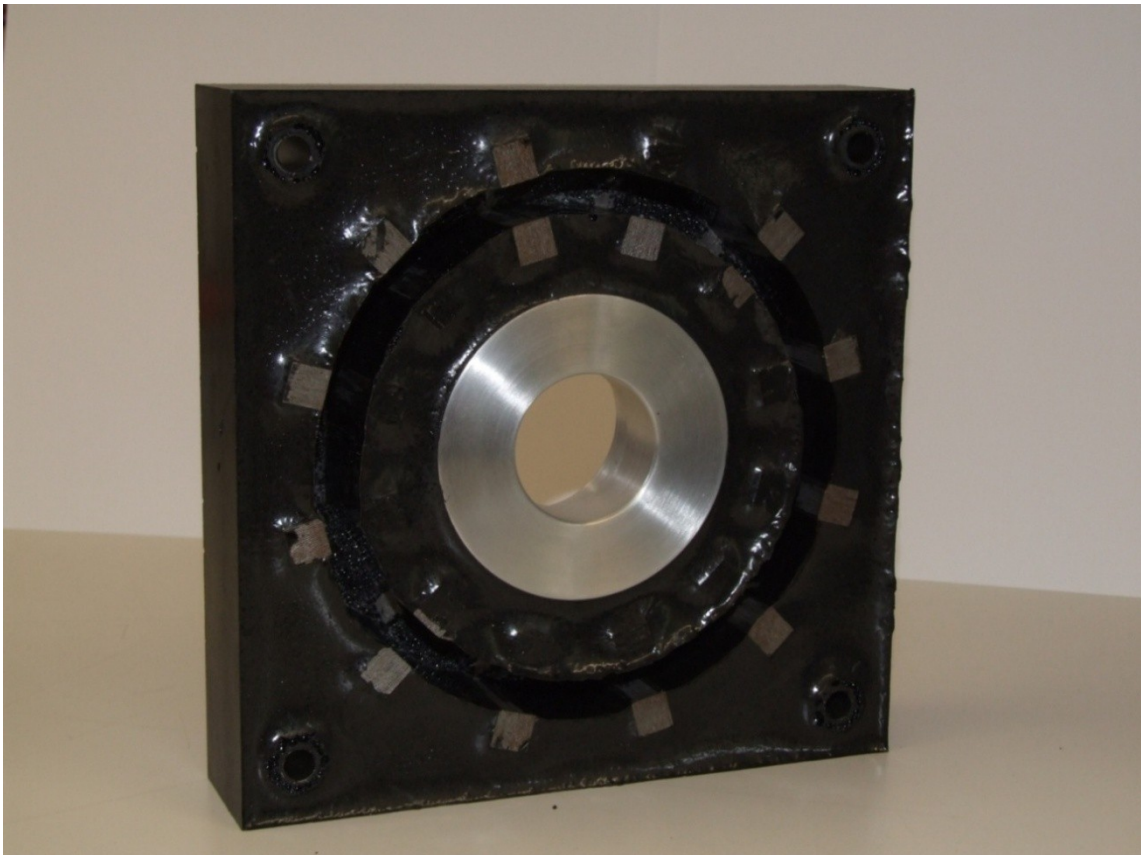


Abbildung 7.3-3: Fertig vergossener Stator, noch nicht nachbearbeitet

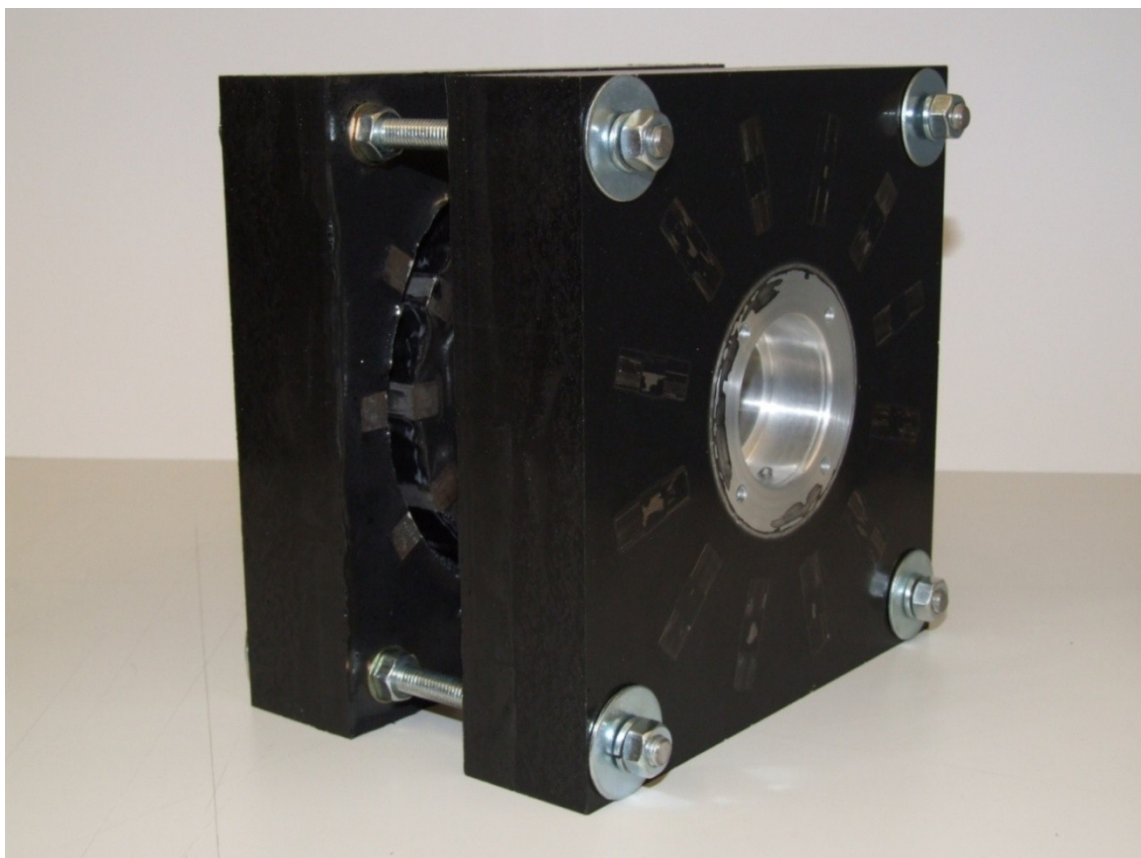


Abbildung 7.3-4: Probeweise Zusammenstellung zweier Statoren

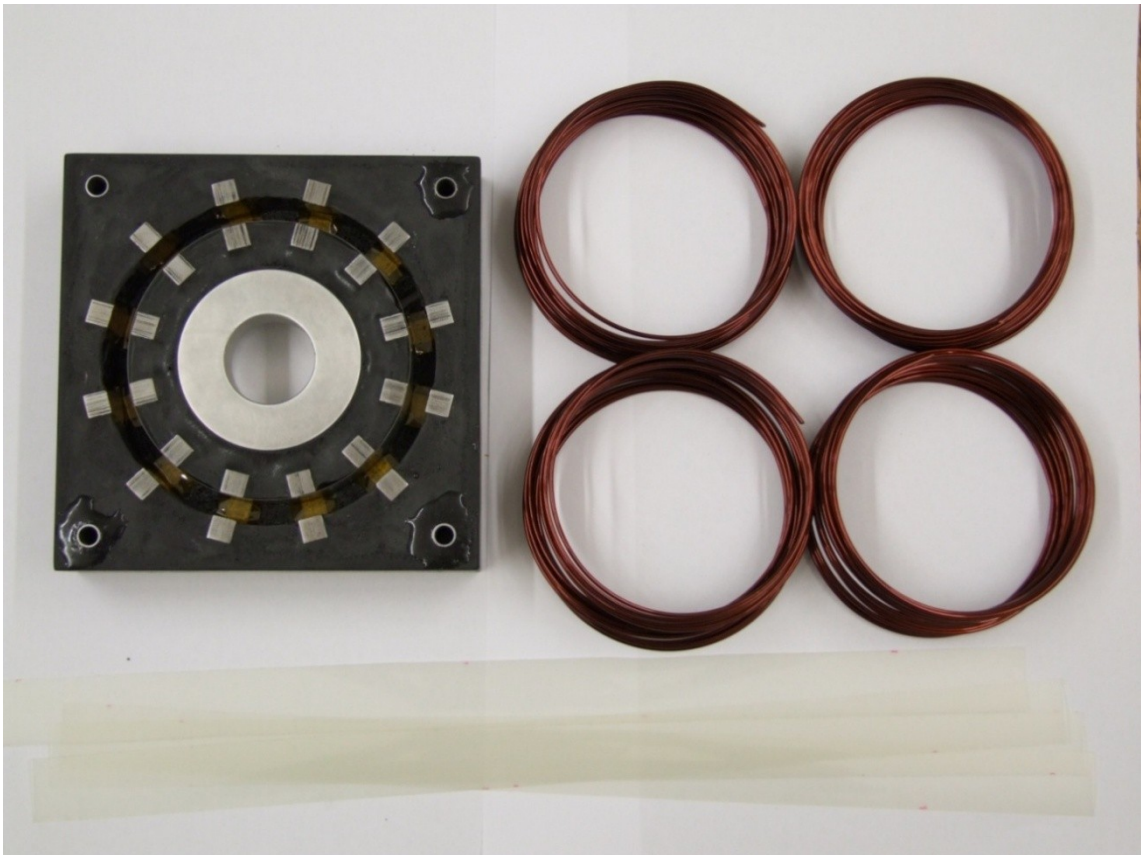


Abbildung 7.3-5: Vorbereitungen zum Wickeln eines Stators

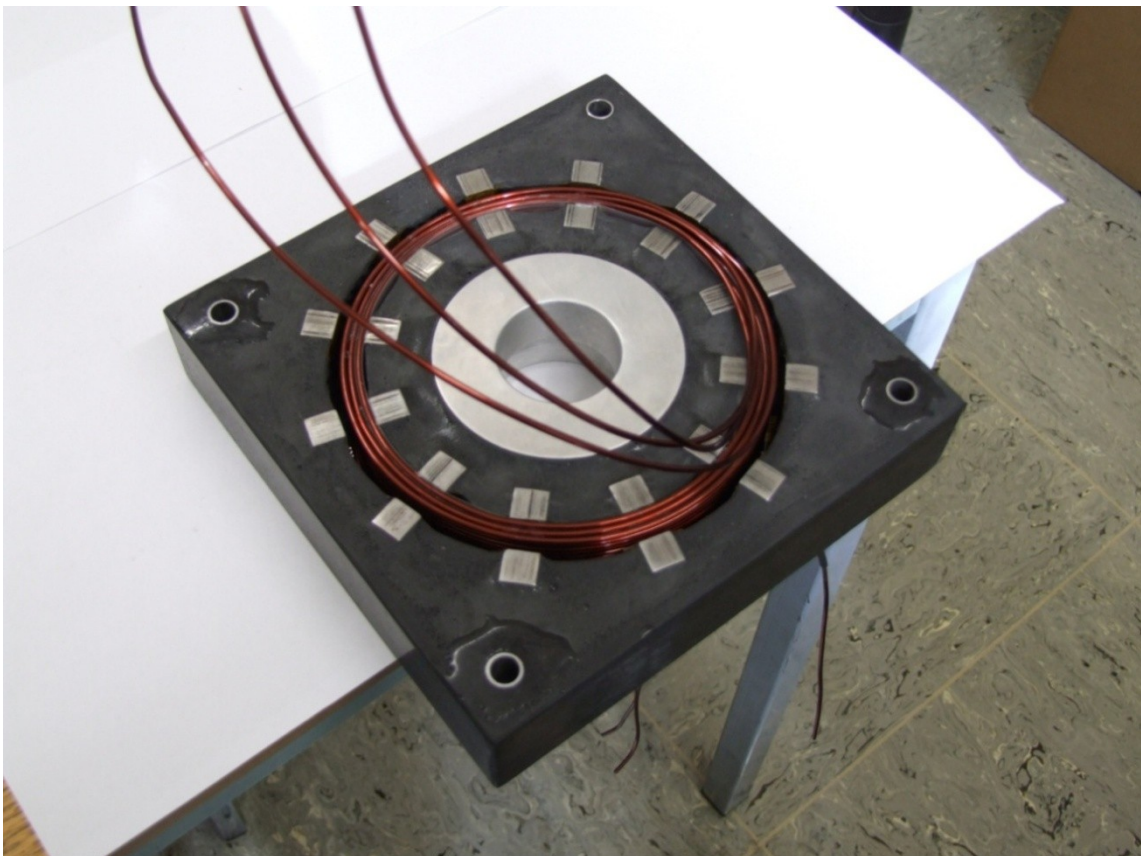


Abbildung 7.3-6: Einbau der Wicklung eines Stators

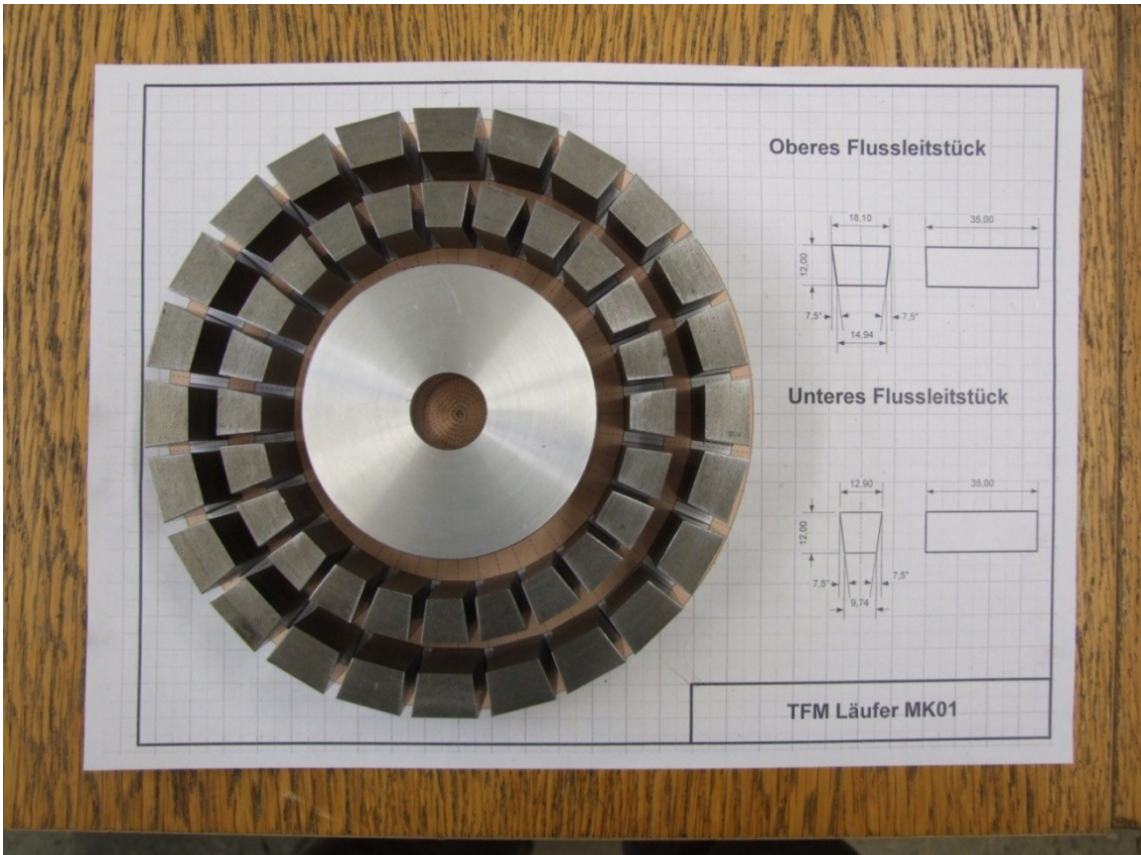


Abbildung 7.3-7: Probeweise Anordnung der Flussleitstücke

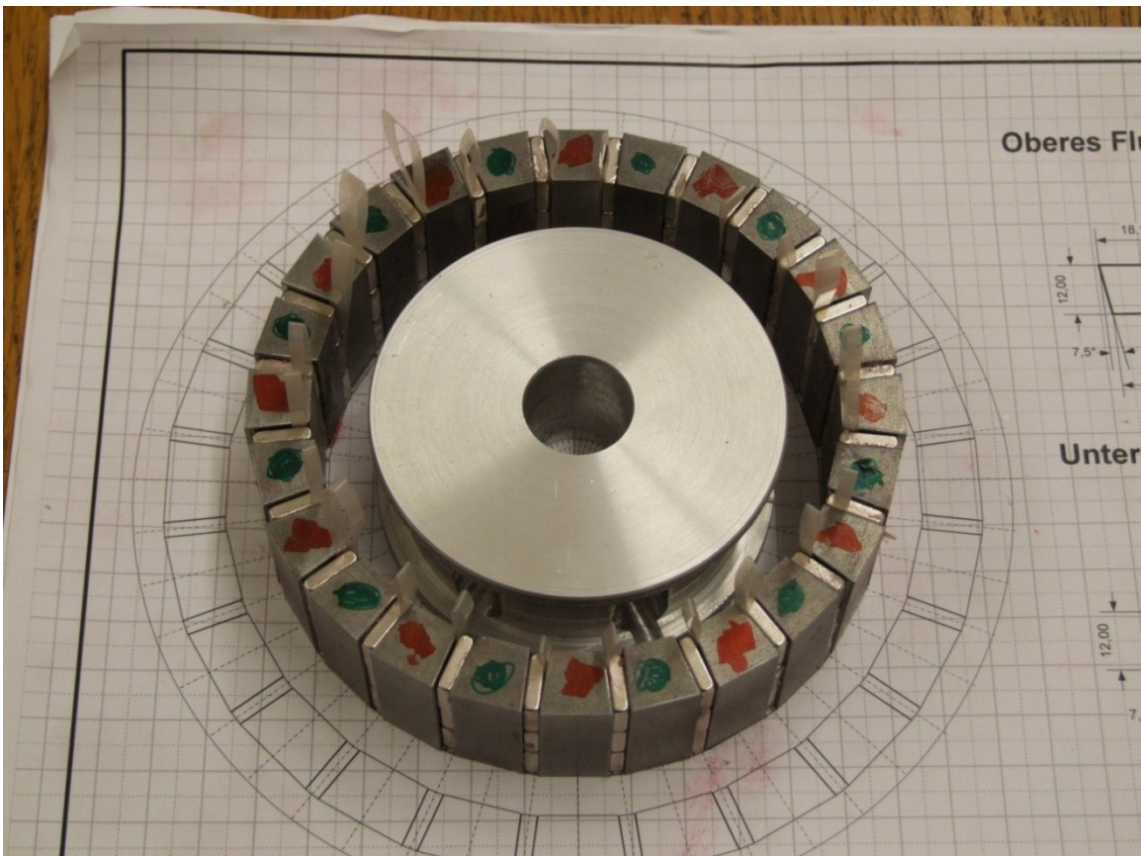


Abbildung 7.3-8: Zusammenbau des inneren magnetischen Rings

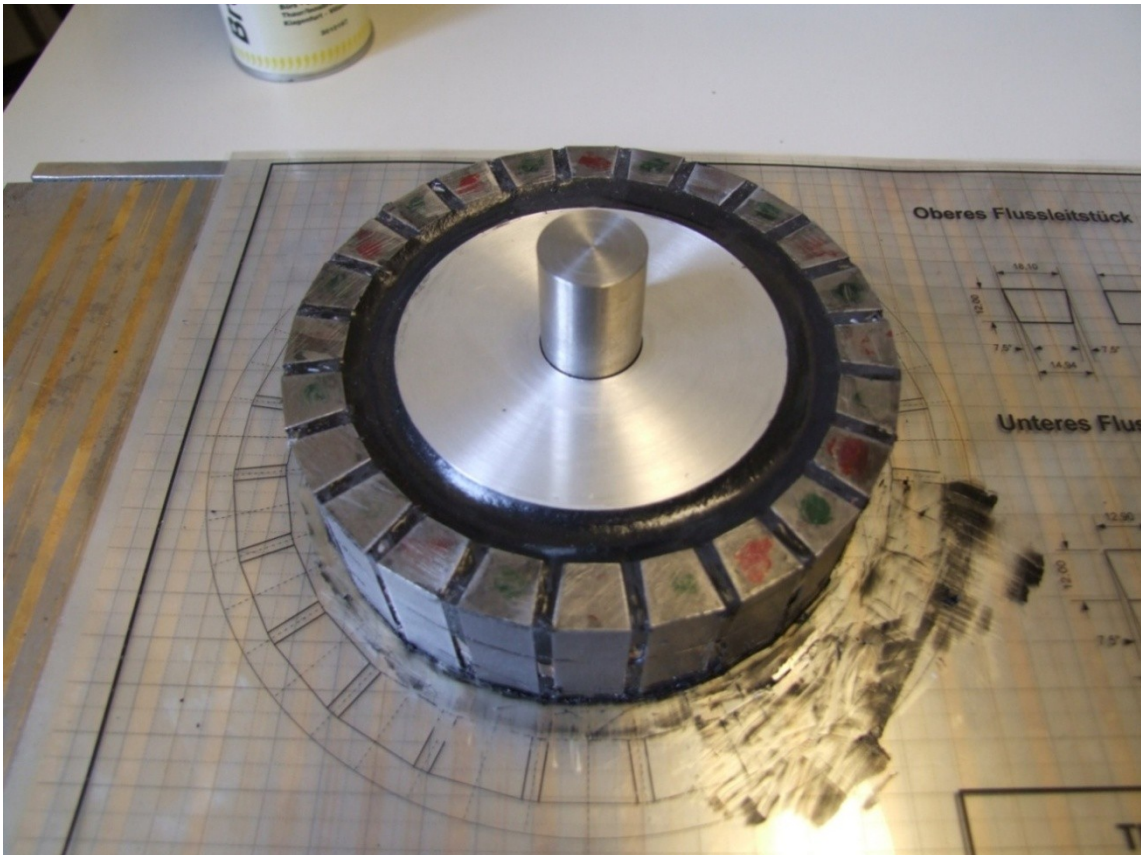


Abbildung 7.3-9: Erster Magnet-Ring fertig auf die Nabe vergossen



Abbildung 7.3-10: Vorbereitung zum Vergießen der äußeren Reihe

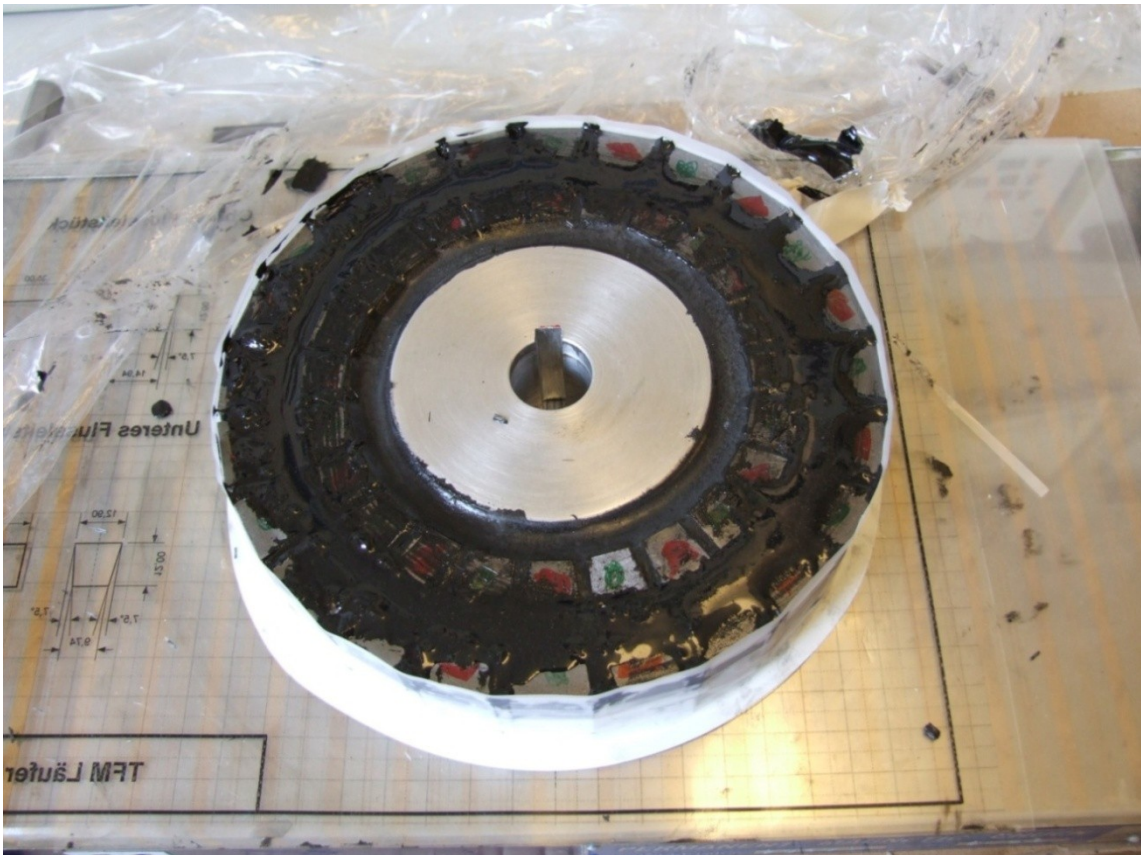


Abbildung 7.3-11: Äußere Magnetreihe fertig vergossen



Abbildung 7.3-12: Fertig vergossener Rotor, noch nicht nachbearbeitet

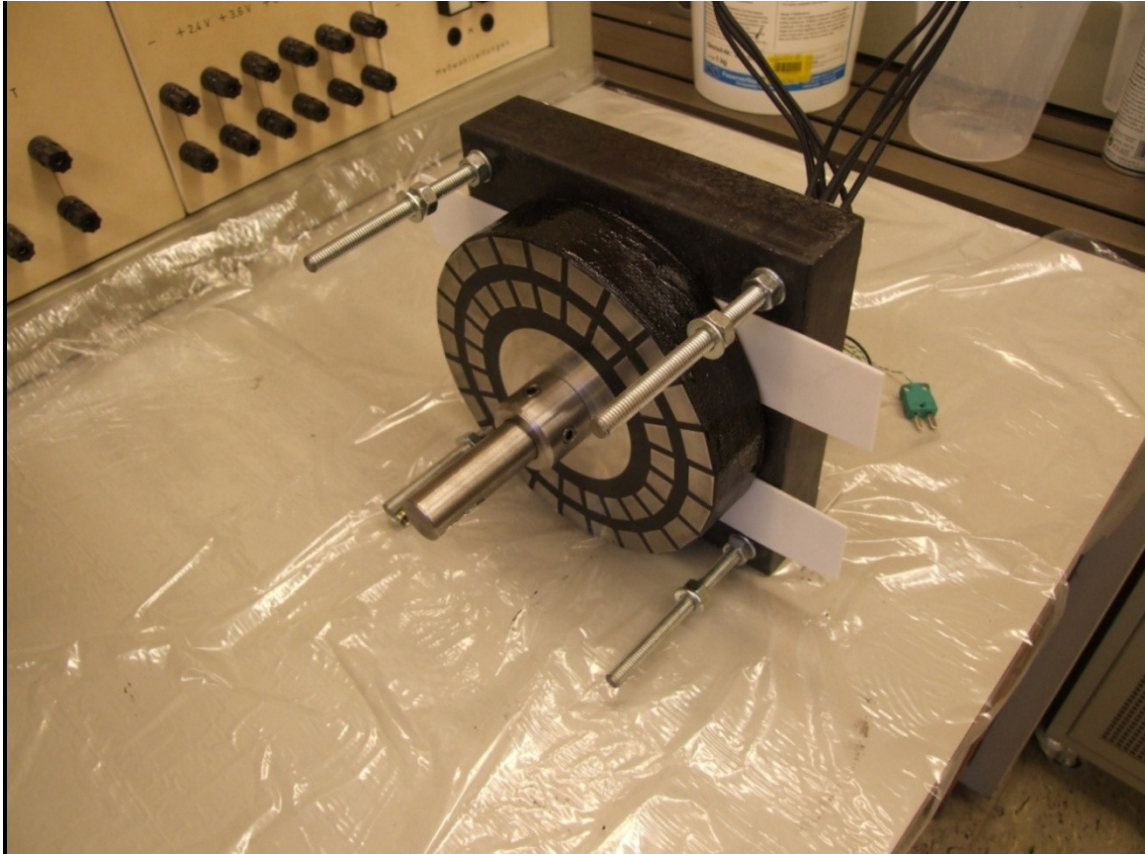


Abbildung 7.3-13: Einbau eines Rotors in den ersten Stator

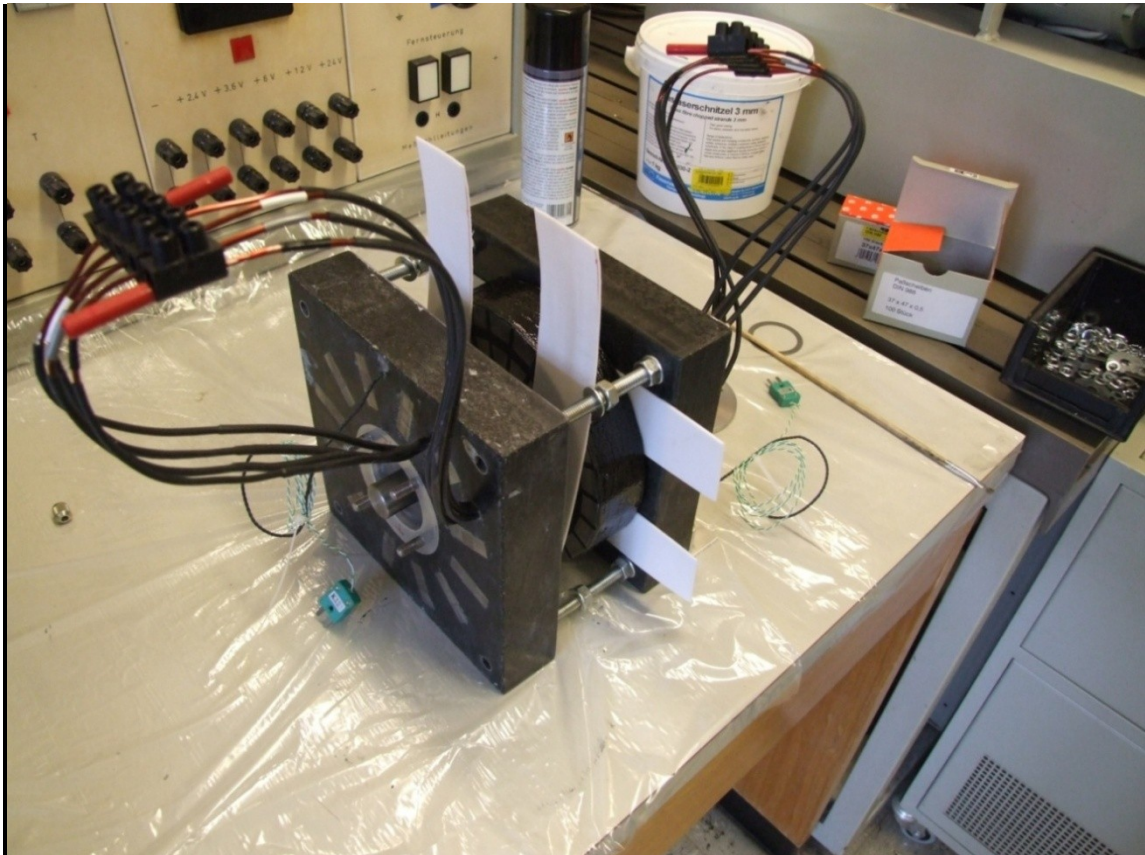


Abbildung 7.3-14: Einbau des zweiten Stators

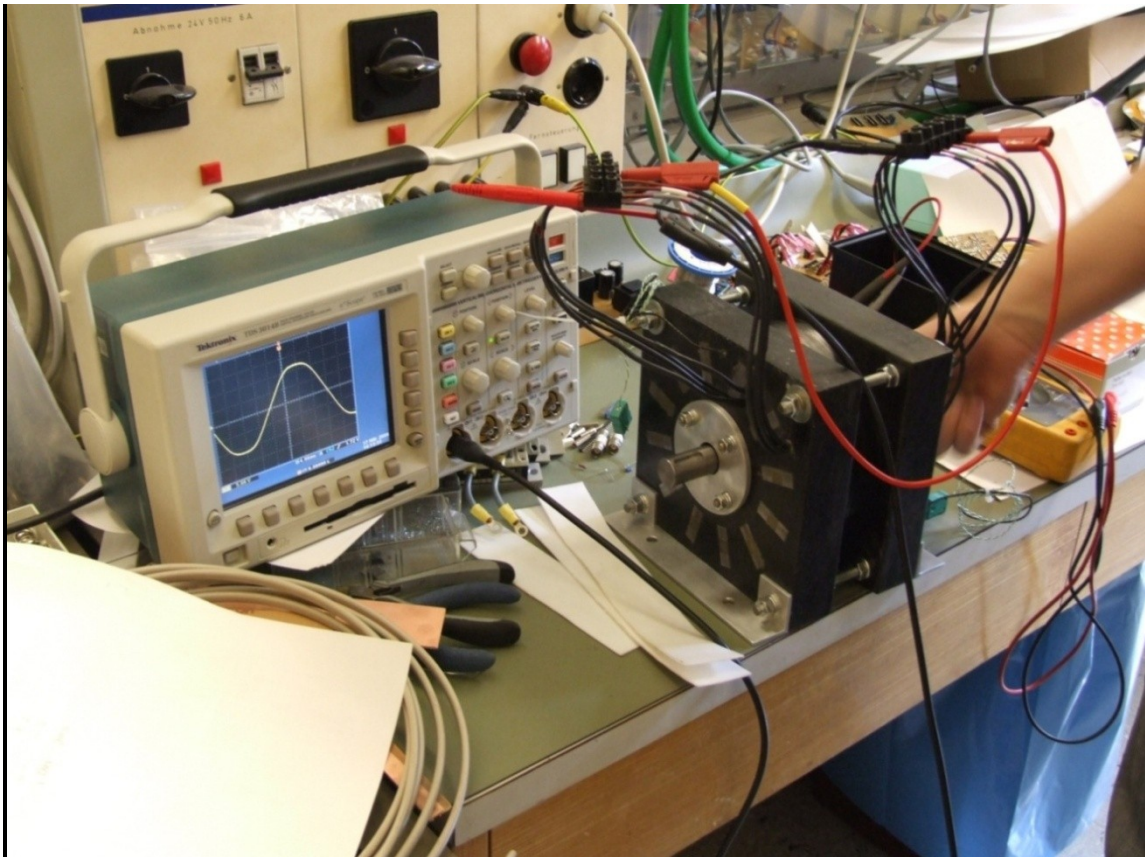


Abbildung 7.3-15: Erster Test einer Teilmaschine



Abbildung 7.3-16: Maschine fertig zusammengesetzt auf Rahmen

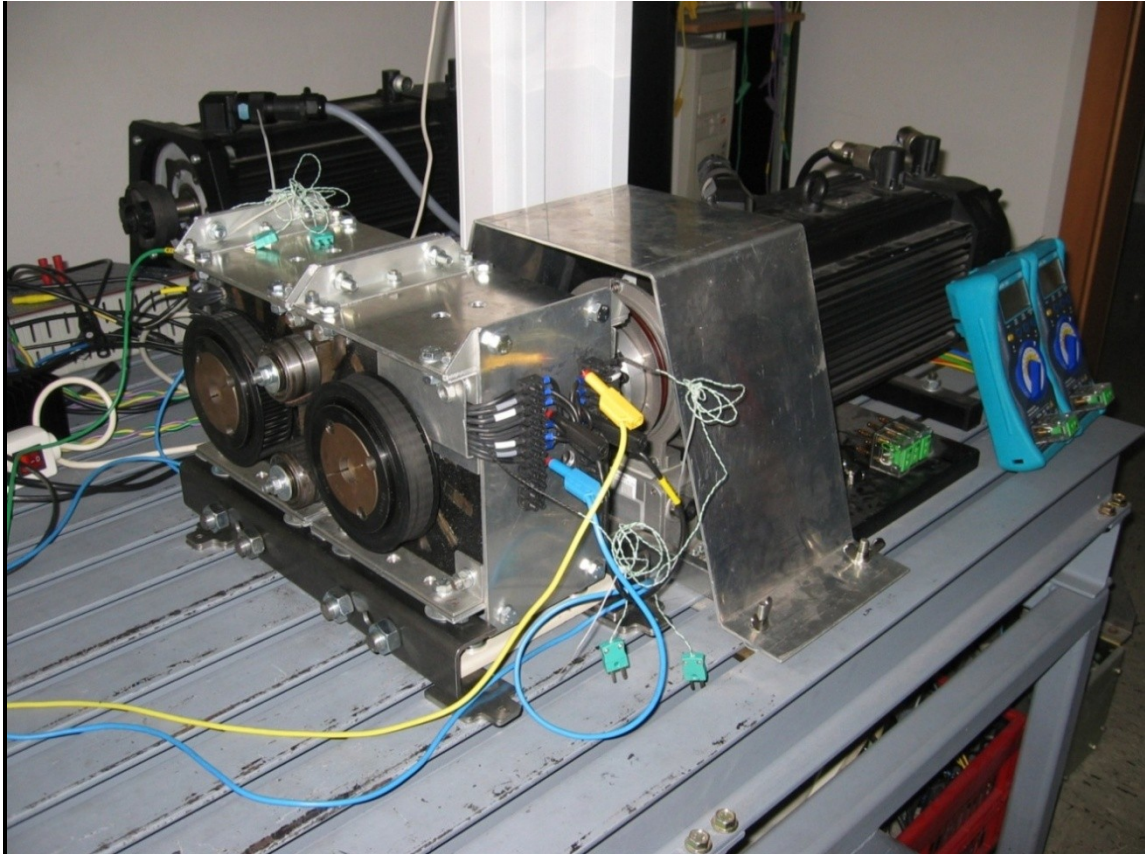


Abbildung 7.3-17: Maschine fertig zusammengesetzt am Prüfstand

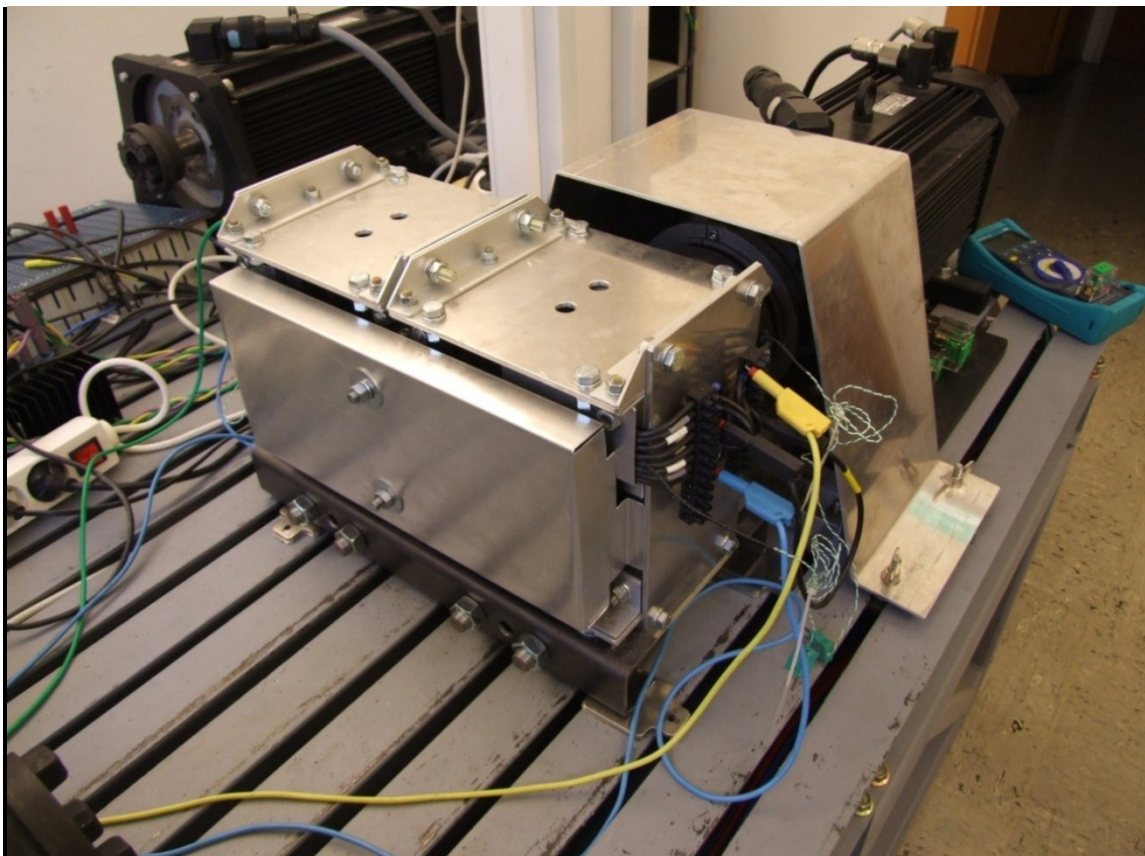


Abbildung 7.3-18: Maschine komplett montiert am Prüfstand

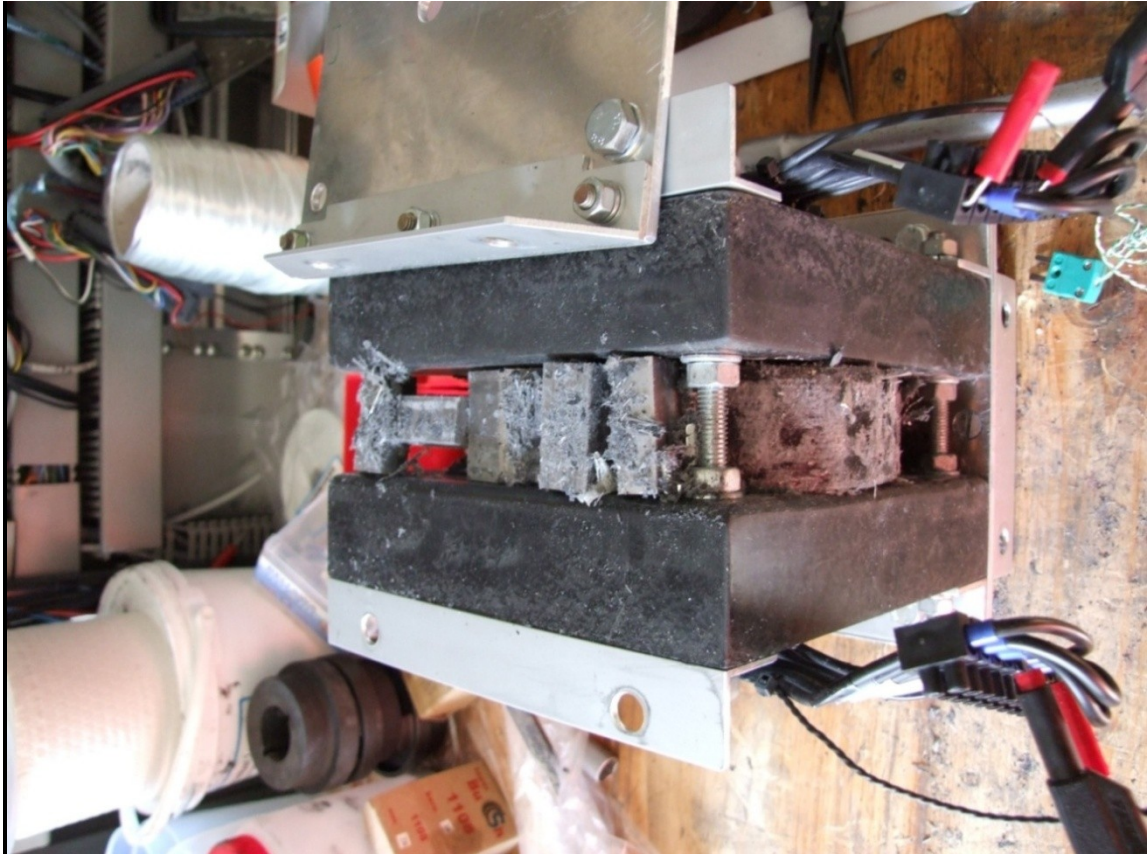


Abbildung 7.3-19: Blick in die Maschine mit zerstörtem Rotor

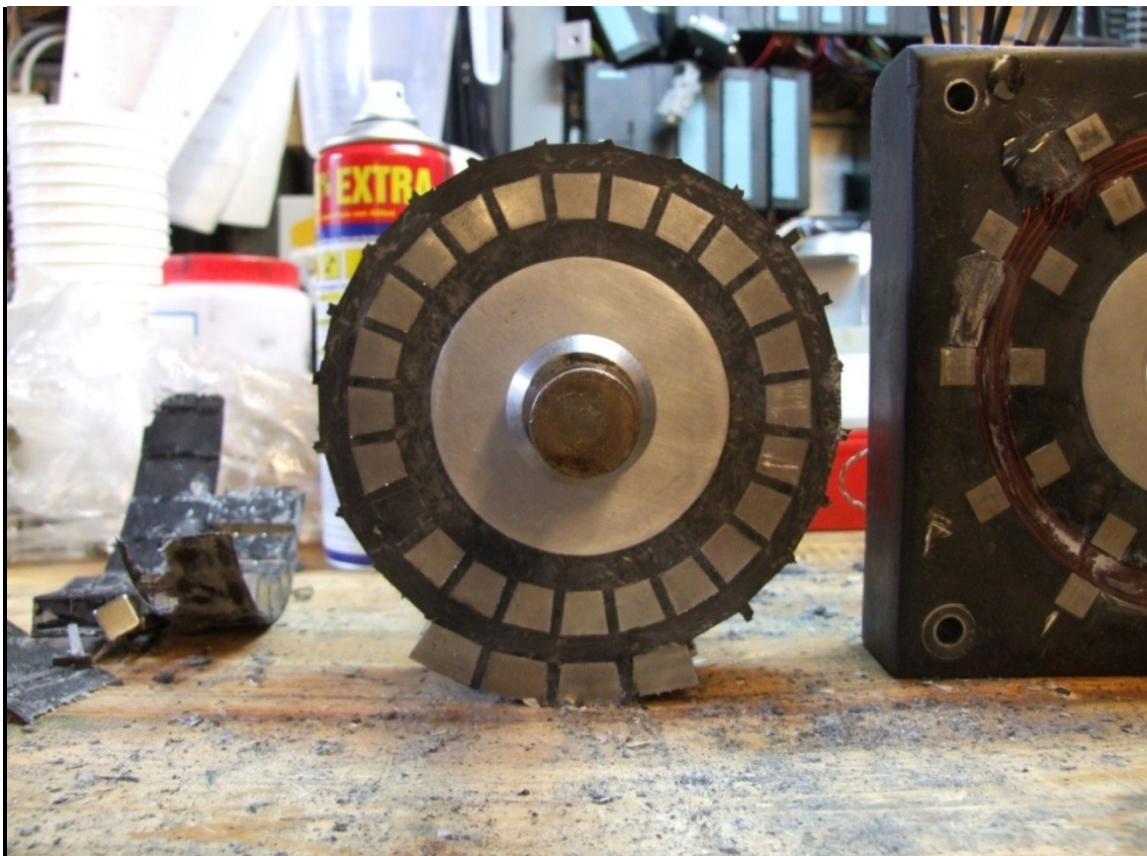


Abbildung 7.3-20: Ansicht des zerstörten Rotors

7.4 Veröffentlichungen

Im folgenden Kapitel sind das Thema der Arbeit betreffende Veröffentlichungen des Autoren angeführt:

- [1] Schmid A.: Axially Arranged Transversal Flux Machine in an Epoxy Resin Composite Design, Nürnberg PCIM 2011
- [2] Schmid A.: Design of a two Phase Power Converter for the Control of a Transversal Flux Machine, Novosibirsk APEIE 2008
- [3] Schmid A.: Transversal Flux Machine in axial arrangement, High Tatras EDPE 2007
- [4] Schmid A.: Design Study of Power Electronics Fed Transversal Flux Machine in Axial Arrangement, Novosibirsk APEIE 2006

Weitere Veröffentlichungen des Autoren ohne Bezug zum Thema der Arbeit:

- [5] Schmid A., Maier W.: μ P Controlled Power Electronics Static Double-Spark Ignition for Historic Combustion Engine, Novosibirsk APEIE 2008
- [6] Schmid A., Kaserer G., Cebrat G.: Stop'n Go for Bicycles - Feasibility of Hybrid Electric Technology for Light Two-Wheelers, Belgien EET 2007
- [7] Weiß H., Ludewig F., Schmid A.: Power Electronics Controlled DC Drive for Geophysical Earth Magnet Field Reversal Simulation, Novosibirsk APEIE 2006
- [8] Schmid A., Maier W.: Design and Practical Experience of a 100-50kHz/1200VA High-Power Transformer, Dubrovnik EDPE 2005
- [9] Korp J., Maier W., Perko J., Schmid A.: On Conductivity Measurements at Temperatures Exceeding 1500°C, Dubrovnik ISIE 2005
- [10] Korp J., Maier W., Schmid A., Weiß H.: Conductance and Temperature Measurement System for 1500°C Metallurgical Slag, Novosibirsk APEIE 2004

Axially Arranged Transversal Flux Machine in an Epoxy Resin Composite Design

Andreas, Schmid, Montanuniversität Leoben - Institute of Electrical Engineering, Austria,
andreas.schmid@unileoben.ac.at

Abstract

The Transversal Flux Machine is a low speed and high torque machine concept for gearless transmission systems. In the simplest rotating form the stator is composed of a ring coil enclosed by U-shaped flux conducting parts, forming the machine's stator poles. The rotor is equipped with a corresponding amount of magnetic poles, excited by permanent magnets. Therefore the Transversal Flux concept is similar to the concept of a single phase permanent excited synchronous machine. The uncomplicated electrical setup of the machine causes a very complex magnetic design. A high amount of small parts has to be connected in a nonconductive and nonmagnetic way. A new approach for the presented functional model was chosen by realization of the mechanical torque transfer structure as an epoxy resin cast part, containing all parts of the corresponding main component.

1. Introduction

In Fig. 1, we can see the principle concept of the Transversal Flux Machine. The stator irons are arranged around the stator winding. Therefore, the flux is oriented in transversal direction, related to the direction of stator current and movement. The permanent magnets of the rotor situated at the bottom are surface-mounted and arranged with alternating polarity in two parallel rows. Above every second pair of magnets, a stator pole is positioned. Thus only half of the permanent magnetic material is used at the same time in operation. A high number of poles can be simply implemented with this concept.

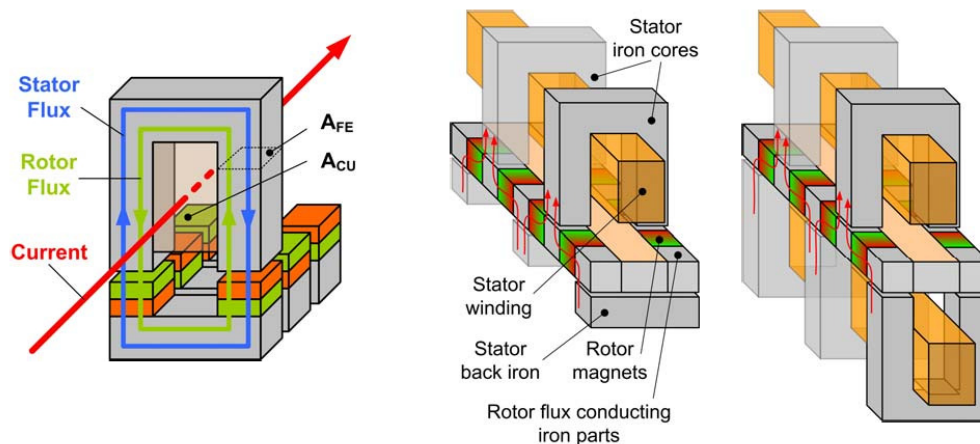


Fig. 1. Left side: principle concept of the Transversal Flux Machine.

Fig. 2. Right side: Improved concept with rotors using flux concentration.
Left side: with passive back irons. Right side: with second stator.

Improved versions of the principle concept are shown in Fig. 2. These rotors are set up in a flux concentration design with the orientation of the polarity of the magnets directed parallel to the air gap.

Therefore, flux conducting iron parts have to be mounted in between the magnets, to change the flux's direction towards the air gap. In order to close the magnetic circuit, at least iron return paths have to be positioned on the opposite side of the rotor. A further improvement is a second stator replacing the former iron return paths parts.

This last concept was used to design a Transversal Flux Machine with double stator in axial arrangement: The flux is oriented into the rotating machine's axial direction when passing the air gap. To avoid the characteristic pulsing torque of single phase machines at least two machines are necessary for continuous torque production. For this reason two functional model were built and connected to each other mechanically in the final test setup.

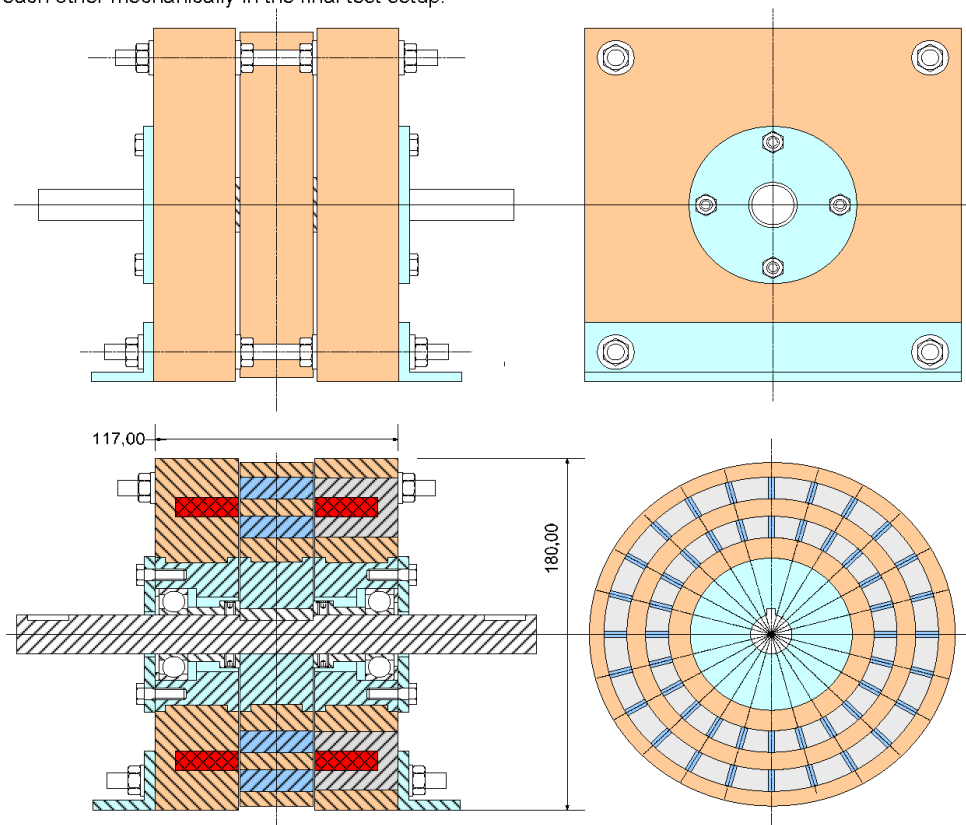


Fig. 3. Top: side view and view in axial direction of the designed machines. Bottom, left: cross sectional view of the assembled machines. Bottom, right: side view of the disc shaped rotor.

Fig. 3 displays technical drawings of the designed machines. This first setup was mainly developed to evaluate the basic function of the machine's concept and to find the production procedures especially for the epoxy resin structures of the stators and rotors.

In one production step all parts of a stator (magnetic poles, mechanical parts for mounting) or a rotor (magnets, flux conducting parts, rotor-hub) are mounted by casting with epoxy resin, enforced with fibre glass. Only the stator windings have been mounted afterwards. This means an enormous simplification for the realisation of such a complex machine-design and also a significant decrease of weight.

Of course, the small temperature range and the minor thermal conductivity of the epoxy resin limits the machine's operating power. These properties are causing, that this design is not able to produce high torques or high speed continuously. The temperatures in the machines have to be controlled carefully to avoid serious damage.

2. Completed Functional Model

Fig. 4 and Fig. 5 exhibit photos of the main parts of the first completed machine. The epoxy resin has been pigmented black. Two of these machines are mounted in a test setup to estimate their electrical and magnetic behaviour. In this first setup the two machines are connected by a tooth belt and wheels with a high number of teeth for a flexible adjustment of the relative position of the two rotors.

The weight of each rotor is about 3.4 kg, each stator about 3.9 kg. That means a complete weight of the main components of about 22.4 kg without cases, mounting rack and the coupling elements. These other parts are causing at the momentary test setup an additional weight of about 15 kg.

For a more light-weighted, practically useable solution, the two machines have to be mounted on one common shaft, making most of the additional equipment, like rack and coupling parts, unnecessary. Of course for such an arrangement the shaft's diameter must be increased, because the range between the bearing's positions would nearly be doubled. The bearings also must be modified, only two of them would stabilize the two rotors. Additional axial-direction-bearings should be used.

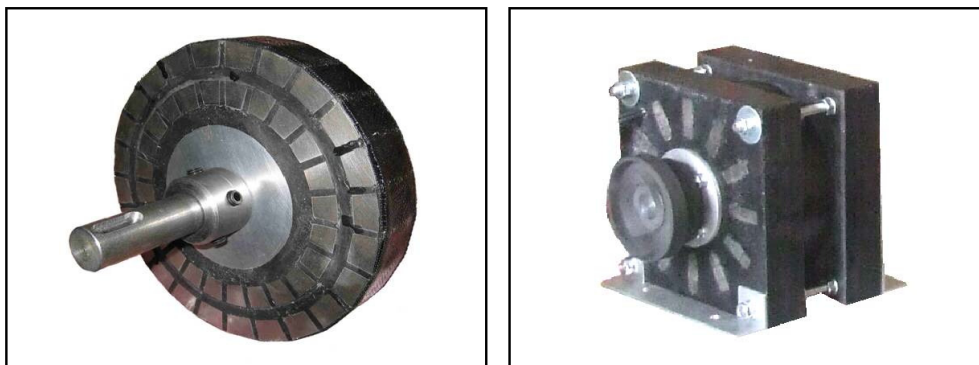


Fig. 4. Left: side view of the first rotor, the shaft already mounted. The single poles arranged in two rings can be seen well. Right: side view of the first machine, completely arranged with half-coupling.

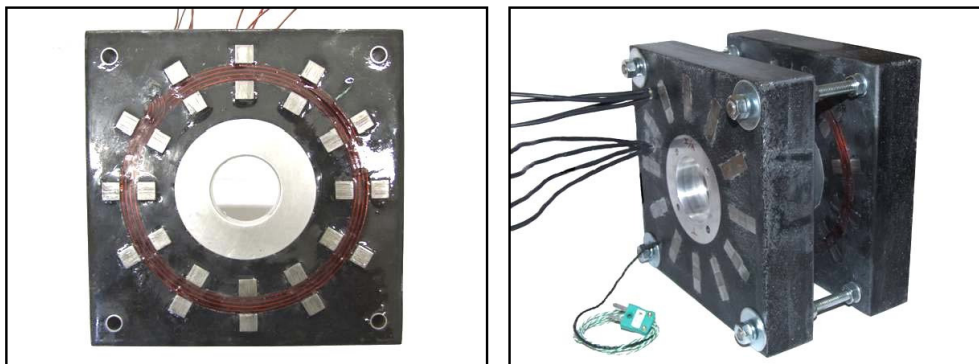


Fig. 5. Left: view in axial direction on the air gap side of one of the stators. U-shaped poles and stator winding can be seen well. Right: for testing purposes, the two stators of the first machine are mounted in the final arrangement.

Each of the two stators is equipped with four separate windings, which can be connected freely. For the following tests, the four stator's windings were connected in series. The two stators were connected parallel.

3. Measurements

3.1. Iron Losses

The completed arrangement of the two-phase Transversal Flux Machine was used to examine the influence of the width of the air gap on the machine's parameters and behaviour. Of course the received data is very important for verifying the initial calculations for the machine's design. The greatest limitations of the developed concept are any kind of losses. An enormous increase of losses for a too long time of operation simply will cause the destruction of the machine. When estimating the classical parameters of the machine, therefore the aspect of iron losses was investigated carefully.

In Fig. 6 the iron losses of both machines can be seen as a function of mechanical speed, with a variation of the air gap's width. Of course decreasing the width of the air gap causes a higher flux density, so also the iron losses are increasing. A temporal too long measurement at the upper end of the curve for 0.5 mm air gap ended with the complete destruction of one of the both rotors and damages on the second. Under which circumstances is quite clear, if the corresponding plot is inspected. Nearly 1300 W iron losses were produced in the machine at a frequency of 300 Hz (a speed of 1500 rpm), mostly in the massive iron flux conducting parts of the rotors. The epoxy resin at the outer glass fiber bandages was weakened by the temperature, causing them to get loose. So the outer magnetic ring of the rotor was pulled off by the influence of centrifugal force at the speed of 1500 rpm.

As a reaction the further operating ranges for the machine were redefined. Nominal operation at a frequency range of 0..100 Hz, that means a mechanical speed of 0..500 rpm. Extended overload operation for short terms at a frequency of 100..200 Hz, a speed of 500..1000 rpm.

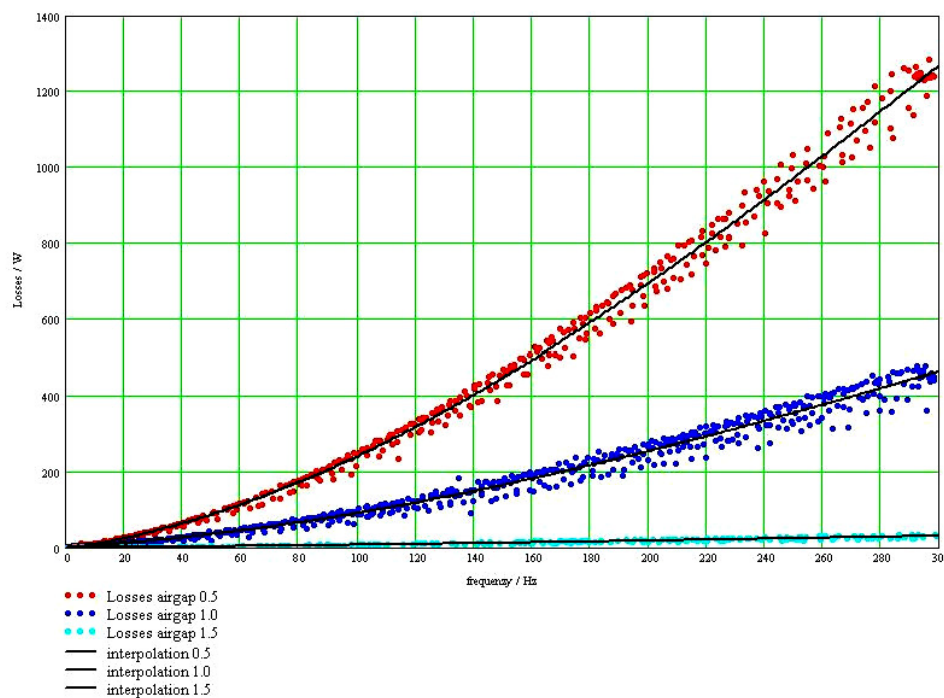


Fig. 6. Iron losses of both machines at a range of 0..300 Hz. At the upper range of the 0.5 mm air gap plot, the temperature in the machine increased to a fatal level.

3.2. Performance tests

In the following chapter the results of tests under load conditions will be presented. Fig. 7 is showing efficiency as a function of torque, variegating the mechanical speed. In Fig. 8 the relationship between torque-production and current-consumption is shown as a diagram, also at different mechanical speeds. In Fig. 9 a so called "shell scheme" can be seen, efficiency as an interpolated function of torque and speed in a three-dimensional diagram. The machine was supplied by two one-phase power inverters, controlled by a simple current-control-scheme, therefore torque was adjustable. The load-drive-system was speed-controlled.

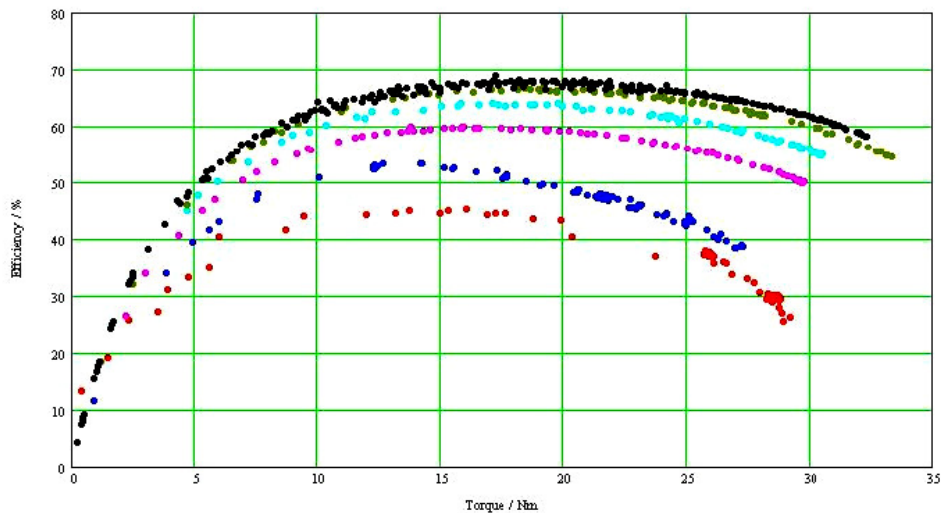


Fig. 7. Efficiency as a function of torque at different mechanical speeds.
Red – 100 rpm. Blue – 150 rpm. Magenta – 200 rpm. Cyan – 250 rpm. Green – 300 rpm.
Black – 350/400/450/500 rpm.

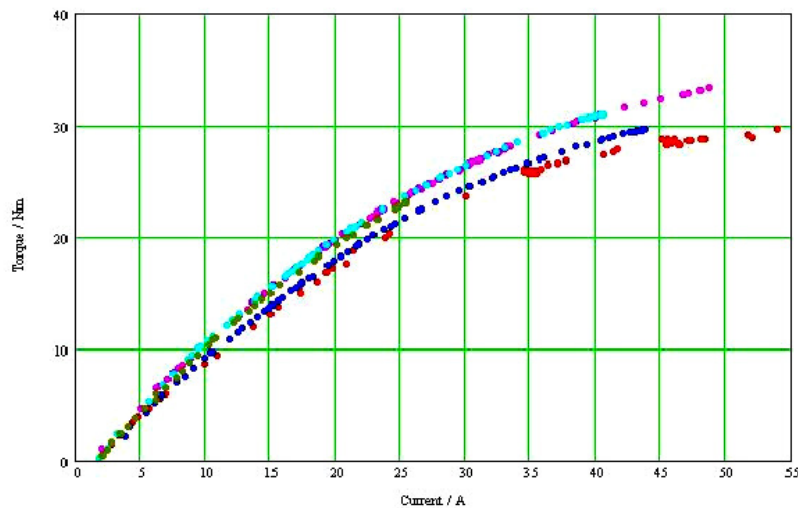


Fig. 8. Torque as a function of current at different mechanical speeds.
Red – 100 rpm. Blue – 200 rpm. Magenta – 300 rpm. Cyan – 400 rpm. Green – 500 rpm.

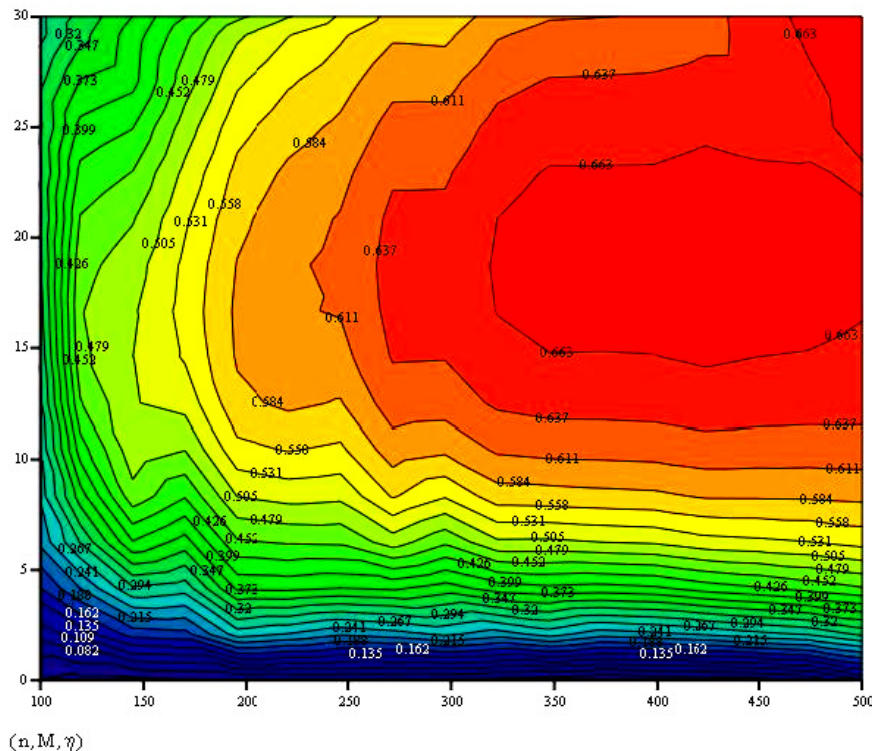


Fig. 9. "Shell scheme" – efficiency as an interpolated function of speed and torque.
X-axis – speed / rpm. Y-axis – torque / Nm. Z-axis – efficiency.

One of the results was the highest efficiency of about 68% at torques of about 18 Nm up to 20 Nm. A maximum in torque of about 33 Nm was produced at an efficiency of about 55%, before the current limit of the inverters was reached.

More information will be presented in the poster session at the conference.

4. Literature

- [1] Blissenbach R.: Entwicklung von permanenterrregten Transversalfussmaschinen hoher Drehmomentendichte für Traktionsantriebe, Shaker Verlag Aachen 2002, ISBN 3-8322-0996-4.
- [2] Bork M.: Entwicklung und Optimierung einer fertigungsgerechten Transversalfussmaschine, Shaker Verlag Aachen 1997, ISBN 3-8265-2639-2.
- [3] Hackmann W.: Systemvergleich unterschiedlicher Radnabenantriebe für den Schienenverkehr: Asynchronmaschine, permanenterrregte Synchronmaschine, Transversalfussmaschine, Shaker Verlag Aachen 2003, ISBN 3-8322-2039-9.
- [4] Gräf M.: Einseitige Transversalfussmaschine mit multifunktionellem, keramischem Traging, Shaker Verlag Aachen 2001, ISBN 3-8265-9178-X.
- [5] Anpalahan P., Soulard J., Nee H.: Design Steps towards a High Power Factor Transverse Flux Machine, Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden.
- [6] Kastinger G.: Design of a novel transverse flux machine, Robert Bosch GmbH, Division Body Electronics, Engineering Advanced Development, Bühl, Germany.
- [7] Schmid A.: Transversal Flux Machine in axial arrangement, High Tatra EDPE 2007.

Design of a two Phase Power Converter for the Control of a Transversal Flux Machine

Schmid Andreas¹, Maier Wenzel²

¹University of Leoben/Institute for Electrical Engineering, Leoben, Austria

²Technical University of Graz, Graz, Austria

Abstract – The Transversal-Flux-Machine (TFM) is a high-pole machine especially suited and developed for low speed and high torque. Its greatest advantage is the simplified stator configuration realized by common ring coils. However, the magnetic design in stator and especially in the rotor is rather complicated. The Transversal-Flux-Machine is a single phase permanent magnet synchronous machine. For continuous torque production, at least two parallel systems are required, therefore. Practically, this means two phases. Control of such a two phase machine requires a customized power converter. This paper describes design of that power converter and includes a possible control structure for that unique machine.

Index Terms – Power electronics, transversal flux machine

I. INTRODUCTION

THE PROTOTYPE of the Transversal Flux Machine is a two phase machine with doubled stator and 48 poles (Fig. 2). The two phases of the machines are rotationally shifted against each other by the half of a pole length. Therefore, the supply voltages have to be shifted against each other by an electrical angle of 90° , to assure a continuous torque production. In addition, the two phases of the machine are magnetically and electrically completely independent systems. That means for best results in controlling the whole system, each phase has to be supplied and controlled on its own.

Because the machine is intended to be the central element of a battery supplied traction system for a very small electrical vehicle, the converters should be dimensioned for DC-link voltages smaller than 70 Volts and phase currents up to 80 A. The first prototype should be realized with easily available industrial components. To reduce space requirements and spare resources, the two power sections should share as much combinable parts as possible. Anyway, they shall be controlled by one common central unit, for example a DSP controller board from Texas Instruments or a Dspace system. Each one of these systems is capable of fulfilling the requirements of producing the two necessary PWM supply voltages for the Transversal Flux Machine.

II. BASIC SET UP OF THE CONVERTER

These boundary conditions require a design with two independent single phase dc to ac inverters, each supplying one phase of the machine. A basic setup can be seen in Fig. 1, using IGBTs for the switching elements. In the low voltage realization MOSFETs will be applied, of course.

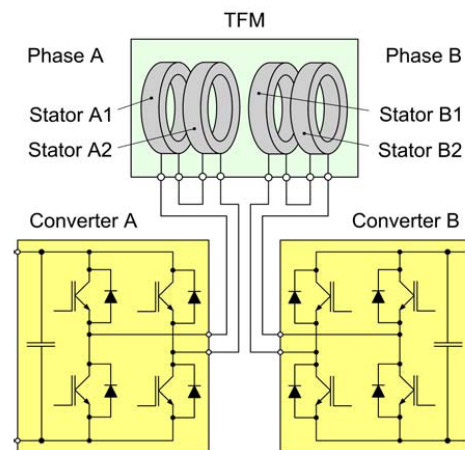


Fig. 1: Basic set up of the converter with two equal power sections in full bridge topology.

Through this set up, each phase of the machine can be controlled separately at every point of operation of the engine. Of course, such an operation means to provide two power sections, two complete single phase inverters with all the required equipment. Only the control unit could be common for both inverters. A benefit of this design is the property that they are designed and assembled completely identically.

Nevertheless, the next objective was to reduce components for decreasing the complexity of the system and for saving space for a possible application in a small vehicle. Therefore, the nice modularity of the concept above had to be rejected.

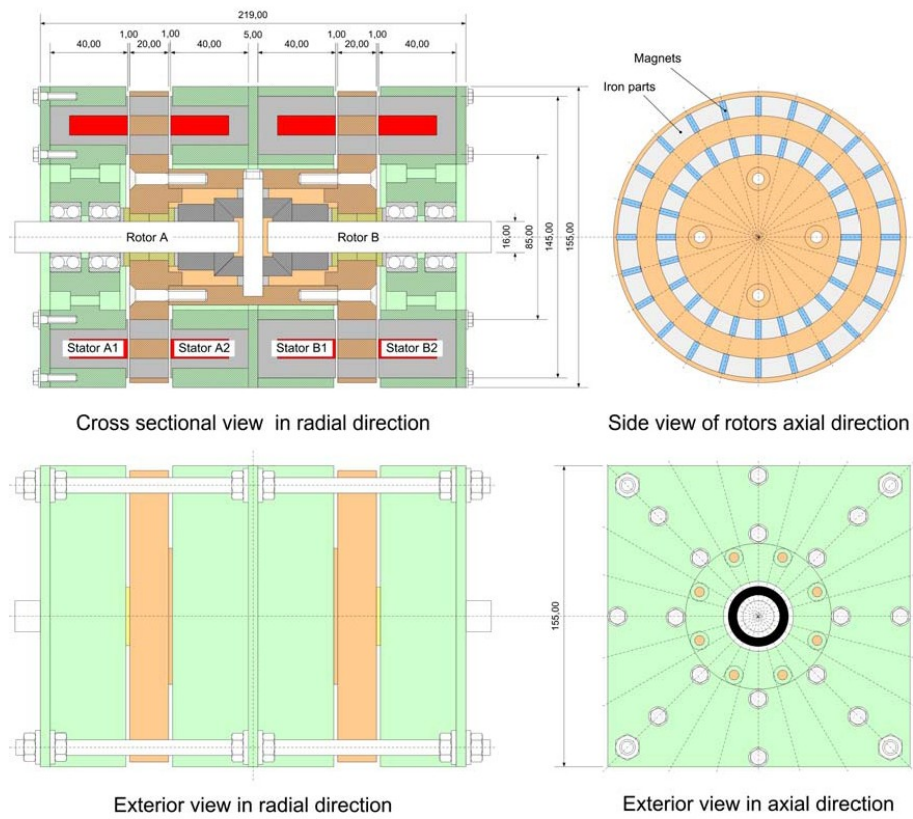


Fig. 2: Objective target: control of this two phase Transversal Flux Machine in axial arrangement with double stator set up and 48 poles.

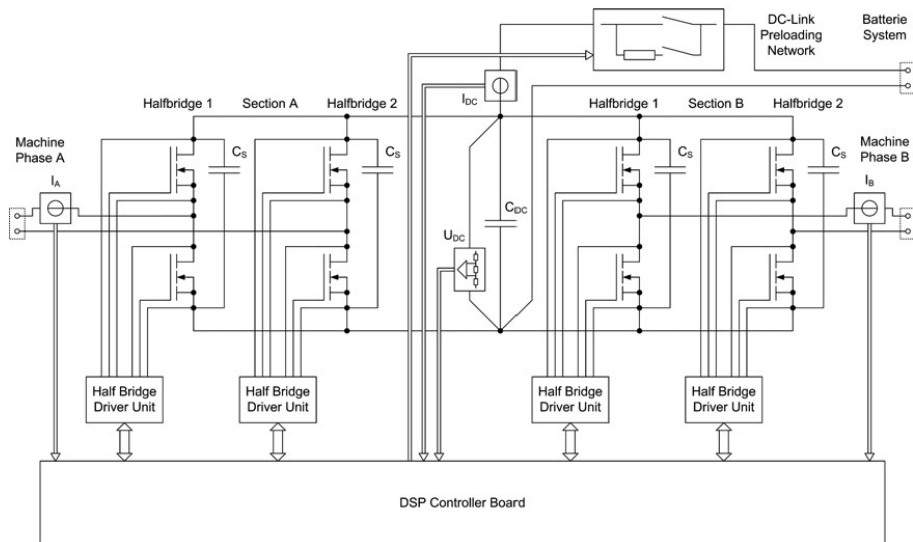


Fig. 3: Schematic overview of the designed power converter, showing the important parts placed between supplying batteries and machine.

III. TECHNICAL CONSTRUCTION IN DETAIL

Fig. 3 presents a schematic diagram with an overview of the power converter designed. All main parts and the electrical arrangement can be seen. The two full bridge dc to ac inverters consist of four half bridge MOSFET modules of the type SKM214 produced by SEMIKRON®. Their nominal data are a maximal drain source voltage of 100 V and a maximal drain current of 125 A. The two full bridge inverters share a common DC link circuit. This is a measure to reduce the stress for the capacitors caused by AC currents compared to the solution using separated capacitor packages. Therefore the amount of capacitors can be downsized, because these AC currents at the DC link are an important criterion for dimensioning. The capacitors are voluminous components, so this design measure provides a considerable decrease of space requirement, too.

The setup is completed by four fast snubber capacitors, four half bridge driver modules, sensors for measuring phase currents and DC link values and a preloading circuit for loading the capacitors from the batteries, when the converter is starting operation. The controlling unit is presented in Fig. 3 by a DSP board. Presently it is not decided so far which system will be used finally at the setup.

The physical arrangement of the double inverter power section can be seen in Fig. 4 and Fig 5. The central set up of the power section is shown in Fig 4. In Fig. 5 further components are added to the schematic shown in Fig. 4.

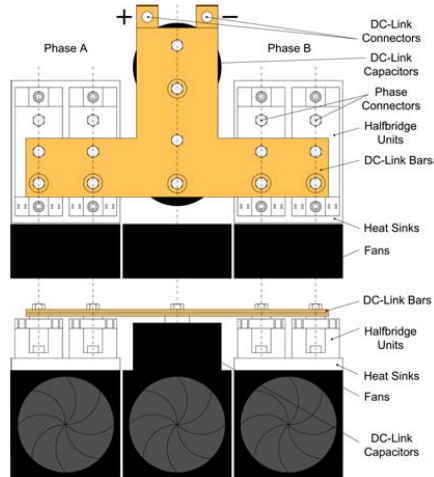


Fig. 4: Arrangement of the two inverter power section with common DC link circuit, only main parts are shown.

The two full bridge inverters are mounted separately onto heat sinks with fans each and positioned on the left and right side of the two DC link capacitors. The capacitors are air cooled by use of a separate fan. These extensive measures for cooling are necessary to limit the temperature stress of all components for laboratory operation, to be able to stress them up to their electrical limits.

The parts are connected electrically by sheeted DC link bars made of copper or aluminum, separated by a thin insulation. This is the classical method to keep the inductances between DC link capacitors and switching elements low, to avoid distortions of the system at switching. The layout of the DC link bars is kept simple to reduce the effort of making the single sheets.

Each half bridge module is equipped with an additional fast snubber capacitor, a further measure to avoid distortions. The driver units are mounted above the fans as near as possible next to the gate connector pins of the power modules.

The design of the DC link bars is keeping free the phase connectors of the half bridge modules. Thus the conductors to the machine are simple to mount. Only the phase current sensors have to be added to the connector at each half bridge.

At the top of Fig. 4 and Fig. 5 the plus and minus connectors of the DC link can be seen. At this point the sensors for DC link voltage and DC link current have to be mounted. The main switch and DC link preloading circuit have to be linked at that point too, supplying the battery's voltage to the DC link capacitors.

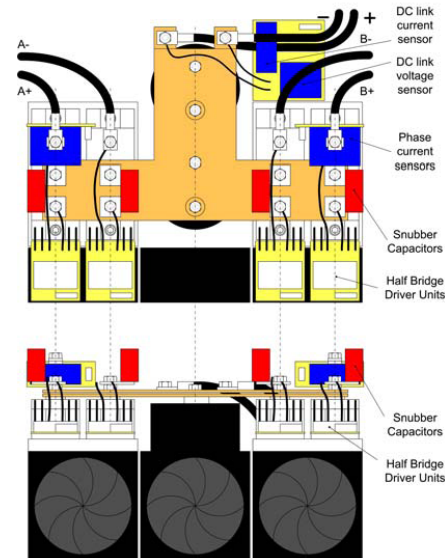


Fig. 5: Arrangement of the two inverter power section with common DC link circuit, additional components are shown.

IV. DIMENSIONING OF THE MAIN PARTS

1. Switching elements

In Table I a simple valuation of the nominal data of the designed two phase power converter can be seen. The power converter shall be supplied by 4 or 5 12 V lead acid batteries. With that kind of supply, the machine can be tested under realistic conditions in all four quadrants of operation. Maximum output current shall be at about 70 A. To achieve those requirements a SKM214 half bridge MOSFET power module was chosen. The MOSFETs built into the module have a maximum drain source voltage of 100 V and a maximum drain current of 125 A. Their typical drain source resistance is about 10 mΩ. For laboratory use this value is acceptable. For a high efficient electric vehicle this value must be lowered significantly. Therefore, the estimated losses in the inverter are quite high.

TABLE I
NOMINAL DATA OF THE DESIGNED
TWO PHASE POWER CONVERTER

Batteries	V_{DC}	I_{DC}	P_{DC}	V_{AC}	I_{AC}	P_{AC}
quantity	V	A	kW	V	A	kW
4x12V	48	100	4.8	32.5	70	4.56
5x12V	60	100	6	41	70	5.74

When switching of one of the MOSFETs, the returning voltage can be considerable higher than the DC link voltage, depending on the setup of the inverter. Therefore, the maximum DC link voltage of 60 V is chosen significantly lower than the maximum drain source voltage of the modules of 100 V, to avoid destruction of the elements by the spikes of the switching voltages. If the measured signals of the voltages are within an acceptable range at commissioning, an increase of the DC link voltage up to 72 V may be possible.

A RMS value of 70 A phase current is affecting a maximum current at the modules of about 100 A. This means a reserve of about 25 A to the maximum drain current of the MOSFETs. If the cooling system attests to be adequately dimensioned, a careful increase of that value may also be possible.

2. DC link capacitors

In a simplified approach only the enveloping fundamental wave of the AC component of the DC link current is considered for dimensioning the DC link capacitors. The signals of the phase currents are directly influencing shape, amplitude and frequency of this AC part. Compared to a common 3 phase inverter, this component is much more distinctive in this two phase system. Another problem is the signal

of the inducted voltage in the Transversal Flux Machine, which is not sinusoidal, rather trapezoidal.

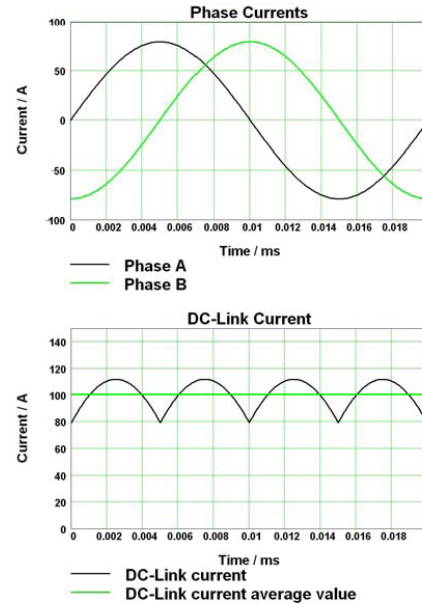


Fig. 6: Sinusoidal phase currents and their effects on the AC components of the DC link current.

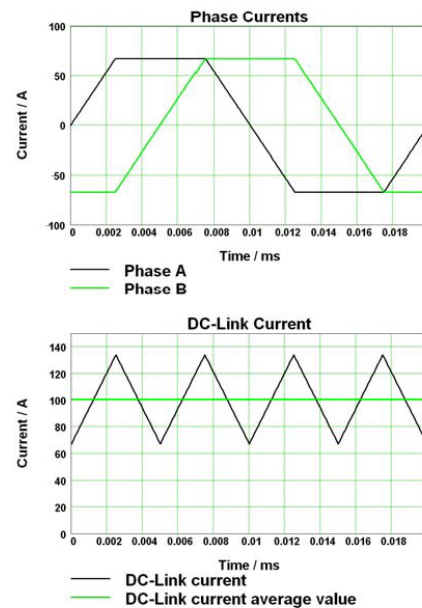


Fig. 7: Trapezoidal phase currents and their effects on the AC components of the DC link current.

In Fig. 6 and Fig. 7 sinusoidal and trapezoidal phase currents and their effects on the AC component of the DC link current can be seen. Table II shows the basic data of the current signals in those diagrams.

TABLE II
ESTIMATION OF THE MINIMUM NECESSARY DC LINK CAPACITY DEPENDING ON THE DC LINK VOLTAGE

DC-link voltage	V_{DC}	V	Sinusoidal phase current		Trapezoidal phase current	
			48	60	48	60
DC-link current	I_{DC}	A	100	100	100	100
	I_{AC}	A	9.8	9.8	19.3	19.3
Phase current	\hat{I}_p	A	79	79	67	67
DC-link capacitor	C_{DC}	μF	442	354	872	698

The DC link capacitors main task is to buffer the supply between batteries and inverter, so that the batteries and the setup between are not stressed with any AC currents and high switching voltage spikes. This means that the capacitors shall supply this AC component completely on their own. Based on that assumption and on the data in Table II the necessary capacity for the DC link can be calculated. The determined values can be seen in Table II also.

A much more important criterion is the AC current stress ability of the aluminum electrolytic capacitors used. This ability is strongly depending on the capacitors' temperature. And the temperature is depending on the current stress of the capacitor. Based on the AC ripple caused by the trapezoidal phase currents with an RMS value of 19.3 A, the capacitor in Table III would be an adequate solution. It is an aluminum electrolytic capacitor by EPCOS for power electronically applications. The deciding capacitor data is the AC current at 100 Hz / 40°C of 25 A. This value was chosen a little bit higher, because there is a frequency dependency, causing the current stress ability to be decreasing with frequencies lower 100 Hz, increasing with frequencies higher 100 Hz. And of course, the capacitor should keep the operating temperature of about 40°C.

TABLE III
DATA OF AN ADEQUATE DC LINK CAPACITOR

Nominal voltage	V_{DC}	V	100
Capacity	C_{DC}	μF	6800
Max. AC current at 100 Hz / 40 °C	I_{AC}	A	25
Max. AC current at 100 Hz / 85 °C	I_{AC}	A	8.7

Higher temperatures are lowering the AC current stress ability and the durability of these parts. In

addition electrolytic capacitors are already the electronic components with the smallest lifespan, therefore active cooling may be a reasonable opportunity.

In view of a laboratory worst case scenario the dimensioning of the capacitors was done in larger dimensions by considering the current at 100 Hz / 85°C as the most important determining factor. For further improvement of operational behavior of the inverter, the obtained value was additionally doubled. The result can be seen in Table IV.

TABLE IV
NOMINAL DATA OF THE USED DC LINK CAPACITORS

Nominal voltage	V_{DC}	V	100
Capacity	C_{DC}	μF	2x22000
Max. AC current at 100 Hz / 40 °C	I_{AC}	A	2x45
Max. AC current at 100 Hz / 85 °C	I_{AC}	A	2x17

3. Other components

The snubber capacitors task is to take care of the high frequency AC components at the DC link. They are special self-healing metallized film capacitors designed for high pulse loads. The mounting should be as close as possible to the switching elements. For this application, capacitors from WIMA®, series MKP or FKP will be used. There is much room for tuning measures at the start-up and testing phase. Starting value will be a type with 1 μF capacity, a nominal voltage of 400 VDC / 250 VAC and a maximum pulse rise time of 200 V/ μs . This should be fast enough for the aimed range of operation. Parallel switching of different types of capacitors with variegating attributes may be an option to improve the behavior of the power circuit at switching.

The type of the driver units is not determined yet. To establish an additional safety level beside the fault protection by the controller unit, it should be able to provide an interlock delay time generation for the half bridge modules and short circuit protection for the switching elements. For reliable switching the maximum output current of the driver circuit should be at least 2 A.

V. CONTROLLING CONCEPT

In Fig. 8 a first simple approach for the torque controlling algorithm can be seen. The basics are quite similar to controls for common permanent synchronous machines. Main difference is that the two single phases of the Transversal Flux Machine are controlled in current each on its own. This is necessary because the two phases are physically completely separated systems, each produced with tolerances causing a variation in system parameters.

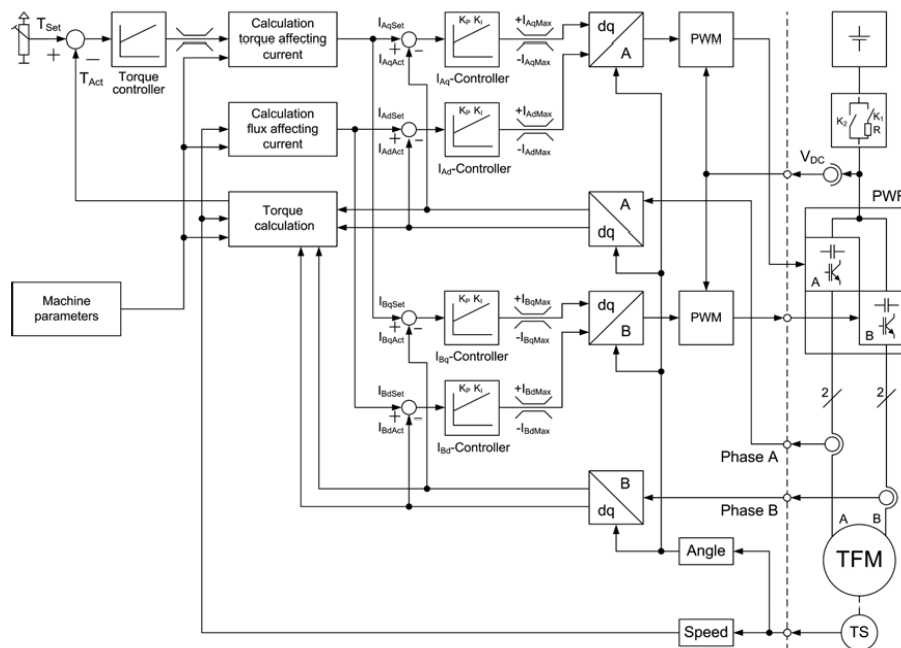


Fig. 8: Schematic diagram of the basic controlling concept for fundamental wave torque control of the two phase Transversal Flux machine

VI. CONCLUSION

The completely uncommon design of the proposed two phase Transversal Flux Machine demands a special designed power converter with differing topology and attributes compared to normal machine converters. The designed power section, a two phase full bridge DC to AC inverter, should be able to satisfy the specifications for laboratory operation of the developed machine prototype.

REFERENCES

- [1] Bork M.: Entwicklung und Optimierung einer fertigungsgerechten Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 1997, ISBN 3-8265-2639-2
- [2] Blissenbach R.: Entwicklung von permanentenerregten Transversalflussmaschinen hoher Drehmomentendichte für Traktionsantriebe, Shaker Verlag Aachen 2002, ISBN 3-8322-0996-4
- [3] Hackmann W.: Systemvergleich unterschiedlicher Radnabenantriebe für den Schienenverkehr: Asynchronmaschine, permanenterrege Synchronmaschine, Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 2003, ISBN 3-8322-2039-9
- [4] Anpalahan P., Soutard J., Nee H.: Design Steps towards a High Power Factor Transverse Flux Machine, Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden
- [5] Kastinger G.: Design of a novel transverse flux machine, Robert Bosch GmbH, Division Body

Electronics, Engineering Advanced Development, Bühl, Germany

- [6] Dubois M. R., Polinder H., Ferreira J. A.: Prototipe of a new Flux Permanent Magnet (TFPM) Machine with Toothed Rotor, Laboratori of Electrical Power Processing, Delft University of Tecnologie, Delft The Netherlands
- [7] Arshad W. M., Bäckström T., Sadarangani C.: Analytical Design and Analysis Procedure for A Transverse Flux Machine, Division of Electrical Machines and Power Electronics, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden
- [8] Schmid A.: Design Study of Power Electronics Fed Transversal Flux Machine in Axial Arrangement, Novosibirsk APEIE 2006

THE AUTHORS



Andreas Schmid: Diploma Thesis at the Technical University of Graz. Now working as a research assistant (PhD candidate) at the Institute for Electrical Engineering of the University of Leoben for the last three years. Technical interests: Power Electronics, Electrical Drives and Electrical Vehicles.



Wenzel Maier: Apprenticeship for Electronic Development at the Institute for Electrical Engineering of the University of Leoben. Now studying at the Technical University of Graz and preparing the start of his bachelor project. Technical interests: Development of any kind of Electronics, especially Power Electronics, Chemistry and technical Model Construction.



16th Int. Conference on
Electrical Drives
and
Power Electronics
Slovakia

September 24 – 26, 2007

TRANSVERSAL FLUX MACHINE IN AXIAL ARRANGEMENT

Andreas Schmid
Institute for Electrical Engineering
University of Leoben
Franz-Josef-Strasse 18
A – 8700 Leoben, Austria
Tel. +43 38 42 402 2401
Fax. +43 38 42 402 2402
E-mail: Andreas.Schmid@notes.uniloeben.ac.at

Abstract. The Transversal-Flux-Machine (TFM) is a completely different design if compared to normal electrical machines. Developed for generally low speed and high torque, e.g. driving vehicles without gear, the Transversal-Flux-Machine is a high-pole machine with simplified stator winding but on the other hand with an extremely complicated magnetic design. These circumstances are causing many mechanical problems in the set up of such a machine and are the main problem for an industrial and automated mass production. The presented paper investigates the possibilities and problems of a low power prototype of a Transversal-Flux-Machine for a variable speed drive, using a flux design in axial direction.

Keywords: Electrical machines, transversal flux machine, transversal flux, high torque, low speed, direct drive, electric vehicle

1. INTRODUCTION

Basic Principles

Basically the mode of operation of a Transversal-Flux-Machine is similar to a single phase Synchronous Machine with permanent excitation (PSM). A basic set up can be seen in Figure 1. The magnetic parts of the stator are consisting normally of U-shaped laminated sheet packages, one for each stator pole. These U-shaped poles are enclosing the stator winding, normally formed as a ring coil in rotating versions. With this design it is possible to create a high pole stator for low speed with less complexity and higher efficiency compared to the classical electrical machines.

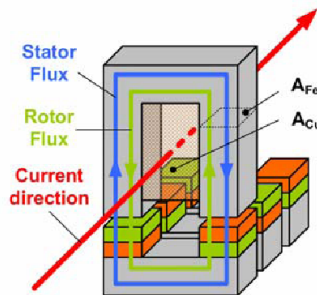


Fig. 1: Basic principle set up of the Transversal-Flux-Machine (TFM).

The basic design is demanding two rows of permanent magnets with alternating polarity assembled on the rotor and magnetically coupled by a flux leading part.

Like the possible rotor set ups in a PSM, magnets can be simply mounted on the surface or inserted into the rotor (buried magnets) for designing machines using magnetic flux concentration. In Figure 2 can be seen, that a rotor with flux concentration used in a Transversal-Flux-Machine requires a closing of the magnetic path by implementation of a stator back iron. A substitution of this stator back iron with a second stator is resulting in a double stator version of the Transversal Flux Machine, which is also shown in Figure 2.

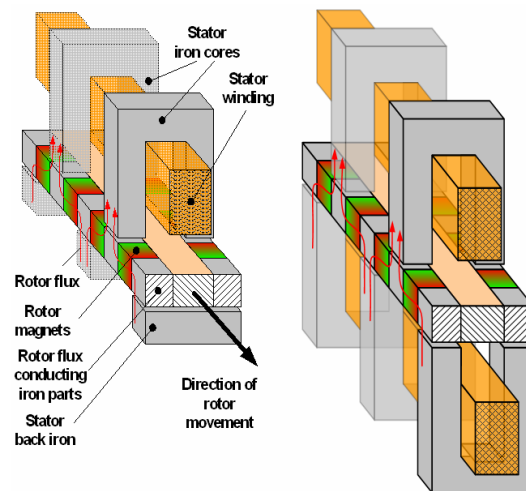


Fig. 2 Comparison of Transversal-Flux-Machines with flux concentration in single- and double-stator-design.

Main advantage of the Transversal-Flux-Machine design is the possibility of changing the cross sectional area for the stator winding A_{Cu} without influencing the cross sectional area for flux leading A_{Fe} . This is a feature, which is not supported by classical electrical machine designs. Therefore the Transversal-Flux-Machine design is a single phase concept, for continuous torque production without decreasing to a zero point at least two single phase machines mounted on one shaft are required.

2. OVERVIEW OF THE INVESTIGATED PROTOTYPE IN AXIAL DESIGN

The investigated configuration is a minimized Prototype of a Transversal-Flux-Machine in axial arrangement. The machine is a two phase version and equipped with double stators. A cross sectional view of the machine can be seen in Figure 3. This functional model has been developed to evaluate the concept of Transversal-Flux in axial direction. It is not constructed yet.

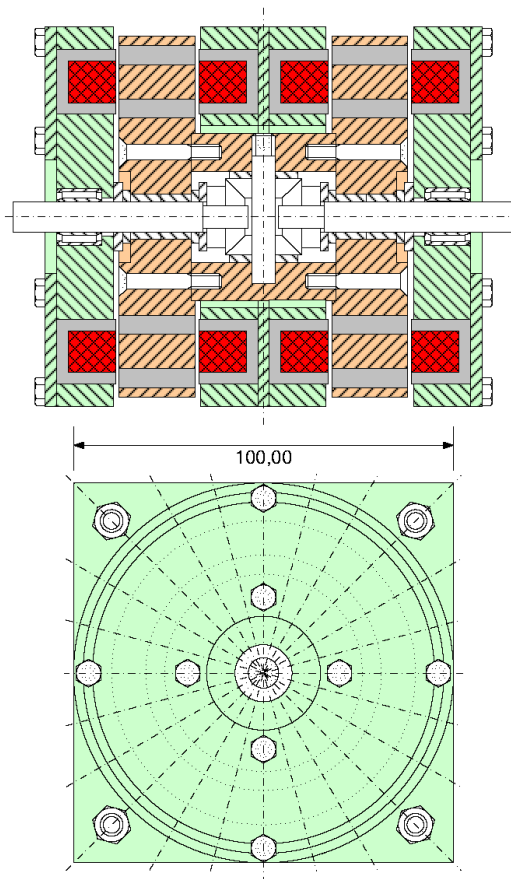


Fig. 3: Cross sectional view of the investigated design in radial direction, side view of the outer stator plates.

For better understanding of Fig. 3 the shown parts are coloured, like it is described in the following enumeration:

- Carrying parts of the two stators ... green
- Cross section of stator windings ... red
- Magnetic active parts stator/rotor ... grey
- Carrying parts of the two rotors ... orange
- Mechanical Parts (Shafts, bearings, screws, nuts, gears etc.) ... white

The two outer stator setups are carrying the bearings for the rotor. The two inner stator setups are enclosing the rotor. They are mounted to the two outer stator setups by the use of four massive shafts (only their nuts can be seen in the side view of Fig. 3). These shafts are mounted in each corner of the three quadratic plates, which are carrying the stator setups (one in the middle, the outer forming the case).

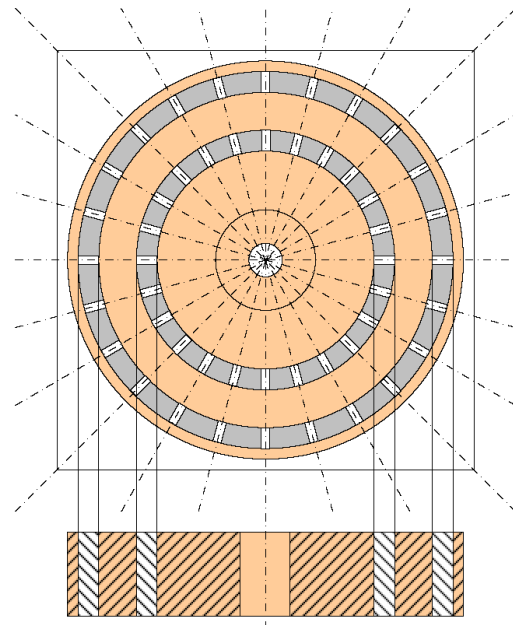


Fig. 4: One of the two rotor discs in detail - side view in axial direction and cross sectional view in radial direction.

Details of the two rotor discs can be seen in Fig 7. They consist of twenty-four flux conducting parts and magnets in each magnetic active layer, positioned on two different circular paths with an outer and inner radius. So the machine has got twenty-four poles. The two discs are connected by a cylindrical part, giving enough room for possible gears.

All of these many small parts have to be fixed together without magnetic coupling. As an addition an electrical separation would improve the machine's efficiency. Therefore the three carrying rings of the rotors should be at least made of aluminium or brass. An advancement would be a design with composite synthetics or even ceramic. For the aimed minimized concept also conventional synthetics without reinforcement would be sufficient.

3. MECHANICAL CONSTRUCTION OF THE ROTORS IN DETAIL

To avoid complicated manufacturing, the two disc-shaped rotors are projected by using only cylindrical turning work pieces with simple drilling and milling modifications.

In Figure 5 two investigated solution for fixing the flux conducting parts of the rotors to the three nonmagnetic carrying rings are shown. The flux conducting parts of the upper and the lower magnetic active ring are attached to the carrying rings by one (left picture) or two (right picture) screws. Chosen material for these screws is stainless steel to avoid magnetic coupling of the two magnetic active rings. The permanent magnets are inserted into the slots between the flux conducting parts and attached by specialized adhesive for magnets.

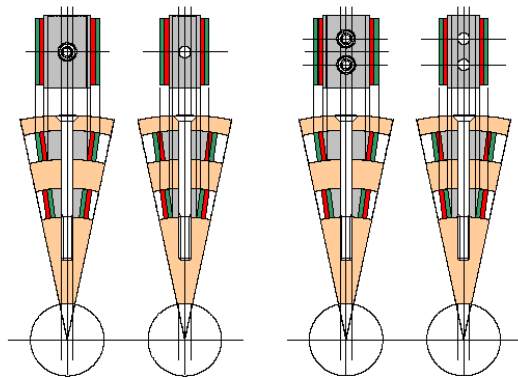
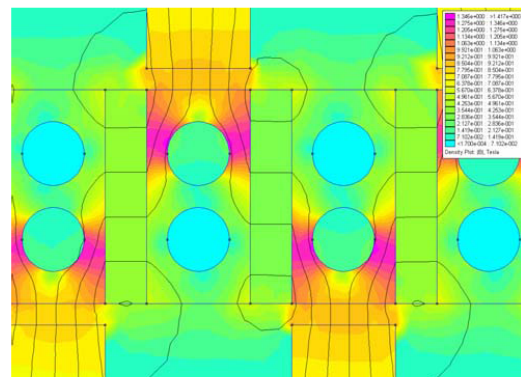
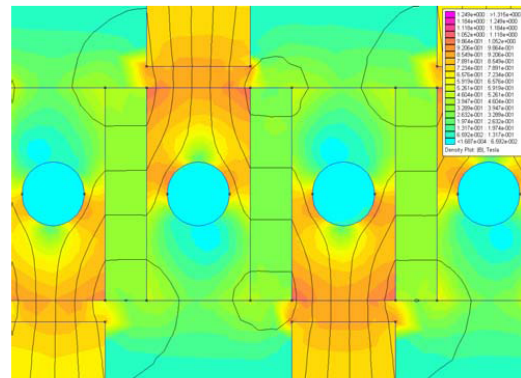
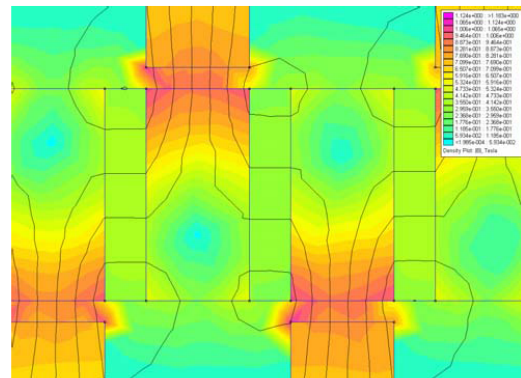


Fig 5: Mechanical mounting of the flux conducting parts on the rotor discs.

In Fig. 6 the results of a simple field simulation concerning the influences caused by the mounting elements on the magnetic field can be seen. The first picture in Fig. 6 (on the top) shows a top view on one of the magnetic active layers of the machine without any mounting elements disturbing the field. In lower pictures in Fig. 6 the effects on the magnetic flux of one screw (in the middle) and two screws (on the bottom) made of stainless steel are visibly.

Fig 6 Simulation of the magnetic field, considering different methods of mounting the flux conducting parts.



4. ANALYTICAL CALCULATIONS

Equivalent Circuit

For a simplified analytical calculation of the magnetic parts of the Transversal Flux Machine the equivalent magnetic circuit for the chosen configuration has been developed, as can be seen in Figure 8. The circuit is basing on a simplified approach on the magnetic setup displayed in Figure 7. Only a segment of the whole machine is necessary to describe the system: one pole of each stator and the connecting rotor parts, which means two pieces of the rotor flux conducting iron parts and two magnets, in each case in the upper and

lower layer. This sequence is repeating over the perimeter and can be considered as an equivalent of a simple two pole machine with a number of pairs of poles p of 2 and two stators. The equivalent circuit is nearly symmetrical referring to the rotor magnets. The important leakage inductances of the two stators ($R_{\sigma S1}$ and $R_{\sigma S2}$) and of the rotor magnets ($R_{\sigma M0}$ and $R_{\sigma M1}$) are labelled. All other possible leakage inductances are drawn in the schematic, but only described by an element R_{σ} .

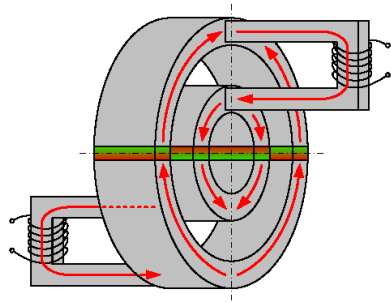


Fig. 7: Simplified magnetic arrangement for developing the equivalent circuit.

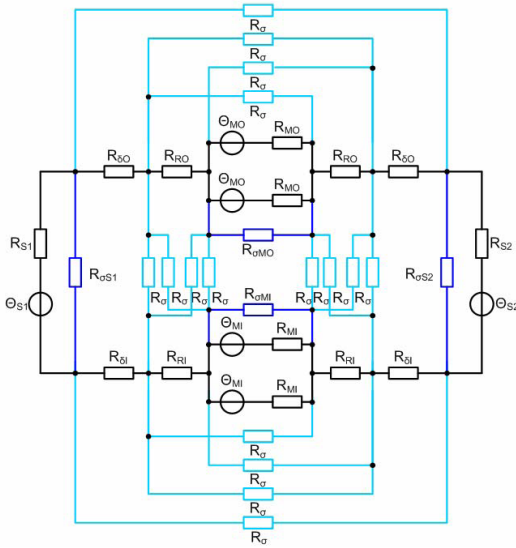


Fig. 8: Equivalent magnetic circuit of the real arrangement, shown in Fig 7.

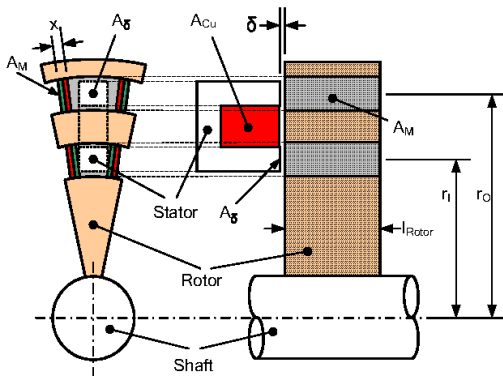


Fig. 9: Illustration and description of the mechanical parameters of the equivalent magnetic circuit.

Estimating the Dimensions of the Magnets

By neglecting all elements except the magnetic resistive elements with higher values and the simplifications $R_{\delta 0} = R_{\delta 1} = R_{\delta} / R_{M0} = R_{M1} = R_{M}$, the equivalent circuit can be reduced, as shown in Figure 10.

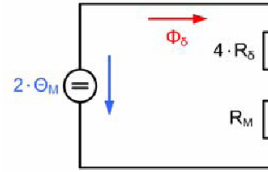


Fig. 10: Reduced equivalent magnetic circuit for calculation of the required thickness of the magnets.

Necessary for describing the reduced equivalent magnetic circuit are the following simple formulas:

$$\Theta_M = H_C \cdot x \quad R_M = \frac{x}{A_M \cdot \mu_{r_M} \cdot \mu_0}$$

$$\phi_{\delta} = B_{\delta} \cdot A_{\delta} \quad R_{\delta} = \frac{\delta}{A_{\delta} \cdot \mu_0} \quad \phi_{\delta} = \frac{2 \cdot \Theta_M}{4 \cdot R_{\delta} + R_M}$$

After reducing this system of equations, the thickness of the magnets x can be estimated by the following formula:

$$x = \frac{4 \cdot \delta \cdot k_{\sigma} \cdot B_{\delta} \cdot A_{\delta} \cdot M \cdot \mu_{r_M}}{2 \cdot \mu_0 \cdot H_C \cdot A_M \cdot \mu_{r_M} - k_{\sigma} \cdot B_{\delta} \cdot A_{\delta}}$$

The following requirements for estimating the thickness of the magnets x are defined:

- In the air gap should exist a maximum flux density B_{δ} of 1.2 Tesla.
- Used magnetic material should be VAC 655 with coercive field strength H_C of 990 kA/m and a relative permeability μ_{r_M} of 1.1.
- Length of the rotor l_{ROTOR} should be 20 mm, causing a magnet cross section area A_M of 100 mm².
- The lamination profile used for the stator poles is resulting in an air gap cross section area A_{δ} of 15 mm².
- For concerning leakage flux a correction factor k_{σ} of 1.2 should be calculated.
- The width of the air gap δ is configured with 1 mm.

The geometrical parameters are shown in Figure 9. With that data an approximately dimensioning of the magnets thickness x can be done: 2.513 mm, rounded 2.5 mm are the result.

Calculation of the Performance Characteristics

For approximately determination of the machine's data the tangential force produced at each pole is calculated. The ampere turns produced by the permanent magnet Θ_M are:

$$\Theta_M = H_C \cdot x$$

With a maximum current density S_{Max} the available cross section area in the stator poles A_{Cu} is filled with a reduction factor k_{Cu} , resulting in the maximum ampere turns of the stator Θ_S :

$$\Theta_S = k_{Cu} \cdot A_{Cu} \cdot S_{Max}$$

The maximum ampere turns of the stator Θ_S are causing the maximum of the flux density produced of the stator B_S :

$$B_S = \frac{\Theta_S}{(4 \cdot R_\delta + R_M) \cdot A_\delta}$$

With these values, the maximum of the tangential force produced by one pole F_T can be calculated:

$$F_T = 2 \cdot \Theta_S \cdot B_S \cdot x$$

The machine has got 24 poles, causing the number of pairs of poles p of 12. Half of the 24 poles are positioned on the outer radius r_o , the other half on the inner radius r_i . Additionally the machine is equipped with two stators.

The maximum of the torque T of one phase of the Transversal flux machine can be approximately calculated with the following formula:

$$T = 2 \cdot p \cdot F_T \cdot r_o + 2 \cdot p \cdot F_T \cdot r_i$$

Theoretically each phase of the Transversal Flux Machine is producing a sinusoidal torque function along the perimeter. Shifting the two phases by half of a pole length against each other allows a continuous torque production, shown in Figure 11. Therefore the calculated maximum torque of one phase is equal to the total averaged continuous torque of the machine.

In reality the resulting functions of the produced torque are less sinusoidal, then more trapezoidal.

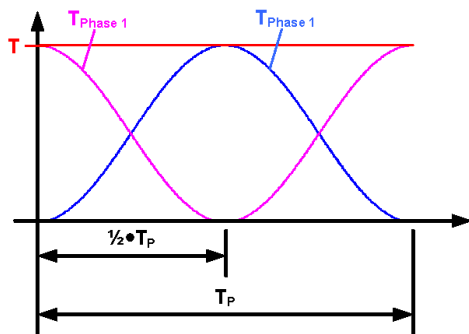


Fig. 11: Ideal torque characteristics of the single phases of the machine and the resulting total torque.

The following requirements for estimating the torque T are defined:

- A maximum current density S_{Max} of 10 A/mm² appearing in the stator winding.
- A cross section area in the stator poles A_{Cu} of 137.5 mm² available for building in the stator winding.
- A reduction factor k_{Cu} of 0.75 for the set up of the stator winding in the stator poles.
- An averaged outer radius r_o of 42.5 mm for the upper active layer and an averaged inner radius r_i of 28.5 mm for the lower active layer of the machine.

The geometrical parameters are again shown in Figure 9. With that data an approximately dimensioning of the averaged continuous torque T can be done: 6.295 Nm.

To avoid high iron losses the feeding frequency should not exceed 200 Hertz. With the number of pairs of poles of 12 the maximum mechanical speed can be estimated with 16.6 rounds per second or 1000 rounds per minute.

With torque and mechanical speed the mechanical continuous power of the machine can be calculated: 659 W are the result.

Summary of the characteristically technical data

In Table 1 a summary of the characteristically technical data of the designed Transversal Flux Machine can be seen. The values are rounded.

Maximal speed	RPM	1000
Maximal continuous torque	Nm	6.3
Maximal continuous power	W	660
Width	mm	100
Height	mm	100
Length	mm	120
Approximately mass	kg	3.5

Tab. 1: Characteristically technical data of the designed Transversal Flux Machine.

5. CONCLUSION

The Transversal Flux Machine (TFM) is an electrically and magnetically optimized high-end machine for low speed and high torque. However, the high exploitation of the used materials is only made possible by a very complicated mechanical construction. This disadvantage prohibits industrial manufacturing of the Transversal Flux Machine into mass production. Definitely the automated production would be completely different compared to the production of common electrical machines and needs a new and innovative design of the Transversal Flux Machine.

5. REFERENCES

- [1] Bork M.: Entwicklung und Optimierung einer fertigungsgerechten Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 1997, ISBN 3-8265-2639-2
- [2] Blissenbach R.: Entwicklung von permanenterregten Transversalflussmaschinen hoher Drehmomentendichte für Traktionsantriebe, Shaker Verlag Aachen 2002, ISBN 3-8322-0996-4
- [3] Hackmann W.: Systemvergleich unterschiedlicher Radnabenantriebe für den Schienenverkehr: Asynchronmaschine, permanenterregte Synchronmaschine, Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 2003, ISBN 3-8322-2039-9
- [4] Gräf M.: Einseitige Transversalflussmaschine mit multifunktionellem, keramischem Tragring, Shaker Verlag Aachen 2001, ISBN 3-8265-9178-X
- [5] Anpalahan P., Soulard J., Nee H.: Design Steps towards a High Power Factor Transverse Flux Machine, Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden
- [6] Kastinger G.: Design of a novel transverse flux machine, Robert Bosch GmbH, Division Body Electronics, Engineering Advanced Development, Bühl, Germany
- [7] Dubois M. R., Polinder H., Ferriera J. A.: Prototype of a new Flux Permanent Magnet (TFPM) Machine with Toothed Rotor, Laboratori of Electrical Power Processing, Delft University of Technologie, Delft The Netherlands
- [8] Arshad W. M., Bäckström T., Sadarangani C.: Analytical Design and Analysis Procedure for A Transverse Flux Machine, Division of Electrical Machines and Power Electronics, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden
- [9] Schmid A.: Design Study of Power Electronics Fed Transversal Flux Machine in Axial Arrangement, Novosibirsk APEIE 2006
- [10] Technical Datasheets: Vacodym 655, Vacodym 776, VAC Vacuumschmelze, Hanau, Germany
- [11] Technical Datasheets: Loctite Hysol® 9502 and Loctite Hysol® 9509, Henkel Loctite Corporation U.S.A.

THE AUTHOR



Andreas Schmid: wrote his Diploma Thesis at the Technical University of Graz. Now working as a research assistant (PhD candidate) at the Institute for Electrical Engineering of the University of Leoben for the last three years.
Technical interests: Power Electronics, Electrical Drives and Electrical Vehicles.

Design Study of Power Electronics Fed Transversal Flux Machine in Axial Arrangement

Andreas SCHMID

Wissenschaftlicher Mitarbeiter Dipl.-Ing. Andreas SCHMID
Institute for Electrical Engineering
University of Leoben
Franz-Josef-Strasse 18
A – 8700 Leoben, Austria
Tel. +43 38 42 402 2401
Fax. +43 38 42 402 2402
E-mail: Andreas.Schmid@notes.uniloben.ac.at

Abstract

The Transversal-Flux-Machine (TFM) is a completely different design if compared to normal machines. Developed for generally low speed and high torque, e.g. driving vehicles without gear, the Transversal-Flux-Machine is a high-pole machine with simplified stator winding but on the other hand with an extremely complicated magnetic design. This causes many mechanical problems in the set up of such a machine. The few industrially manufactured models are of radial design like standard electrical machines. This paper investigates the possibilities and problems of an axial prototype of a Transversal-Flux-Machine, considering a low power prototype for a variable speed drive.

Keywords: Electrical machines, transversal flux machine, transversal flux, high torque, low speed, direct drive, electric vehicle

1. Basic Principles

The stator of the simplest version of a Transversal-Flux-Machine consists normally of a ring coil, carrying the U-shaped stator poles. With this design it is possible to create a high pole stator for low speed with less complexity and higher efficiency compared to the classical electrical machines. The permanent magnets are mounted on the surface of the rotor, with alternating polarity. That can be seen in Fig. 1. A disadvantage of this rotor design is that only half of the magnetic material is used at the same time.

At standard machines like asynchronous and synchronous machines, the cross section area of the magnetic flux conducting iron parts and the cross section area of the slots containing the copper windings are interdependent. None of these two areas can be changed without influencing the other one. At the Transversal-Flux-Machine it is possible to variegate these two cross section areas independently, as shown in Fig. 1. This refers to the potential of higher torque production.

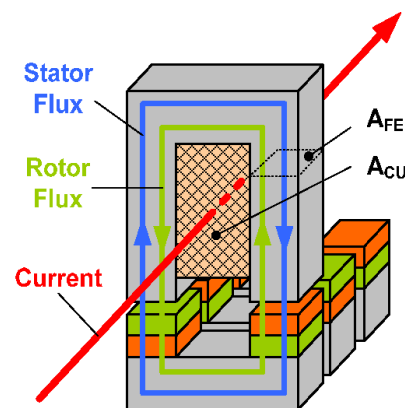


Fig. 1: principle set up of the TFM

The Transversal-Flux-Machine is a single phase AC machine. For continuous torque production at least two parallel systems, which means two phases, are necessary.

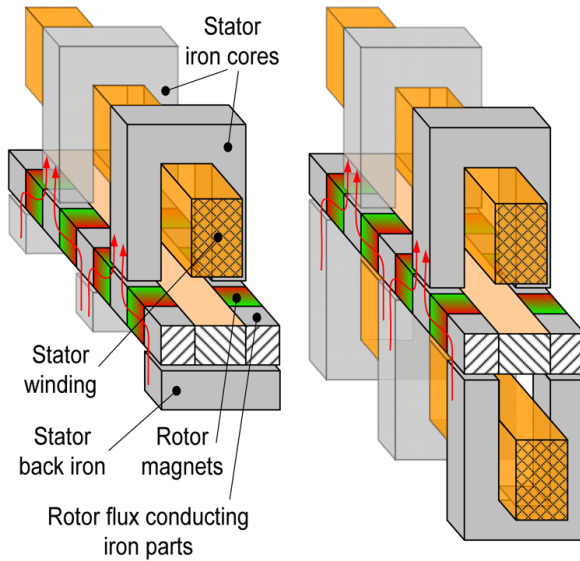


Fig. 2: Comparison of Transversal-Flux-Machine versions with passive stator back iron and with a second stator winding

An improvement comes from a rotor design with “buried” magnets as shown in Fig. 2. By this design it is possible to control flux density by the geometrical parameters of the rotor and its magnets, to use the whole magnetic material at the same time and even to extend the cross section area for the copper by the use of a second stator system. Of course the implementation of both improvements causes an increase of mechanical complexity. In following chapters we consider only this rotor design for the Transversal Flux-Machine.

2. Mechanical Arrangements

The fundamental configurations presented in chapter 1 can be arranged mechanically in any way like it is possible with normal machines. That means in radial, axial and linear alignment.

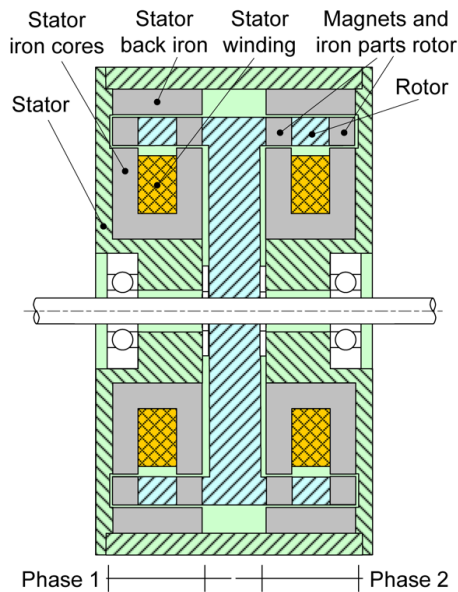


Fig. 3: Schematic cross sectional view of an industrial developed radial arranged Transversal-Flux-Machine with passive iron return path

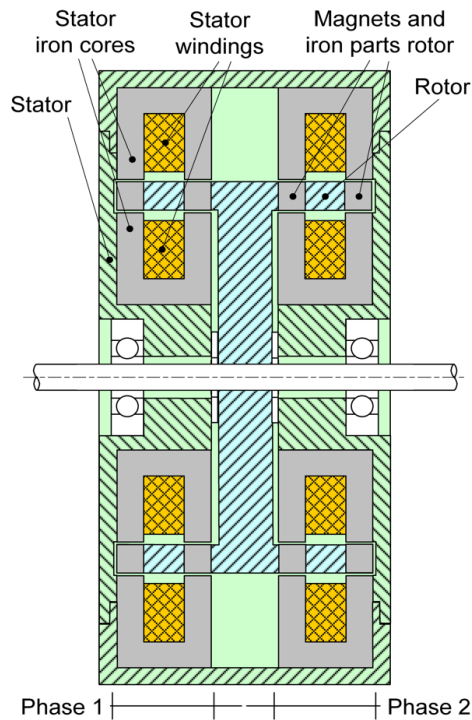


Fig. 4: Schematic cross sectional view of an industrially developed Transversal-Flux-Machine with double-stator

In Fig. 3 and 4 schematic cross sectional views of radial executed Transversal-Flux-Machines are shown. It is apparent, that they are 2-phase machines. Considering the mechanical design of the rotor it is obvious, that this is a practicable solution. A 3-phase version is much higher technical challenge. The rotor consists of a cylindrical construction, carrying magnets and the flux conducting parts, and in the middle a disc-shaped hub. The connection of the magnetic parts on the rotor is not uncomplicated, but possible. The disadvantage of the double stator version is the large diameter, making the assembling in, for example, a vehicle quite complicated.

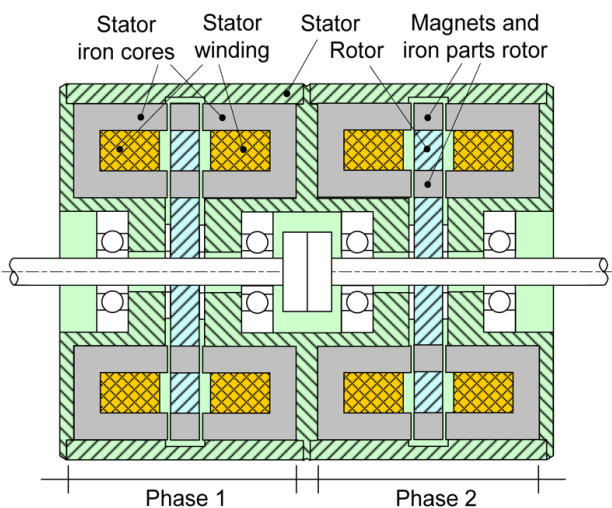


Fig. 5: Schematic cross sectional view of a Transversal-Flux-Machine with axial arrangement and double stator

In Fig. 5 a schematic cross sectional view of an axial arranged Transversal-Flux-Machine with double rotor can be seen. Again it is a 2-phase machine. The greatest disadvantage is apparent. It is the long shaft, which requires at least 3 bearings and certainly a mechanical coupling between the 2 phases. With a passive back iron in place of the second stators in the middle the length of the machine would decrease, but also of course the ability for torque production.

Assembling of the rotor also is complicated at this machine. Increasing the thickness of the rotor disc improves the mechanical possibilities for mounting and the mechanical stability. With the “buried” magnets enough geometrical variations exist for optimization of the magnetic system.

Like the rotors of axial designed common “longitudinal” machines these small disc-shaped rotors will cause a lower inertia mass and therefore a higher dynamic behavior of this type of Transversal-Flux-Machine.

3. Investigated Axial Design

Fig.6 shows a side view, partly cross sectional view of the designed Transversal-Flux-Machine in axial arrangement. It is a 2 phase machine with 24 poles, rotors with “buried” magnets and double stators. The mechanical parts (colored brown), the U-shaped iron cores (colored grey) and the cylindrical stator windings (colored red) of all four stators are the same.

The 2 rotors (the 2 brown colored discs with a diameter of 160 mm in the middle and a thickness of 25 mm) are equipped with two axial bearings on the left and on the right. Radial bearings are positioned on the left, on the right and in the middle of the machine, mounted at three bearing plates. The 2 rotors are rotated on the shaft against each other for a half of a pole angle, 15 degrees in this case.

Preliminary the aimed nominal characteristics for the Transversal-Flux-Machine are a torque of about 25 Nm at a speed of 1000 rpm, resulting in a mechanical power of about 2600 W. A mechanical speed of 1000 rpm and a number of 24 poles yield frequencies of the feeding voltages up to 200 Hz.

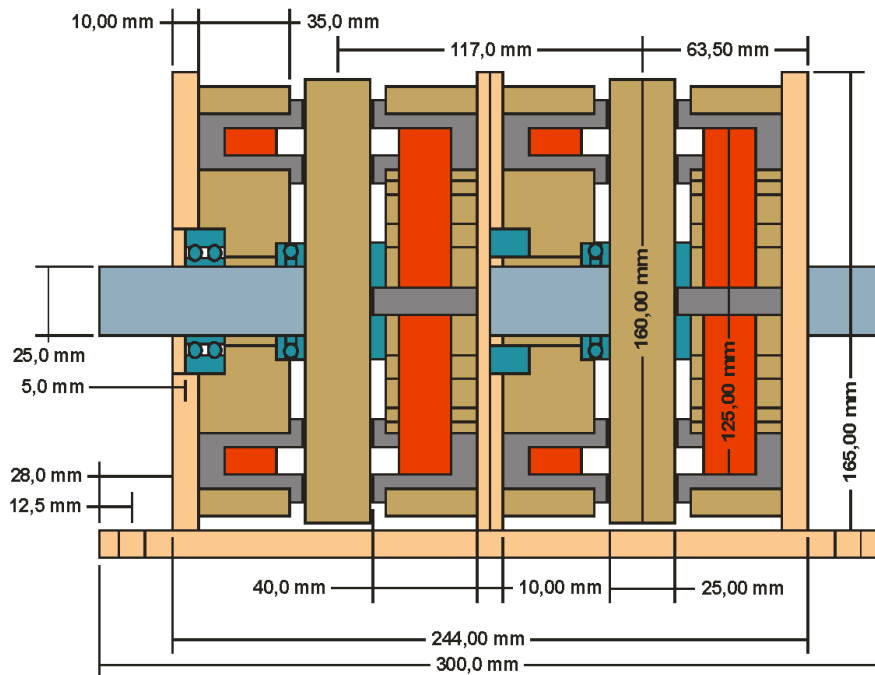


Fig. 6: Investigated design of the Transversal Flux Machine: Axial arrangement, 2 phases, double stator (not all iron cores shown), and rotor with “buried” magnets. The stators on the left sides are shown in cross sectional view.

Forced air cooling will not be essential for the expected nominal power but could be added easily if over-temperatures make it necessary. The assembled machine is shown in Fig. 7.

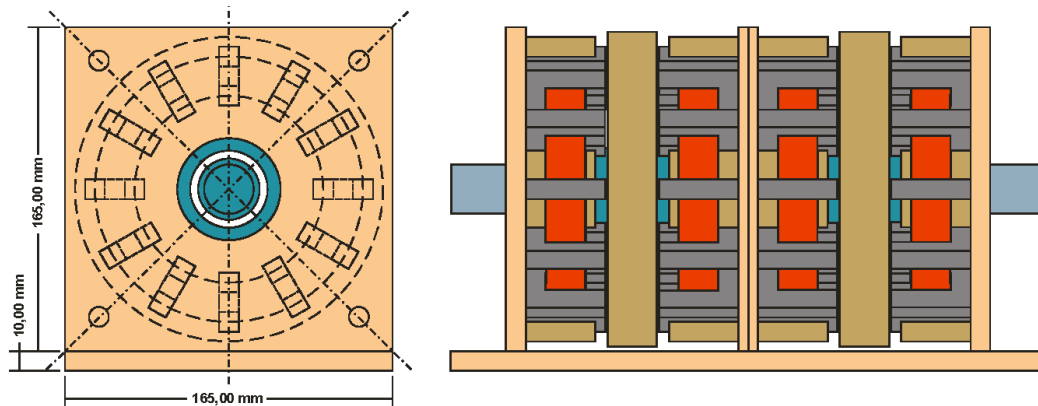


Fig. 7: Exterior view of the completely mounted 2 phase double stator Transversal Flux Machine (case removed).

The 4 stators (grey colored iron cores, red colored ring coils and brown colored carrier) can be seen. Also the 2 rotors (brown colored), situated between 2 stators each, can be recognized. The prototype is built on a rectangular base plate. The 3 bearing plates are designed quadratically and strengthened by 4 crossbars, connecting the plates to each other. For a better overview, the crossbars are not viewed, only the 4 drilling holes for mounting in the bearing plates can be seen.

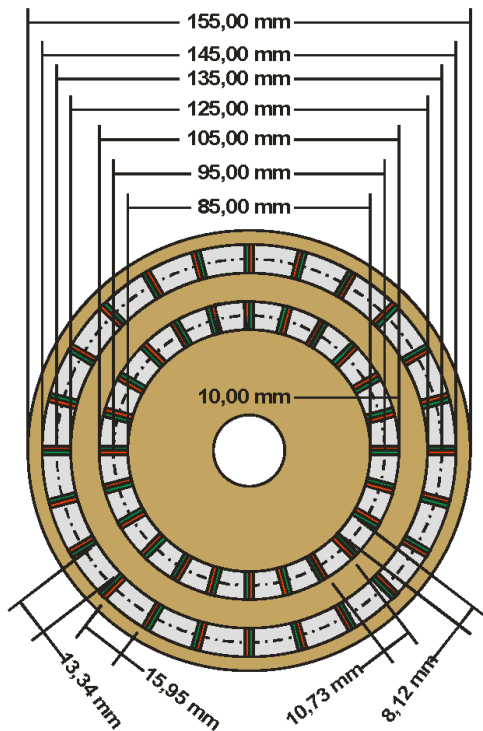


Fig. 8: cross sectional view of the designed Rotor: "Buried magnets", 24 poles, 25 mm thick

The rotors are equipped with "buried" magnets. A side view, equal to a cross sectional view, can be seen at Fig. 8. They are the mechanical most complicated parts of the machine. The Transversal Flux Machine has 24 poles. That means for each rotor 48 magnetic flux conducting parts (colored light grey) and 48 magnets (colored green-red), arranged in two layers and connected with 3 non magnetic rings (colored brown).

For these 3 rings several materials are considered, for example aluminum, brass and composite materials. A decision is not made yet. Of course each material causes completely different manufacturing considerations, limitations and tolerances.

Main problem is the assembling of the high number of small parts in a force-fit, but non-magnetic and better non-conductive way. The different materials are causing additional problems in this topic also.

In Fig. 9 a possible solution for the assembling problem can be seen. The outer 2 non-magnetic rings and the flux conducting parts of the outer poles and the inner poles are connected to the hub by screws made of stainless steel, which are therefore non-magnetic. On the left side the connecting problem is solved with one screw, on the right side with two screws. The differences are obvious. One screw causes less decreasing of the effective cross sections of the flux conducting parts than two screws. On the other side two screws are mechanical steadier than one screw. The screws are effecting a compression of the streamlines, marked red on the rough sketch shown on the upper side of Fig. 9.

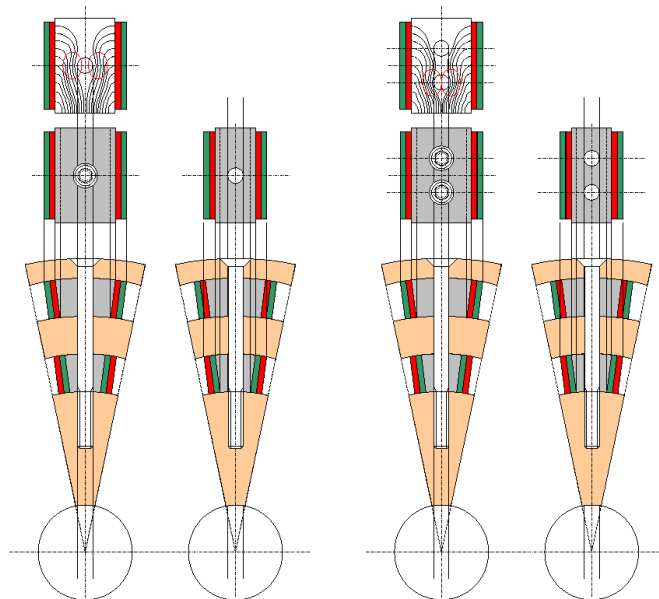


Fig. 9: the problem of mounting the magnetic flux conducting parts and the resulting effects on the streamlines of the magnetic field (rough sketch).

4. Conclusion

The Transversal Flux Machine (TFM) is an electrically and magnetically optimized high-end machine for low speed and high torque. However, the high exploitation of the used materials is only made possible by a very complicated mechanical construction. This does not apply for stator windings but for magnetic structure of the machine. This disadvantage prohibits industrial manufacturing of the Transversal Flux Machine into mass production. Definitely the automatized production would be completely different compared to the production of common electrical machines and needs a new and innovative design of the Transversal Flux Machine.

References

- [1] Bork M.: Entwicklung und Optimierung einer fertigungsgerechten Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 1997, ISBN 3-8265-2639-2
- [2] Blissenbach R.: Entwicklung von permanenterregten Transversalflussmaschinen hoher Drehmomentendichte für Traktionsantriebe, Shaker Verlag Aachen 2002, ISBN 3-8322-0996-4
- [3] Hackmann W.: Systemvergleich unterschiedlicher Radnabenantriebe für den Schienenverkehr: Asynchronmaschine, permanenterregte Synchronmaschine, Transversalflussmaschine, Shaker Verlag Aachen 2003, ISBN 3-8322-2039-9
- [4] Gräf M.: Einseitige Transversalflussmaschine mit multifunktionellem, keramischem Traging, Shaker Verlag Aachen 2001, ISBN 3-8265-9178-X
- [5] Anpalahan P., Soulard J., Nee H.: Design Steps towards a High Power Factor Transverse Flux Machine, Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden
- [6] Kastinger G.: Design of a novel transverse flux machine, Robert Bosch GmbH, Division Body Electronics, Engineering Advanced Development, Bühl, Germany
- [7] Dubois M. R., Polinder H., Ferriera J. A.: Prototipe of a new Flux Permanent Magnet (TFPM) Machine with Toothed Rotor, Laboratori of Electrical Power Processing, Delft University of Tecnologie, Delft The Netherlands
- [8] Arshad W. M., Bäckström T., Sadarangani C.: Analytical Design and Analysis Procedure for A Transverse Flux Machine, Division of Electrical Machines and Power Electronics, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden
- [9] Technical Datasheets: Vacodym 655, Vacodym 776, VAC Vacuumschmelze, Hanau, Germany
- [10] Technical Datasheets: Loctite Hysol® 9502 and Loctite Hysol® 9509, Henkel Loctite Corporation U.S.A.