

Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen

vorgelegt von
Diplom-Ingenieur

Rayk Grune

von der Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
- Dr.-Ing. -

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Clemens Gühmann

Berichter: Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer

Berichter: Prof. Dr.-Ing. Manfred Stiebler

Berichter: Dr.-Ing. Wilhelm Hackmann

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 25. Oktober 2012

Berlin 2013

D 83

Vorwort

Die vorliegende Arbeit wurde im Februar 2012 von der Fakultät Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin als Dissertation zugelassen. Sie entstand am zugehörigen Fachgebiet für Elektrische Antriebstechnik im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter. Zu ihrem Gelingen haben viele Personen beigetragen, die mich über Jahre hinweg begleiteten und auf ihre persönliche Weise unterstützten.

Ich danke Prof. Dr. Uwe Schäfer und Prof. Dr. Manfred Stiebler für ihre Unterstützung und die Übernahme der Gutachten zu dieser Arbeit; sowie Dr. Wilhelm Hackmann für die Anfertigung des universitätsexternen Gutachtens und die Bereitstellung der untersuchten Synchronmaschine durch die Continental TEMIC Automotive Electric Motors GmbH.

Allen meinen ehemaligen Arbeitskollegen danke ich für die sehr gute Zusammenarbeit und das überaus angenehme Arbeitsklima. Insbesondere bedanke ich mich bei Jan-Philipp von Klitzing, Alexander Kreim, Nico Mock und Lorenz Taus-Beti für ihr Interesse an meiner Arbeit und die ergiebigen Diskussionen; und Jürgen Federspiel, Dirk Fischer, Arno Hellemann, Dr. Thomas Wörther und Harald Zutsch, die in allen praktischen Belangen durch ihr Zutun stets eine unverzichtbare Hilfe gewesen sind.

Ferner danke ich Björn Erik Brandt, Christian Brüning, Hauke Einfeld, Paul Nowopolski, Xuming Wang, Kilian Weidner, Heiko Wiechert und allen weiteren Studierenden, die mit ihren Abschlussarbeiten und vielfältigen anderen Tätigkeiten zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Besonderer und herzlicher Dank gilt meinen Eltern für ihre immerwährende Unterstützung, ihre Motivation und für sehr vieles mehr; und Susanne für die Geduld und den Beistand bei der Fertigstellung dieser Arbeit.

Berlin, im Januar 2013

Rayk Grune

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird untersucht, wie ein Fahrzeugantrieb mit elektrisch erregter Synchronmaschine im gesamten Betriebsbereich mit minimalen Verlusten betrieben werden kann.

Ein Prototyp einer Synchronmaschine für den Einsatz in Fahrzeugen und ein Umrichter aus dem Laborumfeld dienen als Antrieb zum Gegenstand der Untersuchungen. Für die umfangreichen Messungen am Antrieb wird ein Prüfstand entwickelt und eine Messeinrichtung unter besonderer Beachtung der Störsicherheit integriert.

Das elektrische Verhalten der Synchronmaschine wird mit einem Grundwellenmodell nach der Zweiachsentheorie im rotorfesten Bezugssystem beschrieben. Zur Berücksichtigung der Sättigung werden die Induktivitäten aus einer Magnetisierungskennlinie in Abhängigkeit des Magnetisierungsstroms berechnet. Das Modell wird mit einem numerischen Optimierungsverfahren gegenüber gemessenen Betriebspunkten parametrisiert.

Die Einzelverluste des Antriebs werden aus Messungen bestimmt und als Funktionen der Ströme und der Drehzahl angenähert. Dabei existiert ein optimales Verhältnis von Längs-, Quer- und Rotorstrom, welches die Einzelverluste so aufteilt, dass deren Summe ein Minimum annimmt. Die Eigenschaften dieser vom Arbeitspunkt abhängigen Stromaufteilung werden charakterisiert. Zu ihrer Berechnung oder Annäherung werden verschiedene Steuerverfahren, ein Online-Suchverfahren und numerische Optimierungsmethoden untersucht. Alle Verfahren werden bezüglich der verursachten Verluste und des Aufwands zur Realisierung bewertet und miteinander verglichen. Abschließend wird eine quantitative Abschätzung des Einsparpotentials beim verlustminimiertem Betrieb in Elektrofahrzeugen gegeben.

Abstract

In this thesis, it is investigated, how an electric vehicle drive based on a wound-field synchronous machine can be operated to obtain minimum losses across the entire operating range. Therefore, a prototype synchronous motor designed for application in an electric vehicle and a universal power electronic converter form the drive that is to be researched. To enable the extensive measurements needed for characterizing the drive, a test bench has been developed under special consideration of electromagnetic noise immunity.

The electric behavior of the synchronous machine is described using the fundamental wave model in the rotor reference frame according to the two-axis theory. In order to also include saturation effects, the respective inductances are derived from the magnetization curve in dependence of a single magnetizing current. The model parameters are determined by numeric optimization to match with the measurements previously taken at certain operating points.

The individual losses of the drive are obtained from measurements and are subsequently approximated as functions of currents and speed. Thereby an optimal combination of direct, quadrature and rotor currents can be found, for which these losses amount to a total minimum. The respective distribution of currents depends on the operating point and will be characterized. For its approximation or computation, several control methods and offline numeric optimization techniques as well as an online search algorithm are employed. All methods are evaluated with respect to resulting losses and implementation complexity and compared with each other. Finally, a quantitative estimate of the energy saving potential by application of optimized operation in an electric vehicle is given.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
Kurzfassung/Abstract	iii
1 Einleitung	1
1.1 Zielsetzung	3
1.2 Gliederung	3
2 Prüfstand	5
2.1 Übersicht	5
2.2 Hardware und Elektronik	7
2.2.1 Umrichter	7
2.2.2 Feldsteller	9
2.2.3 Lastmaschine	12
2.2.4 PC-Schnittstelle	13
2.3 Messgeräte und Messaufnehmer	15
2.3.1 Leistungsmessgerät	15
2.3.2 Drehzahlgeber	16
2.3.3 Drehmomentsensor	18
2.3.4 Strom- und Spannungswandler	19
2.3.5 Analog-Digital-Wandler	20
2.3.6 Temperaturlaufnahme	21
2.4 Messabweichung und Messunsicherheit	22
2.4.1 Systematische Messabweichungen	23
2.4.2 Zufällige Messabweichungen	24
2.4.3 Messunsicherheit der Messergebnisse	26
3 Synchronmaschine	30
3.1 Betriebsbereich	30
3.2 Mechanischer Aufbau	31
3.2.1 Trägheitsmoment	32
3.3 Wicklungswiderstände	33
3.3.1 Statorwicklung	33
3.3.2 Rotorwicklung	34
3.4 Bürstenspannung	34
3.5 Elektrisches Modell	35
3.5.1 Allgemeine Gleichungen	36
3.5.2 Annahmen zum Grundwellenmodell	36
3.5.3 Eigen- und Gegeninduktivitäten	37
3.5.4 Transformation zum Zweiachsenmodell	38
3.5.5 Verwendung statorbezogener Rotorgrößen	40
3.5.6 Drehmoment	42

4	Messungen und Modellbildung	44
4.1	Leerlauf und Kurzschluss	44
4.1.1	Leerlaufspannung	44
4.1.2	Kurzschlussstrom	44
4.1.3	Ortskurve des Kurzschlussstroms	45
4.1.4	Bestimmung der Kenngrößen	45
4.2	Frequenzgänge im Stillstand	50
4.2.1	Aufbau und Messung	50
4.2.2	Wahl der Ersatzschaltbilder	52
4.2.3	Bestimmung der Parameter	53
4.3	Stationärer Betrieb	55
4.3.1	Aufnahme von Betriebspunkten	55
4.3.2	Lineares Modell	57
4.3.3	Sättigungsabhängiges Modell	59
4.3.4	Einfaches sättigungsabhängiges Modell	65
4.4	Zusammenfassung und Vergleich	67
5	Verluste des Antriebs	70
5.1	Verlustbestimmung	71
5.1.1	Auslaufmessungen	71
5.1.2	Temperatureinfluss	72
5.2	Stromwärmeverluste	72
5.2.1	Wicklungen	72
5.2.2	Motorzuleitungen	73
5.2.3	Bürsten	73
5.3	Reibungsverluste	74
5.4	Ummagnetisierungsverluste	75
5.5	Zusatzverluste	76
5.6	Umrichterverluste	78
5.6.1	Durchlassverluste	79
5.6.2	Schaltverluste	80
5.6.3	Gesamtverluste	80
5.7	Zusammenfassung	81
6	Verlustoptimaler Betrieb	83
6.1	Entwicklung und Stand der Technik	83
6.2	Systematisierung der Verfahren	84
6.3	Kenngrößensteuerung ohne Optimierung	85
6.3.1	Steuerung mit $i_d = 0$	87
6.3.2	Steuerung des $\cos \varphi$	88
6.3.3	Steuerung des $\sin \gamma$	90
6.4	Online-Optimierung mit Suchverfahren	90
6.4.1	Downhill-Simplex-Verfahren	91
6.5	Offline-Optimierung nach Modellen	95
6.5.1	Maximierung des Drehmoments	96
6.5.2	Minimierung der Stromwärmeverluste	97
6.5.3	Minimierung der Gesamtverluste	97

6.6	Vergleich der Verfahren	103
6.6.1	Betriebsbereich	103
6.6.2	Verluste	104
6.6.3	Einsparpotential	106
6.6.4	Verbrauch im Fahrzyklus	107
6.7	Ergebnisse und Schlussfolgerungen	109
7	Zusammenfassung und Ausblick	111
	Literaturverzeichnis	115
	Formelzeichen	121
	Abbildungen	125
	Tabellen	127
	Anhang	129
A.1	Kennlinien Siemens Asynchronmaschine P1H7163	129
A.2	Partielle Ableitungen und Jacobi-Matrix für die Gauss-Newton Methode .	130
A.3	Statorstromortskurven und Drehmomentniveaulinien	131
A.3.1	Messungen für $n = 1000 \text{ min}^{-1}$	131
A.3.2	Messungen für $n = 2000 \text{ min}^{-1}$	132
A.3.3	Messungen für $n = 3000 \text{ min}^{-1}$	133
A.3.4	Messungen für $n = 4000 \text{ min}^{-1}$	134
A.3.5	Messungen für $n = 5000 \text{ min}^{-1}$	135
A.3.6	Messungen für $n = 6000 \text{ min}^{-1}$	136

1

Kapitel 1

Einleitung

Im öffentlichen Nah- und Fernverkehr – ob in Oberleitungsbussen, Straßenbahnen oder Fernverkehrszügen – überall dort, wo elektrische Energie über das Versorgungsnetz bezogen werden kann, sind Elektromotoren im Antriebskonzept aufgrund ihrer hervorragenden Eigenschaften fest etabliert.

Auch im Individualverkehr ist der Einsatz elektrischer Antriebskonzepte aus mehreren Gründen erstrebenswert. Zum einen sind elektrisch betriebene Fahrzeuge leise und lokal emissionsfrei. Sie sind damit besonders attraktiv für den Innenstadtbereich. Zum anderen machen die steigenden Erdölpreise und die klimaschädlichen CO₂-Emissionen konventionelle Fahrzeuge mit Verbrennungsmotoren zunehmend unattraktiv.

Aufgrund der geringen Reichweite von Elektroautos kann der Elektromotor den Verbrennungsmotor bisher nicht im gesamten Einsatzbereich eines Pkw ersetzen. Eine breite Einführung von Elektro- und Hybridfahrzeugen scheiterte deshalb in Deutschland bisher maßgeblich an der niedrigen Leistungs- und Energiedichte elektrochemischer Speicher und an der fehlenden Infrastruktur zu deren Aufladung oder Wechsel. Aber auch die hohen Kosten und die fehlende Akzeptanz tragen erschwerend dazu bei.

Der erfolgreiche Übergang zur Elektromobilität kann nur in Zusammenarbeit von Wissenschaft, Industrie und Politik gelingen. Die Bundesregierung hat deshalb unter Berufung der Nationalen Plattform Elektromobilität einen marktorientierten und technologieoffenen Ansatz präsentiert. Ziel ist es, bis 2020 eine Million Elektrofahrzeuge auf die Straßen zu bringen und Deutschland dabei zum Leitanbieter für Elektromobilität zu entwickeln [1]. So wurde 2008 das Projekt „e-mobility Berlin“ ins Leben gerufen. Die Konzerne Daimler und RWE starteten mit einhundert E-Smarts und fünfhundert Ladestationen gemeinsam einen systemübergreifenden Flottenversuch zur Elektromobilität.

Bei der Etablierung von Elektro- und Hybridfahrzeugen liegen die größeren Erwartungen wohl in der Weiterentwicklung der Speichertechnologien. Dennoch wird auch die Antriebstechnik vor neue Herausforderungen gestellt, da sich die Anforderungen gegenüber herkömmlichen Anwendungen in der Industrie unterscheiden. Vor allem der begrenzte Bauraum erfordert eine hohe Leistungsdichte bei Umrichter und Motor, sowie deren gezielten Betrieb an den Belastungsgrenzen.

Als Elektromotor wird die permanenterrregte Synchronmaschine am häufigsten eingesetzt. Sie bietet Vorteile durch den kompakten Aufbau und die Erregung ohne Strom im Rotor. Jedoch sind Permanentmagnete sehr kostenintensiv und können auch nicht abgeschaltet werden. Dadurch entstehen im Leerlauf stets Schleppverluste und gegebenenfalls unzulässig große Kurzschlussströme im Fehlerfall. Zudem werden vor allem bei hohen Drehzahlen große Ströme zur Feldschwächung benötigt.

Diese Nachteile können mit einer elektrischen Erregung vermieden werden, die wiederum zusätzliche Bauteile und Bauraum erfordert. Darüber hinaus bietet der einstellbare Rotorstrom einen zusätzlichen Freiheitsgrad im Betrieb der Maschine. Die Aufteilung von Stator- und Rotorstrom an einem Arbeitspunkt mit fester Drehzahl und festem Drehmoment ist nicht eindeutig. Diese Tatsache ist leicht an den Drehmoment-Niveaulinien in den Dar-

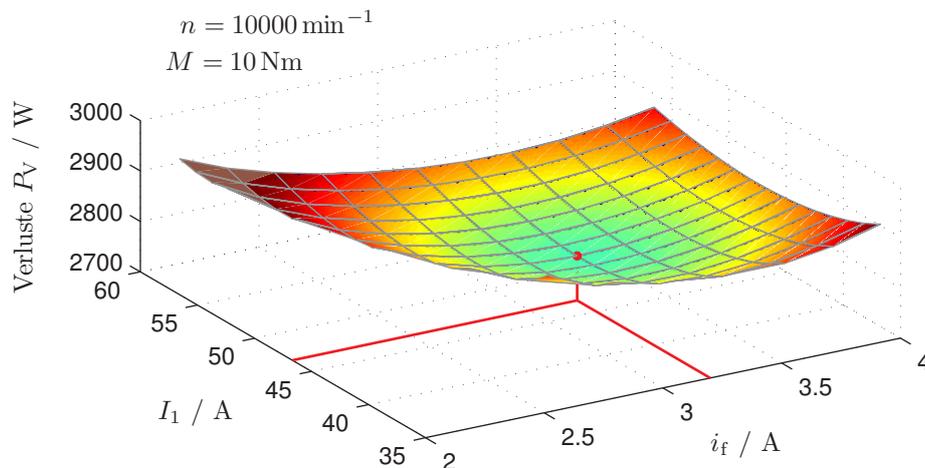


Bild 1.1 Antriebsverluste für einen festen Arbeitspunkt und optimale Stromaufteilung (rot)

stellungen der Betriebspunktmessungen¹ zu erkennen. Der Statorstrom bewegt sich darin für ein konstantes Drehmoment auf einer vom Rotorstrom abhängigen Trajektorie. Damit existieren zwei Freiheitsgrade beim Einstellen eines Arbeitspunktes. Einerseits können die Stromwärmeverluste des Motors insgesamt variiert und zwischen Stator und Rotor verschoben werden. Andererseits können auch die Ummagnetisierungsverluste durch das Einstellen der Magnetisierung beeinflusst werden.

In **Bild 1.1** sind die Antriebsverluste über dem Stator- und Rotorstrom für einen festen Arbeitspunkt aufgetragen. Es zeigt sich, dass sie von der Stromaufteilung zwischen Stator und Rotor abhängen, aber nicht zwangsläufig mit den Strömen steigen. Vielmehr existiert für eine bestimmte Aufteilung ein Verlustminimum, an dem alle auftretenden Verluste im Antrieb in einem optimalen Verhältnis stehen.

Wird das erzielbare Optimum im gesamten Betriebsbereich des Motors konsequent ausgenutzt, kann der Gesamtwirkungsgrad des Antriebs maximiert werden. Dabei sind besonders bei Berücksichtigung der Verluste durch Ummagnetisierung bei höheren Drehzahlen im Teillastbereich Einsparungen zu erwarten, die der Reichweite eines Elektrofahrzeugs zugute kommen.

¹Siehe dazu Bilder A.3.1 bis A.3.6 im Anhang.

1.1 Zielsetzung

Für einen Antrieb mit elektrisch erregter Synchronmaschine wird untersucht, wie die geforderte mechanische Arbeit durch geeignete Ansteuerung mit einem Minimum an elektrischer Energie verrichtet werden kann.

Dazu soll zunächst der Einfluss der Stromaufteilung auf die Einzelverluste des Antriebs und das sättigungsabhängige elektrische Verhalten der Maschine analysiert und geeignet modelliert werden. Des Weiteren sollen mögliche Verfahren zur gezielten Einstellung und Optimierung der Stromaufteilung zur Minimierung der Summe aller Einzelverluste im gesamten Betriebsbereich des Antriebs aufgezeigt werden. Schließlich sollen sie hinsichtlich der entstehenden Gesamtverluste, des Aufwands und des Einsparpotentials bewertet und miteinander verglichen werden.

1.2 Gliederung

KAPITEL 2 beschreibt die Aufbauten und deren Zusammenwirken zur Untersuchung des Antriebs. Dabei werden die Eigenschaften des Umrichters zur Statorspeisung und der Aufbau des Feldstellers zur Rotorspeisung der Synchronmaschine vorgestellt und die getroffenen Maßnahmen zur EMV beschrieben. Es wird eine eigens entwickelte Schnittstelle zwischen den Komponenten des Prüfstands und dem Steuer-PC präsentiert. Die Messeinrichtung, angefangen von den Messgeräten und installierten Aufnehmern über die Analog-Digital-Wandler bis hin zu den Messergebnissen, wird erläutert, und es werden Aussagen zu Messabweichungen und erreichbaren Genauigkeiten getroffen.

KAPITEL 3 beschreibt die am Prüfstand untersuchte Synchronmaschine und die zur Beschreibung ihres elektrischen Verhaltens verwendeten Gleichungen. Es wird der Betriebsbereich umrissen und der mechanische Aufbau erläutert. Zudem werden Messungen der Wicklungswiderstände und der Bürstenspannung präsentiert. Das Gleichungssystem des Grundwellenmodells und das elektromagnetische Drehmoment werden hergeleitet und mit der Zweiachsentheorie auf Längs- und Querachse reduziert.

KAPITEL 4 beschreibt die Messungen an der Synchronmaschine und deren Auswertung zur Bestimmung verschiedener Modelle. Präsentiert werden die Ergebnisse des Leerlauf- und des Kurzschlussversuchs sowie die Ortskurve des drehzahlabhängigen Kurzschlussstroms. Daraus werden die Schenkligkeit und die ungesättigten Längs- und Querinduktivitäten bestimmt. Zudem wird die Statorstreuung über die Bestimmung der Potierreaktanz abgeschätzt. Anhand von Frequenzgangmessungen in Längs- und Querachse können Ersatzschaltbilder für den ungesättigten Zustand erstellt und Aussagen zu Wirbelströmen gemacht werden. Schließlich werden aus umfangreichen Betriebspunktmessungen mit einem numerischen Optimierungsverfahren die Parameter eines sättigungsabhängigen stationären Modells berechnet, welches zur Beschreibung der Maschine im gesamten Betriebsbereich geeignet ist.

KAPITEL 5 beschreibt die Einzelverluste des Antriebs und deren Abhängigkeit von Drehzahl und Stromaufteilung der Maschine. Aus dem Trägheitsmoment und den Auslaufmessungen bei unterschiedlichen Rotorströmen werden die drehzahlabhängigen Reibungsverluste und die vom Magnetisierungsstrom abhängigen Ummagnetisierungsverluste bestimmt. Bei der

Berechnung der Stromwärmeverluste wird eine Temperaturkorrektur der Wicklungswiderstände vorgenommen. Die Zusatzverluste werden als Differenz aller Einzelverluste und den direkt gemessenen Gesamtverlusten der Synchronmaschine identifiziert. Auch die Verluste des Umrichters werden durch Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste aus den Datenblättern der eingesetzten Halbleiter berücksichtigt.

KAPITEL 6 beschreibt Verfahren zur verlustoptimalen Stromaufteilung und vergleicht die Ergebnisse. Die Entwicklungen bis zum heutigen Stand der Technik werden wiedergegeben und die existierenden Ansätze systematisiert. Es werden zum einen verschiedene Steuerverfahren ohne Optimierung vorgestellt, mit denen zum Teil eine schnelle Inbetriebnahme möglich ist. Zum anderen werden die Eigenschaften und Ergebnisse eines Online-Suchverfahrens mit einer Minimierung der Verluste im Betrieb diskutiert. Schließlich werden Stromaufteilungen mit numerischen Optimierungsverfahren anhand der Einzelverlustmodelle und des sättigungsabhängigen Modells der Maschine berechnet. Die Verluste aller Verfahren werden ausgewertet und verglichen. Schließlich wird eine Abschätzung der möglichen Einsparungen im verlustoptimalen Betrieb gegenüber anderen Verfahren durch eine vergleichende Verbrauchsberechnung bezüglich eines Fahrzyklus gegeben.

2 Kapitel 2

Prüfstand

2.1 Übersicht

Der Versuchsaufbau bzw. Prüfstand, welcher für die messtechnischen Untersuchungen entwickelt und aufgebaut wurde, ist in **Bild 2.1** schematisch dargestellt. Darin ist der gesamte Antrieb, bestehend aus Synchronmaschine, Umrichter und Feldsteller, Gegenstand der Untersuchungen und wird hier als Prüfling bezeichnet. Damit der Prüfling betrieben und dabei entsprechend vermessen werden kann, muss er mechanisch und elektrisch mit Energie versorgt werden. Dazu kann der Prüfstand thematisch in drei Bereiche unterteilt werden, welche in der schematischen Darstellung deshalb farblich hinterlegt wurden:

1. Prüfling
2. Versorgung
3. Regelung & Messeinrichtung

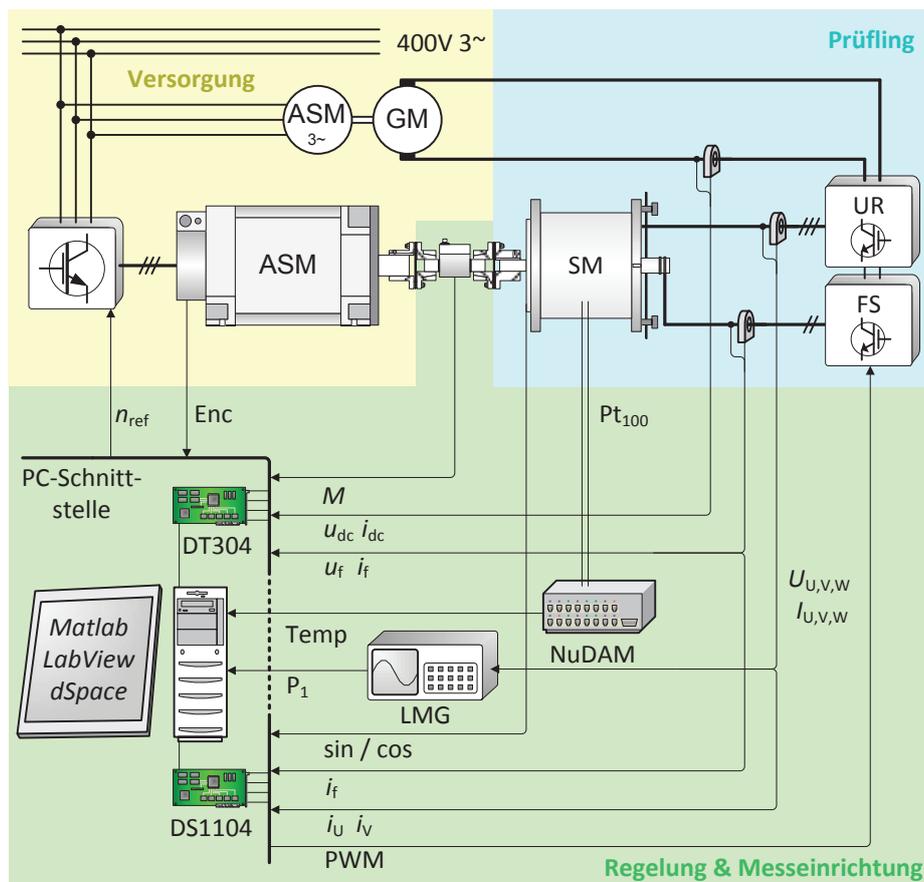


Bild 2.1 Prüfstand, schematischer Aufbau

Die Synchronmaschine (SM) ist der zentrale Teil des Prüflings. Hier entstehen die größten Verluste und hier lassen sie sich zugleich auch beeinflussen. Die Statorwicklung der Maschine wird von einem 3-phasigen Wechselrichter (UR für Umrichter) und der Rotorkreis von einem Gleichspannungswandler (FS für Feldsteller) gespeist. Der Prüfling wird von einer Gleichstrommaschine elektrisch versorgt. Dabei werden der Umrichter und der Feldsteller von der Ankerspannung der Gleichstrommaschine gespeist, welche ihrerseits von einer Asynchronmaschine am 400 V Netz angetrieben wird.² Die Ankerspannung der Gleichstrommaschine – und damit die Zwischenkreisspannung – wird über die Erregung mit einem weiteren Umrichter eingestellt und beträgt im lastlosen Zustand $u_{dc} = 300$ V. Mechanisch wird der Prüfling von einer umrichtergespeisten, drehzahlvariablen Asynchronmaschine (ASM) versorgt.

Im Betrieb wird dem Netz elektrische Energie entnommen, die über den Leonardsatz den Umrichtern des Prüflings zugeführt wird. In der Synchronmaschine wird sie in mechanische Arbeit umgewandelt und von der Lastmaschine aufgenommen. Der Umrichter der Lastmaschine wandelt die Arbeit wieder in elektrische Energie um und führt diese zurück ins Netz. Der gesamte Versorgungskreis tangiert das Netz nur an einem Einspeisepunkt. Da sich entnommene und zurückgespeiste Energie um die Verlustwärme unterscheiden, muss nur diese vom Netz bezogen werden.

Die Steuerung des Prüfstandes und die Regelung der Synchronmaschine erfolgt vom Steuer-PC über eine zentrale PC-Schnittstelle. Die Drehzahl des Antriebs wird von der Lastmaschine gehalten. Dazu wird der Sollwert für die Drehzahl n_{ref} analog an deren Umrichter übertragen. Die Synchronmaschine wird hingegen Strom- bzw. Drehmoment-geregelt betrieben. Dafür werden zwei Strangströme i_U , i_V , der Rotorstrom i_f und die Rotorlage (\sin/\cos) gemessen und das entsprechende Regelgesetz auf dem Controller Board (DS1104)³ im Steuer-PC ausgeführt. Die resultierenden Pulsmuster (PWM) werden an Umrichter und Feldsteller übertragen.

Sämtliche Messgrößen zur Bestimmung des Energieflusses am Prüfstand werden dem Steuer-PC zugeführt. Das Drehmoment M und die elektrischen Zwischenkreis- und Rotorgrößen u_{dc} , i_{dc} , u_f , i_f werden über Strom- und Spannungswandler an der Datenerfassungskarte (DT304)⁴ gemessen. Die Drehzahl wird über den Encoder (ENC) der Lastmaschine bestimmt. Die Statorwirkleistung wird mit einem Leistungsmessgerät (LMG) und die Statortemperatur mit einem Widerstandsthermometer (NuDAM) gemessen. Beide senden ihre Daten seriell über RS232 an die Standard PC-Ports.

Komplexere Messungen mit veränderlichen Arbeitspunkten werden von Matlab aus koordiniert und aufgezeichnet. Die Messgrößen der DT304-Karte werden in LabView aufbereitet und mittels ActiveX-Server in Matlab zugänglich gemacht. Für die Kommunikation mit der Regelung der Synchronmaschine wird die Matlab-Bibliothek *mlib* von dSpace genutzt. In Abschnitt 2.2 werden die Eigenschaften und die Dimensionierung der speziell für den Prüfstand entwickelten Aufbauten beschrieben. Die zur Messung eingesetzten Messgeräte und Aufnehmer werden in Abschnitt 2.3 aufgeführt und deren Funktionsweise und die erreichbaren Genauigkeiten werden angegeben. Schließlich werden in Abschnitt 2.4 die möglichen Messabweichungen und die resultierenden Unsicherheiten in den Ergebnissen der Messeinrichtung für alle Größen quantitativ ausführlich beschrieben und mit Beispielen unterstützt.

²Diese grundsätzliche Anordnung wird nach ihrem Erfinder auch Ward-Leonard-Umformer (Leonard-Satz) genannt.

³DS1104 „Research & Development Controller Board“ – Einsteckkarte für den PCI-Bus von dSpace

⁴DT304 „Data Acquisition Board“ – Einsteckkarte für den PCI-Bus von Data Translation

2.2 Hardware und Elektronik

2.2.1 Umrichter

Der verwendete Umrichter wurde am Fachgebiet Elektrische Antriebstechnik der TU-Berlin im Rahmen einer Diplomarbeit [2] entworfen und aufgebaut. Es handelt sich um einen 3-phasigen 2-Level Wechselrichter⁵ in IGBT-Technologie mit Spannungszwischenkreis. Drei kompakte Module, bestehend aus jeweils zwei IGBTs mit integrierter Inversdiode, bilden die drei Halbbrücken des Leistungsteils. Sie sind gemeinsam auf einem wassergekühlten Aluminiumkörper installiert.

Den Zwischenkreis bilden Aluminium-Elektrolytkondensatoren, die niederinduktiv über eine Kupferverplattung mit den IGBT-Modulen verbunden sind. Die Kondensatoren führen den im Zwischenkreisstrom enthaltenen Wechselanteil, der im Wesentlichen vom Ausgangsstrom abhängt. Die Strombelastbarkeit der eingesetzten Kondensatoren erlaubt damit einen maximalen Effektivwert des Ausgangsstroms von $I_{ph,max} = 280\text{ A}$. Der Zwischenkreis wird direkt von der Gleichstrommaschine des Leonard-Satzes gespeist und kann begrenzt durch deren maximale Ankerspannung bis 500 V aufgeladen werden. Die Induktivität der Gleichstrommaschine und die Kapazität des Zwischenkreises bilden einen Resonanzkreis, der im Wesentlichen durch die Schaltfrequenzanteile im Zwischenkreisstrom angeregt wird. Die Werte der Resonanzfrequenz und entsprechender Dämpfung lassen jedoch keine nennenswerten Spannungsüberhöhungen erwarten.

Die Schaltzustände der Halbbrücken werden von einer PWM-Einheit in der DS1104-Karte von dSpace im Steuer-PC erzeugt und mittels differentieller Signalübertragung an den Umrichter weitergegeben. Eine Logikschaltung führt hier die Signale zu den Gate-Units oder sperrt sie bei anstehenden Fehlern.

Belastungsgrenzen

Für den Umrichter sind in [2] Belastungsgrenzen für unterschiedliche Schalt- und Ausgangsfrequenzen angegeben. Sie wurden u.a. mit einem Temperaturmodell der IGBT-Module für eine maximale Sperrschicht-Temperatur von 150 °C bei einer Kühlkörpertemperatur von 85 °C und einer Zwischenkreisspannung von 600 V bestimmt. Es zeigt sich dort, dass der Ausgangsstrom bei niedrigen Ausgangs- und hohen Schaltfrequenzen reduziert werden muss. Der Umrichter wird hier jedoch lediglich betrieben mit:

$$u_{dc} = 300\text{ V} \quad \text{und} \quad f_s = 5\text{ kHz}$$

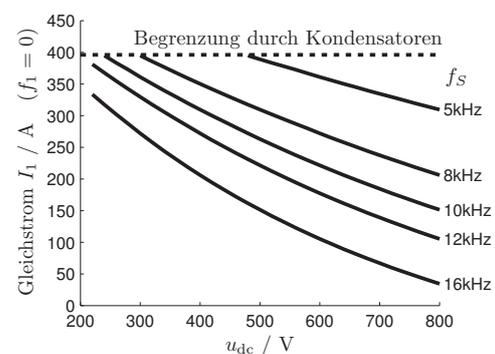


Bild 2.2 Maximaler Ausgangsgleichstrom des Umrichters

In **Bild 2.2** ist der maximale Ausgangs-Gleichstrom ($f_1 = 0\text{ Hz}$) für unterschiedliche Schaltfrequenzen über der Zwischenkreisspannung aufgetragen. Die dargestellten Verläufe wurden mit dem thermischen Modell und dem Verlustmodell der Halbleiter aus [2] berechnet. Es zeigt sich, dass unter den hier verwendeten Bedingungen der maximale Ausgangsstrom nur von der Strombelastbarkeit der Kondensatoren im Zwischenkreis begrenzt ist.

⁵Die entsprechende Schaltung kann **Bild 2.3** auf Seite 9 entnommen werden.

Wegen der gegenüber der Auslegung niedrigen Zwischenkreisspannung und der geringen Schaltfrequenz kann der Umrichter damit bei einer Ausgangsfrequenz von 0 Hz beginnend den Nennstrom liefern. Dadurch kann von der Synchronmaschine auch im Stillstand ein maximales Drehmoment abverlangt werden.

Im Umrichter sind im Wesentlichen zwei Maßnahmen zum Schutz vor thermischer Überlastung realisiert. Mit einfachen Stromwandlern wird eine Überstromabschaltung der Ausgangsphasen durch Sperrung der Schaltimpulse für die Gate-Units erreicht, welche außerdem selbst eine Sanftabschaltung im Kurzschlussfall bewirken. Ein Strömungsschalter überwacht den Kühlkreislauf, so dass bei dessen Stillstand ebenfalls die Schaltimpulse gesperrt werden.

Maßnahmen zur Elektromagnetischen Verträglichkeit⁶

Für die IGBT-Module insgesamt gibt es prinzipiell nur acht sinnvolle Schaltzustände bzw. Spannungszeiger, die durch Modulation die rechteckförmige Spannung am Ausgang mit der Grundfrequenz f_1 bestimmen. Die große Flankensteilheit du/dt belastet die Isolation der Motorwicklung und erzeugt ein Spektrum mit sehr hohen Frequenzanteilen, die elektromagnetisch abgestrahlt werden können. Zudem breiten sich die Spannungspulse mit einer vom Wellenwiderstand des Kabels abhängigen Geschwindigkeit entlang der Leitungen bis zum Motor aus. Ist die Anstiegszeit der Spannungspulse dabei kleiner als die Signallaufzeit bis zum Motor, müssen sie als Welle betrachtet werden [4]. Durch die sprunghafte Vergrößerung des Wellenwiderstandes beim Übergang von der Leitung zum Motor kommt es zu einer Reflexion der Spannungspulse und damit zu einer Spannungsüberhöhung an dieser Stelle. Diese beträgt bis zu dem Doppelten der Zwischenkreisspannung und belastet zusätzlich die Isolation der Motorwicklung. [5]

Die Auswirkungen werden durch einen Leitungsschirm verringert. Leiter und Kabelschirm können dabei als einzelne Primär- und Sekundärwicklung eines Transformators angesehen werden. Der Kopplungsgrad ist aufgrund der koaxialen Anordnung und der damit resultierenden geringen Streuung groß. Wird der Schirm lediglich einseitig geerdet, so läuft die Sekundärwicklung im Leerlauf und kann gefährliche Spannungen führen und elektromagnetische Störungen abstrahlen. Deshalb sollte ein gemeinsamer Schirm um die drei Phasen umrichter- und motorseitig geerdet werden [6]. Dann ist die Abschirmung als Sekundärwicklung kurzgeschlossen und Gleichtakt-Ströme werden effektiv gedämpft, während symmetrische (Gegentakt-)Ströme ungehindert fließen können, da sich ihr Magnetfeld im Schirm aufhebt. Dieser Vorteil ginge bei getrennten Schirmen für die Leiter der Phasen verloren.

Gleichzeitig vergrößert der installierte Kabelschirm jedoch die kapazitive Last. Mit dem Schalten der Spannungszeiger und den resultierenden Sprüngen des Sternpunktpotentials fließen Gleichtakt-Störströme vom Ausgang über die kapazitiven Lasten, welche von Leitung über Schirm zur Masse sowie von Wicklung über Eisen und Gehäuse zur Masse gebildet werden. Fließen sie auf ihrem Weg zurück zum Zwischenkreis über die Impedanz des Versorgungsnetzes, so können darüber andere Verbraucher unzulässig gestört werden. Deshalb wird ihnen ein direkter Rückweg über Abblockkondensatoren angeboten. Der Störstrompfad ist in **Bild 2.3** angedeutet. Das massive Maschinenbett ist zum Personenschutz

⁶DIN VDE 0870 [3]: „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) ist die Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung, in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne die Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen.“

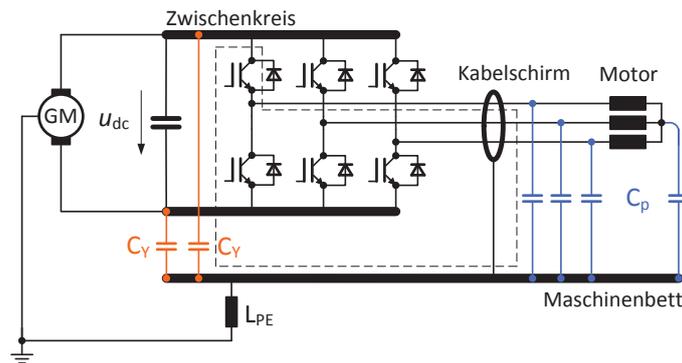


Bild 2.3 Umrichter mit hochfrequenter Abblockung C_Y des Zwischenkreises gegen Erde, Netz ist geschützt

über Leitungen mit der Erde verbunden. Es stellt das Massesystem für Umrichter und Motor dar. Die Y-Kondensatoren sind über breite Kupferbleche niederinduktiv mit dem Maschinenbett verbunden und verhindern damit, dass die kapazitiven Störströme über das Netz zurück fließen.

Aufgrund ihrer sehr niedrigen parasitären Induktivität erfüllen sie aber gleichzeitig noch eine weitere Aufgabe. Als sogenannte Snubber-Kondensatoren reduzieren sie die beim Schalten aufgrund der hohen Stromanstiege di/dt entstehenden Überspannungen am IGBT.

2.2.2 Feldsteller

Unter Feldsteller verstand man ursprünglich einen veränderbaren Widerstand im Erregerkreis von Gleichstrom- oder Synchronmaschinen, der bei letzteren dazu verwendet wurde, die Blindleistung bei veränderlicher Last nachzustellen [7]. In heutigen Erregersystemen kommen jedoch Schaltungen mit Leistungshalbleitern zum Einsatz. Der Begriff *Feldsteller* wird hier als Synonym für einen Gleichspannungs-Umrichter (GS-Umrichter) zur Versorgung der Gleichstromwicklung des Rotors über Schleifringe verwendet.

Der Feldsteller ist separat aufgebaut und nicht in den 3-phasigen Stromrichter integriert. Er ist jedoch eingangsseitig über eine Zuleitung an den Gleichspannungszwischenkreis des Stromrichters angeschlossen. Das PWM-Signal zur Ansteuerung wird auf der DS1104-Karte synchron zu dem des Umrichters erzeugt. Daher gilt für den Feldsteller genauso wie für den Umrichter:

$$u_{dc} = 300 \text{ V} \quad \text{und} \quad f_s = 5 \text{ kHz}$$

Der Ausgang ist mit den Bürsten der Synchronmaschine verbunden. Die Hilfsspannung für den IGBT-Treiber und die restliche Elektronik, sowie die Ansteuersignale werden über die zentrale PC-Schnittstelle (siehe Abschnitt 2.2.4) bezogen. Zur sicheren Übertragung der digitalen Signale werden differentielle Treiber- und Empfänger-ICs und geschirmte Leitungen verwendet.

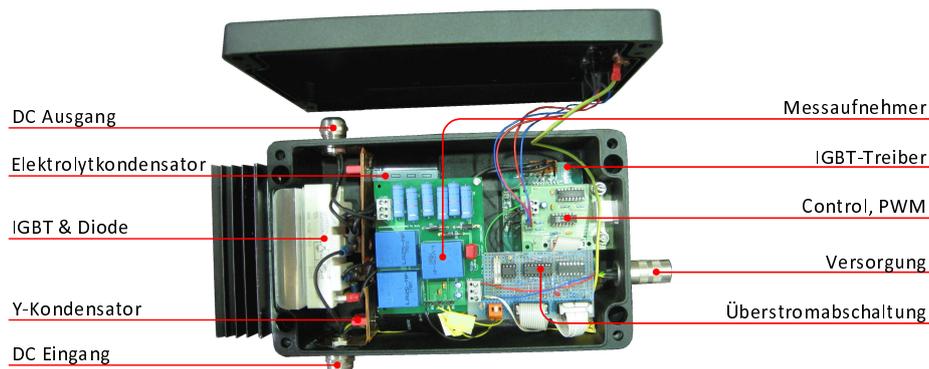


Bild 2.4 Feldsteller, Aufbau

Die wesentlichen Baugruppen sind in **Bild 2.4** gekennzeichnet und folgende Anforderungen sind im Aufbau berücksichtigt:

- Rücksetzen durch Reset-Bit, Freigabe durch Enable-Bit, Rückgabe eines Error-Bits
- Vorgabe der Schaltzustände des IGBT mit PWM-Signal
- Überstromabschaltung bei $i_f > i_{f,max} = 18 \text{ A}$
- Messung des Rotorstroms i_f und der Rotorspannung u_f
- EMV-gerechtes Design

Der Feldsteller ist als Tiefsetzsteller ausgeführt, wofür die Schaltung aus **Bild 2.5** zugrunde gelegt ist. Die Dimensionierung der Kapazität C stellt einen kritischen Punkt dar. Ohne sie wäre nur die Kapazität der Zuleitung wirksam. Im eingeschalteten Zustand würde der Strom in der Zuleitung genau dem Ausgangsstrom entsprechen – im ausgeschalteten Zustand wäre er null. Dies hätte einen rechteckförmigen Zuleitungsstrom mit sehr großen Stromanstiegen di/dt zur Folge, was zum einen aus EMV-Sicht problematisch ist. Zum anderen können die unzulässig hohen Überspannungen, welche durch die Kabelinduktivität entstehen, den IGBT zerstören.

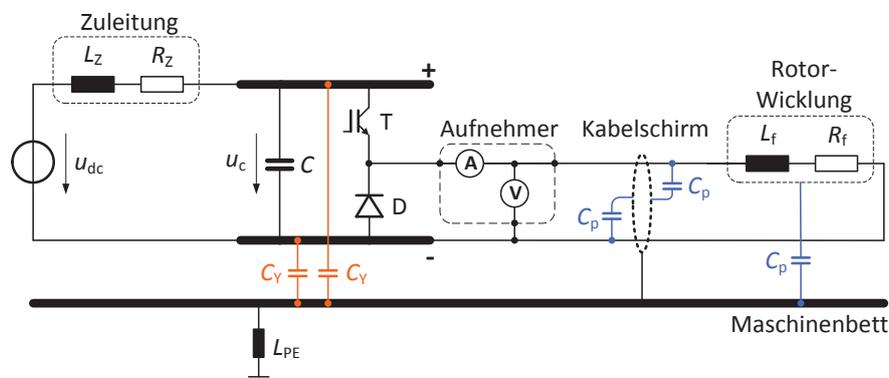


Bild 2.5 Feldsteller, Schaltbild mit EMV-Komponenten

Des Weiteren können bei falscher Wahl des Kapazitätswertes Resonanzen entstehen, denn Zuleitungsinduktivität L_Z , Rotorinduktivität L_f und Zwischenkreiskapazität C bilden im eingeschalteten Zustand einen Parallelresonanzkreis. Im ausgeschalteten Zustand entsteht über L_Z und C ein Reihenresonanzkreis. Wegen $L_f \gg L_Z$ sind jedoch beide Resonanzkreise praktisch identisch und folgen der Differenzialgleichung:

$$u_{dc} = L_Z C \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + R_Z C \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C \quad (2.1)$$

$$\text{mit Eigenfrequenz } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_Z C}} \text{ und Dämpfung } D = \frac{R_Z}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L_Z}}$$

Die Kapazität wird so gewählt, dass die Resonanzfrequenz möglichst nicht mit der Schaltfrequenz zusammenfällt und die Dämpfung groß genug ist.

Gemäß der Stromumschaltanalyse nach Franz [5] bilden Transistor, Diode und Kondensator die kritische Masche, in der nun die hohen di/dt auftreten. Zur Vermeidung von Impedanzkopplung wird der Strom dieser Masche nicht über die allgemeine Signalmasse geführt. Die Masche ist aus gleichem Grund auch nirgends direkt an Schutzterde angeschlossen. Der Aufbau als Kupferverplattung reduziert ihre Induktivität auf ein Minimum und vermeidet damit Überspannungen in den Schaltzeitpunkten sowie parasitäre Schwingungen und induktive Kopplungen in andere Maschen.

Im Kommutierungszeitpunkt treten am Ausgang steile Spannungsflanken du/dt auf. Sie treiben kapazitive Störströme durch die parasitären Kapazitäten C_p (Kabel-Erde, Wicklung-Motorgehäuse) über die Masse zurück zum Zwischenkreis des Feldstellers, die in ungünstigen Fällen über Pfade fließen, auf denen andere Geräte oder Signale (z.B. die analoge Messung) gestört werden. Um das zu vermeiden werden die Zwischenkreisplatten über Y-Kondensatoren⁷ mit Schutzterde verbunden. Die Störströme werden damit gezielt auf den Zwischenkreis zurückgeführt und durchfließen keine anderen Schaltungsteile.

Durch den schaltenden Betrieb entsteht in der Rotorwicklung ein mittlerer Gleichstrom mit der Schwankungsbreite⁸ Δi_f . Die Schwankungsbreite in Abhängigkeit des Aussteuergrads a kann in ähnlicher Form aus [8] entnommen werden:

$$\text{mit } \frac{L_f}{R_f} > T_S \text{ ist } \Delta i_f \approx a(1-a) \cdot \frac{T_S}{L_f} \cdot u_{dc} \quad (2.2)$$

$$\text{Rotorzeitkonstante} \quad \frac{L_f}{R_f} = \frac{0,4\text{H}}{7\Omega} \approx 60 \text{ ms}$$

$$\text{Schaltfrequenzperiode} \quad T_S = \frac{1}{5\text{kHz}} = 0,2 \text{ ms}$$

$$\text{Zwischenkreisspannung} \quad u_{dc} = 300 \text{ V}$$

Mit den dargestellten Werten ergibt sich beim ungünstigsten Aussteuergrad von $a = 0,5$ theoretisch eine Schwankungsbreite von $\Delta i_f = 38 \text{ mA}$. Im Bemessungspunkt nach **Tabelle 3.1** auf Seite 31 beträgt das Tastverhältnis $a = 0,154$ und die Schwankungsbreite $\Delta i_f = 20 \text{ mA}$. Es ergibt sich für diesen Punkt eine Restwelligkeit von 0,1 %. Sie ist im Betrieb der Maschine von untergeordneter Bedeutung, da das Ausregeln der durch die Luftspaltüberwellen induzierten Spannungen durchaus größere Werte hervorrufen kann.

⁷nach VDE 0565 Kondensatoren zwischen Phase und schutzgeerdetem Gehäuse

⁸Die Schwankungsbreite wird umgangssprachlich auch als Stromrippel bezeichnet.

Zur Messung des Ausgangs-Stroms wird ein Kompensations-Stromwandler (LEM LA25) eingesetzt.

Die Ausgangsspannung des Feldstellers ist eine rechteckförmige Spannung mit der Zwischenkreisspannung als Spitzenwert und dem Aussteuergrad proportionalen Pulsweiten. Sie wird hochohmig über einen RC-Tiefpassfilter mit einer Zeitkonstante von $RC = 37,8$ ms in eine quasi-Gleichspannung umgewandelt, welche mit einem Spannungswandler (LEM LV25) gemessen wird. Durch die gleiche Größenordnung von Rotor- und Filterzeitkonstante ergeben sich ähnliche Schwankungsbreiten der Messsignale von Rotorspannung und -strom. Die Stromsignale beider Messwandler werden über geschirmte Leitungen an den Steuer-PC übertragen und dort an einem Abschlusswiderstand mit der DT304-Karte abgetastet.

2.2.3 Lastmaschine

Das Belastungsdrehmoment am Prüfstand wird von einer Asynchronmaschine des Typs 1PH7163 der Firma Siemens aufgebracht. Es handelt sich dabei um eine fremdbelüftete, vierpolige, für drehzahlvariablen Betrieb geeignete Käfigläufer-Asynchronmaschine in Bauform IM B35⁹ mit der Achshöhe 160mm. Die Bemessungsdaten des Motors können **Tabelle 2.1** entnommen werden. Im Anhang A.1 findet sich zudem ein Auszug aus dem Datenblatt des

P_N [kW]	n_N [min ⁻¹]	M_N [Nm]	I_N [A]	n_{max} [min ⁻¹]	τ_{th} [min]	J [kgm ²]	m [kg]
36	2000	172	85	6500	35	0,19	180

Tabelle 2.1 Bemessungsdaten Siemens 1PH7163 aus [9]

Motors. Dargestellt sind die Kennlinien für Leistung und Drehmoment über der Drehzahl für Dauerbetrieb (S1) und Durchlaufbetrieb mit Aussetzbelastung (S6). Durch die Fremdbelüftung ist das volle Bemessungsdrehmoment im Stillstand dauerhaft verfügbar. Wird die Einschaltdauer im S6-Betrieb mit einer Spieldauer von 10min anhand der Kennlinien hin zu 5% extrapoliert, resultiert ein maximales Drehmoment von $M = 367$ Nm. Das entspricht einer Überlastbarkeit von $\frac{M}{M_N} = 2,13$ für 30 Sekunden. Sowohl ein hohes Drehmoment im Stillstand als auch eine hohe Überlastbarkeit sind wichtige Voraussetzungen für Prüfstände von Fahrzeugantrieben, wo Anfahren und starkes Beschleunigen untersucht werden sollen. Der Motor wird von einem Umrichter gespeist, welcher aus Komponenten der Siemens SIMODRIVE 611 Produktreihe aufgebaut ist. Weitere Informationen dazu können dem Handbuch [10] entnommen werden. Der Motor wird an diesem Prüfstand drehzahlregelt betrieben. Der Sollwert wird als störunanfälliges analoges Stromsignal vom Steuer-PC an den Regelungseinschub des Umrichters übertragen.

Zur Erfassung der Drehzahl, unabhängig vom Drehzahlsignal des Drehmomentsensors, wurde die Geberleitung des Motors mit einem Signalsplitter der Firma Heidenhain angezapft. Das sin/cos $1 V_{SS}$ Signal des Gebers wird damit als 5 V TTL Signal extern zur Verfügung gestellt. Es wird über einen Inkrementalgebereingang der DS1104-Karte am Steuer-PC ausgewertet.

⁹IM B35: Fuß- und Flanschbefestigung, waagerechte Lage, mit Füßen, zwei Lagerschilde

2.2.4 PC-Schnittstelle

Zur Steuerung des Prüfstands und zur Aufzeichnung der Messdaten dient ein gewöhnlicher Desktop-PC – in dieser Arbeit als Steuer-PC bezeichnet. Er ist mit der Kommunikation durch eine Reihe digitaler und analoger Signale zentral in den Prüfstand integriert. Das Leistungsmessgerät und die Temperatur-Module sind seriell über COM- und USB-Port verbunden. Die Anbindung des Umrichters, des Feldstellers, der Lastmaschine und aller analogen Wandler erfolgt über die PC-Schnittstelle, welche seitlich am Steuer-PC angebracht ist. Sie ist in **Bild 2.1** auf Seite 5 schematisch angedeutet und ihr Aufbau und die Anschlüsse sind in **Bild 2.6** dargestellt.

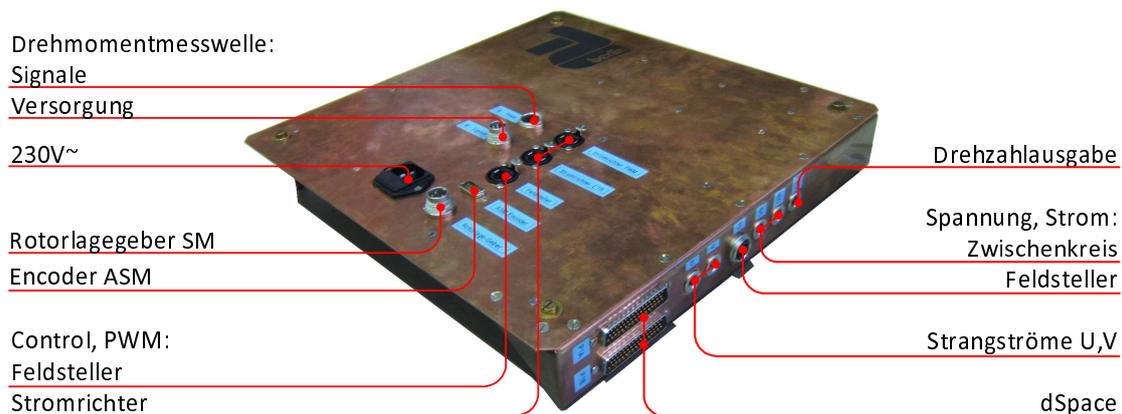


Bild 2.6 PC-Schnittstelle

Die digitale Kommunikation mit Umrichter und Feldsteller erfolgt differentiell gemäß RS422¹⁰ über die IO der DS1104-Karte. Es wird beiden jeweils über digitale Ausgänge ein Reset- und ein Freigabe-Signal gesendet, sowie von beiden ein Fehler-Signal über digitale Eingänge empfangen. Fehler werden bei Überstrom $I_1 > 350 \text{ A}$ bzw. $i_f > 18 \text{ A}$ oder Stillstand des Kühlkreislaufes ausgelöst. In der PWM-Unit werden die Ansteuersignale für die drei Halbbrücken des Umrichters und für den IGBT des Feldstellers erzeugt. Die TTL-Signale werden mittels Optokoppler potentialgetrennt und mit differentiellen Treibern übertragen. Zudem wird das Encoder-Signal der Lastmaschine ebenfalls potentialgetrennt an einem Encoder-Eingang der DS1104-Karte aufgenommen.

Die Ströme und Spannungen werden mit Strom- bzw. Spannungswandlern mit Stromausgang aufgenommen. Innerhalb der PC-Schnittstelle werden die Stromsignale durch angepasste Bürdenwiderstände so umgewandelt, dass die relevanten Messbereiche auf $\pm 10 \text{ V}$ abgebildet werden, um die höchstmögliche Auflösung bei der AD-Wandlung zu erzielen.

Die Signale an der DS1104-Karte werden mit 5 kHz synchron zum Pulsmuster im Reglerzyklus abgetastet und gewandelt. Die Signale an der DT304-Karte werden dazu nicht hardwareseitig synchronisiert, jedoch zehnmals schneller mit 50 kHz abgetastet. Die Zuordnung der Messwerte während der Messaufnahme erfolgt softwareseitig.

Eine Zusammenstellung der analogen Messsignale unter Angabe der resultierenden Messbereiche und theoretischen Auflösungen zeigt **Tabelle 2.2** auf der nächsten Seite. Während die Messgrößen an der DS1104-Karte vorrangig der Regelung dienen, werden die Messgrößen an der DT304-Karte zur Leistungsbestimmung genutzt. Einige Signale werden mit beiden

¹⁰Standard TIA/EIA: „Electrical Characteristics of Balanced Voltage Digital Interface Circuits“

Signal	DS1104 ¹	DT304 ²	Übertragung	Wandler	Bereich	Auflösung ³
Drehmoment	• ◦	• •	±10 V	DR2208	±500 Nm ±50 Nm	0,244 Nm 0,024 Nm
Solldrehzahl	◦	•	±20 mA	TV3	±7000 min ⁻¹	3,4 min ⁻¹
Rotorlage	•	◦	±10 V	OPV ⁴	±180 °	0,044 °
Strangströme	•	◦	±200 mA	LA 305-S ⁵	305 A~	0,211 A
Feldstrom	•	•	0..36 mA	LA 25-NP ⁵	0..16,7 A	0,008 A
Feldspannung	◦	•	0..36 mA	LV 25-P ⁵	0..140 V	0,068 V
ZK-Strom	◦	•	0..200 mA	LA 305-S ⁵	0..166 A	0,081 A
ZK-Spannung	◦	•	0..38 mA	LV 25-400 ⁵	0..438 V	0,214 V

¹ Abgetastet mit der DS1104-Karte von dSpace

² Abgetastet mit der DT304-Karte von Data Translation

³ Resultierende Auflösungen mit idealen 12 Bit, ±10 V AD-Wandlern (bzw. DA)

⁴ Signalpegel mit Operationsverstärker angepasst

⁵ Typbezeichnung für Spannungs- bzw. Stromwandler von LEM

Tabelle 2.2 Analoge Ein- und Ausgänge der PC-Schnittstelle

Karten erfasst. Zum einen, um die Regelungsaufgabe erfüllen zu können und zum anderen, um die Signalverläufe aufzuzeichnen.

Das Drehmoment wird mit dem Zweibereichs-Drehmoment-Sensor DR2208 von Lorenz Messtechnik aufgenommen und als ±10 V Spannungssignal direkt an den AD-Wandlern eingelesen.

Zur Übertragung der Solldrehzahl wird ein DA-Wandler verwendet, dessen ±10 V Ausgangssignal über den Trennverstärker TV3 in ±20 mA umgewandelt und am Regelungsmodul der Lastmaschine über einen Bürdenwiderstand abgeschlossen wird.

Zur Erhöhung der Störunanfälligkeit und der damit einhergehenden besseren Signalqualität der Messgrößen wurden folgende Maßnahmen zur EMV berücksichtigt:

- Alle Aufnehmer werden von derselben Spannungsversorgung (+5 V für digitale Signale, ±15 V für Stromwandler und OPVs) innerhalb der PC-Schnittstelle versorgt. Durch die sternförmige Verteilung der Versorgung nach außen werden Masseschleifen und gegenseitige Impedanzkopplungen vermieden. Die gemeinsame Masse liegt als Sternpunkt großflächig (niederinduktiv) und direkt am Schutzleiter-Potential des PC-Gehäuses an, auf welches auch die AD-Wandler in den beiden Einsteckkarten bezogen sind.
- Durch die Potentialtrennung des Trennverstärkers zur Übertragung der Solldrehzahl wird eine große Masseschleife über den gesamten Prüfstand hinweg verhindert.
- Die Übertragung erfolgt soweit möglich als Stromsignal in geschirmten, paarig verdrillten Leitungen. Die Stromübertragung ist unanfällig gegenüber Störspannungen wie z.B. Massepotentialdifferenzen oder induktiv eingekoppelten Störungen. Ihre

Dämpfung hängt überwiegend vom Innenwiderstand der Quelle ab, der bei Stromquellen sehr groß ist. Auftretende Störspannungen verändern daher das Nutzsignal nur wenig. Der Schirm schützt die Signalleitungen vor kapazitiv eingekoppelten Störströmen, gegenüber denen eine Stromübertragung empfindlich ist. Schließlich kompensiert die Verdrillung der Leitungen elektromagnetische Störfelder, die den Signalweg durchdringen. [5]

2.3 Messgeräte und Messaufnehmer

Unter Messeinrichtung versteht man laut DIN 1319-1 [11] die Gesamtheit aller Messgeräte und zusätzlicher Einrichtungen zur Erzielung von Messergebnissen durch Messungen. Deren Ziel ist – mit Hinsicht auf den verlustoptimalen Betrieb – Ergebniswerte für die elektrische und mechanische Leistung zu erhalten, die zeitlich zueinander konsistent sind und möglichst nahe an den wahren Werten liegen.

In diesem Abschnitt wird die Messkette angefangen von den Aufnehmern bis zur Anzeige am Rechner behandelt. Dazu werden die installierten Aufnehmer und Baugruppen nacheinander durch Angabe des Messprinzips und der Funktionsweise erläutert und im Folgenden auf die erreichbaren Genauigkeiten eingegangen. Schließlich werden Aussagen zu Messunsicherheiten und Fehlerfortpflanzung gemacht, um die Angabe von vollständigen Messergebnissen und deren realistische Interpretation zu ermöglichen.

2.3.1 Leistungsmessgerät

Der Energiefluss zwischen Umrichter und Synchronmaschine wird in Form der elektrisch aufgenommenen oder abgegebenen Wirkleistung des Stators der Synchronmaschine mit dem 3-Phasen Präzisions-Leistungsmessgerät LMG310 von ZIMMER Electronic Systems aufgenommen. Die Messkanäle weisen eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung auf, so dass Spannungen hoher Frequenz noch ausreichend genau messbar sind, wenn sie gegen Erde floaten. Dadurch und wegen seiner hohen Abtastrate eignet es sich bei umrichtergespeisten Drehstrommaschinen zur Leistungsmessung von Drehströmen mit Frequenzanteilen von DC bis 400 kHz.

Die Messkanäle haben einen Messbereich mit Spitzenwerten für Spannungen bis zu 2000 V. Dementsprechend werden die Strangspannungen direkt an den Klemmen der Maschine abgegriffen. Weil die Ströme jedoch jenseits des maximalen internen Messbereichs von 60 A liegen, wird pro Zuleitung ein Stromwandler mit einem Übersetzungsverhältnis von 1500:1 und am Messgerät jeweils der 300 mA Messbereich verwendet.

Die Strom- und Spannungskanäle werden fortlaufend gleichzeitig abgetastet und über einen Messzyklus¹¹ festgehalten. Die Zusammenfassung der Messwerte dient zur Berechnung der angezeigten Messgrößen. Über eine Mittelung¹² können auch mehrere Messzyklen zur Berechnung eines Messergebnisses herangezogen werden.

Das Gerät bietet zwei unterschiedliche Mess-Modi. Im *Harmonic*-Modus werden die Messergebnisse für Grundschwingung und Oberschwingungen berechnet, wobei eine Synchronisation auf die Messgrößen erforderlich ist. Verwendet wird hier der *Normal*-Modus, in dem die Grundschwingungsperiode nicht die entscheidende Rolle spielt. Die Wirkleistungen der

¹¹Der Messzyklus ist auf [0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10; 30; 60] Sekunden einstellbar.

¹²Die Mittelung ist als gleitender Mittelwert einstellbar über [1; 2; 4; 8; 16] Elemente realisiert.

drei Stränge werden aus den abgetasteten Momentanwerten der Spannungen und Ströme des Messzyklusses bestimmt.

$$P_{\text{Str}} = \frac{1}{T} \int_0^T (u_{\text{Str}}(t) \cdot i_{\text{Str}}(t)) dt \quad (2.3)$$

$$P_1 = P_U + P_V + P_W \quad (2.4)$$

Die Grundfrequenz wird im Allgemeinen kein Vielfaches des eingestellten Messzyklusses sein. Wenn also die Synchronisation auf die Grundswingungs-Periode fehlschlägt, entsteht zunächst durch die unvollständige Integration der letzten Grundswingungs-Periode im Messzyklus bei den einzelnen Leistungen der drei Stränge ein Fehler.

Interessant für die Auswertung ist jedoch die Summe der Wirkleistungen der Grundswingung aller drei Stränge. Diese ist bis auf die Oberschwingungen an einer symmetrischen Last eine Gleichgröße und damit unabhängig von der Integrationsperiode.

Der Messbereich der Spannungseingänge wird von der Größe der Zwischenkreisspannung u_{dc} bestimmt, denn die Strangspannungen haben einen konstanten Spitzenwert von $\frac{2}{3}u_{\text{dc}}$. So entstehen sehr große Scheitelfaktoren¹³ speziell bei kleinen Spannungen, die durch den großen Messbereich entsprechend grob aufgelöst sind.

Die Genauigkeit der Wirkleistungsmesswerte wird für sinusförmige Ströme und Spannungen im Bereich von 15 .. 500 Hz angegeben als:

$$\text{Messergebnis} = \text{Messwert} \pm (0,07\% \cdot \text{Messwert} + 0,08\% \cdot \text{Messbereich}) \quad (2.5)$$

Zur Angabe der Genauigkeit einer nicht-sinusförmigen Größe muss die harmonische Analyse verwendet werden. Mit der frequenzspezifischen Genauigkeit (Tabelle im Benutzerhandbuch) werden die Fehler in den Harmonischen bestimmt und deren geometrische Summe gebildet. Diese Summe zuzüglich des Fehlers, der dem jeweiligen Messbereich zugeordnet ist, ergibt die Unsicherheit des Messwerts.

Bei sinusförmigen Strömen entstehen auch bei stark Oberschwingungshaltigen Spannungen keine Harmonischen in der Wirkleistung. Zur Bestimmung der Unsicherheit ist diese Näherung hier sicherlich zulässig und damit kann Gleichung (2.5) verwendet werden.

2.3.2 Drehzahlgeber

Die Drehzahl ist eine Größe, die sich mit inkrementalen Drehgebern (Encodern) nur indirekt als Drehwinkel pro Zeiteinheit messen lässt. Drehgeber erzeugen bei einer gleichförmigen Drehung ein periodisches Ausgangssignal, dessen Anzahl der Perioden pro Umdrehung der Strichzahl¹⁴ des Drehgebers entspricht. Ist das Ausgangssignal ein digitales Rechtecksignal, so lässt sich ein relativer Drehwinkel durch Inkrementieren¹⁵ der digitalen Impulse erfassen, dessen Auflösung 360° geteilt durch die Strichzahl beträgt. An diesem Prüfstand stehen insgesamt drei Aufnehmer zur Verfügung:

1. Drehgeber des Drehmomentsensors: 5V TTL mit 360 Impulsen pro Umdrehung.
2. Drehgeber der Lastmaschine: sin/cos 1 V_{SS} mit 1024 Perioden pro Umdrehung.

Die Geberleitung des Motors wird mit einem Signalsplitter der Firma Heidenhain

¹³Der Scheitelfaktor, auch als Crest-Faktor bezeichnet, gibt das Verhältnis von Spitzen- zu Effektivwert an.

¹⁴Die Strichzahl ist die Anzahl von Impulsen / Linien / Strichen verteilt auf eine Umdrehung des Drehgebers.

¹⁵Inkrementieren ist das Erhöhen eines Wertes um einen festen Betrag, dem sogenannten Inkrement.

angezapft. Die Periodenzahl wird im Gerät vervierfacht und als digitales 5V TTL Signal extern zur Verfügung gestellt. Nach außen sind damit 4096 Perioden pro Umdrehung sichtbar.

3. Drehgeber der Synchronmaschine: $\sin/\cos 1 V_{SS}$ mit 4 Perioden pro Umdrehung. Die Signale werden mit AD-Wandlern eingelesen und der Drehwinkel wird numerisch in der Regelungshardware der DS1104-Karte berechnet.

Zur Bestimmung der Drehrichtung werden die Ausgangssignale auf zwei Spuren elektrisch 90° gegeneinander versetzt ausgegeben. Die DS1104-Karte besitzt zwei Encoder-Eingänge hinter denen die digitalen Impulse als Taktgeber jeweils ein 24 Bit Zählregister, abhängig von der Drehrichtung, hoch- oder runterzählen. Die Zählregister sind flankengesteuert, wodurch sich die Strichzahl effektiv vervierfacht. Die Encoder-Eingänge können Frequenzen bis 1,65 MHz erfassen. Bei einer Strichzahl von 4096 können damit mechanische Frequenzen bis 400 Hz bzw. Drehzahlen bis 24.000 min^{-1} erfasst werden. Drehgeber liefern einmal pro Umdrehung einen Index-Impuls, mit dem das Zählregister auf null gesetzt werden kann. Nach dem erstmaligen Reset kann der Drehwinkel als absolut zur Position des Index-Impulses interpretiert werden.

Ein Delta-Register speichert die gezählten Impulse von Aufruf zu Aufruf. Durch das Aufrufen mit einer konstanten Periode T beschreibt der Inhalt des Delta-Registers die Frequenz des Drehbersignals f_{in} und damit die Drehzahl selbst.

$$f_{in} = \frac{\Delta \text{Impulse}}{T} \Rightarrow n = \frac{f_{in}}{4 \cdot \text{Strichzahl}} \quad (2.6)$$

Da beim Zählen naturgemäß nur ganzzahlige Werte entstehen, unterliegt die Drehzahl einer Quantisierung. Sie hängt von der Strichzahl und der Periode T ab und die erfassbare Schrittweite bzw. die Auflösung beträgt:

$$\Delta n = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{4 \cdot \text{Strichzahl}} \quad (2.7)$$

Bei gegebener Strichzahl kann die erforderliche Periode für eine geforderte Mindestschrittweite bestimmt werden. **Tabelle 2.3** zeigt die Drehzahlaufösung in Abhängigkeit der Zykluszeit gemäß Formel (2.7) für die beiden bereits genannten Strichzahlen.

Die Zykluszeit wird von einem Hardware-Timer der DS1104-Karte erzeugt und kann als konstant angenommen werden. Damit entspricht die Genauigkeit einer Einzelmessung der Drehzahl ihrer Auflösung.

Der gesamte Algorithmus zur Stromregelung, inklusive aller peripherer Berechnungen, läuft auf dem Controller der DS1104-Karte in einem einzigen Task mit der Zykluszeit $T = 200 \mu\text{s}$. Das Delta-Register verfügt über keinen gesondert konfigurierbaren Taktgeber, so dass zum Auslesen ein Task mit einer größeren Periode eingerichtet werden müsste, um höhere Auflösungen zu erreichen. Darauf wurde verzichtet, um die unregelmäßig auftretenden Umschaltzeiten zwischen den Tasks zu vermeiden. Stattdessen wird über die grob aufgelösten

Zykluszeit T [ms]	Strichzahl	
	360	4096
0,2	208,3	18,3
1	41,7	3,7
2	20,8	1,8
4	8,3	0,7
10	4,2	0,4
20	2,1	0,2
40	1,0	0,1

Tabelle 2.3 Auflösungen [min^{-1}]

Drehzahlwerte ein gleitender Mittelwert gebildet.

$$n = \frac{1}{k} \left(\frac{1}{T} \frac{\Delta \text{Impulse}_1}{4 \cdot \text{Strichzahl}} + \frac{1}{T} \frac{\Delta \text{Impulse}_2}{4 \cdot \text{Strichzahl}} + \dots + \frac{1}{T} \frac{\Delta \text{Impulse}_k}{4 \cdot \text{Strichzahl}} \right) \quad (2.8)$$

$$n = \frac{1}{k \cdot T} \cdot \frac{1}{4 \cdot \text{Strichzahl}} \cdot \sum_{i=1}^k \Delta \text{Impulse}_i \quad (2.9)$$

Diese Art der Filterung erhöht die effektive Zykluszeit auf $k \cdot T$ und liefert in jedem Zeitschritt eine Drehzahl hoher Auflösung. Damit wird das langsame, $k \cdot T$ periodische Auslesen des Registers durch die Filterfunktion ersetzt. Für den Filter wird ein Ring-Puffer¹⁶ mit $k = 100$ Elementen verwendet, welcher jeweils die letzten 100 Werte des Delta-Registers festhält. Für die Summe in Gleichung (2.9) wird nur eine weitere Variable benötigt. In jedem Zeitschritt T wird der neue Wert im Puffer hinzugefügt und zur Summe addiert, sowie der älteste Wert aus dem Puffer entfernt und von der Summe subtrahiert. Mit dieser Vorgehensweise wird das Aufsummieren der 100 Werte des Puffers zu jedem Zeitschritt gespart.

2.3.3 Drehmomentsensor

Zur Aufnahme des Drehmoments der Synchronmaschine wird der 2-Bereichs-Drehmomentsensor DR-2208 der Firma Lorenz Messtechnik verwendet. Der Sensor ist freifliegend zwischen zwei Eingelenkkupplungen montiert und verbindet die Synchron- mit der Lastmaschine. Er bildet als Zwischenstück mit beiden Eingelenkkupplungen¹⁷ eine Zweigelenkkupplung¹⁸ für eine drehsteife und spielfreie Drehmomentübertragung bei gleichzeitigem Ausgleich des vorhandenen Achsversatzes.

Versorgungs-Spg.	V _{DC}	12..28
Ausgangssignal	V _{DC}	±10V
Aufwärmzeit	min	5
Messbereiche	Nm	500/50
Grenzdrehmoment	Nm	1.000
Maximaldrehzahl	min ⁻¹	10.000
Trägheitsmoment	kgm ²	2 · 10 ⁻⁴
Federkonstante	Nm/rad	3,4 · 10 ⁴
Genauigkeitsklasse	% v.E. ¹	0,1
Verstärkungsfehler	% v.E./K	±0,01
Offsetfehler	% v.E./K	±0,02

¹ Prozent vom Endwert

Tabelle 2.4 Kennwerte des Drehmomentsensors aus dem Datenblatt

Maximalwert verstimmen. Dadurch ist eine einfache Kalibrierung der Anwendung zur Aufnahme und Anzeige des Messwertes möglich. Nach einer Offsetkompensation wird der

¹⁶Im Ring-Puffer wird in jedem Schritt der älteste Wert entfernt und ein neuer Wert hinzugefügt.

¹⁷Eingelenk- oder Halbkupplungen gleichen Winkel- und Axialversatz aus.

¹⁸Zweigelenk- oder Vollkupplungen gleichen Winkel-, Axial- und Radialversatz aus.

externe Schalter betätigt und die Verstärkung so angepasst, dass der Endwert angezeigt wird.

Im Aufbau wurden zwei Maßnahmen zum störungsfreien Betrieb realisiert. Der Umrichterbetrieb verursacht Potentialsprünge an der Welle, welche die Übertragung der Sensorsignale von Rotor zu Stator innerhalb des Sensors stören. Das äußert sich darin, dass der Ausgang seinen Wert solange hält, bis wieder Werte fehlerfrei übertragen worden sind. Als effektive Entstörmaßnahme hat sich hier die Erdung der Welle über eine Kohlebürste erwiesen.

Bei der Übertragung des Drehmoments als Spannungssignal werden auf dem Leitungsweg unvermeidlich Störspannungen eingekoppelt. Das Signal wird daher in der PC-Schnittstelle vor der Wandlung mit einem passiven RC-Tiefpass erster Ordnung gefiltert. Durch die Grenzfrequenz von $f_g = 125 \text{ Hz}$ werden die leitungsgebundenen Störungen unterdrückt und es können trotzdem noch schnelle Änderungen des Arbeitspunktes verfolgt werden.

Resonanzfrequenz des Antriebsstrangs

Der Drehmomentsensor weist bedingt durch das Messprinzip eine gewisse Drehelastizität auf. Zur Abschätzung der mechanischen Eigenfrequenz des Antriebsstranges wird das Modell des Zwei-Massen-Schwingers verwendet. Darin werden die als konzentriert angenommenen Trägheitsmomente von Synchron- und Lastmaschine über die Federkonstante des Sensors drehelastisch miteinander verbunden. Die Eigenfrequenz folgt damit der Beziehung:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{c \cdot \left(\frac{1}{J_{ASM}} + \frac{1}{J_{SM}} \right)} \quad (2.10)$$

Trägheitsmoment Synchronmaschine	$J_{SM} = 0,19 \text{ kgm}^2$
Trägheitsmoment Lastmaschine	$J_{ASM} = 0,05 \text{ kgm}^2$
Federkonstante Drehmomentsensor	$c = 3,4 \cdot 10^4 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$
Resonanzfrequenz	$f_0 = 146 \text{ Hz} = 8.760 \text{ min}^{-1}$

Das Trägheitsmoment einer Kupplung ($0,0059 \text{ kgm}^2$) ist sehr viel kleiner als die Trägheitsmomente der Maschinen und die Federkonstante der Kupplungen ($0,0002 \text{ kgm}^2$) ist sehr viel größer als die des Sensors. Diese Größen werden im Zweimassenmodell vernachlässigt. Da der Prüfstand nur bis 6000 min^{-1} betrieben wird, kann keine Resonanz durch Unwucht angeregt werden. Dennoch können Resonanzen im Bereich um $2300 \text{ min}^{-1} \approx 36 \text{ Hz}$ akustisch deutlich wahrgenommen werden. Messungen zur Bestimmung tatsächlicher Resonanzen wurden nicht aufgenommen.

2.3.4 Strom- und Spannungswandler

Zur Aufnahme der Ströme und Spannungen werden Kompensationswandler des Herstellers LEM verwendet. Der zu messende Primärstrom (bei Spannungswandlern der Strom durch einen Vorwiderstand) wird durch einen Ringkern geführt und erzeugt in diesem einen Magnetfluss, der mittels eines Hall-Elements gemessen wird. Über den Sekundärstrom, der durch eine Wicklung auf dem Ringkern fließt, wird der Magnetfluss zu null geregelt und gibt dadurch skaliert und galvanisch getrennt den Primärstrom wieder. Dabei werden sehr geringe Ansprechzeiten und Bandbreiten bis über 100 kHz erreicht.

	LA 305-S	LA 25-NP	LV 25-P	LV 25-400
Messbereich Primärseite	±500 A	±18 A	±14 mA	±600 V
Ausgang Sekundärseite	±200 mA	±36 mA	±35 mA	±37,5 mA
Übersetzungsverhältnis	1:2500	1:500	2500:1000	25 mA/400 V
Genauigkeit	0,8 %	0,5 %	0,8 %	0,8 %
	±4 A	±90 mA	1,30 V ¹	±4,8 V

¹ Unter Berücksichtigung des primärseitigen 11,7 kΩ Shunt-Widerstandes

Tabelle 2.5 Eigenschaften Strom- und Spannungswandler, den Datenblättern entnommen

Die installierten Wandler, die wesentlichen Eigenschaften und deren Genauigkeit sind in **Tabelle 2.5** angegeben. Die Angaben entstammen den entsprechenden Datenblättern. Welche Messgröße mit welchem Wandler aufgenommen wird und welche tatsächlichen Messbereiche durch den Einsatz von Bürdenwiderständen und begrenztem Eingangsspannungsbereich der AD-Wandler entstehen, kann **Tabelle 2.2** auf Seite 14 entnommen werden.

Zur Erhöhung der Messgenauigkeit ist für die Wandler softwareseitig ein automatischer Offset-Abgleich realisiert. Nach einem internen Reset bei Neustart der Regelung wird dazu über 3 s der Offset als Ausgang eines langsamen I-Reglers so eingestellt, dass der Messwert zu null geregelt wird.

2.3.5 Analog-Digital-Wandler

Die AD-Wandler bilden das letzte Glied in der Messkette und dienen der Digitalisierung der analogen Größen. Durch die beiden Einsteckkarten DS1104 und DT304 stehen zwei unterschiedliche AD-Wandler zur Verfügung. In Abschnitt 2.2.4 wird die Verwendung der Einsteckkarten kurz erläutert und deren analoge Signalbelegung ist in **Tabelle 2.2** auf Seite 14 zusammengestellt.

Selbstverständlich arbeiten AD-Wandler nicht fehlerfrei. So entstehen z.B. Unsicherheiten durch statische Fehler der Eingangskennlinie und dynamische Fehler bei der Wandlung. Neben den Offset- und Steigungsfehlern, welche sich berücksichtigen bzw. kompensieren lassen, treten entlang der korrigierten Kennlinie zusätzliche Abweichungen auf, die als integraler Nichtlinearitätsfehler bezeichnet werden. Die damit einhergehende Variation der Quantisierungsstufen vom idealen Wert wird differentieller Nichtlinearitätsfehler genannt. Der durch die Schwankung der Abtastzeitpunkte bzw. Jitter entstehende dynamische Fehler hängt von der Eingangsspannungs-Änderung ab und spielt bei niedrigen Frequenzen keine Rolle. Es gibt also eine Vielzahl an Fehlereinflüssen. Eine ausführliche Zusammenstellung und Beschreibung der auftretenden Fehler ist z.B. in [12] angegeben.

Zur Charakterisierung der Eigenschaften werden entsprechende Kenngrößen angegeben. Für die AD-Wandler der beiden Einsteckkarten sind diese in **Tabelle 2.6** gegenübergestellt. Zur Bestimmung der verursachten Messunsicherheiten eines AD-Wandlers kann dessen Genauigkeit verwendet werden. Ist sie nicht angegeben, so kann sie mittels der effektiven Anzahl von Bits ENOB¹⁹ bestimmt werden. Der Wert gibt die erreichbare Auflösung unter Berücksichti-

¹⁹ENOB ist die englische Abkürzung für „effective number of bits“.

	DS1104	DT304
Eingangsspannungsbereich	± 10 V	± 10 V
Auflösung	12 Bit	12 Bit
Einzelkanalwandlung	parallel	multiplexed
Wandlungszeit	800 ns	2.5 μ s
Verstärkungsfehler	± 25 ppm/K	± 30 ppm/K
Offsetfehler	± 5 mV + 4 ppm/K	± 30 μ V + 160 μ V/K
Singal-Rausch-Verhältnis SNR	65 dB	71 dB
Gesamte harmonische Verzerrung THD	-80 dB	-80 dB
Effektive Anzahl von Bits ENOB	10,5	11,5
Genauigkeit	0,1 %	0,05%

Tabelle 2.6 Gegenüberstellung der AD-Wandler Eigenschaften

gung des Signal-Rausch-Verhältnisses SNR²⁰ und der harmonischen Verzerrung THD²¹ an. Für einen AD-Wandler ergibt sich die resultierende Quantisierungsstufenbreite:

$$u_{\text{LSB}} = \frac{u_{\text{ref}}}{2^{\text{ENOB}} - 1}$$

Die Quantisierungsabweichungen, die nun durch die Zuordnung zu den Digitalwerten entstehen, liegen innerhalb von $\pm \frac{u_{\text{LSB}}}{2}$, was als obere und untere Fehlergrenze angesehen werden kann. Wird u_{LSB} auf die Referenzspannung u_{ref} bezogen, erhält man die relative Genauigkeit.

$$G_{\text{rel}} = \frac{1}{2^{\text{ENOB}} - 1} \quad (2.11)$$

Werden lediglich Angaben zum SNR und THD gemacht, so können beide zum Verhältnis von Nutzsignal zu Summe aus Rauschen und Verzerrung SINAD²² zusammengefasst werden. Für einheitenlose Werte (also nicht in dB) gilt:

$$\frac{1}{\text{SINAD}^2} = \frac{1}{\text{SNR}^2} + \text{THD}^2 \quad (2.12)$$

Allein die Quantisierung schafft gemäß [12] eine Obergrenze für das Signal-Rausch-Verhältnis $\text{SNR}_{\text{max, [dB]}} = 6,02 \cdot 12 + 1,76 = 74$ dB eines 12-Bit Wandlers. Real erreichbare Werte liegen jedoch darunter, was auch **Tabelle 2.6** zu entnehmen ist. Äquivalent zur Bestimmung der Obergrenze kann nun die effektive Anzahl von Bits unter Berücksichtigung von Rauschen und harmonischer Verzerrung bestimmt werden.

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SINAD} - 1,76}{6,02} \quad (2.13)$$

2.3.6 Temperaturnaufnahme

Statorwicklungstemperatur

Die Temperatur ϑ_1 im Stator der Synchronmaschine wird mittels Platin - Widerstandsthermometern gemessen. Es sind insgesamt zehn Pt100-Widerstände verbaut. Acht Stück sind

²⁰SNR ist die englische Abkürzung für „signal to noise ratio“.

²¹THD ist die englische Abkürzung für „total harmonic distortion“.

²²SINAD steht für „signal to interference ratio including noise and distortion“

in der Wicklung verteilt und jeweils ein weiterer befindet sich nahe des Lagers auf der Schleifring- und auf der Kupplungsseite. Die Pt100 werden von NuDAM-6013 RTD-Modulen (*Resistance Temperature Device*) ausgewertet, welche über einen seriellen Bus via USB mit dem Steuer-PC verbunden sind (siehe **Bild 2.1** auf Seite 5). Alle zehn Widerstände werden mit einer Rate von 3 Hz in einer LabView-Anwendung ausgelesen. Die dazu gehörenden Temperaturen werden anhand folgender quadratischer Widerstandskennlinie berechnet:

$$R_{\text{Pt100}}(\vartheta_1) = 100 \Omega \cdot \left(1 + \alpha \cdot \vartheta_1 + \beta \cdot \vartheta_1^2\right) \quad (2.14)$$

$$\vartheta_1 = \frac{1}{2\beta} \left(-\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 4\beta \left(1 - \frac{R_{\text{Pt100}}(\vartheta_1)}{100 \Omega}\right)} \right) \quad (2.15)$$

Die Kennlinie des Pt100 mit den Koeffizienten $\alpha = 3,90802 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ und $\beta = -0,580195 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-2}$ gilt im Bereich von 0°C bis 850°C und wurde aus [13] unter W17 entnommen. Der Mittelwert der acht in den Wicklungen gemessenen Temperaturen wird als Statorwicklungstemperatur angenommen und innerhalb des Steuer-PCs mittels ActiveX-Server anderen Anwendungen zur Verfügung gestellt.

Rotorwicklungstemperatur

Die Wicklungstemperatur ϑ_f des Rotors wird indirekt gemessen. Dazu wird der Wicklungswiderstand anhand der gemessenen Spannung u_f und des Stromes i_f bestimmt. Beide Größen werden im Feldsteller (siehe Abschnitt 2.2.2) geeignet gewandelt. Die gemessene Spannung wird um den stromabhängigen Spannungsabfall an den Bürsten $u_B(i_f)$ aus Gleichung (3.3) in Abschnitt 3.4 korrigiert, um den tatsächlichen ohmschen Widerstand hinter den Schleifringen berechnen zu können.

$$R_f(\vartheta_f) = \frac{u_f - u_B(i_f)}{i_f} \quad (2.16)$$

Die Temperatur wird mittels folgender linearer Widerstandskennlinie berechnet:

$$R_f(\vartheta_f) = R_{f,23^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha \cdot (\vartheta_f - 23^\circ\text{C})) \quad (2.17)$$

$$\vartheta_f = \frac{R_f(\vartheta_f)}{R_{f,23^\circ\text{C}} \cdot \alpha} - \frac{1}{\alpha} + 23^\circ\text{C} \quad (2.18)$$

Der Temperaturkoeffizient von Kupfer $\alpha = 1/235 \text{ K}^{-1}$ wurde DIN EN 60034-2-1 [14] entnommen.

Es ist festzuhalten, dass lediglich die Temperaturen der Wicklungen in Stator und Rotor gemessen werden. Im aktiven Eisen sind keine Widerstandsthermometer untergebracht und solange die Maschine nicht den thermischen Beharrungszustand erreicht, kann ohne weiteres keine quantitative Aussage über die Temperaturen dort gemacht werden.

2.4 Messabweichung und Messunsicherheit

Jede Messeinrichtung unterliegt Einflüssen, die es verhindern, den wahren Wert x_w einer Messgröße genau zu bestimmen. Daher spielen die möglichen Abweichungen eines Messwertes x vom wahren Wert für die Beurteilung des Messergebnisses eine große Rolle.

Die grundlegenden Begriffe und Verfahren dazu regelt die Norm DIN 1319-1 [11]. Darin wird eine *Messabweichung* als Unterschied des Messwertes zum wahren Wert und eine *Messunsicherheit* als dessen Kennwert zur Kennzeichnung eines Wertebereiches definiert. Die Ströme, Spannungen und das Drehmoment werden indirekt gemessen. Die Anzeige der Messwerte am Rechner ist das Ergebnis am Ende einer Messkette bestehend aus Aufnehmer, Signalübertragung und AD-Wandler. In diesem Abschnitt wird die *Genauigkeit* aller Messketten dieser Messeinrichtung und die Messunsicherheit der damit aufgenommenen Messwerte bestimmt. Dazu werden die Unsicherheiten der systematischen Messabweichungen aus den Herstellerangaben und die zufälligen Messabweichungen durch Stichprobenmessungen bestimmt. Durch entsprechende Zusammenfassung beider Abweichungen wird die Unsicherheit im Ergebnis der direkten Messgrößen am Prüfstand angegeben.

Aus den Messgrößen werden weitere Messergebnisse wie Leistungen und Wirkungsgrade bestimmt. Eine Angabe der Messunsicherheit dieser abgeleiteten Messergebnisse kann aufgrund der Fehlerfortpflanzung nur in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt gemacht werden.

2.4.1 Systematische Messabweichungen

Systematische Messabweichungen liefern bei mehrfachen Messungen unter Wiederholbedingungen immer den gleichen Messwert. Sie sind also statisch bzw. für eine konstante Messgröße immer von gleichem Vorzeichen und Betrag. Zu den Ursachen zählen z. B. Nichtlinearität und Nullpunktverschiebung der Kennlinie oder Quantisierung durch Auflösung bei der Digitalisierung.

Hersteller von Messeinrichtungen garantieren einen Grenzwert der gesamten Messabweichung vom wahren Wert, der als Genauigkeit bezeichnet wird [12].

$$G = |x - x_w|_{\max} \quad (2.19)$$

Messwerte, die unter den für die Genauigkeit angegebenen Randbedingungen aufgenommen werden, liegen mit Sicherheit im Intervall $[x_w - G; x_w + G]$. Somit stellt die Genauigkeit die Grenze der systematischen Messabweichungen dar.

Die Aufnehmer verursachen Abweichungen bei der Wandlung der Messgröße in den Sekundärstrom. Die dabei geltenden Genauigkeiten können **Tabelle 2.5** auf Seite 20 entnommen werden. Weitere Abweichungen entstehen durch die Wandlung der Spannung am Bürdenwiderstand, der idealerweise als rauschfrei und unveränderlich angenommen wird. Die erreichbaren Genauigkeiten bei der AD-Wandlung können wiederum **Tabelle 2.6** auf Seite 21 entnommen werden.

Die resultierende Genauigkeit entspricht der Summe dieser beiden Einzelgenauigkeiten. Sie gibt die maximal zu erwartende, durch sie verursachte, systematische Abweichung des Messwerts vom wahren Wert an. Sie ist für die über AD-Wandler aufgezeichnete Größen in **Tabelle 2.7** auf der nachfolgenden Seite angegeben.

Messgröße		Aufnehmer		AD-Wandler		Gesamt G absolut
		Bereich	G [%]	Bereich	G [%]	
Drehmoment	M	± 500 Nm	0,1	± 500 Nm	0,05	$\pm 0,75$ Nm
		± 50 Nm	0,1	± 50 Nm	0,05	$\pm 0,075$ Nm
Strangströme	$I_{U/V/W}$	± 500 A	0,8	± 430 A	0,1	$\pm 4,43$ A
Rotorstrom	i_f	0..18 A	0,8	0..16,7 A	0,05	$\pm 0,10$ A
Rotorspannung	u_f	0..163,8 V	0,5	0..140 V	0,05	$\pm 1,38$ V
ZK-Strom	i_{dc}	0..500 A	0,8	0..166 A	0,05	$\pm 4,08$ A
ZK-Spannung	u_{dc}	0..600 V	0,8	0..438 V	0,05	$\pm 5,02$ V

Tabelle 2.7 Genauigkeiten der Messeinrichtung

Statistische Beschreibung systematischer Messabweichungen

Da nur die Grenzen der systematischen Messabweichungen über den Messbereich hinweg bekannt sind, jedoch weder ihr tatsächliches Vorzeichen noch ihr Betrag, werden sie gemäß DIN 1319-3 [15] als Zufallsgröße S einer Gleichverteilung im Intervall $[x_w - G; x_w + G]$ beschrieben. Die Standardabweichung der Gleichverteilung

$$\sigma_S = \frac{G}{\sqrt{3}} \quad (2.20)$$

wird zur Kennzeichnung der Unsicherheit $u(S)$ durch systematische Messabweichungen verwendet. Für mehrfache Messwerte $[x_1 \dots x_N]$ und für einzelne Messwerte x beträgt sie damit gleichermaßen $u_S(x) = \sigma_S$.

2.4.2 Zufällige Messabweichungen

Zufällige Messabweichungen liefern bei mehrfachen Messungen unter Wiederholbedingungen eine statistische Verteilung der Messwerte um einen Erwartungswert. Als Ursachen zählen hier z.B. EMV-Störungen auf den Messleitungen aber auch alle sonstigen nicht beherrschbaren Einflüsse. Eine Korrektur der zufälligen Messabweichungen ist grundsätzlich nicht möglich. Sie kann jedoch durch eine große Anzahl von Einzelmessungen beliebig klein gehalten werden.

Betrachtet werde nun ein stationärer Arbeitspunkt mit konstanter Drehzahl und konstantem Drehmoment. Im idealisierten Fall ist dann die am Leistungsmessgerät aufgezeichnete Wirkleistung konstant. Auch Feldstrom und Feldspannung sind konstant und gleiches gilt für die Zwischenkreisgrößen. Alle am Prüfstand aufgenommenen Messgrößen sind idealisiert also Gleichgrößen. Tatsächlich weisen jedoch Spannungen, Ströme und Drehmoment teilweise nicht unerhebliche Oberschwingungen in ihren zeitlichen Verläufen auf. Trotz der softwareseitigen Tiefpassfilter treten in den Messungen dadurch Abweichungen auf, die zwar mit sehr kleinen Grenzfrequenzen weitestgehend unterdrückt werden könnten. Das ginge jedoch auf Kosten der Dynamik von Messvorgängen, bei denen sich die Arbeitspunkte verändern sollen. Obwohl diese Abweichungen systematischer Natur sind, sind sie dennoch nicht vorhersehbar und korrigierbar. Vor allem lassen sie sich nicht von anderen zufälligen Einflüssen trennen. Aus diesem Grund werden sie hier als zufällige Messabweichungen mit statistischen Methoden behandelt.

Statistische Beschreibung zufälliger Messabweichungen

Ohne zufällige Messabweichungen erhielte man bei mehrmaliger Messung identische Werte μ , welche dem wahren Wert x_w , verschoben um die systematische Messabweichung entsprächen. Tatsächlich ist jedoch wegen der zufälligen Abweichungen jeder einzelne Messwert von μ verschieden. Daher können einzelne, mit zufälligen Messabweichungen behaftete Messwerte x_k als Realisierung einer Zufallsgröße Z mit Normalverteilung aufgefasst werden. Die Normalverteilung lässt sich nun mittels des Erwartungswertes μ und der Standardabweichung σ beschreiben.

Beide Werte würden sich aber nur bei einer unendlichen Anzahl von Messwerten exakt bestimmen lassen. Da man der Grundgesamtheit in der Praxis jedoch nur eine endliche Stichprobe mit N Messwerten entnehmen kann, werden für μ und σ sogenannte Schätzer ermittelt. Als Schätzwert für μ wird der arithmetische Mittelwert \bar{x} bestimmt:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k \quad (2.21)$$

Als Schätzwert für σ wird die empirische Standardabweichung s bestimmt:

$$s = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (x_k - \bar{x})^2} \quad (2.22)$$

Gemäß der Normalverteilung liegt jeder einzelne der N Messwerte mit einer Wahrscheinlichkeit von 68,3% innerhalb der Grenzen $\bar{x} \pm s$ und von 95,4% innerhalb der Grenzen $\bar{x} \pm 2s$.

Werden mehrere Messreihen mit N Messwerten aufgenommen, erhält man genauso viele unterschiedliche Schätzwerte, gestreut um den von zufälligen Abweichungen befreiten Wert μ . Jeder Schätzwert \bar{x}_k liegt nun mit einer Wahrscheinlichkeit von 68,3% im Intervall $\mu \pm \frac{s}{\sqrt{N}}$. Sollen also die zufälligen Abweichungen im Messergebnis weitgehend eliminiert bzw. μ hinreichend genau bestimmt werden, so muss die Anzahl der Messungen entsprechend groß gewählt werden. Als Messunsicherheit für ein Messergebnis, dass aus N Messwerten gebildet wurde, wird die Standardunsicherheit verwendet:

$$u(Z) = \frac{s}{\sqrt{N}} \quad (2.23)$$

Zufällige Messunsicherheit mittels Stichproben

Besteht die Messreihe für ein Messergebnis aus nur wenigen Werten, ist der Schätzer s sehr ungenau bzw. kann im Falle der Einzelmessung gar nicht bestimmt werden. Da bietet es sich an, für die Messeinrichtung einmalig eine möglichst große Stichprobe bzw. Messreihe aufzunehmen und deren Schätzer s_Z für die Angabe der Unsicherheit zu verwenden. Die Unsicherheit für einen einzelnen Messwert x beträgt dann $u_Z(x) = s_Z$.

Zur Aufnahme von Stichproben werden konstante Referenzgrößen in Form von stationären Arbeitspunkten des Antriebs benötigt. Da die Oberschwingungsanteile bei der Messung nicht vollständig unterdrückt werden, hängen die zufälligen Abweichungen damit aber direkt vom Arbeitspunkt ab. Deshalb wurden mehrere Messreihen mit $N = 10$ Messwerten bei den Drehzahlen 1000 min^{-1} , 3000 min^{-1} und 6000 min^{-1} jeweils mit und ohne Last aufgenommen. Die Lastwechsel werden durch Sprünge der Statorspannung herbeigeführt,

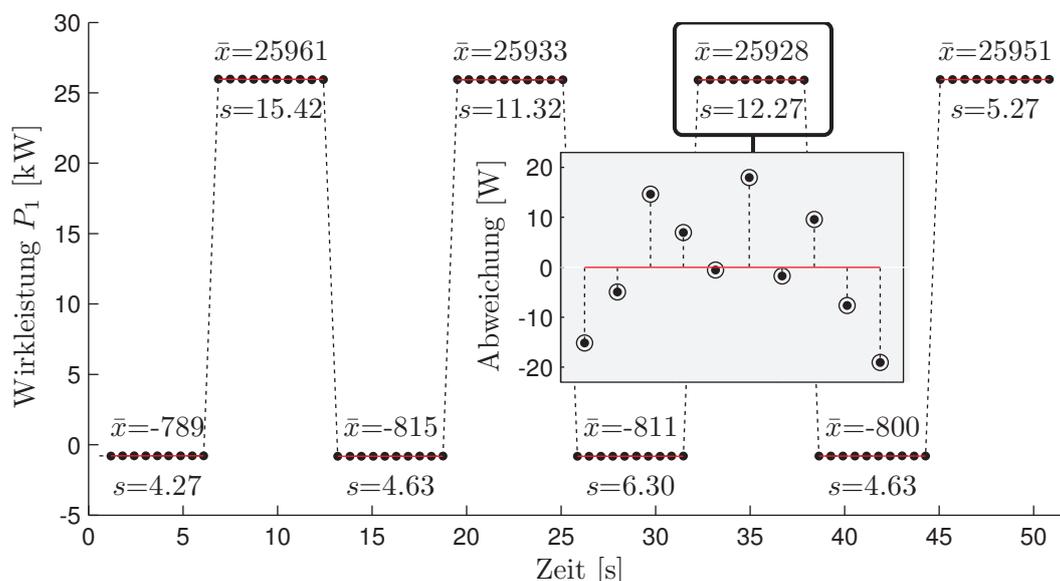


Bild 2.7 Mittelwerte \bar{x} und empirische Standardabweichungen s für acht Stichproben der Summen-Wirkleistung P_1 mit dem LMG310 bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$

wodurch Schwingungen im Antrieb angeregt werden, die sich auf die Ströme und die Drehzahl auswirken. Der Rotorstrom beschreibt die magnetische Energie $\frac{1}{2}L_f i_f^2$ der Rotorwicklung und die Drehzahl die mechanische Energie $\frac{1}{2}J\omega^2$ der rotierenden Masse. Mit der Regelung von Rotorstrom und Drehzahl werden diese Energieinhalte weitgehend konstant²³ gehalten und damit die Schwingungen stark gedämpft.

Parallel zur Sprungfolge der Statorspannung werden alle Größen aufgezeichnet. Als Beispiel ist der gemessene Wirkleistungsverlauf in **Bild 2.7** dargestellt. Darin sind für acht Stichproben die Mittelwerte und die empirischen Standardabweichungen eingetragen. Eine Stichprobe ist vergrößert, um die alternierenden Abweichungen zu veranschaulichen. Es wird ca. alle 630 ms ein Messzyklus des Leistungsmessgerätes mit $2 \times 200 \text{ ms}$ getriggert. Mit dem Ende des Messzyklusses wird jeweils ein Messwert von allen Messgrößen aufgezeichnet und nach jedem zehnten Wert ein Spannungssprung vorgegeben. Es bleiben damit ca. 230 ms für Einschwingvorgänge auf den neuen Arbeitspunkt. Dem Verlauf kann entnommen werden, dass die Dynamik des Leistungsmessgerätes mit diesen Einstellungen nicht zu träge bei Sprüngen der Arbeitspunkte reagiert. Entsprechendes kann auch für alle anderen Aufnehmer festgestellt werden. Die aus diesen Stichproben bestimmten Unsicherheiten streuen wegen der Abhängigkeit vom Arbeitspunkt. Die in **Tabelle 2.8** angegebenen Werte sind die aus allen Stichproben gemittelten Unsicherheiten aufgrund zufälliger Messabweichungen.

2.4.3 Messunsicherheit der Messergebnisse

In den vorhergehenden Punkten 2.4.1 und 2.4.2 werden die Messabweichungen systematischer und zufälliger Natur beschrieben und deren jeweilige Auswirkung auf die Unsicherheit

²³Im Zeitpunkt des Sprunges treten transiente Ausgleichsvorgänge auf, die von der Reglerdynamik bestimmt werden.

der Messwerte aufgezeigt. Die gesamte Unsicherheit eines Messergebnisses ist die geometrische Summe der systematischen und der zufälligen Messunsicherheit.

$$u(x) = \sqrt{u_S(x)^2 + u_Z(x)^2} \quad (2.24)$$

Sie lässt sich für die unmittelbaren Größen der Messeinrichtung unabhängig vom Messergebnis bestimmen und ist zusammen mit den systematischen und den zufälligen Unsicherheiten in **Tabelle 2.8** angegeben.

Messgröße			Standardunsicherheit:		
			syst. $u_S(x)$	zuf. $u_Z(x)$	ges. $u(x)$
Drehmoment	M	[Nm]	0,44	0,24	0,50
		[Nm]	0,05	0,22	0,23
Drehzahl	n	[min ⁻¹]	0,12	1,42	1,43
Statorwirkleistung	P_1	[W]	26,9 ¹	8,2	28,1
Statorströme	$I_{U/V/W}$	[A]	2,56	0,23	2,57
Rotorstrom	i_f	[A]	0,06	0,01	0,06
Rotorspannung	u_f	[V]	0,80	0,82	1,15
ZK-Strom	i_{dc}	[A]	2,36	0,05	2,36
ZK-Spannung	u_{dc}	[V]	2,90	0,13	2,90

¹ Beispiel für einen Messwert = 15 kW im Messbereich = 45 kW

$$G = 0,07\% \cdot 15 \text{ kW} + 0,08\% \cdot 45 \text{ kW} \quad (\text{Siehe Formeln (2.5) \& (2.20)})$$

Tabelle 2.8 Messunsicherheiten der unmittelbaren Messgrößen

Es handelt sich dabei um Standardunsicherheiten. Ein einzelner Messwert x liegt demnach mit der Wahrscheinlichkeit $P = 68,3\%$ im Bereich von $\pm u(x)$ um den wahren Wert der Messgröße.

$$x - u(x) \leq x_w \leq x + u(x) \quad (2.25)$$

Fehlerfortpflanzung bei abgeleiteten Messergebnissen

Die unmittelbaren Messgrößen Drehmoment, Drehzahl, Statorwirkleistung, Zwischenkreisspannung, Zwischenkreisstrom, Rotorspannung und Rotorstrom bestimmen den Arbeitspunkt der Synchronmaschine vollständig und können (in dieser Reihenfolge) in der Menge Q zusammengefasst werden.

$$Q = \{M, n, P_1, u_{dc}, i_{dc}, u_f, i_f\} \quad (2.26)$$

Aus ihnen können die Messergebnisse für die Rotorleistung, Zwischenkreisleistung, Wellenleistung, Wirkungsgrad der Synchronmaschine und Gesamtwirkungsgrad abgeleitet und (in dieser Reihenfolge) in der Menge H zusammengefasst werden.

$$H = \{P_f, P_{dc}, P_m, \eta_{SM}, \eta_{ges}\} \quad (2.27)$$

Die dazu nötigen Abbildungen bzw. Zielfunktionen sind in der Menge F beschrieben.

$$F = \begin{cases} P_f & = u_f \cdot i_f \\ P_{dc} & = u_{dc} \cdot i_{dc} \\ P_m & = 2\pi n \cdot M \\ \eta_{SM} & = \frac{2\pi n \cdot M}{P_1 + u_f \cdot i_f} \\ \eta_{ges} & = \frac{2\pi n \cdot M}{u_{dc} \cdot i_{dc}} \end{cases} \quad (2.28)$$

Die Unsicherheiten der Messwerte aus Q übertragen sich durch die Zielfunktionen F auf die abgeleiteten Messergebnisse H entsprechend dem Gaußschen Fehlerfortpflanzungsgesetz.

$$u(H_i) = \sqrt{\sum_{k=1}^N \left(\left. \frac{\partial F_i}{\partial Q_k} \right|_Q \right)^2 \cdot u^2(Q_k)} \quad (2.29)$$

In dieser Form wird eine eventuelle Korrelation zwischen den Unsicherheiten der einzelnen Größen nicht berücksichtigt. Bei der Auswertung des Fehlerfortpflanzungsgesetzes sind zwar die Unsicherheiten der Messwerte $u(Q_k)$ konstant, jedoch müssen die Zielfunktionen am Arbeitspunkt Q nach den einzelnen Messgrößen Q_k partiell abgeleitet werden. Damit lässt sich keine allgemeingültige Aussage zu den Messunsicherheiten der abgeleiteten Messergebnisse in H machen. Zahlenwerte können nur für einen konkreten Arbeitspunkt bestimmt werden. In **Tabelle 2.9** werden beispielhaft die Messergebnisse für zwei Arbeitspunkte – Teil- und Vollast – angegeben.

Messgröße			Teillast	$u(x)$	Vollast	$u(x)$
Drehmoment	M	[Nm]	31,88	$\pm 0,50$	86,24	$\pm 0,50$
Drehzahl	n	[min ⁻¹]	4004,02	$\pm 1,42$	4003,24	$\pm 1,42$
Statorwirkleistung	P_1	[kW]	14,49	$\pm 0,068$	37,94	$\pm 0,078$
Zwischenkreisspannung	u_{dc}	[V]	293,88	$\pm 2,90$	291,35	$\pm 2,90$
Zwischenkreisstrom	i_{dc}	[A]	50,60	$\pm 2,36$	131,45	$\pm 2,36$
Rotorspannung	u_f	[V]	29,57	$\pm 1,15$	58,32	$\pm 1,15$
Rotorstrom	i_f	[A]	3,82	$\pm 0,06$	7,73	$\pm 0,06$
Rotorleistung	P_f	[W]	113,03	$\pm 8,17$	450,70	$\pm 16,22$
Zwischenkreisleistung	P_{dc}	[kW]	14,87	$\pm 0,46$	38,30	$\pm 0,50$
Mechanische Leistung	P_m	[kW]	13,37	$\pm 0,21$	36,15	$\pm 0,21$
Wirkungsgrad SM	η_{SM}	[%]	91,54	$\pm 0,21$	94,17	$\pm 0,03$
Wirkungsgrad gesamt	η_{ges}	[%]	89,90	$\pm 1,94$	94,40	$\pm 0,39$

Tabelle 2.9 Standardmessunsicherheiten der abgeleiteten Messergebnisse

Die ersten sieben Zeilen enthalten die Angaben der unmittelbaren Messgrößen der Menge Q . Zum vollständigen Messergebnis gehören die jeweils hinter den Messwerten stehenden Standardunsicherheiten, welche **Tabelle 2.8** auf der vorhergehenden Seite entstammen und sich für beide Arbeitspunkte (bis auf die Statorwirkleistung) nicht unterscheiden. Die letzten fünf Zeilen zeigen die abgeleiteten Messergebnisse der Menge H . Auch hier sind hinter den Mess- bzw. Schätzwerten die Standardunsicherheiten angegeben. Sie wurden

durch Auswertung der Formel (2.29) bestimmt und zeigen deutlich die Abhängigkeit vom Arbeitspunkt. Je größer die abgegebene Leistung der Maschine, desto besser der Wirkungsgrad und desto geringer dessen Messunsicherheit.

Erweiterte Messunsicherheit

Zusätzlich zur Standardunsicherheit kann gemäß DIN 1319-3 [15] ein Vertrauensbereich des Messergebnisses angegeben werden. Dazu wird die Standardunsicherheit des Messergebnisses mit dem Vertrauensfaktor t gewichtet.

$$U(x) = t \cdot u(x) \quad (2.30)$$

Bei endlichen Stichproben mit N Messwerten muss der Vertrauensfaktor aus der sogenannten Student-Verteilung bestimmt werden. Sie ist etwas breiter als die Normalverteilung, da die Vertrauensgrenzen für eine endliche Anzahl von Werten in der Stichprobe größer sein müssen als bei der Normalverteilung mit $N \rightarrow \infty$.

Die Vertrauensfaktoren für zwei Wahrscheinlichkeiten zeigt **Tabelle 2.10**. Die aufgenommenen Stichproben aus Punkt 2.4.2 enthalten jeweils $N = 10$ Messwerte. Die entsprechende Spalte ist daher in der Tabelle hervorgehoben.

Stichprobengröße N	2	3	4	6	10	20	50	100	200
$P = 68,3\% \cong 1,00 \cdot \sigma$	1,84	1,32	1,20	1,11	1,06	1,03	1,01	1,01	1,00
$P = 95,0\% \cong 1,96 \cdot \sigma$	12,7	4,30	3,18	2,57	2,26	2,09	2,01	1,98	1,97

Tabelle 2.10 Vertrauensfaktor t in Abhängigkeit der Wahrscheinlichkeit P (Quelle: [12])

3 Kapitel 3

Synchronmaschine

3.1 Betriebsbereich

Der Elektromotor in einem Hybrid- oder Elektrofahrzeug ist in der Regel permanenten Änderungen der Drehzahl und des Drehmoments ausgesetzt. Abgesehen von Überland- oder Autobahnfahrten mit zeitweilig konstanten Verhältnissen, wird im Stadtverkehr fortwährend beschleunigt und gebremst. Der Motor arbeitet, bedingt durch die Art der Integration in den Antriebsstrang, in einem großen Drehzahlbereich und wird gegenüber dem Dauerbetrieb zudem gezielt überlastet. Die DIN EN 60034-1 [16] sieht für diesen Fall die Betriebsart S9 vor, bei der sich Belastung und Drehzahl nichtperiodisch ändern und Überlastungen weit über die Referenzlast zulässig sind. In diesem Kontext kann das Grenzdrehmoment des Dauerbetriebs als Referenzlast angesehen werden. Die Überlastung der Maschine darüber hinaus stößt an drei grundsätzliche Grenzen.

1. Der Umrichter des Prüfstands hat einen maximalen, thermisch zulässigen Ausgangsstrom von 280 A, der auch deshalb nicht überschritten werden darf, weil die Stromwandler sonst in die Sättigung geraten und die Messwerte verfälschen.
2. Die Zwischenkreisspannung von 300 V beschränkt die maximale Strangspannung an der Grenze zur Übermodulation auf $U_{1,\max} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{6}} = 123 \text{ V}$.
3. Die Lastmaschine muss das Drehmoment der Synchronmaschine aufnehmen und setzt ihr damit gemäß der Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie (im Anhang unter A.1) bezüglich der erreichbaren Drehzahl und Leistung eine Grenze.

Der gesamte Betriebsbereich²⁴ ist in **Bild 3.1** dargestellt. Die Bereiche für Dauer- und Überlastbetrieb sind darin farblich markiert und durch die Dauer- bzw. Volllast-Kennlinien begrenzt. Die mögliche Überlastbarkeit ist durch den maximalen Strom begrenzt und nur im Feldschwächbereich von der Spannung des Zwischenkreises u_{dc} abhängig. So kann im Feldschwächbereich an der Spannungsgrenze bei 300 V eine maximale Leistung von ca. 87 kW erbracht werden, wohingegen bei 240 V nur noch 69 kW zu erwarten sind. Eine entsprechende Spannungsabhängigkeit trifft auch auf die Grenze des Dauerbetriebes zu. Im Grunddrehzahlbereich beträgt das maximale Drehmoment im Dauerbetrieb 55 Nm, kann aber kurzzeitig bis auf 220 Nm gesteigert werden.

Die zulässige Dauer einer Überlastung hängt dabei von den thermischen Zeitkonstanten des Motors und der Kühlmitteltemperatur ab. Mithilfe eines thermischen, vorzugsweise messwertgestützten Temperaturmodells kann der Motor im Betrieb so in seiner Leistung gedrosselt werden, dass ein Überschreiten der Grenztemperatur verhindert wird.

Der Bemessungspunkt der Synchronmaschine ist in **Tabelle 3.1** gegeben und in **Bild 3.1** gekennzeichnet. Für diesen wurden beim Hersteller Erwärmungsläufe durchgeführt und die für Dauerbetrieb zulässigen Ströme und der Leistungsfaktor bestimmt. Die weiteren Größen wurden durch eigene Messungen bestimmt.

²⁴Für die Verläufe wurde das maximal mögliche Drehmoment für den zulässigen Stator- und Rotorstrom aus dem sättigungsabhängigen, stationären Modell gemäß Abschnitt 6.5.1 abgeleitet.

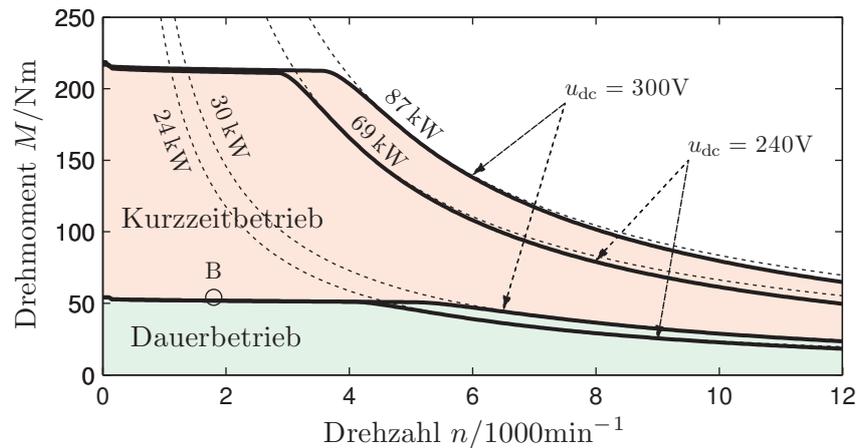


Bild 3.1 Maximaler Betriebsbereich der Maschine
 B: Bemessungspunkt (siehe **Tabelle 3.1**)
 Dauerbetrieb begrenzt durch $I_{1,N} = 95 \text{ A}$, $i_{f,N} = 6 \text{ A}$.
 Überlastbetrieb begrenzt durch $I_{1,max} = 280 \text{ A}$, $i_{f,max} = 16 \text{ A}$.

P_N [kW]	n_N [min ⁻¹]	M_N [Nm]	U_N [V]	I_N [A]	$\cos \varphi_N$	$i_{f,N}$ [A]	$R_{f,125^\circ\text{C}}$ [Ω]	η [%]
10,3	1800	55	78	95	0,83	6	8,0	90,8

Tabelle 3.1 Bemessungspunkt der Synchronmaschine

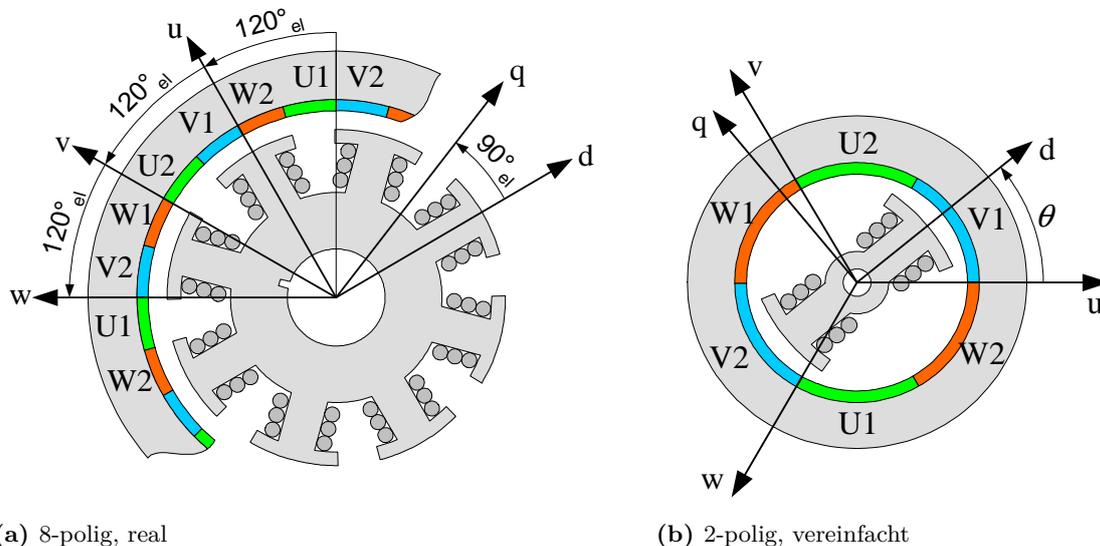
3.2 Mechanischer Aufbau

Die hier untersuchte, elektrisch erregte Schenkelpolmaschine ist ein Prototyp aus einer Entwicklungsreihe, die auf den Einsatz in Elektrofahrzeugen abzielt.

Das Blechpaket des Stators trägt eine dreisträngige Drehstromwicklung, welche acht Pole ausbildet. Die Stränge der Wicklung sind in Stern geschaltet. Jedoch sind die Strangenden lang nach außen geführt, um unterschiedliche Verschaltungen zu erlauben, was den Wickelkopf des Prototypen größer macht als eigentlich nötig. Das Blechpaket ist wassergekühlt und zu diesem Zwecke von einer abgedichteten Hülle mit Schlauchanschlüssen umschlossen. Zudem ermöglichen Öffnungen an den Stirnseiten des Motors einen geringen axialen Luftstrom zum Wärmetransport durch den 1 mm breiten Luftspalt. Das Blechpaket hat einen Außendurchmesser von 210 mm und wiegt ca. 36 kg.

Der Rotor ist geblecht ausgeführt und besitzt acht ausgeprägte Schenkelpole. Sie tragen eine Gleichstromwicklung, welche über Kohlebürsten und Schleifringe gespeist wird. Dämpferwicklungen sind nicht eingebaut. Der Rotor gibt seine Wärme über den Luftspalt und die Lager an den Stator ab. Zur Lagerung sind Rillenkugellager eingebaut. Mit einer Bandagierung des Rotors sind Drehzahlen bis 12.000 min^{-1} zulässig. Als potentielle Ursache für die Entstehung von übermäßigen Rotorzusatzverlusten wurde die Metallbandage entfernt. Daher sind in der Form lediglich Drehzahlen²⁵ bis 6.000 min^{-1} zulässig. Das Blechpaket hat einen Außendurchmesser von 130 mm und wiegt inklusive Welle ca. 25 kg.

²⁵Die Lastmaschine begrenzt die maximale Drehzahl des Prüfstandes auf 6.000 min^{-1} .



(a) 8-polig, real

(b) 2-polig, vereinfacht

Bild 3.2 Querschnitt, Wicklungsachsen und rotorfestes dq-Koordinatensystem der Synchronmaschine

Die Maschine wird von zwei massiven rechteckigen Flanschen an den Stirnenden getragen und wiegt damit insgesamt ca. 80 kg. Dem Aufbau geschuldet weist sie eine resultierende Wellenhöhe von 310 mm auf.

Hinter dem kupplungsseitigen Flansch ist im Inneren des Gehäuses ein Gebersystem zur Messung der Rotorlage untergebracht, um eine rotororientierte Regelung zu ermöglichen. Der Querschnitt des Motors ist schematisch in **Bild 3.2a** dargestellt. Die Spulen des Stators sind farblich gekennzeichnet. Der Anfang einer Spule ist mit '1' und das Ende mit '2' gekennzeichnet. Fließt nur in einem Strang (U, V, W) ein Strom, so entsteht ein magnetischer Fluss, der die Richtung der eingezeichneten Wicklungsachse (u, v, w) dieses Stranges vorgibt. Die statorfesten Wicklungsachsen sind elektrisch um 120° , räumlich jedoch um $120^\circ/p = 30^\circ$ zueinander versetzt. Analog verhält es sich mit den rotorfesten Achsen. Die Polmitten- bzw. Längsachse (d) liegt zur Pollücken- bzw. Querachse (q) elektrisch um 90° und räumlich um $90^\circ/p = 22,5^\circ$ versetzt. Zur elektrischen Beschreibung der Maschine genügt die Betrachtung von nur einem der vier Polpaare. Den vereinfachten, „elektrischen“ Querschnitt zeigt **Bild 3.2b**. Darin befindet sich pro Strang jeweils nur eine Spule und daher sind die statorfesten Wicklungsachsen auch räumlich um 120° versetzt. Der Rotor hat nur zwei Pole, und Längs- und Querachse stehen damit senkrecht aufeinander. Die Lage des dq-Bezugssystems beschreibt der Winkel θ zwischen der u-Wicklungsachse des Stators und der Längsachse des Rotors.

3.2.1 Trägheitsmoment

Das Trägheitsmoment eines Rotationskörpers beschreibt das konstante Verhältnis des Drehmoments zur resultierenden Winkelbeschleunigung bezüglich einer betrachteten Drehachse. Bei elektrischen Maschinen ist der Rotationskörper der bewegliche Rotor mit der durch dessen Lagerung bestimmten Drehachse. Das Trägheitsmoment des Rotors wird

als Teil des gesamten Trägheitsmoments des Antriebsstrangs für die Bestimmung der Bremsdrehmomente durch Auslaufversuche benötigt.

Ist die Dichte ρ des Rotors durch die verwendeten Materialien am Punkt \vec{r} bekannt, kann das Trägheitsmoment mit einem Volumenintegral berechnet werden.

$$J = \int_V r^2 \cdot \rho(\vec{r}) \cdot dV \quad (3.1)$$

Die Bestimmung der Massenaufteilung ist wegen der Schenkelpole und den Wicklungen zu aufwendig. Der Rotor wird daher vereinfacht aus zwei massiven Zylindern zusammengesetzt, deren Abmessungen maßstäblich aus Zeichnungen entnommen wurden. Als Material wird Stahl mit der Dichte von $\rho = 8 \text{ kg/m}^3$ angenommen.

1. Das Rotorblechpaket hat den Durchmesser $d = 130 \text{ mm}$, die Länge $l = 225 \text{ mm}$ und wiegt ca. $m = 23,9 \text{ kg}$.
2. Die Wellenenden haben im Mittel den Durchmesser $d = 35 \text{ mm}$ und eine Gesamtlänge von $l = 232 \text{ mm}$ und wiegen damit gemeinsam ca. $m = 1,8 \text{ kg}$.

Die Lösung des Volumenintegrals für einen homogenen Vollzylinder und das Ergebnis für die Summe der Trägheitsmomente von Rotorpaket und Wellenenden lautet:

$$J_{\text{Zyl}} = \frac{1}{8} \cdot m \cdot d^2 \quad \Rightarrow \quad J = 0,0507 \text{ kgm}^2 \quad (3.2)$$

Alternativ kann das Trägheitsmoment auch messtechnisch bestimmt werden. Der Rotor muss dazu ausgebaut und als Torsionspendel aufgehängt werden. Das Trägheitsmoment kann dann aus der Schwingungsdauer beim Auspendeln bestimmt werden.

3.3 Wicklungswiderstände

3.3.1 Statorwicklung

Bei der Messung sehr kleiner Widerstände müssen die Zuleitungen, deren Widerstände in derselben Größenordnung liegen können, berücksichtigt werden. Um die Fehler klein zu halten, wurden im Stillstand jeweils zwei Strangwiderstände in Reihe gemessen. Folgende Widerstände wurden so mit der Vierleitermethode²⁶ aufgenommen:

$$\begin{aligned} R_U + R_V &= 17,91 \text{ m}\Omega \\ R_V + R_W &= 17,67 \text{ m}\Omega \\ R_W + R_U &= 18,08 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_U \\ R_V \\ R_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 17,91 \\ 17,67 \\ 18,08 \end{bmatrix} \text{ m}\Omega$$

Die Messung wurde bei 23°C mit 20 A durchgeführt. Die Verlustleistung beträgt damit weniger als 10 W und erwärmt die Wicklung nicht wesentlich während der Messung. Für die drei Strangwiderstände ergeben sich mit einer Messunsicherheit von ca. $0,02 \text{ m}\Omega$ damit die Werte:

$$23^\circ\text{C}: \quad R_U = 9,16 \text{ m}\Omega \quad R_V = 8,75 \text{ m}\Omega \quad R_W = 8,92 \text{ m}\Omega$$

²⁶Bei der Vierleitermessung gibt es zwei Leiter, die den Strom führen und zwei Leiter, die die Spannung hochohmig direkt an den Klemmen abnehmen.

Die Strangwiderstände werden im allgemeinen zusammen mit der während der Messung vorherrschenden Temperatur angegeben, da diese einen materialabhängigen Einfluss auf den Widerstandswert hat. Die Korrektur der Strangwiderstände auf die jeweilige Temperatur wird in Abschnitt 5.2.1 erläutert.

3.3.2 Rotorwicklung

Die Rotorwicklung ist direkt nur über die Anschlüsse an den Schleifringen auf der Welle zugänglich. Mit einer Vierleitermessung, mit wesentlich kleinerem Strom als bei der Messung am Stator, wird der Widerstand der Rotorwicklung hinter den Schleifringen ohne Bürsteneinfluss gemessen.

$$23\text{ °C: } R_{f,23\text{ °C}} = 5,765\ \Omega$$

Die Genauigkeit, mit der der Rotorwicklungswiderstand im Betrieb bestimmt werden kann, ist wegen der kleinen Ströme $i_f < 12\text{ A}$ hinsichtlich der Stromwärmeverluste nicht kritisch. Die Korrektur des Wertes auf eine andere Temperatur wird in Abschnitt 5.2.1 erläutert.

3.4 Bürstenspannung

In Abschnitt 2.3.6 wird die Methode zur Bestimmung der Wicklungstemperatur des Rotors beschrieben. Sie setzt die Kenntnis des Widerstandes voraus, der mittels der Wicklungsspannung und des Rotorstroms bestimmt wird. Da aber lediglich die Rotorspannung an den Zuleitungen im Feldsteller gemessen wird, muss die Bürstenspannung vorab bekannt sein, um die Spannung an der Wicklung bestimmen zu können. Denn der Rotorstrom fließt auf seinem Weg vom Feldsteller über die Rotorwicklung und zurück, über zwei Kohlebürsten am Stator und zwei Schleifringe auf dem Rotor. An dieser Bürsten-Schleifring-Konstruktion fällt die zu bestimmende Bürstenspannung ab.

Kohlebürsten werden in einem Sinterprozess hergestellt. Zur gezielten Reduzierung des spezifischen Widerstands kann der Pulvermischung auf Kohlenstoffgrundlage Metallpulver zugesetzt werden. Je höher der Anteil, desto niedriger der resultierende Widerstand. Die Bestimmung der Eigenschaften wie z. B. Dichte, Härte, Biegefestigkeit und Widerstand ist in DIN IEC 60413 [17] geregelt. Jedoch lässt sich der Spannungsabfall aus diesen Daten nicht ausreichend genau berechnen. Äußere Einflüsse wie Luftfeuchtigkeit und Kühlung spielen eine wesentliche Rolle. Daher wurde die Bürstenspannung messtechnisch bestimmt. Der Übergangswiderstand zwischen Bürste und Schleifring wird zwar von der Drehzahl der Maschine beeinflusst. Ein signifikanter Unterschied zwischen laufender Maschine und Stillstand konnte allerdings nicht festgestellt werden. Die Klemmenspannung des Rotors war bei konstanten Temperaturverhältnissen und konstantem Rotorstrom vom Stillstand bis zu hohen Drehzahlen unveränderlich.

An einer Bürste wurde zur Temperaturüberwachung ein Thermoelement angebracht. Dabei konnte ein geringer Einfluss des durch die Drehzahl verursachten axialen Luftstroms auf die Temperatur der Bürste beobachtet werden. Dem Rotor wurde bei 3000 min^{-1} ein Strom von $i_f = 8\text{ A}$ eingepreßt. Die Temperatur blieb durch die offene Lage und den axialen Luftstrom unterhalb von 40 °C . Im Stillstand wurden hingegen höhere Temperaturen beobachtet.

So wurden vier Messungen im Stillstand aufgenommen, bei denen der Rotorstrom mit einem konstanten mittleren Effektivwert von $i_f = 7\text{ A}$ zwischen 1 und 10 A variiert wurde.

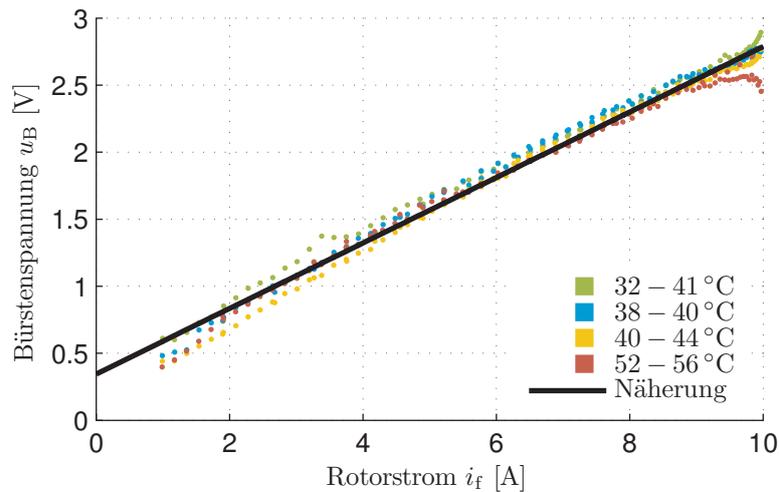


Bild 3.3 Vier Messungen der Bürstenspannung im Stillstand mit Angabe der Bürstentemperatur

Die Spannungen an der Wicklung auf dem Rotor und an den Klemmen am Stator wurden parallel gemessen. Die Differenz ist als Bürstenspannung in **Bild 3.3** dargestellt.

Die Krümmung der Kennlinie kann durch die physikalischen Effekte an den Grenzschichten zwischen Schleifringen und Kohlebürsten erklärt werden. Zwischen Schleifring und Bürste befindet sich eine etwa 20 nm dicke Schicht, welche als Patina bezeichnet wird und im Wesentlichen aus einer Oxidschicht und weiteren Ablagerungen besteht.

Die Oberflächen von Schleifring und Kohlebürste weisen eine gewisse Rauheit auf, so dass die tatsächlich kontaktierende Fläche von mikroskopisch kleinen Kontaktpunkten gebildet wird. Durch die Einschnürung des Stromes auf den jeweiligen Kontaktpunkt entsteht dort ein sogenannter Engewiderstand.

Patina und Engewiderstand sind hintereinander geschaltet und bilden gemeinsam den Übergangswiderstand des Gleitkontaktes. Je größer die Stromdichte, desto mehr Kontaktpunkte mit steigendem Durchmesser werden durch die Patina hindurch aufgebaut, wodurch der Übergangswiderstand abfällt. [18, 19]

Die gesammelten Messwerte werden durch eine Regression als lineare Kennlinie angenähert.

$$u_B = 0,244 \Omega \cdot i_f + 0,346 \text{ V} \quad (3.3)$$

Für Betriebspunktmessungen bei drehender Maschine, wo eine Messung direkt an der Wicklung nicht möglich ist, wird die Kennlinie zur Aufteilung der gemessenen Rotorspannung in die Bürstenspannung und die Wicklungsspannung verwendet.

3.5 Elektrisches Modell

In diesem Abschnitt werden die grundsätzlichen Gleichungen der Synchronmaschine hergeleitet. Es entsteht dadurch ein lineares Modell, welches die Maschine in einem einzelnen Magnetisierungszustand hinreichend beschreibt. Die hier als konstant angenommenen Induktivitäten hängen jedoch stark vom Magnetisierungszustand ab. In Abschnitt 4.3 wird das Modell mit sättigungsabhängigen Induktivitäten an jeden beliebigen Magnetisierungszustand angepasst.

3.5.1 Allgemeine Gleichungen

Die Synchronmaschine wandelt elektrische Energie in mechanische Arbeit und umgekehrt. Das dafür notwendige Drehmoment wird aus der Kraftwirkung eines magnetischen Drehfeldes im Luftspalt erzeugt. Es überträgt die Energie zwischen Stator und Rotor und ist in seiner Energiedichte nur durch die praktisch erreichbare Flussdichte beschränkt.

Die drei Wicklungsstränge des Stators und die Wicklung des Rotors sind zur Drehmomenterzeugung also gezielt magnetisch miteinander verkoppelt. Für jede Wicklung kann mithilfe des Induktionsgesetzes eine Spannungsgleichung aufgestellt werden.

$$\left. \begin{aligned} u_U &= R_1 \cdot i_U + \frac{d}{dt} \Psi_U \\ u_V &= R_1 \cdot i_V + \frac{d}{dt} \Psi_V \\ u_W &= R_1 \cdot i_W + \frac{d}{dt} \Psi_W \\ u_f &= R_f \cdot i_f + \frac{d}{dt} \Psi_f \end{aligned} \right\} \mathbf{u} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi} \quad (3.4)$$

Die vier angelegten Spannungen, die Ströme und die Flussverkettenungen werden als Spaltenvektoren in einer Differentialgleichung zusammengefasst. Zur Beschreibung der Flussverkettenung einer Wicklung in Abhängigkeit aller Ströme werden Eigen- und Gegeninduktivitäten verwendet. Diese werden in einer Matrix angeordnet, so dass die Flussverkettenungen der vier Wicklungen als Vektor durch Multiplikation mit den Strömen berechnet werden können.

$$\begin{bmatrix} \Psi_U \\ \Psi_V \\ \Psi_W \\ \Psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_U & L_{UV} & L_{UW} & L_{Uf} \\ L_{VU} & L_V & L_{VW} & L_{Vf} \\ L_{WU} & L_{WV} & L_W & L_{Wf} \\ L_{fU} & L_{fV} & L_{fW} & L_f \end{bmatrix} (\theta) \cdot \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \\ i_f \end{bmatrix} \quad \mathbf{\Psi} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{i} \quad (3.5)$$

Die Gleichungen (3.4) und (3.5) stellen ein allgemeingültiges Modell der Synchronmaschine dar, das noch keine Einschränkung bezüglich der Flussverkettenungen macht.

3.5.2 Annahmen zum Grundwellenmodell

Der Konstruktionsgedanke der Synchronmaschine besteht in der Erzeugung eines Drehmoments, welches jedoch nur von der Grundwelle der Induktionsverteilung im Luftspalt herrührt. Ein mit Gleichstrom gespeister Rotor und ein mit Drehstrom gespeister Stator erzeugen neben dem Grundwellenfeld jedoch auch immer Oberwellenfelder und Streufelder. Zusammen mit der magnetischen Inhomogenität des Rotors entsteht eine komplizierte Abhängigkeit der Einträge in der Matrix \mathbf{L} von der Rotorstellung θ . Um ein analytisch brauchbares und gleichzeitig überschaubares Gleichungssystem zu erhalten, wird das Prinzip der Grundwellenverkettenung aus [20] angewandt. Es besagt, dass die Wicklungen von Stator und Rotor nur durch die sinusförmige Grundwelle der Luftspaltinduktion miteinander verkettet seien. Für die Verkettung über den Luftspalt hinweg gilt mit dieser vereinfachenden Annahme deshalb im Einzelnen:

- Der Gleichstrom im Rotor erzeugt eine Induktionsverteilung im Luftspalt, die nicht durch die magnetische Inhomogenität beeinflusst wird. Die Statorwicklungen sind nur mit der Grundwelle dieser Induktionsverteilung verkettet.
- Die Durchflutungsverteilung des Drehstromes im Stator erzeugt eine Induktionsverteilung im Luftspalt, welche durch die magnetische Inhomogenität beeinflusst wird und mit ihrer Amplitude harmonisch von der Rotorstellung θ abhängt. Die Rotorwicklung ist nur mit der Grundwelle dieser Induktionsverteilung verkettet.

- Die gesamte Flussverkettung der Statorwicklung teilt sich auf in die Hauptflussverkettung mit der resultierenden Grundwelle der Luftspaltinduktion und die Streuflussverkettungen mit den Streufeldern in Nut-, Wickelkopf-, und Zahnkopfraum, sowie den eigenen Oberwellenfeldern.
- Die gesamte Flussverkettung der Rotorwicklung teilt sich auf in die Hauptflussverkettung mit der resultierenden Grundwelle der Luftspaltinduktion und die Streuflussverkettungen mit den Streufeldern in Nut-, Wickelkopf-, Zahnkopf- und Pollückenraum, sowie den eigenen Oberwellenfeldern.
- Die Streuflussverkettungen sind nicht von der magnetischen Inhomogenität des Rotors abhängig.

3.5.3 Eigen- und Gegeninduktivitäten

Mit den Annahmen zum Grundwellenmodell der magnetisch asymmetrischen Synchronmaschine ergeben sich harmonische Verläufe der Selbst- und Gegeninduktivitäten über dem Rotorwinkel. Drei Verläufe sind exemplarisch in **Bild 3.4** dargestellt. Sie lassen sich gemeinsam mit der Querschnittsdarstellung in **Bild 3.2b** auf Seite 32 nachvollziehen.

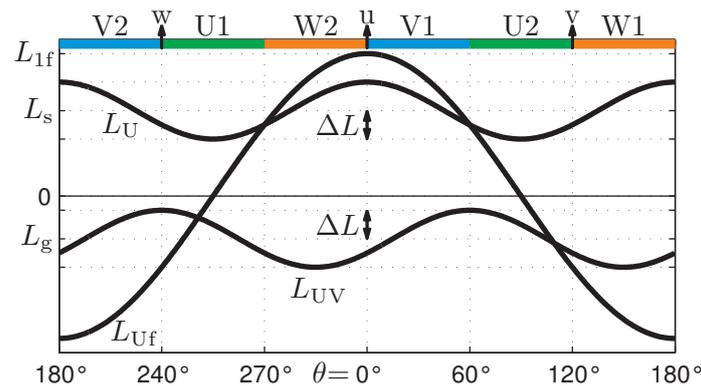


Bild 3.4 Eigen- und Gegeninduktivitäten über dem elektrischen Rotorwinkel θ

Bei der Rotorstellung $\theta = 0$ ist die Reluktanz des Luftspalts in Richtung Wicklungsachse u am kleinsten. Gerade dann erreicht die Gegeninduktivität L_{Uf} von Strang U und Rotorwicklung f ihr Maximum L_{df} . Bei $\theta = -180^\circ$ ist sie genauso groß aber negativ, da die Rotorwicklung bezüglich der Wicklungsachse umgedreht wurde.

Die Eigeninduktivität L_U des Stranges U wird genauso von der Reluktanz in Richtung der Wicklungsachse u bestimmt, wobei hier der Richtungssinn der Rotorwicklung keine Rolle spielt. Daher zeigt L_U jeweils für $\theta = 0$ und $\theta = 180^\circ$ ein Maximum und beträgt im Mittel L_s .

Die Gegeninduktivität zweier Stränge im Stator, hier z. B. L_{UV} ist negativ, da die entsprechenden Wicklungsachsen nicht in die gleiche Richtung zeigen, sondern einen Winkel von 120° aufweisen. L_{UV} besitzt aus denselben Gründen wie bei der Eigeninduktivität zwei Maxima und zwei Minima in einer elektrischen Periode und beträgt im Mittel L_g .

Die Eigen- und Gegeninduktivitäten der verbleibenden Stränge verlaufen aufgrund der räumlichen Anordnung elektrisch um 120° versetzt. Die Induktivitäten der Maschine können

nun mit wenigen Parametern beschrieben und in der Induktivitätenmatrix zusammengefasst werden.

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s + \Delta L \cos(2\theta) & L_g + \Delta L \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_g + \Delta L \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{df} \cos(\theta) \\ L_g + \Delta L \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_s + \Delta L \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_g + \Delta L \cos(2\theta) & L_{df} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_g + \Delta L \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_g + \Delta L \cos(2\theta) & L_s + \Delta L \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{df} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{df} \cos(\theta) & L_{df} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{df} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_f \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.5.4 Transformation zum Zweiachsenmodell

Die Abhängigkeit vom Rotorwinkel, die über \mathbf{L} in das Gleichungssystem gelangt, wird durch Transformation in das rotorfeste dq0-System eliminiert. Die elektrischen Größen des Stators und Rotors werden jeweils in einem Vektor wie folgt transformiert.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \end{bmatrix} = \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \\ i_f \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Die Matrix \mathbf{T} ist invertierbar und ihre Inverse \mathbf{T}^{-1} ist damit auch zur Rücktransformation geeignet. Die 3x3 Matrix in \mathbf{T} ist die bekannte Park-Transformation²⁷, mit der dreisträngige Größen aus ihrem natürlichen Bezugssystem mit einem Transformationswinkel in ein anderes Bezugssystem „gedreht“ werden. Zur Transformation in das rotorfeste Bezugssystem wird daher die Rotorstellung θ verwendet. Die Transformation ist bezugsgrößeninvariant, so dass die Amplitude einer Stranggröße durch die Transformation nicht verändert wird. Der Rotorstrom bleibt durch die 1 in der Matrix ebenso unverändert, da er sich durch die Lage der Wicklung auf dem Rotor ohnehin bereits im rotorfesten Bezugssystem befindet.

In der Spannungsgleichung (3.8) wird die Induktivitätenmatrix zur Bildung der Flussverkettungen verwendet. Daraufhin werden die Spaltenvektoren mit den statorfesten, elektrischen Größen durch rücktransformierte, rotorfeste Größen ersetzt und die Transformationsmatrix wird auf beiden Seiten von links an die Gleichung multipliziert. Bei der Ableitung von $\mathbf{L} \cdot \mathbf{i}$ in (3.8) muss die Produktregel angewendet werden, da der Stromvektor direkt und die Induktivitätenmatrix (3.6) über den Rotorwinkel mit $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ von der Zeit abhängt. Diese Vorgehensweise führt auf Gleichung (3.10).

$$\begin{array}{c} \text{UVWf} \\ \downarrow \\ \mathbf{u} \end{array} = \mathbf{R} \cdot \begin{array}{c} \text{UVWf} \\ \downarrow \\ \mathbf{i} \end{array} + \frac{d}{dt} \left(\begin{array}{c} \text{UVWf} \\ \downarrow \\ \mathbf{L} \cdot \mathbf{i} \end{array} \right) \quad (3.8)$$

$$\begin{array}{c} \overbrace{\mathbf{T}^{-1} \mathbf{u}} \\ \uparrow \\ \text{dq0f} \end{array} = \mathbf{R} \cdot \begin{array}{c} \overbrace{\mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}} \\ \uparrow \\ \text{dq0f} \end{array} + \frac{d}{dt} \left(\begin{array}{c} \overbrace{\mathbf{L} \cdot \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}} \\ \uparrow \\ \text{dq0f} \end{array} \right) \quad (3.9)$$

$$\mathbf{T} \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{u} = \mathbf{T} \mathbf{R} \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{i} + \mathbf{T} \mathbf{L} \mathbf{T}^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{i} + \omega \cdot \left(\mathbf{T} \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \mathbf{T}^{-1} + \mathbf{T} \mathbf{L} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta} \right) \cdot \mathbf{i} \quad (3.10)$$

²⁷Von R. H. Park erstmals 1929 veröffentlicht [21].

Das Ausmultiplizieren der Matrizen in (3.10) führt auf folgendes einfaches Differentialgleichungssystem.

$$\mathbf{u} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & L_{df} \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_{df} & 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt}\mathbf{i} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & 0 \\ L_d & 0 & 0 & L_{df} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{i} \quad (3.11)$$

Gleichung (3.11) kann auch aus [7] entnommen werden. Der Faktor $\frac{3}{2}$ resultiert aus der bezugsgrößeninvarianten Transformation. Er verschwindet aus der Induktivitätenmatrix bei der Umrechnung der Rotorgrößen mit dem Übersetzungsverhältnis auf den Stator und der resultierenden Hauptinduktivität L_{hd} in Abschnitt 3.5.5.

Die Vektoren für Spannung und Strom enthalten Längs-, Quer-, Null- und Feld-Komponenten. Die in den Matrizen enthaltenen Induktivitäten sind nun nicht mehr von der Rotorstellung abhängig und setzen sich aus den Mittelwerten und Extrema der Induktivitätsverläufe gemäß **Bild 3.4** auf Seite 37 folgendermaßen zusammen.

$$\begin{aligned} L_d &= L_s - L_g + \frac{3}{2}\Delta L \\ L_q &= L_s - L_g - \frac{3}{2}\Delta L \\ L_0 &= L_s + 2L_g \end{aligned} \quad (3.12)$$

Die Stränge des Stators sind in Stern geschaltet und der Sternpunkt ist nicht geerdet. Damit ist die Summe der Statorströme null, und es bestimmen zwei Strangströme den Zustand im Stator vollständig. Es genügen folglich zwei Gleichungen zur Beschreibung der Statorgrößen. Praktisch äußert sich dieser Umstand dadurch, dass die Null-Komponente der transformierten Ströme immer null ist. Sie wird bei nachfolgenden Betrachtungen weggelassen. Werden zudem in (3.11) die Matrizen der Widerstände und Induktivitäten zusammengefasst, ergibt sich ein übersichtliches Gleichungssystem der Maschine.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_1 & \omega L_{df} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{df} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}L_{df} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Die Flussverkettungen im rotorfesten Bezugssystem entsprechen dabei dem Produkt von Induktivitätenmatrix und dem Spaltenvektor der Ströme.

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{df} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}L_{df} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Das Gleichungssystem (3.13) ist unabhängig von der Rotorlage, und die dreisträngige, statorfeste Wicklung wird durch zwei rotorfeste, orthogonale Ersatzwicklungen mit L_d , L_q und R_1 repräsentiert. Zum einen stimmt die Längsachse der Stator-Ersatzwicklung mit der Wicklungsachse des Rotors überein, und beide sind daher bezüglich der Rotorlage bestmöglich magnetisch verkoppelt. Zum anderen weisen beide idealerweise keine Kopplung zur orthogonal liegenden Querachse der Ersatzwicklung auf, was in der Flussverkettung (3.14) anhand der Matrixeinträge nachvollzogen werden kann.

Das Ausschreiben der Matrixgleichung (3.13) unter Verwendung von (3.14) führt auf die bekannten Spannungsgleichungen des Stators für Längs- und Querachse einer Drehfeldmaschine. Darin sind unmittelbar die Anteile der transformatorisch und rotatorisch induzierten Spannungen in den Ersatzwicklungen der rotorfesten d- und q-Achse zu erkennen.

$$u_d = R_1 \cdot i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega \Psi_q \quad (3.15)$$

$$u_q = R_1 \cdot i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega \Psi_d \quad (3.16)$$

Längs- und Querspannungsgleichung (3.15) und (3.16) können auch als Raumzeigergleichung übersichtlich zusammengefasst werden.

$$\underline{u}_1 = R_1 \cdot \underline{i}_1 + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_1 + j\omega \underline{\Psi}_1 \quad (3.17)$$

Die Größen werden dabei in Form komplexer Raumzeiger $\underline{x} = x_d + jx_q$ dargestellt, deren Lage sich nur in transienten Übergängen ändert, im stationären Betrieb hingegen konstant bleibt. Sie dürfen daher nicht mit statorfesten, rotierenden Zeigern $\underline{y} = y \cdot e^{j\omega t}$ verwechselt werden, die ihre Lage mit der elektrischen Kreisfrequenz ändern. Daher bezieht sich die Ableitung in (3.17) auf den Betrag des Raumzeigers. Die stationär induzierte Spannung wird durch den letzten Term mit $j\omega$ zum Ausdruck gebracht. Für den stationären Betrieb gilt folglich:

$$\underline{u}_1 = R_1 \cdot \underline{i}_1 + j\omega \underline{\Psi}_1 \quad (3.18)$$

3.5.5 Verwendung statorbezogener Rotorgrößen

In der Zwei-Achsentheorie für das lineare Grundwellenmodell besteht das Luftspaltfeld aus der Überlagerung zweier Anteile, einem in Längs- und einem in Querrichtung, die zusammen die Amplitude und die örtliche Lage der Grundwelle festlegen. Mit der Aufteilung des Drehstromes in Längs- und Querkomponente und den entsprechenden Ersatzwicklungen können die beiden Anteile beschrieben werden. Während der Längsstrom gemeinsam mit dem Rotorstrom eine Grundwelle mit dem Maximum in Längsrichtung verursacht, erzeugt der Querstrom unbeeinflusst vom Rotorstrom eine Grundwelle mit dem Maximum in Querrichtung. Die Überlagerung beider Anteile ergibt die gesamte Grundwelle des Luftspaltfeldes.

Das Verhältnis derjenigen Rotor- und Längsströme, die ihren gemeinsamen Anteil an der Grundwelle auslösen, wird als Übersetzungsverhältnis \ddot{u} bezeichnet. Beide Ströme können damit in ihr jeweiliges Äquivalent auf der anderen Seite des Luftspalts umgerechnet werden. Das Übersetzungsverhältnis kann aus den Daten: Strangzahl m , Polpaarzahl p , Statorwindungszahl w_1 , Rotorwindungszahl pro Pol w_f und den Wicklungsfaktoren ξ_1 und ξ_f berechnet werden.

$$\ddot{u} = \frac{i_f}{i_d} = \frac{i_f}{\sqrt{2} \cdot I_{1,d}} = \frac{m}{2} \cdot \frac{1}{2p} \cdot \frac{w_1 \cdot \xi_1}{w_f \cdot \xi_f} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{20 \cdot 0,966}{100 \cdot 0,829} = 0,0437 \quad (3.19)$$

Während der Wicklungsfaktor $\xi_1 = 0,966$ der Drehstromwicklung vom Hersteller gegeben ist, wird der Wicklungsfaktor $\xi_f \approx \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot 28^\circ/45^\circ\right) = 0,829$ mit dem Polbogen aus einer Rotorquerschnittszeichnung abgeschätzt.

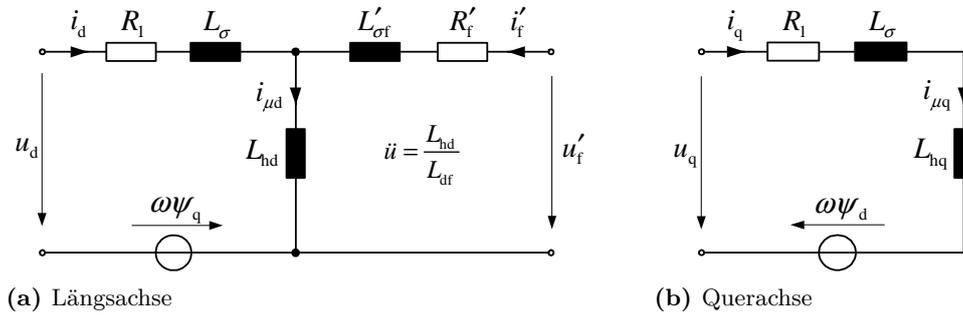


Bild 3.5 Ersatzschaltbilder des rotorfesten, statorbezogenen transienten Modells

Mit den Annahmen aus Abschnitt 3.5.2 wird die gesamte Flussverkettung einer Wicklung in eine Hauptflussverkettung mit dem Grundwellenfeld und eine Streuf Flussverkettung aufgeteilt. Die sie beschreibenden Induktivitäten werden ebenso in Haupt- und Streuinduktivität aufgeteilt.

$$\begin{aligned} L_d &= L_{hd} + L_\sigma \\ L_q &= L_{hq} + L_\sigma \\ L_f &= L_{df} + L_{\sigma f} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Ein Rotorstrom i_f erzeugt im Stator die gleiche Hauptflussverkettung über die Gegeninduktivität, wie der auf die Statorseite umgerechnete Rotorstrom i_f/\ddot{u} an der Hauptinduktivität. Damit entspricht \ddot{u} dem Verhältnis der entsprechenden Induktivitäten.

$$L_{df} \cdot i_f = L_{hd} \cdot \frac{i_f}{\ddot{u}} \quad \Rightarrow \quad \ddot{u} = \frac{L_{hd}}{L_{df}} \quad (3.21)$$

Wird der bezogene Rotorstrom ins Gleichungssystem der Maschine (3.13) eingesetzt, müssen die Matrizen so angepasst werden, dass die Gleichung wahr bleibt. Alle Rotorgrößen werden deshalb auf die Statorseite bezogen und durch einen Strich gekennzeichnet.

$$i'_f = \frac{1}{\ddot{u}} i_f \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} u'_f &= \frac{2}{3} \ddot{u} \cdot u_f & R'_f &= \frac{2}{3} \ddot{u}^2 \cdot R_f \\ \Psi'_f &= \frac{2}{3} \ddot{u} \cdot \Psi_f & L'_f &= \frac{2}{3} \ddot{u}^2 \cdot L_{\sigma f} + L_{hd} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Mit den umgerechneten Rotorgrößen vereinfacht sich das Gleichungssystem weiter. Als Koppelement zwischen Stator und Rotor tritt nur noch die Hauptinduktivität L_{hd} auf, was eine Berücksichtigung der magnetischen Sättigung vereinfacht.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u'_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_1 & \omega L_{hd} \\ 0 & 0 & R'_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i'_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{hd} \\ 0 & L_q & 0 \\ L_{hd} & 0 & L'_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i'_f \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi'_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{hd} \\ 0 & L_q & 0 \\ L_{hd} & 0 & L'_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i'_f \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Das Gleichungssystem kann in ähnlicher Form mit Dämpferwicklungen in beiden Achsen z. B. aus [7] entnommen werden.

In **Bild 3.5** auf der vorhergehenden Seite sind die Gleichungen in Form von Ersatzschaltbildern ausgedrückt. Im Bild für die Längsachse ist die Kopplung von Stator und Rotor durch die gemeinsame Hauptinduktivität und den resultierenden Magnetisierungsstrom dargestellt. Zwei getrennte Ersatzschaltbilder für Längs- und Querachse unterstreichen die Tatsache, dass in den linearen Modellgleichungen keine Kopplung zwischen beiden vorgesehen ist.

3.5.6 Drehmoment

Durch die Betrachtung der Energiebilanz einer einzelnen Wicklung kann deren Beitrag zum Drehmoment und schließlich das gesamte Drehmoment hergeleitet werden. Die einer Wicklung in infinitesimal kurzer Zeit dt zugeführte elektrische Energie, wird zwischen drei verschiedenen Formen umgewandelt.

$$\text{Elektrische Energie } dW_{\text{el}} = (u \cdot i) dt \quad \left\{ \begin{array}{l} \implies \text{Verlustwärmeenergie } dW_{\text{Cu}} = (R \cdot i^2) dt \\ \iff \text{magnetische Feldenergie } dW_{\text{mag}} \\ \iff \text{mechanische Arbeit } dW_{\text{mech}} = M \cdot \frac{1}{p} \cdot d\theta \end{array} \right.$$

Wird die Spannung durch ihren ohmschen und induktiven Anteil ausgedrückt, so kann die elektrische Energie durch $dW_{\text{el}} = (R \cdot i^2) dt + i \cdot d\Psi$ beschrieben werden. Die Anwendung der Energiebilanz liefert den Anteil der magnetischen Energie.

$$dW_{\text{mag}} = i \cdot d\Psi - M \cdot \frac{1}{p} \cdot d\theta \quad (3.25)$$

Die magnetische Energie wird in den Ausdruck für die magnetische Koenergie $W_{\text{mag}}^* = i \cdot \Psi - W_{\text{mag}}$ eingesetzt und als totales Differential ausgeschrieben.

$$\begin{aligned} dW_{\text{mag}}^* &= \Psi \cdot di + \frac{M}{p} \cdot d\theta \\ dW_{\text{mag}}^* &= \overbrace{\frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i}} \cdot di + \overbrace{\frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial \theta}} \cdot d\theta \end{aligned} \quad (3.26)$$

Das Drehmoment einer Wicklung entspricht demnach der Ableitung der magnetischen Koenergie nach dem mechanischen Winkel. Zur weiteren Herleitung wird zunächst von einem linearen Modell ausgegangen. Der nichtlineare Einfluss der Sättigung wird am Ende dieses Abschnittes erläutert. Im linearen Modell sind magnetische Energie und Koenergie gleich groß.

$$\left. \begin{aligned} dW_{\text{mag}}^* &= \int_0^i \Psi(i) di \\ dW_{\text{mag}} &= \int_0^\Psi i(\Psi) d\Psi \end{aligned} \right\} = \frac{1}{2} \Psi i = \frac{1}{2} L i^2 \quad (3.27)$$

Das Drehmoment kann damit direkt aus der Induktivität und dem Strom bestimmt werden.

$$M = \frac{p}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \quad (3.28)$$

Das gesamte von allen Wicklungen erzeugte Drehmoment kann durch die Addition der Beiträge der einzelnen Wicklungen gewonnen werden. Dazu werden in (3.28) die Induktivitätenmatrix und der Stromvektor eingesetzt und das Quadrat des Stroms wird so aufgeteilt, dass daraus die Summation der Wicklungsbeiträge resultiert.

$$M = \frac{p}{2} \cdot [i_U \ i_V \ i_W \ i_f] \cdot \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \cdot [i_U \ i_V \ i_W \ i_f]^\top \quad (3.29)$$

$$M = \frac{p}{2} \cdot [i_d \ i_q \ i_0 \ i_f] \cdot (\mathbf{T}^{-1})^\top \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \mathbf{T}^{-1} \cdot [i_d \ i_q \ i_0 \ i_f]^\top \quad (3.30)$$

Indem der statorfeste Stromvektor in der Drehmomentgleichung (3.29) durch den rücktransformierten, rotorfesten Vektor ausgedrückt wird, entsteht das Drehmoment gemäß (3.30) in rotorfesten Koordinaten. Die Berechnung der zentralen Matrix dieser Gleichung hat ein einfaches Ergebnis.

$$(\mathbf{T}^{-1})^\top \cdot \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \cdot \mathbf{T}^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 0 & L_d - L_q & 0 & 0 \\ L_d - L_q & 0 & 0 & L_{df} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{df} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Das Ausmultiplizieren der Matrixgleichung führt unmittelbar auf die bekannte Gleichung des Drehmoments der magnetisch asymmetrischen Synchronmaschine ohne Dämpferwicklung, bestehend aus Vollpol- und Reluktanzdrehmoment.

$$M = \frac{3}{2} p \cdot (L_{df} \cdot i_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (3.32)$$

In der Drehmomentgleichung werden absolute Induktivitäten verwendet, welche allerdings im Allgemeinen nicht konstant, sondern von der magnetischen Sättigung abhängig sind. Das entsprechende Modell, welches diesen Einfluss berücksichtigt, wird in Abschnitt 4.3.3 „Sättigungsabhängiges Modell“ präsentiert. Die absoluten Induktivitäten können aus der Magnetisierungskennlinie bestimmt werden. Zunächst konstant, werden sie in der Sättigung mit steigendem Magnetisierungsstrom kleiner. Zur Berechnung des elektromagnetischen Drehmoments müssen die sättigungsabhängigen Werte verwendet werden. Mit den ungesättigten Werten würde das berechnete Drehmoment im Bereich der Sättigung zu groß ausfallen.

Durch Zusammenfassen von Induktivitäten und Strömen zu den Flussverkettungen der jeweiligen Achse, ergeben sich weitere, anschauliche Beschreibungen des Drehmoments.

$$M = \frac{3}{2} p \cdot \Im \{ \underline{\Psi}_1^* \cdot \dot{i}_1 \} \quad (3.33)$$

$$M = \frac{3}{2} p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (3.34)$$

$$M = \frac{3}{2} p \cdot |\underline{\Psi}_1| \cdot |\dot{i}_1| \quad (3.35)$$

$$M = \frac{3}{2} p \cdot |\underline{\Psi}_1| \cdot |\dot{i}_1| \cdot \sin \angle (\underline{\Psi}_1, \dot{i}_1) \quad (3.36)$$

4 Kapitel 4

Messungen und Modellbildung

4.1 Leerlauf und Kurzschluss

4.1.1 Leerlaufspannung

Zur Aufnahme der Leerlaufspannung wird der sog. Leerlaufversuch durchgeführt. Die Motorleitungen zur Statorwicklung werden abgeklemmt und die Klemmen bleiben offen, so dass kein Strom fließen kann. Die Synchronmaschine wird von der Lastmaschine mit einer festen Drehzahl angetrieben. Während der Rotorstrom schrittweise den Bereich $0 \text{ A} < i_f < 16 \text{ A}$ durchläuft, wird die induzierte Spannung eines Stranges aufgenommen. Für sechs unterschiedliche Drehzahlen sind die Ergebnisse in **Bild 4.1a** auf Seite 46 dargestellt. Aus den Modellgleichungen (3.13) und (3.14) in rotorfesten dq-Koordinaten wird durch Nullsetzen der zeitlichen Ableitung und des Statorstromes die stationäre Leerlaufspannung und Flussverkettung im Leerlauf bestimmt.

$$\begin{aligned} u_{d,L} &= 0 & \Psi_{d,L} &= L_{df} \cdot i_f \\ u_{q,L} &= \omega \cdot \Psi_{d,L} & \Psi_{q,L} &= 0 \end{aligned} \quad (4.1)$$

Der Rotorstrom erzeugt einen magnetischen Fluss ausschließlich in der Längsachse. Die vom Rotorstrom verursachte Flussverkettung wird zusammen mit der Gegeninduktivität L_{df} ausgedrückt. Da es ohne einen Strom in der Statorwicklung auch keine Ankerrückwirkung auf das Luftspaltfeld gibt, steigt der magnetische Fluss gemäß der Magnetisierungskennlinie des Eisens. Im linearen, ungesättigten Bereich sind die Induktivitäten konstant und werden im Bereich der Sättigung kleiner.

In die Statorwicklung wird gemäß dem Induktionsgesetz $\underline{u}_i = j\omega \cdot \underline{\Psi}$ eine Spannung in Querrichtung induziert. Sie ist proportional zur Drehzahl bzw. Frequenz und zur Amplitude des Flusses und damit abhängig von der Magnetisierungskennlinie des Eisens.

4.1.2 Kurzschlussstrom

Der Kurzschlussstrom wird in einem dreiphasigen Dauerkurzschlussversuch aufgenommen, der analog zum Leerlaufversuch durchgeführt wird. Anstelle einer Strangspannung wird hier jedoch ein Strangstrom im Kurzschluss benötigt. Die Statorwicklung wird dazu am umrichterseitigen Ende der Motorleitungen kurzgeschlossen. Die drei Strangströme können so mit den Wandlern des Leistungsmessgerätes erfasst werden. Bei der Auswertung wird der Mittelwert der drei Effektivwerte als Kurzschlussstrom verwendet. Die Messung ist in **Bild 4.1b** auf Seite 46 dargestellt.

Werden in der Modellgleichung (3.13) die zeitliche Ableitung und die Statorspannung null gesetzt, kann nach dem stationären Kurzschlussstrom aufgelöst werden.

$$\begin{bmatrix} i_{d,K} \\ i_{q,K} \end{bmatrix} = i_f \cdot \frac{-\omega L_{df}}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} \omega L_q \\ R_1 \end{bmatrix} \quad \omega \rightarrow \infty \quad \begin{cases} i_{d,K} = -i_f \cdot \frac{L_{df}}{L_d} \\ i_{q,K} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Das Einsetzen des Kurzschlussstroms (4.2) in die Flussverkettungsgleichung (3.14) liefert den Ausdruck für die Statorflussverkettung beim dreiphasigen Dauerkurzschluss.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{d,K} \\ \Psi_{q,K} \end{bmatrix} = i_f \cdot L_{df} \cdot \frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \cdot \begin{bmatrix} R_1 \\ -\omega L_q \end{bmatrix} \quad \omega \rightarrow \infty \begin{cases} \Psi_{d,K} = 0 \\ \Psi_{q,K} = 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

Weil im Kurzschluss die Klemmenspannung null ist, sind induzierte Spannung und ohmscher Spannungsabfall gleich groß – bei kleinem Widerstand entsprechend gleich klein. Die Ankerrückwirkung des Kurzschlussstroms löscht das Grundwellenfeld im Luftspalt nahezu aus. Ein geringes Grundwellenfeld bleibt aus zwei Gründen dennoch bestehen. Auf der einen Seite muss der Statorfluss groß genug sein, um den ohmschen Spannungsabfall zu erzeugen. Auf der anderen Seite trägt auch der Streufluss zur Kompensation in der Statorwicklung, jedoch nicht zur Kompensation im Luftspalt bei. [22]

Im Stillstand, wo keine Spannung induziert wird und kein Statorstrom fließt, hängt die Statorflussverkettung gemäß Gleichung (4.3) vom Rotorstrom ab und zeigt in Längsrichtung. Mit größer werdender Frequenz geht sie jedoch gegen null. Das Eisen gerät im Kurzschluss daher nicht in die Sättigung.

Der Kurzschlussstrom ist also – anders als die Leerlaufspannung – ab der Grenzfrequenz ω_g aus Gleichung (4.8) näherungsweise drehzahlunabhängig.

4.1.3 Ortskurve des Kurzschlussstroms

Zusätzlich zum Kurzschlussversuch mit konstanter Drehzahl und veränderlichem Rotorstrom wurde ein Versuch im Kurzschluss mit einem konstanten Rotorstrom von $i_f = 7 \text{ A}$ und veränderlicher Drehzahl im Bereich von -6000 min^{-1} bis $+6000 \text{ min}^{-1}$ durchgeführt. Bei diesem Versuch werden zwei Strangströme an den zur Regelung installierten Stromwandlern gemessen. Mithilfe der Rotorlage werden sie in das rotorfeste dq-Koordinatensystem transformiert. Die Drehzahl wird mit der Lastmaschine variiert. Wegen der bezüglich ω logarithmischen Verteilung der Ströme entlang der Ortskurve, werden bei kleinen Drehzahlen entsprechend mehr Werte aufgenommen, als bei großen Drehzahlen. Die gemessenen, in Längs- und Querkomponenten aufgeteilten Kurzschlussströme sind in **Bild 4.2** auf Seite 47 dargestellt. Darin kann die elektrische Grenzfrequenz $\omega_g = 26,8 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ abgelesen werden. Die entsprechende Drehzahl von 64 min^{-1} wird als Grenze definiert, ab der sich der Effektivwert des Kurzschlussstroms nicht mehr wesentlich ändert.

4.1.4 Bestimmung der Kenngrößen

Induktivitäten

Die im Leerlauf induzierte Strangspannung U_L liegt gemäß Gleichung (4.1) vollständig in der Querachse. Daher entspricht $u_{q,L}$ dem Spitzenwert der Grundschwingung dieser Spannung. Der im Kurzschluss gemessene Strangstrom I_K hingegen, bleibt für Drehzahlen über 64 min^{-1} nahezu konstant und liegt dabei gemäß Gleichung (4.2) vollständig in der Längsachse. Sein Wert entspricht ebenfalls dem gemessenen Spitzenwert der Grundschwingung.

$$\sqrt{2} \cdot U_L = u_{q,L} = \omega L_{df} \cdot i_f \quad - \sqrt{2} \cdot I_K = i_{d,K} = -\frac{L_{df}}{L_d} \cdot i_f \quad (4.4)$$

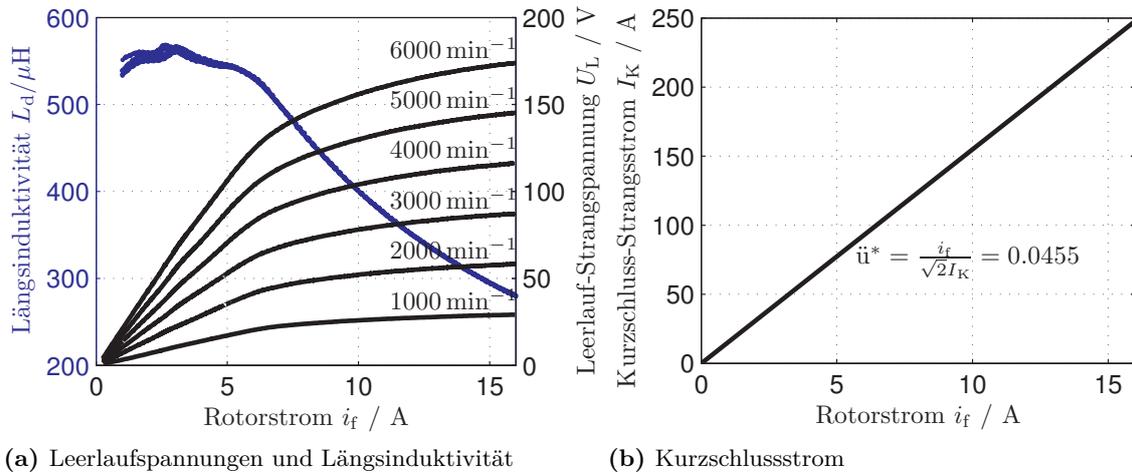


Bild 4.1 Messungen des Leerlauf- und Kurzschlussversuchs der Synchronmaschine

Werden die im Leerlauf induzierte Spannung und der im Dauerkurzschluss auftretende Strom ins Verhältnis gesetzt, ergibt sich die synchrone Längsreaktanz ωL_d . Die Längsinduktivität wird deshalb aus den Kennlinien von Leerlauf- und dreiphasigem Dauerkurzschlussversuch mit der Polpaarzahl p und der Drehzahl n in s^{-1} wie folgt bestimmt.

$$L_d(i_f) = \frac{1}{p \cdot 2\pi n} \cdot \left. \frac{U_L}{I_K} \right|_{i_f} \quad (4.5)$$

Der Verlauf der Längsinduktivität über dem Rotorstrom ist in das Diagramm der Leerlaufmessungen in **Bild 4.1a** eingetragen. Anders als beim Kurzschlussversuch tritt hier Sättigung auf. Es ist zu erkennen, dass die Induktivität im nichtlinearen Bereich der Magnetisierungskennlinie mit zunehmender Sättigung stark abfällt. Im linearen Bereich kann die ungesättigte Längsinduktivität abgelesen werden, die bis $i_f = 5$ A nahezu unveränderlich ist. Sie beträgt näherungsweise:

$$L_d = 560 \mu\text{H}$$

Dem Verlauf der Leerlaufspannung kann die Stator-Rotor Gegeninduktivität gemäß Gleichung (4.4) entnommen werden.

$$L_{df} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_L}{\omega \cdot i_f} = L_d \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_K}{i_f} \quad (4.6)$$

Sie ist direkt proportional zur Längsinduktivität, und der Proportionalitätsfaktor kann aus der Steigung der Kurzschlusskennlinie abgelesen werden. Im ungesättigten Bereich beträgt die Stator-Rotor Gegeninduktivität näherungsweise:

$$L_{df} = 12,31 \text{ mH}$$

Übersetzungsverhältnis des Kurzschlussstroms

Aus der in **Bild 4.1b** dargestellten Kurzschlusskennlinie kann das Übersetzungsverhältnis des Kurzschlussstroms bestimmt werden. Gleichung (4.4) zeigt, wie das Verhältnis von

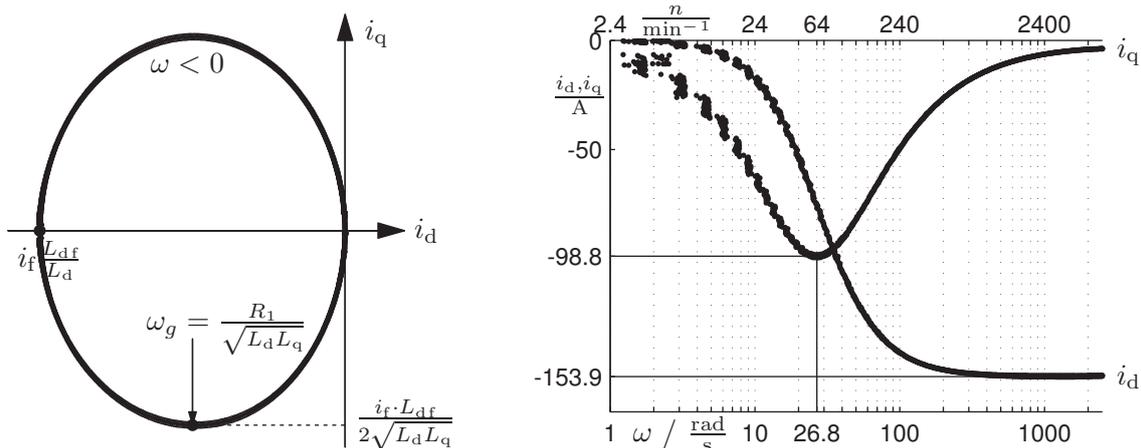
Rotor- und Kurzschlussstrom von der Längsinduktivität und der Gegeninduktivität zur Rotorwicklung abhängt. Es kann aus der Steigung der Kennlinie abgelesen werden.

$$\ddot{u}^* = \frac{i_f}{\sqrt{2} \cdot I_K} = \frac{L_d}{L_{df}} = 0,0455 \quad (4.7)$$

Das Verhältnis wird als \ddot{u}^* bezeichnet, da bereits ein Übersetzungsverhältnis \ddot{u} in Gleichung (3.21) definiert wurde. Ein Vergleich beider Verhältnisse zeigt, dass \ddot{u}^* stets größer ist als \ddot{u} und als obere Schranke dafür angesehen werden kann. In Abschnitt 4.3.3 werden diese Verhältnisse dazu verwendet, Magnetisierungsströme zu definieren, die richtungstreu zur Statorfluss- bzw. zur Statorhauptflussverkettung sind.

Schenkigkeit

Die Ortskurve in **Bild 4.2a** gehorcht dem Ausdruck des Kurzschlussstroms aus Gleichung (4.2). Die dargestellten Kurzschlussströme $i_{d,K}(\omega)$ und $i_{q,K}(\omega)$ sind von der Drehzahl bzw. elektrischen Kreisfrequenz abhängig. Der Kurzschlussstrom beginnt für $\omega = 0$ im Ursprung und verläuft für $\omega < 0$ in positive und für $\omega > 0$ in negative q-Richtung.



(a) Ortskurve $\omega = p \frac{2\pi}{60} [-6000 \dots +6000]$

(b) Längs- und Querstrom separat

Bild 4.2 Gemessene Kurzschlussströme bei $i_f = 7 \text{ A}$ in Abhängigkeit der elektrischen Kreisfrequenz ω

Zwei markante Punkte lassen sich aus Gleichung (4.2) ableiten und in der Messung bei nachfolgenden Frequenzen ablesen.

$$\omega \rightarrow \pm\infty \quad \text{und} \quad \omega_g = \pm \frac{R_1}{\sqrt{L_d L_q}} = 26,8 \text{ s}^{-1} \quad (4.8)$$

Für $\omega \rightarrow \pm\infty$ hat der Kurzschlussstrom den größten Längsstrombetrag und bei $\omega = \omega_g$ den größten Querstrombetrag.

$$\begin{aligned} i_{d,K}(\omega \rightarrow \infty) &= -i_f \frac{L_{df}}{L_d} = -153,9 \text{ A} & i_{d,K}(\omega_g) &= -\frac{i_f L_{df}}{2 L_d} = -76,95 \text{ A} \\ i_{q,K}(\omega \rightarrow \infty) &= 0 & i_{q,K}(\omega_g) &= -\frac{i_f L_{df}}{2 \sqrt{L_d L_q}} = -98,8 \text{ A} \end{aligned}$$

Die elliptische Form der Ortskurve ist der Schenkligkeit des Rotors geschuldet. Die Schenkligkeit ist definiert als das Verhältnis von Quer- zu Längsinduktivität und wird mit m^* bezeichnet, da in Abschnitt 4.3.3 das Verhältnis der synchronen Hauptinduktivitäten m eingeführt wird. Sie kann analytisch aus dem Verhältnis der Ausdrücke für $i_{d,K}$ und $i_{q,K}$ am Punkt ω_g bestimmt und aus der Messung abgelesen werden.

$$\left. \frac{i_d}{i_q} \right|_{\omega_g} = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad m^* = \frac{L_q}{L_d} = \left. \frac{i_d}{i_q} \right|_{\omega_g}^2 = 0,6066 \quad (4.9)$$

In Abschnitt 4.1.2 wurde gezeigt, dass die Maschine beim Kurzschluss im ungesättigten Bereich mit Flussdichten nahe null betrieben wird. Daher wird mit der Schenkligkeit die ungesättigte Querinduktivität aus der ungesättigten Längsinduktivität berechnet.

$$\begin{aligned} L_d &= 560 \mu\text{H} \\ L_q &= m^* \cdot L_d = 340 \mu\text{H} \end{aligned}$$

Statorstrangwiderstand

Mithilfe der Grenzfrequenz aus der Messung kann der dabei wirksame, mittlere Widerstand der Statorstränge berechnet werden.

$$R_1 = \omega_g \cdot \sqrt{L_d L_q} = 11,7 \text{ m}\Omega$$

Er ist deutlich größer als die in Abschnitt 3.3.1 mit Gleichstrom bei 23 °C bestimmten Werte. Der größere Wert kann auf eine höhere Temperatur durch die Kurzschlussströme während der Messung und den Stromverdrängungseffekt zurückgeführt werden.

Streuung

In DIN EN 60034-4 [23] wird u.a. das sog. Potier-Dreieck zur Bestimmung des Erregerbedarfs verwendet. Es kann aus den Kennlinien von Leerlauf- und Kurzschlussversuch und einem zusätzlichen Arbeitspunkt mit $\cos \varphi = 0$ (übererregt) konstruiert werden. Durch das Potier-Dreieck wird die Potier-Reaktanz X_P festgelegt, die hier als Näherung Aufschluss über die Statorstreuereaktanz X_σ und die Statorstreuinduktivität L_σ der Maschine geben soll.

Die Potier-Reaktanz kann experimentell bestimmt werden. Es wird ein kapazitiver Arbeitspunkt aufgenommen, dessen Spannung groß genug zur Sättigung des Eisens sein sollte. Beim übererregten Betrieb mit $\cos \varphi = 0$ liefert die Maschine ausschließlich Blindleistung und der Statorstrom ist ein reiner Längsstrom. Er liegt daher mit dem transformierten Rotorstrom in Phase, so dass die Durchflutungen von Stator und Rotor in entgegengesetzter Richtung wirken. Statorstrom \underline{I}_1 und statorbezogener Rotorstrom i'_f bilden den Magnetisierungsstrom \underline{I}_μ , welcher über der Hauptreaktanz X_h die induzierte Spannung \underline{U}_i erzeugt. Sie liegt phasengleich zur Statorspannung \underline{U}_1 und unterscheidet sich nur um den Streuspannungsabfall $X_\sigma \cdot \underline{I}_1$.

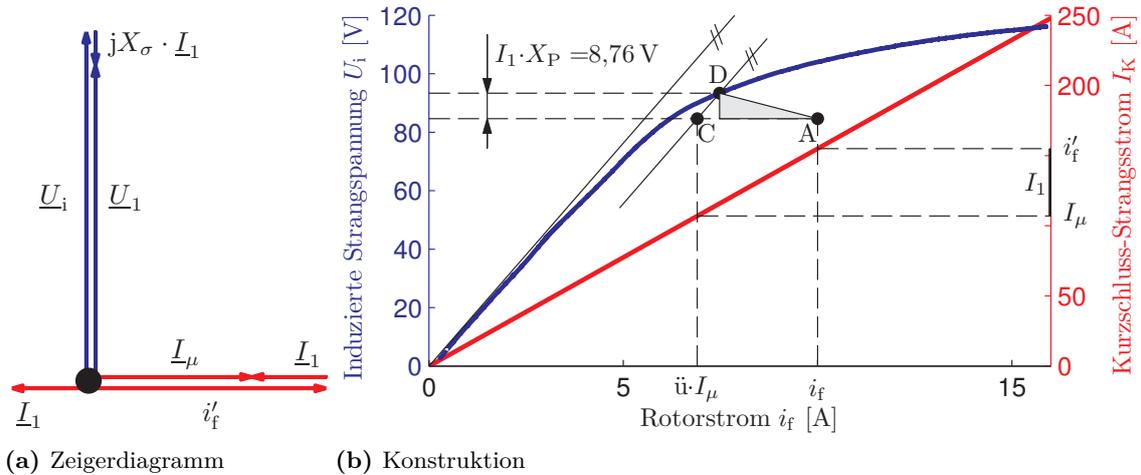


Bild 4.3 Experimentelle Bestimmung des Potier-Dreiecks mit kapazitivem Arbeitspunkt:
 $U_1 = 84 \text{ V}$, $I_1 = 48 \text{ A}$, $\cos \varphi = 0$, $i_f = 10 \text{ A}$ bei 4000 min^{-1}

Die Zusammenhänge werden im Zeigerdiagramm in **Bild 4.3a** graphisch dargestellt und wie folgt zusammengefasst:

Allgemeine Spannungsgleichung	$\underline{U}_1 = jX_d \cdot \underline{I}_1 + \underline{U}_P$
Längsreaktanz, Haupt- und Streuanteil	$X_d = X_h + X_\sigma$
Polradspannung, statorbezogener Rotorstrom	$\underline{U}_P = jX_h \cdot i'_f$
Magnetisierungsstrom	$\underline{I}_\mu = \underline{I}_1 + i'_f$
Induzierte Spannung	$\underline{U}_i = jX_h \cdot \underline{I}_\mu$
Spannungsgleichung	$\underline{U}_1 = jX_\sigma \cdot \underline{I}_1 + \underline{U}_i$

Da nun die Phasenlage der Größen definiert ist, wird in **Bild 4.3b** und im Folgenden auf die Kennzeichnung als komplexe Größen verzichtet. Die gemessene Spannung U_1 des kapazitiven Betriebspunktes wird als Punkt A in die Leerlaufkennlinie beim Rotorstrom i_f eingetragen. Das Feld des Rotorstroms wird durch die Ankerrückwirkung von I_1 geschwächt. Um die induzierte Statorspannung bestimmen zu können, muss der resultierende Magnetisierungsstrom I_μ gefunden werden. Dazu wird von der Kurzschlusskennlinie bei i_f zur Achse gefluchtet und der statorbezogene Wert i'_f aufgetragen. Davon wird gemäß Zeigerdiagramm der Strom I_1 abgezogen und man erhält I_μ , den man wiederum auf die Kurzschlusskennlinie zurück überträgt, um den dazu äquivalenten Rotorstrom $\ddot{u} \cdot I_\mu$ zu finden. Die Senkrechte an dieser Stelle liefert den Schnittpunkt C. Durch C wird eine Parallele zur Anfangssteigung der Leerlaufkennlinie gezogen, deren Schnittpunkt mit der Leerlaufkennlinie einen Punkt des rechtwinkligen Potier-Dreiecks beschreibt. Im Bild ist dieses grau schattiert dargestellt. Mit dem eingetragenen Spannungsabfall $I_1 \cdot X_P$ kann die Potier-Reaktanz berechnet werden. Das Verfahren ist in ähnlicher Weise z.B. in [22] beschrieben. Bei der verwendeten Drehzahl ergibt sich der Wert:

$$X_P|_{4000 \text{ min}^{-1}} = 0,1825 \Omega \quad (4.10)$$

Aus dem Vergleich von Zeigerdiagramm und Konstruktion ist zu erkennen, dass der Spannungsabfall an der Potier-Reaktanz mit dem Spannungsabfall an der Streureaktanz

korrespondiert. Die experimentell bestimmte Potier-Reaktanz ist jedoch etwas größer als die Streureaktanz. Als Anhaltspunkt für eine obere Grenze der Streuinduktivität kann sie dennoch verwendet werden.

$$L_{\sigma} \approx \frac{X_P}{\omega} = 109 \mu\text{H} \quad (4.11)$$

4.2 Frequenzgänge im Stillstand

Das dynamische Verhalten von Synchronmaschinen wird üblicherweise mittels transienter und subtransienter Reaktanzen beschrieben. Zu deren Bestimmung kann der in DIN EN 60034-4 [23] beschriebene „Versuch mit angelegter Spannung bei Läuferstellung in Längs- und Querachse“ angewendet werden. Die Maschine steht dabei still. Der Rotor wird kurzgeschlossen, geeignet ausgerichtet und festgehalten. Zwischen zwei Stator клемmen wird eine Wechselspannung mit Bemessungsfrequenz angelegt und aus der Messung von Spannung, Strom und Leistung des Stators werden die transienten und subtransienten Reaktanzen in Längs- und Querrichtung bestimmt.

Ein darauf aufbauendes, erweitertes Verfahren stellt die „Messung der Frequenzgänge im Stillstand“²⁸ dar. Es ist im IEEE Standard 115A [24] beschrieben und wurde neben anderen Testverfahren für Synchronmaschinen in den IEEE Guide [25] übernommen.

Zum einen können mit dem Verfahren Ersatzschaltbilder höherer Ordnung für Längs- und Querachse gewonnen werden, die über die Beschreibung mit transienten und subtransienten Reaktanzen hinausgehen. Das rechtfertigt den höheren Aufwand gegenüber dem „Versuch mit angelegter Spannung bei Läuferstellung in Längs- und Querachse“ aus [23].

Zum anderen treten im Stillstand keine mechanischen Belastungen auf. Das Verfahren stellt daher auch eine Alternative zum „dreiphasigen Stoßkurzschlussversuch“ und zum „Versuch mit wiederkehrender Spannung“ aus [23] dar, die beide lediglich zur Bestimmung der Kenngrößen der Längsachse geeignet sind.

Die hier aufgezeichneten Frequenzgänge²⁹ geben Aufschluss über das dynamische Verhalten von Längs- und Querachse der Synchronmaschine. Dazu wird von einer festen Modellstruktur in Form von Ersatzschaltbildern für beide Achsen ausgegangen, deren Parameter so abgestimmt werden, dass die Frequenzantworten des Modells möglichst gut mit den gemessenen übereinstimmen.

4.2.1 Aufbau und Messung

Ziel der hier beschriebenen Messungen ist die Bestimmung der in **Tabelle 4.1** aufgeführten Frequenzgänge. Die dort jeweils angegebene Nebenbedingung besagt, ob die Rotorwicklung kurzgeschlossen ist ($u_f = 0$) oder offen gelassen werden muss ($i_f = 0$). Die beiden Frequenzgänge Z_d und sG können gemeinsam bei kurzgeschlossener Rotorwicklung in Längsausrichtung aufgenommen werden. Gesonderte Durchläufe werden mit offener Rotorwicklung in Längsausrichtung für Z_{af0} und mit kurzgeschlossener Rotorwicklung in Querausrichtung für Z_q benötigt.

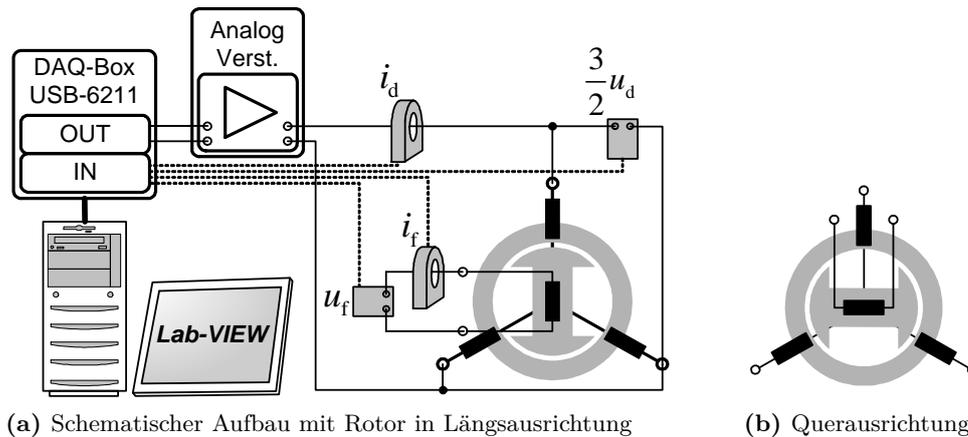
²⁸Ursprung im Amerikanischen: „Standstill Frequency Response (SSFR) Tests“ wurden erstmals in den 1970er Jahren in Nord Amerika zur Stabilitätsuntersuchung von großen Synchrongeneratoren angewendet.

²⁹Der Frequenzgang ist eine Beschreibung für lineare Systeme im rein imaginären Frequenzbereich $s = j\omega$ für sinusförmige Signale konstanter Amplitude. [26]

Rotor in Längsausrichtung	
Impedanz der Längsachse	$Z_d(s) = \left. \frac{\Delta u_d}{\Delta i_d} \right _{u_f=0}$
Stator-Rotor Übertragungsfunktion	$sG(s) = \left. \frac{\Delta i_f}{\Delta i_d} \right _{u_f=0}$
Stator-Rotor Impedanz	$Z_{afo}(s) = \left. \frac{\Delta u_f}{\Delta i_d} \right _{i_f=0}$
Rotor in Querausrichtung	
Impedanz der Querachse	$Z_q(s) = \left. \frac{\Delta u_q}{\Delta i_q} \right _{u_f=0}$

Tabelle 4.1 Aufzunehmende Frequenzgänge

Der Aufbau zur Aufnahme der Frequenzgänge ist schematisch in **Bild 4.4** veranschaulicht. Die Drehstromwicklung wird entsprechend geschaltet, und über zwei Klemmen wird ein Wechselstrom in den Stator eingepreßt. Der Rotor wird für die Längsausrichtung in **Bild 4.4a** solange weitergedreht, bis die Rotorspannung maximal ist und für die Querausrichtung in **Bild 4.4b** bis die Rotorspannung minimal ist. Er wird anschließend in der erreichten Stellung mechanisch fixiert.


Bild 4.4 Aufbau zur Messung der Frequenzgänge in Längs- und Querrichtung

Längs- und Querachse sind per Definition selbst fest mit dem Rotor verbunden. Würde die Maschine mit Drehstrom an einem stationären Punkt beliebiger Drehzahl betrieben, so wären Ströme und Spannungen bezüglich der Längs- und der Querrichtung reine Gleichgrößen. Bei dem vorgestellten Versuch werden jedoch gezielt Wechselgrößen bezüglich dieser Achsen erzeugt, um die Frequenzgänge überhaupt bestimmen zu können.

Die Aufnahme eines jeden Frequenzgangs erfolgt in der Reihenfolge:

1. Mit dem Analog-Verstärker werden Wechselströme konstanter Amplitude und variabler Frequenz in die Drehstromwicklung eingepreßt.
2. Für jede aufzunehmende Frequenz werden mehrere Perioden des Zeitverlaufs der sinusförmigen Anregung und Reaktion aufgezeichnet.

3. Aus Anregung und Reaktion werden offline das Amplitudenverhältnis und die Phasenverschiebung bestimmt. Sie stellen Amplitude und Phase des Frequenzgangs bei der jeweils betrachteten Frequenz dar.

Die Messungen sind über das Datenerfassungsgerät DAQ USB-6211 von National Instruments in einer LabView-Anwendung automatisiert. Die zu messenden Frequenzen werden damit generiert und die Zeitverläufe der zu messenden Ströme und Spannungen werden hinter den entsprechenden Wandlern mit der DAQ-Box abgetastet und im Rechner aufgezeichnet.

Im Bereich von 0,1 Hz bis 1 kHz werden zehn Frequenzen pro Dekade angefahren, so dass 40 Stützstellen pro Frequenzgang entstehen. Die jeweilige Frequenz wird analog ausgegeben und dem Verstärker vom Typ BOP100-4M als Referenzsignal zugeführt. Der Verstärker arbeitet als Stromquelle und liefert Wechselstrom im Bereich von ± 4 A, was einem Bruchteil des Statorstroms bei Vollast entspricht. Der Eisenkreis wird bei den Messungen im linearen Bereich der Magnetisierungskennlinie betrieben. Ansätze, die gewonnenen Ergebnisse an verschiedene Sättigungsgrade anzupassen, werden z.B. in [27] diskutiert, hier aber nicht verfolgt.

Die Datenpunkte der vier gemessenen Frequenzgänge sind als Frequenzkennlinien in **Bild 4.6** auf Seite 54 dargestellt.

4.2.2 Wahl der Ersatzschaltbilder

Die gemessenen Frequenzgänge enthalten die Information über das transiente Verhalten der Maschine in Längs- und Querrichtung unter den bei der Aufnahme gegebenen Bedingungen. Dieses Verhalten soll anhand der Ersatzschaltbilder in **Bild 4.5a** und **Bild 4.5b** reproduziert werden, welche auf den bereits vorgestellten Ersatzschaltungen aus **Bild 3.5** auf Seite 41 aufbauen.

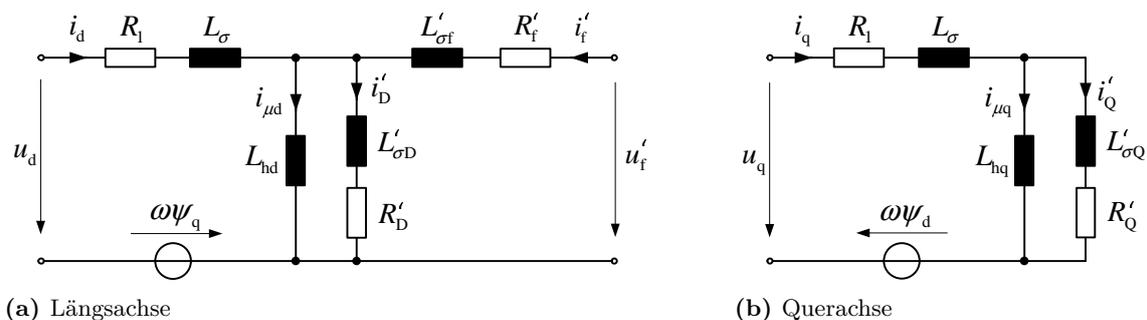


Bild 4.5 Ersatzschaltbilder des zu bestimmenden Modells, Werte der Parameter in Abschnitt 4.2.3

Sie berücksichtigen für die Statorwicklung den Widerstand R_1 und die rotorfesten Ersatzwicklungen in Form von Statorstreu- L_σ und Hauptinduktivitäten L_{hd} bzw. L_{hq} . Die Rotorwicklung wird durch den Widerstand R'_f , die Streuinduktivität $L'_{\sigma f}$ und die mit der Längsachse gemeinsame Hauptinduktivität L_{hd} repräsentiert. Die Rotorgrößen sind hier grundsätzlich auf den Stator bezogen. Das Übersetzungsverhältnis dafür entspricht dem Verhältnis der Hauptinduktivität der Längsachse und der Gegeninduktivität zum Rotor, so wie in Abschnitt 3.5.5 dargestellt. Es wird bei der Modellbildung näherungsweise bestimmt.

Bei der Maschine wurden übermäßige Zusatzverluste festgestellt, welche dem Rotor zugesprochen wurden. Gegen signifikante Wirbelströme im Eisen des Rotors spricht zwar, dass der Rotor geblecht ausgeführt ist. Um den Einfluss von Wirbelströmen und einer etwaigen Dämpferwirkung jedoch ausschließen zu können, werden fiktive Dämpferwicklungen in die Ersatzschaltbilder eingefügt.

Dämpferwicklungen sind zusätzliche, kurzgeschlossene Wicklungen auf dem Rotor, die über die Hauptinduktivitäten mit dem Stator gekoppelt sind. Sie werden als parallele Zweige bestehend aus $L'_{\sigma D}$ und R'_D bzw. $L'_{\sigma Q}$ und R'_Q eingefügt.

4.2.3 Bestimmung der Parameter

Die in **Tabelle 4.1** auf Seite 51 genannten, messtechnisch bestimmten Frequenzgänge können analytisch aus den Ersatzschaltbildern **Bild 4.5a** und **Bild 4.5b** bestimmt werden. Eingangs- und Ausgangsgrößen der Frequenzgänge werden dazu als komplexe Zeiger der Frequenz ω interpretiert, für die das Netzwerk mittels Maschen- und Knotengleichungen gelöst wird. Die Herleitung wurde bereits in [28] veröffentlicht.

$$Z_d(j\omega) = \left. \frac{u_d}{i_d} \right|_{u_f=0} = R_1 + j\omega L_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_{hd}} + \frac{1}{j\omega L'_{\sigma D} + R'_D} + \frac{1}{j\omega L'_{\sigma f} + R'_f}} \quad (4.12)$$

$$sG(j\omega) = \left. \frac{i_f}{i_d} \right|_{u_f=0} = \frac{-\ddot{u}}{(R'_f + j\omega L'_{\sigma f}) \left(\frac{1}{j\omega L_{hd}} + \frac{1}{R'_D + j\omega L'_{\sigma D}} \right) + 1} \quad (4.13)$$

$$Z_{afo}(j\omega) = \left. \frac{u_f}{i_d} \right|_{i_f=0} = \frac{3}{2 \cdot \ddot{u}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_{hd}} + \frac{1}{R'_D + j\omega L'_{\sigma D}}} \quad (4.14)$$

$$Z_q(j\omega) = \left. \frac{u_q}{i_q} \right|_{u_f=0} = R_1 + j\omega L_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_{hq}} + \frac{1}{R'_Q + j\omega L'_{\sigma Q}}} \quad (4.15)$$

Die Parameter werden schrittweise aus dem Vergleich der Messungen mit den Modellgleichungen (4.12) bis (4.15) gewonnen.

Aus den Messungen von Z_d und Z_q können R_1 sowie $L_d = L_\sigma + L_{hd}$ und $L_q = L_\sigma + L_{hq}$ abgeleitet werden.

$$\begin{aligned} R_1 &= \lim_{s \rightarrow 0} Z_d(s) = \lim_{s \rightarrow 0} Z_q(s) = 9,4 \text{ m}\Omega \\ L_d &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Z_d(s) - R_1}{s} = 520 \text{ }\mu\text{H} \\ L_q &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Z_q(s) - R_1}{s} = 318 \text{ }\mu\text{H} \end{aligned}$$

Die Aufteilung von L_d und L_q in Haupt- und Streuinduktivität können die Messungen nicht liefern. Im IEEE Guide [25] wird vorgeschlagen, basierend auf den Herstellerangaben zur Streuung aufzuteilen. Ohne diese Angaben wurde hier eine Statorstreuung von 10% der Strangimpedanz im Bemessungspunkt $Z_N = \frac{U_N}{\sqrt{3} \cdot I_N} = 0,474 \text{ }\Omega$ angenommen. Der Wert für L_σ ist mit dieser Annahme kleiner als dessen Obergrenze aus Gleichung (4.11), welche in Abschnitt 4.1 aus der Potierreaktanz bestimmt wurde.

$$\begin{aligned} L_\sigma &= 10\% \cdot \frac{Z_N}{\omega_N} = 63 \text{ }\mu\text{H} \\ L_{hd} &= L_d - L_\sigma = 457 \text{ }\mu\text{H} \\ L_{hq} &= L_q - L_\sigma = 255 \text{ }\mu\text{H} \end{aligned}$$

Das Übersetzungsverhältnis wird näherungsweise aus der Messung von Z_{afo} bestimmt und ist von der gewählten Aufteilung der Längsinduktivität in Haupt- und Streuteil abhängig.

$$\ddot{u} = \frac{3}{2} \cdot L_{\text{hd}} \cdot \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{Z_{\text{afo}}(s)} = 0,0408$$

Die Streuinduktivitäten und Widerstände der Wicklungen auf dem Rotor – das sind die Feldwicklung und die fiktiven Dämpferwicklungen – können ebenfalls aus den gemessenen Frequenzgängen abgeleitet werden, indem diese entsprechend umgeformt werden.

$$Z_f(s) = \ddot{u} \cdot \frac{sL_\sigma + R_1 - Z_d(s)}{sG(s)} = sL'_{\sigma f} + R'_f \quad (4.16)$$

$$Z_D(s) = \left(\frac{1}{\ddot{u} \cdot Z_{\text{afo}}(s)} - \frac{1}{sL_{\text{hd}}} \right)^{-1} = sL'_{\sigma D} + R'_D \quad (4.17)$$

$$Z_Q(s) = \left(\frac{1}{Z_q(s) - sL_\sigma - R_1} - \frac{1}{sL_{\text{hq}}} \right)^{-1} = sL'_{\sigma Q} + R'_Q \quad (4.18)$$

Die Ergebnisse der Gleichungen (4.16) bis (4.18) sind gewöhnliche Verzögerungsglieder. Sie werden graphisch dargestellt und entsprechende Funktionen mit den gesuchten Parametern darauf angepasst. Für die Messungen an dieser Maschine werden damit folgende Wicklungsparameter identifiziert³⁰.

$L'_{\sigma f} = 95 \mu\text{H}$	$R'_f = 6,6 \text{ m}\Omega$	$R_f = 5,63 \Omega$
$L'_{\sigma D} = 0 \mu\text{H}$	$R'_D = 30 \Omega$	$R_D = 25,7 \text{ k}\Omega$
$L'_{\sigma Q} = 0 \mu\text{H}$	$R'_Q = 40 \Omega$	$R_Q = 34,3 \text{ k}\Omega$

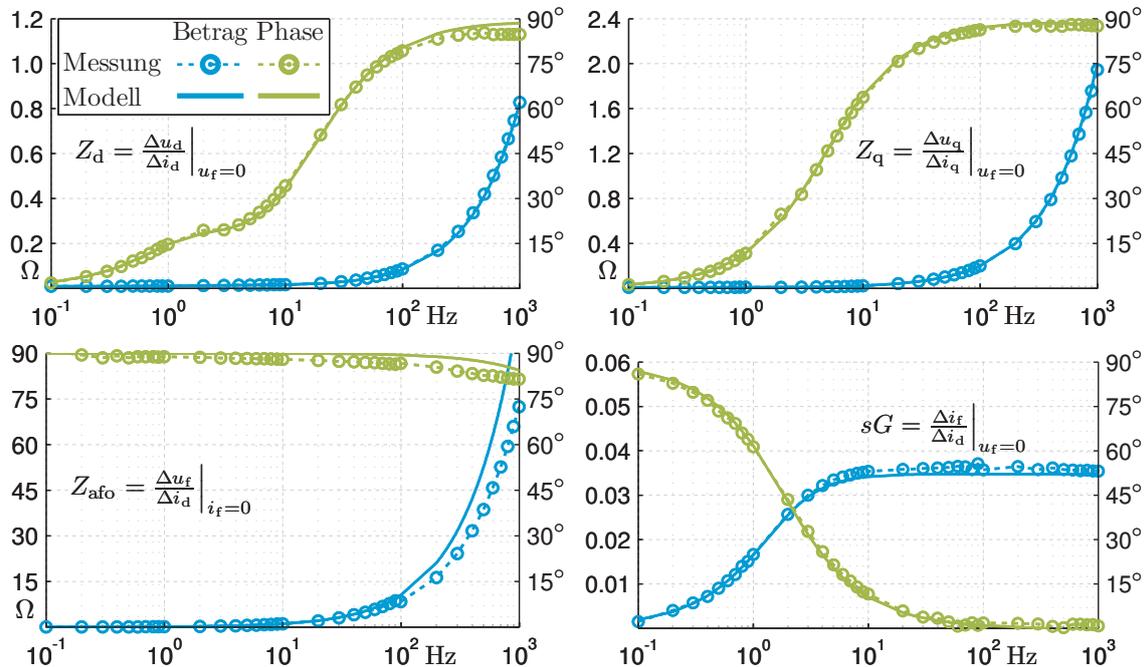


Bild 4.6 Frequenzkennlinien-Diagramme der gemessenen und der modellierten Frequenzgänge

³⁰Die ersten beiden Spalten zeigen die statorbezogenen Werte. Die dritte Spalte zeigt die physikalischen Werte.

Die identifizierten Parameter werden in die Gleichungen der Frequenzgänge (4.12) bis (4.15) eingesetzt und die entsprechenden Frequenzantworten berechnet. Die Ergebnisse dieser Modellbildung sind in **Bild 4.6** dargestellt. Sie zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit den gemessenen Verläufen.

Die identifizierten Parameter der fiktiven Dämpferwicklungen schließen einen Einfluss von Wirbelströmen auf das transiente Verhalten der Maschine aus. Denn durch die sehr großen Werte der Ersatzwiderstände können die Zweige der fiktiven Dämpferwicklungen vernachlässigt werden. Dem Rotor wird damit nur eine einzige signifikante Zeitkonstante $\tau_f = 83,6 \text{ ms}$ zugeordnet.

4.3 Stationärer Betrieb

4.3.1 Aufnahme von Betriebspunkten

Für die Aufnahme der Betriebspunkte wird im Gegensatz zu den bisher vorgestellten Messungen die gesamte Hardware des Prüfstands benötigt. Einzig der für den späteren Betrieb für alle drei Ströme benötigte Mehrgrößenregler kommt nicht zum Einsatz. Dennoch wird die Reglerhardware vollständig und deren Software teilweise in Betrieb genommen, da einerseits die gemessenen Strangströme in rotorfixe Längs- und Querkomponenten aufgeteilt werden müssen. Andererseits wird auch die Spannung in Form von Längs- und Querkomponenten über eine Raumzeigermodulation ausgegeben und der Rotorstrom mit einem PI-Regler auf seinem Referenzwert gehalten. Über die Lastmaschine wird die Drehzahl geregelt und das Drehmoment der Synchronmaschine aufgenommen.

Der untersuchte Betriebsbereich der Maschine wurde in folgendes Raster aufgeteilt.

- 6 Drehzahlen: $n = [1000, 2000, 3000, 4000, 5000, 6000] \text{ min}^{-1}$
- 5 Rotorströme: $i_f = [2, 4, 6, 8, 10] \text{ A}$

Zu jeder der 30 möglichen Kombinationen wurden Stromortskurven mit einem Abstand in Längsrichtung von 50 A automatisiert abgefahren, wobei jede Ortskurve nach dem **Algorithmus 4.1** auf der nächsten Seite aufgenommen wurde. Die graphische Darstellung in **Bild 4.7a** skizziert den Zusammenhang. Darin beschreiben die blauen Punkte die vorgegebenen Statorspannungen mit konstantem Betrag und die roten Punkte die zugehörige, elliptische Stromortskurve. Für fünf Punkte ist die Zugehörigkeit durch Pfeile gekennzeichnet.

Für das zeitliche Fortschreiten zwischen den Punkten gelten hier dieselben Einstellungen wie bei der Aufnahme der Stichproben in Abschnitt 2.4.2. Da die aufeinanderfolgenden Punkte sehr dicht beieinander liegen, genügt eine Einschwingdauer auf den nächsten Punkt von ca. 230 ms nach Ausgabe der Spannung. Im anschließenden $2 \times 200 \text{ ms}$ Messzyklus des Leistungsmessgerätes werden neben den Strangströmen und -leistungen auch alle anderen Größen aufgezeichnet. Insgesamt werden damit pro Betriebspunkt ca. 0,7 s benötigt. Jeder Punkt wird nur einmal aufgezeichnet und es gelten daher die Messunsicherheiten für Einzelmessungen aus Abschnitt 2.4.3.

Ein Beispiel aller gemessener Ortskurven bei $n = 4000 \text{ min}^{-1}$ und $i_f = 6 \text{ A}$ zeigt **Bild 4.7b**. Alle Stromortskurven darin haben den Kurzschlussstrom der Ausgangsbedingungen als Mittelpunkt bzw. Zentrum und weisen aufgrund der Schenkligkeit des Rotors die charakteristische, elliptische Form auf. Obwohl die Ellipsen der Ströme in Längsrichtung

einen konstanten Abstand aufweisen, verringern sich die Abstände der zugehörigen Kreise der Spannungen doch wesentlich. Daran lässt sich die magnetische Sättigung gut erkennen.

Algorithmus 4.1 Aufnahme einer einzelnen Ortskurve, siehe **Bild 4.7a**

1. Die gewünschte Drehzahl wird mit der Lastmaschine eingestellt, so dass die Synchronmaschine bei einer konstanten elektrischen Frequenz ω betrieben wird.
2. Der Umrichter wird mit $u_1 = 0$ eingeschaltet, der Rotorstrom i_f mit dem PI-Regler auf den Sollwert hochgefahren und der Kurzschlussstrom i_K aufgezeichnet.
3. Die Spannung wird in Querrichtung sukzessive erhöht, bis die entsprechende $x \cdot 50$ A Grenze erreicht ist.
4. Der Spannungsraumzeiger mit konstantem Betrag wird einmal im Kreis gedreht. Dazu wird der Spannungswinkel $\phi_{k=1..N}$ im Bereich von 0 bis 2π in N Schritten durchfahren.
5. In jedem Schritt k wird verharret und die gesuchten Größen werden aufgezeichnet.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}_k = u_1 \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_k \\ \sin \phi_k \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} \omega, i_f, u_1 \text{ konst.} \\ \phi_{k=1..N} = k \cdot \frac{2\pi}{N} \end{matrix} \quad \left\{ \begin{matrix} u_d & u_q & i_d & i_q \\ M & n & P_1 & \vartheta_1 \\ u_{dc} & i_{dc} & u_f & i_f \end{matrix} \right\}_k \quad (4.19)$$

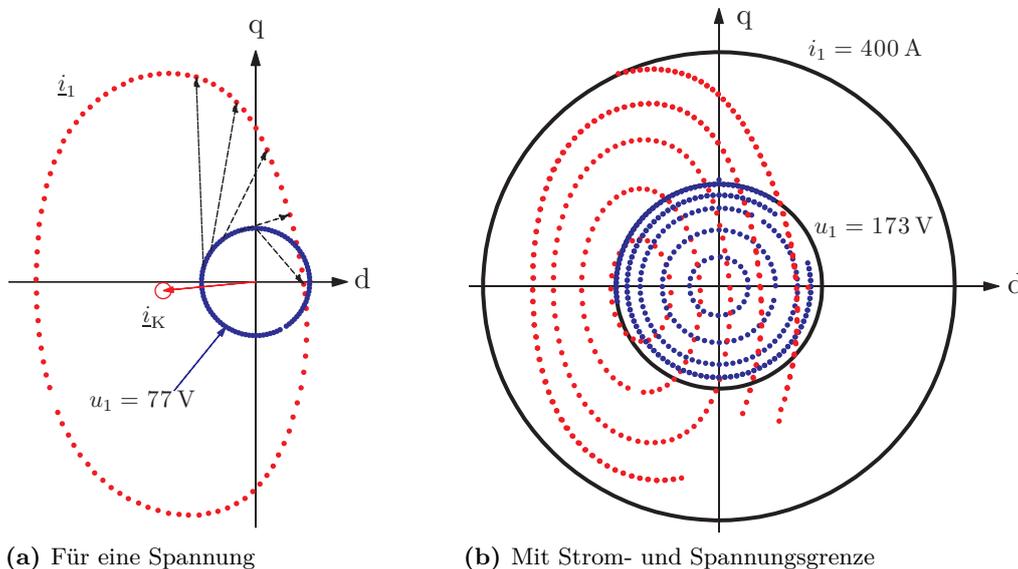


Bild 4.7 Aufnahme der Stromortsortskurven für eine konstante Drehzahl und einen konstanten Rotorstrom

Mit den Messungen in **Bild 4.7b** wurden auch die drei in Abschnitt 3.1 genannten Betriebsgrenzen erreicht. So wurde die äußere Kurve nicht vervollständigt, da sie die Stromgrenze von 280 A überschreiten würde. Sie wurde zudem an der Spannungsgrenze bei 123 V auf-

genommen, so dass Ströme 'rechts' der Kurve ohne Verringerung des Rotorstroms nicht einstellbar sind. Schließlich sind die Kurven bei negativen Querströmen im generatorischen Bereich unterbrochen, da die Lastmaschine dort das Drehmoment nicht mehr aufbringen kann und die Drehzahl zusammenbricht.

Insgesamt wurden im Betriebsbereich der Synchronmaschine über 15.000 Punkte angefahren und die folgenden Größen dazu aufgezeichnet.

- Vorgabewerte der Spannungen u_d und u_q
- Statorströme i_d und i_q
- Wirkleistung der Statorwicklung P_1 und ihre Temperatur ϑ_1
- Drehzahl n und Drehmoment M
- Zwischenkreisspannung u_{dc} und -strom i_{dc}
- Rotorspannung u_f und -strom i_f

Diese Größen beschreiben die Maschine über den vermessenen Betriebsbereich unabhängig von einer bestimmten Betriebsstrategie. Es werden daraus Modelle für das elektrische Verhalten und für die Verluste erstellt, woraus eine verlustoptimale Betriebsstrategie in Kapitel 6 abgeleitet wird. Alle aufgezeichneten Ortskurven sind im Anhang unter A.3.1 bis A.3.6 dargestellt.

4.3.2 Lineares Modell

Jede Stromortskurve, die entsprechend **Algorithmus 4.1** aufgenommen wird, besteht aus N Stromraumzeigern. Zusammen bilden diese aufgrund der Schenkligkeit des Rotors eine Ellipse um den bei gleichen Bedingungen gemessenen Kurzschlussstrom. Die analytische Beschreibung der stationären Statorströme lässt sich aus dem für $\omega = \text{konst.}$ linearen transienten Modell der Synchronmaschine in rotorfesten Koordinaten in Gleichung (3.13) herleiten.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_k = \underbrace{\frac{u_1}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} R_1 & \omega L_q \\ -\omega L_d & R_1 \end{bmatrix}}_{\text{Ellipse}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_k \\ \sin \phi_k \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{-i_f \cdot \omega L_{df}}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} \omega L_q \\ R_1 \end{bmatrix}}_{\text{Kurzschlussstrom}} \quad (4.20)$$

Der Ausdruck (4.20) beschreibt eine Funktion des Statorstromes in Abhängigkeit der Last bzw. des Spannungswinkels $\phi_k = \angle u_1$ und der gesuchten Modellparameter λ bei konstanten Größen ω, i_f, u_1 . Für den Strom am Punkt k gilt:

$$i_k = f_k(\lambda) \quad \text{mit} \quad \lambda = [L_d, L_q, L_{df}, R_1]^\top \quad (4.21)$$

Ziel ist es nun, die Parameter des linearen Modells aus (3.13) so zu bestimmen, dass $f_k(\lambda)$ die gemessene Ortskurve in allen Punkten möglichst genau wiedergeben kann.

Bestimmung der Parameter mit der Gauss-Newton Methode

Dafür wird hier die Gauss-Newton Methode aus [29] verwendet, bei der eine Anfangsschätzung der Parameter mithilfe einer linearen Näherung der Funktion iterativ verbessert wird, bis keine Änderung mehr auftritt.

Für eine möglichst realistische Anfangsschätzung der Parameter werden z. B. die Werte aus dem Leerlauf- und Kurzschlussversuch in Abschnitt 4.1.4 verwendet und der Modellstrom am Punkt k berechnet. Die Differenz zu dem gemessenen Strom ergibt die Modellabweichung $d\varepsilon_k = i_{k,\text{mess}} - i_k$. Damit Mess- und Modellpunkt übereinstimmen, müssen die Parameter in f_k genau so verändert werden, dass sich das daraus berechnete i_k um die Modellabweichung ändert.

$$i_k + d\varepsilon_k \stackrel{!}{=} f_k(\lambda + d\lambda) \quad (4.22)$$

Die Modellgleichung wird linearisiert und die gesuchte Änderung $d\lambda$ näherungsweise mit dem totalen Differential ausgedrückt.

$$i_k + d\varepsilon_k \stackrel{!}{=} i_k + \frac{\partial f_k}{\partial L_d} \cdot dL_d + \frac{\partial f_k}{\partial L_q} \cdot dL_q + \frac{\partial f_k}{\partial L_{df}} \cdot dL_{df} + \frac{\partial f_k}{\partial R_1} \cdot dR_1 \quad (4.23)$$

Der Ausdruck wird für alle n Punkte und m Parameter vereinheitlicht, indem die partiellen Ableitungen in einer Jacobi-Matrix \mathbf{J} zusammengefasst werden. Sie können dem Anhang unter A.2 entnommen werden.

$$d\varepsilon = \mathbf{J} \cdot d\lambda \quad \text{mit} \quad \begin{bmatrix} d\varepsilon_1 \\ \vdots \\ d\varepsilon_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \lambda_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \lambda_m} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial \lambda_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial \lambda_m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d\lambda_1 \\ \vdots \\ d\lambda_k \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Das Gleichungssystem (4.24) ließe sich nur für den Fall $n = m$ und vollem Rang in \mathbf{J} eindeutig durch Matrixinversion lösen. Da jedoch die Anzahl der Messpunkte im allgemeinen größer ist als die vier zu bestimmenden Parameter, ist das Gleichungssystem mit $n > m$ überbestimmt und besitzt keine Lösung. Eine Lösung im Sinne der kleinsten Fehlerquadrate liefert die Multiplikation mit der transponierten Matrix \mathbf{J}^\top , welche auf quadratische $m \times m$ Matrizen führt.

$$\begin{aligned} \mathbf{J}^\top \cdot d\varepsilon &= \mathbf{J}^\top \mathbf{J} \cdot d\lambda \\ d\lambda &= (\mathbf{J}^\top \mathbf{J})^{-1} \mathbf{J}^\top \cdot d\varepsilon \end{aligned} \quad (4.25)$$

Die so berechnete Änderung wird zu den Parametern addiert und es werden erneut alle Modellströme berechnet. Die dazugehörigen Modellabweichungen sollten nun kleiner sein als die anfänglich gegebenen. Als Maß für die Abweichung von Messung und Modell dient die Summe der quadrierten Modellabweichungen bzw. Fehlerquadrate.

$$F = \sum_{k=1}^n \varepsilon_k^2 = \varepsilon^\top \cdot \varepsilon \quad (4.26)$$

Abhängig von der anfänglichen Wahl der Parameter konvergiert das Verfahren an eine untere Grenze für das Fehlermaß. Liegen die Anfangswerte zu weit von den tatsächlichen Werten entfernt, reichen die damit berechneten Parameteränderungen über den Bereich

hinaus, in dem die lineare Näherung Gültigkeit hat. Das Fehlermaß kann dann größer werden und der Algorithmus divergieren.

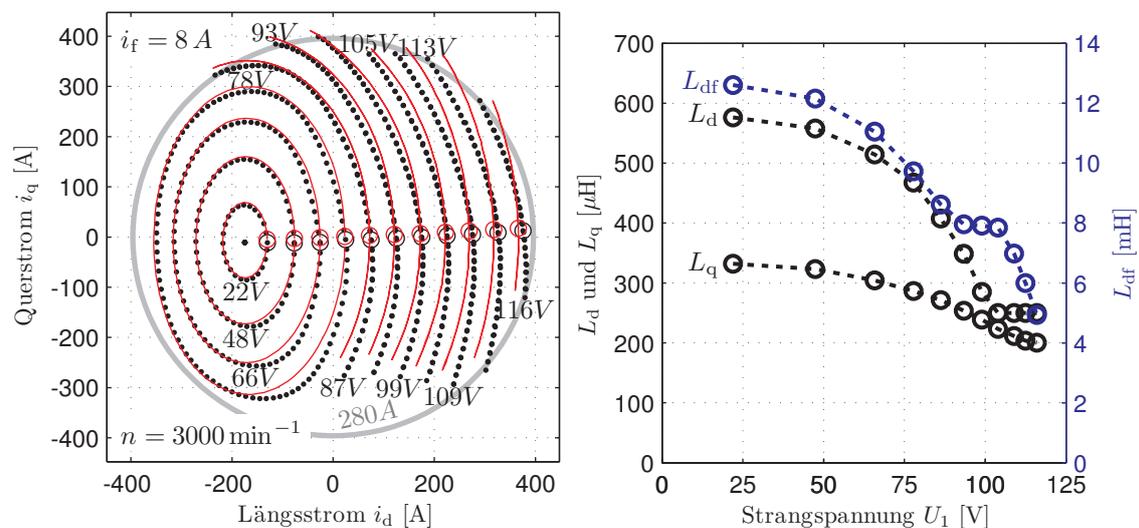
Für die Parameterbestimmung wurde die von Matlab zur Verfügung gestellte Funktion *lsqnonlin* verwendet, die eine Umsetzung der Methode mit weiterführenden Ansätzen zu Stabilität und Konvergenz anbietet.

Ergebnisse der Parameterbestimmung

Bild 4.8a zeigt beispielhaft elf gemessene Ortskurven und deren modellierte Verläufe. Die verwendete Strangspannung ist jeweils angeschrieben. Die markierten Punkte kennzeichnen den Strom für den Spannungswinkel $\phi = \frac{\pi}{2}$. Für jede Ortskurve wurden die Parameter mit der Gauss-Newton Methode bestimmt und in **Bild 4.8b** dargestellt.

Für die geschlossenen Kurven bzw. Ellipsen können die Ergebnisse die gemessenen Verläufe sehr gut annähern. Für die nicht geschlossenen Kurven (93...116 V) funktioniert die Identifikation jedoch schlechter, wie auch in **Bild 4.8b** an den unregelmäßigen Verläufen der Parameter erkennbar ist.

Zudem ist der Einfluss der Sättigung auf die Induktivitäten darin sehr gut zu erkennen. Wird sie vernachlässigt, ist das Modell zur Beschreibung der stationären Betriebspunkte nahezu wertlos.



(a) Gemessen (Punkte), modelliert (rote Linien) (b) Modellparameter bei entsprechender Spannung

Bild 4.8 Stromortskurven und abgeleitete Modellparameter für $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ und $i_f = 8 \text{ A}$

4.3.3 Sättigungsabhängiges Modell

Die Ergebnisse in **Bild 4.8b** zeigen, dass jeweils nur eine Kurve darin mit einem Satz konstanter Parameter L_d, L_q, L_{df}, R_1 treffend beschrieben werden kann. Der Strombereich wird bis an seine Grenzen ausgereizt, wodurch die Eisenwege entsprechend unterschiedlich stark gesättigt werden. Entlang einer Ortskurve ist jedoch die Flussverkettung

$\underline{\Psi}_1 = \frac{1}{j\omega} (\underline{u}_1 - R_1 \cdot \underline{i}_1)$ und damit die magnetische Sättigung näherungsweise³¹ konstant, da auch der Spannungsbetrag bei der Aufnahme konstant ist. Jeder Punkt einer elliptischen Ortskurve muss also zwangsläufig auf einen bestimmten konstanten Magnetisierungsstrom zurückführbar sein. Ist die Bestimmungsgleichung dafür unabhängig von den veränderlichen Induktivitäten, kann aus einer beliebigen Stromaufteilung i_d, i_q, i_f ein eindeutiger Magnetisierungsstrom i_m bestimmt werden. Mit diesem können die Induktivitäten parametrisiert und so die Sättigungsabhängigkeit in das Modell aufgenommen werden.

Magnetisierungsstrom und Verhältnis der Hauptinduktivitäten

Verwendet wird dafür das Modell der Ersatzschaltbilder in **Bild 3.5** auf Seite 41. Da die Streufelder zum größeren Teil in Luft liegen, werden sie als ungesättigt betrachtet und die entsprechenden Streuinduktivitäten bleiben konstant. Der Hauptfluss hingegen verläuft größtenteils im Eisen. Daher wird der Sättigungseinfluss durch die beiden Hauptinduktivitäten L_{hd} und L_{hq} einzig auf die Hauptflussverkettung abgebildet.

Betrachtet sei zunächst der einfachere Fall einer magnetisch symmetrischen³² Maschine. Die Gleichung der Ortskurven (4.20) zeigt, dass die Ellipse bei $L_d = L_q$ zu einem Kreis um den Kurzschlussstrom wird. Der Radius wird auch Magnetisierungsstrom \underline{i}_μ (4.27) genannt, dessen Betrag natürlicherweise für alle Punkte der Kreiskurve konstant ist. Zudem ist er stets richtungsgleich mit der Hauptflussverkettung $\underline{\Psi}_h$ in (4.28). Sättigung kann hier durch eine analytische Funktion einer stromabhängigen Hauptinduktivität $L_h(i_\mu) = \Psi_h(i_\mu)/i_\mu$ berücksichtigt werden.

$$L_d = L_q : \quad \underline{i}_\mu = \left(i_d + \frac{i_f}{\underline{u}} \right) + j \cdot i_q \quad (4.27)$$

$$\underline{\Psi}_h = L_h(i_\mu) \cdot \underline{i}_\mu \quad (4.28)$$

Im Falle von magnetisch unsymmetrischen Maschinen sind die Stromortskurven jedoch elliptisch. Trotz konstanter Magnetisierung ändert sich der Betrag des Magnetisierungsstroms \underline{i}_μ (4.27) entlang der Ortskurve. Daher wird der Querstrom mit dem Verhältnis der Hauptinduktivitäten $m = L_{hq}/L_{hd}$ gewichtet und damit die Ellipse analytisch zu einem Kreis zusammengestaucht. Der Radius dieses Kreises wird nun als Magnetisierungsstrom \underline{i}_m (4.29) verwendet, da er die gleichen Eigenschaften hat, wie sein Äquivalent für die magnetisch symmetrische Maschine. Jeder Punkt einer Ellipse führt damit auf denselben Betrag i_m .

$$L_d \neq L_q : \quad \underline{i}_m = \left(i_d + \frac{i_f}{\underline{u}} \right) + j \cdot m \cdot i_q \quad (4.29)$$

$$\underline{\Psi}_h = L_{hd}(i_m) \cdot \underline{i}_m \quad (4.30)$$

Wird darüber hinaus davon ausgegangen, dass die Hauptinduktivitäten der Längs- und Querrichtung in gleichem Maße gesättigt werden, ist das Verhältnis der Hauptinduktivitäten m konstant und stromunabhängig. Der Betrag von i_m bleibt damit für jede beliebige

³¹Der Widerstand R_1 hat einen Einfluss, der ab der Knickfrequenz $\omega_g = 26,8 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ bzw. der Drehzahl $n = 64 \text{ min}^{-1}$ vernachlässigbar ist. Siehe Abschnitt 4.1.3.

³²Maschinen werden als magnetisch symmetrisch bezeichnet, wenn deren Luftspaltreluktanzen und damit deren Statorinduktivitäten nicht von der Rotorlage abhängen. Andernfalls werden sie magnetisch unsymmetrisch bezeichnet. Ebenso gebräuchlich (besonders in der englischen Literatur) sind die Bezeichnungen isotrop und anisotrop.

Stromaufteilung einer festen Magnetisierung konstant. Er kann daher als Argument einer Sättigungsfunktion $\Psi_h(i_m)$ verwendet werden, welche den Betrag der Hauptflussverkettung beschreibt. Mit diesem Betrag wird die Hauptinduktivität in Längsrichtung $L_{hd} = \Psi_h(i_m)/i_m$ bestimmt, womit die dazugehörige Hauptinduktivität in Querrichtung $L_{hq} = m \cdot L_{hd}$ gleichermaßen gegeben ist. Anders als beim linearen Modell sind hier Längs- und Querachse über den gemeinsam gebildeten Magnetisierungsstrom und die Sättigungskennlinie voneinander abhängig. Die auch als Kreuzkopplung bekannte gegenseitige Abhängigkeit der Induktivitäten ist bei dieser Betrachtungsweise impliziert.

Die Definition (4.29) wird als Umrechnung einer magnetisch unsymmetrischen Maschine in eine äquivalente, magnetisch symmetrische Maschine angesehen. Des Weiteren ist die Annahme $m = \text{konst.}$ als “Single Saturation Factor Approach” geläufig, und m wird im Weiteren als Hauptinduktivitätenverhältnis bezeichnet. Beide Verfahren sind allgemein in der Literatur bekannt und z.B. in [30] oder [31] vorgestellt bzw. angewendet.

Für jede Hauptflussverkettung, die aus einer Stromaufteilung i_d, i_q, i_f entsteht, liefert die Bestimmungsgleichung (4.29) unter der Annahme $m = \text{konst.}$ einen zur Hauptflussverkettung eindeutigen Magnetisierungsstrom gleicher Phase. Werden in (4.29) das Verhältnis der Hauptinduktivitäten m und das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} durch die Schenkligkeit m^* und das Übersetzungsverhältnis des Kurzschlussstroms \ddot{u}^* ersetzt, so entsteht der Magnetisierungsstrom i_m^* . Dieser ist eindeutig und richtungstreu zur Statorflussverkettung, wie ein Einsetzen der Definitionen in nachfolgenden Gleichungen zeigt.

$$m = \frac{L_{hq}}{L_{hd}}, \quad \ddot{u} = \frac{L_{hd}}{L_{df}} \quad \Rightarrow \quad i_m = \left(i_d + \frac{i_f}{\ddot{u}}\right) + j \cdot m \cdot i_q, \quad \underline{\Psi}_h = L_{hd} \cdot i_m \quad (4.31)$$

$$m^* = \frac{L_q}{L_d}, \quad \ddot{u}^* = \frac{L_d}{L_{df}} \quad \Rightarrow \quad i_m^* = \left(i_d + \frac{i_f}{\ddot{u}^*}\right) + j \cdot m^* \cdot i_q, \quad \underline{\Psi}_1 = L_d \cdot i_m^* \quad (4.32)$$

Damit können Magnetisierungsströme bestimmt werden, die sich abhängig von den gewählten Parametern der Statorfluss- bzw. Hauptflussverkettung zuordnen lassen.

Modell der Magnetisierungskennlinie

Zur Beschreibung des Betrags der Hauptflussverkettung als Funktion des Magnetisierungsstroms muss ein analytischer Ausdruck verwendet werden, der den tatsächlichen Verlauf einer Magnetisierungskennlinie mit wenigen Parametern hinreichend genau annähert. Die erforderlichen Eigenschaften werden anhand **Bild 4.9** verdeutlicht. In der Kennlinie wird der lineare Verlauf des ungesättigten Bereichs durch den Grenzstrom i_g vom gekrümmten Verlauf im gesättigten Bereich getrennt. Für sehr große Ströme verläuft die Kennlinie wieder linear, aber aufgrund der starken Sättigung mit kleinerem Anstieg. Der Bereich dazwischen wird mit einer Exponentialfunktion ausgedrückt, deren Parameter anhand der eingrenzenden linearen Verläufe bestimmt werden kann.

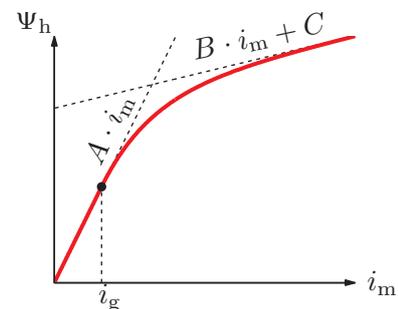


Bild 4.9 Modell der Magnetisierungskennlinie

Die Kennlinie wird analytisch folgendermaßen beschrieben.

$$\Psi_h(i_m) = \begin{cases} i_m \leq i_g & A \cdot i_g \\ i_m > i_g & (B \cdot i_m + C) \left(1 - \frac{A-B}{C} \cdot i_g \cdot e^{-\frac{i_g - i_m}{i_g}} \right) \end{cases} \quad (4.33)$$

Die Funktion ist durch drei ihrer vier Parameter vollständig bestimmt. Als unabhängig werden hier der Anstieg A des linearen Bereiches, der Grenzstrom i_g und der Anstieg B des gesättigten Bereiches angenommen. Die beiden Teilfunktionen in (4.33) sollen stetig ineinander übergehen. Dazu müssen deren Funktionswerte und Ableitungen an der Stelle i_g übereinstimmen. Aus diesen beiden Nebenbedingungen kann der Parameter C bestimmt werden.

$$C = \frac{B \cdot i_g}{\sqrt{1 + \frac{B}{A-B} - 1}} \quad (4.34)$$

Dieses Modell einer Magnetisierungskennlinie wurde in [32] zur Modellbildung bei Reluktanzmaschinen vorgestellt und wird hier bei der anschließenden Parameteridentifikation verwendet.

Berechnung von Spannungen im sättigungsabhängigen Modell

Für die Berechnung der Spannungen wird die vollständige Spannungsgleichung (3.13) herangezogen. Zur Beschreibung des stationären Zustands werden darin die zeitlichen Ableitungen null gesetzt. Da der Rotorstrom bekannt ist und nicht berechnet werden soll, wird die Gleichung auf die beiden Spannungskomponenten des Stators reduziert. Längs- und Querinduktivität werden in ihren sättigungsabhängigen Haupt- und unveränderlichen Streuanteil aufgespalten. Mit der Division durch ω entsteht eine übersichtliche Darstellung der stationären, sättigungsabhängigen Spannungsgleichung des Stators.

$$\frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega} & -L_{\text{hq}}(i_m) - L_\sigma \\ L_{\text{hd}}(i_m) + L_\sigma & \frac{R_1}{\omega} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{i_f}{\ddot{u}} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ L_{\text{hd}}(i_m) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Für beliebige Ströme i_d und i_q können damit die zugehörigen Spannungen in einem Schritt explizit berechnet werden. Dazu wird anlehnend an Gleichung (4.29) der Betrag des Magnetisierungsstroms gemäß (4.36) mithilfe des Übersetzungsverhältnisses \ddot{u} und des Hauptinduktivitätenverhältnisses m berechnet. Mit diesem Wert wird der Betrag der Hauptflussverkettung anhand des Modells der Magnetisierungskennlinie nach Gleichung (4.33) bestimmt, womit schließlich die Hauptinduktivitäten in (4.37) berechnet werden können.

$$i_m = \sqrt{\left(i_d + \frac{i_f}{\ddot{u}}\right)^2 + (m \cdot i_q)^2} \quad (4.36)$$

$$L_{\text{hd}} = \frac{\Psi_h(i_m)}{i_m} \quad L_{\text{hq}} = m \cdot L_{\text{hd}} \quad (4.37)$$

Die Hauptinduktivitäten werden nun in der Ausgangsgleichung (4.35) verwendet, um die resultierenden Spannungen für die gewählten Ströme zu berechnen.

Berechnung von Strömen im sättigungsabhängigen Modell

Für gegebene Spannungen u_d und u_q kann Gleichung (4.35) nicht explizit nach den Strömen aufgelöst werden, da diese nichtlinear in die Berechnung eingehen. Die Einträge der Matrix hängen vom Magnetisierungsstrom über das Flussverkettungsmodell bis zu den Hauptinduktivitäten von den Strömen ab, die berechnet werden sollen. Die Lösung der Gleichung mit unbekanntem Strömen i_d und i_q wird numerisch iterativ bestimmt. Dazu kann die auf Seite 58 vorgestellte Gauss-Newton-Methode auf dieses nichtlineare Gleichungssystem angepasst werden. Hierfür bieten sich fertige Algorithmen an, wie z. B. die Matlab-Funktion *fsolve*. Bestimmte Startwerte der Ströme werden darin iterativ variiert, bis die damit erzeugten Spannungen mit den Vorgabespannungen hinreichend genau übereinstimmen. Die zur gezielten Variation benötigten Ableitungen müssen darin nicht explizit angegeben werden, da sie die Funktion numerisch in jedem Schritt berechnet.

Gegenüber der Verwendung von *fsolve* kann die Lösung erfahrungsgemäß um einiges schneller gefunden werden. Dazu wird wiederum iterativ vorgegangen, jedoch ohne Ableitungen zu bestimmen oder fertige Algorithmen zu verwenden. Mit der unveränderlichen Vorgabespannung und den anfangs ungesättigten Induktivitäten werden iterativ die Ströme, der Magnetisierungsstrom und die resultierenden Induktivitäten berechnet. Sind die Ströme zu groß, resultieren zu große Induktivitäten, die im nächsten Schritt kleinere Ströme bewirken und umgekehrt. Das Verfahren konvergiert aufgrund der Art der Induktivitätsverläufe und der damit einhergehenden Stabilität eines jeden Arbeitspunkts. Nach wenigen Schritten ändern sich die Ströme nur noch unwesentlich, und es kann abgebrochen werden.

Bestimmung der Parameter des sättigungsabhängigen Modells

Die Spannungen und Ströme des stationären, sättigungsabhängigen Modells werden für einen beliebigen Betriebspunkt mit den Gleichungen für die Spannung (4.35), den Magnetisierungsstrom (4.36), dem Modell der Flussverkettungen (4.33) und den sättigungsabhängigen Hauptinduktivitäten (4.37) vollständig beschrieben.

Bei bekannter Drehzahl und bekanntem Rotorstrom kann mit diesen Gleichungen der Statorstrom für eine gegebene Statorspannung berechnet werden. Die Differenz des bei gleicher Drehzahl, Rotorstrom und Spannung berechneten und gemessenen Statorstroms beschreibt den Modellfehler für diesen einen Betriebspunkt. Die Parameter des Modells werden mit einem Optimierungsalgorithmus, der die Quadratfehlersumme über alle ca. 15.000 Betriebspunkte minimiert, geschlossen bestimmt.

Dabei wird jedoch entgegen dem "Single Saturation Factor Approach" aus [30] die Annahme, dass Längs- und Querhauptinduktivität unabhängig von der Magnetisierung in einem festen Verhältnis $m = L_{hq}/L_{hd} = \text{konst.}$ stehen, fallen gelassen. Das Verhältnis wird veränderlich angesetzt, indem es mittels der Polynomkoeffizienten m_2, m_1, m_0 an den jeweiligen Magnetisierungszustand angepasst wird.

$$m = m_2 \cdot \left(\frac{i_m}{A}\right)^2 + m_1 \cdot \left(\frac{i_m}{A}\right) + m_0 \quad (4.38)$$

Damit entsteht eine gegenseitige Abhängigkeit von m und i_m , da zur Berechnung des Magnetisierungsstrombetrags i_m in (4.36) das Verhältnis m benötigt wird und in (4.38) umgekehrt.

Für eine gegebene Stromaufteilung i_d, i_q, i_f könnten beide nur noch iterativ bestimmt werden. Um den Vorteil der expliziten Berechnung aber aufrecht zu erhalten, wird die

gegenseitige Abhängigkeit in (4.39) aufgelöst. Dazu wird zur Berechnung von i_m ein konstanter Faktor \tilde{m} verwendet.

$$i_m = \sqrt{\left(i_d + \frac{i_f}{\ddot{u}}\right)^2 + (\tilde{m} \cdot i_q)^2} \quad (4.39)$$

Für das Modell hat dies zwar zur Folge, dass der mit \tilde{m} bestimmte Magnetisierungsstromvektor \dot{i}_m nicht mehr exakt richtungstreu zum tatsächlichen Hauptflussverkettungsvektor Ψ_h nach Gleichung (4.30) ist. Aber die erzielbare Fehlerquadratsumme bei der Parameteridentifikation ist mit dieser Vorgehensweise niedriger bzw. besser als bei der Identifikation unter der Annahme $m = \text{konst.}$

Das sättigungsabhängige Modell wird nun anhand der folgenden zehn Parameter charakterisiert:

- Parameter A, B, i_g zur Beschreibung der Sättigung der Hauptflussverkettung
- Parameter m_2, m_1, m_0 zur Beschreibung des Verhältnisses der Hauptinduktivitäten
- Statorstreuinduktivität L_σ
- Statorstrangwiderstand R_1
- Übersetzungsverhältnis \ddot{u}
- Faktor \tilde{m} zur Bestimmung des Magnetisierungsstroms

Zur Lösung des Optimierungsproblems bzw. zur Parameteridentifikation wurde die Matlab-Funktion *lsqnonlin* verwendet, die auf der Gauss-Newton-Methode basiert. Die notwendigen partiellen Ableitungen zur gezielten Veränderung der Parameter werden darin eigenständig numerisch bestimmt. Die Ergebniswerte der Identifikation zeigt **Tabelle 4.2**.

$\Psi_h(i_m)$	$m(i_m)$	L_σ	R_1	\ddot{u}	\tilde{m}
$A = 515,5 \mu\text{H}$	$m_0 = 0,528$	$65,3 \mu\text{H}$	$14,8 \text{ m}\Omega$	$0,04033$	$0,62823$
$B = 19,4 \mu\text{H}$	$m_1 = -1,28 \cdot 10^{-4}$				
$i_g = 96,04 \text{ A}$	$m_2 = 8,576 \cdot 10^{-7}$				

Tabelle 4.2 Parameter des stationären, elektrischen, sättigungsabhängigen Modells

Die unter Verwendung dieser Werte erzeugten Verläufe des Betrags der Hauptflussverkettung, des Verhältnisses der Hauptinduktivitäten sowie die Längs- und Querinduktivität in Abhängigkeit des Magnetisierungsstroms sind in **Bild 4.10** dargestellt.

Das Verhältnis der Hauptinduktivitäten m wächst mit dem Magnetisierungsstrom, was anzeigt, dass die Längsachse mit i_m stärker gesättigt wird als die Querachse. Die aus diesem Modell erzeugten Stromortskurven sind zusammen mit den gemessenen Kurven im Anhang unter A.3.1 bis A.3.6 dargestellt. Die Darstellungen dort zeigen, dass Modell und Messung sehr gut übereinstimmen.

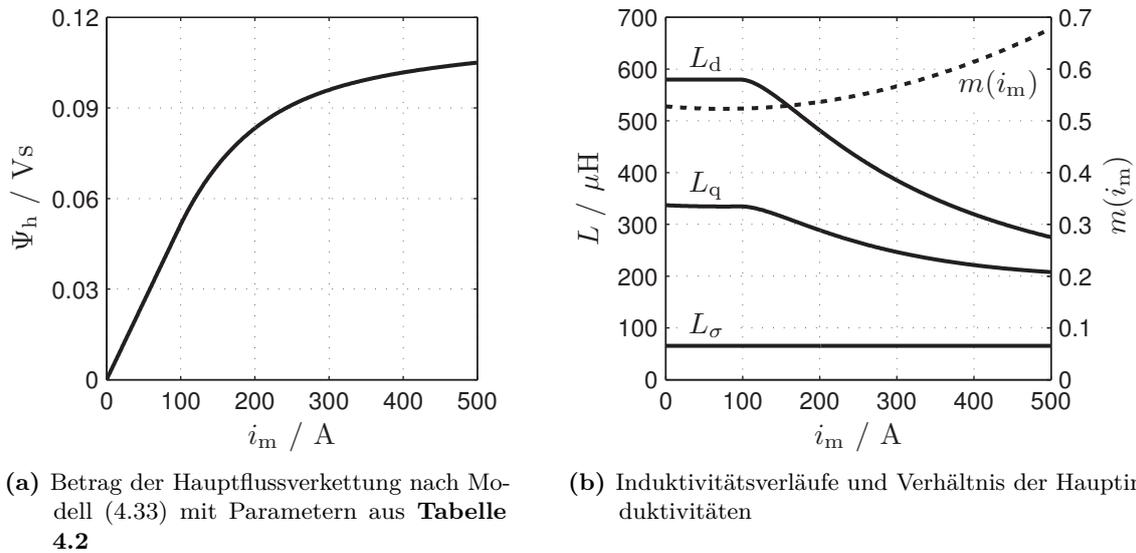


Bild 4.10 Verläufe des Betrags der Hauptflussverkettung und der Induktivitäten über dem Magnetisierungsstrom

Zur Quantifizierung der Modellgüte werden die gemessenen Ströme der Betriebspunktmessungen mit den aus dem Modell berechneten Strömen verglichen. Dabei ergeben sich folgende Abweichungen:

- Mittlerer Strombetragsfehler: 3,9%
- Mittlerer Stromwinkelfehler: 1,75°

Folgendes sei zusätzlich angemerkt. Um das Modell zur Vorsteuerung in der Regelungssoftware nutzen zu können, wurden bei der Identifikation der Modellparameter keine gemessenen Spannungen, sondern die Vorgabewerte der Raumzeigermodulation verwendet. Sie entsprechen nur bedingt den tatsächlichen Spannungswerten, denn im Lastfall ändert der Zwischenkreisstrom über den Anschlusswiderstand zur speisenden Gleichstrommaschine die Zwischenkreisspannung. Diese wird zwar gemessen und bei der Modulation berücksichtigt, jedoch können dabei Fehler entstehen. Auch werden die totzeitbedingten Spannungsfehler nicht kompensiert, die sich besonders bei kleinen Ausgangsspannungen bemerkbar machen. Das Modell reproduziert daher nicht direkt die physikalische Strangspannung, sondern den dazugehörigen Wert in der Reglerhardware, welcher für die Vorsteuerung bedeutsamer ist.

4.3.4 Einfaches sättigungsabhängiges Modell

Die Bestimmung des Modells in Abschnitt 4.3.3 setzt voraus, dass genügend Messpunkte aus dem gesamten Betriebsbereich aufgezeichnet werden. Da der Aufwand dafür sehr hoch ist, soll hier eine Vorgehensweise zur Bestimmung eines sättigungsabhängigen Modells lediglich aus Leerlauf- und Kurzschlussmessung nach Abschnitt 4.1 vorgestellt werden. Dort wird aus der Kurzschlussmessung gemäß Gleichung (4.6) die Stator-Rotor-Gegeninduktivität L_{df} und gemäß Gleichung (4.5) zusammen mit der Leerlaufmessung der sättigungsabhängige Verlauf der Längsinduktivität über dem Rotorstrom $L_d(i_f)$ bestimmt.

Mit der bereits unter 4.2.3 getroffenen Annahme einer Statorstreuung von 10% der Strangimpedanz im Bemessungspunkt kann die Statorstreuinduktivität näherungsweise bestimmt werden.

$$L_{\sigma} = 10\% \cdot \frac{U_N}{\sqrt{3} \cdot I_N \cdot 2\pi n_N} = \frac{78 \text{ V}}{\sqrt{3} \cdot 95 \text{ A} \cdot 754 \frac{1}{\text{s}}} = 63 \mu\text{H} \quad (4.40)$$

Damit lässt sich die sättigungsabhängige Hauptinduktivität $L_{\text{hd}}(i_f)$ darstellen und das Übersetzungsverhältnis berechnen.

$$\ddot{u} = \frac{L_d - L_{\sigma}}{L_{\text{df}}} = \frac{560 \mu\text{H} - 63 \mu\text{H}}{12,31 \text{ mH}} = 0,0404 \quad (4.41)$$

Der Magnetisierungsstrom nach (4.29) beträgt hier einfacherweise $i_m = i_f/\ddot{u}$, da während der Leerlaufmessung ausschließlich Rotorstrom fließt. Damit kann nun die Hauptflussverkettung mit dem Verlauf der Leerlaufstrangspannung U_L und dem Kurzschlussstrom I_K über dem Magnetisierungsstrom graphisch dargestellt werden.

$$\Psi_{\text{hd}} = \underbrace{\frac{1}{\omega} \cdot \frac{U_L}{I_K} \Big|_{i_f}}_{\Psi_d} \cdot \frac{i_f}{\ddot{u}} - \underbrace{L_{\sigma} \cdot \frac{i_f}{\ddot{u}}}_{\Psi_{\sigma}} \quad (4.42)$$

In **Bild 4.11** sind die so bestimmten Hauptflussverkettungen für alle gemessenen Drehzahlen eingetragen. Sie liegen übereinander da die Flussverkettung nur von Induktivität und Strom abhängt, nicht aber von der Drehzahl. Der Vektor des dargestellten Betrags der Hauptflussverkettung liegt aufgrund des Leerlaufversuchs vollständig in der Längsachse und somit gilt $\Psi_h = \Psi_{\text{hd}}$.

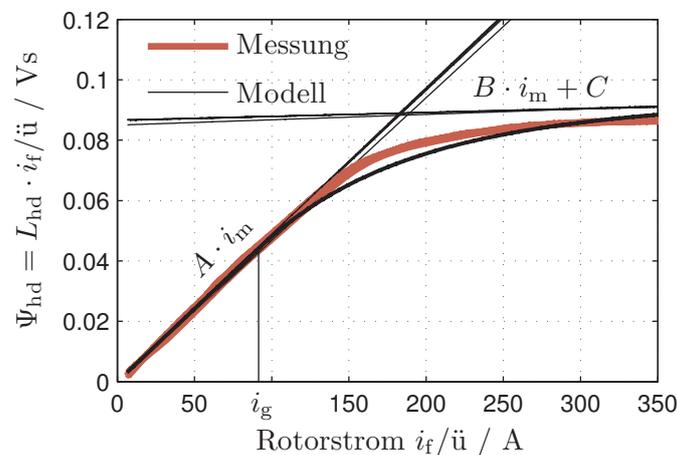


Bild 4.11 Magnetisierungskennlinie aus Leerlauf und Kurzschlussmessung

Werden an diese Kennlinie entsprechend der Darstellung Tangenten angelegt, können die Parameter A , B , C einer Magnetisierungskennlinie in Form von Gleichung (4.33) graphisch bestimmt werden. Der eingetragene Grenzstrom i_g lässt sich aus (4.34) berechnen.

$$A = 496,7 \mu\text{H} \quad B = 13,6 \mu\text{H} \quad C = 86,3 \text{ mVs} \quad i_g = 88,7 \text{ A}$$

Wird von einem konstanten Verhältnis m der Hauptinduktivitäten entsprechend [30] ausgegangen, so sind die Hauptinduktivitäten in Längs- und Querrichtung stets proportional zueinander. Mit der Streuinduktivität L_σ kann der Wert von m aus den im Abschnitt 4.1.4 bestimmten Größen für die ungesättigte Längsinduktivität L_d und der Schenkligkeit m^* bestimmt werden.

$$m = \frac{L_{\text{hq}}}{L_{\text{hd}}} = \frac{m^* \cdot L_d - L_\sigma}{L_d - L_\sigma} = 0,5567 \quad (4.43)$$

Für Berechnungen mit dem einfachen sättigungsabhängigen Modell werden dieselben Gleichungen wie in Abschnitt 4.3.3 verwendet. Die entsprechenden Parameter dazu sind in **Tabelle 4.3** zusammengefasst.

$\Psi_h(i_m)$	$m(i_m)$	L_σ	R_1	\ddot{u}	\tilde{m}
$A = 496,7 \mu\text{H}$	$m_0 = 0,5567$	$63 \mu\text{H}$	$14,8 \text{ m}\Omega$	$0,0404$	$0,5567$
$B = 13,6 \mu\text{H}$	$m_1 = 0$				
$i_g = 88,7 \text{ A}$	$m_2 = 0$				

Tabelle 4.3 Parameter des einfachen sättigungsabhängigen Modells mit $m = \frac{L_{\text{hq}}}{L_{\text{hd}}} = \text{konst.}$

Aus dem Verlauf von $m(i_m)$ in **Bild 4.10** auf Seite 65 ist jedoch zu entnehmen, dass die Längsachse bei großen Magnetisierungsströmen stärker gesättigt wird als die Querachse. Die Annahme $m = \text{konst.}$ trifft dann nicht mehr zu.

In Abschnitt 6.5.3 wird der Magnetisierungsstrom für minimale Gesamtverluste bestimmt und in **Bild 6.6** auf Seite 99 über den gesamten Betriebsbereich dargestellt. Wird die Verwendung des einfachen Modells auf den dort abgebildeten Wertebereich des Magnetisierungsstroms $i_m < 380 \text{ A}$ beschränkt, so entstehen damit folgende Abweichungen gegenüber der Messung:

- Mittlerer Strombetragsfehler: 7,4 %
- Mittlerer Stromwinkelfehler: 3,49°

Die mittleren Fehler gegenüber denen des Modells mit $m \neq \text{konst.}$ verdoppeln sich zwar näherungsweise. Da sie aber vorwiegend von den Betriebspunkten mit sehr großem Drehmoment herrühren, die im Betrieb nur kurzzeitig angefahren werden, ist die Verwendung des Modells jedoch durchaus zulässig.

4.4 Zusammenfassung und Vergleich

Messtechnisch am einfachsten und mit dem wenigsten Aufwand können die Messungen der Leerlaufspannungen und Kurzschlussströme durchgeführt werden. Es werden lediglich Strom- und Spannungsmesser benötigt und die Maschine muss entsprechend angetrieben werden. Die Ergebnisse beider Messungen geben Aufschluss über die Längsinduktivität vom linearen bis in den gesättigten Bereich. Aus der Steigung der Kurzschlusskennlinie kann das Kurzschlussübersetzungsverhältnis \ddot{u}^* abgelesen werden, welches eine obere Schranke für das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} des Grundwellenmodells darstellt. Zudem kann aus der Leerlaufkennlinie die Stator-Rotor Gegeninduktivität bestimmt werden.

Soll mit den Leerlauf-Kurzschluss-Kennlinien die Streuinduktivität des Stators durch Bestimmung der Potierreaktanz abgeschätzt werden, wird ein übererregter, kapazitiver Betriebspunkt mit $\cos \varphi = 0$ benötigt. Zu dessen Aufnahme muss zusätzlich der Umrichter zum Betrieb der Maschine unter Spannung einsatzbereit sein.

Die Aufnahme der drehzahlabhängigen Ortskurve des Kurzschlussstroms erfordert die Aufteilung der Ströme in Längs- und Querrichtung mit der entsprechenden Hard- und Software zur Bestimmung der Rotorlage. An der gemessenen Kurve kann die Schenkligkeit bzw. das Verhältnis von ungesättigter Quer- zu Längsinduktivität abgelesen werden. Zudem kann auch der wirksame Strangwiderstand daraus bestimmt werden.

Ein völlig unterschiedlicher Ansatz zur Parameterbestimmung wird mit der Messung der Frequenzgänge im Stillstand verfolgt. Damit kann ein sehr detailliertes, transientes Modell von Längs- und Querachse erstellt werden. Die Methode erlaubt außerdem die Identifikation von Parametern der Wirbelstromeffekte im Eisen. Der Aufwand bei der Messung ist trotz stillstehender Maschine groß. Die Auswertung ist eher anspruchsvoll und es werden keine Erkenntnisse über die Sättigung der Maschine im Betrieb gewonnen. Das Modell ist daher zur Auslegung eines Stromreglers wenig geeignet.

Zur Vermessung des gesamten Betriebsbereichs der Maschine ist der Prüfstand in vollem Umfang erforderlich. An jedem zu messenden Punkt werden mehrere Größen, wie Drehmoment, Drehzahl, Spannungen, Ströme, Leistung und Wicklungstemperaturen gleichzeitig aufgezeichnet. Der Messablauf muss dabei zu großen Teilen automatisiert und zur Messeinrichtung synchronisiert werden, damit die Dauer und der Aufwand ein vertretbares Maß nicht überschreiten. Die damit gewonnenen Daten geben dann allerdings die bestmögliche Information zum Verhalten der Maschine über den gesamten Betriebsbereich. In diesem Kapitel wurde daraus ein sättigungsabhängiges Modell des elektrischen Verhaltens abgeleitet. Im Folgenden werden damit aber auch Aussagen und Modelle bezüglich der Verluste abgeleitet, die eine optimale Betriebsführung der Maschine erlauben.

Ein einfaches sättigungsabhängiges elektrisches Modell der Synchronmaschine kann aus der Leerlauf- und Kurzschlussmessung gewonnen werden. Jedoch müssen dafür entweder die Schenkligkeit und die Streuung vorab z. B. aus FE-Berechnungen vom Hersteller bekannt sein oder aus anderen Messungen bestimmt werden. Zusätzlich wird die Annahme eines konstanten Verhältnisses der Hauptinduktivitäten, welches nicht von der Sättigung abhängt, verwendet. Das Modell eignet sich zur näherungsweisen Beschreibung des elektrischen Verhaltens in dem für den verlustarmen Betrieb relevanten Bereich des Magnetisierungsstroms von $i_m < 380$ A.

Über die hier gezogenen Schlussfolgerungen gibt **Tabelle 4.4** einen zusammenfassenden Überblick.

	Leerlauf und Kurzschluss	Kurzschlussstromortskurve	Frequenzgänge im Stillstand	Betriebspunktmessungen
Querinduktivität	-	ungesättigt	ungesättigt	sättigungsabhängig
Übersetzungsverhältnis ¹	\ddot{u}^* als obere Schranke	\ddot{u}^* als obere Schranke	anhand gegeb. Statorstreuung	aus Modelloptimierung
Streuung	Obere Schranke ²	-	auch für Rotor	nur für Stator
Sättigung	Längsachse	-	-	Längs- und Querachse
Messaufwand	sehr gering	mittel	groß	sehr groß
Auswerteaufwand	gering	mittel	sehr groß	sehr groß
Reglerentwurf	-	-	wenig geeignet	sehr geeignet

¹ Das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} des Grundwellenmodells nach Gleichung (3.19)

² Mit zusätzlichem Betriebspunkt aus der Potierreaktanz abgeleitet

Tabelle 4.4 Vergleich der vorgestellten Messungen nach bestimmaren Eigenschaften und Kenngrößen sowie nach dem Aufwand

5 Kapitel 5

Verluste des Antriebs

Bei der Umwandlung von elektrischer Energie in mechanische Arbeit mit einem Elektroantrieb entsteht eine Vielzahl an Verlusten, die in Form von Wärme freigesetzt werden. **Bild 5.1** zeigt schematisch einen Elektroantrieb, wie er im Fahrzeug eingesetzt werden kann. Darin ist der Leistungsfluss für den motorischen Betrieb eingetragen, und die wesentlichen Verluste von Energiespeicher, Umrichter und Motor sind aufgeführt. Ein Energiespeicher, so wie er im Fahrzeug eingesetzt wird, ist allerdings nicht vorhanden.

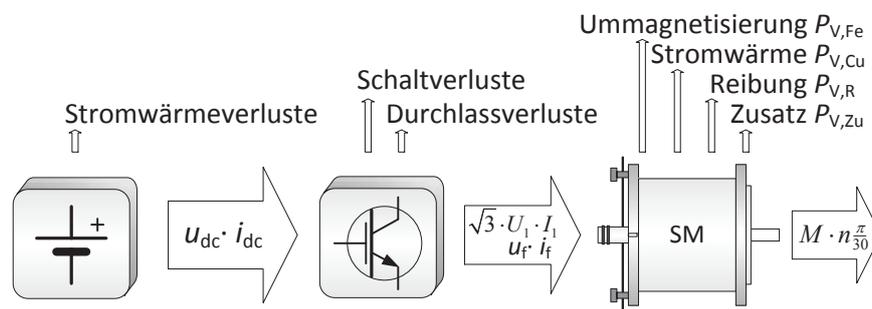


Bild 5.1 Leistungsfluss und Verluste eines Elektroantriebs vom Energiespeicher bis zur Welle

Der Zwischenkreis des Umrichters wird am Prüfstand von einer Gleichstrommaschine gespeist. Die zugeführte Energie wird durch den Feldsteller und den Umrichter über die Motorleitungen an die Synchronmaschine übertragen, wo sie abzüglich der Verlustwärme in Arbeit umgewandelt wird.

In Umrichter und Feldsteller entstehen dabei im Wesentlichen Durchlass- und Schaltverluste. In den Motorzuleitungen entstehen Stromwärmeverluste, die aufgrund der hohen Ströme bis 280 A nicht zu vernachlässigen sind. Die Verluste der Synchronmaschine werden nach DIN EN 60034-2-1 [14] in lastabhängige und lastunabhängige Verluste, sowie Erregerverluste inklusive Bürstenverluste und Zusatzverluste eingeteilt. Dabei werden die Ummagnetisierungsverluste den konstanten Verlusten zugerechnet, was hier im Speziellen nicht zutrifft, da in Abschnitt 6.5.3 die Magnetisierung im Sinne der Verlustoptimierung gezielt mit der Last variiert wird.

Zur zweckmäßigen Beschreibung in Abhängigkeit von Drehzahl und Stromaufteilung werden die zuvor genannten Verluste zu folgenden Einzelverlusten zusammengefasst.

- $P_{V,Cu}$... Verluste durch Stromwärme in den Wicklungen, Motorleitungen, Bürsten
- $P_{V,R}$... Verluste durch Luft-, Lager- und Bürstenreibung
- $P_{V,Fe}$... Verluste durch Ummagnetisierung im aktiven Eisen
- $P_{V,Zu}$... Zusatzverluste der Synchronmaschine
- $P_{V,Um}$... Durchlass- und Schaltverluste des Umrichters

Die Verluste eines potentiellen Energiespeichers werden in den Betrachtungen nicht berücksichtigt. Ebenso nicht berücksichtigt werden die Verluste des Feldstellers aufgrund der niedrigen Ströme und die Ansteuerverluste im Umrichter.

5.1 Verlustbestimmung

Die Gesamtverluste des Antriebs $P_{V,An}$ werden anhand der Betriebspunktmessungen aus Abschnitt 4.3.1 als Differenz der Leistung des Zwischenkreises P_{dc} und der mechanischen Leistung P_m berechnet. Die Verluste der Synchronmaschine $P_{V,SM}$ werden als Differenz aus den aufgenommenen Wirkleistungen an den Klemmen von Stator und Rotor $P_1 + P_f$ und der mechanischen Leistung P_m bestimmt. Sie sind demnach in den Gesamtverlusten des Antriebs enthalten.

$$P_{V,An} = P_{dc} - P_m \quad (5.1)$$

$$P_{V,SM} = P_1 + P_f - P_m \quad (5.2)$$

Die gemessenen Verluste werden mit den bei der Messung aufgezeichneten Temperaturen und den nachfolgend erläuterten Auslaufmessungen in die zuvor zusammengestellten Einzelverluste aufgeteilt. Für die Einzelverluste werden analytische Modelle in Abhängigkeit von Drehzahl und Strömen erstellt, welche die Berechnung der verlustoptimalen Stromaufteilung in Abschnitt 6.5 ermöglichen.

5.1.1 Auslaufmessungen

Die durch Reibung und Ummagnetisierung verursachten Verluste werden durch Auslaufmessungen identifiziert. Das Verfahren ist u.a. in DIN EN 60034-2-1 [14] beschrieben. Um den tatsächlichen Betriebsbedingungen nahezukommen wurde mit dem Temperiergerät eine Vorlauftemperatur von 90 °C eingestellt. Dann wurde die Synchronmaschine mit der Lastmaschine angetrieben und mit offenen Statorklemmen für verschiedene, konstante Rotorströme auslaufen gelassen. Die dabei aufgenommenen Drehzahlverläufe zeigt **Bild 5.2** auf der nachfolgenden Seite.

Mit dem Drehimpulssatz³³ und dem bekannten Trägheitsmoment³³ des Antriebsstrangs kann das Bremsdrehmoment $M_{V,Br}$ aus dem Anstieg des Drehzahlverlaufs abgeleitet und schließlich die Bremsverlustleistung $P_{V,Br}$ berechnet werden.

$$J = J_{SM} + J_{ASM} = 0,24 \text{ kgm}^2 \quad (5.3)$$

$$M_{V,Br}|_{i_f} = J \cdot 2\pi \cdot \left. \frac{dn}{dt} \right|_{i_f} \quad (5.4)$$

$$P_{V,Br}|_{i_f} = 2\pi n \cdot M_{V,Br}|_{i_f} \quad (5.5)$$

Die abgeleiteten Verlustleistungen sind in **Bild 5.3** auf der nächsten Seite aufgetragen und werden in den Abschnitten 5.3 und 5.4 zur Bestimmung der entsprechenden Einzelverlustmodelle weiterverwendet.

³³Der Drehimpulssatz wird auch als Drallsatz bezeichnet.

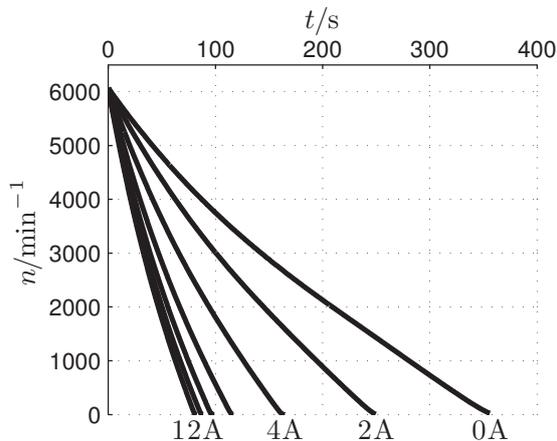


Bild 5.2 Auslaufmessungen für unterschiedliche Rotorströme

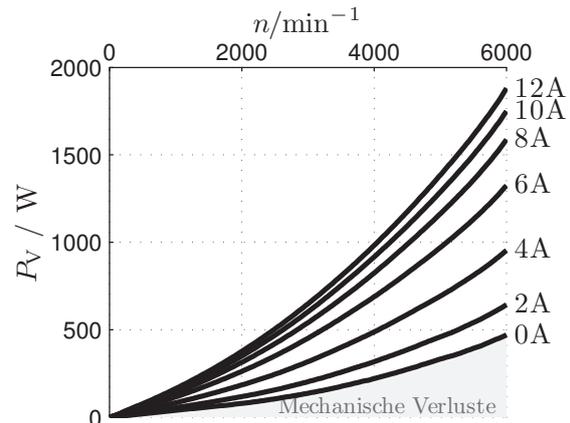


Bild 5.3 Aus den Auslaufmessungen abgeleitete Verlustleistungen

5.1.2 Temperatureinfluss

Bei der automatischen Vermessung der Betriebspunkte entlang von Ortskurven werden stark unterschiedliche Ströme über sehr kurze Zeiträume eingestellt, so dass kein thermischer Beharrungszustand erreicht werden kann. Die Temperaturen schwanken entsprechend und daher wird eine Temperaturkorrektur der Wicklungswiderstände vorgenommen. Der Versuch, die Wicklungstemperaturen in die Modelle für Ummagnetisierungs- oder Zusatzverluste aufzunehmen, lieferte kein zufriedenstellendes Ergebnis. Die gemessenen Temperaturen der Wicklungen erlauben ohne ein entsprechendes Modell keine Aussage über die Temperatur des aktiven Eisens.

5.2 Stromwärmeverluste

Verluste durch Stromwärme entstehen im Antrieb überall dort, wo Ströme durch Widerstände fließen. Als Stromwärmeverluste werden hier die Verluste in den Wicklungen von Stator $P_{V,Cu,1}$ und Rotor $P_{V,Cu,f}$, in den Motorzuleitungen $P_{V,L}$, sowie in den Bürsten $P_{V,B}$ verstanden.

$$P_{V,Cu} = P_{V,Cu,1} + P_{V,Cu,f} + P_{V,L} + P_{V,B} \quad (5.6)$$

Im Umrichter entstehen an den Bahnwiderständen der Leistungshalbleiter ebenfalls Stromwärmeverluste. Diese werden allerdings in Abschnitt 5.6 als Durchlassverluste gesondert betrachtet.

5.2.1 Wicklungen

Die drei Strangströme des Stators und der Rotorstrom erzeugen in ihren jeweiligen Wicklungswiderständen Stromwärme. Die dabei umgesetzte Verlustleistung beträgt bekanntermaßen $R \cdot I^2$ und ist direkt proportional zum Widerstand und zum Quadrat des Stroms. Weil die Temperatur durch die Ortskurvenmessungen nicht konstant ist, müssen die ohmschen Widerstände zur präzisen Bestimmung der Verluste entsprechend temperaturkorrigiert werden. Denn bei einem Statorstrom von z. B. 200 A bewirkt eine Änderung der drei

Strangwiderstände um $1 \text{ m}\Omega$ eine Änderung der Stromwärmeverluste der Statorwicklung um immerhin $3 \cdot 1 \text{ m}\Omega \cdot 200^2 \text{ A}^2 = 120 \text{ W}$.

Bei der Aufnahme der Betriebspunkte wurde deshalb entsprechend Abschnitt 2.3.6 die Statorwicklungstemperatur ϑ_1 mittels Widerstandsthermometer und die Rotorwicklungstemperatur ϑ_f über Strom-Spannungs-Messung aufgenommen. Damit können die bei 23°C gemessenen Widerstände von Stator und Rotor aus Abschnitt 3.3.1 und 3.3.2 bei der Auswertung mit dem Widerstands-Temperaturkoeffizienten von Kupfer $\alpha = \frac{1}{235} \text{ K}^{-1}$ gemäß DIN EN 60034-2-1 [14] entsprechend temperaturkorrigiert werden.

$$\begin{bmatrix} R_U & R_V & R_W \end{bmatrix} (\vartheta_1) = (1 + \alpha \cdot (\vartheta_1 - 23^\circ\text{C})) \cdot \begin{bmatrix} 9,16 & 8,75 & 8,92 \end{bmatrix} \text{ m}\Omega \quad (5.7)$$

$$R_f (\vartheta_f) = (1 + \alpha \cdot (\vartheta_f - 23^\circ\text{C})) \cdot 5,765 \Omega \quad (5.8)$$

Zur Berechnung der Verluste werden für den Stator nicht die über die Regelungshardware erfassten rotororientierten Längs- und Querströme verwendet, sondern die über das Leistungsmessgerät aufgezeichneten drei Strangströme.

$$P_{V,\text{Cu},1} = \begin{bmatrix} R_U & R_V & R_W \end{bmatrix} (\vartheta_1) \cdot \begin{bmatrix} I_U^2 & I_V^2 & I_W^2 \end{bmatrix}^T \quad (5.9)$$

$$P_{V,\text{Cu},f} = R_f (\vartheta_f) \cdot i_f^2 \quad (5.10)$$

Die bei den Messungen in den Wicklungen verursachten Stromwärmeverluste können so mit ausreichender Genauigkeit berechnet und als Einzelverluste aus den gesamten Verlusten der Synchronmaschine herausgetrennt werden.

5.2.2 Motorzuleitungen

Der Widerstand einer Motorzuleitung beträgt $1,65 \text{ m}\Omega$ bei 23°C . Die Temperatur der Zuleitungen wurde nicht gemessen und zur Verlustbestimmung wird konstant $R_L = 2 \text{ m}\Omega$ verwendet. Das entspricht einer Temperatur von ca. 80°C was die Verhältnisse während der Betriebspunktmessungen besser beschreibt als der kalte Zustand. Die Stromwärmeverluste der Motorzuleitungen werden damit temperaturunabhängig berechnet.

$$P_{V,L} = R_L \cdot \left(I_U^2 + I_V^2 + I_W^2 \right) \quad (5.11)$$

Der Widerstand der Zuleitung vom Feldsteller zum Rotor ist gegenüber dem Wicklungswiderstand des Rotors vernachlässigbar. Gleiches gilt für die Verbindungsleitung vom Zwischenkreis zum Feldsteller, da hier ohnehin durch die hohe Gleichspannung viel kleinere Ströme fließen als im Rotor. Die Verluste auf diesen beiden Zuleitungen werden deshalb nicht berücksichtigt.

5.2.3 Bürsten

In Abschnitt 3.4 wurde die Bürstenspannung der Maschine durch Messungen in Abhängigkeit des Rotorstroms aufgenommen und mit Gleichung (3.3) linear angenähert. In Abschnitt 2.3.6 wird sie zur Bestimmung der Wicklungstemperatur des Rotors verwendet. Hier kann sie zur Berechnung der Bürstenverluste verwendet werden.

$$P_{V,B} = (0,244 \Omega \cdot i_f + 0,346 \text{ V}) \cdot i_f \quad (5.12)$$

5.3 Reibungsverluste

Aus den Drehzahlverläufen der Auslaufmessung können die gesamten mechanischen Verluste des Antriebs extrahiert werden. Wenn keine Ströme fließen und kein Luftspaltfeld (bis auf die Remanenzinduktion) existiert, entstehen auch keine Stromwärme- und Ummagnetisierungsverluste. Daher resultiert der Drehzahlverlauf für $i_f = 0$ A in **Bild 5.2** auf Seite 72 einzig aus den Verlusten durch Lager-, Luft- und Bürstenreibung.

Das Bremsdrehmoment wird dabei – bis auf den Anteil der Bürstenreibung – von beiden Maschinen gleichzeitig aufgebracht. Da beide mit Rillenkugellagern vergleichbarem Durchmessers ausgestattet sind und über die Verteilung der Luftreibung nichts bekannt ist, werden die Verluste pauschal mit 50:50 auf beide aufgeteilt. Daraus ergeben sich die Reibungsverluste $P_{V,R}$ der Synchronmaschine, welche durch eine Modellgleichung nachgebildet werden sollen.

$$P_{V,R}(n) = 0,5 \cdot P_{V,Br}|_{i_f=0} \quad (5.13)$$

Zur Bewertung der Luftreibung muss das Verhalten des Luftstroms im Luftspalt untersucht werden. Er gehorcht strömungsmechanischen Gesetzen und ist von den Abmessungen und der Oberflächengestaltung von Rotor und Stator zum Luftspalt hin und der Drehzahl abhängig. Bei kleinen Drehzahlen strömt die Luft laminar und tangential als sog. Couette-Strömung im Luftspalt. In einem kontinuierlichen Übergang entstehen bei höheren Drehzahlen durch die Zentrifugalkräfte im Luftspalt sog. Taylor-Wirbel, bis die Strömung bei sehr großen Drehzahlen in Turbulenz übergeht. [33]

Eine für höhere Drehzahlen geeignete Beschreibung der strömungsmechanischen Prozesse im Luftspalt wird z.B. in [34] verwendet. Darin wird über die drehzahlabhängige Reynoldszahl der Leistungsbeiwert $c(\omega)$ bestimmt und damit die Verlustleistung durch Luftreibung $P_{V,L} = c(\omega) \cdot \omega^3$ berechnet. Der Verlauf von $c(\omega)$ konvergiert, aus dem Positiven kommend, gegen eine untere Schranke und bleibt für große Drehzahlen näherungsweise konstant. Deshalb wird in der gesuchten Modellgleichung der Koeffizient für die Luftreibung c_{Luft} als konstant angenommen.

Für Lager- und Bürstenreibung wird ein gemeinsamer, ebenfalls konstanter Koeffizient c_{Lager} angenommen. Denn das Reibmoment eines Rillenkugellagers lässt sich bei normaler Schmierung und normalen Betriebsbedingungen, entsprechend den Berechnungsrichtlinien des Lagerherstellers SKF, näherungsweise mit einer konstanten Reibungszahl beschrei-

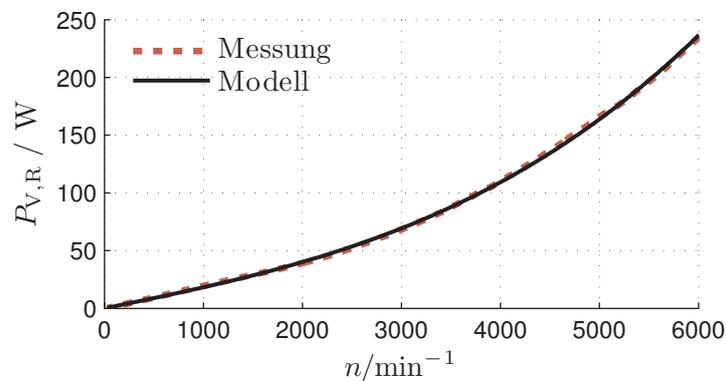


Bild 5.4 Verluste durch Lager- und Luftreibung

ben. Gleiches gilt für die Bürstenreibung, welche durch den gleichmäßigen Druck der Kohlebürsten auf die Schleifringe entsteht.

$$\left(\frac{P_{V,R}}{W}\right) = c_{\text{Luft}} \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right)^3 + c_{\text{Lager}} \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right) \quad (5.14)$$

$$c_{\text{Luft}} = 3,5181 \quad c_{\text{Lager}} = 31,8$$

Die gemessenen Verluste aus Lager- und Luftreibung sind in **Bild 5.4** über der Drehzahl aufgetragen. Als Bezugsdrehzahl wird in der Modellgleichung (5.14) die Drehzahl des Bemessungspunktes gemäß **Tabelle 3.1** auf Seite 31 verwendet. Eine Polynom-Regression liefert die Koeffizienten, deren Verlauf die Messung bestmöglich wiedergibt.

5.4 Ummagnetisierungsverluste

Ähnlich den Reibungsverlusten kann auch die Summe der Verluste durch Ummagnetisierung und der Leerlauf-Zusatzverluste aus der Auslaufmessung gewonnen werden. Die Drehzahlverläufe in **Bild 5.2** auf Seite 72 für $i_f > 0$ A zeigen, dass die Maschine mit wachsendem Rotorstrom schneller zum Stillstand kommt. Die Statorwicklung befindet sich dabei im Leerlauf, und es existiert somit keine Ankerrückwirkung. Allein der Rotorstrom bewirkt eine Magnetisierung des Eisenkreises, in dem bei Rotation Wärmeverluste durch Ummagnetisierung entstehen.

Werden von den abgeleiteten Verlustkennlinien in **Bild 5.3** auf Seite 72 die gesamten mit $i_f = 0$ aufgenommenen, mechanischen Verluste abgezogen, erhält man die Verluste durch Ummagnetisierung in Abhängigkeit der Drehzahl und des Rotorstroms.

$$P_{V,Fe}(n, i_f) = P_{V,Br}|_{i_f} - P_{V,Br}|_{i_f=0} \quad (5.15)$$

Die Verluste durch Ummagnetisierung setzen sich aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen. Bei sinusförmigen Feldschwankungen wird in einem vollständigen Umlauf der Hystereseschleife eine der Schleifenfläche proportionale Hysteresearbeit zur Änderung des magnetischen Zustands verrichtet. Während die Fläche einerseits von der Amplitude der Induktion abhängt, hat andererseits auch die Art der Magnetisierung einen Einfluss. In elektrischen Maschinen treten sowohl wechselnde als auch drehende Magnetisierung auf. Dabei fallen die spezifischen Hystereseverluste letzterer bei technisch relevanten Induktionen im Allgemeinen höher aus. [35]

Den ersten Ansatz zur Beschreibung der Abhängigkeit von der Induktionsamplitude lieferte Steinmetz in [36] mit $P_{\text{Hys}} \sim f \cdot \hat{B}^{1.6}$. Der enthaltene Exponent ist in aktuellen Ansätzen (z. B. SPEED Berechnungssoftware) eine Funktion von \hat{B} . Bei der hier vorgestellten Modellbildung wird er als konstanter Parameter b angesetzt.

Bei der Ummagnetisierung verursacht die magnetische Feldänderung ein elektrisches Wirbelfeld im aktiven Eisen, welches einen Wirbelstrom zur Folge hat. Da das Wirbelfeld linear mit Frequenz und Induktionsamplitude wächst, verhält sich der Wirbelstrom aufgrund der konstanten Leitfähigkeit³⁴ des Eisens entsprechend. Die resultierenden Stromwärmeverluste sind hingegen proportional zum Quadrat des Wirbelstroms. Es gilt damit $P_{\text{Wirb}} \sim f^2 \cdot \hat{B}^2$ solange die Rückwirkung des Wirbelstroms auf das magnetische Feld vernachlässigt werden

³⁴Elektrobleche werden u.a. mit Silizium (3...4%) legiert, um die spezifische Leitfähigkeit und damit die Wirbelströme und die durch sie verursachten Verluste zu senken.

kann, wovon im Allgemeinen bei dünnen, gegeneinander isolierten Blechen ausgegangen wird.

Die gemessenen Ummagnetisierungsverluste werden nun gemäß der vorherigen Betrachtungen durch folgende Modellgleichung ausgedrückt.

$$\left(\frac{P_{V,Fe}}{W}\right) = c_{Hys} \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right) \cdot \left(\frac{\Psi_h}{\Psi_{h,N}}\right)^b + c_{Wirb} \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right)^2 \cdot \left(\frac{\Psi_h}{\Psi_{h,N}}\right)^2 \quad (5.16)$$

$$b = 1,353 \quad c_{Hys} = 144,90 \quad c_{Wirb} = 48,33$$

Darin wird statt der Induktionsamplitude \hat{B} die Amplitude der Hauptflussverkettung³⁵ Ψ_h und statt der elektrischen Frequenz f die Drehzahl n verwendet. Als Bezugsgrößen werden die Bemessungsgrößen $n_N = 1800 \text{ min}^{-1}$ und $\Psi_{h,N} = 0,08 \text{ Vs}$ verwendet. Damit können die Ummagnetisierungsverluste für jede Drehzahl und jede beliebige Stromaufteilung unmittelbar berechnet werden.

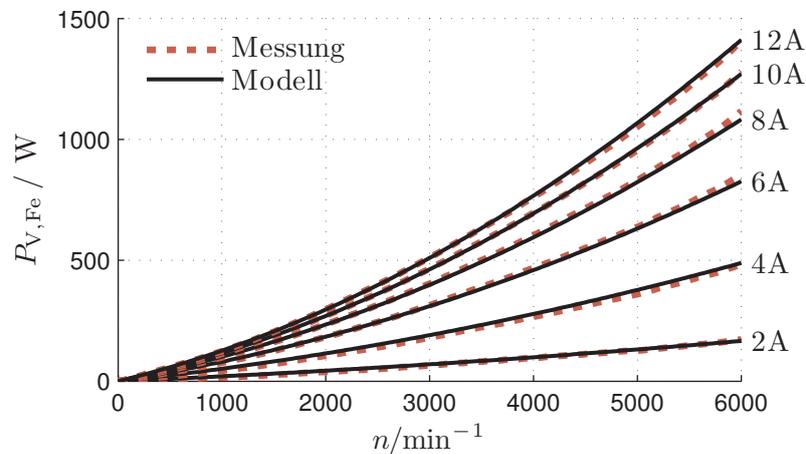


Bild 5.5 Verluste durch Ummagnetisierung und Leerlauf-Zusatzverluste, Rotorstrom als Parameter

Die aus den Messungen abgeleiteten Ummagnetisierungsverluste mit dem Rotorstrom als Parameter sind in **Bild 5.5** über der Drehzahl aufgetragen. Die Koeffizienten in Modellgleichung (5.16) wurden numerisch in Matlab berechnet. Die gute Übereinstimmung rechtfertigt den gewählten Ansatz.

5.5 Zusatzverluste

Werden von den gemessenen Gesamtverlusten $P_{V,SM}$ die Stromwärmeverluste der Wicklungen und Bürsten³⁶, sowie die Reibungs- und Ummagnetisierungsverluste abgezogen, so verbleibt stets eine Differenz, die als Zusatzverluste $P_{V,Zu}$ bezeichnet wird.

$$P_{V,Zu} = P_{V,SM} - (P_{V,Cu,1} + P_{V,Cu,f} + P_{V,B} + P_{V,R} + P_{V,Fe}) \quad (5.17)$$

³⁵Die Hauptflussverkettung einer Stromverteilung wird dem sättigungsabhängigen Modell aus Abschnitt 4.3.3 entnommen. Die Berechnung erfolgt über Magnetisierungsstrom (4.36) und -kennlinie (4.33) mit den Parametern aus **Tabelle 4.2** auf Seite 64.

³⁶Die Bürstenverluste sind in den gemessenen Gesamtverlusten der Synchronmaschine enthalten, weil die Rotorleistung aus Strom- und Spannungsmessung an den Rotorklemmen bestimmt wurde.

Die Ursachen dieser verbleibenden Verluste sind vielfältig.

- Durch die Nutung und die Wicklungsverteilung des Stators entstehen Oberwellen im Luftspalt, die Wirbelstromverluste an den Oberflächen von Rotor und Stator und in den Zähnen verursachen.
- Die Streufelder z. B. am Wickelkopf erzeugen in angrenzenden, metallischen Teilen Wirbelstromverluste.
- Der Umrichterbetrieb bedingt Verzerrungsanteile in Strom und Spannung, welche die Effektivwerte anheben und zusätzliche Verluste erzeugen.[4]
- Das Luftspaltfeld dringt in die Leiter der Statornuten ein und erzeugt im obersten Nutenleiter bereits im Leerlauf große Wirbelstromdichten [37], die als Leerlauf-Zusatzverluste zusammen mit den Ummagnetisierungsverlusten bestimmt wurden.

Die Ursachen der Zusatzverluste lassen insgesamt darauf schließen, dass diese nicht nur vom Strom, sondern auch von der Frequenz bzw. der Drehzahl abhängen.

Die Zusatzverluste lassen sich nach [38] bei Synchronmaschinen aus der im Kurzschlussversuch aufgenommenen Leistung des Stators bestimmen, die sich aufteilt in Reibungsverluste, reine Stromwärmeverluste und die Zusatzverluste. Da praktisch kein Hauptfeld besteht, werden die auftretenden Ummagnetisierungsverluste der Streu- und Oberwellenfelder den Zusatzverlusten zugerechnet. Die Zusatzverluste können daher aus der aufgenommenen Leistung abzüglich Reibungs- und Stromwärmeverluste bestimmt werden. Sie betragen nach [38] im Bemessungspunkt zwischen 10 und 100 % der Stromwärmeverluste und werden bei der Umrechnung auf andere Strombeträge genau wie diese quadratisch mit dem Strom geändert. Das erläuterte Verfahren ist in DIN EN 60034-2-1 [14] für Synchronmaschinen standardisiert. Veränderliche Drehzahlen werden darin jedoch nicht berücksichtigt.

Die Bestimmung der lastabhängigen Zusatzverluste erfolgt in dieser Arbeit gemäß Definition (5.17) durch indirekte Messungen. Sie werden für alle aufgezeichneten Betriebspunkte aus der aufgenommenen und abgegebenen Leistung durch Subtraktion der bekannten Einzelverluste berechnet. Für die analytische Modellierung kann nun durch die große Anzahl an Messpunkten verschiedener Ströme und Drehzahlen, die bei den Betriebspunktmessungen aufgenommen wurden, ein Ansatz gewählt werden, in dem beide Einflüsse – von Strom und Drehzahl – gemeinsam wirksam werden.

$$\left(\frac{P_{V,Zu}}{W}\right) = \left(\frac{n}{n_N}\right)^a \cdot \left(c_1 \cdot \left(\frac{I_1}{I_N}\right)^2 + c_2\right) \quad (5.18)$$

$$a = 1,250 \quad c_1 = 123,7 \quad c_2 = 56,1$$

Die gemessenen Verluste sind gemeinsam mit den Verläufen der Modellgleichung (5.18) für drei verschiedene Drehzahlen in **Bild 5.6** auf der nächsten Seite dargestellt. Eine numerische Minimierung der Fehlerquadratsumme von Modell und Messung liefert auch hier die Koeffizienten der Modellgleichung. Dazu werden die Zusatzverluste über dem Quadrat des Statorstromes und nicht über dem Quadrat des Drehmoments aufgetragen, weil der Strom direkt an der Entstehung der Zusatzverluste beteiligt ist, das Strom-Drehmoment-Verhältnis bei der Synchronmaschine jedoch nicht im gesamten vermessenen Betriebsbereich konstant bleibt.

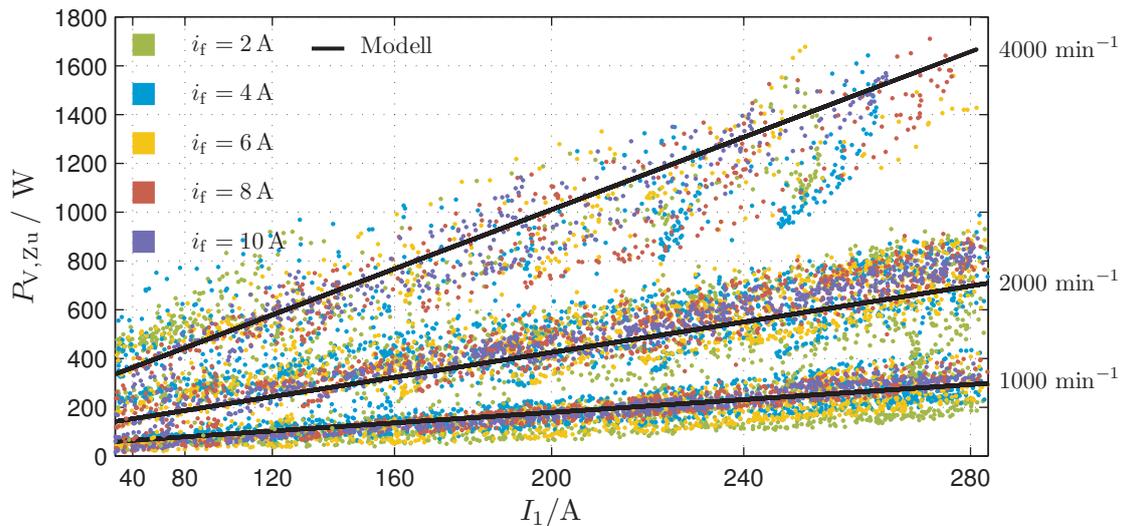


Bild 5.6 Zusatzverluste für drei ausgewählte Drehzahlen

Die Zusatzverluste steigen mit der Drehzahl bzw. der Frequenz. Nach dieser Methode betragen sie im Bemessungspunkt (siehe **Tabelle 3.1** auf Seite 31) ungefähr $\frac{180 \text{ W}}{300 \text{ W}} = 60\%$ der Stromwärmeverluste des Stators bei $\vartheta_1 = 90^\circ \text{C}$.

Die indirekte Messung in **Bild 5.6** zeigt, dass die Verluste mit wachsender Drehzahl zunehmend streuen. Die Streuung entsteht hauptsächlich durch den Umrichterbetrieb. Bei der verwendeten Raumzeigermodulation ergibt sich bei 4000 min^{-1} eine Taktzahl von $5 \text{ kHz}/267 \text{ Hz} = 18,75$. Die Taktung ist zwar noch asynchron. Dennoch ist von stark überschwingungsbehafteten Spannungen und Strömen auszugehen, wodurch die Zusatzverluste ansteigen. Einerseits führen die verzerrten Kurvenformen zu größeren Fehlern bei der Messung der elektrischen Wirkleistung. Andererseits verursachen sie auch größere Pendelmomente, die zu Fehlern bei der Messung des Drehmoments führen. Zudem beinhalten die indirekt gemessenen Zusatzverluste auch die Modellungenauigkeiten der anderen Einzelverluste.

Die Temperatureinflüsse werden nicht berücksichtigt. Versuche, die Wicklungstemperaturen in das Modell (5.18) einzubeziehen, lieferten keine besseren Ergebnisse, da sie nicht den Temperaturen der Eisenteile, in denen die Zusatzverluste auftreten, entsprechen. Alle Ungenauigkeiten zusammen werden dann bei den Zusatzverlusten sichtbar.

5.6 Umrichterverluste

In den Umrichterverlusten werden die Durchlass- und Schaltverluste des dreiphasigen Umrichters zur Speisung der Statorwicklung bestimmt. Die im Verhältnis dazu gering ausfallenden Verluste des Feldstellers werden in der Verlustbestimmung nicht berücksichtigt. Aufbau und Belastungsgrenzen des Umrichters wurden in Abschnitt 2.2.1 vorgestellt. Bedingt durch die schaltende Arbeitsweise³⁷ der IGBT-Module bei der Erzeugung der Ausgangsspannung entstehen unterschiedliche Verluste. Während einer festen Schalterstellung entstehen in den stromführenden Schaltern Durchlassverluste und in den sperrenden

³⁷IGBT und Inversdiode werden auch als leistungselektronische Schalter bezeichnet.

Schaltern Sperrverluste.

Beim Umschalten eines Umrichterzweigs kommutiert der Ausgangsstrom von einem IGBT zur Inversdiode des anderen IGBT oder umgekehrt. Dabei entstehen neben den Verlusten zur Gateansteuerung hauptsächlich Schaltverluste. Vernachlässigt werden können die Einschaltverluste von Dioden, die Sperrverluste von Dioden und IGBT sowie die Ansteuerungsverluste, da sie im Verhältnis zu den Durchlass- und Schaltverlusten im Allgemeinen sehr klein sind.

Ein vereinfachter linearisierter Ansatz [39] zur Berechnung der Umrichterverluste basiert auf der Sinus-Dreieck-Modulation nach dem Unterschwingungsverfahren. Die Gleichungen dazu können aus [40] unter Punkt 5.2.1.2 entnommen werden. Nachfolgende Annahmen werden dafür zugrunde gelegt.

- Die Transistor- und Diodenschaltzeiten sowie die Schaltverriegelungszeit werden vernachlässigt.
- Der Umrichter wird linear angesteuert und geht nicht in die Blocktaktung.
- Die Schaltfrequenzwelligkeit wird vernachlässigt. Der Ausgangsstrom wird als sinusförmig betrachtet.
- Die Sperrschichttemperaturen werden als zeitlich konstant angenommen, was bei sehr kleinen Grundfrequenzen nicht mehr zutrifft.

Das Verfahren liefert bei Stillstand mit der Grundfrequenz null zu geringe Umrichterverluste. Dort entstehen größere Verluste durch größere Mittel- und Effektivwerte in den Schaltern. Durch die fehlende gleichmäßige Aufteilung der Verluste auf alle Schalter, werden einzelne Schalter thermisch höher beansprucht als bei Betrieb mit höherer Grundfrequenz. Dies führt bei Umrichtern im Automotive-Bereich zu einer Reduzierung des zulässigen Ausgangsstroms bei Stillstand.

5.6.1 Durchlassverluste

Zur Berechnung der Durchlassverluste werden die Durchlasskennlinien von Diode und IGBT aus den Datenblättern für 125 °C im Bereich bis 400 A linearisiert. Aus den Linearisierungen können die Schwellspannungen $U_{D,0}$ und $U_{CE,0}$, sowie die Bahnwiderstände r_D und r_T entnommen werden. Als Grundlage der Berechnung dienen die bei Sinus-Dreieck-Modulation mit Modulationsgrad³⁸ m resultierenden Stromverläufe in den Schaltern. Mit dem Leistungsfaktor $\cos \varphi$ von Strom und Spannung können die Durchlassverluste $P_{V, fw} = P_{fw, D} + P_{fw, T}$ für eine Diode und einen IGBT näherungsweise berechnet werden.

$$P_{fw, D} = U_{D,0} \cdot \overbrace{\left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right)}^{\text{Mittelwert}} \cdot \hat{i}_1 + r_D \cdot \overbrace{\left(\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right)}^{\text{Effektivwert}} \cdot \hat{i}_1^2 \quad (5.19)$$

$$P_{fw, T} = U_{CE,0} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) \cdot \hat{i}_1 + r_T \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right) \cdot \hat{i}_1^2 \quad (5.20)$$

³⁸Der Modulationsgrad m gibt das Verhältnis der Grundschwingungsamplitude einer Strangspannung der Maschine zur halben Zwischenkreisspannung an. [4] Für den linearen Aussteuerbereich ist $0 \leq m \leq 1$

Dazu wird der Mittelwert des Stromes mit der Schwellspannung und der Effektivwert mit dem differentiellen Widerstand des jeweiligen Schalters multipliziert. Es wird davon ausgegangen, dass die beim Umrichter verwendete Raumzeigermodulation über eine Grundschwingungsperiode hinweg vergleichbare Verluste verursacht.

5.6.2 Schaltverluste

Bei einem Ausschaltvorgang einer Diode wird aufgrund des Reverse-Recovery-Vorgangs³⁹ eine Energie E_{rr} in Wärme umgesetzt. Auch beim Ein- und Ausschalten eines IGBT treten Schaltverluste auf, die als E_{on+off} zusammengefasst werden. Werden in den entsprechenden Kennlinien beider Bauelemente die Schaltverluste für den Strommittelwert interpoliert, können die Schaltverluste einer Diode $P_{sw,D}$ und eines IGBT $P_{sw,T}$ bei einer Schaltfrequenz f_S und Zwischenkreisspannung u_{dc} näherungsweise berechnet werden.

$$P_{sw,D} = \frac{u_{dc}}{600 \text{ V}} \cdot \frac{f_S}{2} \cdot E_{rr} \left(\frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (5.21)$$

$$P_{sw,T} = \frac{u_{dc}}{600 \text{ V}} \cdot \frac{f_S}{2} \cdot E_{on+off} \left(\frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (5.22)$$

In den Gleichungen trägt der Faktor $1/2$ der Tatsache Rechnung, dass der Strom in einer Diode und in dem korrespondierenden IGBT nur während einer halben Periode der Grundfrequenz fließt.

Die Werte der spezifischen Schaltverluste aus dem Datenblatt beziehen sich auf eine Zwischenkreisspannung von 600 V. Weiterführende Angaben zur Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung sind darin nicht enthalten. Es wird hier – wie für praktische Abschätzungen üblich – linear skaliert. Je größer jedoch die Abweichung zwischen u_{dc} und 600 V ist, desto größer wird auch der Fehler in den berechneten Verlusten.

Wie groß der tatsächliche Fehler durch die Verwendung der Strommittelwerte und der linearen Skalierung ist, wurde nicht untersucht.

5.6.3 Gesamtverluste

Zur Bestimmung der Umrichterverluste wurden die nach Abschnitt 4.3.1 gemessenen Betriebspunkte in die Gleichungen der Umrichterverluste (5.19), (5.20) und (5.21) eingesetzt und für die sechs Schalter der drei Halbbrücken addiert.

$$P_{fw+sw} = 6 \cdot (P_{fw,D} + P_{fw,T} + P_{sw,D} + P_{sw,T}) \quad (5.23)$$

In **Bild 5.7** sind die anhand der Betriebspunkte berechneten Schalt- und Durchlassverluste, sowie deren Summe als Gesamtverluste dargestellt. Die Betriebspunkte weisen Ströme im Bereich von null bis 280 A auf und $\cos \varphi$ nimmt dabei Werte zwischen -1 und 1 an. Es wird das gesamte Spektrum des Produkts $m \cdot \cos \varphi$ ausgenutzt. Dennoch haben der Modulationsgrad und der Leistungsfaktor nur einen sehr geringen Einfluss auf die Gesamtverluste, was an der geringen Streuung der Kurven zu erkennen ist. Das liegt daran, dass $m \cdot \cos \varphi$ die Aufteilung der gesamten Durchlassverluste auf IGBT und Diode bestimmt und diese in Summe annähernd gleiche Werte für einen konstanten Strom liefert.

³⁹Beim Ausschalten einer Diode fließt während der Sperrverzugszeit ein Rückwärtsstrom, der die Ladungsträger im Mittelgebiet der Diode ausräumt, bevor diese Sperrspannung aufnehmen kann. [4]

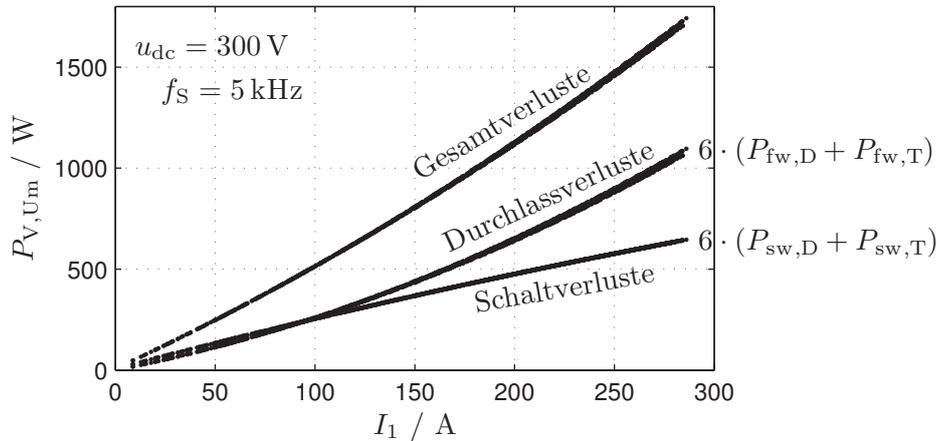


Bild 5.7 Verlustleistung des Umrichters

Die Gesamtverluste des Umrichters P_{V,U_m} hängen daher in erster Näherung ausschließlich vom Ausgangsstrom ab und können mit einer quadratischen Gleichung angenähert werden.

$$\left(\frac{P_{V,U_m}}{\text{W}}\right) = 46,956 \cdot \left(\frac{I_1}{I_N}\right)^2 + 430,79 \cdot \left(\frac{I_1}{I_N}\right) + 8,5 \quad (5.24)$$

5.7 Zusammenfassung

Für die Einzelverluste des Antriebs wurden analytische Modelle in Form von Polynomen und Potenzfunktionen in Abhängigkeit der Ströme und der Drehzahl erstellt. Zur Bestimmung der Stromwärmeverluste wurden die Widerstände der Motorleitung als konstant angenommen, die Wicklungswiderstände der Maschine jedoch temperaturkorrigiert. Mit Auslaufmessungen im Leerlauf bei verschiedenen Rotorströmen wurden die Reibungs- und Ummagnetisierungsverluste identifiziert. Die Zusatzverluste wurden als Differenz der bekannten Einzelverluste und der Gesamtverluste aus den Betriebspunktmessungen bestimmt. Schließlich wurden die Umrichterverluste als Summe von Durchlass- und Schaltverlusten mit Datenblattangaben zu den Leistungshalbleitern angenähert. Alle Einzelverluste sind nachfolgend mit einer quantitativen Angabe der jeweiligen Koeffizienten als Übersicht zusammengefasst.

$$\begin{aligned}
 \frac{P_{V,Cu}}{W} &= 323,5 \cdot \left(\frac{I_1}{I_N}\right)^2 + 286,7 \cdot \left(\frac{i_f}{i_{f,N}}\right)^2 + 2,1 \cdot \left(\frac{i_f}{i_{f,N}}\right) \\
 \frac{P_{V,R}}{W} &= 3,5181 \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right)^3 + 31,8 \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right) \\
 \frac{P_{V,Fe}}{W} &= 144,90 \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right) \cdot \left(\frac{\Psi_h}{\Psi_{h,N}}\right)^{1,353} + 48,33 \cdot \left(\frac{n}{n_N}\right)^2 \cdot \left(\frac{\Psi_h}{\Psi_{h,N}}\right)^2 \\
 \frac{P_{V,Zu}}{W} &= \left(\frac{n}{n_N}\right)^{1,25} \cdot \left(123,7 \cdot \left(\frac{I_1}{I_N}\right)^2 + 56,1\right) \\
 \frac{P_{V,Um}}{W} &= 46,956 \cdot \left(\frac{I_1}{I_N}\right)^2 + 430,79 \cdot \left(\frac{I_1}{I_N}\right) + 8,5
 \end{aligned}$$

In den Gleichungen sind die Betriebsgrößen auf ihre Werte im Bemessungspunkt entsprechend **Tabelle 3.1** auf Seite 31 bezogen. Die Hauptflussverkettung im Bemessungspunkt ist in dieser Tabelle nicht enthalten. Sie beträgt $\Psi_{h,N} = 0,08$ Vs. Die angegebene Gleichung der Stromwärmeverluste gilt für die Wicklungstemperaturen von $\vartheta_1 = 90^\circ\text{C}$ im Stator und $\vartheta_f = 110^\circ\text{C}$ im Rotor. Die Gleichungen lassen folgende allgemeingültige Aussagen zu.

- Einzig die Reibungsverluste sind lastunabhängig und elektrisch nicht beeinflussbar.
- Mit steigendem Strom wachsen die Stromwärme-, Zusatz- und Umrichterverluste.
- Die Ummagnetisierungsverluste können bei einer Erhöhung der Ströme und einer dadurch resultierenden kleineren Flussverkettung⁴⁰ sinken. Je größer die Drehzahl, desto größer ist dieser Effekt.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Messdaten zur Parametrisierung der Modelle im Drehzahlbereich von 0 bis 6.000 min^{-1} aufgenommen wurden. Die Modelle werden in den nachfolgenden Berechnungen jedoch genutzt, um die Verluste im Betrieb bis 12.000 min^{-1} zu bestimmen. Die Extrapolation kann in den drehzahlabhängigen Anteilen Fehler verursachen, die sich ohne Referenzmessungen bei höheren Drehzahlen nicht ohne weiteres quantifizieren lassen.

⁴⁰Siehe dazu die Gleichungen des Magnetisierungsstroms (4.29) und der Magnetisierungskennlinie (4.33).

6 Kapitel 6

Verlustoptimaler Betrieb

6.1 Entwicklung und Stand der Technik

Veröffentlichungen zum Thema Effizienz und Wirkungsgradoptimierung erschienen erstmals Anfang der 1980er Jahre und wurden fortlaufend bis heute immer wieder aufgegriffen. Die Grundidee dazu wurde 1983 in [41] zuerst bei einem Gleichstrommotor angewendet. Dort werden Verlustmodelle für Stromwärme, Ummagnetisierung, Reibung und Zusatzverluste in Abhängigkeit von Drehzahl, sowie Anker- und Feldstrom aufgestellt. Das analytisch bestimmte Minimum liefert eine Bedingung in Abhängigkeit von Drehmoment und Drehzahl, aus der in jedem Reglerschritt der optimale Referenzwert des Feldstromes explizit berechnet wird.

Diese Art der modellbasierten Anpassung der Erregung wurde in der Folgezeit auf andere Maschinentypen übertragen und als „Loss Model Control“ bezeichnet. Zur Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste wird dabei von den meisten Autoren als übliche Vorgehensweise ein zusätzlicher Widerstand in das Ersatzschaltbild eingefügt. So wurde 1984 in [42] ein Verfahren für die Asynchronmaschine vorgestellt. Darin zeigt sich, dass für das Minimum der aus diesem Ersatzschaltbild hergeleiteten Verlustfunktion auf analytischem Wege keine Lösung zu finden ist. Gleiches wird für die Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten in [43] und die Reluktanzmaschine in [44] festgestellt und es gilt insbesondere bei Berücksichtigung der Sättigung, ohne die ohnehin keine wertvollen Ergebnisse zu erwarten sind.

Daher wurde in [45] versucht, die Lösung iterativ am Prüfstand mittels eines adaptiven Reglers zu finden, indem die Eingangsleistung des Frequenzumrichters schrittweise minimiert wird. Die iterative Suche des Minimums der Eingangsleistung des Antriebs im Betrieb auf dem Prüfstand hat sich unter dem Begriff „Search Control“ etabliert. Für einen Permanentmagnet-Motor wird dazu 1988 in [46] ein Ansatz geliefert, bei dem der Strom im Spannungszwischenkreis des Frequenzumrichters iterativ minimiert wird. Bis heute sind einige Publikationen [47, 48, 49, 50] zu permanentmagneterregten Synchronmotoren bezüglich dieses Themas erschienen. Die elektrisch erregte Synchronmaschine fand jedoch wenig Beachtung.

Einzig in [51] wurden 1998 dazu Ansätze für eine magnetisch symmetrische Maschine präsentiert. Es werden dort zwar Bedingungen für Statorspannung und Feldstrom als Steuervariablen aus dem Minimum der Funktion der Verluste durch Stromwärme, Ummagnetisierung, Reibung und Zusatzverluste abgeleitet. Damit eine analytische Lösung möglich ist, werden allerdings Statorwiderstand und -streuung im elektrischen Modell vernachlässigt. Ein Online-Suchverfahren ließ sich unter Verwendung der Steuerbedingungen jedoch nicht stabilisieren.

In einem Artikel aus [52] von 2009 wird eine Betriebsstrategie unter Verwendung von Kennfeldern für die Maschine vorgestellt, welche dieser Arbeit zugrunde liegt. Die optimale Aufteilung der Ströme erfolgt dort numerisch in einem Offline-Verfahren durch Minimierung der Gesamtverluste. Dabei werden die elektrischen Parameter der Maschine, das Drehmoment und die Verluste durch Ummagnetisierung aus Finite-Elemente-Berechnungen bestimmt. Die Zusatzverluste werden abgeschätzt. Die Ergebnisse werden in Form von

Kennfeldern in der Regelung hinterlegt.

Unabhängig davon, auf welche Art und Weise eine Stromaufteilung bestimmt wird, muss diese mit einem Stromregler im Betrieb der Maschine eingestellt werden. Für Drehstrommaschinen hat sich die Regelung der Längs- und Querkomponenten des Stromes etabliert. Das Prinzip ist bereits seit den 1970er Jahren bekannt [53]. Auch die Verwendung von Kennfeldern innerhalb der Stromregelung ist Stand der Technik und wird vor allem bei Antrieben für Fahrzeuge, die nicht mit wenigen Maschinenparametern hinreichend beschrieben werden können, angewendet [54]. Auf die Stromregelung als Werkzeug zur Realisierung der berechneten Stromaufteilung wird nicht weiter eingegangen.

6.2 Systematisierung der Verfahren

Die Aufgabe einer Optimierung der Verluste besteht in der Frage, wie eine Stromaufteilung i_d , i_q , i_f gewählt werden muss bzw. gefunden werden kann, die folgenden Anforderungen gerecht wird oder sie zumindest anstrebt.

1. Der maximal mögliche Betriebsbereich soll unter Einhaltung der Spannungs- und Stromgrenzen ausgeschöpft werden.
2. Die gewählte Stromaufteilung soll zudem für den jeweiligen Arbeitspunkt die kleinstmöglichen Verluste im Antrieb erzeugen.

Es existieren dazu drei Gruppen grundsätzlich verschiedener Ansätze, die sich in Aufwand aber auch in der Befriedigung der gestellten Anforderungen zum Teil erheblich unterscheiden.

Zur ersten Gruppe gehören die *Kenngrößensteuerungen*, die ohne gezielte Verlustoptimierung den Betrieb der Maschine gewährleisten. Dabei werden aus den Gleichungen des sättigungsabhängigen elektrischen Modells der Maschine analytisch Steuerbedingungen für die Stromaufteilung abgeleitet. Das geforderte Drehmoment wird dabei über den Statorstrombetrag eingestellt. Mit der gemessenen Drehzahl und dem vorgegebenen Statorstrombetrag können die Steuerbedingungen in der Regelung direkt in Sollwerte der Stromaufteilung umgesetzt werden. Es müssen keine Kennfelder in der Motorregelung abgelegt werden. In Abschnitt 6.3 werden dazu der Betrieb mit reinem Querstrom bzw. $i_d = 0$, die Steuerung des Leistungsfaktors $\cos \varphi$ und die Steuerung des Vorsteuerwinkels γ bzw. $\sin \gamma$ vorgestellt.

Die zweite Gruppe bilden die Verfahren mit *Online-Optimierung*. Der Grundgedanke besteht hierbei in der Minimierung der Gesamtverluste mit einem Suchverfahren während des Betriebs. Dabei wird die aufgenommene Leistung des Antriebs gemessen und die Stromaufteilung an einem festen Arbeitspunkt solange gezielt variiert, bis das Minimum der Eingangsleistung erreicht wurde. Existierende Verfahren unterscheiden sich in der Art und Weise der Variation der Stromaufteilung. In Abschnitt 6.4 wird dazu ein Beispiel unter Verwendung des Simplex-Algorithmus erläutert. Die entsprechenden Messungen und Ergebnisse werden vorgestellt und diskutiert.

In der dritten Gruppe werden alle Ansätze zur *Offline-Optimierung* zusammengefasst. Bei diesen Verfahren werden analytische Modelle für die zu berücksichtigenden Verluste erstellt. Die Minimierung der modellierten Gesamtverluste erfolgt dann analytisch über Näherungsformeln oder im allgemeinen Fall numerisch.

Beim analytischen Ansatz werden die Gesamtverluste als eine geschlossene Funktion von Strom und Drehzahl ausgedrückt, welche nach einer Steuervariablen z. B. dem Längsstrom abgeleitet und null gesetzt wird. Ohne eine explizite Lösung werden Näherungsgleichungen im Regler genutzt, um die Steuervariable in Abhängigkeit vom Betriebspunkt auf den diesbezüglich optimalen Wert einzustellen. Auf die Methode wird nicht weiter eingegangen, da sie relativ aufwendig und nur dann sinnvoll ist, wenn auf Kennfelder gänzlich verzichtet werden soll.

Bei der numerischen Minimierung kann die Stromaufteilung für beliebig komplexe Modelle unter Einhaltung der Grenzen für Strom und Spannung bestimmt werden. Als Ergebnis entstehen Kennfelder der arbeitspunktabhängigen Stromaufteilung, die in der Regelung hinterlegt werden. Im Betrieb werden daraus die entsprechenden Sollströme mit der gemessenen Drehzahl und dem geforderten Drehmoment als Eingangsgrößen interpoliert. In Abschnitt 6.5 werden drei Varianten dazu vorgestellt. Zum Ersten die weniger aufwändige Maximierung des Drehmoments bei gegebenem Strom. Hierfür wird nur die sättigungsabhängige Drehmomentgleichung benötigt. Zum Zweiten die ebenfalls wenig aufwändige Optimierung nur der Kupferverluste, da sich diese einfach mit den Widerstandswerten der Wicklungen – ohne weitere Modelle – berechnen lassen. Und zum Dritten die Optimierung nach allen in Kapitel 5 identifizierten Einzelverlusten.

6.3 Kenngrößensteuerung ohne Optimierung

Den geringsten Aufwand für den Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine stellen die hier vorgestellten Kenngrößensteuerungen dar. Ohne den Anspruch, in allen Arbeitspunkten maximale Effizienz zu erreichen, ermöglichen sie doch den Betrieb in großen Teilen des maximal möglichen Betriebsbereichs.

Dabei wird für die Ableitung der Steuerbedingungen zur Stromaufteilung und zum Einhalten der Spannungsgrenze ein elektrisches Modell der Maschine benötigt. Dieses muss die Sättigung berücksichtigen, da bei der Berechnung der Spannung, die für eine gegebene Stromaufteilung benötigt wird, mit einem linearen Modell unzulässig große Fehler entstehen würden. Im Sinne des geringeren Aufwands wird hier konsequenterweise das einfache sättigungsabhängige Modell aus Abschnitt 4.3.4 mit den Parametern aus **Tabelle 4.3** auf Seite 67 verwendet, welches aus Leerlauf- und Kurzschlussmessung bestimmt wurde.

Bei den diskutierten Kenngrößensteuerungen ist keine Vorabberechnung der Stromaufteilung des gesamten Arbeitsbereichs in Form von Kennfeldern, die in der Regelung hinterlegt werden müssen, nötig. Auch werden keine Verlustmodelle zur Ableitung benötigt. Sie sind relativ einfach zu implementieren und führen schnell zu einem funktionsfähigen Antrieb. Einschränkungen bestehen bei den Verfahren 6.3.1 und 6.3.2 hinsichtlich des erreichbaren Drehmoments, welches durch numerische Offline-Optimierung der Stromaufteilung an der Stromgrenze nach 6.5.1 bestimmt werden kann.

Berücksichtigung der Spannungsbegrenzung

Die Stromaufteilung kann nicht beliebig gewählt werden, da die Ausgangsspannung des Umrichters begrenzt ist. Die Vorgabe einer Stromaufteilung, die einer unzulässig hohen Spannung bedarf, kann durch die Begrenzung des Magnetisierungsstroms auf eine spannungs- und drehzahlabhängige Obergrenze verhindert werden. Die Obergrenze kann unter folgenden vereinfachenden Annahmen näherungsweise bestimmt werden.

- Der ohmsche Spannungsabfall wird vernachlässigt. Einen nennenswerten Anteil an der Spannung besitzt er nur bei kleinen Drehzahlen, wo die Spannung ohnehin nicht bis an die Grenze ausgenutzt wird.
- Das als Schenklichkeit bezeichnete Verhältnis $m^* = \frac{m \cdot L_{\text{hd}} + L_{\sigma}}{L_{\text{hd}} + L_{\sigma}}$ der Quer- zur Längsinduktivität ist konstant und nicht von der Sättigung abhängig.
- Die Statorflussverkettung des sättigungsabhängigen Modells $\Psi_1 = L_{\text{hd}}(i_m) \cdot i_m + L_{\sigma} \cdot i_1$ kann näherungsweise durch eine Kennlinie $\Psi_1(i_m^*)$ dargestellt werden.

Statorspannung und -flussverkettung sind durch die Spannungsgleichung⁴¹ miteinander verknüpft. Wird der ohmsche Anteil darin vernachlässigt, sind die Beträge von Spannung und Flussverkettung $u_1 = \omega \cdot \Psi_1$ direkt proportional. Daraus lässt sich die Obergrenze der Statorflussverkettung in Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung und der Drehzahl ableiten.

$$\Psi_{1,\text{max}} = \frac{u_{\text{dc}}}{\sqrt{3} \cdot \omega} \quad (6.1)$$

Unter Verwendung des Kurzschluss-Übersetzungsverhältnisses \ddot{u}^* und der Schenklichkeit m^* wird ein Magnetisierungsstrom i_m^* bestimmt, welcher der Statorflussverkettung zugeordnet ist.⁴² Der sättigungsabhängige Zusammenhang $\Psi_1(i_m^*)$ kann aus der Leerlaufmessung direkt gewonnen werden, indem u_1/ω über i_t/\ddot{u}^* graphisch dargestellt wird. Aus der inversen Kennlinie $i_m^*(\Psi_1)$ wird der maximale Magnetisierungsstrom zur Spannungsbegrenzung an der Stelle $\Psi_{1,\text{max}}$ entnommen. Zwei Kennlinien dazu sind in **Bild 6.1** für unterschiedliche Spannungen dargestellt.

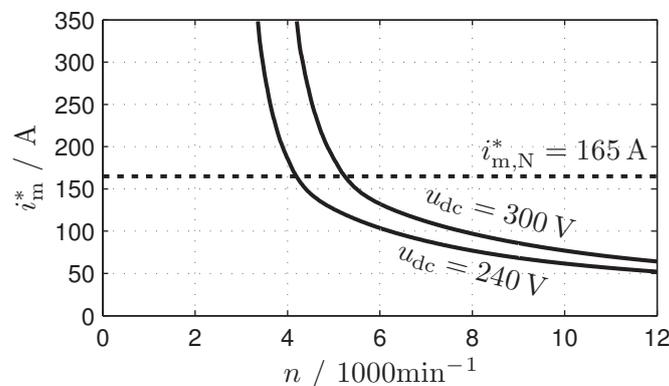


Bild 6.1 Maximaler Magnetisierungsstrom i_m^* zur Einhaltung der Spannungsgrenze

Da die Kurven bei Parallelverschiebung nahezu deckungsgleich sind, reicht die Verwendung einer Kennlinie, welche für unterschiedliche Spannungen durch entsprechendes Anpassen der Drehzahl gleichermaßen genutzt werden kann. Der tatsächlich zulässige Strom i_m^* kann aufgrund der gemachten Annahmen abweichen. Daher empfiehlt es sich, die Stromgrenze dieser Steuerung anhand der Spannungsreserve im Betrieb dynamisch anzupassen.

⁴¹Die Spannungsgleichung (3.18) in Zeigerform befindet sich auf Seite 40.

⁴²Siehe die Beziehungen in (4.32) auf Seite 61.

6.3.1 Steuerung mit $i_d = 0$

Die einfachste Methode der Steuerung besteht darin, den Längsstrom null zu regeln und das Drehmoment ausschließlich durch eine Kombination von Quer- und Rotorstrom einzustellen. Da die Maschine besonders im Überlastbereich bei kleinen Drehzahlen weit in der Sättigung betrieben wird, ist dabei die Abhängigkeit des Drehmoments vom Magnetisierungsstrom zu beachten.

$$M = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_{\text{hd}}(i_m)}{\ddot{u}} \cdot i_f \cdot i_q \quad (6.2)$$

Im linearen Bereich der Magnetisierungskennlinie ist die Hauptinduktivität $L_{\text{hd}}(i_m)$ konstant, so dass die Aufteilung des Stromes zwischen Stator und Rotor keinen Einfluss auf das Drehmoment hat, solange das Produkt $i_f \cdot i_q$ konstant bleibt. Die Aufteilung kann genutzt werden, um die Stromwärmeverluste zwischen Rotor und Stator zu verlagern. Aufgrund der schlechteren Bedingungen zur Kühlung des Rotors ist bei den meisten Maschinen eine Aufteilung zugunsten des Rotors üblich. Minimal wird die Summe der Stromwärmeverluste von Stator und Rotor mit einem konstanten Produkt $i_f \cdot i_q$ jedoch bei einer Gleichaufteilung⁴³. Bei kritischen Rotortemperaturen muss dieses Verhältnis auf Kosten der Gesamtverluste verlassen werden.

$$R_f(\vartheta_f) \cdot i_f^2 \stackrel{!}{=} \frac{3}{2} R_1(\vartheta_1) \cdot i_q^2 \quad \Rightarrow \quad \frac{i_f}{i_q} = \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{R_1(90^\circ\text{C})}{R_f(110^\circ\text{C})}} = 1,1643 \cdot \ddot{u} \quad (6.3)$$

Über dieses Verhältnis können die Stromwärmeverluste zur Einhaltung der Temperaturgrenzen auch gezielt zwischen Stator und Rotor verlagert werden. Im Bemessungspunkt aus **Tabelle 3.1** auf Seite 31 beträgt das Verhältnis $i_f/i_q = 1,108 \cdot \ddot{u}$.

Im nichtlinearen, gesättigten Bereich der Magnetisierungskennlinie sinkt die Hauptinduktivität $L_{\text{hd}}(i_m)$ mit steigendem Magnetisierungsstrom. Je größer er ist, desto größer sind die Verluste durch Ummagnetisierung, wodurch das Drehmoment für ein konstantes Produkt $i_f \cdot i_q$ geschwächt wird. Zur Minimierung dieser Verluste wird der dabei kleinstmögliche Magnetisierungsstrom gesucht. Dazu werden dessen Längs- und Querkomponente gleichgesetzt und daraus das Stromverhältnis hergeleitet.

$$\frac{i_f}{\ddot{u}} \stackrel{!}{=} m \cdot i_q \quad \Rightarrow \quad \frac{i_f}{i_q} = 0,6066 \cdot \ddot{u} \quad (6.4)$$

Diese Verschiebung hin zu größeren Quer- und kleineren Rotorströmen gegenüber (6.3) reduziert nun zwar die Flussverkettung und minimiert damit die Verluste durch Ummagnetisierung. Jedoch bedeutet dies auch eine Vergrößerung der Verluste durch Stromwärme. Mit den jeweiligen Bedingungen zur Aufteilung bzw. zum Stromverhältnis können entweder die Verluste durch Stromwärme oder durch Ummagnetisierung reduziert bzw. bezüglich der Modellgleichungen minimiert werden. Das optimale Verhältnis liegt jedoch dazwischen und hängt von den tatsächlich auftretenden Verlustwerten bei einer betrachteten Drehzahl ab. Es kann ohne entsprechende Modelle beider Verlustarten nicht bestimmt werden.

An diesem einfachen Beispiel ist verdeutlicht, dass eine Verlustoptimierung durch gezieltes Aufteilen zwischen den Stromwärmeverlusten des Stators und des Rotors einerseits sowie den Ummagnetisierungsverlusten andererseits erreicht werden kann.

⁴³Die Bedingung der Gleichaufteilung zur Minimierung kann gezeigt werden, indem in der Verlustgleichung ein Strom durch das konstante Produkt ersetzt wird. Der Ausdruck wird nach dem anderen Strom abgeleitet und null gesetzt. Wird die Lösung in die Verlustgleichung eingesetzt, entstehen für die Anteile von Stator und Rotor dieselben Ausdrücke.

Es wird nun der Winkel β des Statorstromzeigers gesucht, der den Leistungsfaktor $\cos \varphi$ auf den Vorgabewert einstellt. Dem Zeigerdiagramm ist zum einen zu entnehmen, dass die Lage des Magnetisierungsstroms (6.5) durch β und φ festgelegt wird. Zum anderen kann der Imaginärteil von i_m^* gemäß (6.6) direkt durch den Statorstrom ausgedrückt werden.

$$i_m^* = i_m^* \cdot e^{j(\beta + \varphi - \frac{\pi}{2})} \quad \Im \{ i_m^* \} = -i_m^* \cdot \cos(\beta + \varphi) \quad (6.5)$$

$$\Im \{ i_m^* \} = m^* \cdot i_1 \cdot \sin \beta \quad (6.6)$$

Für ein vorgegebenes Verhältnis c von Statorstrom zu Magnetisierungsstrom kann aus dem Vergleich der beiden Ausdrücke des Imaginärteils der Stromzeigerwinkel β bestimmt werden.

$$\tan \beta = \frac{\cos \varphi}{\sin \varphi - m^* \cdot c} \quad \text{mit} \quad c = \frac{i_1}{i_m^*} \quad (6.7)$$

Der Stromzeigerwinkel wird demnach mit der Vorgabe des $\cos \varphi$ in Abhängigkeit der Schenkligkeit und der Beträge von Stator- und Magnetisierungsstrom eindeutig bestimmt. Der gegebene Statorstrombetrag wird mit β in seinen Längs- und Queranteil aufgespalten. Über die Definition des Magnetisierungsstroms (4.32) ergibt sich der entsprechende Rotorstrom.

$$\beta = \begin{cases} \text{mot.} & +\beta \\ \text{gen.} & -\beta \end{cases} \Rightarrow \begin{aligned} i_d &= i_1 \cdot \cos \beta \\ i_q &= i_1 \cdot \sin \beta \\ i_f^* &= \sqrt{i_m^{*2} - (m^* \cdot i_q)^2} - i_d \end{aligned} \quad (6.8)$$

Mit dem Betrag des Statorstroms i_1 wird das Drehmoment eingestellt. Jedoch hängt das erreichbare Drehmoment von der Drehzahl und dem gewählten $\cos \varphi$ ab, so dass sich keine Drehmomentkonstante angeben lässt. Für das Verfahren bleiben damit zwei Fragen zu beantworten.

1. Welcher Leistungsfaktor $\cos \varphi$ sollte eingestellt werden?
2. Wie ist der Magnetisierungsstrom i_m^* zu wählen?

Bezüglich des Leistungsfaktors wurden zwei Einstellungen untersucht. Zum einen $\cos \varphi = 1$ mit Hinblick auf eine möglichst gute Ausnutzung des Umrichters an der Spannungsgrenze [56]. Zum anderen der Leistungsfaktor des Bemessungspunkts $\cos \varphi = 0,83$ für maximales Drehmoment an der Stromgrenze im Grunddrehzahlbereich.

Mit dem Magnetisierungsstrom kann die Aufteilung der Stromwärmeverluste auf Stator und Rotor anders als bei $i_d = 0$ in Abschnitt 6.3.1 nicht gezielt vorgegeben werden. Denn das Verhältnis von Stator- zu Rotorstrom ist variabel und ergibt sich erst während der Berechnung.

Bei variabler Last könnte nun mit einem konstanten Magnetisierungsstrom eine konstante Flussverkettung eingestellt werden. Das bringt jedoch zwei Nachteile mit sich. Bei kleinen Drehmomenten sind die Flussverkettung und damit die Ströme und Verluste unnötig groß. Zudem können die maximal möglichen Drehmomente gar nicht erreicht werden, da die Flussverkettung dafür wiederum zu klein ist.

Daher wird hier der Magnetisierungsstrom proportional mit dem Statorstrom $i_m^* = i_1$ erhöht und im Feldschwäcbereich auf die drehzahlabhängige Obergrenze des Magnetisierungsstroms in **Bild 6.1** auf Seite 86 begrenzt. Die Flussverkettung verändert sich

dadurch mit der Last und bewirkt so einen größeren Betriebsbereich und geringere Verluste gegenüber einer lastunabhängigen konstanten Flussverkettung.

Der Betriebsbereich für $\cos \varphi = 0,83$ und $\cos \varphi = 1$ wird in **Bild 6.9** auf Seite 103 beim Vergleich aller Verfahren in Abschnitt 6.6 gezeigt. Die verursachten Gesamtverluste in Differenz zu den minimalen Gesamtverlusten werden in **Bild 6.11** auf Seite 105 dargestellt.

6.3.3 Steuerung des $\sin \gamma$

Bei diesem Verfahren wird das Drehmoment ebenfalls über den Wert des Statorstrombetrags i_1 eingestellt. Das Ziel im Weiteren ist, über dessen Aufteilung in Längs- und Querkomponente mit dem Vorsteuerwinkel γ das Drehmoment zu maximieren.

Werden die konstanten Induktivitäten in der üblichen Drehmomentgleichung (3.32) durch die vom Magnetisierungsstrom abhängigen Induktivitäten des sättigungsabhängigen Modells aus (4.37) ersetzt, entsteht ein Ausdruck für das Drehmoment, welcher im gesamten Betriebsbereich genutzt werden kann.

$$M = \frac{3}{2} p \cdot L_{\text{hd}}(i_m) \cdot \left(\frac{i_f}{\ddot{u}} \cdot i_q + (1 - m(i_m)) \cdot i_d \cdot i_q \right) \quad (6.9)$$

Darin hängen die Hauptinduktivität $L_{\text{hd}}(i_m)$ über die Magnetisierungskennlinie (4.33) und das Verhältnis $m(i_m)$ über die Beziehung (4.38) vom Zustand der Magnetisierung ab. Die Gleichung erhält damit eine Struktur, für die das Maximum in Abhängigkeit von i_1 und γ analytisch nicht mehr bestimmt werden kann. Eine Lösung für das Maximum lässt sich vorerst nur unter der Annahme $L_{\text{hd}} = \text{konst.}$ finden⁴⁵.

Dazu werden zunächst i_1 und γ über die in **Bild 6.2** auf Seite 88 dargestellte Beziehung in die Gleichung eingeführt. Im Sinne minimaler Gesamtstromwärmeverluste wurde in Gleichung (6.3) eine Gleichverteilung der Stromwärmeverluste zwischen Stator und Rotor vorausgesetzt. Dies kann annähernd erreicht werden, indem der Rotorstrom $i_f = \ddot{u} \cdot i_1$ proportional mit dem Statorstrom erhöht und in der Gleichung durch diesen ersetzt wird. Dann wird die Ableitung nach $\sin \gamma$ null gesetzt und nach $\sin \gamma$ aufgelöst, woraus die Lösung für den Vorsteuerwinkel resultiert.

$$\sin \gamma = \frac{1}{4 \cdot (1 - m)} - \sqrt{\frac{1}{16 \cdot (1 - m)^2} + \frac{1}{2}} \quad (6.10)$$

Er ist nur vom Verhältnis der Hauptinduktivitäten m abhängig – nicht jedoch von den Werten der Induktivitäten selbst. Die berechnete Stromaufteilung erzeugt immer einen positiven Längsstrom zur Nutzung des Reluktanzdrehmoments. Die damit verbundene übermäßige Sättigung reduziert allerdings $L_{\text{hd}}(i_m)$ im Allgemeinen so weit, dass der Verlust am Vollpolanteil den Gewinn am Reluktanzanteil des Drehmoments deutlich überwiegt. Die Aufteilung nach (6.10) liefert nur im magnetisch linearen Bereich und bei Drehzahlen $n < 2000 \text{ min}^{-1}$ brauchbare Ergebnisse – ist darüber hinaus jedoch kontraproduktiv und wird daher nicht weiter betrachtet.

6.4 Online-Optimierung mit Suchverfahren

Online-Suchverfahren basieren auf der Messung der Eingangs- und Ausgangsleistung des Antriebs und einer gezielten, schrittweisen Änderung der Stromaufteilung zur Minimierung

⁴⁵Das Maximum der vollständigen Gleichung (6.9) wird numerisch in Abschnitt 6.5.1 bestimmt.

der Eingangsleistung bei gleichzeitig unveränderlicher Ausgangsleistung. Sie verfolgen das Ziel, unabhängig von jeglichen Parametern das absolute Verlustminimum iterativ und messtechnisch zu bestimmen.

Voraussetzung zur Anwendung ist die Bestimmung der Eingangs- und Ausgangsleistung, welche aus den Messwerten von Drehzahl und Drehmoment bzw. Spannung und Strom des Zwischenkreises berechnet werden. Ein Einsatz des Verfahrens im Fahrzeug scheitert jedoch aus mehreren Gründen.

- Der Einsatz eines Drehmomentsensors ist aufgrund der zusätzlichen Kosten und des Bauraums bei vielen Anwendungen und speziell im Elektrofahrzeug nicht sinnvoll.
- Während der Iteration treten schwer vermeidbare Drehmomentschwankungen auf.
- Abhängig vom Verfahren dauert das Ausregeln auf das Optimum bestenfalls mehrere Sekunden, was mit der geforderten Dynamik im Fahrzeug nicht zu vereinbaren ist.

Am Prüfstand können Online-Suchverfahren jedoch zur Erstellung von Kennfeldern der Stromaufteilung für den späteren Einsatz in der Regelung genutzt werden. Zu diesem Zweck wird ein numerischer Optimierungsalgorithmus während des Betriebs der Maschine in Echtzeit ausgeführt.

Im Kontext des Algorithmus entspricht der Wirkungsgrad dem Funktionswert einer unbekanntes Zielfunktion. Die Ströme entsprechen deren Funktionsvariablen und die konstante Ausgangsleistung einer Nebenbedingung. Dabei repräsentiert das Verhalten des Antriebs eine Zielfunktion, deren Funktionswerte nicht analytisch berechnet werden können, sondern aus Messungen bestimmt werden müssen. Als Funktionsvariablen werden Längs- und Rotorstrom verwendet. Verschiedene Kombinationen verändern den Zustand der Magnetisierung und auch die Aufteilung der Stromwärmeverluste zwischen Stator und Rotor. Die Optimierungsaufgabe kann wie folgt dargestellt werden.

$$\max_{i_d, i_f} \eta \quad \begin{cases} M_{\text{ist}} = M_{\text{ref}} & \dots \text{PI-Regler auf } M_{\text{ist}} \text{ (siehe Bild 6.4)} \\ n_{\text{ist}} = n_{\text{ref}} & \dots \text{Drehzahlregler Lastmaschine} \end{cases} \quad (6.11)$$

6.4.1 Downhill-Simplex-Verfahren

1965 wurde erstmals das Downhill-Simplex-Verfahren [57] vorgestellt, welches zur Lösung des Optimierungsproblems (6.11) verwendet wird. Es eignet sich zur Optimierung von skalaren, nichtlinearen Funktionen mit mehreren Variablen. Darin werden keine Ableitungen der Zielfunktion benötigt und zudem darf die Zielfunktion selbst unbekannt sein. Beide Eigenschaften sind Voraussetzung für die spezielle Optimierungsaufgabe, weshalb das Verfahren dafür geeignet ist.

Es basiert auf der gezielten Verschiebung eines Simplex der Zielfunktion hin zu einem Optimum. Die Zielfunktion besitzt zwei unabhängige Variablen i_d, i_f und ein Simplex dazu besteht aus drei Eckpunkten $x_{1,2,3} = [i_d, i_f]$ mit jeweils unterschiedlichen Strömen. Der Startsimplex kann dabei im allgemeinen beliebig gewählt werden.

Für alle drei Eckpunkte werden zunächst die Funktionswerte bestimmt, indem die Ströme nacheinander angefahren werden und der Wirkungsgrad direkt gemessen wird. Der Punkt mit dem größten Wirkungsgrad ist der beste des Simplex und wird als x_B bezeichnet.

Entsprechend gibt es einen schlechtesten Punkt x_S und einen Punkt x_M , der zwischen beiden liegt.

$$\eta(x_B) \geq \eta(x_M) \geq \eta(x_S) \quad (6.12)$$

Anhand der Eckpunkte wird der Reflexionspunkt x_R berechnet, indem der schlechteste Punkt am Mittelpunkt \bar{x} der beiden anderen Punkte reflektiert wird, so wie in **Bild 6.3a** dargestellt. An x_R wird ebenfalls der Wirkungsgrad bestimmt.

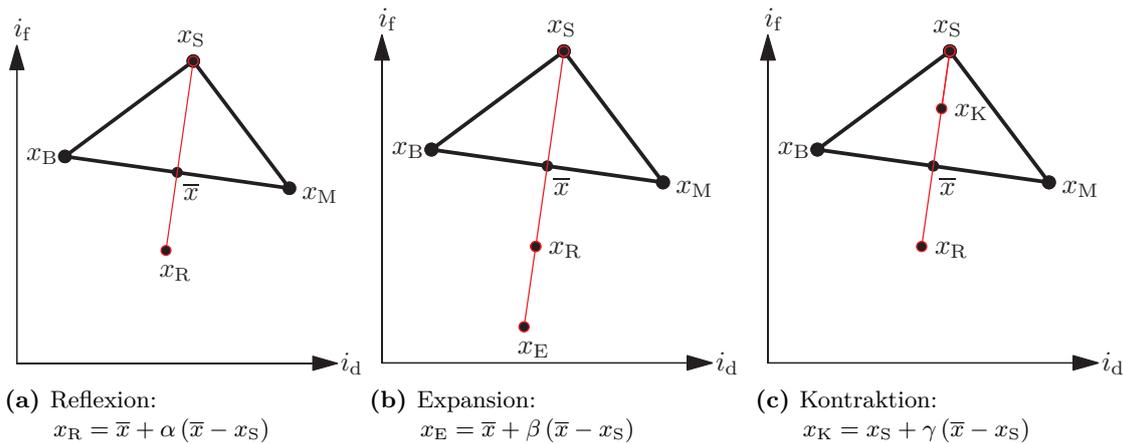


Bild 6.3 Strategien bei der Wahl des nächsten Punktes $x = [i_d \ i_f]$ im Downhill-Simplex-Verfahren

Die Suche wird nun mit den Koeffizienten für Reflexion α , Expansion β und Kontraktion γ im Wesentlichen durch folgende Fallunterscheidungen bestimmt:

- $\eta(x_B) > \eta(x_R) > \eta(x_M)$ Der schlechteste Punkt wird durch den Reflexionspunkt ersetzt $x_S = x_R$. Der Simplex verändert damit seine Form und der Algorithmus beginnt von vorn.
- $\eta(x_R) > \eta(x_B)$ Der Wirkungsgrad wächst in der Richtung von x_R auch hinter \bar{x} weiter an. Die Suchrichtung wird als vielversprechend angesehen und die Suche wird in dieser Richtung durch eine Expansion wie in **Bild 6.3b** fortgesetzt.
- $\eta(x_R) < \eta(x_S)$ Der Wirkungsgrad sinkt in der Richtung von x_R hinter \bar{x} ab. Der Schritt war zu groß und es kommt zu einer Kontraktion wie in **Bild 6.3c**.

Vereinfacht repräsentiert der Simplex ein Dreieck auf der Oberfläche der Zielfunktion $\eta(x)$. In jedem Iterationsschritt wird anhand der drei Eckpunkte eine neue Stelle x gewählt, an der ein neuer Funktionswert $\eta(x)$ bestimmt. Sofern der Wert an dieser Stelle größer ist als der bis dahin schlechteste, wird der schlechteste Punkt durch die neue Stelle ersetzt. Das Dreieck hat sich dadurch auf der Oberfläche der Zielfunktion ein Stück in Richtung besserer Funktionswerte bewegt. Es kann dadurch größer oder kleiner werden und bewegt sich dabei in Richtung Optimum, wo es sich schließlich zusammenzieht.

Der Algorithmus wird terminiert, wenn der Umfang des Dreiecks klein genug ist oder alle drei Funktionswerte innerhalb einer gewählten Toleranz liegen. Dieses Abbruchkriterium bedeutet übersetzt für die Stromaufteilung, dass die Ströme i_d und i_f der drei Punkte des Simplex sehr dicht beieinander liegen und sich nicht mehr verändern. Das Verfahren ist

robust und einfach zu implementieren. Der exakte Ablauf kann z.B. aus [58] entnommen werden.

Messtechnische Bestimmung des Wirkungsgrads

Zur Bestimmung eines Funktionswertes bzw. des Wirkungsgrades an einem vorgegebenen Arbeitspunkt $n_{\text{ref}}, M_{\text{ref}}$ wird der entsprechende Längs- und Rotorstrom an den Stromregler übertragen. Das veränderte Drehmoment wird durch Nachstellen des Querstroms über einen PI-Regler wieder auf den Referenzwert eingestellt und die Drehzahl wird vom Drehzahlregler der Lastmaschine gehalten.

Ein Arbeitspunktwächter nimmt fortlaufend Messwerte auf und gibt den energetischen Wirkungsgrad bzw. das Verhältnis der mechanischen Arbeit und der elektrischen Energie über 100 Einzelmesswerte⁴⁶ zurück, sofern der Arbeitspunkt während der Aufnahme eine bestimmte Toleranz nicht verlassen hat.

$$\eta = \frac{W_{\text{mech}}}{E_{\text{el}}} = \frac{\sum_{k=1}^{100} M_k \cdot 2\pi n_k}{\sum_{k=1}^{100} u_{\text{dc},k} \cdot i_{\text{dc},k}} \quad (6.13)$$

Die Bestimmung eines Funktionswertes dauert damit zwar ca. 10s, aber der zufällige Messfehler wird dabei weitestgehend unterdrückt. Für den Algorithmus ist die absolute Genauigkeit der Wirkungsgrade nicht entscheidend – dafür jedoch ihre Reproduzierbarkeit. Die Realisierung erfolgte im Rahmen einer Bachelorarbeit [59] und ist schematisch in **Bild 6.4** dargestellt. Der Optimierungsalgorithmus läuft in einer LabView Anwendung ab, die mit dem Prüfstand synchronisiert ist. Sie empfängt Daten von der Messeinrichtung und übermittelt Sollwerte an die Regler.

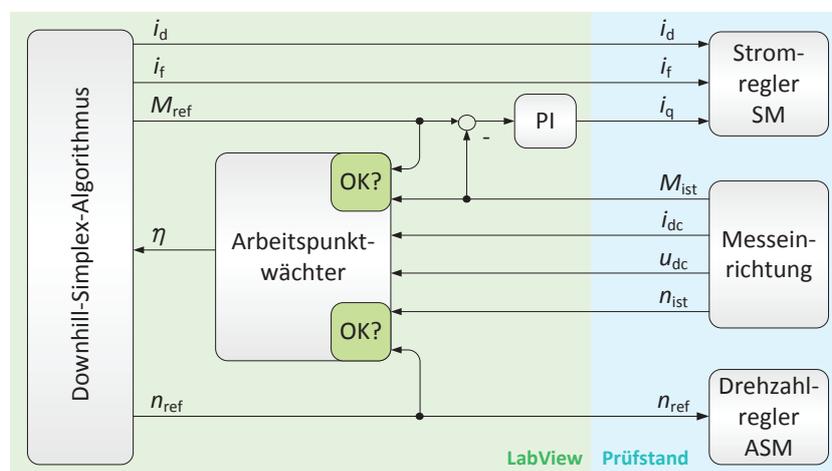


Bild 6.4 Anwendung zur Optimierung und Prüfstandskomponenten

Ergebnisse

Beim Einsatz des Verfahrens müssen zwei Aspekte beachtet werden. Zum einen ist der Definitionsbereich der Zielfunktion durch die maximal zulässigen Ströme begrenzt. Soll ein

⁴⁶ Alle 100ms liegen neue Einzelmesswerte an, die jeweils den Mittelwert aus 250 Abtastwerten der DT304-Karte darstellen.

Punkt angefahren werden, der außerhalb liegt, müssen die Ströme auf ihre Maximalwerte reduziert werden, was die Strategie des Algorithmus beeinträchtigt.

Zum anderen sind der Verlauf und die Dauer bis zur Terminierung von den Einstellungen der Koeffizienten für Reflexion, Expansion und Kontraktion, sowie vom Abbruchkriterium abhängig. Diesbezüglich wurden zwei Grenzfälle beobachtet.

Bei ungünstigen Einstellungen zieht sich der Simplex bereits nach wenigen Schritten zusammen, ohne dabei das Maximum zu erreichen. Oder aber der Simplex springt mit jedem Schritt zu weit im Definitionsbereich und der Algorithmus braucht lange, bis er terminiert. Die Einstellung der Koeffizienten, bei der ein Maximum mit möglichst wenig Schritten gefunden wird, wurde experimentell am Prüfstand ermittelt.

Der Verlauf des Wirkungsgrades während der Optimierung eines Arbeitspunkts ist in **Bild 6.5** dargestellt. Ausgehend von einem schlechten Startwert arbeitet sich der Algorithmus zu einem Optimum hin und terminiert. Die prinzipielle Funktion ist zwar gewährleistet, aber für die Erzeugung von Kennfeldern im gesamten Arbeitsbereich ist dieses Verfahren dennoch weniger geeignet.

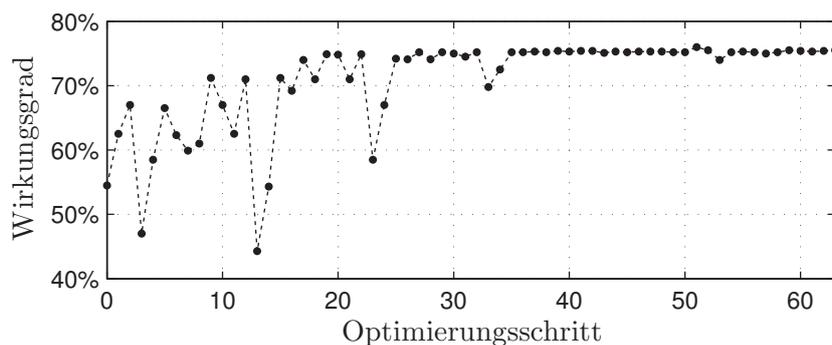


Bild 6.5 Verlauf des Wirkungsgrads während der Optimierung bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ und $M = 15 \text{ Nm}$

Die Zielfunktion verläuft am vermessenen Punkt so flach und großflächig ausgeprägt, dass ein absolutes Maximum bei der erreichbaren Reproduzierbarkeit der Wirkungsgrade darin nicht zu erkennen ist. Die mehrmalige Optimierung desselben Arbeitspunkts resultierte in unterschiedlichen Stromaufteilungen, wobei sich der Wirkungsgrad nur unbedeutend unterschied. Mit der gleichen Anzahl vermessener Wirkungsgrade an einem Arbeitspunkt kann auch ohne Optimierungsverfahren einfach ein Raster um den Startwert abgefahren und das Optimum daraus dann offline bestimmt werden.

Die Anwendung kann auch dazu verwendet werden, ein vorab offline berechnetes Kennfeld anzupassen. Dazu werden die als optimal berechneten Längs- und Rotorströme nacheinander geladen und über den PI-Regler der richtige Querstrom eingestellt. Mit den resultierenden Kennfeldern kann im Betrieb der Maschine das gewünschte Drehmoment exakt eingestellt werden. Zusätzlich kann dabei auch der tatsächliche Wirkungsgrad für Vergleichszwecke oder Verbrauchsberechnungen mit aufgezeichnet werden.

6.5 Offline-Optimierung nach Modellen

In diesem Abschnitt werden die Verfahren zusammengefasst, bei denen die Stromaufteilung in einem bestimmten Raster durch die numerische Optimierung einer entsprechenden analytischen Zielfunktion berechnet wird. In jeweils einem eigenen Abschnitt werden folgende drei Fälle untersucht.

1. Maximierung des Drehmoments, Vorgabe der Beträge von Stator- und Rotorstrom
2. Minimierung der Stromwärmeverluste, Vorgabe von Drehzahl und Drehmoment
3. Minimierung der Gesamtverluste, Vorgabe von Drehzahl und Drehmoment

Im ersten Fall dient die sättigungsabhängige Drehmomentgleichung als Zielfunktion. Die Drehzahl wird dabei zunächst in ein Raster unterteilt. Für jede Drehzahl werden Rotor- und Statorstrombetrag in einem festen Verhältnis zueinander schrittweise bis zu den zulässigen Maximalwerten erhöht und konstant vorgegeben. Während der Optimierung werden dann Längs- und Querstrom iterativ so bestimmt, dass das Drehmoment ein Maximum annimmt. Im zweiten und dritten Fall wird ein gezielter Ansatz zur Bestimmung der Stromaufteilung für einen verlustoptimalen Betrieb verfolgt. Denn die Einzelverlustmodelle dienen dabei als Zielfunktion, für die ein Minimum gesucht wird. Ohne vorherige Festlegung eines Stromverhältnisses oder von Stromgrenzen, werden automatisch alle Freiheitsgrade zur Verlustaufteilung ausgenutzt. Das Drehmoment, sowie die Spannungs- und Stromgrenzen werden durch entsprechende Nebenbedingungen eingehalten. Die Optimierung wird für jede Drehzahl und jedes Drehmoment eines vorgegebenen Rasters durchgeführt, welches seinerseits zuvor aus den Verläufen des maximal erreichbaren Drehmoments nach Fall 1 erzeugt wurde.

Die gefundenen Stromaufteilungen werden in einem Drehzahl-Drehmoment-Raster abgelegt und dienen direkt oder nach eventueller Neuabastung der Stromregelung als Sollwertkennfeld bzw. Lookup-Table. Für alle Berechnungen wurde hier eine konstante Zwischenkreisspannung von 300 V verwendet. Für andere Spannungen müssen die Berechnungen wiederholt werden. Und da der Energiespeicher im Fahrzeug eine veränderliche Spannung aufweist, muss diese für den Betrieb auch als zusätzliche Dimension in die Sollwertkennfelder aufgenommen werden.

Die verursachten Gesamtverluste der einzelnen Verfahren zur Offline-Optimierung werden in Abschnitt 6.6.2 auf Seite 104 diskutiert.

Verfahren zur Optimierung

Die konkreten Optimierungsprobleme der drei Fälle sind in den Gleichungen (6.14), (6.18) und (6.16) dargestellt. Zur Berechnung der Zielfunktionen und zur Überprüfung der Nebenbedingungen wird das sättigungsabhängige Modell aus Abschnitt 4.3.3 mit den Parametern aus **Tabelle 4.2** auf Seite 64 und die Einzelverlustmodelle aus Kapitel 5 verwendet. Es handelt sich daher um Optimierungen von Zielfunktionen unter Berücksichtigung von Gleichheits- sowie Ungleichheitsbedingungen, die allesamt skalar und nichtlinear sind.

Die Lösung von Optimierungsproblemen mit nichtlinearen Restriktionen ist nicht trivial. Eine Möglichkeit dazu stellt die SQP-Methode⁴⁷ dar. Dies ist ein iteratives Verfahren,

⁴⁷SQP steht für „Sequentielle Quadratische Programmierung“.

bei dem die Suchrichtung und die Schrittweite in jedem Iterationsschritt als Lösung eines quadratischen Optimierungsproblems berechnet werden. Die Zielfunktion dieses quadratischen Unterproblems wird anhand der Lagrange-Funktion des ursprünglichen Problems bestimmt und die nichtlinearen Nebenbedingungen durch Linearisierungen ersetzt. Die SQP-Methode transformiert also das nichtlineare Problem in eine Reihe von quadratischen Optimierungsproblemen (Zielfunktion quadratisch, Nebenbedingungen linear), zu deren Lösung effiziente Algorithmen existieren. Eine genaue Beschreibung aller notwendigen Ansätze und Lösungen dazu kann [60] entnommen werden.

Die Optimization-Toolbox von Matlab stellt in der Funktion *fmincon* eine Implementierung der SQP-Methode zur Verfügung, welche für alle nachfolgend erläuterten Offline-Optimierungen verwendet wurde.

6.5.1 Maximierung des Drehmoments

Die Berechnung des Vorsteuerwinkels in Abschnitt 6.3.3 führte für die Drehmomentgleichung (6.9) mit Sättigung der Hauptinduktivitäten auf analytischem Wege zu keiner Lösung. Eine Lösung für die Stromaufteilung mit maximalem Drehmoment kann jedoch numerisch gefunden werden, indem die Drehmomentgleichung (6.9) iterativ unter Variation von Längs-, Quer- und Rotorstrom maximiert wird. Dabei müssen die Spannungs- und Stromgrenzen durch entsprechende Nebenbedingungen eingehalten werden.

$$\max_{i_d, i_q, i_f} \{M(i_d, i_q, i_f)\} \quad \begin{cases} u_d^2 + u_q^2 & \leq u_{1,\max}^2 \\ i_d^2 + i_q^2 & \leq i_{1,\max}^2 \\ i_f & \leq i_{f,\max} \end{cases} \quad (6.14)$$

Zur Berechnung der in den Nebenbedingungen enthaltenen Ströme und Spannungen werden die Gleichungen des sättigungsabhängigen Modells aus Abschnitt 4.3.3 auf Seite 59 verwendet.

Es ist leicht einzusehen, dass die Optimierung an den Spannungs- und/oder Stromgrenzen terminiert, da das Drehmoment mit wachsenden Strömen größer wird. Dabei ergibt sich an der Grenze automatisch der Längs- und Querstrom mit dem maximalen Drehmoment. Sollen auch Stromaufteilungen für Arbeitspunkte zwischen den Drehmomentgrenzen berechnet werden, müssen dazu die Maximalwerte für Stator- und Rotorstrom reduziert werden. Es besteht die Frage, auf welche Werte bzw. auf welches Verhältnis beide reduziert werden sollten. Mit einer Gleichaufteilung der Stromwärmeverluste auf Stator und Rotor entsprechend der Beziehung (6.3) kann auch hier die Stromwärme minimiert werden.

$$\frac{i_{f,\max}}{i_{1,\max}} = \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{R_1(90^\circ\text{C})}{R_f(110^\circ\text{C})}} = 1,1643 \cdot \ddot{u} \quad (6.15)$$

Zur Berechnung der Stromaufteilung für aufsteigende Drehmomente werden damit die Stromgrenzen nun schrittweise bis zu den zulässigen Maximalwerten erhöht.

Durch das konstante Stromverhältnis entsteht eine feste Aufteilung der Stromwärmeverluste auf Stator und Rotor. Die Ummagnetisierungsverluste stellen sich dann gemäß dem resultierenden Magnetisierungsstrom ein. Damit findet der Algorithmus zwar auch das maximale Drehmoment bezüglich der reduzierten Stromgrenzen, führt jedoch nicht zwangsläufig auf eine verlustoptimale Stromaufteilung.

Daher eignet sich dieses Verfahren weniger zur Bestimmung einer Stromaufteilung an einem bestimmten Arbeitspunkt. Es liefert aber bezüglich der Spannungs- und Stromgrenzen die maximal möglichen Drehmomente, welche den maximal möglichen Betriebsbereich der Maschine in **Bild 6.9** auf Seite 103 kennzeichnen. Der Freiheitsgrad, die Ströme zwischen Stator und Rotor zur Verlustoptimierung zu verschieben, ist an den Stromgrenzen nicht mehr vorhanden. Die absolute Drehmomentgrenze kann also auch nicht durch eine andere Stromaufteilung mit weniger Verlusten eingestellt werden.

Die Vollast- und Überlastkennlinien für unterschiedliche Zwischenkreisspannungen in **Bild 3.1** auf Seite 31 wurden auf diese Weise erstellt.

6.5.2 Minimierung der Stromwärmeverluste

Die Optimierung nur nach den Stromwärmeverlusten ist im Vergleich zur Optimierung nach den Gesamtverlusten mit geringerem Aufwand verbunden. Denn die Wicklungswiderstände bilden das Verlustmodell, welches nach einer einfachen Messung bekannt ist. Verwendet werden lediglich die Gleichungen der Stromwärmeverluste gemäß Abschnitt 5.2. Die aufwändige Bestimmung der Reibungs-, Ummagnetisierungs-, Umrichter- und Zusatzverluste ist nicht nötig.

Die Optimierungsaufgabe mit den Nebenbedingungen, welche die Strom- und Spannungsgrenzen sowie ein bestimmtes Drehmoment garantieren, kann übersichtlich wie folgt dargestellt werden.

$$\min_{i_d, i_q, i_f} P_{V,Cu}(i_d, i_q, i_f) \quad \begin{cases} M(i_d, i_q, i_f, n) & = M_{\text{ref}} \\ u_d^2 + u_q^2 & \leq u_{1,\text{max}}^2 \\ i_d^2 + i_q^2 & \leq i_{1,\text{max}}^2 \\ i_f & \leq i_{f,\text{max}} \end{cases} \quad (6.16)$$

Zu beachten ist die Abhängigkeit der Stromwärmeverluste von der jeweiligen Wicklungstemperatur. Während die Verlustwärme des Stators gut über die Wasserkühlung abgeführt werden kann, gibt der Rotor seine Wärme nur über die Lager an das Gehäuse oder über den Luftspalt an den Stator ab. Daher treten im Rotor tendenziell höhere Temperaturen auf als im Stator. Es wurde nur ein Optimierungslauf durchgeführt, für den die Widerstandswerte mit $\vartheta_1 = 90^\circ\text{C}$ für den Stator und $\vartheta_f = 110^\circ\text{C}$ für den Rotor korrigiert wurden.

6.5.3 Minimierung der Gesamtverluste

Die Optimierung nach den Gesamtverlusten ist in der Vorbereitung mit etwas mehr Aufwand verbunden. Denn für die berücksichtigten Einzelverluste müssen entsprechende Modelle erstellt werden. Die Daten dazu können entweder teilweise aus FE-Berechnungen anhand der Maschinengeometrie, wie in [52] erfolgt, oder aber wie hier vollständig messtechnisch bestimmt werden. Alle in Kapitel 5 messtechnisch identifizierten Verluste entsprechend den Gleichungen in der Übersicht auf Seite 82 werden als Gesamtverluste $P_{V,\text{ges}}$ zusammengefasst.

$$P_{V,\text{ges}} = P_{V,Cu} + P_{V,Fe} + P_{V,R} + P_{V,Zu} + P_{V,Um} \quad (6.17)$$

Die Optimierungsaufgabe inklusive Nebenbedingungen zu Spannungen, Strömen und Drehmoment sei auch hier in übersichtlicher Form dargestellt.

$$\min_{i_d, i_q, i_f} P_{V, \text{ges}}(i_d, i_q, i_f, n) \quad \begin{cases} M(i_d, i_q, i_f, n) & = M_{\text{ref}} \\ u_d^2 + u_q^2 & \leq u_{1, \text{max}}^2 \\ i_d^2 + i_q^2 & \leq i_{1, \text{max}}^2 \\ i_f & \leq i_{f, \text{max}} \end{cases} \quad (6.18)$$

Ein Drehmoment M_{ref} kann prinzipiell mit unterschiedlichen Strombeträgen und -aufteilungen eingestellt werden. Bei der Untersuchung des Einflusses auf die Einzelverluste werden folgende direkte Einflussgrößen identifiziert.

- Betrag des Statorstromzeigers $i_1 = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$
- Betrag des Rotorstroms i_f
- Betrag des Magnetisierungsstroms $i_m = \sqrt{\left(i_d + \frac{i_f}{u}\right)^2 + (m \cdot i_q)^2}$

Generell bedeutet eine Erhöhung der Strombeträge i_1 oder i_f auch größere Einzelverluste. Einzig die Ummagnetisierungsverluste müssen dabei nicht zwangsläufig größer werden. Denn ob der Magnetisierungsstrom mit i_1 und i_f wächst oder nicht, hängt von der Richtung des Statorstromzeigers ab. Wächst z. B. der Statorstrom in negative Längsrichtung, führt das im Allgemeinen zu einer Feldschwächung, wodurch die Ummagnetisierungsverluste sinken und umgekehrt. Zusammenfassend lässt sich festhalten:

- Die Stromwärmeverluste wachsen mit i_1 und i_f .
- Die Zusatz- und Umrichterverluste wachsen mit i_1 .
- Die Ummagnetisierungsverluste wachsen mit i_m .
- Die Reibungsverluste⁴⁸ sind unabhängig von i_1 , i_f und i_m .

Diese Wirkungsmechanismen sind durch die Modelle in der Optimierung abgebildet und es entsteht als Ergebnis die optimale Stromaufteilung i_d, i_q, i_f , welche die Verlustsumme soweit wie möglich reduziert.

Magnetisierungsstrom für minimale Gesamtverluste

Als ein Ergebnis der Optimierung nach den Gesamtverlusten (6.18) zeigt **Bild 6.6** den vom Arbeitspunkt abhängigen Betrag des Magnetisierungsstroms. Die horizontale schwarze Linie ist die Niveaulinie des Bemessungswertes $i_m = 180$ A. Sie kennzeichnet die Grenze zwischen dem magnetisch ungesättigten und dem magnetisch gesättigten Bereich.

Die hyperbelförmige schwarze Linie beschreibt die Spannungsgrenze, ab der die Statorspannung auf ihrem Maximalwert $u_{1, \text{max}} = 173$ V verharrt. Sie teilt den Betriebsbereich in den Ankerstellbereich und den Feldschwächbereich. Für Drehmomente unterhalb dieser Grenze erstreckt sich der Ankerstellbereich über den gesamten Drehzahlbereich und der

⁴⁸Die Reibungsverluste haben zwar keinen Einfluss auf das Optimierungsergebnis, müssen jedoch bei Wirkungsgradbestimmungen in die Summe der Verluste aufgenommen werden.

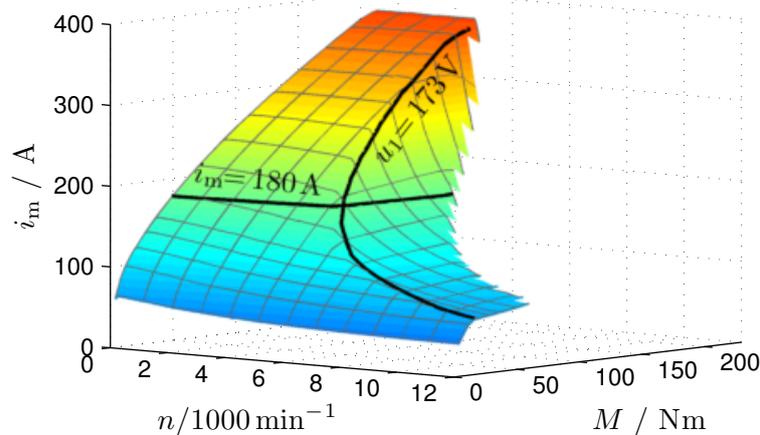


Bild 6.6 Magnetisierungsstrombetrag i_m zur Minimierung der Summe aller Einzelverluste

Feldschwächbereich wird in dem Fall auch bei maximaler Drehzahl nicht erreicht. Für Drehmomente oberhalb dieser Grenze befindet sich die Maschine hingegen ab einer Drehzahl von ca. 4000 min^{-1} im Feldschwächbereich.

Charakteristisch für den Verlauf des Magnetisierungsstroms ist dessen Lastabhängigkeit. Ausgehend von einem Anfangswert steigt er in etwa proportional mit dem Drehmoment und nahezu unabhängig von der Drehzahl. Erst bei Erreichen der Spannungsgrenze muss er auf das zulässige Maximum begrenzt werden. Da der Magnetisierungsstrom direkt die Hauptflussverkettung⁴⁹ bestimmt, gilt:

1. Die Hauptflussverkettung im Ankerstellbereich ist im Wesentlichen lastabhängig. Sie wächst mit dem Drehmoment bzw. dem Statorstrom.
2. Die Hauptflussverkettung im Feldschwächbereich ist im Wesentlichen drehzahlabhängig. Sie nimmt mit der Drehzahl hyperbelförmig ab.

Stromaufteilung für minimale Gesamtverluste

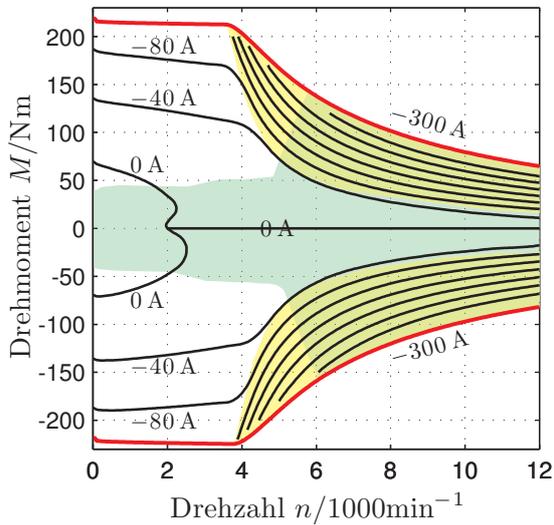
Die optimale Stromaufteilung, welche die Gesamtverluste auf das Minimum verschiebt, ist in **Bild 6.7a** bis **Bild 6.7d** für den gesamten Betriebsbereich dargestellt. Dort sind Längs-, Quer- und Rotorstrom sowie die resultierende Phasenverschiebung jeweils als Niveaulinien in ein Drehzahl-Drehmoment-Diagramm eingetragen. Während im Bild zur Phasenverschiebung die Farbgebung zur visuellen Unterstützung der Niveaulinien dient, sind in den anderen drei Bildern die folgenden markanten Bereiche farblich gekennzeichnet:

- Die rote Grenzlinie zeigt die Volllastkennlinie bei einer Zwischenkreisspannung
- Die grüne Fläche markiert den magnetisch ungesättigten Bereich⁵⁰.

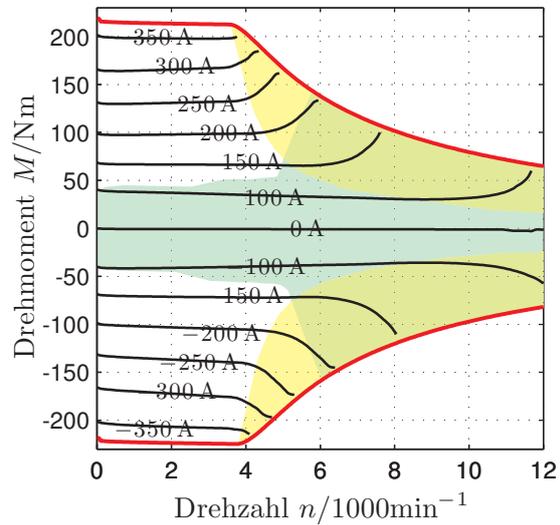
⁴⁹Die Abhängigkeit der Hauptflussverkettung vom Magnetisierungsstrom zeigt **Bild 4.10** auf Seite 65 auf Seite 65.

⁵⁰Der magnetisch ungesättigte Bereich wird durch die horizontale Grenzlinie in **Bild 6.6** vom magnetisch gesättigten abgegrenzt.

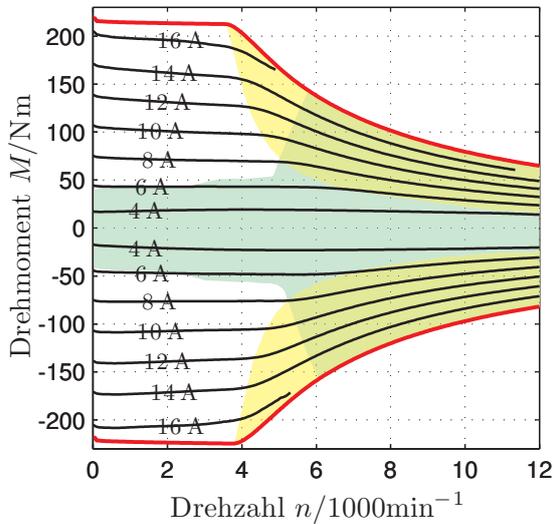
- Die gelbe Fläche kennzeichnet den Feldschwächbereich bei Betrieb an der Spannungsgrenze⁵¹.



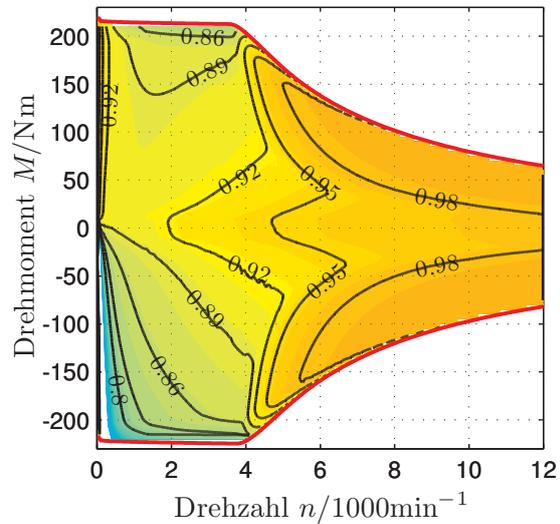
(a) Längsstrom i_d



(b) Querstrom i_q



(c) Rotorstrom i_f



(d) Phasenverschiebung $\cos \varphi$, untererregt

Bild 6.7 Optimale Stromaufteilung nach Offline-Optimierung der Summe aller Einzelverluste

Mit Hinblick auf die Drehmomentgleichung und die Verlustmechanismen der Synchronmaschine kann die berechnete Stromaufteilung nun anschaulich interpretiert werden.

⁵¹Der Feldschwächbereich wird durch die hyperbelförmige Grenzlinie in **Bild 6.6** auf der vorhergehenden Seite vom Ankerstellbereich abgegrenzt.

$$M = \overbrace{\frac{3}{2}p \cdot \underbrace{L_{hd}}_{515 \dots 270 \mu\text{H}} \cdot \frac{i_f}{\ddot{u}} \cdot i_q}_{\text{Vollpoldrehmoment}} + \overbrace{\frac{3}{2}p \cdot \underbrace{(L_{hd} - L_{hq})}_{272 \dots 70 \mu\text{H}} \cdot i_d \cdot i_q}_{\text{Reluktanzdrehmoment}} - \overbrace{\frac{30}{\pi \cdot n} \cdot (P_{V,R} + P_{V,Fe} + P_{V,Zu})}_{\text{Verlustdrehmoment}} \quad (6.19)$$

Der Wert des Vollpolanteils überwiegt den Wert des Reluktanzanteils abhängig vom Sättigungsgrad um ein Mehrfaches. Für möglichst niedrige Strombeträge wird das Drehmoment daher hauptsächlich mit Rotor- und Querstrom aufgebaut. Nur ein positiver Längsstrom bewirkt dabei zusätzlich einen positiven Beitrag des Reluktanzanteils. Positive Längsströme gibt es jedoch nach **Bild 6.7a** nur in einem sehr kleinen Betriebsbereich. Bei hohen Drehmomenten im magnetisch gesättigten Ankerstellbereich bis 4000 min^{-1} fällt der Längsstrom jedoch bis auf -80 A ab.

Der Grund hierfür ist die Abhängigkeit der Hauptinduktivitäten⁵² und damit des Drehmoments von der Sättigung bzw. vom Magnetisierungsstrom. Ein positiver Längsstrom erhöht den Magnetisierungsstrom und verkleinert damit im gesättigten Bereich die Hauptinduktivitäten, wodurch der wesentlich größere Vollpolanteil reduziert würde.

Im Feldschwächbereich muss die Flussverkettung bei maximaler Spannung mit der Drehzahl reduziert werden. Die dafür notwendige Begrenzung des Magnetisierungsstroms wird allein durch negative Längsströme erreicht. Denn auch bei maximaler Drehzahl erreicht der Rotorstrom für Vollast noch seinen zulässigen Höchstwert von 16 A . Im gesamten Betriebsbereich wachsen Stator- und Rotorstrom mit der Last.

Die Niveaulinien des Querstromes in **Bild 6.7b** zeigen, dass bei konstantem Querstrom ein höheres Drehmoment im Feldschwächbereich als im Ankerstellbereich erreicht wird, was auf die entsättigten Hauptinduktivitäten zurückzuführen ist. Jedoch entstehen dafür im Feldschwächbereich durch die großen Längsströme insgesamt deutlich höhere Verluste. **Bild 6.7d** zeigt die resultierende Phasenverschiebung $\cos \varphi$ dieser Stromaufteilung. Der Verlauf lässt sich grob charakterisieren. Im Ankerstellbereich fällt der Wert mit steigendem Drehmoment ab. Bei Drehzahlen bis 4000 min^{-1} sinkt er dabei bis zur motorischen Vollastkennlinie auf ca. $0,86$. Im gesamten Feldschwächbereich bzw. an der Spannungsgrenze liegt er hingegen nahe bei eins.

Wirkungsgrad für minimale Gesamtverluste

Die Bestimmung des Wirkungsgrades im Bemessungspunkt ist in DIN EN 60034-2-1 [14] u.a. für Synchronmaschinen geregelt. Dieser Wert allein ist für Energieverbrauchsrechnungen jedoch unzureichend. Der gesamte Betriebsbereich des Elektromotors wird genutzt – von Stillstand bis Höchstgeschwindigkeit, Fahrt an einer Steigung oder Beschleunigen und Bremsen.

Die Internationale Elektrotechnische Kommission (IEC) nimmt schrittweise neue bzw. erweiterte Anforderungen und Anwendungsbereiche in ihre Normen auf. Der Normentwurf DIN IEC 60034-2-3 [61] beschreibt die Bestimmung der zusätzlichen Verluste eines Antriebs mit Frequenzrichter und mit dem Standard 60034-30 sind international gültige Wirkungsgradklassen IE1 - IE4 eingeführt worden. Zudem wird die Richtlinie 60034-31 zu energieeffizienten Drehstrommotoren entwickelt, bei der drehzahlvariable Anwendungen einbezogen werden.

⁵²Die Hauptinduktivitäten sind in **Bild 4.10** auf Seite 65 über dem Magnetisierungsstrom dargestellt.

Es gibt bisher für Elektromotoren jedoch keine Norm zur Bestimmung der Wirkungsgrade unterschiedlicher Lastpunkte. Ein mögliches Verfahren dazu wird z. B. in [62] diskutiert. Der Wirkungsgrad η wird in dieser Arbeit anhand der optimalen Stromaufteilung und der ermittelten Verlustmodelle berechnet. Dazu werden die mechanische Leistung P_m und die Gesamtverluste $P_{V,ges}$ aus der Stromaufteilung für jeden Arbeitspunkt bestimmt und entsprechend ins Verhältnis gesetzt.

$$\eta = \begin{cases} M > 0 & \frac{P_m}{P_m + P_{V,ges}} \\ M < 0 & \frac{P_m + P_{V,ges}}{P_m} \end{cases} \quad (6.20)$$

Die berechneten Wirkungsgrade basieren auf angenommenen Temperaturbedingungen und den Einzelverlustmodellen, zu deren Parametrisierung Messdaten bis 6000 min^{-1} zugrunde liegen. Die Darstellung der Ergebnisse in Form von Wirkungsgradniveaulinien – auch Muschelkurven genannt – ist von Verbrennungsmotoren bekannt und wird auch bei Elektromotoren in Fahrzeuganwendungen verwendet.

Zu deren Bestimmung werden zunächst die Wirkungsgrade entsprechend (6.20) für ein Raster aus Drehzahlen und Drehmomenten berechnet. Die Niveaulinie für einen ausgewählten Wirkungsgrad η_0 wird erzeugt, indem für alle benachbarten Punktpaare im Raster überprüft wird, ob deren Werte η_0 einschließen. Falls dem so ist, läuft die Niveaulinie zwischen diesen Punkten hindurch und eine lineare Interpolation liefert die entsprechende Position. Die Matlab-Funktion *contour* realisiert diesen Algorithmus und wurde zur Berechnung der Muschelkurven des Antriebs in **Bild 6.8** verwendet.

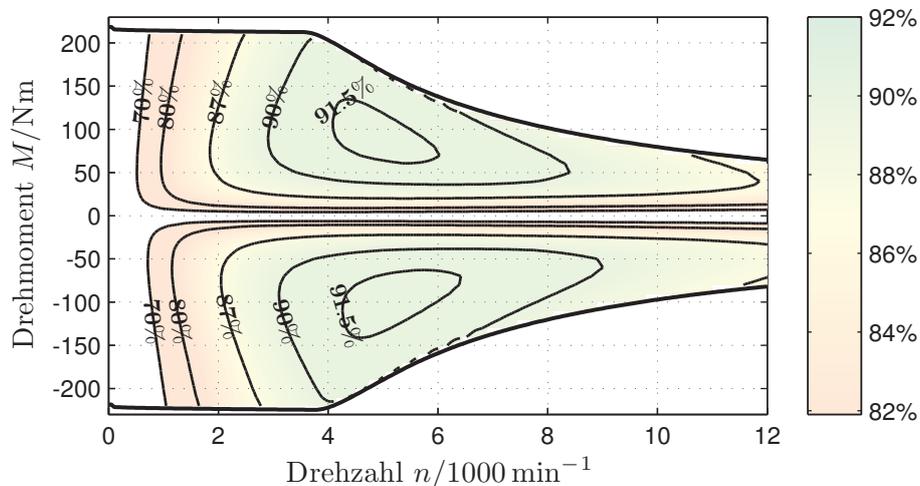


Bild 6.8 Wirkungsgrad-Diagramm bzw. Muskelkurven für motorischen und generatorischen Betrieb bei $\vartheta_1 = 90^\circ\text{C}$ und $\vartheta_f = 110^\circ\text{C}$

Das Diagramm kann zur Berechnung des Energieverbrauchs für einen Fahrzyklus verwendet werden. Aus dem Fahrwiderstandsdiagramm eines bestimmten Fahrzeugs werden die Zeitverläufe von Drehmoment und Drehzahl des Motors und aus den Muskelkurven der Zeitverlauf des Wirkungsgrads abgeleitet. Mit diesen können die mechanische Leistung und die dafür notwendige elektrische Leistung zu Arbeit und Energie aufintegriert werden.

Der Genauigkeit der so ermittelten Werte sind jedoch Grenzen gesetzt. Der Motor hat zu Fahrtbeginn meist Umgebungstemperatur und erwärmt sich entsprechend der Verlust-

leistung und den thermischen Zeitkonstanten im Betrieb. Für bessere Ergebnisse müsste ein thermisches Modell der Maschine verwendet werden, dessen Temperaturen in entsprechende Modelle der Verluste eingehen. Der Wirkungsgrad wäre dann nicht mehr nur vom Arbeitspunkt sondern auch von den Temperaturen abhängig.

6.6 Vergleich der Verfahren

Die vorgestellten, verschiedenen Verfahren zur Aufteilung der Ströme im Betrieb der Synchronmaschine sollen bezüglich des erreichbaren Drehmoments bzw. des maximalen Betriebsbereichs und der Verluste im Teil- und Überlastbereich gegenübergestellt werden. Zudem werden für zwei ausgewählte Verfahren Verbrauchsberechnungen durchgeführt und das erreichbare Einsparpotential aufgezeigt.

6.6.1 Betriebsbereich

Die verschiedenen Verfahren schöpfen den möglichen Betriebsbereich der Maschine unterschiedlich weit aus. Die entsprechenden Volllastkennlinien dazu sind in **Bild 6.9** dargestellt. Die Stromaufteilung, welche durch numerische Maximierung der Drehmomentgleichung ($\max M$) erstellt wurde, liefert die Volllastkennlinie mit den maximal möglichen Drehmomenten. Die weiteren numerischen Optimierungsverfahren, wie die Minimierung der Stromwärmeverluste ($\min P_{V,Cu}$) und die Minimierung der Gesamtverluste ($\min P_{V,ges}$) erreichen durch Ausschöpfen der elektrischen Grenzen mit jeweiligen Einschränkungen beim Optimierungsziel ebenfalls das maximal mögliche Drehmoment.

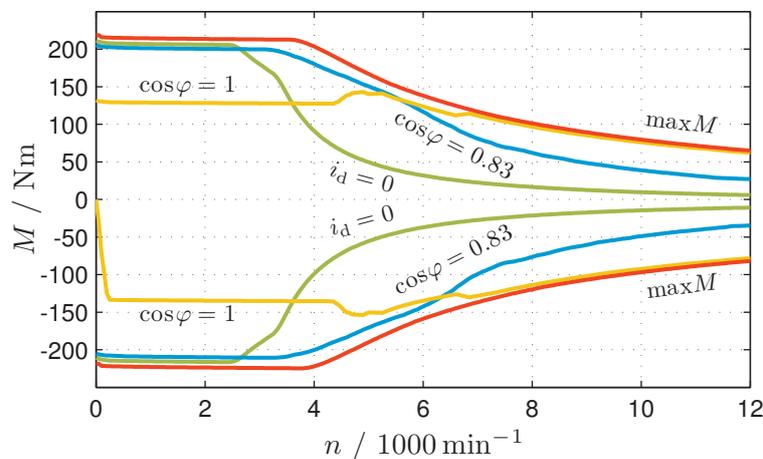


Bild 6.9 Volllastkennlinien verschiedener Kenngrößensteuerungen und maximale Volllastkennlinie

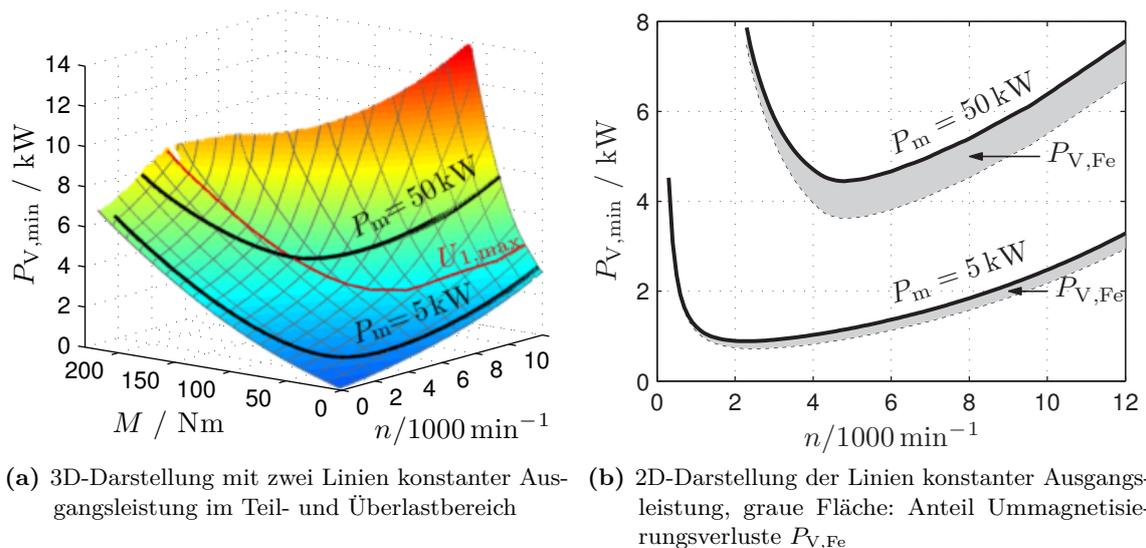
Besonders klein fällt hingegen der Bereich für die Steuerung mit reinem Querstrom bzw. $i_d = 0$ aus. Rotor- und Querstrom werden durch die Begrenzung des Magnetisierungsstroms zur Feldschwächung bei hohen Drehzahlen reduziert, wodurch das resultierende Vollpoldrehmoment nur sehr gering ausfällt.

Im Betrieb mit $\cos \varphi = \text{konst.}$ kann ebenfalls nicht in allen Drehzahlbereichen das maximal mögliche Drehmoment erreicht werden. Während der Betrieb mit dem Leistungsfaktor des

Bemessungspunkts $\cos \varphi = 0,83$ im Grunddrehzahlbereich zwar annähernd das maximale Drehmoment erreicht, ist dies im Feldschwächbereich nicht mehr der Fall. Diese Verhältnisse kehren sich hingegen für den Betrieb mit $\cos \varphi = 1$ um. Hier kann im Grunddrehzahlbereich das maximale Drehmoment nicht erreicht werden, dafür jedoch im Feldschwächbereich. Der Grund hierfür ist die Begrenzung des Rotorstroms. Sobald er seinen Maximalwert erreicht, kann bei weiterem Erhöhen des Statorstroms der jeweilige $\cos \varphi$ nicht gehalten werden. Wird der Statorstrom in beiden Verfahren dennoch erhöht, so gehen die Werte der $\cos \varphi$ in den angesprochenen Grenzbereichen jeweils ineinander über. Das Steuerverfahren kann somit den gesamten Betriebsbereich abdecken und dabei den gewünschten $\cos \varphi$ in weiten Teilen des Betriebsbereichs einhalten.

6.6.2 Verluste

Die durch Minimierung der Gesamtverluste ($\min P_{V,\text{ges}}$) erzeugte Stromaufteilung⁵³ wird als optimal angesehen. Optimal bedeutet in diesem Kontext, dass jede andere Stromaufteilung mit den identifizierten Verlustmodellen entweder höhere Verluste oder ein kleineres Drehmoment zur Folge hat. Die Gesamtverluste dieser optimalen Stromaufteilung zeigt **Bild 6.10a**. Die Spannungsgrenze $U_{1,\text{max}} = 123 \text{ V}$ ist darin rot gekennzeichnet und beschreibt die Grenze zwischen Anker- und Feldstellbereich der Maschine.



(a) 3D-Darstellung mit zwei Linien konstanter Ausgangsleistung im Teil- und Überlastbereich (b) 2D-Darstellung der Linien konstanter Ausgangsleistung, graue Fläche: Anteil Ummagnetisierungsverluste $P_{V,\text{Fe}}$

Bild 6.10 Verluste bei optimaler Stromaufteilung durch Minimierung der Gesamtverluste nach Abschnitt 6.5.3

Aufgrund der Reibungs-, Ummagnetisierungs- und Zusatzverluste steigen die Gesamtverluste mit der Drehzahl, vor allem jedoch mit dem Drehmoment bzw. dem Strom. Der übermäßige Anstieg im Feldschwächbereich ist auf die massive Zunahme der Stromwärme durch hohe negative Längsströme zurückzuführen.

Die Verlustleistung des Antriebs hängt vom Arbeitspunkt ab und variiert in einem sehr großen Wertebereich. Ein Vergleich unterschiedlicher Verlustleistungen verlangt deren

⁵³Diese Stromaufteilung ist in **Bild 6.7** auf Seite 100 detailliert dargestellt.

gemeinsame Darstellung als Fläche über der Drehmoment-Drehzahl-Ebene. Da jedoch die Unterschiede aufgrund des flachen Optimums nur wenige Prozent der Gesamtverluste betragen, werden zur besseren Anschaulichkeit lediglich zwei Leistungshyperbeln betrachtet. Dazu sind in **Bild 6.10a** für den Teil- und Überlastbereich zwei Leistungshyperbeln gekennzeichnet.

Die 5 kW Hyperbel verläuft zwar vollständig im Ankerstellbereich, geht jedoch erst ab einer Drehzahl von 870 min^{-1} vom Überlast- in den Teillastbereich über. Die 50 kW Hyperbel hingegen verläuft vollständig im Überlastbereich und ab einer Drehzahl von 4400 min^{-1} mit maximaler Spannung im Feldschwächbereich. Die dazugehörigen Verläufe der Verlustleistung zeigt **Bild 6.10b**. Die graue Fläche kennzeichnet darin den Anteil der Ummagnetisierungsverluste und vermittelt einen Eindruck des Anteils an den Gesamtverlusten.

Die Stromaufteilungen der Verfahren $i_d = 0$, $\cos \varphi = 0,83$, $\cos \varphi = 1$, $\max M$ und $\min P_{V,Cu}$ werden in alle Einzelverlustmodelle eingesetzt, und die verursachten Gesamtverluste werden berechnet. Sie sind in **Bild 6.11** als Differenz ΔP_V zu den Minimalverlusten $P_{V,\min}$ dargestellt, welche durch Optimierung der Gesamtverluste berechnet wurden.

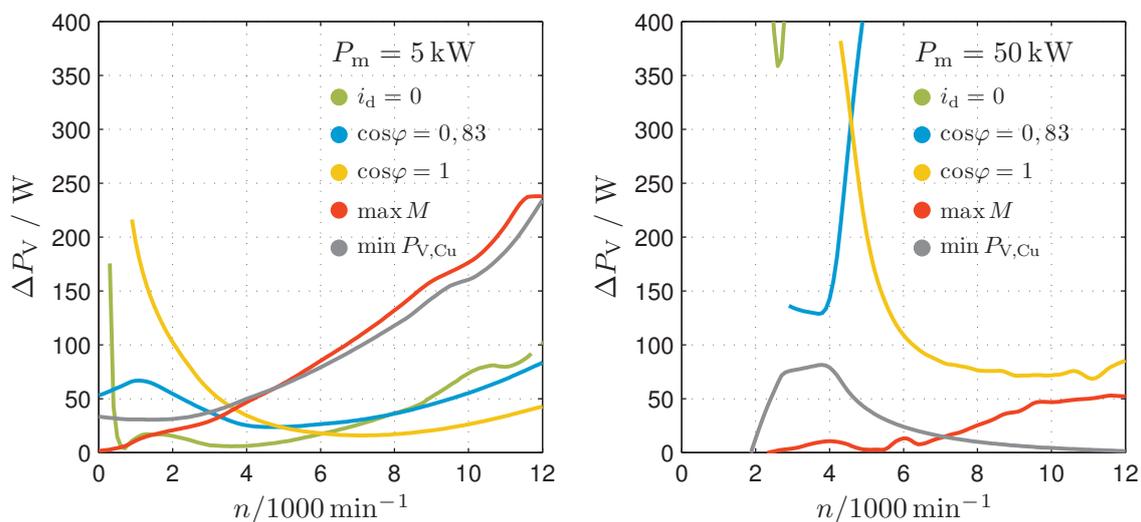


Bild 6.11 Differenz der Verlustleistung ΔP_V verschiedener Betriebsverfahren zu den Minimalverlusten $P_{V,\min}$ aus **Bild 6.10**

Folgende Aussagen können aus den Darstellungen abgelesen werden.

- Der Betrieb mit $i_d = 0$ liefert im Teillastbereich akzeptable Ergebnisse. Die Verluste im Überlastbereich fallen hingegen außerordentlich hoch aus.
- Der Betrieb⁵⁴ mit $\cos \varphi = 0,83$ erzeugt im Teil- und Überlastbereich bei niedrigen Drehzahlen bis ca. 4000 min^{-1} geringe Verluste.
- Der Betrieb⁵⁴ mit $\cos \varphi = 1$ verhält sich konträr zu $\cos \varphi = 0,83$. Geringe Verluste in Teil- und Überlastbereich treten hier erst oberhalb von ca. 6000 min^{-1} auf.

⁵⁴ Welcher Leistungsfaktor in welchem Teil des Betriebsbereichs die geringeren Verluste verursacht, kann auch übersichtlich aus dem Verlauf des optimalen Leistungsfaktors in 6.7d auf Seite 100 entnommen werden.

- Die Verluste durch max M Betrieb nähern sich in der Spannungsbegrenzung den Werten der $\cos \varphi = 1$ Steuerung an.
- Der Betrieb nach max M und min $P_{V,Cu}$ erzeugt im gesamten Bereich vergleichbare Ergebnisse, was durch die Wahl der Stromaufteilung zwischen Stator und Rotor bei der Berechnung in max M zu begründen ist. Die Aufteilung erfolgte in Hinblick auf minimale Gesamtstromwärmeverluste.

6.6.3 Einsparpotential

Um das Einsparpotential des Betriebs nach Offline-Optimierung der Gesamtverluste gegenüber der anderen Verfahren aufzuzeigen, sind die Verlustdifferenzen in **Bild 6.12** auf die Minimalverluste bezogen dargestellt.

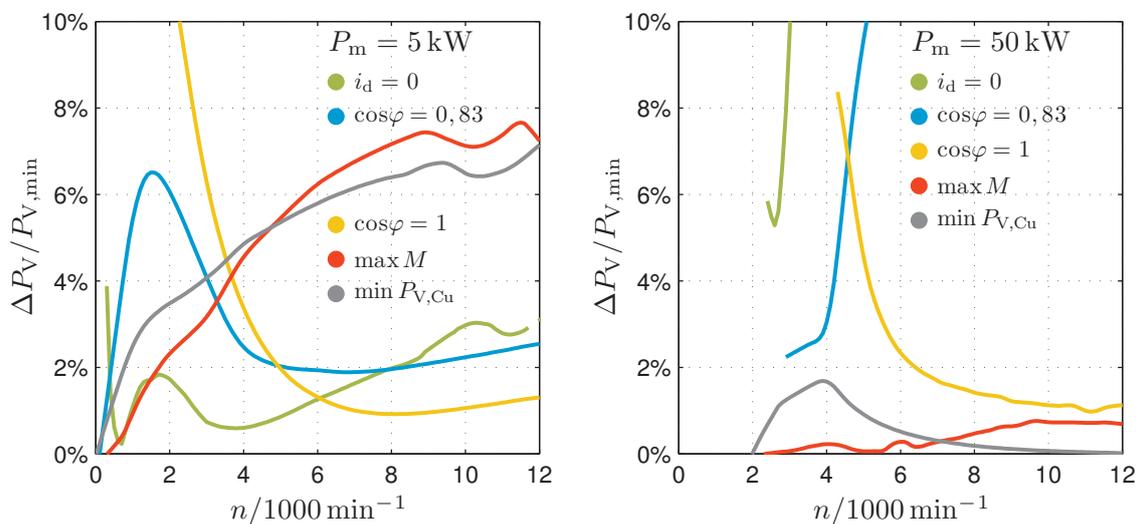


Bild 6.12 Differenz der Verlustleistung ΔP_V verschiedener Betriebsverfahren bezogen auf die Minimalverluste $P_{V,\min}$ aus **Bild 6.10** auf Seite 104

Die $\cos \varphi$ Steuerung kann bei Anpassung der Vorgabewerte an den Betriebspunkt durchaus zu einem verlustarmen Betrieb führen. Dafür müssen allerdings die Vorgaben für den Magnetisierungsstrom und den Leistungsfaktor an den Arbeitspunkt angepasst werden. Der Magnetisierungsstrom $i_m^* = i_1$ kann mit dem Statorstrom erhöht⁵⁵ und der Leistungsfaktor $\cos \varphi = f(n)$ in Anlehnung an **Bild 6.7d** auf Seite 100 an die Drehzahl angepasst werden. Die Verluste für max M und min $P_{V,Cu}$ liegen im Überlastbereich besonders nahe an den Optimalwerten und es besteht kein Einsparpotential. Im Teillastbereich hingegen führt die Vernachlässigung der Ummagnetisierungsverluste bei beiden Verfahren mit wachsender Drehzahl zu ansteigenden Gesamtverlusten. Für beide Verfahren zeigt sich im Vergleich zum optimierten Betrieb, dass Einsparungen der Verlustleistung bis zu 8% möglich sind. Für die nach Abschnitt 6.5.3 berechnete, optimale Stromaufteilung ist der Anteil der Ummagnetisierungsverluste an den gesamten beeinflussbaren Verlusten über den gesamten

⁵⁵Der Magnetisierungsstrom wird zusätzlich auf den von Drehzahl und Spannung abhängigen Maximalwert in **Bild 6.1** auf Seite 86 begrenzt.

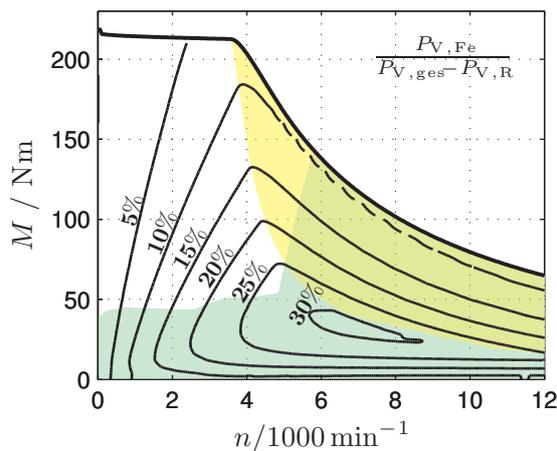


Bild 6.13 Anteil der Ummagnetisierungsverluste an den gesamten, beeinflussbaren Verlusten

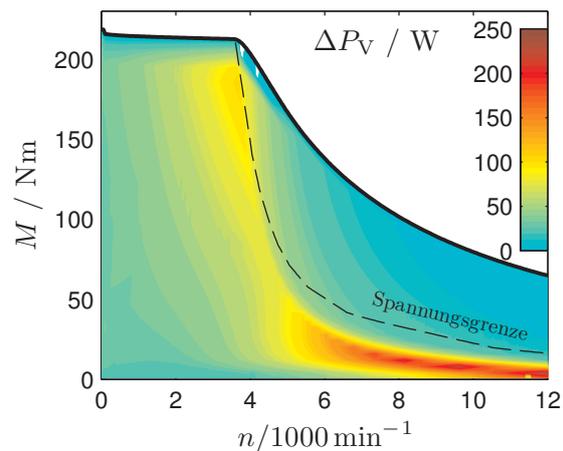


Bild 6.14 Verlustdifferenz bei Maximierung des Drehmoments pro Strom und Minimierung der Gesamtverluste

Betriebsbereich in **Bild 6.13** dargestellt.

Er ist bei großen Drehmomenten und im Feldschwächbereich durch die hohen Ströme niedrig, wächst jedoch bei mittleren und hohen Drehzahlen im Teillastbereich bis maximal 30 % an. Hier wirkt sich eine Verschiebung von den Ummagnetisierungs- auf die Stromwärmeverluste zugunsten der Gesamtverluste am deutlichsten aus. Zur Veranschaulichung ist in **Bild Bild 6.14** die Differenz der entstehenden Verluste einer Offline-Optimierung nach den Gesamtverlusten und der entstehenden Verluste eines Betriebs mit maximalem Drehmoment pro Strom abgebildet.

Es zeigt sich, dass der Betrieb mit maximalem Drehmoment pro Strom insgesamt nahezu minimale Gesamtverluste verursacht. Das gilt bei niedrigen Drehzahlen, wo sich die Ummagnetisierungsverluste kaum auswirken und auch im Feldschwächbereich, weil dort die Stromaufteilung aufgrund der Spannungsbegrenzung nicht frei gewählt werden kann.

Einsparpotential besteht hingegen im Ankerstellbereich in der Nähe der Spannungsgrenze und besonders bei hohen Drehzahlen im Teillastbereich. Dort können die Verluste durch die Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste deutlich reduziert werden.

6.6.4 Verbrauch im Fahrzyklus

Das skizzierte Einsparpotential wird nun hinsichtlich der voraussichtlichen Einsparungen beim Betrieb eines Elektrofahrzeugs untersucht. Das verlustoptimierte Verfahren $\min P_{V,ges}$ wird dazu mit einer Antriebsregelung mit maximalem Drehmoment pro Strom $\max M$ verglichen, welche ein zurzeit übliches und oftmals eingesetztes Verfahren darstellt.

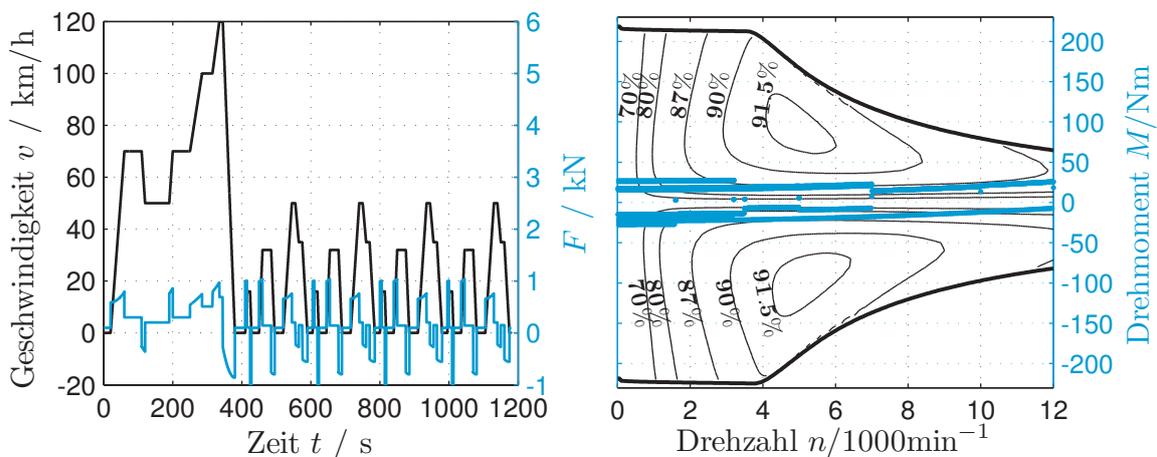
Dazu wird ein Modellfahrzeug auf Grundlage der Abmessungen und des Gewichts des Smart Fortwo, der auch im „e-mobility Berlin“ Projekt zum Einsatz kommt, angenommen. In der Masse des Fahrzeugs werden das Leergewicht [63] und 75 kg für einen Fahrer berücksichtigt. Die folgenden Daten werden zur Berechnung der Fahrwiderstandskraft verwendet.

$$\begin{array}{lll}
 m = 963 \text{ kg} & A = 2,3 \text{ m}^2 & c_{\text{Wind}} = 0,37 \\
 \mu_R = 0,01 & g = 9,81 \text{ m/s}^2 & \rho_{\text{Luft}} = 1,25 \text{ kg/m}^3
 \end{array}$$

Zur Verbrauchsberechnung wird der Neue Europäische Fahrzyklus (NEFZ) verwendet. Er enthält viermal den ECE-15 Zyklus für Stadtfahrten und einmal den EUDC Zyklus für Überlandfahrten. Mit dem Geschwindigkeitsverlauf $v(t)$ wird der Kraftverlauf $F(t)$ für das Modellfahrzeug in der Ebene ohne Anstiege berechnet.

$$F(t) = m \cdot g \cdot \mu_R + \frac{1}{2} \cdot c_{\text{Wind}} \cdot A \cdot \rho_{\text{Luft}} \cdot v^2(t) + m \cdot \frac{dv(t)}{dt} \quad (6.21)$$

Er setzt sich zusammen aus der Rollreibungskraft, der Luftwiderstandskraft und der dynamischen Kraft zum Beschleunigen oder Bremsen mit Rekuperation. Geschwindigkeits- und Kraftverlauf sind zusammen in **Bild 6.15a** dargestellt.



(a) Geschwindigkeits- und Kraftverlauf des Modellfahrzeugs (b) Drehzahlen und Drehmomente der Synchronmaschine

Bild 6.15 Modellfahrzeug im NEFZ-Fahrzyklus

Es wird angenommen, dass der Synchronmotor das Modellfahrzeug über eine feste Übersetzung antreibt. Sie wurde so gewählt, dass die maximale Drehzahl des Motors von 12.000 min^{-1} einer Geschwindigkeit von 120 km/h des Fahrzeugs entspricht. Damit werden die Verläufe der Geschwindigkeit und Kraft auf die Verläufe der Drehzahl $n(t)$ und des Drehmoments $M(t)$ der Synchronmaschine umgerechnet. Die Werte wurden entlang dieser Verläufe entnommen und in das Drehmoment-Drehzahl-Diagramm des Antriebs in **Bild 6.15b** übertragen. Es ergibt sich ein konservativer Betrieb im NEFZ-Zyklus mit relativ geringen Drehmomenten.

Für jeden Punkt entlang des Verlaufs wird nun für $\max M$ und $\min P_{V,\text{ges}}$ die Stromaufteilung aus dem jeweiligen Kennfeld entnommen und die entsprechende Verlustleistung bestimmt. Die Verläufe der Verlustleistungen beider Verfahren sind in **Bild 6.16** dargestellt. In Summe mit der Leistung des Fahrzeugs wird die benötigte Energie zum Abfahren des Zyklus durch zeitliche Integration bestimmt.

$$E = \int_{0\text{s}}^{1180\text{s}} (P_{V,\text{ges}}(t) + F(t) \cdot v(t)) \cdot dt \quad (6.22)$$

Die Ergebnisse für beide Verfahren sind in **Tabelle 6.1** zusammengestellt. Der Fahrweg des NEFZ-Zyklus beträgt ca. 10 km . Bei beiden Verfahren wird dafür ungefähr $1,2 \text{ kWh}$

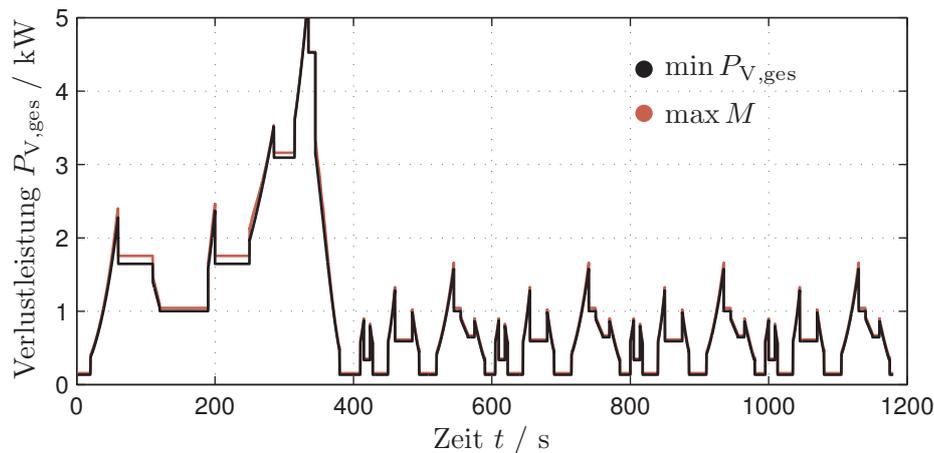


Bild 6.16 Verlustleistungsverläufe der Betriebe $\max M$ und $\min P_{V,ges}$ im NEFZ-Zyklus

Verbrauch $\max M$	1,190 kWh	= 11,11 $\frac{\text{kWh}}{100\text{km}}$
Verbrauch $\min P_{V,ges}$	1,176 kWh	= 10,98 $\frac{\text{kWh}}{100\text{km}}$
Differenz	0,014 kWh	= 1,18 % · 1,190 kWh

Tabelle 6.1 Verbrauchsdaten des Modellfahrzeugs im NEFZ-Zyklus

Energie in mechanische Arbeit und Verlustwärme umgewandelt. Der Unterschied beträgt nach dieser Modellrechnung 0,014 kWh. Damit werden im Betrieb nach $\min P_{V,ges}$ ca. 1,2 % weniger Energie benötigt als im Betrieb mit $\max M$.

Beide Verfahren liegen allerdings jeweils einer entsprechenden Optimierung zugrunde. In Abschnitt 6.6.2 wurde gezeigt, dass die Verlustleistung des $\max M$ Betriebs nahezu identische Ergebnisse zur Offline-Optimierung nach den Stromwärmeverlusten $\min P_{V,Cu}$ liefert. Der berechnete Unterschied im Verbrauch ist damit allein auf die Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste im Betrieb nach $\min P_{V,ges}$ zurückzuführen. Im Vergleich zu nicht optimierten Verfahren dürfte der Unterschied größer ausfallen.

6.7 Ergebnisse und Schlussfolgerungen

Unabhängig davon, nach welchem der vorgestellten Verfahren eine Stromaufteilung bestimmt wird, können die Gesamtverluste des Antriebs bei einer gegebenen Drehzahl und einem einzustellenden Drehmoment mit dem Statorstrombetrag i_1 , dem Rotorstrom i_f und dem Magnetisierungsstrombetrag i_m gezielt beeinflusst werden. Dabei bestimmen i_1 und i_f die Umrichterverluste und die Verluste durch Stromwärme, sowie deren Verteilung auf Stator und Rotor. Zusammen mit der Drehzahl werden die Zusatzverluste durch i_1 und die Ummagnetisierungsverluste durch i_m bestimmt. Eine Verlustminimierung kann daher stets durch ein Verhältnis dieser drei Größen, welches an den Betriebszustand der Maschine angepasst ist, erreicht werden.

Aus dem Vergleich der unterschiedlichen Verfahren zur Stromaufteilung lassen sich grund-

sätzlich verschiedene Strategien dazu ableiten, wie ein verlustoptimaler Betrieb angestrebt werden kann.

1. Die Kenngrößensteuerung der Stromaufteilung durch Vorgabe des Magnetisierungsstroms und des Leistungsfaktors ohne die Verwendung von Kennfeldern.
2. Die Online-Optimierung mit einem Suchverfahren auf dem Prüfstand zur Bestimmung von Kennfeldern.
3. Die Offline-Optimierung der Stromaufteilung durch numerische Minimierung der Verluste anhand zuvor identifizierter Verlustmodelle und die Verwendung von Kennfeldern.

Für die Kenngrößensteuerung des Leistungsfaktors werden die Gleichungen für den Stromzeigerwinkel (6.7) und die Stromaufteilung (6.8) im Regler implementiert. In jedem Regelzyklus werden damit die Stromsollwerte in Echtzeit berechnet. Allerdings entscheidet die Anpassung der Vorgaben für den Leistungsfaktor und den Magnetisierungsstrom an den Arbeitspunkt über die verursachten Verluste.

Vorteilhaft bei diesem Verfahren ist die Stromaufteilung im gesamten Betriebsbereich durch wenige Parameter, die auch während des Betriebs variiert werden können. Zudem kann eine veränderliche Zwischenkreisspannung leicht bei der Begrenzung des Magnetisierungsstroms berücksichtigt werden. Insgesamt kann mit diesem Verfahren ohne eine gezielte Optimierung der Verluste dennoch ein verlustarmer Betrieb erreicht werden.

Die Online-Optimierung einer Stromaufteilung mit Suchverfahren kann zur messtechnischen Identifikation von Kennfeldern herangezogen werden. Die Bestimmung der Ströme für einen Arbeitspunkt hängt von der Einstellung des Optimierungsverfahrens ab, dauert jedoch mindestens mehrere Sekunden. Das Wirkungsgradmaximum ist bezüglich der Messgenauigkeit großflächig ausgeprägt. Den thermischen Beharrungszustand vorausgesetzt, hängt die Reproduzierbarkeit der Stromaufteilung an einem Arbeitspunkt daher direkt von der Auflösung und der Wiederholgenauigkeit der Messeinrichtung ab.

Die periphere Software der Online-Optimierung kann ohne Optimierungsalgorithmus auch genutzt werden, um anderweitig berechnete Kennfelder auf einen Motor anzupassen. Die Längs- und Rotorströme werden eingestellt und der Querstrom über den PI-Regler zur Einhaltung des Soll Drehmoments geringfügig nachgeregelt. Dabei resultieren Kennfelder, die eine hohe Drehmomentgenauigkeit liefern.

Die Offline-Berechnung einer Stromaufteilung mit einem numerischen Optimierungsprozess ist eine zielgerichtete Methode für den verlustarmen Betrieb der Synchronmaschine. Der gesamte Betriebsbereich wird gezielt ausgereizt und es werden dabei die geringsten Verluste erreicht. Als Zielfunktion der Optimierung müssen Modelle der Einzelverluste durch entsprechende Messungen identifiziert werden. Je detaillierter und genauer die Modelle sind, desto näher liegen die verursachten Verluste am tatsächlich möglichen Minimum.

Die Zwischenkreisspannung ist allgemein vom Ladezustand des Energiespeichers und des Betrags und der Richtung des Zwischenkreisstroms abhängig. Die dadurch veränderliche maximale Statorspannung verschiebt die Spannungsgrenze und damit die Vollastkennlinie. Es werden daher dreidimensionale Kennfelder der Stromaufteilung in Abhängigkeit von Drehzahl, Drehmoment und Zwischenkreisspannung berechnet, welche im Regler zur Sollwertgenerierung der Ströme dienen.

Die Verbreitung der Elektromobilität im Individualverkehr wird seit jüngster Vergangenheit in Zusammenarbeit von Wissenschaft und Industrie mit der Unterstützung durch die Politik in hohem Maße vorangetrieben. Im Mittelpunkt der Entwicklung marktreifer Produkte stehen Elektro- und Hybridautos. In der Vielzahl verschiedener Antriebskonzepte werden dafür u.a. elektrisch erregte Synchronmaschinen als Elektromotor eingesetzt. Anhand eines entsprechenden Prototyps wurden Möglichkeiten und Verfahren aufgezeigt, welche einen verlustoptimalen Betrieb ermöglichen.

Zur messtechnischen Untersuchung des Antriebs wurde ein Prüfstand aufgebaut, der den motorischen sowie generatorischen Betrieb der Synchronmaschine gestattet. Im Sinne der Unanfälligkeit gegenüber Störungen wurde dabei spezielle Rücksicht auf ein EMV-gerechtes Design genommen. Eine umfangreiche Messeinrichtung ermöglicht das Aufzeichnen von Temperaturen und aller elektrischen und mechanischen Größen zur Beschreibung der Zustände von Umrichter und Maschine. Sämtliche Signale laufen in einem Rechner zusammen, von dem der gesamte Prüfstand gesteuert, sowie alle Messungen koordiniert und aufgezeichnet wurden. Zu den Messgrößen wurden die jeweiligen Unsicherheiten bestimmt, mit denen die Ergebnisse hinsichtlich ihrer Aussagekraft interpretiert werden können.

Das elektrische Verhalten der Maschine wurde mit dem für Drehstrommaschinen allgemein üblichen Grundwellenmodell beschrieben. Die Gleichungen dazu wurden unter den entsprechenden Annahmen aus den Spannungsdifferentialgleichungen der Wicklungen hergeleitet und mit der Zweiachsentheorie auf Längs- und Querachse des rotorfesten Bezugssystems transformiert.

Anhand von Frequenzgangmessungen wurde zunächst ein signifikanter Einfluss von Wirbelströmen auf das transiente Verhalten in beiden Achsen ausgeschlossen und damit jeder Achse jeweils nur eine Zeitkonstante zugeordnet.

Im Grunddrehzahlbereich kann die Maschine ca. vierfach überlastet werden. Dabei wird sie weit in der Sättigung betrieben und die Induktivitäten können nicht mehr als konstant vorausgesetzt werden. Eine Berücksichtigung der Sättigung im Modell ist dadurch unumgänglich.

Unter der Annahme eines von der Sättigung unabhängigen Verhältnisses der Hauptinduktivitäten wird aus Längs-, Quer- und Rotorstrom ein Magnetisierungsstrom bestimmt, welcher über eine Magnetisierungskennlinie eindeutig der Hauptflussverkettung zugeordnet ist. Die sättigungsabhängigen Hauptinduktivitäten können für jede Stromaufteilung direkt aus Magnetisierungsstrom und -kennlinie bestimmt werden. Die als Kreuzkopplung bekannte gegenseitige Beeinflussung der Hauptinduktivitäten durch die Ströme in Längs- und Querachse ist dabei implizit enthalten. Zur Parametrisierung des sättigungsabhängigen Modells wurden folgende zwei Verfahren vorgestellt:

- Zum einen können die Parameter aus den Verläufen von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom bestimmt werden. Voraussetzung dafür ist die Kenntnis bzw. Berechnung oder Annahme der Statorstreuinduktivität und der Schenkligkeit der Maschine. Eine Abschätzung der Statorstreuinduktivität, die generell zu hoch ausfällt, wurde

aus der Potierreaktanz bestimmt. Die Schenklichkeit der Maschine wurde aus der drehzahlabhängigen Ortskurve des Kurzschlussstroms abgelesen.

- Zum anderen können alle Parameter inklusive Übersetzungsverhältnis, Streuinduktivität und Schenklichkeit geschlossen in einem numerischen Optimierungsverfahren auf Basis einer beliebigen Anzahl gemessener Betriebspunkte identifiziert werden. Dafür wurden über 15.000 Betriebspunkte verwendet, welche in einem automatisierten Messverfahren unter Ausnutzung der Spannungs- und Stromgrenzen des Umrichters und der Leistungsgrenze der Lastmaschine aufgenommen wurden. Dabei konnte eine deutliche Reduzierung des Modellfehlers gegenüber der Messung besonders durch ein veränderliches, von der Sättigung abhängiges Verhältnis der Hauptinduktivitäten erreicht werden.

Zur Beschreibung des Einflusses der Betriebsgrößen auf die Einzelverluste des Antriebs wurden die Verluste durch Stromwärme, Reibung, Ummagnetisierung und die Zusatzverluste, sowie die Verluste im Umrichter als Funktionen der Ströme und der Drehzahl dargestellt. Die Schalt- und Durchlassverluste des Umrichters wurden mit dem Aussteuergrad, den Strömen und der Phasenverschiebung der aufgezeichneten Betriebspunkte berechnet. Dabei erwies sich die alleinige Abhängigkeit vom Strombetrag als zufriedenstellend.

Anhand von Auslaufmessungen bei unterschiedlichen Rotorströmen wurden zunächst die Reibungsverluste durch ein Polynom der Drehzahl beschrieben. Die Ummagnetisierungsverluste wurden dann in Abhängigkeit der Drehzahl und des vom Rotorstrom erzeugten Magnetisierungsstroms dargestellt. Zur Berechnung wurde das zuvor bestimmte Trägheitsmoment verwendet, dessen Wert direkt die Genauigkeit dieser Verluste beeinflusst.

Die Zusatzverluste wurden als Differenz der Einzelverluste und den direkt gemessenen Gesamtverlusten identifiziert und als Funktion von Drehzahl und Statorstrom angenähert. Die Messung weist hier gegenüber dem Modell eine sehr große Streuung auf. Diese lässt sich einerseits damit erklären, dass die Ungenauigkeiten der anderen Einzelverluste direkt darin sichtbar werden. Andererseits wird angenommen, dass die Zusatzverluste maßgeblich an der Oberfläche des Eisens im Luftspalt entstehen und die Temperaturen dort stark mit der Last variieren. Bei der Berechnung der Stromwärme wurden zwar die Temperaturen der Wicklungen zur Korrektur der entsprechenden Widerstände verwendet. Die Korrelation der Zusatzverluste und des entsprechenden Modells konnte der Einbezug dieser Temperaturen jedoch nicht verbessern.

Anhand der Einzelverlustmodelle wurden die Beträge von Stator-, Rotor- und Magnetisierungsstrom als deren direkte Einflussgrößen identifiziert. Es wurde gezeigt, dass zu jedem Arbeitspunkt ein optimales Verhältnis der Einflussgrößen bzw. eine optimale Stromaufteilung existiert, welche die Einzelverluste so aufteilt, dass deren Summe ein Minimum annimmt. Negative Längsströme sind dabei nicht nur im Feldschwäcbereich, sondern auch fast im gesamten Ankerstellbereich erforderlich. Der Magnetisierungsstrom wird dadurch reduziert und die Hauptinduktivitäten entsättigt. Der resultierende Zugewinn am Vollpolanteil des Drehmoments ist dabei größer als der Verlust durch den Reluktanzanteil. Der Magnetisierungsstrom steigt nahezu linear mit der Last an und besitzt aufgrund der begrenzten Spannung einen drehzahlabhängigen Maximalwert. Mehrere Verfahren wurden aufgezeigt, mit denen entsprechende Stromaufteilungen berechnet werden können.

Aus der Kategorie der Steuerverfahren ohne gezielte Optimierung wurden der Betrieb mit $i_d = 0$ und die Vorgabe des $\cos \varphi$ untersucht. Die Ergebnisse zeigen, dass im Betrieb mit

reinem Querstrom bei Überlast unnötig Verluste verursacht werden und der Betriebsbereich besonders bei hohen Drehzahlen nicht ausgeschöpft werden kann. Die Vorgabe des $\cos \varphi$ stellt hingegen eine Möglichkeit der Stromaufteilung dar, mit der geringe Verluste im gesamten Betriebsbereich erzielt werden können. Voraussetzungen dafür sind die Anpassung des Vorgabewerts an die Drehzahl und des Magnetisierungsstroms an die Last. Die Stromaufteilung kann im Betrieb in Echtzeit berechnet werden und bietet zugleich eine einfache Möglichkeit zur Berücksichtigung der veränderlichen Spannungsbegrenzung.

Es wurde ein Online-Optimierungsverfahren untersucht, welches die Stromaufteilung während des Betriebs iterativ aus der Messung von Eingangs- und Ausgangsleistung optimiert. Aufgrund der benötigten Messtechnik und der erreichbaren Dynamik des Verfahrens ist ein direkter Einsatz im Fahrzeug zwar nicht denkbar. Allerdings kann das Verfahren auf einem Prüfstand zur Bestimmung von Kennfeldern ohne Kenntnis der Motorparameter oder des Verlustverhaltens genutzt werden. Technische Herausforderungen ergeben sich hierbei durch das flach ausgeprägte Verlustoptimum und die begrenzte Wiederholgenauigkeit der Messung. Optimale Ergebnisse können durch Offline-Optimierung der Stromaufteilung anhand der gewonnenen Einzelverlustmodelle erwartet werden. Durch die Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste ergeben sich im Teillastbereich bei hohen Drehzahlen geringere Verluste gegenüber einem Betrieb mit minimalem Strom. Die berechneten Kennfelder sind von Drehzahl, Drehmoment und Zwischenkreisspannung abhängig und werden in der Regelung zur Stromsollwertvorgabe hinterlegt. Der Aufwand zur Bestimmung der Modelle und der Berechnung ist allerdings sehr groß und würde mit einer Aufnahme der Temperaturabhängigkeit in die Kennfelder weiter wachsen.

Zur Abschätzung der Einsparungen im Betrieb mit optimierter Stromaufteilung wurden zwei Verbrauchsberechnungen durchgeführt. Dazu wurde ein Modellfahrzeug auf Basis des Elektroautos Smart Fortwo angenommen, dass mit dem hier untersuchten Antrieb betrieben wird. Verglichen wurde der Betrieb des Motors mit Minimalverlusten und dem oftmals eingesetzten Verfahren mit maximalem Drehmoment pro Strom. Für beide Verfahren wurde jeweils die elektrische Energie berechnet, die mit dem Modellfahrzeug für den NEFZ-Zyklus benötigt wird – ein Fahrzyklus, der auch zur Verbrauchsbestimmung bei Kraftfahrzeugen mit Verbrennungsmotoren verwendet wird. Es wurde in beiden Fällen ein Verbrauch von ca. $11 \frac{\text{kWh}}{100 \text{ km}}$ berechnet. Die Differenz beträgt dabei allerdings 0,014 kWh. Das entspricht einer Einsparung von 1,2 %, die sich direkt auf die Reichweite des Fahrzeugs auswirkt. Im Vergleich zu nicht optimierten Verfahren dürfte das Einsparpotential noch größer ausfallen. Die Ergebnisse zeigen, dass sich die gezielte Optimierung der Verluste im Antrieb allein durch geeignete Ansteuerung des Motors positiv auf die Reichweite eines Elektrofahrzeugs auswirken kann.

Für weiterführende Untersuchungen erscheint die Erstellung thermischer Modelle sinnvoll. Durch einen Betrieb im Überlastbereich besteht Gefahr, die zulässigen Wicklungstemperaturen zu überschreiten. Daher müssen diese im Betrieb bekannt sein, um eine rechtzeitige Begrenzung der Leistung zu ermöglichen. Im Stator können sie direkt gemessen und im Rotor näherungsweise über Strom und Spannung bestimmt werden. Darauf basierend kann ein thermisches Modell zur Abschätzung der Temperaturen im aktiven Eisen entwickelt und an die Lokalisierung der Ummagnetisierungs- und Zusatzverluste angepasst werden. Die Verwendung dieser Temperaturen in den entsprechenden Verlustmodellen erlaubt dann eventuell eine bessere Korrelation zu den Messungen und weiteres Einsparpotential durch eine dahingehend optimierte Stromaufteilung.

Literaturverzeichnis

- [1] BUNDESMINISTERIUM FÜR UMWELT, NATURSCHUTZ UND REAKTORSICHERHEIT (BMU): Zweiter Bericht der Nationalen Plattform Elektromobilität. (2011), Mai
- [2] KLITZING, Jan-Philipp von: *Elektrische und thermische Auslegung sowie Aufbau und Funktionsprüfung eines Flüssigkeitsgekühlten 180 kVA Wechselrichters zur Verwendung auf einem Maschinenprüfstand*. Technische Universität Berlin, November 2008
- [3] DIN VDE 0870-1; Elektromagnetische Beeinflussung (EMB); Grundlagen; Begriffe. (1982)
- [4] SPECOVIVUS, Joachim: *Grundkurs Leistungselektronik Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. 2., aktualisierte und erweiterte Auflage. Vieweg Verlag, 2008
- [5] FRANZ, Joachim: *EMV - Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*. 3. Auflage. Vieweg, 2008
- [6] SCHWAB, Adolf J. ; KÜRNER, Wolfgang: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. 5., aktualisierte und ergänzte Auflage. Springer-Verlag, 2007
- [7] OSWALD, B. R.: *Skript Generatoren*. Universität Hannover, 2005
- [8] MICHEL, Manfred: *Leistungselektronik, Einführung in Schaltungen und deren Verhalten*. 4. Auflage. Springer-Verlag, 2008
- [9] SIEMENS: *Simodrive Projektierungsanleitung, Asynchronmotoren Hauptspindelantriebe 1PH7*, Mai 2004
- [10] SIEMENS: *Simodrive Projektierungsanleitung, Umrichter SIMODRIVE 611 digital*, Mai 2008
- [11] DIN 1319-1: Grundlagen der Messtechnik - Teil 1: Grundbegriffe. (1995)
- [12] LERCH, Reinhard: *Elektrische Messtechnik - Analoge, digitale und computergestützte Verfahren*. 4., neu bearbeitete Auflage. Springer-Verlag, 2007
- [13] BEITZ, W. (Hrsg.) ; GROTE, K.-H. (Hrsg.): *DUBBEL Taschenbuch für den Maschinenbau*. Bd. 20. Springer-Verlag, 2001. – 1876 S.
- [14] DIN EN 60034-2-1; Drehende elektrische Maschinen - Teil 2-1: Standardverfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades aus Prüfungen (ausgenommen Maschinen für Schienen- und Straßenfahrzeuge) (IEC 60034-2-1:2007). Deutsche Fassung EN 60034-2-1:2007 (2007)
- [15] DIN 1319-3: Grundlagen der Messtechnik - Teil 3: Auswertung von Messungen einer einzelnen Meßgröße, Meßunsicherheit. (1995)
- [16] DIN EN 60034-1; Drehende elektrische Maschinen - Teil 1: Bemessung und Betriebsverhalten (IEC 60034-1:2010, modifiziert). Deutsche Fassung EN 60034-1:2010 + Cor.:2010 (2010)

- [17] DIN IEC 60413; Prüfverfahren zur Bestimmung der physikalischen Eigenschaften der Werkstoffe von Kohlebürsten für elektrische Maschinen DIN IEC 413:1980). (1980)
- [18] KEIL, A. ; MERL, W. A. ; VINARICKY, E.: *Elektrische Kontakte und ihre Werkstoffe*. Springer-Verlag, 1984
- [19] *Kohlebürsten - Untersuchungsergebnisse, Erfahrungen, Empfehlungen*. Schunk & Ebe GmbH Gießen, 1980
- [20] MÜLLER, Gernar ; PONICK, Bernd: *Theorie elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearbeitete Auflage. Wiley, 2009
- [21] PARK, R. H.: Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis - Part I. In: *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the* 48 (1929), Juli, Nr. 3, S. 716 –727
- [22] MÜLLER, Gernar ; PONICK, Bernd: *Grundlagen Elektrischer Maschinen*. 9., völlig neu bearbeitete Auflage. Wiley, 2006. – XIX, 682 S.
- [23] DIN EN 60034-4; Drehende elektrische Maschinen - Teil 4: Verfahren zur Ermittlung der Kenngrößen von Synchronmaschinen durch Messungen (IEC 60034-4:1995). Deutsche Fassung EN 60034-4:1995 (1995)
- [24] IEEE Standard Procedures for obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing. In: *IEEE Standard 115A* (1987)
- [25] IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines. In: *IEEE Standard 115* (1995)
- [26] LUNZE, Jan: *Regelungstechnik 1, Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. 5., neu bearbeitete und erweiterte Auflage. Springer-Verlag, 2006
- [27] MINNICH, S.H.: Small Signals, Large Signals, and Saturation in Generator Modeling. In: *Energy Conversion, IEEE Transactions on* (1986), März, S. 94 –102
- [28] GRUNE, R. ; EINFELD, H. ; SCHÄFER, U.: Standstill Frequency Response Tests for Model Identification of a Synchronous Machine. In: *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, S. 1 –6
- [29] BATES, D.M. ; WATTS, D.G.: *Nonlinear Regression Analysis and its Applications*. Wiley, 1988
- [30] LEVI, E.: Saturation Modelling in d-q Axis Models of Salient Pole Synchronous Machines. In: *Energy Conversion, IEEE Transactions on* 14 (1999), März, Nr. 1, S. 44 –50
- [31] CAMPEANU, A. ; STIEBLER, M.: Modeling of Saturation in Salient Pole Synchronous Machines. In: *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*, 2010, S. 258–263

- [32] SCHINNERL, B. ; GERLING, D.: Novel Analytical Calculation Method for the Non-Linear Psi-I-Characteristic of Switched-Reluctance-Machines in the Aligned Rotor Position. In: *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International Bd. 1*, 2007, S. 793 –796
- [33] DIKMEN, Emre ; HOOGT, Peter van d. ; BOER, André de ; AARTS, Ronald ; JONKER, Ben: Thermal Modeling of a Mini Rotor-Stator System. In: *Proceedings of the ASME* (2009), November
- [34] CENTNER, Matthias: *Entwurf und Erprobung schnell-drehender Asynchronmaschinen unter besonderer Berücksichtigung der magnetisch aktiven Materialien*, Technische Universität Berlin, Diss., Februar 2009
- [35] MÜLLER, Gernar ; PONICK, Bernd: *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearbeitete Auflage. Wiley, 2008
- [36] STEINMETZ, Charles P.: On the Law of Hysteresis - originally published in 1892. In: *IEEE Proceedings 72* (1984), Februar, S. 196–221
- [37] OBERRETL, K.: Zusätzliche Wirbelstromverluste in Nutenleitern infolge eindringendem Luftspaltfeld. In: *Archiv für Elektrotechnik 60* (1978), S. 121–127
- [38] NÜRNBERG, Rolf Werner; H. Werner; Hanitsch: *Die Prüfung elektrischer Maschinen*. 7. Auflage. Springer-Verlag, 2001. – 368 S.
- [39] SRAJBER, W. D.; L. D.; Lukasch: The Calculation of the Power Dissipation for IGBT and the Inverse Diode in Circuits with Sinusoidal Output Voltage. In: *Electronica München* (1992), S. 51–58
- [40] WINTRICH, Arendt ; ULRICH, Nicolai ; TURSKY, Werner ; REIMANN, Tobias: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH, ISLE Verlag, 2010
- [41] KUSKO, Alexander ; GALLER, Donald: Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on IA-19* (1983), Juli, Nr. 4, S. 561 –570
- [42] KIRSCHEN, Daniel S. ; NOVOTNY, Donald W. ; SUWANWISOOT, Warin: Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on IA-20* (1984), September, Nr. 5, S. 1244 –1250
- [43] MORIMOTO, S. ; TONG, Y. ; TAKEDA, Y. ; HIRASA, T.: Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on 41* (1994), Oktober, Nr. 5, S. 511 –517
- [44] BETZ, R.E. ; JOVANOVIC, M. ; LAGERQUIST, R. ; MILLER, T.J.E.: Aspects of the Control of Synchronous Reluctance Machines Including Saturation and Iron Losses. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE*, 1992, S. 456 –463 vol.1

- [45] KIRSCHEN, Daniel S. ; NOVOTNY, Donald W. ; LIPO, Thomas A.: On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on IA-21* (1985), März, Nr. 3, S. 610 –616
- [46] COLBY, R.S. ; NOVOTNY, D.W.: An Efficiency-Optimizing Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on 24* (1988), Mai/Juni, Nr. 3, S. 462 –469
- [47] MADEMLIS, C. ; MARGARIS, N.: Loss Minimization in Vector-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on 49* (2002), Dezember, Nr. 6, S. 1344 – 1347
- [48] MADEMLIS, C. ; KIOSKERIDIS, I. ; MARGARIS, N.: Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives. In: *Energy Conversion, IEEE Transactions on 19* (2004), Dezember, Nr. 4, S. 715 – 723
- [49] CAVALLARO, C. ; DITOMMASO, A.O. ; MICELI, R. ; RACITI, A. ; GALLUZZO, G.R. ; TRAPANESE, M.: Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on 52* (2005), August, Nr. 4, S. 1153 – 1160
- [50] JEONG, Y. ; SUL, S. ; HITI, S. ; RAHMAN, K.M.: Online Minimum-Copper-Loss Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Applications. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on 42* (2006), September/Oktober, Nr. 5, S. 1222–1229
- [51] MADEMLIS, C. ; XYPTERAS, J. ; MARGARIS, N.: Loss Minimization in Wound-Field Cylindrical Rotor Synchronous Motor Drives. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 13* (1998), März, Nr. 2, S. 288 –296
- [52] SCHÄFER, Heinz: *Praxis der elektrischen Antriebe für Hybrid- und Elektrofahrzeuge*. expert-Verlag, 2009. – 290 S.
- [53] BLASCHKE, Felix: *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, Diss., 1973
- [54] BÖCKER, Joachim ; HUBER, Tobias ; MEYER, Michael ; PETERS, Wilhelm ; POHLENZ, Daniel ; SPECHT, Andreas: Control of Electric Propulsion Drives in Electric and Hybrid Vehicles. In: *Automatisierungstechnik 58* (2010), Oktober, S. 599–608
- [55] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 3., erweiterte Auflage. Springer-Verlag, 2007
- [56] SCHÄFER, Uwe: *Elektrische Maschinen - Skript zur Vorlesung*. Technische Universität Berlin, 2011
- [57] NELDER, John A. ; MEAD, Roger: A Simplex Method for Function Minimization. In: *The Computer Journal 7* (1965), S. 308–313
- [58] ALT, Walter: *Nichtlineare Optimierung - Eine Einführung in Theorie, Verfahren und Anwendungen*. 2., überarbeitete und erweiterte Auflage. Vieweg+Teubner Verlag, 2011

- [59] BRÜNING, Christian: *Automatisierte Online-Verlustoptimierung einer elektrisch erregten Synchronmaschine am Prüfstand*, Technische Universität Berlin, Bachelorarbeit, September 2011
- [60] NOCEDAL, J. ; WRIGHT, S.J.: *Numerical Optimization*. 2. Auflage. Springer-Verlag, 2006 (Springer Series in Operations Research Series). – ISBN 9780387987934
- [61] DIN IEC 60034-2-3 (Entwurf): Drehende Elektrische Maschinen - Teil 2-3: Besondere Verfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades von umrichter gespeisten Wechselstrommaschinen (IEC 2/1570/CD:2009). (2009)
- [62] DEPREZ, W. ; LEMMENS, J. ; VANHOYDONCK, D. ; SYMENS, W. ; STOCKMAN, K. ; DEREYNE, S. ; DRIESEN, J.: Iso Efficiency Contours as a Concept to Characterize Variable Speed Drive Efficiency. In: *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, S. 1 –6
- [63] *2011 Smart Fortwo Electric Drive*. Press Information, November 2010

Formelzeichen

Allgemein

Zur Schreibweise und Verwendung der Formelzeichen werden folgende allgemeine Vereinbarungen getroffen.

Schreibweise	Bedeutung	Beispiel
Kleinschreibung	Betrag von Raumzeigern	i_1, i_m
	Gleichgrößen	i_{dc}, u_f
	Komponenten im dq-System	i_d, u_q
	Momentanwerte von Wechselgrößen	i_U, i_V
Großschreibung	Effektivwert von elektrischen Wechselgrößen	I_1, U_L
	Spitzenwert von magnetischen Größen	Ψ_1, Ψ_h
Fettdruck	Matrizen	\mathbf{L}, \mathbf{J}
Strich hochgestellt	auf Statorseite umgerechnete Rotorgrößen	i'_f, u'_f
Pfeil darüber	Vektoren	\vec{r}
Unterstreichung	Effektivwertzeiger	$\underline{U}_1, \underline{I}_1$
	Raumzeiger	$\underline{\underline{i}}_1, \underline{\underline{i}}_m$

Buchstaben

a	Aussteuergrad	i	Index
a	Exponent Zusatzverluste	i	Strom
A	Parameter Magnet.-kennlinie	I	Strom
A	Stirnfläche Modellfahrzeug	i_g	Parameter Magnet.-kennlinie
b	Exponent Ummag.-verluste	j	imaginäre Einheit
B	Induktion	J	Trägheitsmoment
B	Parameter Magnet.-kennlinie	\mathbf{J}	Jacobimatrix
c	Federkonstante	\Im	Imaginärteil
c	Koeffizient, Beiwert	k	Index
c	Stromverhältnis	l	Länge
C	Kapazität	L	Induktivität
C	Parameter Magnet.-kennlinie	\mathbf{L}	Induktivitätenmatrix
d	Durchmesser	m	Induktivitätenverhältnis L_{hq}/L_{hd}
D	Dämpfung Schwingkreis	m	Masse
E	Energie	m	Modulationsgrad (Umrichter)
f	Frequenz	m	natürliche Zahl
f	Funktion	m	Strangzahl
F	Fehlerquadratsumme	m_0	Polynomkoeffizient in $m(i_m)$
F	Menge von Funktionen	m_1	Polynomkoeffizient in $m(i_m)$
g	Erdbeschleunigung	m_2	Polynomkoeffizient in $m(i_m)$
G	Genauigkeit	\tilde{m}	Faktor im Magnetisierungsstrom
G	Übertragungsfunktion Stator-Rotor	m^*	Schenkligkeit L_q/L_d
H	Menge abgeleiteter Messgrößen	M	Drehmoment

n	Drehzahl	X	Reaktanz
n	natürliche Zahl	Z	Impedanz
N	natürliche Zahl	Z	Zufallsgröße (Messunsicherheit)
p	Polpaarzahl		
P	Leistung	α	linearer Temperaturkoeffizient
P	Wahrscheinlichkeit	α	Reflexionskoeffizient
Q	Menge von Messgrößen	β	Expansionskoeffizient
r	Betrag (Ortsvektor)	β	quadratischer Temperaturkoeffizient
r	Bahnwiderstand (Diode, IGBT)	β	Winkel Stromraumzeiger
\vec{r}	Ortsvektor	γ	Kontraktionskoeffizient
R	ohmscher Widerstand	γ	Vorsteuerwinkel Stromraumzeiger
\Re	Realteil	Δ	Differenz
s	empirische Standardabweichung	ϵ	Modellabweichung
s	Laplace-Operator	η	Wirkungsgrad
S	Zufallsgröße (Messunsicherheit)	θ	Rotorwinkel
t	Vertrauensfaktor	ϑ	Polradwinkel
t	Zeit	ϑ	Temperatur
T	Periodendauer	λ	Menge von Modellparametern
\mathbf{T}	Transformationsmatrix	μ	Erwartungswert (Messunsicherheit)
u	Messunsicherheit	μ	Reibungskoeffizient
u	Spannung	ξ	Wicklungsfaktor
U	erweiterte Messunsicherheit	π	Kreiszahl
U	Spannung	ρ	Dichte
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis	σ	Standardabweichung
\ddot{u}^*	Kurzschlussübersetzungsverhältnis	τ	Zeitkonstante
v	Geschwindigkeit	ϕ	Winkel Spannungsraumzeiger
V	Volumen	φ	Phasenverschiebung $\angle \underline{U}_1, \underline{I}_1$
w	Windungszahl	Ψ	magnetische Flussverkettung
W	Arbeit, Energie	ω	Winkelgeschwindigkeit, Kreisfrequenz
x	Stützstelle (Simplexverfahren)	∞	unendlich
x	Messgröße, Messwert		

Indizes

0	Eigen, Resonanz (Frequenz)	Cu	Kupfer
0	Nullkomponente	d	Längskomponente, Längsachse
1	Stator	dc	Zwischenkreis
2	Kennzeichnung Koeffizient, Beiwert	D	Diode
afo	Stator-Rotor (Impedanz)	D	Längsdämpfer
An	Antrieb	el	elektrisch
ASM	Asynchronmaschine	f	Feld- bzw. Rotorwicklung
B	bester Punkt (Simplexverfahren)	Fe	Eisen
B	Bürsten	fw	Durchlass (Umrichterverluste)
Br	Bremsung (Auslauf)	g	ein Mittelwert (Induktivität)
C	Kondensator	g	Grenze
CE	Kollektor-Emitter	ges	gesamt

h	haupt	ref	Referenz
Hys	Hysterese	rel	relativ
i	Index	rr	reverse recovery (Umrichterverluste)
i	induziert	s	ein Mittelwert (Induktivität)
in	Eingang	S	schalten (Umrichter, Feldsteller)
ist	Istwert	S	schlechtester Punkt (Simplexverfahren)
k	Index	S	systematisch (Messunsicherheit)
K	Kurzschluss	SS	Spitze-Spitze
L	Leerlauf	SM	Synchronmaschine
L	Motorzuleitung	Str	Strang (Statorwicklung)
LSB	niedrigwertiges Bit	sw	schalten (Umrichterverluste)
m	Magnetisierung (Strom)	T	Transistor bzw. IGBT
m	mechanisch (Leistung)	th	thermisch
mag	magnetisch (Energie)	U	Wicklungsstrang U
max	Maximalwert	Um	Umrichter
mech	mechanisch (Arbeit)	V	Verlust
M	mittlerer Punkt (Simplexverfahren)	V	Wicklungsstrang V
N	Bemessungswert	w	wahrer Wert (Messgröße)
off	Ausschalten (Umrichterverluste)	W	Wicklungsstrang W
on	Einschalten (Umrichterverluste)	Wirb	Wirbelstrom
p	parasitär	Y	Y-Kondensator
P	Polrad (Spannung)	Z	Zuleitung (Feldsteller)
P	Potier	Z	zufällig (Messunsicherheit)
ph	Phase (Umrichter)	Zu	Zusatz (Verluste)
PE	Schutzleiter	Zyl	Zylinder
Pt100	Temperaturwiderstand		
q	Querkomponente, Querachse	μ	Magnetisierung
Q	Querdämpfer	σ	Streuung
R	Reibung		

Abbildungen

1.1	Antriebsverluste für einen festen Arbeitspunkt und optimale Stromaufteilung (rot)	2
2.1	Prüfstand, schematischer Aufbau	5
2.2	Maximaler Ausgangsgleichstrom des Umrichters	7
2.3	Umrichter mit hochfrequenter Abblockung C_Y des Zwischenkreises gegen Erde, Netz ist geschützt	9
2.4	Feldsteller, Aufbau	10
2.5	Feldsteller, Schaltbild mit EMV-Komponenten	10
2.6	PC-Schnittstelle	13
2.7	Mittelwerte \bar{x} und empirische Standardabweichungen s für acht Stichproben der Summen-Wirkleistung P_1 mit dem LMG310 bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$	26
3.1	Maximaler Betriebsbereich der Maschine B: Bemessungspunkt (siehe Tabelle 3.1 auf Seite 31) Dauerbetrieb begrenzt durch $I_{1,N} = 95 \text{ A}$, $i_{f,N} = 6 \text{ A}$. Überlastbetrieb begrenzt durch $I_{1,\text{max}} = 280 \text{ A}$, $i_{f,\text{max}} = 16 \text{ A}$	31
3.2	Querschnitt, Wicklungsachsen und rotorfestes dq-Koordinatensystem der Synchronmaschine	32
3.3	Vier Messungen der Bürstenspannung im Stillstand mit Angabe der Bürstentemperatur	35
3.4	Eigen- und Gegeninduktivitäten über dem elektrischen Rotorwinkel θ	37
3.5	Ersatzschaltbilder des rotorfesten, statorbezogenen transienten Modells	41
4.1	Messungen des Leerlauf- und Kurzschlussversuchs der Synchronmaschine	46
4.2	Gemessene Kurzschlussströme bei $i_f = 7 \text{ A}$ in Abhängigkeit der elektrischen Kreisfrequenz ω	47
4.3	Experimentelle Bestimmung des Potier-Dreiecks mit kapazitivem Arbeitspunkt: $U_1 = 84 \text{ V}$, $I_1 = 48 \text{ A}$, $\cos \varphi = 0$, $i_f = 10 \text{ A}$ bei 4000 min^{-1}	49
4.4	Aufbau zur Messung der Frequenzgänge in Längs- und Querrichtung	51
4.5	Ersatzschaltbilder des zu bestimmenden Modells, Werte der Parameter in Abschnitt 4.2.3	52
4.6	Frequenzkennlinien-Diagramme der gemessenen und der modellierten Frequenzgänge	54
4.7	Aufnahme der Stromortsortkurven für eine konstante Drehzahl und einen konstanten Rotorstrom	56
4.8	Stromortsortkurven und abgeleitete Modellparameter für $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ und $i_f = 8 \text{ A}$	59
4.9	Modell der Magnetisierungskennlinie	61
4.10	Verläufe des Betrags der Hauptflussverkettung und der Induktivitäten über dem Magnetisierungsstrom	65
4.11	Magnetisierungskennlinie aus Leerlauf und Kurzschlussmessung	66

5.1	Leistungsfluss und Verluste eines Elektroantriebs vom Energiespeicher bis zur Welle	70
5.2	Auslaufmessungen für unterschiedliche Rotorströme	72
5.3	Aus den Auslaufmessungen abgeleitete Verlustleistungen	72
5.4	Verluste durch Lager- und Luftreibung	74
5.5	Verluste durch Ummagnetisierung und Leerlauf-Zusatzverluste, Rotorstrom als Parameter	76
5.6	Zusatzverluste für drei ausgewählte Drehzahlen	78
5.7	Verlustleistung des Umrichters	81
6.1	Maximaler Magnetisierungsstrom i_m^* zur Einhaltung der Spannungsgrenze .	86
6.2	Zeigerdiagramm für den Bemessungspunkt	88
6.3	Strategien bei der Wahl des nächsten Punktes $x = [i_d \ i_f]$ im Downhill-Simplex-Verfahren	92
6.4	Anwendung zur Optimierung und Prüfstandskomponenten	93
6.5	Verlauf des Wirkungsgrads während der Optimierung bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ und $M = 15 \text{ Nm}$	94
6.6	Magnetisierungsstrombetrag i_m zur Minimierung der Summe aller Einzelverluste	99
6.7	Optimale Stromaufteilung nach Offline-Optimierung der Summe aller Einzelverluste	100
6.8	Wirkungsgrad-Diagramm bzw. Muschelkurven für motorischen und generatorischen Betrieb bei $\vartheta_1 = 90^\circ\text{C}$ und $\vartheta_f = 110^\circ\text{C}$	102
6.9	Volllastkennlinien verschiedener Kenngrößensteuerungen und maximale Volllastkennlinie	103
6.10	Verluste bei optimaler Stromaufteilung durch Minimierung der Gesamtverluste nach Abschnitt 6.5.3	104
6.11	Differenz der Verlustleistung ΔP_V verschiedener Betriebsverfahren zu den Minimalverlusten $P_{V,\min}$ aus Bild 6.10 auf Seite 104	105
6.12	Differenz der Verlustleistung ΔP_V verschiedener Betriebsverfahren bezogen auf die Minimalverluste $P_{V,\min}$ aus Bild 6.10 auf Seite 104	106
6.13	Anteil der Ummagnetisierungsverluste an den gesamten, beeinflussbaren Verlusten	107
6.14	Verlustdifferenz bei Maximierung des Drehmoments pro Strom und Minimierung der Gesamtverluste	107
6.15	Modellfahrzeug im NEFZ-Fahrzyklus	108
6.16	Verlustleistungsverläufe der Betriebe $\max M$ und $\min P_{V,\text{ges}}$ im NEFZ-Zyklus	109

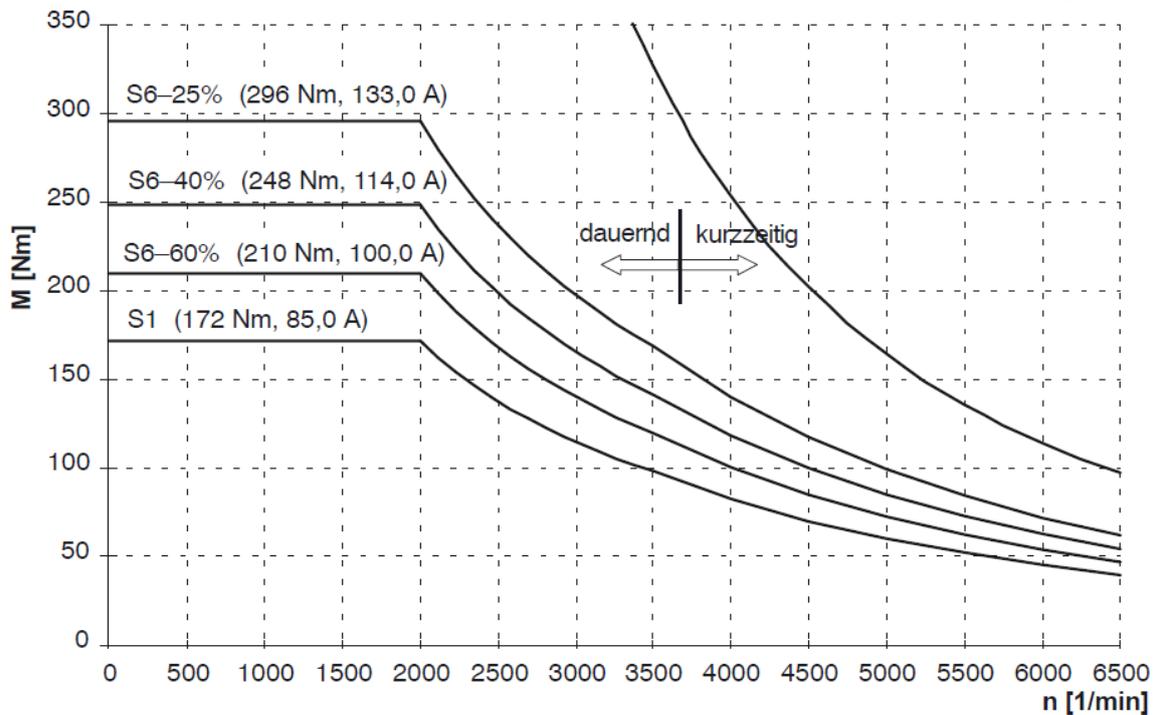
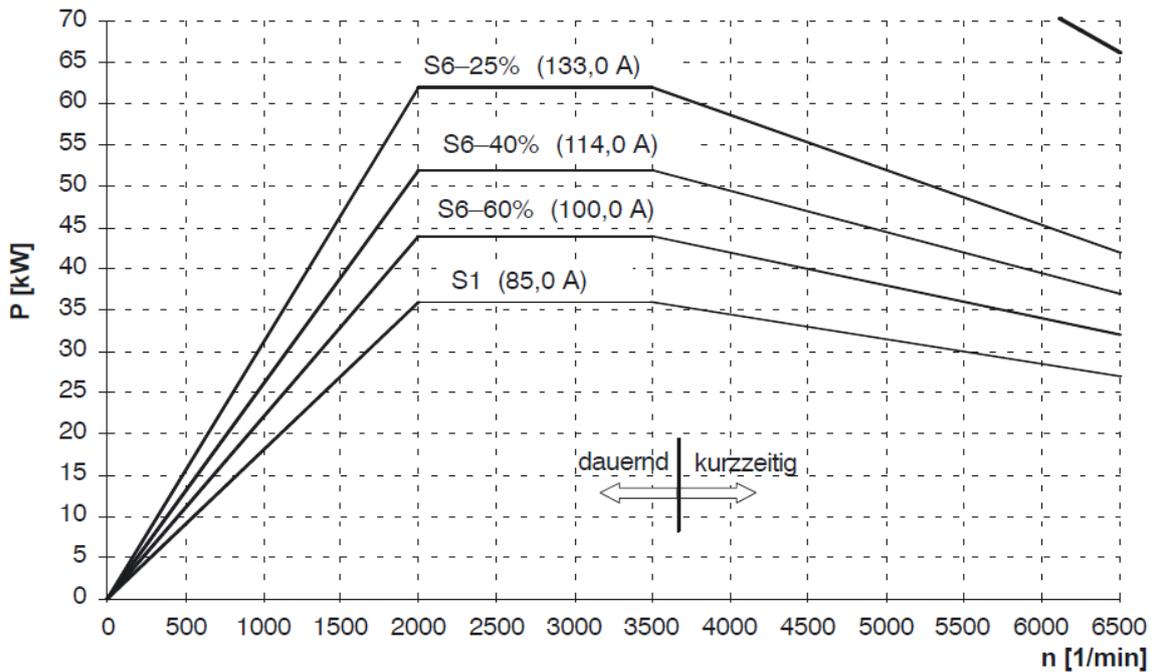
Tabellen

2.1	Bemessungsdaten Siemens 1PH7163 aus [9]	12
2.2	Analoge Ein- und Ausgänge der PC-Schnittstelle	14
2.3	Auflösungen [min^{-1}]	17
2.4	Kennwerte des Drehmomentsensors aus dem Datenblatt	18
2.5	Eigenschaften Strom- und Spannungswandler, den Datenblättern entnommen	20
2.6	Gegenüberstellung der AD-Wandler Eigenschaften	21
2.7	Genauigkeiten der Messeinrichtung	24
2.8	Messunsicherheiten der unmittelbaren Messgrößen	27
2.9	Standardmessunsicherheiten der abgeleiteten Messergebnisse	28
2.10	Vertrauensfaktor t in Abhängigkeit der Wahrscheinlichkeit P (Quelle: [12]) .	29
3.1	Bemessungspunkt der Synchronmaschine	31
4.1	Aufzunehmende Frequenzgänge	51
4.2	Parameter des stationären, elektrischen, sättigungsabhängigen Modells . . .	64
4.3	Parameter des einfachen sättigungsabhängigen Modells mit $m = \frac{L_{\text{hq}}}{L_{\text{hd}}} = \text{konst.}$	67
4.4	Vergleich der vorgestellten Messungen nach bestimmaren Eigenschaften und Kenngrößen sowie nach dem Aufwand	69
6.1	Verbrauchsdaten des Modellfahrzeugs im NEFZ-Zyklus	109

Anhang

A.1 Kennlinien Siemens Asynchronmaschine P1H7163

Entnommen aus Siemens Projektierungsanleitung [9].



A.2 Partielle Ableitungen und Jacobi-Matrix für die Gauss-Newton Methode

$$f_k = \frac{u_1}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} R_1 & \omega L_q \\ -\omega L_d & R_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_k \\ \sin \phi_k \end{bmatrix} + \frac{-i_f \cdot \omega L_{df}}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} \omega L_q \\ R_1 \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial f_k}{\partial L_d} = \frac{-u_1 \cdot \omega}{(R_1^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \begin{bmatrix} \omega L_q R_1 & \omega^2 L_q^2 \\ R_1^2 & \omega L_q R_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_k \\ \sin \phi_k \end{bmatrix} + \frac{i_f \cdot \omega L_{df}}{(R_1^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \begin{bmatrix} \omega^3 L_q^2 \\ \omega^2 L_q R_1 \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial f_k}{\partial L_q} = \frac{-u_1 \cdot \omega}{(R_1^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \begin{bmatrix} \omega L_d R_1 & -R_1^2 \\ -\omega^2 L_d^2 & \omega L_d R_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_k \\ \sin \phi_k \end{bmatrix} + \frac{i_f \cdot \omega L_{df}}{(R_1^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \begin{bmatrix} -\omega R_1^2 \\ \omega^2 L_d R_1 \end{bmatrix}$$

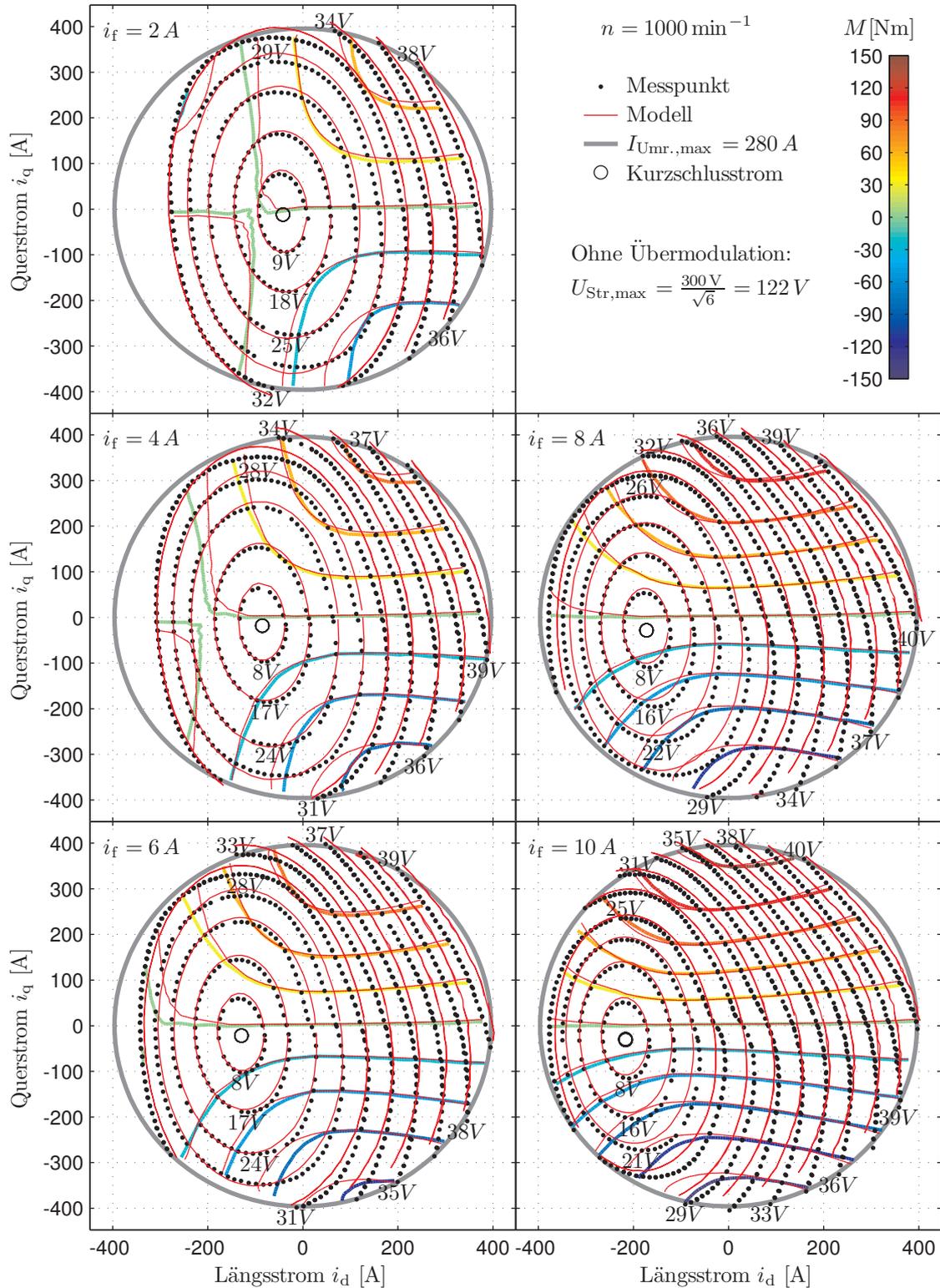
$$\frac{\partial f_k}{\partial L_{df}} = \frac{-i_f \cdot \omega}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} \omega L_q \\ R_1 \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial f_k}{\partial R_1} = \frac{-u_1}{(R_1^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \begin{bmatrix} R_1^2 - \omega^2 L_d L_q & 2\omega L_q R_1 \\ -2\omega L_d R_1 & R_1^2 - \omega^2 L_d L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_k \\ \sin \phi_k \end{bmatrix} + \frac{i_f \cdot \omega L_{df}}{(R_1^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \begin{bmatrix} 2\omega L_q R_1 \\ R_1^2 - \omega L_d L_q \end{bmatrix}$$

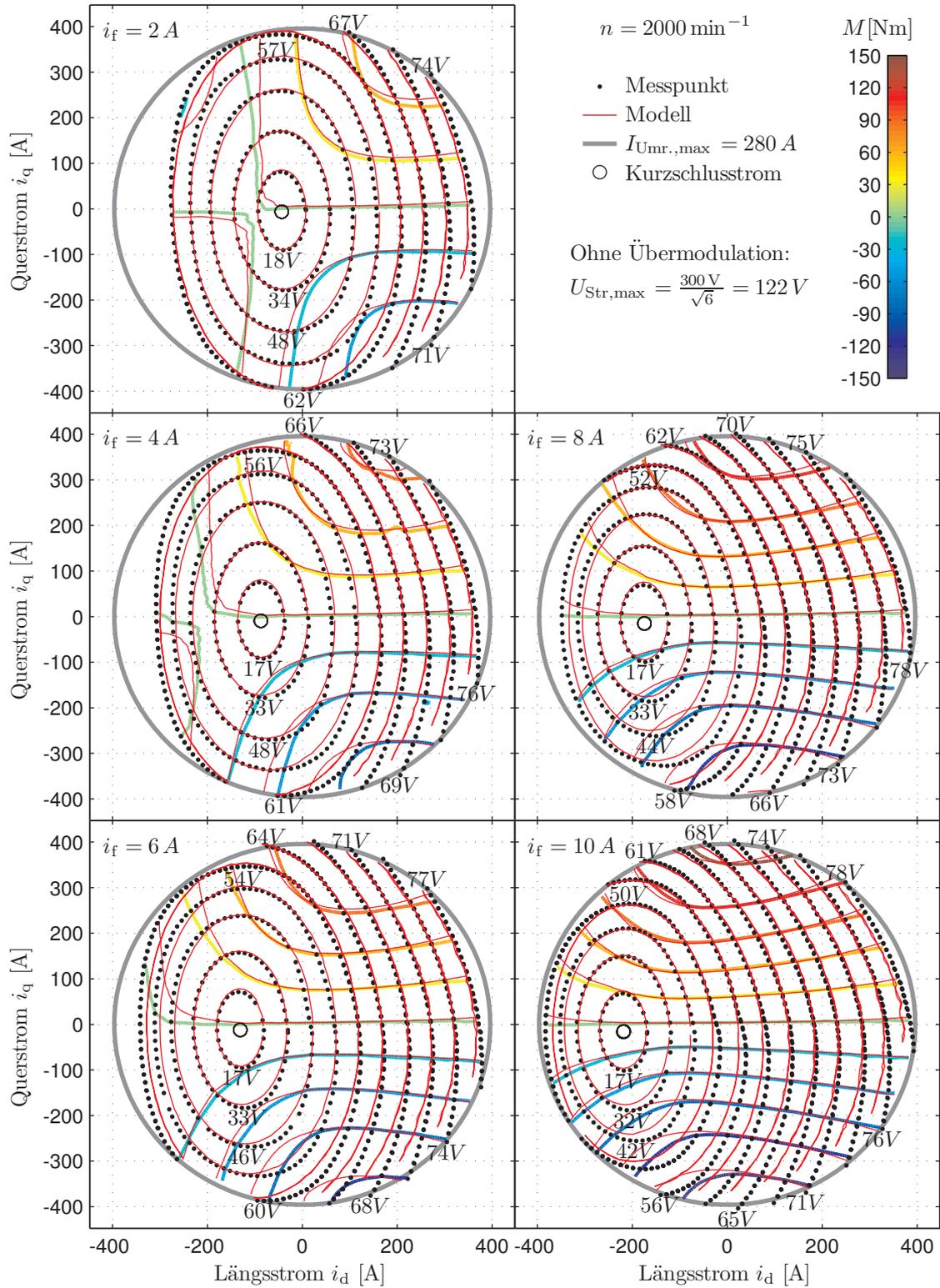
$$\mathbf{J}_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial L_d} & \frac{\partial f_1}{\partial L_q} & \frac{\partial f_1}{\partial L_{df}} & \frac{\partial f_1}{\partial R_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial L_d} & \frac{\partial f_n}{\partial L_q} & \frac{\partial f_n}{\partial L_{df}} & \frac{\partial f_n}{\partial R_1} \end{bmatrix}$$

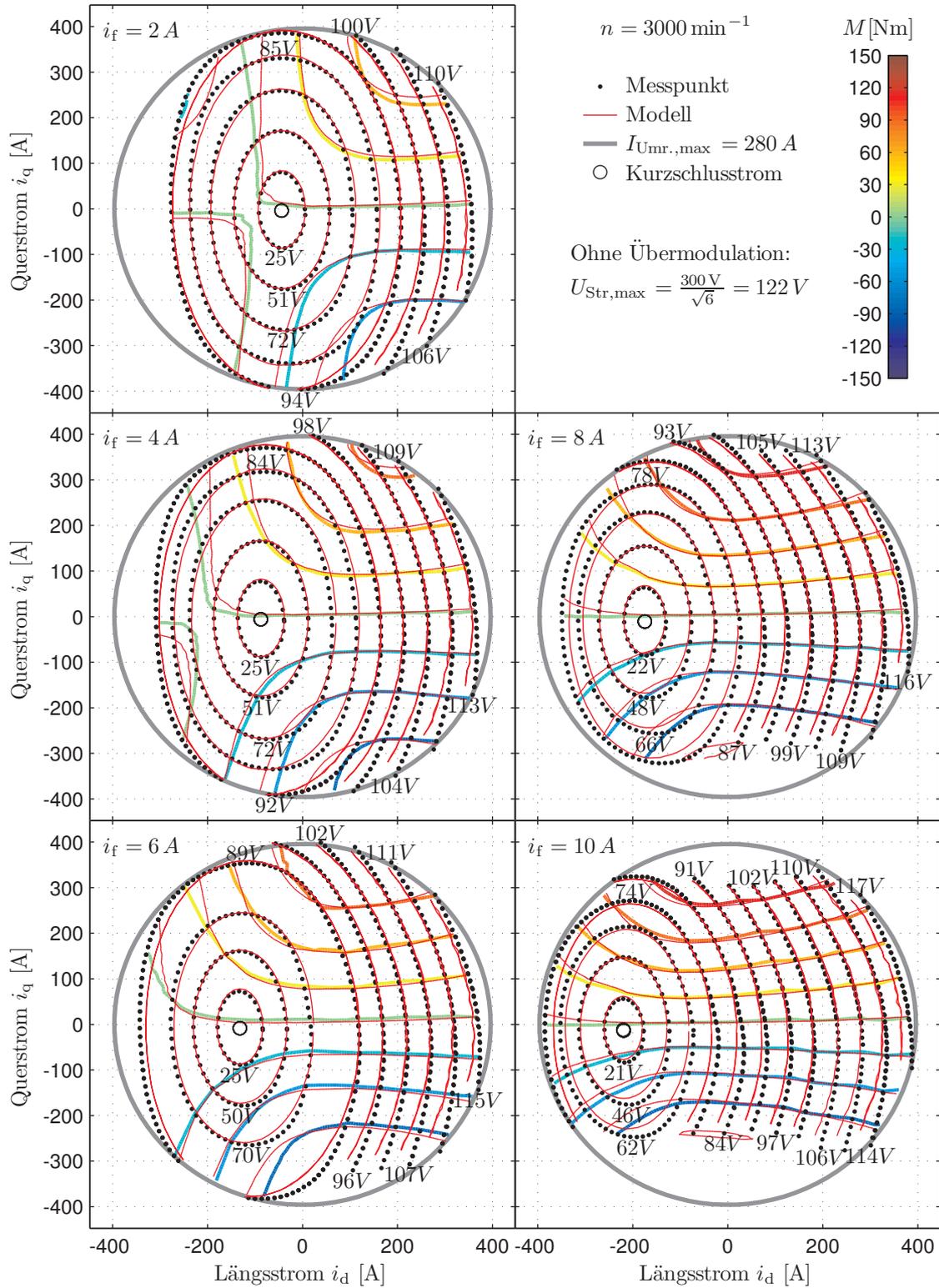
A.3 Statorstromortskurven und Drehmomentniveaulinien

A.3.1 Messungen für $n = 1000 \text{ min}^{-1}$

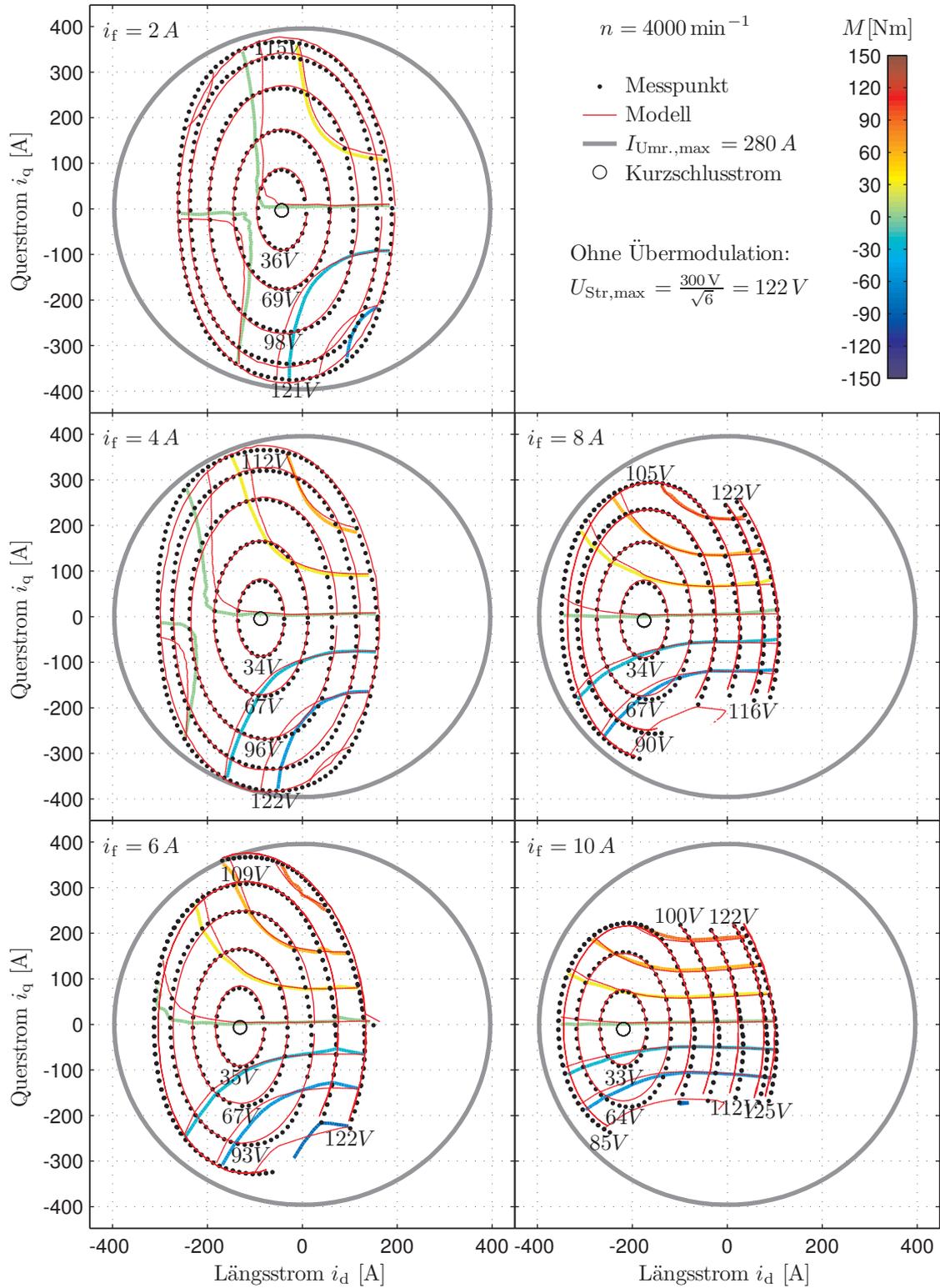


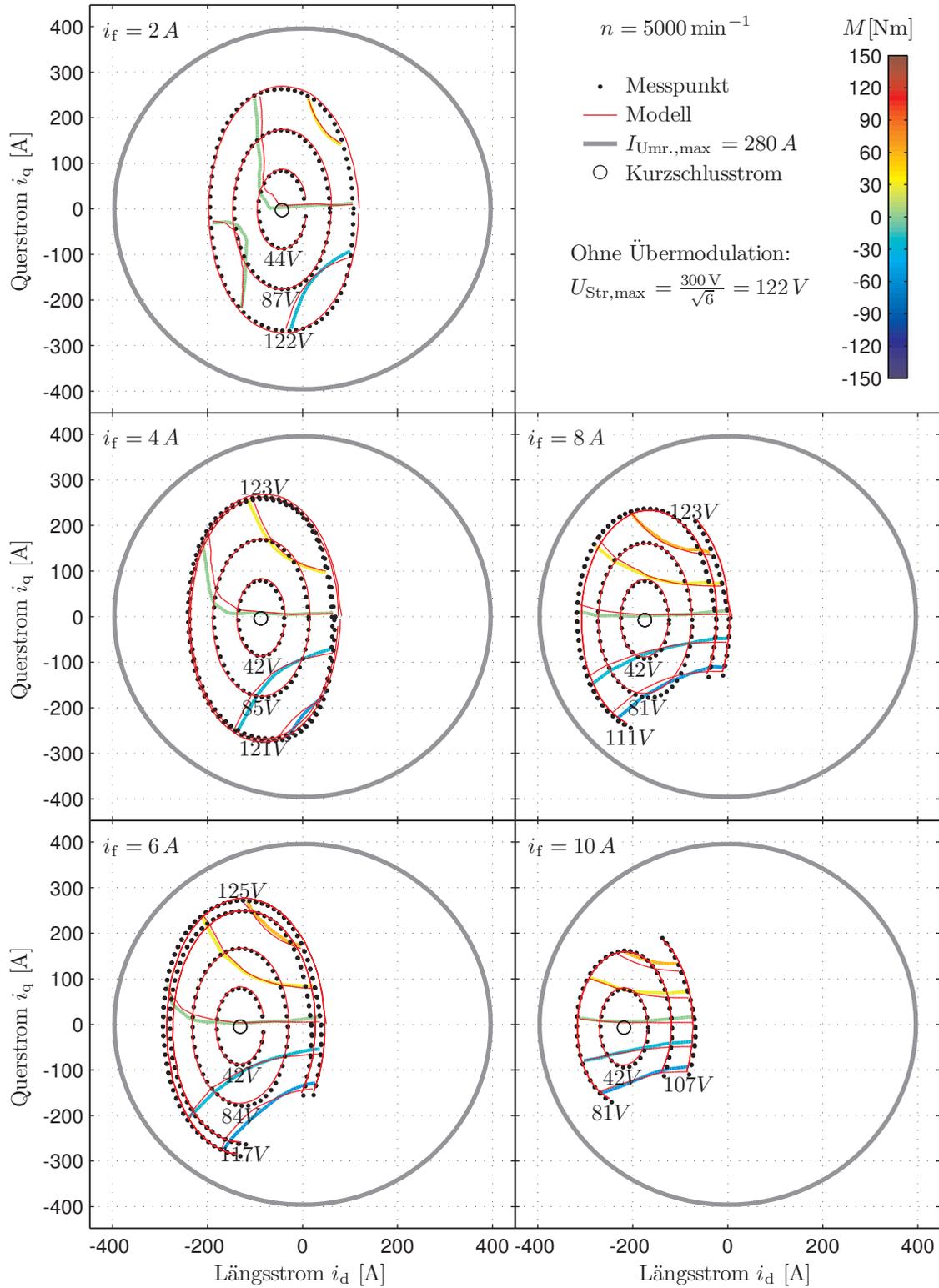
A.3.2 Messungen für $n = 2000 \text{ min}^{-1}$



A.3.3 Messungen für $n = 3000 \text{ min}^{-1}$


A.3.4 Messungen für $n = 4000 \text{ min}^{-1}$



A.3.5 Messungen für $n = 5000 \text{ min}^{-1}$


A.3.6 Messungen für $n = 6000 \text{ min}^{-1}$

