

TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN

Fachgebiet Energiewandlungstechnik

Energetische Modellierung und
Echtzeitsimulation von elektrischen
Fahrzeugantrieben

Andreas Bernd Thanheiser

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

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Gerhard Wachutka

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Hans-Georg Herzog
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel

Die Dissertation wurde am 05.02.2013 bei der Technische Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 24.08.2015 angenommen.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Energiewandlungstechnik. Ich möchte Herrn Prof. Hans-Georg Herzog für die Betreuung der Arbeit und die Bewertung als Erstprüfer bedanken.

Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Gerhard Wachutka für die Übernahme des Vorsitz der Prüfungskommission sowie Herrn Prof. Ralph Kennel als Zweitprüfer während meines Promotionsverfahrens.

Ohne die Unterstützung und die kollegiale Zusammenarbeit unter den wissenschaftlichen Mitarbeitern wäre die Durchführung der Arbeit in dieser Form nicht möglich gewesen. An dieser Stelle möchte ich Dominik Bücherl und Wolfgang Meyer erwähnen, die zusammen meine wissenschaftliche Tätigkeit am Fachgebiet Energiewandlungstechnik initiiert haben. Daneben möchte ich meinen Kollegen Christiane Bertram, Tom Kohler, Stefan Lobmeyer, Florian Ruf sowie Michael Winter für die konstruktive Zusammenarbeit danken. Mein ganz besonderer Dank geht an Christoph Weißinger für das Korrekturlesen der ersten Rohfassung dieser Arbeit.

Als weitere Gruppe möchte ich die Studierenden erwähnen, die durch die zahlreichen Abschlussarbeiten, Hauptseminare und Praktika maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Stellvertretend für meine Familie möchte ich an dieser Stelle meinen Vater Werner Thanheiser erwähnen, der mich während meiner Ausbildung stets gefördert hat. Insbesondere im Studium konnte ich auf seine Unterstützung und Motivation zählen. Leider konnte er den Abschluss meines Promotionsverfahrens nicht mehr miterleben, da er am 1.2.2015 nach kurzer schwerer Krankheit verstorben ist.

Zusammenfassung

Elektrisch betriebene Fahrzeuge haben auf Grund der höheren Effizienz das Potential, den Energieverbrauch im Verkehrssektor entscheidend zu reduzieren. Hierfür sind jedoch weitere Innovationen auf dem Gebiet der elektrischen Antriebe nötig, da die Zielwerte an Effizienz und Reichweite von Fahrzeugen nur mit aufeinander abgestimmten Komponenten zu erreichen sind.

Dazu wird in dieser Arbeit eine Methode entwickelt, die das energetische Verhalten des Antriebs bereits zu einem frühen Zeitpunkt der Entwicklung hinreichend genau beschreiben kann. Der Fokus liegt hierbei auf Drehstrom Asynchron- und permanentmagneterregten Synchronmaschinen. Die Grundlage stellt die getrennte Betrachtung des idealen Verhaltens von den Verlusten dar. Beide Komponenten des realen Maschinenverhaltens werden ausgehend von einem bekannten Betriebspunkt entsprechend den Betriebsgrößen skaliert. Das ideale Verhalten wird hierbei durch die Stromortskurve beschrieben. Beim Verlustverhalten werden die wesentlichen Einzelverluste skaliert und anschließend mit dem idealen zum realen Verhalten kombiniert.

Durch den Ansatz der Skalierung des Betriebsverhaltens konnte eine sehr flexible mathematische Beschreibung erarbeitet werden, die mit wenigen Daten der zu untersuchenden Maschine auskommt. Die Validierung der vorgeschlagenen Methode erfolgte an einem Prüfstand mit jeweils einer realen Maschine. Es konnte gezeigt werden, dass der relative Fehler der Modellierungsmethode in weiten Teilen des Betriebsbereichs weniger als 5% beträgt.

Desweiteren wurde durch ein echtzeitfähiges Fahrzeugmodell und die Kopplung mit dem Prüfstand eine Möglichkeit zur Untersuchung des Antriebs im realen Fahrbetrieb geschaffen. Untersuchungen für den innerstädtischen Teil des Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ) haben gezeigt, dass der Energieverbrauch mit Hilfe der vorgestellten Modelle mit einer relativen Abweichung von 4% vorausberechnet werden kann.

Abstract

Electric propulsion of vehicles is capable of a significant reduction of the entire energy consumption in the transportation sector due to higher efficiency. For this aim, however, further innovations in electric drives are necessary because the target values in overall efficiency and range of vehicles can only be reached with harmonized components.

Therefore a method has been developed in this work that is capable of describing the energetic behavior of the drive system in early stages of development with sufficient accuracy. The main focus lies on asynchronous and permanent magnet synchronous machines. The method is based on the separation of the idealized behavior and the losses. Both components of the real machine behavior are scaled on the basis of one well-known operation point according to the operational values. The ideal behavior is described by the phasor diagramme. The losses are split into the main single losses and scaled accordingly. The combination of the scaled losses in combination with the operation point of the phasor diagramme leads to the real machine behavior.

With this approach of scaling the machine behavior a flexible mathematical description could be reached which needs very few data of the machine of interest. The validation of the proposed method was done on the test bench with one real machine respectively. It could be proved that the relative error of the proposed method is less than 5% over nearly the entire operating range.

Furthermore a real time capable vehicle model has been established that in conjunction with the test bench is capable of investigating the machine in real driving operation over a predefined driving cycle. In the urban part of the New European Driving Cycle (NEDC) the energy consumption of the propulsion system could be predicted with a relative error of 4% with the help of the proposed models.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Stand der Technik	5
2.1	Einordnung in den Produktentwicklungsprozess	5
2.2	Simulation von Fahrzeugantrieben	7
2.2.1	Physikalische Modelle	7
2.2.2	Quasistationäre Modelle/Kennfelder	9
2.2.3	Verfügbare Modellbibliotheken	10
2.3	Echtzeit-Simulation	14
2.3.1	Echtzeitbedingungen	14
2.3.2	Echtzeit-Systeme	15
3	Modellierungsmethode	21
3.1	Zielsetzung und Modellierungsansatz	21
3.2	Betriebsverhalten der ASM	23
3.2.1	Kippmomentreserve	23
3.2.2	Drehmoment-Drehzahl Kennlinie	24
3.2.3	Wirkungsgrad und Verlustaufteilung	25
3.2.4	Stromortskurve	26
3.2.5	Skalierung der Verluste	31
3.3	Betriebsverhalten der PMSM	32
3.3.1	Wirkungsgrad und Verlustaufteilung	32

3.3.2	Stromortskurve PMSM	34
3.3.3	Skalierung der Verluste	37
3.4	Modellparametrierung	39
4	Fahrzeugsimulation	41
4.1	Modellbibliothek	41
4.1.1	DC/DC-Wandler	41
4.1.2	Batteriemodell	45
4.1.3	Brennstoffzelle	48
4.2	Fahrzeugmodell	52
4.3	Implementierung der Maschinen-Modelle	54
4.3.1	Schnittstellen	54
4.3.2	Verlustverhalten elektrischer Maschinen	56
4.4	Leistungselektronik-Modell	59
4.4.1	Verlustverhalten	60
4.4.2	Steuerverfahren	62
4.5	Betriebsstrategie	65
5	Prüfstandskopplung	69
5.1	Simulationsplattform	70
5.1.1	Echtzeit-Linux	71
5.1.2	Verteilte Simulation	72
5.1.3	Echtzeit-Ethernet	74
5.2	Kopplung Simulink/Dymola	75
5.3	Kopplung Simulation/Prüfstand	77
6	Ergebnisse	81
6.1	Validierung der Verlustmodelle	81
6.1.1	Messaufbau	81
6.1.2	Experimentelle Ergebnisse	83

6.1.3	Diskussion der Ergebnisse	88
6.2	Echtzeitsimulation	90
6.3	Prüfstandskopplung (HiL)	94
7	Zusammenfassung und Ausblick	99
A	Datenblattangaben der vermessenen Maschinen	103
A.1	Asynchronmaschine	104
A.2	Synchronmaschine	105
B	Parametrierung des Leistungselektronik-Modells	107

Kapitel 1

Einleitung

In der Diskussion um den globalen Ausstoß von Treibhausgasen und die damit in Zusammenhang gebrachte Erderwärmung spielt der Verkehr eine wichtige Rolle. Der Energiebedarf im Verkehrssektor in der Bundesrepublik Deutschland ist in den letzten zwei Jahrzehnten prozentual von etwa 25% auf 30% gestiegen [13]. Abbildung 1.1 gibt einen Überblick über die Entwicklung des Endenergieverbrauchs im Verkehrssektor in der Bundesrepublik Deutschland. Während der absolute Energiebedarf um etwa 8% seit 1990 gestiegen ist, konnte der Bedarf an Energie aus Diesel- und Ottokraftstoffen um etwa 5% gesenkt werden.

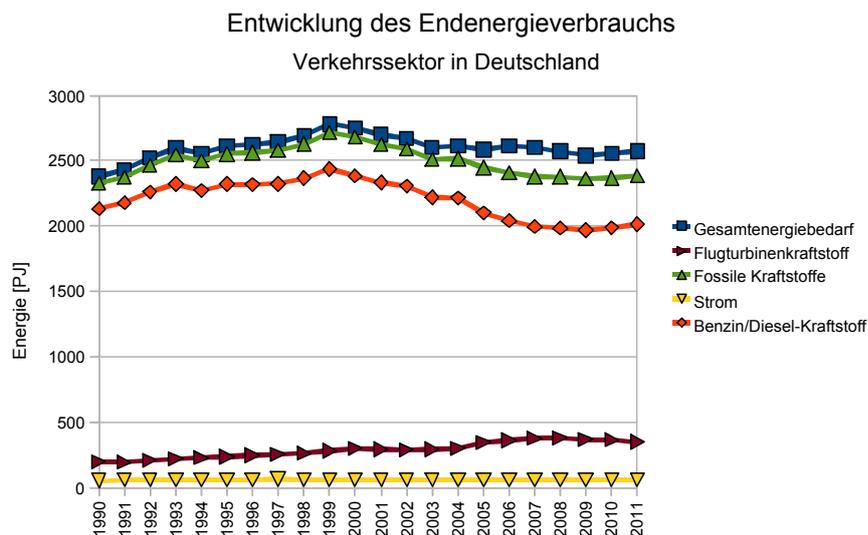


Abbildung 1.1: Entwicklung des Endenergieverbrauchs im Verkehrssektor (nach [14])

Möglich wurde dies durch die zunehmende Bedeutung von Flüssiggas bzw. Biokraftstoffen, welche vor allem seit dem Jahr 2005 nennenswerte Anteile am Energiebedarf übernehmen. Insgesamt konnte die Effizienzsteigerung die zunehmende Verkehrsleistung nicht kompensieren [85]. Auffällig am Verkehrsegment ist die starke Abhängigkeit von fossilen Energieträgern. Elektrische Energie nimmt eine untergeordnete Rolle im Energiebedarf ein. Der Verbrauch liegt seit 1990 auf einem Niveau von etwa 60 PJ, was hauptsächlich durch den Schienenverkehr erklärt werden kann.

Gerade elektrisch betriebene Fahrzeuge werden in der Diskussion zur Senkung des Energieverbrauchs und der Treibhausgasemissionen immer wieder eingebracht. Die Regierung der Bundesrepublik Deutschland plant einen massiven Ausbau der Elektromobilität und will Deutschland bis 2020 zum Leitmarkt für elektrisch betriebene Fahrzeuge machen. So sollen bis dahin 1 Mio. Elektro- und Hybridfahrzeuge in Deutschland zugelassen sein [62].

Aktuell scheinen diese Ziele noch weit entfernt. Laut [42] sind derzeit¹ nur rund 4500 Elektrofahrzeuge und knapp 50000 Hybridfahrzeuge zugelassen. Es besteht demnach erhöhter Entwicklungsaufwand zur Einführung von serientauglichen elektrischen Fahrzeugantrieben. Abbildung 1.2 zeigt das Ergebnis einer Marktrecherche von Drehstromantrieben, die einen Vergleich auf Basis von Datenblattangaben ermöglichen soll.

Da das Drehmoment einer elektrischen Maschine die bauraumbestimmende Größe ist, ist in Abbildung 1.2 das spezifische Drehmoment über der Bemessungsleistung dargestellt. Es ist zum einen zu erkennen, dass bei größeren Leistungen ab etwa 20 kW ein leichter Gewichtsvorteil von permanenterregten Synchronmaschinen (PMSM) gegenüber Asynchronmaschinen (ASM) besteht. Zum anderen ist die Streuung im spezifischen Drehmoment für beide Maschinenarten sehr groß. Die große Streuung lässt sich dabei nur zum Teil durch Unterschiede in der Peripherie der Maschine wie Gehäusebauart oder Kühlungsart erklären.

Da an elektrische Antriebe in Fahrzeugen spezifische Anforderungen hinsichtlich Wirkungsgrad- und Überlastverhalten gestellt werden, wird eine Methode benötigt, die mit wenigen Angaben das Verhalten des Antriebs über den kompletten Betriebsbereich charakterisiert. Dabei ist insbesondere die Wechselwirkung der Komponente im Gesamtsystem und die Schnittstelle zu den übrigen Komponenten im elektrischen Antriebsstrang entscheidend für die Aus-

¹Stand: 1. Januar 2012

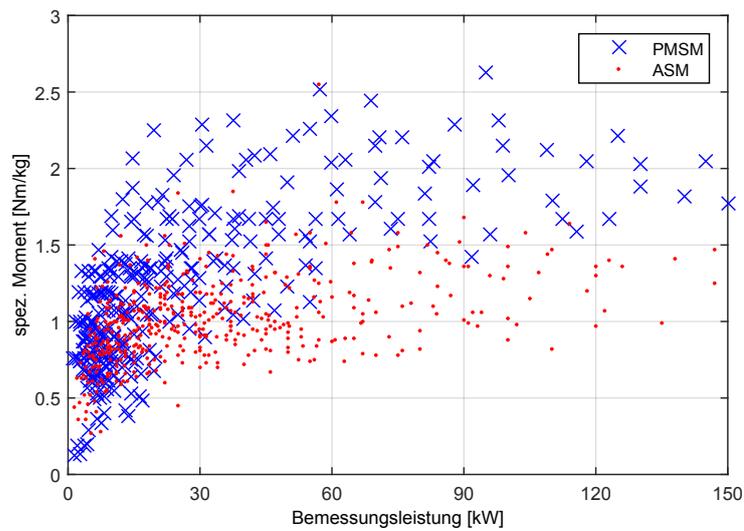


Abbildung 1.2: Vergleich des spezifischen Drehmoments von Drehstrommaschinen

legung des Antriebssystems. Die vorliegende Arbeit soll dabei den Systementwurf in einer frühen Phase der Entwicklung methodisch unterstützen.

Am Ende des Entwicklungszyklus müssen die aus dem Systementwurf definierten Anforderungen verifiziert und an der realen Komponente überprüft werden. Dazu wird in dieser Arbeit eine Möglichkeit zur Kopplung von Umgebungsmodellen mit Prüfständen für elektrische Maschinen vorgeschlagen. Mit diesem Konzept soll eine methodische Grundlage für die durchgängige und ganzheitliche Entwicklung von elektrischen Fahrzeugantrieben und deren Betriebsstrategien aufgezeigt werden. Im vorliegenden Fall wird diese Methode der gekoppelten Simulation zur Verifikation der erarbeiteten Verlustmodelle für elektrische Antriebe über einen definierten Fahrzyklus genutzt.

Kapitel 2

Stand der Technik

2.1 Einordnung in den Produktentwicklungsprozess

Die Entwicklung von Fahrzeugantrieben ist wie bei jedem mechatronischen System ein sehr komplexer Prozess. Mechatronische Systeme sind gekennzeichnet durch einen sehr interdisziplinären Ansatz, bei dem verschiedenste Domänen zusammenspielen müssen, um ein Produkt mit den gewünschten Eigenschaften zu erhalten. So sind bei einem elektrischen Antrieb neben dem elektromechanischen Aktor auch die dazugehörige Leistungselektronik zu betrachten, welche auch eine entsprechende Informationsverarbeitung und Regelung beinhaltet. Zur Integration und zum Betrieb im Fahrzeug sind darüber hinaus entsprechende mechanische und auch thermische Fragestellungen zu beantworten.

Zur Beherrschung eines komplexen domänenübergreifenden Entwicklungsprozesses wurde vom VDI¹ die Richtlinie 2206 [86] vorgeschlagen. Hierin wird eine Methode vorgestellt, die dem interdisziplinären Ansatz von mechatronischen Systemen Rechnung trägt. Die Methode basiert hierbei auf dem etablierten Prozess aus der Softwareentwicklung. In [19] sind weitere Prozesse zur Entwicklung von mechatronischen Systemen aufgeführt und klassifiziert.

Wesentlicher Teil der Methode aus [86] ist das V-Modell als Makrozyklus zur Entwicklung eines mechatronischen Produkts, welches in Abbildung 2.1 dargestellt ist.

¹VDI - Verein deutscher Ingenieure

Die vorliegende Arbeit soll einen Beitrag zu einem durchgängigen Entwicklungsprozess für elektrische Fahrzeugantriebe leisten. So wird durch eine abstrakte Modellierung der elektrischen Maschine und der Leistungselektronik eine Unterstützung in der frühen Phase des Systementwurfs gegeben. Diese Unterstützung wird gewährleistet durch eine einfache und flexible Parametrierung, welche die wesentlichen Einflussgrößen auf das globale stationäre Betriebsverhalten berücksichtigt. Außerdem wird eine Möglichkeit zur Überprüfung des realen Verhaltens in der Systemumgebung als HiL-Simulation aufgezeigt.

2.2 Simulation von Fahrzeugantrieben

Zur Vorhersage des Betriebsverhaltens von technischen Systemen benutzt man numerische Simulationen. Je nach Detaillierungsgrad der Fragestellung und Verfügbarkeit von Daten zum System kommen dabei unterschiedliche Modelle zum Einsatz. Zur Beurteilung des Verhaltens in der jeweiligen Anwendung benötigt man ebenfalls Modelle der Systemumwelt. Im Folgenden werden die verschiedenen Arten der Modellierung von elektrischen Antrieben kurz erläutert. Außerdem wird ein kurzer Überblick über bereits bestehende Modellbibliotheken zur Simulation von elektrischen Fahrzeugantrieben gegeben.

2.2.1 Physikalische Modelle

Zur Berechnung des transienten Verhaltens von elektrischen Maschinen werden physikalische Modelle benötigt. Diese bestehen aus Differentialgleichungen, welche das transiente elektrische Verhalten mit Hilfe der Gesetze der Elektrodynamik beschreiben. Aus den speisenden Spannungen werden über die Flussverkettung die fließenden Ströme berechnet. Daraus lässt sich schließlich das entwickelte Drehmoment an der Welle ableiten.

Üblicherweise wird bei Drehfeldmaschinen hierzu vom dreisträngigen System unter Nutzung der Symmetrie auf eine zweiphasige Raumzeiger-Darstellung übergegangen. Bei dem symmetrischen dreiphasigen System aus Abbildung 2.2, bei dem der Nulleiter nicht angeschlossen ist, addieren sich die Ströme in jedem Zeitpunkt zu Null. Es gilt also

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.1)$$

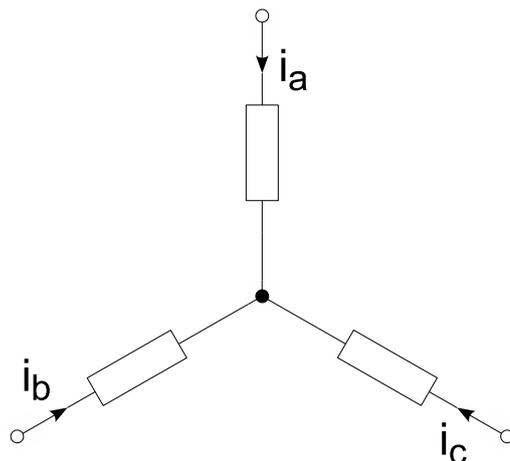


Abbildung 2.2: Dreiphasiges System ohne Neutralleiter

und somit ist der dritte Strom linear abhängig von den zwei übrigen Strömen. Die Transformation auf eine zweiphasige Darstellung wird in der Literatur auch als Clarke-Transformation² bezeichnet. Zur besseren Darstellung lässt sich diese Raumzeigerdarstellung mit den statorfesten Koordinaten α und β durch Transformation auf ein rotierendes rotorflussfestes Koordinatensystem in die sogenannte dq-Darstellung überführen. Die Ströme lassen sich so in eine d- (flussbildende Komponente) und eine q-Komponente (drehmomentbildende Komponente) zerlegen. Diese Transformation wird als sogenannte Park-Transformation³ bezeichnet und geht auf die Ausführungen in [59] zurück. Abbildung 2.3 verdeutlicht diese Zusammenhänge. Diese Wahl der rotorfesten Koordinaten ist vor allem in der Regelungstechnik sinnvoll, da damit die Regelung von Drehfeldmaschinen ähnlich der Regelung von Gleichstrommaschinen aufgebaut werden kann.

Um das beschreibende Differentialgleichungssystem aufstellen zu können, sind detaillierte Kenntnisse der Maschinenparameter nötig. Insbesondere sind hier die Induktivitäten in d- und q-Richtung sowie die Streuinduktivitäten wichtig. Diese sind allerdings nur sehr schwer analytisch erfassbar. In der Praxis wird hierfür oft eine numerische Feldrechnung mittels FEM⁴ durchgeführt.

²Edith Clarke: amerikanische Ingenieurin, * 10. Februar 1883, †29. Oktober 1959

³Robert H. Park: amerikanischer Ingenieur, * 1902, †18. Februar 1994

⁴FEM - Finite Elemente Methode

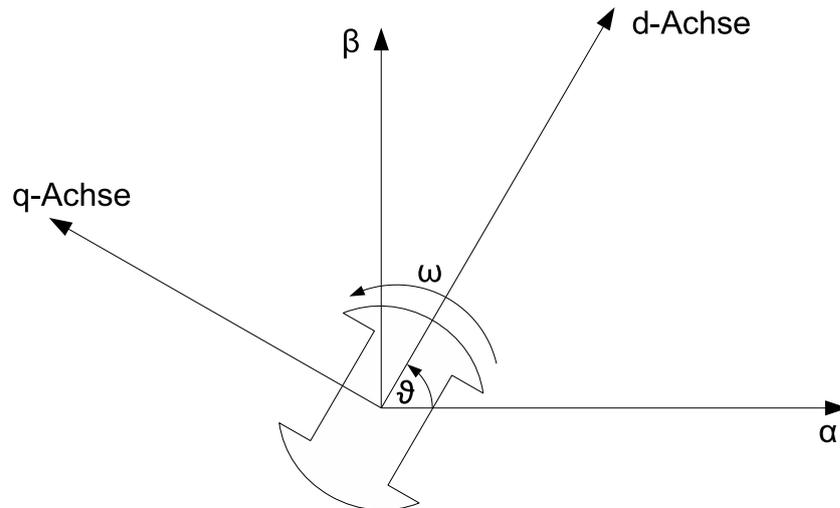


Abbildung 2.3: Definition der Koordinatensysteme von Drehfeldmaschinen

2.2.2 Quasistationäre Modelle/Kennfelder

Quasistationäre Modelle bilden das Verhalten eines Systems im eingeschwungenen Zustand ab. Transiente Vorgänge, wie beispielsweise Momentenschwankungen auf Grund einer Umrichterspeisung oder Rastmomente als Folge von Permanentmagneten und Nutung, können hiermit systembedingt nicht erfasst werden. Allerdings erlauben diese Modelle eine Integration in größere Gesamtsysteme, da die benötigte Rechenzeit für die Simulation im Vergleich zu physikalischen Modellen oder gar FEM-Modellen sehr gering ist. In Fahrzeugmodellen lässt sich dadurch der Energieverbrauch eines Antriebs im Gesamtsystem über einen gegebenen Fahrzyklus mit vertretbarem Aufwand ermitteln.

In der Praxis nutzt man hierfür oft gemessene Kennfelder über den vorgesehenen Betriebsbereich der Komponente. Diese Kennfelder beschreiben beispielsweise den Wirkungsgrad für einen gegebenen mechanischen Betriebspunkt. Daraus lässt sich für den motorischen Betrieb die benötigte elektrische Leistung berechnen und mit den anderen Komponenten des Gesamtsystems koppeln. Zur Berücksichtigung von weiteren Einflüssen wie beispielsweise der Temperatur oder der Batteriespannung sind mehrdimensionale Kennfelder nötig, welche in den gängigen Simulationsprogrammen nur sehr schwer zu implementieren sind.

Die Parametrierung dieser Kennfelder, insbesondere der mehrdimensionalen, gestaltet sich in der Praxis oftmals sehr schwierig. Entweder stehen umfassende Messungen zur Verfügung oder die Daten müssen mittels physikalischer

Modelle generiert werden. Die messtechnische Erfassung der Daten ist besonders bei mehrdimensionalen Abhängigkeiten nur sehr schwer durchführbar. Die modellbasierte Parametrierung erfordert dafür eine detaillierte Kenntnis der zu untersuchenden Maschine. Für belastbare Aussagen zu einem sehr frühen Stadium des Entwicklungszyklus stehen solche Informationen jedoch meist nicht zur Verfügung.

Ein weiteres Problem ist die Größe dieser Kennfelder. Da nicht alle Betriebspunkte hinterlegt werden können, muss die Ausgangsgröße für Zwischenwerte interpoliert werden. Diese Interpolation benötigt vergleichsweise viel Rechenzeit. Da die benötigte Rechenzeit mit steigender Zahl an Stützpunkten zunimmt, muss ein Kompromiss zwischen der Auflösung bzw. Genauigkeit des Kennfelds und der benötigten Rechenzeit gefunden werden [12]. Eine Möglichkeit nichtlineare Kennfelder zu modellieren sind Approximationsverfahren, welche auf neuronalen Netzen beruhen. Ein solches Verfahren stellt beispielsweise LOLIMOT⁵ [54] dar. Der Vorteil hierbei ist, dass Modelle mit beliebig vielen Eingangsgrößen erstellt und berechnet werden können, welche nach [54] sehr schnell mit entsprechenden Messdaten trainiert werden können. In [37] werden hierfür Beispiele zur Modellierung von Verbrennungsmotoren gegeben, welche auch auf die Modellierung des Verlustverhaltens von elektrischen Maschinen übertragen werden können. Durch die gewichtete Summe aus Exponentialfunktionen, aus welchen diese LOLIMOT-Modelle bestehen, können die Ableitungen beziehungsweise Gradienten im Kennfeld leicht berechnet werden, was für die numerische Simulation von solchen Modellen sehr vorteilhaft ist.

Ein weiterer Aspekt ist die Tatsache, dass mit Kennfeldern stets nur das globale Verhalten der Komponente abgebildet wird. Rückschlüsse auf einzelne Verlustarten können dadurch in der Regel nicht gemacht werden. Dies erschwert die Vorhersage des Verhaltens bei elektrischen Antrieben, da hier der Verbund aus elektrischer Maschine und Leistungselektronik betrachtet werden muss.

2.2.3 Verfügbare Modellbibliotheken

Auf dem Gebiet der Modellierung von Antriebssystemen ist in den letzten Jahrzehnten umfassend geforscht worden. Insbesondere für die energetische Simulation von Fahrzeugantrieben sind hierbei mehrere Modellbibliotheken ent-

⁵Local linear model tree

standen. Im Folgenden sollen die gebräuchlichsten Vertreter kurz vorgestellt werden. Außerdem wird auf Besonderheiten der einzelnen Werkzeuge eingegangen. Auf Grund der Vielzahl an Veröffentlichungen auf dem Gebiet erhebt diese Aufstellung keinen Anspruch auf Vollständigkeit.

EuroSysLib/SmartElectricDrives

Im Rahmen des Projekts ITEA 2⁶ wurde unter dem Namen EuroSysLib eine umfassende Modellbibliothek für die Systemmodellierung und Systemsimulation auf Basis der objekt-orientierten Modellierungssprache Modelica [26] geschaffen. Die Bibliothek umfasst dabei vor allem die Bereiche Mechanik, Elektrik/Elektronik, Thermo-Fluid, Regelung, Sicherheit und Fahrzeugsysteme. Ein Ziel des Projekts ist die Etablierung von Modelica als führende Modellierungssprache in der Systemmodellierung und -simulation. Im Rahmen des Projekts entstanden neben 13 Open-Source Bibliotheken auch 18 kommerzielle Bibliotheken auf den genannten Gebieten und Domänen.

Eine kommerzielle Bibliothek stellt die Bibliothek Smart Electric Drives (SED) dar, welche hauptsächlich vom Austrian Institute of Technology (AIT)⁷ entwickelt wurde. Diese umfasst eine Erweiterung der Bibliothek für elektrische Maschinen aus der Modelica Standard Library (MSL) um geregelte elektrische Antriebe. Die Bibliothek basiert hierbei auf den Arbeiten aus [43] und [31]. Eine zusammenfassende Übersicht über die Teilmodelle ist in [29] gegeben.

Die Bibliothek beinhaltet unterschiedliche Modelle der gängigen elektrischen Maschinen mit verschiedenen Detaillierungsstufen. Den Ausgangspunkt bilden physikalische Modelle, welche das transiente Verhalten der Maschine abbilden. Ausgehend davon werden quasistationäre Modelle auf Basis von Kennfeldern abgeleitet, welche sich auf Grund der kürzeren Rechenzeit für die Betrachtung im Gesamtsystem eignen [12].

Da das Projekt in enger Verbindung zur Modelica Association steht, sind viele Ergebnisse aus EuroSysLib in die Modelica Standard Library geflossen. So sind seit Version 3.2 die Verlustmodelle aus [31] in den Maschinenmodellen der MSL integriert. In Verbindung mit der SmartPowerTrains Bibliothek, welche ebenfalls vom AIT entwickelt wird, können komplette Fahrzeuge energetisch simuliert werden [74].

⁶Information Technology for European Advancement

⁷früher: Arsenal Research

ADVISOR

ADVISOR⁸ wird seit 1994 vom National Renewable Energy Laboratory für das US Department of Energy (DOE) zur Bewertung von hybridelektrischen Antriebssträngen von Fahrzeugen entwickelt und eingesetzt. Im Jahr 1998 wurde die erste Version für die Öffentlichkeit freigegeben [48]. Ab 2003 wurde ADVISOR von AVL Powertrain Engineering, Inc. für die kommerzielle Nutzung lizenziert und vertrieben. Seit 2012 hat die Firma Big Ladder Software⁹ das Paket lizenziert und stellt ADVISOR unter einer Open-Source Lizenz zur Verfügung.

Es basiert auf der Simulationsplattform Matlab/Simulink von The MathWorks und verfolgt den Ansatz der Rückwärtssimulation [48]. Dabei wird der Leistungsfluss von den Anforderungen an den Rädern über die Komponenten des Antriebsstrangs zurückgerechnet. Es wird dabei stets davon ausgegangen, dass der Antriebsstrang die Leistung zum Abfahren eines gegebenen Geschwindigkeitsprofils bereitstellen kann. Leistungsgrenzen der einzelnen Komponenten können dadurch im Allgemeinen nicht berücksichtigt werden. Zu diesem Zweck ist eine Vorwärtssimulation nötig [35]. Diese umfasst einen virtuellen Fahrer, der versucht in einem geschlossenen Regelkreis ein Geschwindigkeitsprofil abzufahren. ADVISOR implementiert zur Berücksichtigung von Komponentenbegrenzungen einen kombinierten Vorwärts/Rückwärtsansatz, welcher in [87] ausführlich beschrieben wird.

ADVISOR wurde mit dem Ziel der Analyse von Antriebssträngen entwickelt. Deshalb finden hier nur quasi-stationäre Modelle von Komponenten Verwendung, die auf Kennfeldern beruhen [76]. Ein Entwurf von einzelnen Komponenten ist nicht vorgesehen. Allerdings können andere spezialisierte Tools zur Simulation von Einzelkomponenten mit ADVISOR gekoppelt werden [48].

PSAT/Autonomie

Unter dem Namen Powertrain System Analysis Toolkit (PSAT) [64] wird seit 1999 vom Argonne National Laboratory mit Unterstützung durch das U.S. Department of Energy (DOE) ein Simulations-Tool zur Auslegung und Bewertung von Fahrzeugantrieben vermarktet. Seit 2007 wird PSAT vom Argonne National Laboratory in Zusammenarbeit mit General Motors unter dem Na-

⁸Advanced Vehicle Simulator

⁹www.bigladdersoftware.com/advisor/

men Autonomie¹⁰ weiterentwickelt.

Das Simulations-Tool basiert auf Matlab/Simulink von The MathWorks, hat jedoch eine eigene grafische Oberfläche (GUI). Ziel ist es, den kompletten Entwicklungsprozess der Regelung und Auslegung von Fahrzeugantrieben zu begleiten. Das Tool ist ebenfalls so flexibel und modular aufgebaut, dass unterschiedliche spezialisierte Simulationsumgebungen in einem Plug&Play-Ansatz angebunden werden können [30].

Durch die detaillierten Modelle der einzelnen Komponenten konnte bereits PSAT über die Erweiterung PSAT-PRO für Hardware-in-the-Loop (HiL) Anwendungen eingesetzt werden. Diese Funktionalität ist auch eine Kerneigenschaft von Autonomie [51]. Durch den modularen Aufbau soll auch die Wiederverwendbarkeit von Teilmodellen erreicht werden [65].

dSpace ASM

Als Anbieter von Echtzeit-Hardware für den Automotive-Bereich bietet dSpace seit 2005 unter dem Namen Automotive Simulation Models (ASM) eine kommerzielle Modellbibliothek für die Simulation und den Test von Komponenten und Funktionen im Fahrzeug an.

Unter dem Produktnamen ASM werden neben den Komponenten des konventionellen Antriebs auch elektrische Komponenten entwickelt und angeboten. Daneben existieren auch Fahrdynamik- und Umweltmodelle, die sich mit den Antriebsstrangkomponenten zu virtuellen Fahrzeugen kombinieren lassen, mit denen virtuelle Testfahrten durchgeführt werden können [71].

Der Detaillierungsgrad der einzelnen Modelle ist hierbei sehr hoch. Die Modelle reichen von vergleichsweise einfachen Mittelwertmodellen für Verbrennungskraftmaschinen bis hin zu transienten Modellen für elektrische Maschinen [18], welche für die Entwicklung und den Test der Regelungsfunktionen von Antriebsumrichtern benötigt werden.

Die Produkte der ASM-Modellbibliothek sind generell auf die Bedürfnisse der Tests von Fahrzeug-Steuergeräten (ECUs)¹¹ zugeschnitten. Zur Parametrierung der dafür benötigten Vorwärtsmodelle wird in [18] auch eine Schnittstelle zu einem FEM-Tool vorgestellt, die zur ganzheitlichen Entwicklung von elektrischen Antriebssystemen genutzt werden kann.

¹⁰www.autonomie.net

¹¹ECU: Electronic Control Unit

2.3 Echtzeit-Simulation

Für die Kopplung von Simulationen mit realen Komponenten auf Prüfständen ist neben den echtzeitfähigen Modellen aus dem vorigen Abschnitt auch eine geeignete Rechenplattform mit entsprechender Schnittstellen-Hardware nötig. Der folgende Abschnitt gibt einen kurzen Überblick zu den grundlegenden Echtzeitbedingungen und stellt darüber hinaus gängige Echtzeitsysteme vor. Eine kurze Gegenüberstellung schließt dieses Kapitel ab.

2.3.1 Echtzeitbedingungen

Zur Charakterisierung von Echtzeitsystemen und zur Beschreibung von Echtzeitanforderungen sind zuerst ein paar Zeitdefinitionen nötig. Diese sind in Abbildung 2.4 übersichtlich dargestellt.

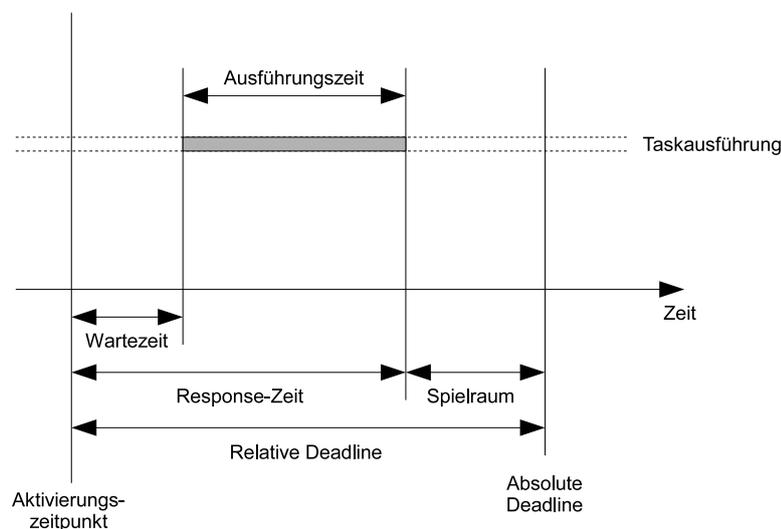


Abbildung 2.4: Zeitdefinitionen in Echtzeitsystemen (nach [63])

Unter einem Echtzeit-System versteht man ein System, das innerhalb einer vorgegebener Zeitspanne auf ein einkommendes Ereignis (*Aktivierungszeitpunkt*) reagieren kann. Außerdem muss sichergestellt sein, dass ein angefordertes Ergebnis zu einer definierten Zeit (*relative/absolute Deadline*) an den Empfänger zurückgegeben werden kann [44]. Die Größe des *Spielraums* ist schließlich ein Maß für die Auslastung beziehungsweise die Reserven des Systems. Grundsätzlich kann man zwischen drei unterschiedlichen Echtzeitanforderungen unterscheiden, welche sich in die beiden nachfolgenden Gruppen

klassifizieren lassen. Abbildung 2.5 veranschaulicht diese Zusammenhänge.

Weiche Echtzeitbedingungen Weiche Echtzeitbedingungen sind Anforderungen, bei denen bei Überschreiten der geforderten Zeitgrenze der Nutzen der angeforderten Information abnimmt, aber trotzdem noch brauchbar ist, bzw. keinen Schaden anrichtet. Ein Beispiel ist typischerweise die Übertragung von Videostreams. Ein Überschreiten der Zeitgrenze führt hier im schlimmsten Fall zum Ruckeln des Bildes.

Harte Echtzeitbedingungen Bei diesen Anforderungen ist die angeforderte Information bei Überschreiten der Zeitgrenze im besten Fall nutzlos (feste Grenze) bzw. kann sogar zu Schäden führen (harte Grenze) [44]. Ein Beispiel für feste Zeitgrenzen findet sich zum Beispiel bei Navigationssystemen in Fahrzeugen. Ein Überschreiten der Zeitgrenze kann zum Verpassen einer Ausfahrt und einem Wendemanöver führen. Harte Echtzeit wird für sicherheitskritische Systeme gefordert. Ein Nichteinhalten der Zeitgrenzen von Lageregelungen in Flugzeugen kann zum Absturz des Flugzeugs führen und erheblichen Schaden für Mensch, Maschine und Umwelt zur Folge haben.

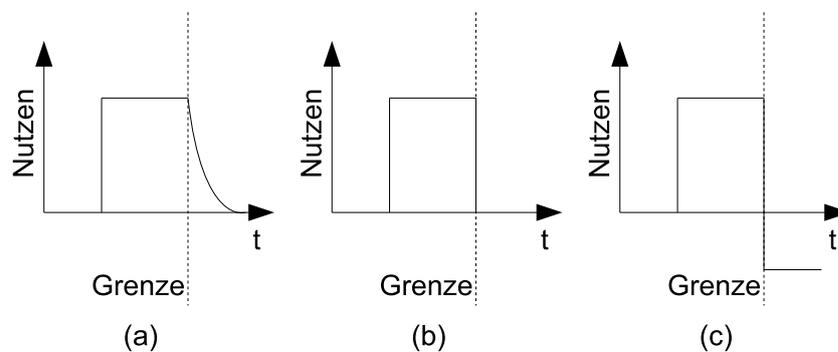


Abbildung 2.5: Veranschaulichung von weichen (a), festen (b) und harten (c) Grenzen in Echtzeitanforderungen (nach [63])

2.3.2 Echtzeit-Systeme

Der Markt für Echtzeit-Systeme ist sehr weit gefächert. Je nach Anwendungsfall und Anforderungen an die Rechenleistung stehen mehrere Systeme zur Verfügung. Eine kleine Zusammenstellung der gebräuchlichsten Systeme wird

im Folgenden gegeben. Der Fokus liegt hierbei auf der Betrachtung von Systemen zur Simulation von Umgebungsmodellen für HiL-Systeme. Embedded Systems für die Implementierung von Seriensteuergeräten werden dabei nicht betrachtet.

dSpace

Vor allem auf dem Automotive-Sektor sind Echtzeitsysteme der Firma dSpace sehr verbreitet, da mit den Produkten AutoBox und MicroAutoBox modulare Plattformen zur Integration in Fahrzeuge angeboten werden. Diese sind dabei auf das Rapid Prototyping von Steuergeräte-Funktionen spezialisiert. Dieses wird vor allem durch die nahtlose Integration in die Softwareumgebung Matlab/Simulink und die automatische Codegenerierung weiter gefördert.

Zur Berechnung der Echtzeitmodelle setzt dSpace speziell angepasste proprietäre Hardware ein. Dies gewährleistet zum einen die gute Kompatibilität zwischen Hardware und Software. Auf der anderen Seite ist eine Erweiterung oder Kombination mit I/O-Hardware von anderen Herstellern nicht oder nur sehr schwer möglich. dSpace bietet jedoch ein sehr umfangreiches Angebot an Erweiterungskarten, welche neben analogen und digitalen Eingängen sowie diversen Bus-Systemen auch Lösungen auf FPGA-Basis zur schnellen Berechnung von transienten Modellen mit sehr kleinen Latenzzeiten besitzen. Dies ist vor allem bei der HiL-Simulation von umrichter gespeisten elektrischen Maschinen wichtig und nötig [28].

Als Echtzeit-Betriebssystem kommt hierbei ein auf Unix basiertes System namens QNX¹² zum Einsatz. Dieses ist sowohl für die x86- als auch für die PowerPC-basierten Prozessor-Boards verfügbar.

xPC Target

xPC Target ist ein kommerzielles Produkt der Firma The MathWorks, von welcher auch die Berechnungs- und Simulationsumgebung Matlab/Simulink stammt. Dadurch wird eine möglichst durchgängige Entwicklungsplattform von der Simulation bis zum Test an der Zielhardware ermöglicht. The MathWorks vertreibt keine proprietäre Rechner-Hardware, weshalb mit xPC Target ein Echtzeitsystem aus Standardkomponenten aufgebaut werden kann [53].

¹²www.qnx.com

Durch die weite Verbreitung von Matlab/Simulink sind Treiber für eine Vielzahl von I/O- und Schnittstellenkarten erhältlich.

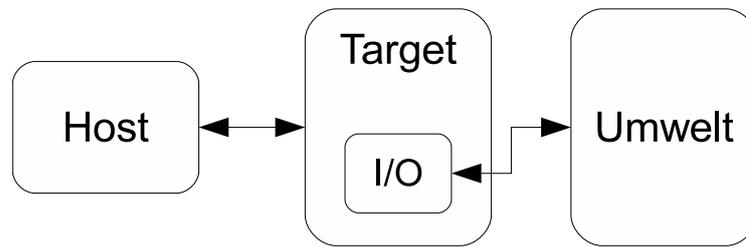


Abbildung 2.6: Kommunikation zwischen Host-PC und Simulation-Target

xPC Target fungiert als proprietäres Echtzeit-Betriebssystem, das auf einem sogenannten Target-PC läuft und mit der Umwelt über I/O-Karten kommunizieren kann. Bei dem sogenannten Host-PC handelt es sich um einen normalen Arbeitsplatz-Rechner, auf dem die Modelle erstellt und die Simulationsergebnisse in Echtzeit beobachtet werden können.

National Instruments

National Instruments ist bekannt als Anbieter von Systemen zur Messwert-erfassung und einfachen Steuerungen. Dafür gibt es eine große Auswahl an Schnittstellen-Hardware und mit LabView eine umfangreiche Visualisierungssoftware zur Prozesssteuerung und -überwachung.

Bei der Hardware bietet National Instruments Schnittstellenkarten mit PCI- und PXI¹³-Anbindung an. Während PCI-Karten für den Einbau in Standard-PCs vorgesehen sind, finden PXI-Karten Einsatz in komplexen Mess- und Steuersystemen. Die zusätzlichen hardwareseitigen Trigger- und Synchronisierungsmöglichkeiten zwischen mehreren I/O-Karten sind hierbei vor allem bei großen und verteilten Systemen vorteilhaft und ermöglichen eine deutliche Performance- und Genauigkeitssteigerung gegenüber einer reinen Softwaresynchronisation.

Mit der Erweiterung Labview-Realtime lässt sich ein PXI-System für Berechnungen in Echtzeit nutzen. Dabei handelt es sich ebenfalls um ein proprietäres Echtzeitbetriebssystem, welches die deterministische Ausführung von Steuerungs- und Regelungsanwendungen erlaubt. Durch die Erweiterungen Real-Time Hypervisor und Linux Hypervisor lassen sich Steuerungs- und Vi-

¹³PXI: Erweiterung des PCI-Standards unter Aufsicht der PXI Systems Alliance (<http://www.pxisa.org/>)

sualisierungssystem sowie das Echtzeit-System, anders als bei xPC Target bzw. dSpace, auf einer Rechenhardware gemeinsam betreiben. Es handelt sich hierbei um eine Betriebssystem-Virtualisierung, welche bei virtuellen Servern in Großrechnern weit verbreitet ist.

Für Embedded-Anwendungen, vergleichbar mit der MicroAutoBox, wird von National Instruments das System CompactRIO angeboten. Dieses besteht aus einer speziellen Rechenplattform mit FPGA-Modul für schnelle I/O-Zugriffe, die modular mit weiteren I/O- und Busschnittstellen erweiterbar ist. Eine skalierbare Entwicklungsplattform ist damit gegeben.

Durch die Verwendung von LabView zur Erstellung der Anwendungen ist bei diesen Systemen keine direkte Durchgängigkeit im Entwicklungsprozess möglich. Standard-Werkzeuge wie Matlab/Simulink oder Modelica-Werkzeuge lassen sich nur schwierig nutzen.

Echtzeit-Linux

Neben den kommerziellen Lösungen aus den vorherigen Abschnitten existieren zahlreiche Ansätze für frei verfügbare Linux-basierte Echtzeitsysteme. Außerdem existieren kommerzielle Echtzeit-Linux Varianten. Die unterschiedlichen Konzepte, um Echtzeitfähigkeit unter Linux zu erreichen, sind in [17] detailliert beschrieben. Hierin werden vier Ansätze unterschieden.

Unmodifizierter Kernel Das Betriebssystem wird unverändert betrieben.

Wenn das System schnell genug ist, d.h. genügend Reserven an Rechenzeit übrig sind, dann kann mit einem deterministischen Verhalten gerechnet werden. Eine Garantie hierfür gibt es jedoch nicht. Für harte Echtzeitanforderungen ist dieser Ansatz deshalb nicht geeignet.

Optimierter Kernel und Treiber Da bei Linux auf den Quellcode des Systems zugegriffen werden kann, sind Optimierungen bezüglich der Reaktionszeit bzw. des Hardwarezugriffs mittels Treibern möglich. Dies kann dazu genutzt werden, den Vorhalt von nicht genutzter Rechenzeit zum Erreichen einer ausreichend kurzen Reaktionszeit zu reduzieren. Harte Echtzeitanforderungen können jedoch nicht garantiert werden.

Ersetzen des Kernels Eine Möglichkeit harte Echtzeitanforderungen zu erfüllen ist das Ersetzen des Linux-Kernels durch einen Echtzeit-Kernel.

Dieser enthält eine Interruptverwaltung sowie einen geeigneten echtzeitfähigen Scheduler, welcher die Abarbeitung der einzelnen Prozesse auf der CPU steuert. Der Standard Linux-Kernel läuft dabei als ein Prozess mit niedrigster Priorität. Der Scheduler kann diesen Prozess dann zu Gunsten eines zeitkritischen Prozesses unterbrechen. Der Rechner kann somit auch für den normalen Desktopeinsatz genutzt werden. Zu den wichtigsten Vertretern dieses Ansatzes zählen das auch kommerziell vertriebene RT-Linux sowie die freien Systeme RTAI und XENOMAI. Die letztgenannten gehen auf die gemeinsame Implementierung des Dipartimento di Ingegneria Aerospaziale des Polytechnikum Mailand von Prof. Paolo Mantegazza zurück [47] [90]. 2005 erfolgte die Abspaltung des XENOMAI Entwicklungsasts. Die beiden Projekte verfolgen dabei unterschiedliche Ansätze. Während XENOMAI auf eine flexible Architektur mit der Möglichkeit zur API-Emulation von anderen Echtzeitsystemen setzt, bietet RTAI durch die schlankere Interruptbehandlung eine bessere Reaktionszeit [4]. Eine genauere Beschreibung dieses Konzepts wird in Abschnitt 5.1.1 gegeben.

Modifikation des Kernel Dieser Ansatz erweitert den Standard Linux-Kernel um die Möglichkeit eines präemptiven Schedulers. Dieser ist in der Lage, laufende Prozesse zu Gunsten eines zeitkritischen Prozesses zu unterbrechen. Unter dem Namen RT-Preempt ist dies Teil der offiziellen Kernelversion¹⁴. RT-Preempt wird hier als Patch in den Kernel compiliert. In [52] ist ein Vergleich mit der RTAI-Erweiterung gegeben. Ein kommerzieller Vertreter dieses Ansatzes ist zum Beispiel Redhat Enterprise Linux, welches als Basis der Echtzeit-Lösung von OPAL-RT¹⁵ eingesetzt wird.

Zur Anbindung von I/O-Hardware wird unter dem Namen COMEDI¹⁶ ein Framework zum Betrieb von Messtechnik Hardware zur Verfügung gestellt. Unterstützt werden zahlreiche I/O-Karten von verschiedenen Herstellern, unter anderem von National Instruments. Es besteht aus einem Kernel-Modul und einer API-Schnittstelle, die die Kommunikation mit Programmen im User-Space ermöglicht. Außerdem kann das Paket sowohl mit normalen Linuxsystemen als auch mit der Echtzeiterweiterung RTAI genutzt werden.

¹⁴Linux-Kernel erhältlich unter www.kernel.org

¹⁵www.opal-rt.com

¹⁶Linux control and measurement device interface

Eine weitere Eigenschaft von Linux ist die Skalierbarkeit der Rechenplattform. Prinzipiell gibt es Versionen für nahezu alle gebräuchlichen Architekturen, von Mehrkern-CPU bis hin zu Embedded-Systemen auf ARM- oder PowerPC-Basis.

Vergleich der Systeme

Abschließend sollen an dieser Stelle noch die betrachteten Echtzeitsysteme verglichen werden. Da die Bandbreite und die Einsatzzwecke von Echtzeitsystemen sehr groß sind, kann keine allgemein gültige Empfehlung für oder gegen ein bestimmtes System gegeben werden. Je nach Anwendungsfall muss deshalb gesondert entschieden werden.

Tabelle 2.1: Gegenüberstellung der betrachteten Echtzeitsysteme

	dSpace	xPC Target	NI	Echtzeit Linux
Skalierbarkeit	+	0	+	++
Einbindung Standard-Tools	++	+	-	0
Hardwareunterstützung	++	+	+	+
Standardkomponenten	-	++	-	+
FPGA-Unterstützung	++	-	+	-
Anschaffungskosten	-	+	-	++

Tabelle 2.1 gibt hierbei einen groben Überblick über die Eigenschaften der vorgestellten Systeme, welche als Entscheidungshilfe dienen kann. Der Bewertung der einzelnen Eigenschaften liegen dabei subjektive Einschätzungen zu Grunde. Die Überlegungen wurden für die Auswahl der Echtzeit-Plattform aus Abschnitt 5.1 genutzt. Insbesondere die Vielfalt der Linux-Varianten (siehe auch [17]) erschwert hierbei eine abschließende Bewertung.

Kapitel 3

Modellierungsmethode

3.1 Zielsetzung und Modellierungsansatz

Für energetische Konzeptstudien ist die Kenntnis des stationären Verhaltens von elektromechanischen Wandlern zu einem frühen Zeitpunkt des Entwicklungsprozesses nötig. Oftmals sind genaue Daten zu potentiellen Maschinen nur sehr lückenhaft bzw. gar nicht vorhanden. In der Praxis werden außerdem oft Kennfelder verwendet, welche zum einen ausreichend viele Messwerte benötigen und zum anderen nur schlecht auf andere Maschinen übertragen werden können. Im Folgenden wird deshalb eine Methode aufgezeigt, wie die wesentlichen Einflussfaktoren auf das stationäre Verhalten erfasst und mathematisch beschrieben werden können.

Die Grundlage der Methode bildet die Beschreibung durch die Stromortskurve. Diese Kurve beschreibt die Lage des Stromzeigers in Relation zum Spannungszeiger unter Variation der mechanischen Belastung für feste Spannung und Frequenz. Die Grundlagen dieser Theorie sind unter anderem in [57] dargestellt. Für die Asynchronmaschine ist die Stromortskurve auch unter den Namen Ossana-Kreis und Heyland-Kreis bekannt. Sie entspricht der grafischen Veranschaulichung des elektrischen Ersatzschaltbildes der jeweiligen elektrischen Maschine. In der Literatur wird häufig versucht, die im Betrieb auftretenden Verluste durch Elemente des Ersatzschaltbildes zu beschreiben.

Im Gegensatz dazu verfolgt die hier vorgestellte Methode das Ziel, das ideale Verhalten des Wandlers und die Verluste zu trennen. Ausgehend von einem bekannten Punkt, üblicherweise dem Nennpunkt der Maschine, wird die ideale Stromortskurve konstruiert. Anschließend werden die Einflussfaktoren auf das

Maschinenverhalten und die Verluste für den jeweiligen Maschinentyp analysiert. Ausgehend von diesen Überlegungen erfolgt eine Skalierung des idealen Verhaltens und der Verluste getrennt über die identifizierten Zusammenhänge für alle Betriebspunkte. Am Ende können beide Größen wieder zusammengeführt werden und ergeben so das Verhalten der realen Maschine. Die Verluste der Maschine werden dabei vektoriell als zusätzlicher Realteil auf den komplexen Stromzeiger addiert. Die Blindkomponente bleibt davon unbeeinflusst.

Aus der grafischen Darstellung der Stromortskurve lassen sich mittels geeigneter Maßstäbe neben dem Strom auch alle weiteren wichtigen Größen wie Drehmoment und elektrische Leistung ablesen. Die Maßstäbe sind in Tabelle 3.1 aufgeführt. Für die Skalierung müssen diese Maßstäbe jeweils neu berechnet werden. Anschließend können die Größen in der Stromortskurve abgelesen beziehungsweise eingezeichnet werden. Die mechanischen Größen sind dabei über den Realteil des Stromzeigers und den entsprechenden Maßstab zu bestimmen.

Tabelle 3.1: Maßstäbe der Stromortskurve

Maßstab	Symbol	Berechnung	Einheit
Strom	m_I	-	[A/cm]
Leistung	m_P	$3 \cdot U_1 \cdot m_I$	[W/cm]
Drehmoment	m_M	$\frac{m_P}{2\pi n_{syn}} = \frac{3p}{2\pi} \cdot \frac{U_1}{f_1} \cdot m_I$	[Nm/cm]

Das grafische Verfahren der Stromortskurve kann mit Hilfe der analytischen Geometrie in eine mathematische Beschreibung des stationären Verhaltens der elektrischen Maschine überführt werden. Dieses Vorgehen hat gegenüber den üblichen Kennfeldern den Vorteil, dass das Verhalten mittels weniger einfacher Gleichungen und Parameter beschrieben werden kann. Große Tabellen und Interpolationen zwischen zwei Messwerten sind somit überflüssig.

3.2 Betriebsverhalten der ASM

3.2.1 Kippmomentreserve

Grundlage für die Modellierungsmethode sind Herstellerangaben und Datenblätter. Leider sind nicht immer alle Daten von allen Maschinen verfügbar. Deshalb wird im Folgenden eine Möglichkeit aufgezeigt, wie die fehlenden Größen bestimmt werden können. Ausgangspunkt ist immer der motorische Betrieb. Eine analoge Übertragung der Methode auf den generatorischen Betrieb ist jedoch möglich.

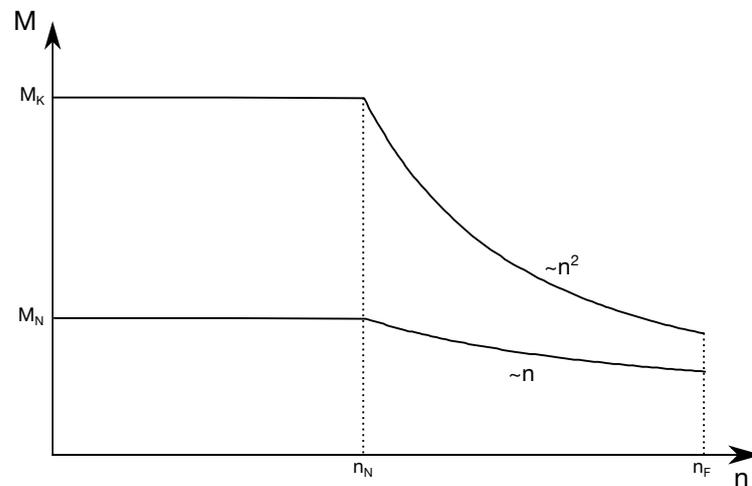


Abbildung 3.1: Betriebsbereich einer Asynchronmaschine

Für die Anwendung von elektrischen Maschinen im Fahrzeugantrieb ist ein möglichst großer Feldschwächbetrieb wünschenswert [35][23], um möglichst lange mit konstanter Leistung beschleunigen zu können. Bei einer Asynchronmaschine nimmt das Kippmoment, also das maximale Moment, das die Maschine bei gegebener Spannung und Frequenz abgeben kann, quadratisch mit der Drehzahl ab. Gewünscht ist jedoch ein proportional abfallendes Verhalten, was einer konstanten mechanischen Leistung entspricht. Ein entscheidendes Kriterium ist also das Verhältnis aus maximaler Drehzahl bei konstanter Leistung n_F und der Nenndrehzahl n_N . Aus Stabilitätsgründen und zur Begrenzung des Schlupfes und somit der Rotorverluste muss bei Asynchronmaschinen auf eine ausreichende Momentenreserve geachtet werden.

Meist ist in den Datenblättern von Servo-Antrieben eine Angabe zur „maximalen Drehzahl bei Feldschwächung“ zu finden. Ist dies der Fall, kann auf

die für die Charakterisierung ausschlaggebende Kippmomentreserve im Nennpunkt geschlossen werden. Der umgekehrte Fall ist vor allem bei Maschinen, die ursprünglich für den Betrieb am starren Netz ausgelegt sind, zu finden. Daraus lässt sich bei gegebener Kippmomentreserve auf die maximale Drehzahl bei Feldschwächung schließen. Es gilt:

$$M_{k,max} = \frac{n_F}{n_N \cdot u} \cdot M_N \quad (3.1)$$

Der Faktor u definiert hierbei die Reserve des Drehmoments bzgl. des Kippmoments (siehe Gleichung (3.2)).

$$M(n_F) = u \cdot M_K(n_F) \quad (3.2)$$

Nach [73] sollte das Drehmoment mindestens 30% unterhalb des Kippmoments liegen. Für u kann deshalb 0,7 mit guter Näherung angenommen werden. Stichprobenhafte Prüfungen mit Angaben anderer Hersteller sowie [25] bestätigen diese Annahme.

3.2.2 Drehmoment-Drehzahl Kennlinie

Ausgehend von der Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie und den üblicherweise aus dem Datenblatt verfügbaren Werten, kann auf die Größe des Kippschlupfes geschlossen werden. Die Kennlinie ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Darin sind auch die wichtigen charakterisierenden Punkte gekennzeichnet. Aus den grundlegenden Datenblatt-Angaben lässt sich der Nennschlupf s_N berechnen zu:

$$s_N = \frac{f_N - p \cdot n_N}{f_N} \quad (3.3)$$

Für die weiteren Betrachtungen ist jedoch auch der Kippschlupf von großer Bedeutung.

Die Kennlinie aus Abbildung 3.2 lässt sich angenähert durch die Kloss'sche Gleichung beschreiben:

$$M = 2 \cdot M_K \frac{s \cdot s_K}{s_K^2 + s^2} \quad (3.4)$$

Aus [22] geht hervor, dass der Statorwiderstand R_1 (siehe Abbildung 3.4) einen geringen Einfluss auf das Kippmoment und den Kippschlupf hat, weshalb hier diese Näherung verwendet wird. In Gleichung 3.4 lassen sich nun die Nenngrößen M_N und s_N einsetzen und nach dem Kippschlupf auflösen. Man erhält

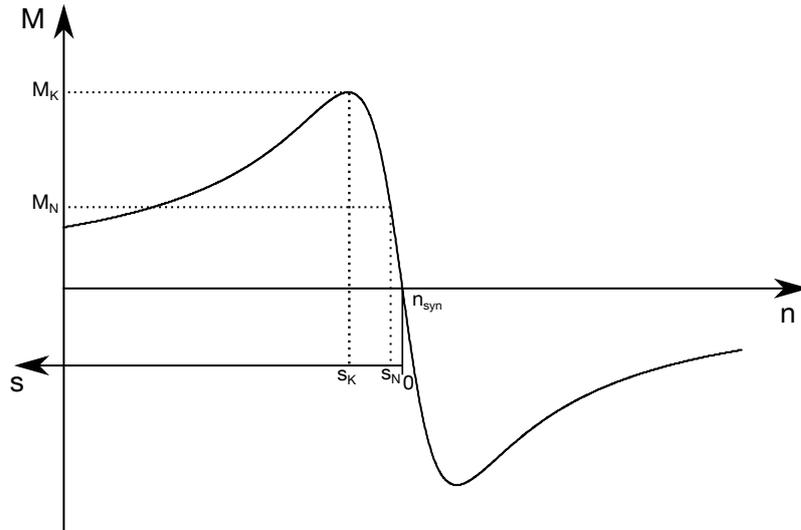


Abbildung 3.2: Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie einer ASM

den Zusammenhang aus Gleichung (3.5).

$$s_{K1,2} = s_N \left(\frac{M_K}{M_N} \pm \sqrt{\left(\frac{M_K}{M_N}\right)^2 - 1} \right) \quad (3.5)$$

Darin ist nur noch der Nennschlupf und das charakteristische Verhältnis aus Kippmoment zu Nennmoment enthalten. Im Wurzelausdruck muss der Term in Klammern für eine gültige Lösung stets größer 1 sein. Da das Verhältnis M_K/M_N stets größer als 1 ist, stellt die Lösung mit dem Pluszeichen die gültige reelle Lösung dar.

3.2.3 Wirkungsgrad und Verlustaufteilung

Die im Betrieb auftretenden Verluste einer Asynchronmaschine lassen sich anschaulich im Sankey-Diagramm aus Abbildung 3.3 darstellen. Aufgrund der sehr geringen Schlupffrequenz im Normalbetrieb können die Eisenverluste im Rotor vernachlässigt werden.

Für die Verluste gilt dann

$$(1 - \eta) \cdot P_{el} = P_{Zus} + P_{Cu,1} + P_{Fe,1} + P_{Cu,2} + P_{reib} \quad (3.6)$$

Für die Zusatzverluste wird ein pauschaler Wert von 0,5% der elektrisch aufgenommenen Wirkleistung angenommen. Die Rotorverluste können mit guter Näherung zu

$$P_{VR} = P_{Cu,2} = s \cdot P_\delta \quad (3.7)$$

angenommen werden, wobei P_δ die über den Luftspalt auf den Rotor übertragene Leistung bezeichnet. Dadurch ergibt sich der Ausdruck für die Statorverluste zu

$$P_{VS} = P_{Cu,1} + P_{Fe,1} = \left(\frac{1 - \eta - s}{1 - s} - 0,005 \right) \cdot P_{el} - \frac{P_{reib}}{1 - s} \quad (3.8)$$

Die Reibleistung wird in erster Näherung als konstantes Reibmoment angegeben. Die Aufteilung der Statorverluste nach $P_{Cu,1}$ und $P_{Fe,1}$ kann nun als eine Randbedingung für den anschließenden Entwurf vorgegeben oder aus Erfahrungswerten abgeschätzt werden. Als dritte Möglichkeit kann eine Parameterbestimmung durch Messungen an bereits realisierten Maschinen vorgenommen werden. Eine Möglichkeit dazu wird in Abschnitt 3.4 aufgezeigt.

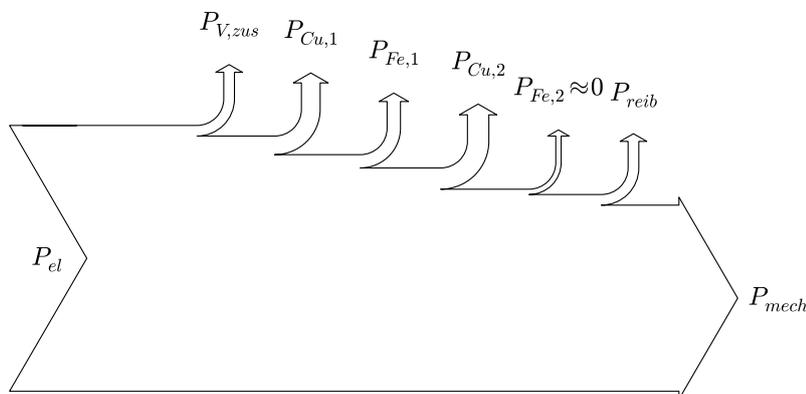


Abbildung 3.3: Sankey-Diagramm einer ASM

3.2.4 Stromortskurve

Konstruktion für den Nennpunkt

Zum Abschätzen des Betriebsverhaltens über den gewünschten Betriebsbereich wird die Stromortskurve herangezogen. Diese wird ausgehend vom Nennbetriebspunkt konstruiert und anschließend abhängig von den Betriebsparametern entsprechend skaliert. Ausgangspunkt für die Konstruktion der Stromortskurve stellt das einphasige Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.4 dar.

Die beschriebene Methode verfolgt den Ansatz der Aufteilung nach dem idealen Verhalten und der Betrachtung der Verluste im einphasigen Ersatzschaltbild. Das ideale Verhalten beschreibt dabei die Kreisbahn der Stromortskurve, während die Verluste einen zusätzlichen Wirkanteil im aufgenommenen

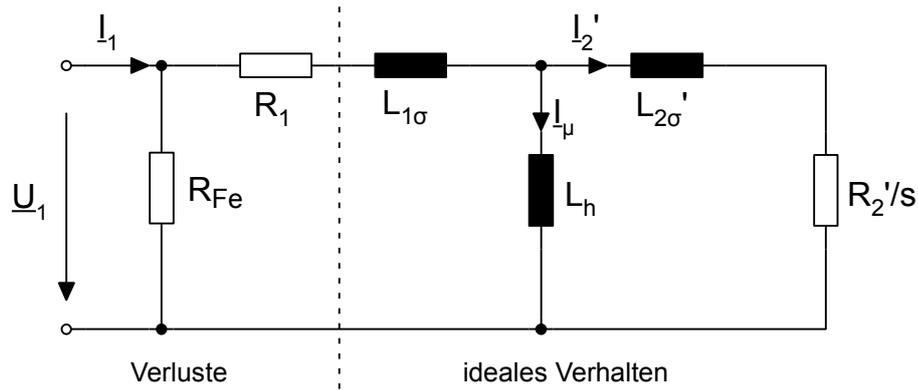


Abbildung 3.4: Ersatzschaltbild einer ASM

Strom verursachen. In der Literatur findet man häufig R_{Fe} parallel zur Hauptinduktivität L_h . Für Maschinen mit einer Leistung von mehr als 10kW, wie sie in Fahrzeugantrieben eingesetzt werden, ist der Einfluss des Statorwiderstands allerdings gering und die getroffene Näherung aus Abbildung 3.4 zulässig [25].

Für den Nennpunkt der Maschine lassen sich die Maßstäbe aus Tabelle 3.1 leicht aus Datenblattangaben berechnen. Der nächste Schritt ist das Einzeichnen des Nennstroms nach Betrag und Phase. Mit Hilfe der Schlupfgeraden und den im vorigen Abschnitt hergeleiteten Beziehungen zwischen Nennschlupf und Kippschlupf sowie Nennmoment und Kippmoment lässt sich der Punkt des idealen Kurzschlussstroms konstruieren. Er befindet sich auf der negativen reellen Achse und hat vom Koordinatenursprung den Abstand

$$\overline{OP_\infty} = I_N \cdot \sin \varphi + M_N \cdot \frac{1}{m_M} \cdot \left(\frac{M_K}{M_N} + \sqrt{\left(\frac{M_K}{M_N} \right)^2 - 1} \right) \quad (3.9)$$

Der ideale Leerlauf kann entsprechend mit einem Abstand von

$$\overline{OP_0} = \overline{OP_\infty} - 2 \cdot M_K \cdot \frac{1}{m_M} \quad (3.10)$$

vom Koordinatenursprung berechnet werden.

Aus der Stromortskurve lässt sich nun für jeden Schlupfwert der entsprechende Strom nach Betrag und Phase ablesen.

Magnetisierungsstrom

Da bei einer Asynchronmaschine mit Käfigläufer im Gegensatz zur permanenterregten Synchronmaschine oder dem Schleifringläufer keine Erregerleis-

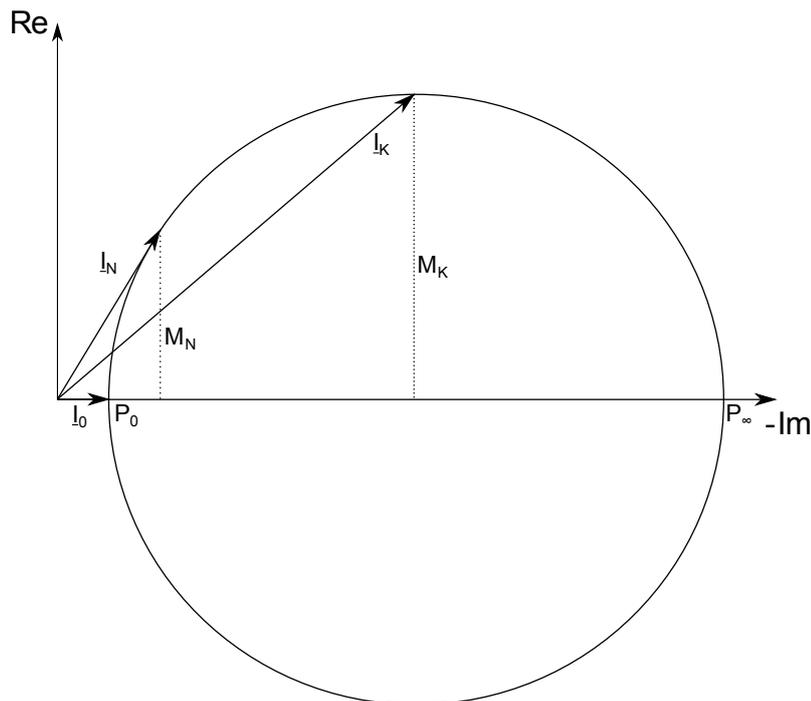


Abbildung 3.5: Ideale Stromortskurve einer ASM

tung auf den Rotor gebracht werden kann, muss diese durch einen induktiven Blindstrom aus dem Netz aufgenommen werden. In der Stromortskurve aus Abbildung 3.5 äußert sich dieses Verhalten dadurch, dass die Spitze des Stromzeiger stets rechts der reellen Achse zum Liegen kommt.

Ein Maß für den benötigten Blindstrom stellt die Größe des Magnetisierungsstroms dar. Dieser ist für den ideellen Leerlauf ($s=0$) identisch mit dem Leerlaufstrom I_0 .

In Abbildung 3.4 ist der Magnetisierungsstrom in das einphasige Ersatzschaltbild eingezeichnet. Es ergibt sich die Knotengleichung

$$\underline{I}_\mu = \underline{I}_1 - \underline{I}'_2 \quad (3.11)$$

welche sich erweitern lässt zu

$$\underline{I}_\mu = -j \frac{U_1}{X_{1h}} - \frac{X_{1\sigma}}{X_{1h}} \cdot \underline{I}_1 = (1 + \sigma_1) \cdot \underline{I}_0 - \frac{\sigma_1}{1 - \sigma_1} \cdot \underline{I}_1 = \underline{I}_{\mu,fix} - \tilde{\sigma} \cdot \underline{I}_1 \quad (3.12)$$

Daraus ist ersichtlich, dass die Kurve, die der Zeiger des Magnetisierungsstroms durchläuft, der um U_1/X_{1h} in Richtung der imaginären Achse verschobene und um $-X_{1\sigma}/X_{1h}$ gestauchte Kreis des Statorstromzeigers ist. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 3.6 veranschaulicht.

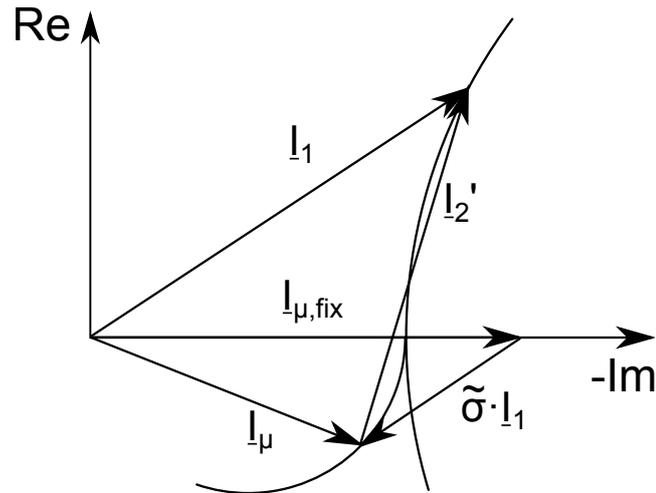


Abbildung 3.6: Magnetisierungsstrom der ASM

Der Mittelpunkt des Kreises liegt auf der imaginären Achse. Ein Fixpunkt ist, wie oben bereits erwähnt, der Punkt des ideellen Leerlaufs ($s=0$). Entscheidend für die Konstruktion des Kreises ist noch die Statorstreuung. Diese lässt sich aus dem Blondel'schen Streukoeffizient σ mit hinreichender Genauigkeit rekonstruieren. Der Streukoeffizient σ lässt sich durch den Durchmesser des Kreises der Stromortskurve aus Abbildung 3.5 bestimmen. Es gilt:

$$\sigma = \frac{I_0}{I_\infty} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)} \quad (3.13)$$

Wenn man annimmt, dass σ_1 und σ_2 näherungsweise gleich groß sind, dann folgt daraus

$$\sigma \approx 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)^2} \quad (3.14)$$

Nach der Statorstreuung, welche zum Berechnen des Magnetisierungsstroms nötig ist, aufgelöst erhält man

$$1 + \sigma_1 \approx \sqrt{\frac{1}{1 - \sigma}} \quad (3.15)$$

Damit lässt sich nach Gleichung 3.12 der Fixpunkt für die Konstruktion des Magnetisierungskreises berechnen. Es fehlt nun noch der Streckungsfaktor aus Gleichung 3.12. Dieser berechnet sich zu

$$\tilde{\sigma} = \frac{I_{\mu,fix} - I_0}{I_0} \quad (3.16)$$

Analog zum Kreis des Statorstromzeigers lässt sich die Trajektorie des Magnetisierungsstroms durch einen Mittelpunkt und einen Radius beschreiben. Der

Abstand vom Koordinatenursprung zum Mittelpunkt des Kreises, der auf der imaginären Achse liegt, beträgt

$$M_\mu = I_{\mu,fix} - \frac{\tilde{\sigma}}{2} \cdot (I_0 + I_\infty) \quad (3.17)$$

Der Radius kann entsprechend zu

$$r_\mu = I_0 - M_\mu \quad (3.18)$$

angegeben werden. Damit kann die komplette Stromortskurve für den Nennbetrieb inklusive des Magnetisierungsstrom näherungsweise konstruiert werden, um detailliertere Aussagen über das elektrische Verhalten zu erhalten.

Skalierung der Stromortskurve

Die oben beschriebene Stromortskurve ist gültig für eine feste Spannung und eine feste Frequenz. Im folgenden soll gezeigt werden, wie sich diese Stromortskurve mit sich ändernden Betriebsparametern skaliert.

Da im vorigen Abschnitt die Konstruktion auf die ideale Maschine zurückgeführt und die Verlustbetrachtung entkoppelt wurde, liegt der Mittelpunkt der skalierten Stromortskurve ebenfalls auf der negativen Imaginärachse des Koordinatensystems. Es wird weiter angenommen, dass die Stromortskurve weiterhin einen Kreis bildet, welcher durch den Leerlaufstrom I_0 und den Radius M_K eindeutig bestimmt wird.

Für die neue Stromortskurve gilt demnach

$$I_0^* = \frac{U_1^*}{X_1^*} \sim \frac{U}{f} \quad (3.19)$$

sowie

$$M_K^* = \frac{3p}{4} \cdot (1 - \sigma) \frac{U_1^2}{\omega_1^2 L_\sigma} \sim \frac{U^2}{f^2} \quad (3.20)$$

Eine weitere charakteristische Größe ist der Kippschlupf. Es gilt

$$s_K = \frac{\rho_2}{\sigma} = \frac{R_2}{\omega \cdot L_2 \cdot \sigma} \sim \frac{1}{f} \quad (3.21)$$

Mit diesen skalierten Größen lässt sich nun das ideale Verhalten über den gewünschten Betriebsbereich berechnen. Festzuhalten ist an dieser Stelle, dass bisher keine Festlegung auf ein bestimmtes Steuerverfahren (siehe Abschnitt 4.4.2), wie konstantes U/f , getroffen wurde.

3.2.5 Skalierung der Verluste

Für die Rückrechnung vom idealen auf das reale Verhalten müssen die Verluste entsprechend den Betriebsparametern berechnet werden. Dies erfolgt mittels Skalierung ausgehend von einem bekannten Betriebspunkt.

Eisenverluste

Die Eisenverluste lassen sich zerlegen in Hysterese- und Wirbelstromverluste. Eine Aufspaltung und getrennte Betrachtung ist an dieser Stelle zwingend nötig, da der Einfluss von Spannung und Frequenz stark unterschiedlich ist.

Für die Hystereseverluste wird in [25] der Ansatz

$$P_{V,hys} = c_H \cdot \frac{f}{50\text{Hz}} \cdot \left(\frac{B}{1\text{T}}\right)^2 \sim f \cdot B^2 \quad (3.22)$$

gewählt.

Da die Induktion B nicht direkt aus den Betriebsparametern hervorgeht, wird die folgende Abschätzung gewählt. Nach [25] gilt näherungsweise

$$\Phi \sim \frac{U}{f} \sim B \cdot A \quad (3.23)$$

Setzt man diese Beziehung in Gleichung 3.22 ein, erhält man

$$P_{V,hys} = P_{V,hys,N} \cdot \left(\frac{U}{U_N}\right)^2 \cdot \frac{f_N}{f} \quad (3.24)$$

Für die Wirbelstromverluste gilt der Zusammenhang

$$P_{V,WS} = c_{WS} \cdot \left(\frac{f}{50\text{Hz}}\right)^2 \cdot \left(\frac{B}{1\text{T}}\right)^2 \sim f^2 \cdot B^2 \quad (3.25)$$

Mit der Beziehung aus 3.23 erhält man

$$P_{V,WS} = P_{V,WS,N} \cdot \left(\frac{U}{U_N}\right)^2 \quad (3.26)$$

Eine Aufteilung der Hysterese- und Wirbelstromverluste ist für den Nennpunkt analog zur Aufteilung in Stromwärme- und Eisenverluste vorzunehmen.

Abbildung 3.7 verdeutlicht die Skalierung der Eisenverluste beispielhaft für eine Aufteilung von $P_{WS}/P_{hys} = 0,3/0,7$. Der Grafik liegt ein konstantes Verhältnis aus U zu f im Ankerstellbereich (normierte Drehzahl < 1) zu Grunde. Für den Feldschwächbereich (normierte Drehzahl > 1) wird die Spannung konstant auf U_N gehalten.

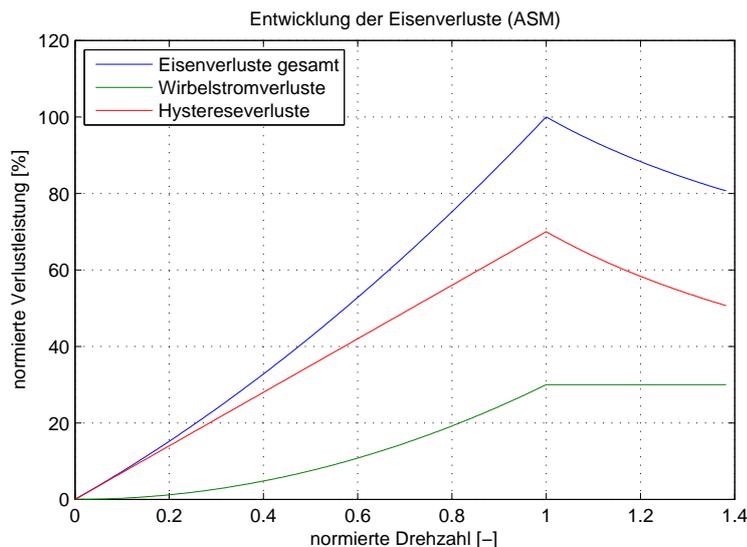


Abbildung 3.7: Skalierung der Eisenverluste der ASM

Stromwärmeverluste

Neben den Eisenverlusten müssen noch die Stromwärmeverluste im Stator für den jeweiligen neuen Betriebspunkt skaliert werden. Diese hängen nur vom Betrag des Stroms und dem ohmschen Widerstand der Wicklungen ab und es gilt:

$$P_{Str} = R \cdot I^2 \quad (3.27)$$

Für den neuen Betriebspunkt skalieren sich die Verluste zu

$$P_{Cu} = P_{Cu,N} \cdot \left(\frac{I}{I_N} \right)^2 \quad (3.28)$$

Mit den Erkenntnissen aus den Abschnitten 3.2.1 bis 3.2.5 lässt sich nun ein Vorgehen zur Berechnung des Betriebsverhaltens über den gesamten Betriebsbereich ausgehend vom Nennbetrieb definieren, auf welches in Abschnitt 4.3.2 näher eingegangen wird.

3.3 Betriebsverhalten der PMSM

3.3.1 Wirkungsgrad und Verlustaufteilung

Wie bereits bei der Asynchronmaschine diskutiert, basiert die Modellierung auf einer Skalierung der Verlustleistungen, ausgehend vom Nennpunkt der

Maschine. Dafür liegt auch bei der permanentenerregten Synchronmaschine eine Betrachtung des Wirkungsgrads und der Verlustaufteilung zu Grunde.

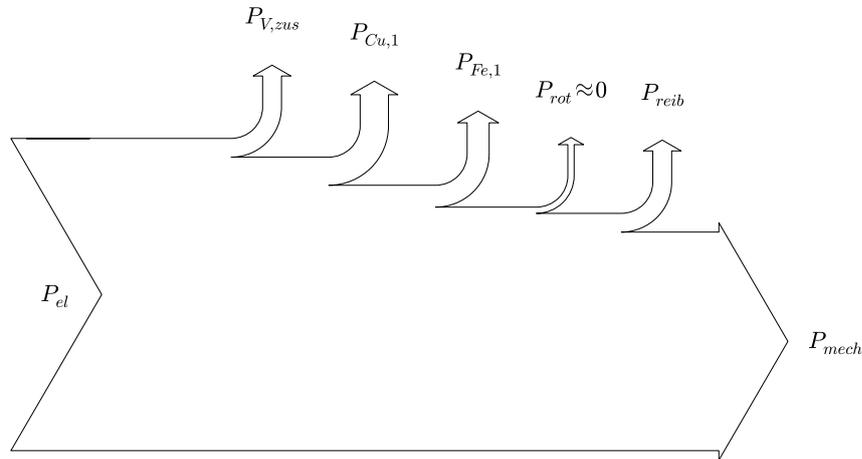


Abbildung 3.8: Sankey-Diagramm einer PMSM

Abbildung 3.8 stellt die Verlustaufteilung zur besseren Übersicht im Sankey-Diagramm dar. Die Verluste im Stator sind analog zur Asynchronmaschine eingezeichnet. Da die Synchronmaschine synchron mit dem Statorfeld rotiert, weist sie im Gegensatz zur Asynchronmaschine keinen Schlupf auf. Der Schlupf stellt die wesentliche Ursache für die Rotorverluste dar. Durch den fehlenden Schlupf werden die Rotorverluste der Synchronmaschine in den folgenden Betrachtungen vernachlässigt.

Die Verlustaufteilung lässt sich durch

$$(1 - \eta) \cdot P_{el} = P_{V,zus} + P_{Cu,1} + P_{Fe,1} + P_{reib} \quad (3.29)$$

ausdrücken.

Für die Verlustleistung im Stator gilt entsprechend Gleichung (3.30).

$$P_{VS} = P_{Cu,1} + P_{Fe,1} = (1 - \eta - 0,005) \cdot P_{el} - P_{reib}. \quad (3.30)$$

Auch hier werden die Zusatzverluste pauschal mit 0,5% der elektrischen Wirkleistung angenommen. Die Aufteilung zwischen Eisen- und Stromwärmeverlusten ist hier wieder analog zur Asynchronmaschine zu treffen und stellt die Grundlage für die weiteren Überlegungen dar.

3.3.2 Stromortskurve PMSM

Unter der Stromortskurve versteht man auch bei der Synchronmaschine den geometrischen Ort, auf dem die Spitze des Stromzeigers bei gleichbleibender Spannung und Frequenz sowie veränderter Last zum Liegen kommt.

Die Stromortskurve stellt die grafische Veranschaulichung der Betriebspunkte dar, welche durch das elektrische Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.9 beschrieben werden kann.

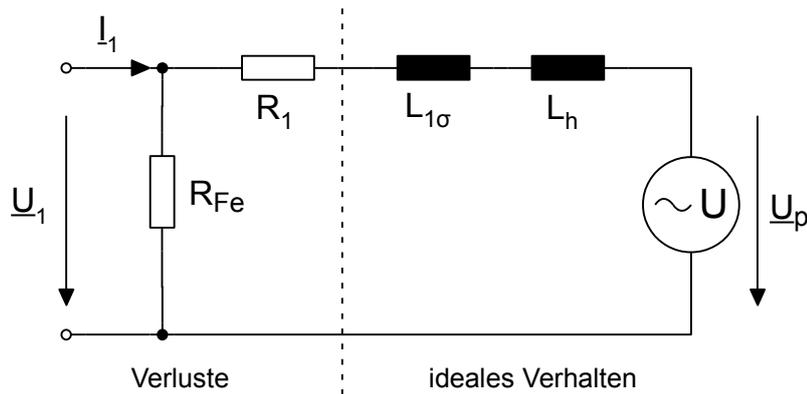


Abbildung 3.9: Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine

Das Betriebsverhalten wird wie bei der Asynchronmaschine im Ersatzschaltbild in ein ideales Verhalten und die Beschreibung der Verluste getrennt. Diese Arbeit beschränkt sich im wesentlichen auf die Beschreibung von Maschinen mit Vollpol-Charakteristik. Dies hat zur Folge, dass Reluktanz-Effekte vernachlässigt werden. Die Stromortskurve der idealen Vollpol-Synchronmaschine bildet genauso wie die der Asynchronmaschine einen Kreis, dessen Mittelpunkt auf der negativen imaginären Achse liegt.

Durch die fehlenden Rotorverluste können die relevanten Größen, wie die aufgenommene elektrische Wirkleistung oder das abgegebene Drehmoment, direkt mittels der entsprechenden Maßstäbe aus der Stromortskurve bestimmt werden.

Konstruktion aus den Nenndaten

Den Ausgangspunkt für die Modellierung bildet die Konstruktion der Stromortskurve für den Nennpunkt. Dazu sind zuerst die geeigneten Maßstäbe wie unter 3.1 für die Asynchronmaschine zu definieren. Durch die Trennung der

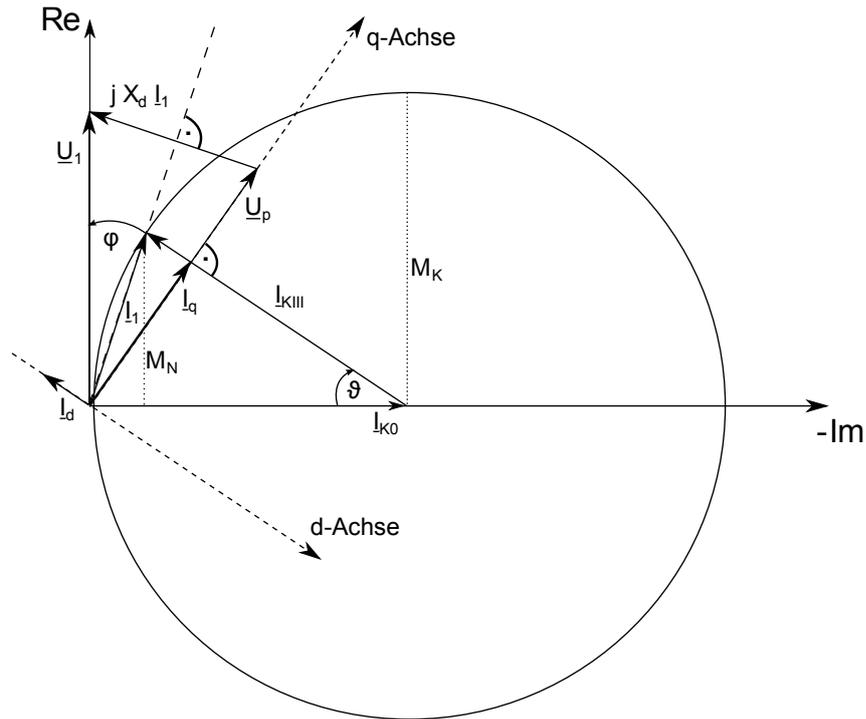


Abbildung 3.10: Stromortskurve und Zeigerdiagramm der PMSM

Verluste vom idealen Verhalten kann die Konstruktion für den Fall $R_1 = 0$ erfolgen.

Aus den Nenndaten lässt sich der ideale Anteil des Statorstroms der Maschine ableiten und durch den Vektor

$$\underline{I}_1 = \begin{bmatrix} M_N \cdot \frac{1}{m_M} \\ I_N \cdot \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

ausdrücken. Der Blindanteil des idealen Statorstroms wird also aus den Angaben zum Statorstrom berechnet, wohingegen der Wirkanteil aus dem resultierenden Nennmoment konstruiert wird. Dadurch ist implizit dem Wirkungsgrad Rechnung getragen und ein Punkt auf der Stromortskurve gefunden. Es wird weiterhin angenommen, dass der Phasenwinkel des Statorstroms mathematisch negativ ist, was einem negativem Imaginärteil entspricht. Die Maschine wirkt also im Nennbetrieb als induktive Last.

Anders als bei der Energieerzeugung, müssen Synchronmaschinen, als Motor an einen Frequenzumrichter gekoppelt, keine Blindleistung abgeben. Somit ist die Annahme eines untererregten Betriebs gerechtfertigt.

Wenn der Wert des feldschwächenden Stroms im Nennpunkt bekannt ist,

so folgt

$$\frac{I_d}{I_q} = \frac{I_d}{\sqrt{I_1^2 - I_d^2}} \quad (3.32)$$

und der Winkel, der durch die Zerlegung des Statorstrom in d- und q-Achse aufgespannt wird, muss zum Phasenwinkel des Statorstroms addiert werden. Eine nähere Beschreibung der dq-Transformation wurde in Abschnitt 2.2.1 gegeben.

Es gilt:

$$\vartheta - \varphi = \arctan \frac{I_d}{\sqrt{I_1^2 - I_d^2}} \quad (3.33)$$

Der Nennpunkt der Maschine befindet sich üblicherweise nicht im Feldschwächbereich. Dies bedeutet, dass die feldschwächende Komponente des Statorstroms I_d gleich Null ist. Dadurch, und durch die Vernachlässigung des Statorwiderstands, sind der Statorstrom-Zeiger und der Zeiger der induzierten Spannung \underline{U}_p in Phase. Der Lastwinkel ϑ ist entsprechend gleich dem Phasenwinkel φ des Statorstroms.

Nach [25] gilt für den komplexen Zeiger des Statorstrom

$$\underline{I}_1 = -j \frac{\underline{U}_1}{X_d} + j \frac{\underline{U}_p}{X_d} \quad (3.34)$$

bzw.

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{K0} + \underline{I}_{KIII} \quad (3.35)$$

Dieser Zusammenhang zeigt sich im Zeigerdiagramm aus Abbildung 3.10 im Stromdreieck, das \underline{I}_1 , \underline{I}_{K0} und \underline{I}_{KIII} bilden. Durch die Orthogonalität des Stromzeigers \underline{I}_{KIII} und der Polradspannung \underline{U}_{ip} kann die Stromortskurve konstruiert werden. Für die Beträge der fehlenden Ströme gilt:

$$I_{K0} = \frac{I_q}{\sin \vartheta} \quad (3.36)$$

$$I_{KIII} = I_{K0} \cdot \cos \vartheta + |I_d| \quad (3.37)$$

Durch die erfolgte Konstruktion der Stromortskurve und unter Kenntnis der Gleichungen (3.34) und (3.35) kann mit

$$X_d = \frac{I_{KIII}}{U_p} \quad (3.38)$$

sogar auf die synchrone Reaktanz der Maschine geschlossen werden.

Skalierung der Stromortskurve

Wie aus dem vorherigen Abschnitt hervorgeht, bildet die Stromortskurve der permanenterregten Synchronmaschine einen Kreis, dessen Radius

$$r_{SOK,PMMSM} = M_K \cdot m_M \quad (3.39)$$

beträgt. Der Mittelpunkt des Kreises liegt an der Spitze des Stromzeigers I_{K0} auf der negativen imaginären Achse. Der Kreis wird also eindeutig durch diese beiden Größen beschrieben.

Ausgehend von der Konstruktion für den Nennpunkt kann die Stromortskurve nun, durch eine entsprechende Skalierung mit den Betriebsgrößen des zu berechnenden Betriebspunkts, in eine neue Stromortskurve überführt werden.

Nach [25] gilt für das abgegebene Drehmoment der Vollpol-Synchronmaschine

$$M = -\frac{3 \cdot U_1}{2\pi \cdot n} \cdot \frac{U_p}{X_d} \cdot \sin \vartheta = -M_K \cdot \sin \vartheta \quad (3.40)$$

und somit, wegen der direkten Proportionalität der induzierten Polradspannung zur Drehzahl, für das Kippmoment

$$M_K = \frac{3 \cdot U_1}{2\pi \cdot n} \cdot \frac{U_p}{X_d} \sim \frac{U_1}{f_1} \quad (3.41)$$

Der Strom I_{K0} wird auch als Leerlauf-Kurzschlussstrom bezeichnet. Nach den Gleichungen (3.34) und (3.35) lässt sich dieser Strom mit

$$I_{K0} = \frac{U_1}{X_d} \quad (3.42)$$

angeben. Somit gilt für diesen Strom

$$I_{K0} \sim \frac{U_1}{f_1} \quad (3.43)$$

Mit diesen beiden Größen ist der Kreis der Stromortskurve eindeutig bestimmt und kann für die weiteren Untersuchungen herangezogen werden.

3.3.3 Skalierung der Verluste

Die Modellierung des stationären Verhaltens der permanenterregten Synchronmaschine basiert wie bereits bei der Asynchronmaschine auf der Skalierung der Verluste. Dafür wird ausgehend vom Nennpunkt die Stromortskurve konstruiert und für den jeweiligen Betriebspunkt skaliert. Mit den neuen Größen des

Betriebspunkts können die Verluste skaliert werden. Hierbei werden in den folgenden Abschnitten die wesentlichen Verluste, Eisenverluste und Stromwärmeverluste, wie bereits bei der Asynchronmaschine getrennt betrachtet.

Eisenverluste

Die Eisenverluste lassen sich wie bei der Asynchronmaschine in die zwei Anteile Hysterese- sowie Wirbelstromverluste trennen. Der Skalierung der Hystereseverluste wird ebenfalls die Beziehung aus Gleichung (3.22) zu Grunde gelegt. Die magnetische Flussdichte kann analog zu Gleichung (3.23) angegeben werden. Allerdings wird näherungsweise angenommen, dass der magnetische Fluss auf Grund der Permanentmagneten konstant eingepägt wird. Entsprechend lässt sich Gleichung (3.23) schreiben als

$$\Phi \sim B \cdot A = \text{const.} \quad (3.44)$$

Setzt man diesen Zusammenhang in Gleichung (3.22) ein, so erhält man für die Hystereseverluste der permanentenregten Synchronmaschine

$$P_{V,hys} = P_{V,hys,N} \cdot \frac{f}{f_N} \quad (3.45)$$

Für die Wirbelstromverluste wird wieder der Zusammenhang nach Gleichung (3.25) angenommen. Mit der Beziehung aus Gleichung (3.44) folgt hierfür

$$P_{V,WS} = P_{V,WS,N} \cdot \left(\frac{f}{f_N} \right)^2 \quad (3.46)$$

Die Aufteilung der Hysterese- und Wirbelstromverluste erfolgt per Parameter für den Nennpunkt.

Abbildung 3.11 zeigt die Entwicklung der Eisenverluste über der Drehzahl. Aufgrund der Tatsache, dass die Spannung nicht in die Skalierung nach den Gleichungen (3.45) und (3.46) eingeht, weist die Kurve keinen Knickpunkt beim Übergang in den Feldschwächbereich (normierte Drehzahl gleich eins) auf. Neben der unterschiedlichen Konstruktion und Skalierung der Stromortskurve (Abschnitt 3.3.2) ist dies der Hauptgrund für die unterschiedliche Charakteristik im Wirkungsgradverhalten von Asynchron- und Synchronmaschine.

Stromwärmeverluste

Die Skalierung der Stromwärmeverluste erfolgt analog zur Asynchronmaschine. Deshalb gelten hier ebenfalls die Gleichungen aus Abschnitt 3.2.5.

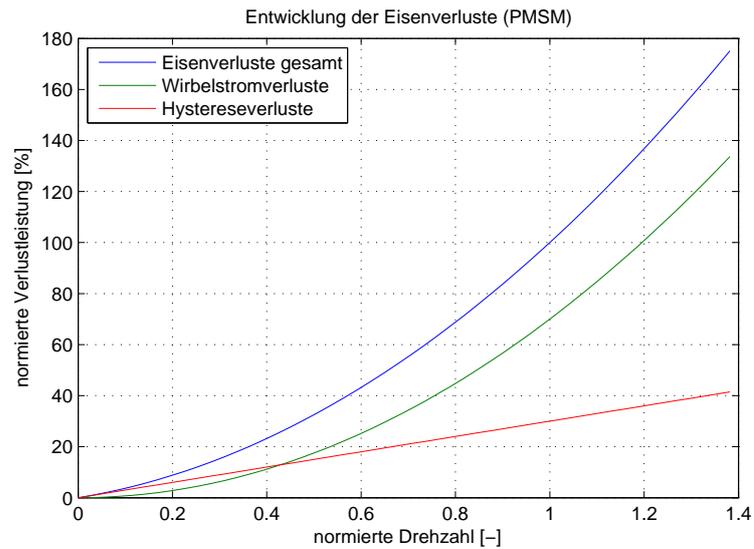


Abbildung 3.11: Skalierung der Eisenverluste der PMSM

3.4 Modellparametrierung

Wie bereits erwähnt muss für die Skalierung der Verluste die Aufteilung der einzelnen Verlustanteile für den Referenzpunkt bekannt sein. Diese können als Randbedingungen für einen späteren Entwurf vorgegeben werden. Möglich ist auch die Analyse einer größeren Datenbasis von bereits realisierten Maschinen und die Verwendung von Erfahrungswerten. Als weitere Möglichkeit kann man aus Messungen die benötigten Informationen extrahieren. Die Aufteilung zwischen Stromwärme- und Eisenverlusten kann mittels zweier Betriebspunkte ermittelt werden. Wichtig ist hierbei das Festhalten von Spannung und Frequenz bei beiden Messungen. Mit Gleichung (3.6) lassen sich die Statorverluste für beide Betriebspunkte errechnen. Durch die konstante Spannung und Frequenz sind die Eisenverluste näherungsweise konstant. Überlagert sind die quadratisch vom Strom abhängigen Stromwärmeverluste. Es ergibt sich das lineare Gleichungssystem

$$P_{VS,1} = P_{Cu,1} + P_{Fe,1} \quad (3.47)$$

$$P_{VS,2} = P_{Cu,2} + P_{Fe,2} = P_{Cu,1} \cdot \left(\frac{I_{S,2}}{I_{S,1}} \right)^2 + P_{Fe,1} \quad (3.48)$$

Für die Aufteilung der Eisenverluste müssen darüber hinaus weitere Betriebspunkte bekannt sein. Verwendet man den Nennbetriebspunkt als Referenzpunkt, so lässt sich ein Gleichungssystem in Matrixschreibweise aufstellen. Für

i verschiedene Betriebspunkte erhält man das System aus Gleichung (3.49).

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{I_1}{I_N}\right)^2 & \left(\frac{U_1}{U_N}\right)^2 \cdot \frac{f_N}{f_1} & \left(\frac{U_1}{U_N}\right)^2 \\ \left(\frac{I_2}{I_N}\right)^2 & \left(\frac{U_2}{U_N}\right)^2 \cdot \frac{f_N}{f_2} & \left(\frac{U_2}{U_N}\right)^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \left(\frac{I_i}{I_N}\right)^2 & \left(\frac{U_i}{U_N}\right)^2 \cdot \frac{f_N}{f_i} & \left(\frac{U_i}{U_N}\right)^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_{Cu,N} \\ P_{Hy,N} \\ P_{WS,N} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{VS,1} \\ P_{VS,2} \\ \vdots \\ P_{VS,i} \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

Mit Hilfe dieses linearen Gleichungssystems der Form

$$\underline{A} \cdot x = b \quad (3.50)$$

lässt sich nun die Aufteilung der einzelnen Verlustposten für den Nennpunkt bestimmen. Für $i > 3$ liefert Gleichung (3.49) ein überbestimmtes Gleichungssystem, welches im Allgemeinen keine eindeutige Lösung besitzt. Nach [50] stellt die Lösung des linearen Gleichungssystems

$$\underline{A}^T \underline{A} \cdot x = \underline{A}^T b \quad (3.51)$$

die im quadratischen Mittel beste Lösung von (3.49) dar. Aus dieser Lösung lässt sich nun die Aufteilung der Verluste berechnen.

Neben der vorgestellten Methode zur Modellparametrierung sind noch weitere Methoden denkbar. Häufig werden vor allem für nichtlineare Probleme Optimierungsalgorithmen eingesetzt, um den Fehler zwischen dem parametrisierten Modell und den Messwerten zu minimieren. Ein Vorteil der vorgestellten Methode ist der sehr geringe Bedarf an Messwerten. Vor allem im Vergleich zu kennfeldbasierten Modellen ergibt sich hier eine signifikante Verbesserung. Weiterführende Methoden der Systemidentifikation und Modellparametrierung sind unter anderem in [77] bzw. [72] aufgeführt.

Kapitel 4

Fahrzeugsimulation

4.1 Modellbibliothek

Für das Umweltmodell werden die nicht auf dem Prüfstand vorhandenen Komponenten als Modelle benötigt. Im folgenden Abschnitt werden die Modellierungsansätze dieser Komponenten kurz vorgestellt. Insbesondere wird auch hier Wert darauf gelegt, die grundlegenden Verlustmechanismen mathematisch zu beschreiben und die Verwendung von Kennfeldern zu vermeiden.

4.1.1 DC/DC-Wandler

In elektrisch betriebenen Fahrzeugen sind üblicherweise mehrere Bordnetze mit unterschiedlichen Spannungsniveaus vorhanden. Zur Kopplung und zum Transfer von Leistung zwischen diesen Teilnetzen kommen DC/DC-Wandler zum Einsatz. Auf Grund der Limitierungen im Prüfstands Aufbau (5.3) ist zur Speisung des elektrischen Antriebs lediglich eine konstante Spannung verfügbar. Durch die belastungsabhängige Batteriespannung ist hier deshalb ein entsprechender Wandler nötig.

Im Folgenden soll das prinzipielle Verlustverhalten eines solchen Wandlers beschrieben werden. Auf Grund der Vielfalt verschiedener Wandlertopologien lassen sich keine detaillierten Aussagen machen. Eine Beschränkung auf die wesentlichen Effekte liefert jedoch ausreichende Ergebnisse. Eine Klassifizierung und Einteilung der verschiedenen Konzepte ist in [46] angegeben.

Als Basis der Betrachtungen wurde eine einfache Halbbrücken-Topologie aus

Abbildung 4.1 herangezogen. Diese hat den Vorteil, dass sich damit sowohl ein unidirektionaler als auch ein bidirektionaler Betrieb darstellen lässt. Neuere Entwicklungen wie etwa mehrphasige DC/DC-Wandler werden zur Vereinfachung nicht betrachtet.

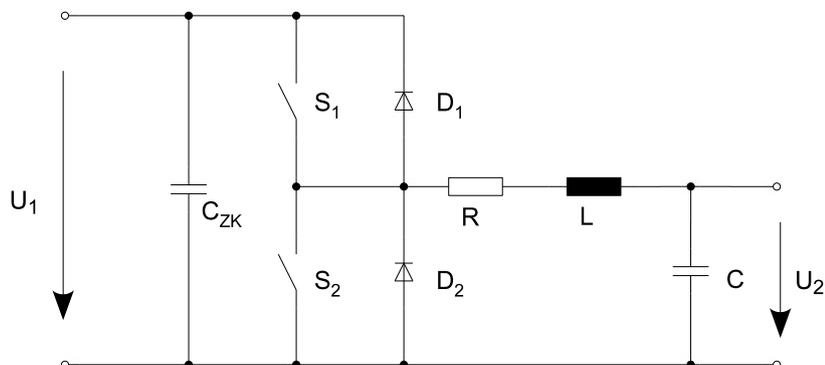


Abbildung 4.1: Schaltplan eines DC/DC-Stellers zur Verlustbeschreibung

Nach [34] lassen sich die gesamten Verluste eines DC/DC-Wandlers in die Einzelverluste aus Tabelle 4.1 aufteilen. Hier sind die wesentlichen Verlustarten aufgelistet, welche bei der Modellierung in der Fahrzeugbibliothek berücksichtigt wurden und im Folgenden näher beschrieben werden.

Bauteil	Verlustarten	Bezeichnung
Widerstand	Ohmsche Verluste	P_{Ω}
Schalter	Schaltverluste	P_{sch}
	Durchlassverluste	P_{Rdson}
	Ansteuerungsverluste	P_{Gate}
Diode	Durchlassverluste	P_d
	Reverse-Recovery-Verluste	P_{rr}

Tabelle 4.1: Verluste eines DC/DC-Wandlers (nach [34])

Die ohmschen Verluste treten auf Grund des Stromflusses und des ohmschen Widerstands der Bauteile und Verbindungselemente auf. Diese lassen sich mit

$$P_{\Omega} = R \cdot I_{rms}^2 \quad (4.1)$$

angeben. I_{rms} bezeichnet dabei den Effektivwert¹ des Stroms durch das jeweilige Bauteil. Da ein DC/DC-Wandler nach [69] üblicherweise so ausgelegt wird,

¹rms - root mean square

dass die überlagerten Ripple-Ströme ein bestimmtes Maß nicht überschreiten, kann mit guter Näherung der Gleichanteil des Bauteilstroms als maßgebliche Größe für die Verluste geschrieben werden. Es folgt damit

$$P_{\Omega} = R \cdot I^2 \quad (4.2)$$

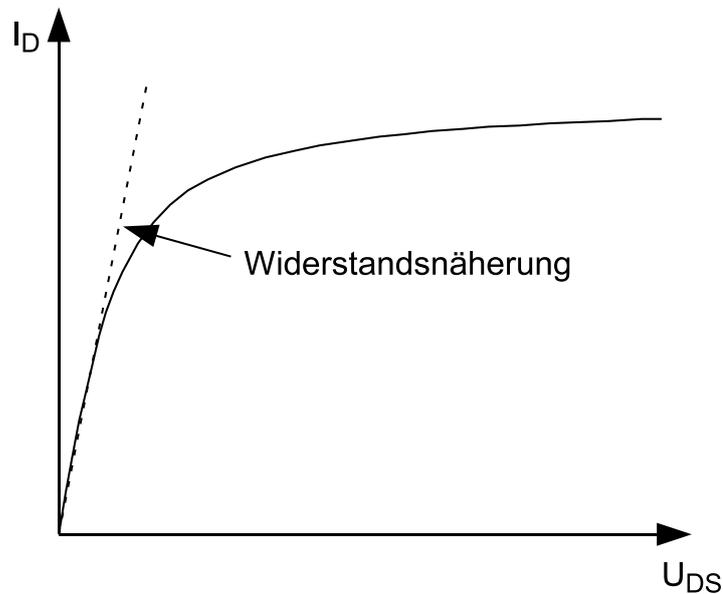


Abbildung 4.2: Durchlassverhalten eines MOSFET-Leistungsschalters $U_{GS} = const.$

Die Verluste in den schaltenden Bauteilen lassen sich in die Durchlass- und die Schaltverluste aufteilen. Abbildung 4.2 zeigt das Durchlassverhalten eines MOSFET-Leistungsschalters, welcher in DC/DC-Stellern üblicherweise verbaut wird. Ein solcher Schalter wird im linearen Bereich der Kurve aus Abbildung 4.2 betrieben, in dem die Widerstandsnaherung gültig ist. Die Durchlassverluste lassen sich deshalb gemäß [34] zu

$$P_{R_{dson}} = I_{rms}^2 \cdot R_{dson} \quad (4.3)$$

angeben.

Der Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand (und umgekehrt) eines Leistungsschalters geschieht nicht in unendlich kurzer Zeit. In den Schaltzeitpunkten liegt die zu schaltende Spannung am Bauteil an und es kommt gleichzeitig zu einem Stromfluss durch das Bauteil. Dieses Verhalten ist ver-

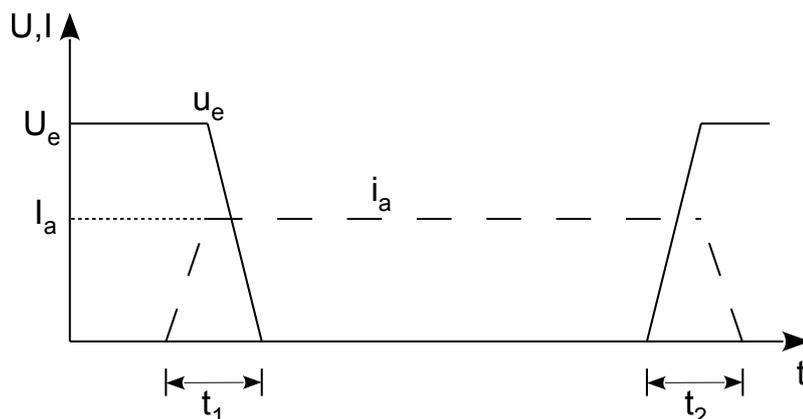


Abbildung 4.3: Strom- und Spannungsverhalten am Leistungsschalter (nach [34])

einfacht in Abbildung 4.3 dargestellt. Näherungsweise lassen sich diese Schaltverluste nach [34] durch

$$P_{sch} = \frac{1}{2} \cdot U_e \cdot I_a \cdot (t_1 + t_2) \cdot f_S \quad (4.4)$$

beschreiben. Darin sind t_1 und t_2 die Einschalt- bzw. Ausschaltzeit und f_S die Schaltfrequenz des Stellers. Als dritte Verlustart sind noch Verluste durch die Ansteuerung des Schalters berücksichtigt. In spannungsgesteuerten Leistungshalbleitern wie MOSFETS und IGBTs² muss zum Schalten die Gatekapazität auf- bzw. entladen werden. Durch diesen Umladevorgang wird eine nicht vernachlässigbare elektrische Leistung benötigt. Diese lässt sich durch

$$P_{Gate} = Q_g \cdot U_{gs} \cdot f_S \quad (4.5)$$

berechnen. In den Freilaufdioden treten, wie in Tabelle 4.1 gezeigt, ebenfalls Durchlassverluste auf. Allerdings unterscheidet sich das Verhalten von bipolaren³ und unipolaren⁴ Bauelementen. Wie in Abschnitt 4.4.1 gezeigt und diskutiert wird, lassen sich bipolare Bauelemente im leitenden Zustand durch eine eingepreßte Spannungsquelle U_d mit Innenwiderstand R_d modellieren. Diese Vorgehensweise wird auch in [34] angewandt. Somit können die Durchlassverluste nach [34] mit

$$P_d = U_d \cdot I_d + R_d \cdot I_{drms}^2 \quad (4.6)$$

²Insulated Gate Bipolar Transistor

³durch p- und n-dotierte Bereiche sind sowohl Elektronen und Löcher an der elektrischen Leitung beteiligt

⁴MOSFETS zählen zu den unipolaren Bauelementen, da entweder Elektronen (n-Kanal) oder Löcher (p-Kanal) an der Leitung beteiligt sind

angegeben werden. Auch hier wird, wie bereits bei den Durchlassverlusten der Leistungsschalter zur Vereinfachung der Mittelwert des fließenden Stroms I_d gleich dem Effektivwert I_{drms} gesetzt. Aufgrund des bipolaren Aufbaus von pn-Dioden und der sich ausbildenden Raumladungszone zwischen den dotierten Schichten gibt es bei Dioden einen sogenannten Reverse Recovery Effekt, welcher zu nicht vernachlässigbaren Verlusten führt. In [34] wird dieser Effekt am Beispiel des Tiefsetzstellers mit der Eingangsspannung U_e und dem Laststrom i_L hergeleitet und kann durch Gleichung (4.7) berechnet werden.

$$P_{rr} = (i_L \cdot U_e \cdot t_{rr} + U_e \cdot Q_{rr}) \cdot f_S \quad (4.7)$$

Die Verluste hängen demnach von den bauteilspezifischen Werten der Reverse Recovery Zeit t_{rr} sowie der Reverse Recovery Ladung Q_{rr} ab.

Somit sind die relevanten Verluste von DC/DC-Stellern in mathematischer Form beschrieben und können in das entsprechende energetische Simulationsmodell integriert werden.

4.1.2 Batteriemodell

In elektrisch angetriebenen Fahrzeugen spielt der elektrochemische Energiespeicher eine entscheidende Rolle. Schließlich ist der Energiespeicher zu einem Großteil für die deutlich höheren Anschaffungskosten eines Elektrofahrzeugs gegenüber einem konventionellen Fahrzeug verantwortlich [88]. Außerdem sind auf dem Gebiet der Lebensdauer von Batteriespeichern noch Potentiale zu heben, um einen großserienmäßigen Einsatz zu gewährleisten [38].

Neben diesen genannten Eigenschaften und Herausforderungen spielt insbesondere das elektrische Verhalten von elektrochemischen Energiespeichern eine wichtige Rolle, da dadurch andere Komponenten im elektrischen Antriebsstrang beeinflusst werden. Eine Modellierung des elektrischen Verhaltens ist demnach zwingend notwendig, um den gesamten Antriebsstrang des Fahrzeugs hinsichtlich des energetischen Verhaltens zu bewerten.

Zu diesem Zweck sind eine Reihe von unterschiedlichen Ansätzen zur Beschreibung des Verhaltens von elektrochemischen Energiespeichern veröffentlicht worden. Eine Übersicht ist in [16] angegeben. Demnach gibt es neben elektrochemischen und mathematischen Modellen vor allem Modelle, die auf elektrischen Ersatzschaltbildern basieren. Die elektrochemischen Modelle bilden die chemischen Vorgänge im Inneren der Batteriezellen nach und sind

dementsprechend sehr rechenintensiv. Mathematische Modelle versuchen, die Vorgänge im Inneren der Zelle durch mathematische und stochastische Ansätze zu beschreiben. Ein Beispiel hierfür ist das Gesetz von Peuckert zur Vorhersage der nutzbaren Kapazität bei verschiedenen Entladeströmen. In [61] wird gezeigt, dass dieses Gesetz bei variabler Last nur sehr ungenaue Aussagen liefert. Beide Ansätze sind für eine Simulation des elektrischen Klemmenverhaltens im Kontext einer Simulation des kompletten Antriebsstrangs eines Fahrzeugs nicht zielführend.

Bei der Gruppe der elektrischen Ersatzmodelle sind vor allem die impedanzbasierten Modelle von Bedeutung. Diese versuchen, das dynamische Verhalten des elektrochemischen Speichers durch eine Ersatzschaltung der komplexen Impedanz im Frequenzbereich nachzubilden. In [11] wird gezeigt, dass sich dieser Ansatz für die Modellierung von Energiespeichern im Kraftfahrzeug eignet.

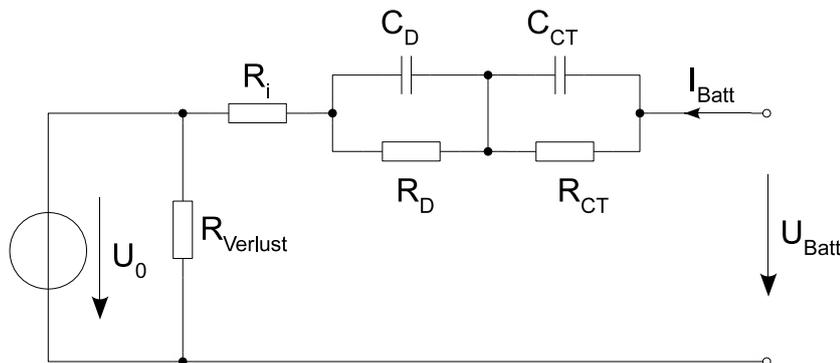


Abbildung 4.4: Elektrisches Ersatzschaltbild eines elektrochemischen Energiespeichers

Abbildung 4.4 stellt das implementierte Ersatzschaltbild des Batteriespeichers dar. Zur Parametrierung wird oft das Verfahren der Impedanzspektroskopie [39] angewendet, welches sehr aufwendig ist. Allerdings kann ein Fitting der Sprungantwort einfacher zum Ziel führen [24]. Die einzelnen Elemente lassen sich auch durch physikalische und chemische Vorgänge im Inneren der Batterie erklären [39]. So sind die ohmschen Verluste durch den Innenwiderstand R_i , die Effekte des Elektronendurchtritts in den Elektroden durch die Zeitkonstante aus R_D und C_D und die Auswirkung von Konzentrationsunterschieden im Elektrolyten durch R_{CT} und C_{CT} beschrieben.

Ein weiterer Vorteil ist, dass diese Modelle nicht nur für eine Einzelzelle gültig sind, sondern auch auf einen kompletten Zell-Stapel aus mehreren

seriell und parallel verschalteten Zellen angewendet werden können. Dies ist notwendig, da Einzelzellen nur eine vergleichsweise geringe Spannung von 1,2V (Nickel-basierte Zellen) bis 3,5V (Lithium-basierte Zellen) [66] aufweisen.

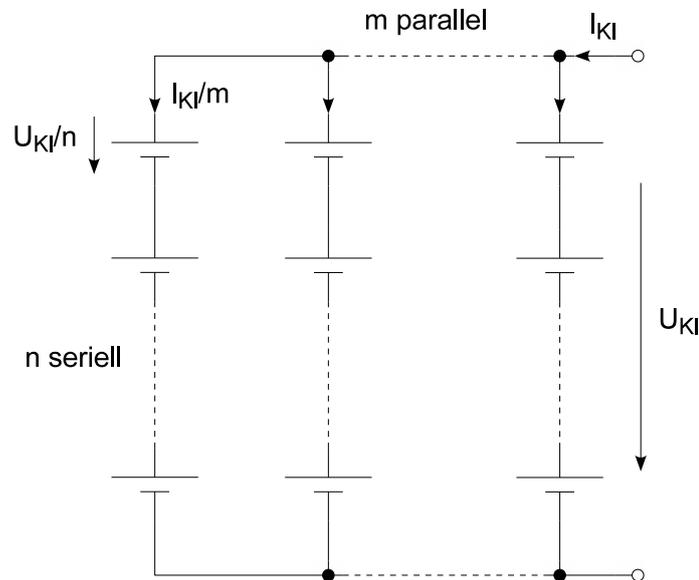


Abbildung 4.5: Verschaltung von Einzelzellen zu einem Batteriesystem

Abbildung 4.5 zeigt den Aufbau des modellierten Batteriesystems aus n seriell und m parallel verschalteten Einzelzellen. Diese parametrisierte, skalierbare Implementierung ist wichtig, um die Auswirkung einer veränderten Größe des Energiespeichers zu untersuchen. Abhängig von der Anzahl der verschalteten Zellen wird ebenfalls die Masse des Speichersystems und somit des gesamten Fahrzeugs bestimmt.

Entscheidend für den Energieinhalt des Speichers ist die gespeicherte Ladung. Wie in [84] gilt für den SOC ⁵ des Speichers

$$SOC = \frac{Q_{Speicher}}{Q_{max}} \quad (4.8)$$

Die gespeicherte Ladung kann hierbei über die Integration des Batteriestroms ermittelt werden. Dieser SOC wird später für die Bewertung des Energiebedarfs des Fahrzeugs zu Grunde gelegt.

⁵SOC: State of Charge - Ladezustand des Speichers

4.1.3 Brennstoffzelle

Brennstoffzellen dienen zur direkten Umwandlung von chemisch gebundener Brennstoffenergie in elektrische Energie. Als Brennstoffe können dabei verschiedene Stoffe eingesetzt werden. Am häufigsten ist jedoch der Einsatz von Wasserstoff. Dieser wird unter Beteiligung von Sauerstoff nach Gleichung (4.9) zu Wasser umgewandelt.



Die frei werdende Energie kann über Stromableiter als elektrische Energie genutzt werden. Der benötigte Sauerstoff kann je nach Technologie direkt aus der Luft entnommen werden. Dadurch entfällt ein zusätzlicher Tank für Sauerstoff. In [66] ist eine Übersicht über gebräuchliche Technologien und deren wichtigste Eigenschaften angegeben. Demnach eignen sich vor allem Niedertemperatursysteme für den Einsatz als Kraftfahrzeug Range Extender. Die PEFC⁶ hat hierbei durch die mögliche Nutzung von Luftsauerstoff Vorteile gegenüber der AFC⁷.

Die Umwandlung von chemischer in elektrische Energie verläuft nicht verlustlos. Die Verluste sind charakterisiert durch die sogenannten Überpotentiale. Die Ausgangsspannung lässt sich nach [75] zu

$$U_{Kl} = U_{rev} - U_{irrev} \quad (4.10)$$

angeben. Die reversible Zellspannung U_{rev} liegt für Wasserstoff als Brennstoff unter Standardbedingungen bei etwa 1,2V. Die irreversiblen Anteile U_{irrev} an der Klemmenspannung setzen sich nach [75] aus Aktivierungsverlusten U_{akt} , ohmschen Verlusten U_{ohm} und Konzentrations- bzw. Diffusionsverlusten U_{diff} zusammen. Es gilt entsprechend

$$U_{irrev} = U_{akt} + U_{ohm} + U_{diff} \quad (4.11)$$

Die charakterisierende Größe für die Beschreibung der Verluste in Brennstoffzellen ist die Stromdichte, welche üblicherweise in [A/cm] angegeben wird. Die Aktivierungsverluste treten vor allem bei niedrigen Stromdichten bzw. niedriger Ausgangsleistung auf. Sie lassen sich nach [49] durch die sog. Tafelgleichung⁸ beschreiben.

$$U_{akt} = \frac{R_u T}{a_j F} \cdot \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) = a \cdot \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) \quad (4.12)$$

⁶PEFC: Polymer-Elektrolyt-Brennstoffzelle

⁷AFC: Alkalische Brennstoffzelle

⁸Julius Tafel: deutscher Chemiker, * 2. Juni 1862, †2. September 1918

Darin ist a der sog. Tafel-Koeffizient und i_0 die Durchtrittsströmdichte. Durch die ohmschen Widerstände in den Zellverbindern und Elektroden, sowie nach [49] im Elektrolyten, treten ohmsche Verluste auf, die sich mittels des Spannungsabfalls aus Gleichung (4.13) beschreiben lassen.

$$U_{ohm} = r \cdot i \quad (4.13)$$

Bei hohen Stromdichten treten Verluste durch einen begrenzten Stofftransport und eine daraus resultierende Absenkung der Konzentration an Reaktanden an den Elektroden auf. Der Spannungsabfall auf Grund dieses Konzentrationsabfalls lässt sich nach [49] mit

$$U_{diff} = -b \cdot \ln \left(1 - \frac{i}{i_l} \right) \quad (4.14)$$

angeben. Darin kann die Charakteristik mit den beiden Parametern b und i_l eingestellt werden.

Nach [6] entsteht als weiterer Effekt eine Überspannung durch Mischpotentialbildung. Damit ist ein interner Ionenstrom durch den Elektrolyten gemeint, der bereits im Leerlauf der Brennstoffzelle auftritt und eine zusätzliche Abweichung der Klemmenspannung von der reversiblen Zellspannung hervorruft. Modelliert werden kann dieser Effekt durch eine interne Stromdichte i_n , welche als Offset zur externen Stromdichte addiert wird.

Die resultierende Polarisationskurve lässt sich schließlich als Summe der einzelnen Komponenten beschreiben. Die parametrisierte Darstellung lautet dann

$$U_{Kl} = U_{rev} - a \cdot \ln \left(\frac{i + i_n}{i_0} \right) - r \cdot (i + i_n) + b \cdot \ln \left(1 - \frac{i + i_n}{i_l} \right) \quad (4.15)$$

Der Zusammenhang aus Gleichung (4.15) ist in Abbildung 4.6 graphisch dargestellt.

Der Wirkungsgrad der Brennstoffzelle lässt sich dann als Verhältnis der Klemmenspannung zur reversiblen Zellspannung angeben. Es gilt demnach

$$\eta_{BZ} = \frac{U_{Kl}}{U_{rev}} \quad (4.16)$$

Für die späteren Betrachtungen ist die abgegebene Leistung der Brennstoffzelle entscheidend. Durch die Multiplikation der Klemmenspannung mit dem abgegebenen Strom erhält man die abgegebene Leistung. Abbildung 4.7 zeigt die typische Leistungskennlinie einer Brennstoffzelle. Charakteristisch ist der Abfall der abgegebenen Leistung bei großen Stromdichten. Es existiert also ein

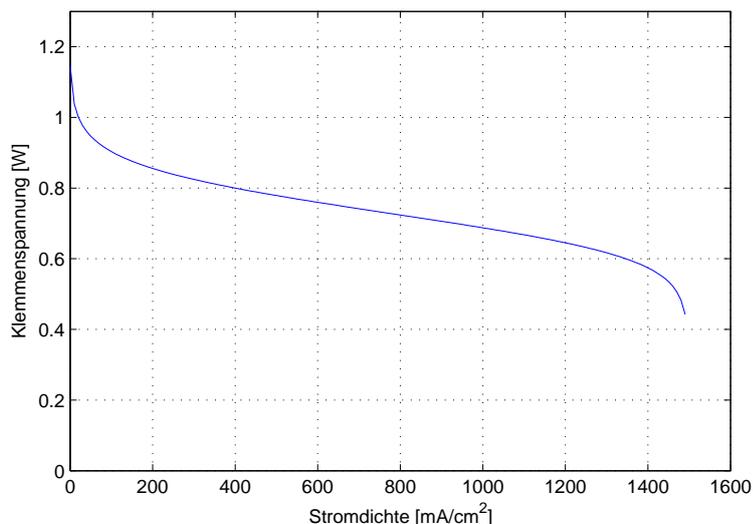


Abbildung 4.6: Beispielhafte Polarisationskurve einer Brennstoffzelle

Punkt an dem die abgegebene Leistung ein Maximum besitzt. Dieser Punkt wird im Folgenden als MPP⁹ bezeichnet.

Ein Betrieb rechts des MPP ist auf Grund des schlechteren Wirkungsgrads der Brennstoffzelle energetisch nicht sinnvoll und wird demnach in den weiteren Betrachtungen nicht mehr berücksichtigt.

Abbildung 4.8 zeigt den schematischen Aufbau des implementierten Brennstoffzellen-Modells. Die Brennstoffzelle ist auf Grund der unterschiedlichen Spannungslagen von Brennstoffzelle und Bordnetz über einen DC/DC-Steller verbunden. Außerdem kann dadurch eine geregelte Einspeisung der elektrischen Leistung in das Bordnetz erfolgen.

Ausgehend von der angeforderten elektrischen Leistung werden die Verluste gemäß Abschnitt 4.1.1 berechnet. Daraus resultiert die Systemleistung P_{Sys} , die vom Brennstoffzellensystem geliefert werden muss. Zum Betrieb von Brennstoffzellen sind mehrere Nebenaggregate, wie Lüfter, Kompressoren oder Befeuchter nötig, welche ebenfalls mit elektrischer Leistung versorgt werden müssen. Vereinfacht wird der Zusammenhang aus Gleichung (4.17) angenommen.

$$P_{eigen} = P_{grund} + k \cdot P_{Sys} \quad (4.17)$$

Der Eigenverbrauch setzt sich somit zusammen aus einem konstanten Grundverbrauch und einer lastabhängigen Komponente, die linear von der System-

⁹maximum power point

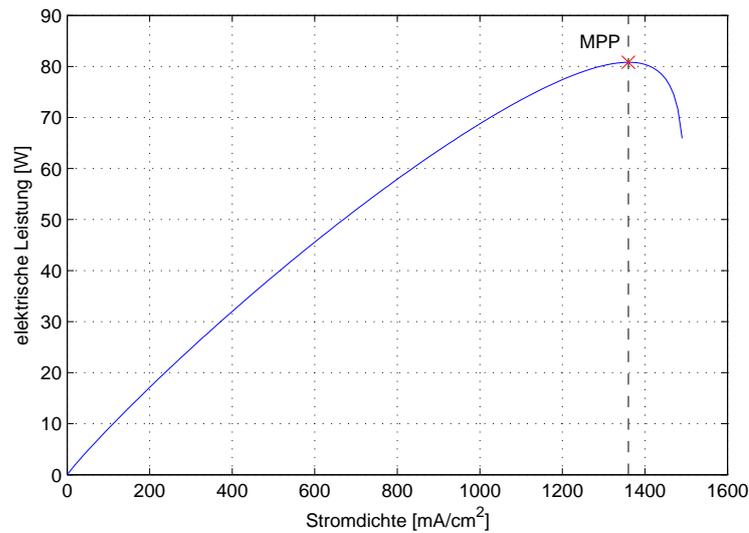


Abbildung 4.7: Beispielhafte Leistungskennlinie einer Brennstoffzelle

leistung abhängt.

Durch die vorher getroffene Beschränkung des Betriebsbereichs der Brennstoffzelle auf den streng monoton steigenden Ast links des MPP kann ein eindeutiger Zusammenhang zwischen der geforderten Systemleistung und der Stromdichte angegeben werden.

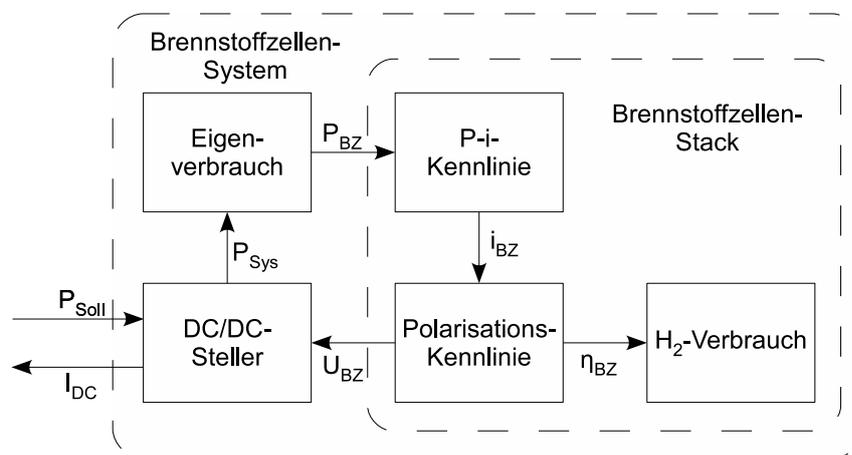


Abbildung 4.8: Modellschnittstellen des Brennstoffzellensystems

Diese Stromdichte wird nun verwendet, um die Stackspannung mittels der Polarisationskurve zu bestimmen. Diese Spannungsinformation wird zum einen für die Verlustberechnung des DC/DC-Stellers benötigt. Zum anderen ist diese Spannung nach Gleichung (4.16) ein Maß für den Wirkungsgrad der Brenn-

stoffzelle. Durch diesen Wirkungsgrad kann die benötigte Brennstoffleistung berechnet werden, die der Brennstoffzelle in Form von Wasserstoff zugeführt werden muss. Die zugeführte chemische Leistung berechnet sich nach [2] zu

$$P_{H_2} = \dot{m}_{H_2} \cdot H_{u,H_2} \quad (4.18)$$

Daraus kann auf den Massenstrom an Wasserstoff geschlossen und so der Wasserstoffverbrauch durch Integration berechnet werden.

4.2 Fahrzeugmodell

Die in Kapitel 3 vorgestellte Methode zur Modellierung von elektrischen Antrieben soll an einem konkreten Fahrzeug demonstriert und evaluiert werden. Dabei sind bestimmte Rahmenbedingungen zu beachten, um einen durchgängigen Ansatz von der Modellierung über die Simulation bis hin zur Erprobung am Prüfstand in einer sogenannten HiL-Simulation zu gewährleisten.

Das betrachtete Fahrzeug soll einen rein elektrischen Antrieb besitzen. Weitere Komponenten eines hybriden Antriebs, wie beispielsweise Verbrennungsmotoren, stehen in der vorliegenden Arbeit nicht im Fokus. Als Fahrzeugklasse kommt ein sehr kleines und leichtes Fahrzeug für den Stadtverkehr in Frage, das an die Zulassungsklasse L7E¹⁰ angelehnt ist. Diese Klasse wird sehr häufig für elektrische Stadtfahrzeuge gewählt¹¹. Dabei treten mehrere limitierende Faktoren in der Wahl des Antriebsstrangs auf. Zum einen ist das Fahrzeug-Leergewicht auf 400 kg plus Energiespeicher begrenzt. Außerdem darf die Leistung am Rad 15 kW nicht überschreiten. Diese Grenze konnte auf Grund der Gegebenheiten am Prüfstand leider nicht erfüllt werden, da nur Maschinen mit einer Nennleistung von 21 kW bzw. 24 kW zur Verfügung standen.

Auf Grund der unregelmäßigen DC-Einspeisung in den Prüfstand können keine Batteriesysteme emuliert werden, welche ein dynamisches Verhalten, das in Abschnitt 4.1.2 beschrieben wurde, aufweisen. Die Anbindung des Energiespeichers erfolgt deshalb über einen bidirektionalen DC/DC-Steller, um das Spannungsniveau auf der Hochvolt-Schiene konstant zu halten. Diese Topologie ist dabei durchaus gebräuchlich und fügt dem System einen weiteren Freiheitsgrad hinzu. Durch eine lastpunktabhängige Anpassung der Wechselrich-

¹⁰nach Anlage XXIX StVZO (zu §20 Abs. 3a Satz 4) EG-Fahrzeugklassen

¹¹Beispiele: Renault Twizy, Visio-M, Mahindra Reva

ter-Eingangsspannung können damit die Verluste im Antriebsstrang reduziert werden [32]. Dies ist jedoch nicht im Fokus dieser Arbeit.

Da die Reichweite von reinen Elektrofahrzeugen auf Grund der geringen Energiedichte von Batteriespeichern sehr begrenzt ist, soll durch die Verwendung eines Range Extenders die Reichweite des Fahrzeugs erhöht werden, um dem Problem der sogenannten Range Anxiety [55] zu begegnen. Als Range Extender kommt eine mit Wasserstoff betriebene Brennstoffzelle zum Einsatz. Diese deckt nur einen mittleren Leistungsbedarf des Antriebs ab und kann als Energiequelle des Antriebs betrachtet werden. Vom Batteriespeicher müssen dann nur noch die Leistungsspitzen geliefert werden. Durch diese Kombination der beiden Energie- und Leistungsquellen können die Vorteile beider Systeme genutzt und somit die Effizienz des Antriebs gesteigert werden [36].

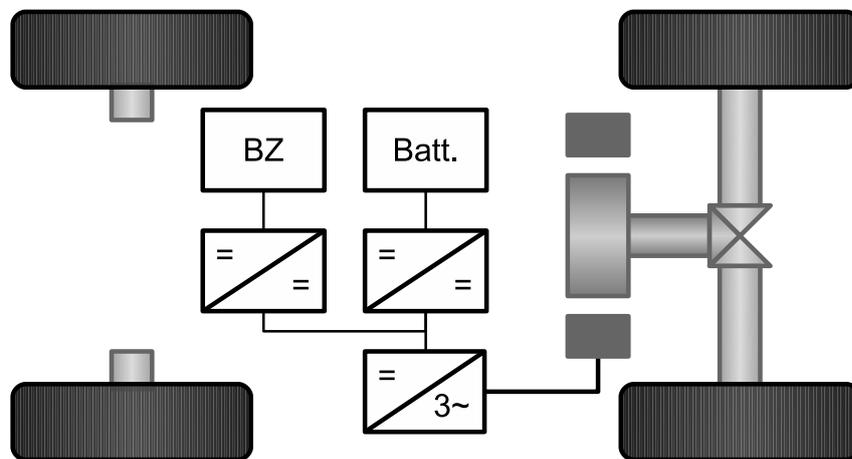


Abbildung 4.9: Topologie des betrachteten Fahrzeugantriebs

Abbildung 4.9 zeigt einen schematischen Überblick über den Antriebsstrang des betrachteten Fahrzeugs. Neben der oben erwähnten dualen Energieversorgung mit Batteriespeicher und Brennstoffzelle verfügt das Beispielfahrzeug über einen Zentralantrieb, der über ein Achsgetriebe die Hinterachse antreibt. In Tabelle 4.2 sind die wichtigsten Parameter des Beispielfahrzeugs aufgeführt.

Neben den Komponenten, die direkt zum Antrieb des Fahrzeugs benötigt werden, müssen auch noch Nebenverbraucher berücksichtigt werden. Diese Verbraucher werden üblicherweise über ein separates 12V-Niedervolt-Bordnetz versorgt. Der Übersicht halber sind diese Verbraucher in Abbildung 4.9 nicht aufgeführt. Abgesehen von der Heizung und Klimatisierung des Fahrzeugs kann der Energiebedarf vergleichsweise gering gehalten werden. Die Herausforderung bei der Versorgung der Nebenverbraucher in modernen Kraftfahrzeugen stel-

Tabelle 4.2: Parameter des Beispielfahrzeugs

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Fahrzeugmasse	m	600	kg
Maximalgeschwindigkeit	v_{max}	120	km/h
Luftwiderstandsbeiwert	c_w	0,3	-
Querschnitt-Fläche	A	1,8	m ²
Rollwiderstandsbeiwert	μ_r	0,001	-
Energieinhalt Speicher	E_{Batt}	1,1	kWh
Grenzleistung Brennstoffzelle	$P_{BZ,max}$	4,5	kW
Antriebsleistung	P_{max}	24	kW
Getriebeübersetzung	i	2,9	-
Maximaldrehzahl Maschine	n_{max}	4000	1/min

len allerdings die sehr großen Leistungsspitzen dar, welche vor allem bei Fahrwerkregelsystemen wie ESP¹² oder EPS¹³ auftreten. Diese Problematik wird ausführlich in [41] thematisiert. In der vorliegenden Arbeit steht das energetische Verhalten des Antriebs im Fokus. Deshalb werden die Nebenverbraucher durch einen parametrierbaren mittleren Konstantverbrauch modelliert.

4.3 Implementierung der Maschinen-Modelle

In Kapitel 3 wurde eine Methode zur Beschreibung des stationären Verhaltens von elektrischen Maschinen vorgestellt. Diese Methode wurde verwendet, um Modelle für die Integration in die Fahrzeugsimulation abzuleiten, welche später als Vergleichsbasis zwischen Prüfstandsmessung und Simulationsmodell dienen.

4.3.1 Schnittstellen

Die Fahrzeugsimulation beinhaltet Modelle der Einzelkomponenten, welche in einer modularen Struktur miteinander gekoppelt sind. Dadurch ist ein einfacher Austausch von Modellteilen gewährleistet. Wichtig dabei ist jedoch eine

¹²ESP: Elektronisches Stabilitätsprogramm

¹³EPS: Electrical Power Steering - Elektrische Lenkunterstützung

klare Definition der Schnittstelle zwischen den Modellen. Dies beinhaltet neben der physikalischen Kopplung auch die Kopplung der Signale, mit denen die Komponenten angesteuert werden. Eine klare Definition der Schnittstelle ist ebenfalls wichtig für die bereits angesprochene Durchgängigkeit im Entwicklungsprozess sowie die Wiederverwendbarkeit der Modelle.

In Kapitel 3 wurde lediglich eine Methode für die Modellierung der elektrischen Maschine vorgestellt. Der für den drehzahlgeregelten Betrieb notwendige Frequenzumrichter wird im folgenden Abschnitt gesondert betrachtet. Da das Verlustverhalten der beiden Komponenten sehr stark voneinander abhängt, ist eine besondere Sorgfalt bei der Beschreibung der Schnittstelle zwischen elektrischer Maschine und Frequenzumrichter zu beachten.

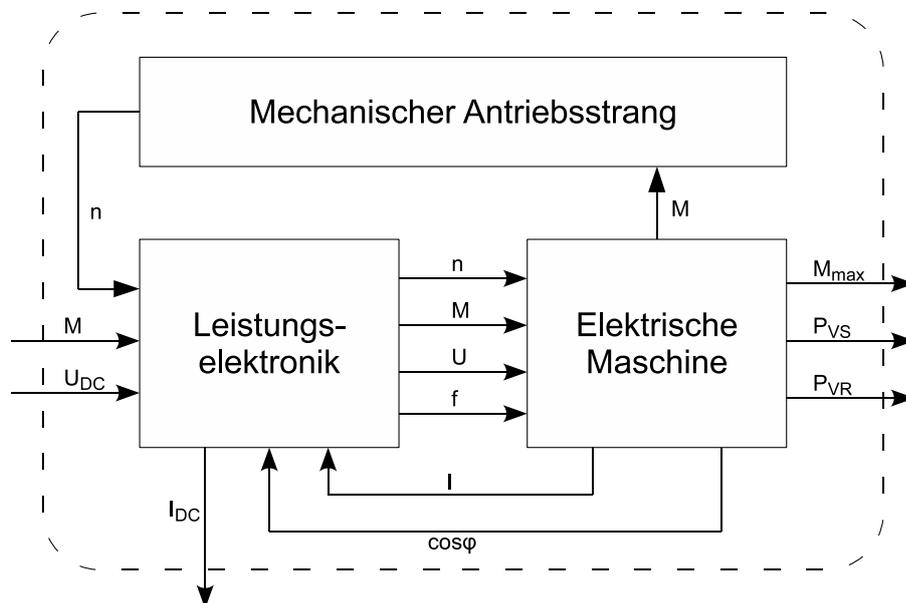


Abbildung 4.10: Implementierung des Maschinenmodells

Abbildung 4.10 zeigt einen Überblick über die Implementierung des aufgebauten Maschinenmodells. Das Modell erhält als Eingang das geforderte Drehmoment M sowie die Spannung der Hochvoltversorgung U_{DC} . Wichtig für das Verlustverhalten der elektrischen Maschine ist neben den mechanischen Größen der Drehzahl n und des Drehmoments M vor allem die speisende Spannung U sowie deren Frequenz f . Im Modell der elektrischen Maschine wird außerdem das geforderte Drehmoment als physikalische Größe auf den mechanischen Antriebsstrang des Fahrzeugs gekoppelt. Als Reaktion erhält man anschließend die Drehzahl der Maschine. Des Weiteren werden im Maschinenmodell die Signale für die Fahrzeugsteuerung berechnet. Dies sind das

maximale Drehmoment, welches bei gegebener Frequenz und Spannung bereitgestellt werden kann. Es berechnet sich aus dem jeweiligen Kippmoment nach Gleichung (4.19).

$$M_{max} = 0,7 \cdot M_K \quad (4.19)$$

Da das Kippmoment allerdings mit von der speisenden Spannung abhängt (Gleichung (3.20) bzw. (3.41)), kann hier die Auswirkung einer schwankenden Versorgungsspannung berücksichtigt werden. Dies stellt einen wesentlichen Vorteil gegenüber kennfeldbasierten Modellen dar.

Außerdem werden die Verlustleistungen im Stator und für den Fall einer Asynchronmaschine im Rotor berechnet. Diese können sowohl für die Steuerung als auch für ein thermisches Modell verwendet werden.

Zur Berechnung des Verlustverhaltens der Leistungselektronik ist der Strom I und der Leistungsfaktor $\cos \varphi$ entscheidend. Diese Größen können durch die Implementierung der Methode aus Kapitel 3 ebenfalls bestimmt und entsprechend auf das Modell der Leistungselektronik zurückgeführt werden. Im Modell der Leistungselektronik werden dann die Verluste der Leistungselektronik berechnet. Durch dieses Vorgehen kann die gesamte Leistungsaufnahme des Antriebs bestimmt und mittels Stromquelle I_{DC} nachgebildet werden.

4.3.2 Verlustverhalten elektrischer Maschinen

Das Verlustverhalten von elektrischen Maschinen kann, wie in Kapitel 3 vorgestellt, durch Skalierung ausgehend von einem bekannten Betriebspunkt dargestellt werden. Aus der in Kapitel 3 dargestellten Methode sollen im Folgenden Modelle zur Integration in die Fahrzeugsimulation abgeleitet werden.

Der Vorteil der gewählten Implementierung gegenüber reinen kennfeldbasierten Modellen liegt in der flexiblen Parametrierbarkeit. So sind für die Asynchronmaschine sowie die permanenterrechte Synchronmaschine jeweils nur zehn Parameter nötig, welche in Tabelle 4.3 aufgeführt sind. Diese Parameter können dabei zum großen Teil aus Datenblatt-Angaben gewonnen werden.

Mit diesen Angaben kann die ideale Stromortskurve für den Nennpunkt nach Abschnitt 3.2.4 bzw. 3.3.2 bestimmt werden. Zusammen mit den elektrischen Betriebsparametern wird die Stromortskurve schließlich für den jeweiligen Betriebspunkt skaliert. Wie bereits erwähnt, beschreibt die Stromortskurve einen Kreis um einen Mittelpunkt $M(m_1; m_2)$ mit Radius r . Dieser lässt sich

Tabelle 4.3: Parameter der Maschinenmodelle

Typ	Parameter	Symbol	Einheit
ASM/PMSM	Nennmoment	M_N	Nm
	Nennzahl	n_N	min^{-1}
	Nennspannung	U_N	V
	Nennstrom	I_N	A
	Nennwirkungsgrad	η_N	-
	Nennfrequenz	f_N	Hz
	Polpaarzahl	p	-
PMSM	Spannungskonstante	k_U	$\text{V} \cdot \text{min}$
ASM	Nennkippmoment	$M_{K,N}$	Nm
ASM/PMSM	Anteil Eisenverluste	k_{Fe}	-
	Anteil Wirbelstromverluste	k_{WS}	-

mathematisch durch Gleichung (4.20) beschreiben. Für alle Punkte $P(x_1; x_2)$ auf dem Kreis gilt

$$(x_1 - m_1)^2 + (x_2 - m_2)^2 = r^2 \quad (4.20)$$

Nach der Größe x_1 aufgelöst erhält man

$$x_1 = m_1 \pm \sqrt{r^2 - (x_2 - m_2)^2} \quad (4.21)$$

Diese Beziehung lässt sich nun auf die Stromortskurve übertragen und für die Berechnung des idealen Stromzeigers der Maschine nutzen.

Abbildung 4.11 verdeutlicht diesen Zusammenhang. Der Realteil des idealen Stroms kann wieder über das geforderte Drehmoment und den Drehmomentenmaßstab bestimmt werden. Für den Imaginärteil ergeben sich nach Gleichung (4.21) zwei Lösungen (entsprechend zwei Schnittpunkte in Abbildung 4.11). Allerdings liegt nur Punkt P_1 im stabilen Arbeitsbereich der jeweiligen Maschine. Als eindeutige Lösung kann deshalb die Lösung mit dem Minuszeichen aus Gleichung (4.21) angegeben werden. Überträgt man die spezifischen Größen der Asynchronmaschine aus Kapitel 3.2 auf diese Überlegungen, so erhält man für den Imaginärteil des idealen Statorstroms der Asynchronmaschine

$$\Im(I_{BP}) = I_0 + \frac{M_K}{m_M} - \sqrt{\left(\frac{M_K}{m_M}\right)^2 - \left(\frac{M}{m_M}\right)^2} \quad (4.22)$$

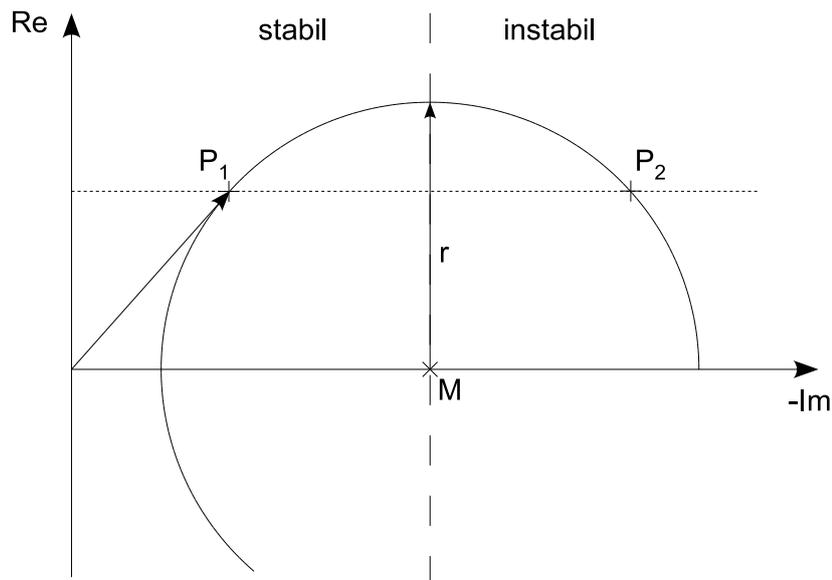


Abbildung 4.11: Konstruktion des Stromzeigers

Entsprechend lässt sich der ideale Statorstrom der Synchronmaschine mit

$$\Im(I_{BP}) = I_{K0} - \sqrt{\left(\frac{M_K}{m_M}\right)^2 - \left(\frac{M}{m_M}\right)^2} \quad (4.23)$$

angeben. Diese beiden Ströme repräsentieren nun das ideale Verhalten der elektrischen Maschine. Anschließend werden, ausgehend von diesem Stromzeiger und den elektrischen Betriebsgrößen, die Verluste für den jeweiligen Betriebspunkt, wie in den Abschnitten 3.2.5 und 3.3.3 gezeigt, skaliert. Die Basis stellt wiederum der bekannte Nennpunkt der Maschine dar. Die erhaltene Verlustleistung kann schließlich zum Realteil des Stromzeigers addiert werden. Für die Realkomponente gilt dann

$$\Re(I_{BP}) = \frac{M}{m_M} + \frac{P_{V,ges}}{m_P} \quad (4.24)$$

Der Imaginärteil des Stromzeigers wird durch die Addition der Verluste nicht verändert. Somit kann der aufgenommene Strom der Maschine nach Betrag und Phase angegeben und dem Leistungselektronikmodell zur Verfügung gestellt werden.

4.4 Leistungselektronik-Modell

Für den drehzahlvariablen Betrieb von Drehfeldmaschinen wird ein Frequenzumrichter benötigt. Wie aus Abbildung 4.10 hervorgeht, besteht eine enge Kopplung zwischen den Modellen von elektrischer Maschine und Leistungselektronik.

Abbildung 4.12 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines leistungselektronischen Stellglieds zur Speisung einer dreisträngigen Drehfeldmaschine.

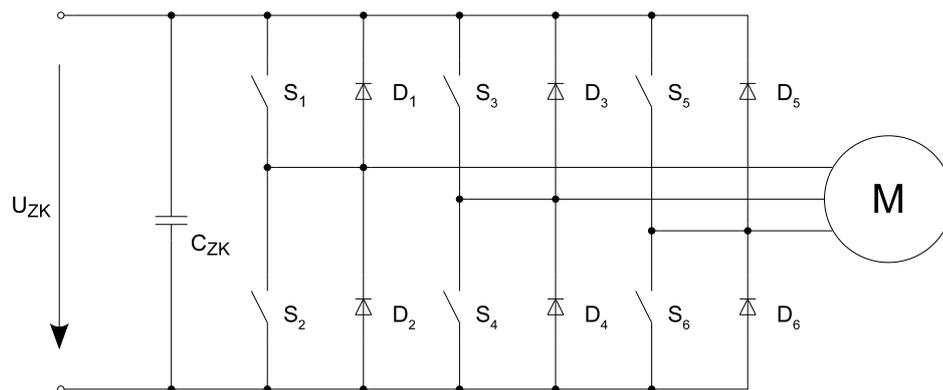


Abbildung 4.12: Aufbau der Leistungselektronik

Zur Speisung eines der drei Stränge der Maschine sind jeweils zwei Leistungshalbleiter als Schalter zu einer Halbbrücke verschaltet. In modernen Frequenzumrichtern kommen hierbei überwiegend IGBT-Module zum Einsatz. Diese schalten entweder das positive oder das negative Potential der Batteriespannung auf den Strang der Maschine. Ein Durchschalten beider Transistoren führt zu einem Kurzschluss der Batterieklemmen und ist unter allen Umständen zu vermeiden. Dies ist in der Ansteuerung entsprechend zu berücksichtigen. Im Fall, dass beide Transistoren einer Halbbrücke sperren, übernehmen die Freilaufdioden den Stromfluss. Diese sind antiparallel zu den Leistungshalbleitern geschaltet. Baut man diese Halbbrücken nun für jeden Strang der Maschine auf und verbindet die Brückenmittelpunkte mit den Klemmen der Maschine, so kann man bei geeigneter Ansteuerung¹⁴ aus der Gleichspannung der Batterie ein dreiphasiges Drehstromsystem erzeugen.

Diese Umwandlung von Gleich- auf Wechselspannung geschieht nicht verlustlos. Im Folgenden wird das Verlustverhalten des Frequenzumrichters näher erläutert.

¹⁴üblicherweise PWM - pulse width modulation

4.4.1 Verlustverhalten

Die im Frequenzumrichter auftretenden Verluste lassen sich grob in die beiden Arten Schalt- und Durchlassverluste aufteilen. Der Beschreibung der Verluste liegen die Ergebnisse aus [68] zu Grunde. Durchlassverluste treten während des leitenden Zustands der Leistungshalbleiter auf. Die Verluste lassen sich beschreiben, indem die reale Ausgangskennlinie des Halbleiters durch den Ansatz aus [69] approximiert wird.

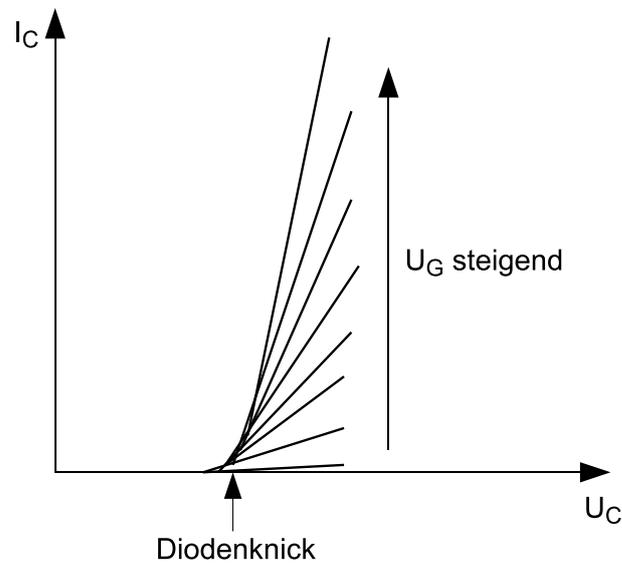


Abbildung 4.13: Vorwärts-Charakteristik eines IGBTs (nach [3])

Abbildung 4.13 zeigt das Durchlassverhalten eines typischen bipolaren Bauteils am Beispiel eines IGBTs. In der Abbildung ist der Kollektorstrom I_C über der Kollektorspannung U_C aufgetragen. Näherungsweise lässt sich dieses Verhalten durch eine Spannungsquelle U_S mit Innenwiderstand R_S modellieren. Die Durchlassverluste für ein solches Bauelement (Schalter oder Diode) können dann nach [68] zu

$$P_{l,c} = U_S \cdot \bar{I} + R_S \cdot I_{rms}^2 \quad (4.25)$$

angegeben werden. Darin ist \bar{I} der arithmetische Mittelwert sowie I_{rms} der Effektivwert des Stroms.

Bei einer üblicherweise verwendeten Sinus-Dreieck-modulierten PWM-Ansteuerung können diese benötigten Ströme nach [68] berechnet werden. Für die

entsprechenden Ströme im Schalter gilt:

$$\bar{I} = \hat{I}_1 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m}{8} \cdot \cos\varphi \right) \quad (4.26)$$

$$I_{rms}^2 = \hat{I}_1^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{m}{3\pi} \cdot \cos\varphi - \frac{m}{90\pi} \cdot \cos(3\varphi) \right) \quad (4.27)$$

Für den Fall, dass der entsprechende Leistungsschalter (S1 ... S6) in den sperrenden Zustand übergeht, muss der Stromfluss durch die jeweils antiparallel geschaltete Freilaufdiode übernommen werden. Auch diese Ströme können nach [68] berechnet werden. Das Ergebnis ist in den Gleichungen (4.28) und (4.29) dargestellt.

$$\bar{I} = \hat{I}_1 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m}{8} \cdot \cos\varphi \right) \quad (4.28)$$

$$I_{rms}^2 = \hat{I}_1^2 \cdot \left(\frac{1}{8} - \frac{m}{3\pi} \cdot \cos\varphi + \frac{m}{90\pi} \cdot \cos(3\varphi) \right) \quad (4.29)$$

Darin bezeichnet m den sogenannten Modulationsgrad des Frequenzumrichters. Dieser stellt die aktuelle Ausgangsspannung ins Verhältnis zur maximal möglichen Ausgangsspannung. Es gilt:

$$m = \frac{U_{out}}{U_{out,max}} \quad (4.30)$$

Die maximal mögliche Ausgangsspannung ist wiederum abhängig von der Eingangsgleichspannung. Gleichung (4.31) verdeutlicht diesen Zusammenhang für reine Sinus-Dreieck-Modulation.

$$U_{out,max} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_{DC,in} \approx 0,612 \cdot U_{DC,in} \quad (4.31)$$

Einen wesentlichen Anteil an den Verlusten der Leistungselektronik haben auch die Schaltverluste in den Leistungshalbleitern. Diese werden häufig als Verlustenergie pro Schalthandlung in den Datenblättern der Halbleiterhersteller angegeben.

Zur Vereinfachung wird hier ein linearisierter Verlauf der Schaltverluste zum zu kommutierenden Strom angenommen. Die Verluste berechnen sich also zu

$$P_{l,s} = 6 \cdot f_S \cdot I_1 \cdot \left(\frac{E_{on}}{I_{KT}} + \frac{E_{off}}{I_{KT}} + \frac{E_{rec}}{I_{KD}} \right) \quad (4.32)$$

Hierbei ist f_S die PWM-Schaltfrequenz des Umrichters und I_{Kx} der Strom, an dem die Ein- und Ausschaltenergien E_{on} , E_{off} und E_{rec} aus dem Datenblatt entnommen wurden. Die Parametrierung des Modells wurde mit den typischen Werten für ein IGBT-Modul der 1200V-Klasse vorgenommen. Die entsprechenden Werte sind in Anhang B aufgeführt.

4.4.2 Steuerverfahren

Wie aus Kapitel 3 hervorgeht, erfolgt die Skalierung der Stromortskurve und der Verluste über Spannung und Frequenz an den Klemmen der Maschine. Hierbei ergeben sich mehrere Freiheitsgrade in der Ansteuerung, welche entscheidende Auswirkung auf das Betriebs- und Verlustverhalten des Antriebs haben. Eine Möglichkeit zur Nutzung dieses Potentials ist in [58] gegeben. Da der Fokus der Arbeit allerdings auf der grundlegenden Darstellung der Verlustmechanismen liegt, wird im folgenden Abschnitt lediglich die Integration von Standardverfahren vorgestellt. Hierbei muss allerdings zwischen Asynchron- und Synchronmaschinen differenziert werden.

Synchronmaschine

Abhängig vom gewünschten Betriebspunkt müssen Spannung und Frequenz an der Synchronmaschine entsprechend nachgeführt werden. Bei der Synchronmaschine läuft das Drehfeld im Stator genauso schnell um wie der Rotor. Die Frequenz ist also durch die Drehzahl der Maschine festgelegt. Mit der Polpaarzahl p gilt:

$$f = n \cdot p \quad (4.33)$$

Abbildung 4.14 verdeutlicht diesen linearen Zusammenhang in der gestrichelten Kurve.

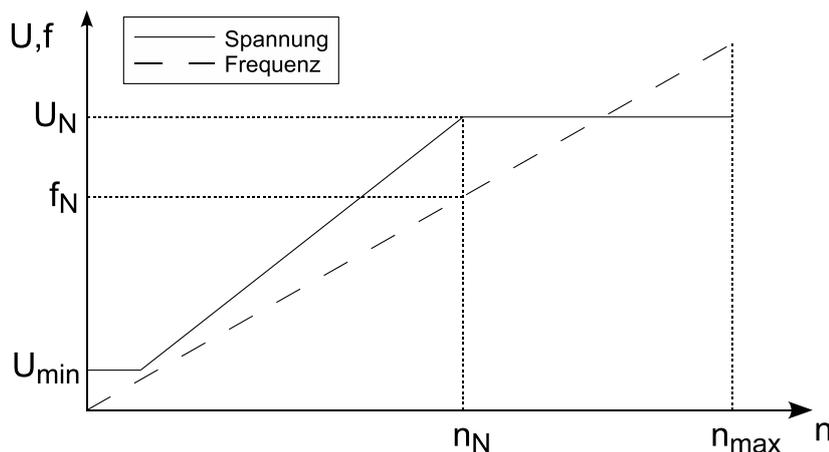


Abbildung 4.14: Steuerkennlinie des PMSM-Modells

Wie in Abschnitt 3.3.2 bereits erläutert, ist das Kippmoment proportional

zum Verhältnis aus Spannung zu Frequenz.

$$\Psi_L \sim M_K \sim \frac{U}{f} \quad (4.34)$$

Weiterhin gilt nach Gleichung (4.34), dass der magnetische Fluss in der Maschine ebenfalls proportional zu diesem Verhältnis ist. Ziel des gewählten Steuerverfahrens ist nun, diesen magnetischen Fluss und somit das Kippmoment bis zur Nenndrehzahl konstant zu halten. Man spricht hier in Analogie zur Gleichstrommaschine vom Ankerstellbereich [70]. In Abbildung 4.14 wird auch deutlich, dass bei einer weiteren Erhöhung der Drehzahl, eine weitere Erhöhung der Spannung nicht mehr möglich ist. Nach Gleichung (4.34) sinkt also der magnetische Fluss in der Maschine und man spricht vom sogenannten Feldschwächbereich [70].

Bei der gewählten Implementierung des Steuerverfahrens kann mittels dem Parameter U_{min} eine minimale Umrichterausgangsspannung eingestellt werden. Diese sorgt für eine Verringerung des Einfluss des Statorwiderstands für kleine Drehzahlen.

Asynchronmaschine

Anders als im vorherigen Abschnitt erläutert, läuft das Statorfeld bei der Asynchronmaschine nicht synchron zum Rotor um. Der sich einstellende Schlupf zwischen Frequenzen im Statorfeld und der Drehzahl des Rotors stellt hier einen zusätzlichen Freiheitsgrad in der Ansteuerung der Maschine dar.

Abbildung 4.15 verdeutlicht den Ansatz zur Herleitung des verwendeten Steuerverfahrens. Dem Verfahren liegt die sogenannte Nebenschluss-Charakteristik der Asynchronmaschine im stabilen Betriebsbereich zu Grunde. Nach [25] lässt sich die Kennlinie der Asynchronmaschine im stabilen Bereich durch den linearisierten Ausdruck

$$\frac{M}{M_K} \approx 2 \cdot \frac{s}{s_K} \quad (4.35)$$

ersetzen. Übersetzt in Drehzahlen lässt sich die Steigung m_0 der linearisierten Kennlinie umschreiben zu

$$m_0 = \frac{\Delta M}{\Delta n} = \frac{2 \cdot M_K}{n_S - n_K} \quad (4.36)$$

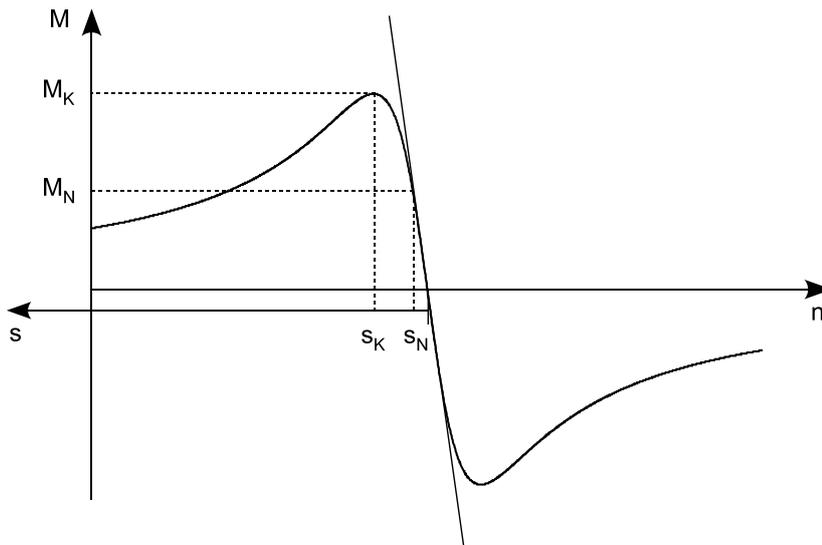


Abbildung 4.15: Linearisierung der ASM-Kennlinie zur Herleitung des Steuerungsverfahrens

Darin ist n_S die synchrone Drehzahl und n_K die Drehzahl im Kippunkt. Aus dem gegebenen Betriebspunkt lässt sich somit unter Kenntnis der Steigung auf die synchrone Drehzahl und somit die speisende Frequenz zurückrechnen. Für den Ankerstellbereich, also den Bereich bis zur Nenndrehzahl, ist die Steigung als konstant angenommen, da hier nur eine Parallelverschiebung der Drehmoment-Drehzahl-Kurve vorgenommen wird (siehe Abbildung 4.16).

Bei Überschreiten der Nenndrehzahl beginnt der Feldschwächbereich. Das Kippmoment fällt entsprechend der speisenden Frequenz quadratisch. Dadurch wird die Steigung der Kennlinie geringer. Für die resultierende Steigung m im Feldschwächbereich wird folgender Zusammenhang angenommen:

$$m = m_0 \cdot \left(\frac{n}{n_N} \right)^2 \quad (4.37)$$

Mit der berechneten Steigung und dem gegebenen Betriebspunkt folgt schließlich für die speisende Frequenz der Asynchronmaschine

$$f = (n + \Delta n) \cdot p \quad (4.38)$$

Diese Frequenz wird anschließend verwendet, um die benötigte Spannung zu berechnen. Wie bei der Synchronmaschine zuvor, ist der magnetische Fluss abhängig vom Verhältnis aus speisender Spannung und speisender Frequenz. Dieses Verhältnis wird bis zum Erreichen der Nennspannung konstant gehalten. Anschließend wird die Spannung auf die Nennspannung begrenzt und zur

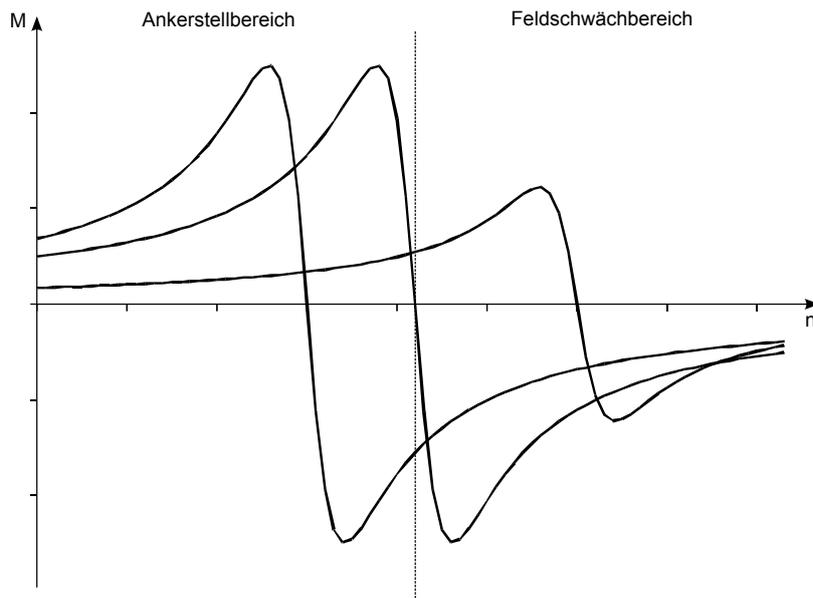


Abbildung 4.16: Entwicklung der M-n-Kennlinie einer ASM über den Betriebsbereich

Steigerung der Drehzahl nur noch die Frequenz erhöht. Es gilt somit

$$U = \min \left(\frac{U_N}{f_N} \cdot f, U_N \right) \quad (4.39)$$

4.5 Betriebsstrategie

Durch die hybride Leistungsversorgung des elektrischen Antriebs bestehend aus Brennstoffzellen-System und Batteriespeicher ist eine Betriebsstrategie des Fahrzeugs nötig. Diese entscheidet, wann und wie viel Leistung die Brennstoffzelle liefern muss. Zusätzlich ist für die Simulation ein virtueller Fahrer notwendig, der das geforderte Geschwindigkeitsprofil nachfährt.

Bei der Implementierung wurde darauf geachtet, dass eine logische Trennung zwischen dem physikalischen Fahrzeugmodell und der Betriebsstrategie eingehalten wird. Aus regelungstechnischer Sicht stellt das Fahrzeugmodell die Regelstrecke dar, während die Betriebsstrategie als Regler auf die Strecke arbeitet. Dieses Vorgehen ist insbesondere für den durchgängigen Ansatz und der späteren Verwendung in der HiL-Simulation essentiell. Das Prinzip ist in Abbildung 4.18 nochmals verdeutlicht.

Als virtueller Fahrer wurde ein PI-Regler mit Anti-Windup implementiert,

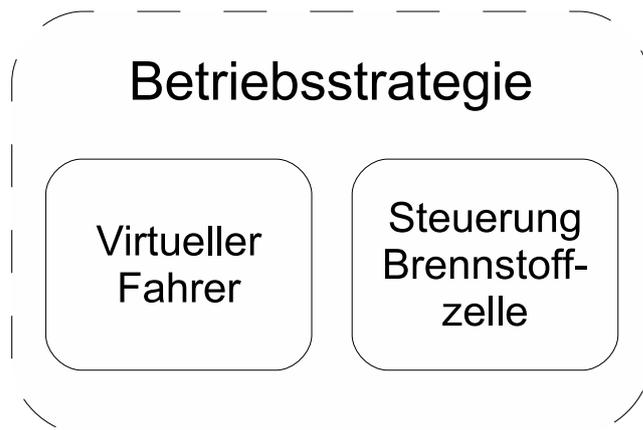


Abbildung 4.17: Komponenten der Betriebsstrategie

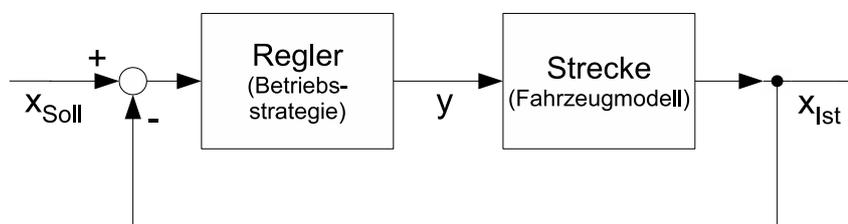


Abbildung 4.18: Prinzip der Betriebsstrategie

welcher die geforderte Geschwindigkeit des Fahrzyklus mit der aktuellen Geschwindigkeit vergleicht und einen entsprechenden Drehmoment-Sollwert auf den Antrieb gibt. Außerdem wird, wenn das Rekuperationsmoment der elektrischen Maschine nicht ausreicht, ein zusätzliches Signal zur Betätigung der Bremse gesendet. Auf diese Weise wird die über Rekuperation zurückgewonnene Energie maximiert, da so viel wie möglich elektrisch gebremst wird.

Der Steuerung der Brennstoffzelle liegt eine leistungsbasierte Strategie zu Grunde. Dies hat Vorteile in der Darstellung, da Leistung unabhängig von der Energieform ist. Leistung kann von einer Energieform in die andere umgewandelt werden. So können auch thermische Aspekte in die Betriebsstrategie integriert werden. Ein ähnlicher Ansatz wird in [67] für parallelhybride Antriebsstränge mit Verbrennungsmotor verfolgt.

Da, wie bereits in Abschnitt 4.2 beschrieben, das dynamische Verhalten der Brennstoffzelle vergleichsweise langsam ist, muss dies bei der Auslegung der Strategie berücksichtigt werden. Außerdem soll die Strategie so einfach sein, dass sie unter Echtzeitbedingungen berechnet werden kann. Aufwendige Steuerungen mit Fuzzy Logic kommen deshalb nicht in Frage. Einen Überblick über

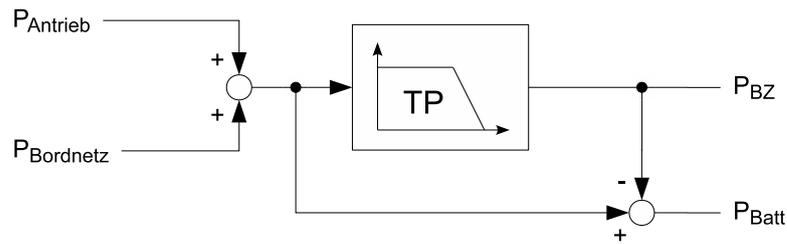


Abbildung 4.19: Betriebsstrategie zur Ansteuerung der Brennstoffzelle

mögliche Ansätze zur Steuerung von Brennstoffzellenfahrzeugen gibt [89]. Gewählt wurde ein Ansatz mit Tiefpass-Filterung der angeforderten elektrischen Leistung aus dem HV-Netz, welcher in Abbildung 4.19 verdeutlicht wird. Die niederfrequenten Anteile werden als Sollwert auf die Brennstoffzelle gegeben. Da der DC/DC-Steller, der den Batteriespeicher an das HV-Netz anbindet, spannungsgeregelt arbeitet, übernimmt dieser die restlichen höherfrequenten Anteile des Leistungsbedarfs. Die Leistungsbilanz

$$P_{BZ} + P_{Batt} + P_{Antrieb} + P_{Bordnetz} = 0 \quad (4.40)$$

ist somit zu jedem Zeitpunkt gewährleistet. Die Strategie ist dabei an den Ansatz aus [1] angelehnt.

Kapitel 5

Prüfstandskopplung

Der durchgängige Ansatz von der reinen Simulation hin zur HiL-Simulation fordert eine Kopplung zwischen den Modellen, die das Fahrzeug abbilden, und dem Prüfstand, auf dem die betrachteten realen Komponenten untersucht werden können.

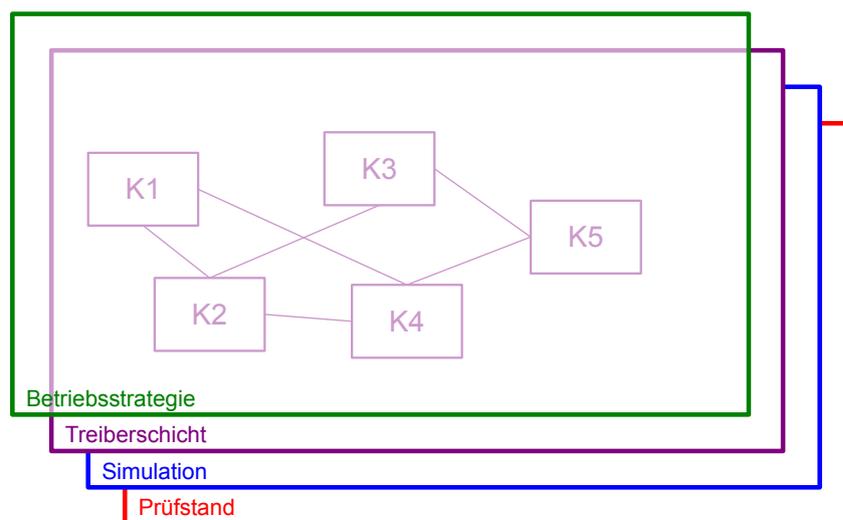


Abbildung 5.1: Konzept zur Integration von realen und simulierten Komponenten

Dabei wurde ein Konzept zur durchgängigen Integration von simulierten und realen Komponenten in das Gesamtsystem erarbeitet, welches in Abbildung 5.1 dargestellt ist. Durch die Treiberschicht ist sichergestellt, dass die Betriebsstrategie nicht zwischen realen oder simulierten Komponenten unterscheiden kann. Vergleichende Studien sind somit ohne großen Mehraufwand in der Modellierung möglich.

Abbildung 5.2 zeigt das Prinzip der Hardware-in-the-Loop Simulation. Es besteht aus zwei elementaren Teilen, dem zu untersuchenden System und der Umwelt. Das System ist dabei als reale Komponente auf dem Prüfstand vorhanden, während die Umwelt in Echtzeit simuliert werden muss. Durch die Rückkopplung der simulierten Umwelt auf den Eingang des Systems entsteht eine geschlossene Schleife, mit welcher nun das Verhalten des Systems innerhalb der betrachteten Umwelt untersucht werden kann.

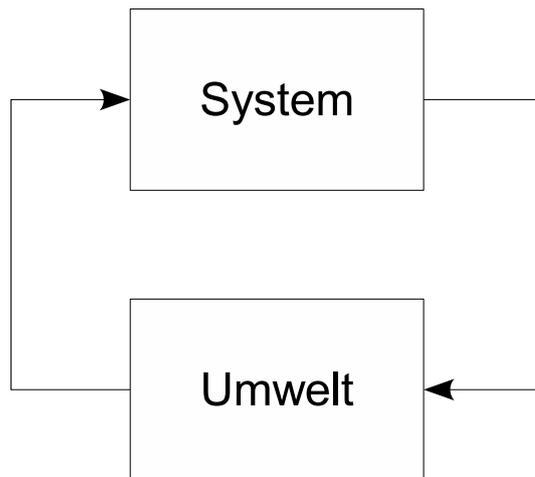


Abbildung 5.2: Prinzip der Hardware-in-the-Loop Simulation

Aus Abbildung 5.2 wird auch ersichtlich, dass die Daten am Ausgang der simulierten Umwelt in zeitlicher Korrelation mit den Daten am Systemausgang stehen müssen. Üblicherweise müssen die angeforderten Daten im jeweils nächsten Simulationsschritt am Systemeingang anliegen. Die Simulationsschrittweite bestimmt dabei die kleinste Zeitkonstante der simulierten Umwelt und somit die Dynamik und Stabilität des Gesamtsystems. Für das Echtzeitsystem folgt aus dieser Tatsache, dass es harten Echtzeitanforderungen (siehe Abschnitt 2.3.1) genügen muss.

5.1 Simulationsplattform

Wie im vorigen Abschnitt dargelegt, wird zur Kopplung der Simulation mit den vorhandenen Prüfständen eine Echtzeit-Plattform, die harten Echtzeitanforderungen genügt, benötigt. In Abschnitt 2.3.2 wurden bereits mehrere kommerzielle sowie freie Rechenplattformen vorgestellt. Auf Grund der benötigten Flexibilität in der verwendeten Hardware sowie der Skalierbarkeit in der Re-

chenleistung wurde ein Linux-System bevorzugt. Außerdem besteht durch die quelloffene Implementierung die Möglichkeit, das System um eigene Hardware zu erweitern.

5.1.1 Echtzeit-Linux

Da Linux aus dem Bereich der Desktop- bzw. Serverbereich kommt, ist die Einhaltung von harten Echtzeit-Anforderungen nicht notwendig und deshalb in der Implementierung nicht vorgesehen. In den neueren Kernel-Versionen sind Ansätze für präemptives Scheduling von Linux-Tasks und damit einer Echtzeitfähigkeit implementiert worden. Neuere Versionen von Opal-RT nutzen diese Eigenschaft des Linux-Kernels (siehe Abschnitt 2.3.2).

Die in dieser Arbeit verwendete Implementierung des Real Time Application Interface (RTAI) verfolgt einen anderen Ansatz. Die RTAI-Implementierung besteht aus einem Echtzeit-Kern, der neben einer Interrupt-Verarbeitung auch einen Echtzeit-Scheduler besitzt. Außerdem wird eine Hardware-Abstraktionsschicht RT-HAL¹ bereitgestellt.

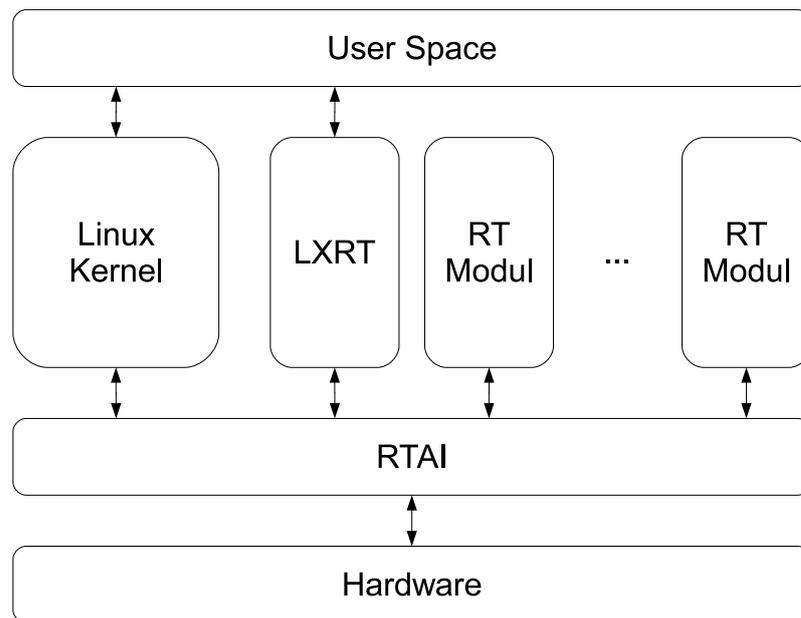


Abbildung 5.3: Struktur der Linux RTAI-Erweiterung

Die eigentlichen Echtzeit-Tasks werden als Kernel-Module geladen und laufen im sogenannten Kernel-Space. Die Besonderheit ist nun, dass der normale

¹RT-HAL: Real Time Hardware Abstraction Layer

Linux-Kernel ebenfalls als Echtzeit-Task im RTAI-Scheduler ausgeführt wird. Dieser erhält allerdings die niedrigste Priorität, sodass die anderen Echtzeits-Tasks bevorzugt abgearbeitet werden und entsprechend schnell auf Interrupts reagieren können. Das Linux-System wird somit präemptiv und damit echtzeitfähig. Die Arbeit im Kernel-Space hat allerdings grundsätzlich den Nachteil, dass ein Programmabsturz das komplette System zum Absturz bringen kann. Deshalb wurde mit LXRT² eine Möglichkeit zur Kommunikation von normalen User-Space Programmen mit dem Echtzeit-Kernel geschaffen [60]. Ein spezielles Kernel-Modul stellt die RTAI-API für normale Linux-Prozesse zur Verfügung. Auf Grund dieses Zwischenschritts ist die Reaktionszeit etwas länger, was jedoch für die technische Realisierung tolerierbar³ ist. Allerdings können dadurch alle Sicherheitsmechanismen von Linux auch für Echtzeitanwendungen genutzt werden. Ein abgestürzter Echtzeit-Prozess kann vom Betriebssystem beendet werden und führt nicht zum Absturz des Gesamtsystems. Abbildung 5.3 verdeutlicht die Struktur der Echtzeiterweiterung mittels RTAI. Durch diese Kapselung des normalen Linux-Kernels in einen Echtzeit-Task mit geringster Priorität kann der eingesetzte Rechner auch für Aufgaben ohne harte Echtzeitanforderungen, z.B. dem Monitoring der Simulation, genutzt werden.

Eine weitere Eigenschaft der Echtzeiterweiterung mittels Linux RTAI stellt die Programmierung bzw. die Erstellung von Echtzeit-Tasks dar. Diese können entweder manuell als Kernel-Modul erstellt oder durch automatische Code-Generierung erzeugt werden ([60] bzw. [8]). Es stehen sowohl die freie Software Scilab/Scicos⁴ [8] als auch die kommerzielle Plattform Simulink [9] zur Verfügung. Eine Basis-Bibliothek wird bereits mitgeliefert, welche auch die Nutzung von Ein- und Ausgabe-Karten über die Software *Comedi* erlaubt. Die Software unterstützt dabei gängige Hardware unter anderem von National Instruments. Der Aufbau eines Echtzeitsystems kann somit mit Standard-Komponenten erfolgen, was einen zusätzlichen Ausschlag bei der Wahl der Echtzeitumgebung geben kann.

5.1.2 Verteilte Simulation

Modelle von physikalischen Systemen können je nach Detaillierungsgrad sehr komplex werden und daher sehr lange Rechenzeiten in Anspruch nehmen. Es

²LXRT: **L**inux **R**eal **T**ime

³moderne Rechner besitzen Reaktionszeiten im Bereich von wenigen Mikrosekunden

⁴<http://www.scilab.org>

besteht also eine Notwendigkeit zur Beherrschung dieser Komplexität. Für Parameterstudien kann eine Parallelisierung auf einem Rechner-Grid die benötigte Rechenzeit entsprechend der Anzahl an parallel ausgeführten Simulationen reduzieren. Eine Möglichkeit dazu ist in [7] aufgezeigt. Für die Implementierung auf einem Echtzeit-System ist dieses Vorgehen jedoch ungeeignet. Hier muss das bestehende Modell in Teilsysteme aufgeteilt werden. Diese Teilsysteme können dann auf unterschiedlichen Rechnern parallel berechnet werden (Abbildung 5.4). Eine detaillierte Beschreibung dieses Vorgehens wird unter anderem in [15] gegeben. Bei der Kopplung und Synchronisation der Teilsysteme muss mit einem zusätzlichen Aufwand für Rechen- und Übertragungszeit gerechnet werden. Bei ungeschickter Wahl der Teilsysteme kann dieser Mehraufwand den Gewinn an Rechenzeit durch die Parallelisierung wieder kompensieren.

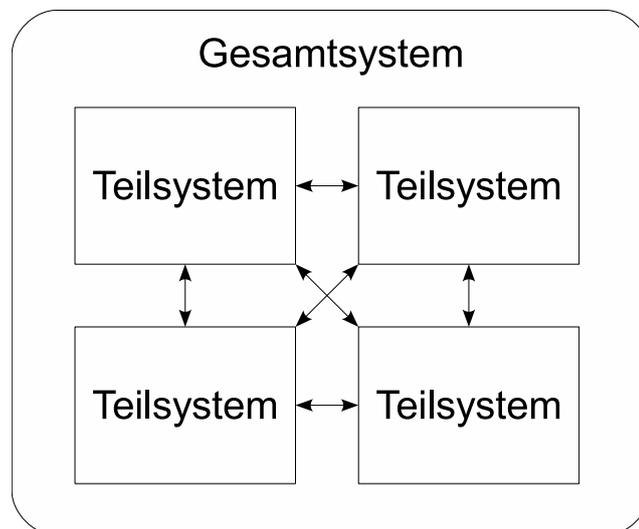


Abbildung 5.4: Aufteilung eines komplexen Modells in Teilsysteme

Die Implementierung von RTAI ist in Hinblick auf eine verteilte Simulation bereits vorbereitet. Alle API-Funktionen können durch die Angabe der Netzwerk-Adresse des entsprechenden Echtzeit-Rechners auf andere Systeme verteilt werden [21]. Die Methoden, die diese Funktionalität gewährleisten, werden durch das Modul *net_rpc*⁵ realisiert. Dieses kann sowohl für weiche Echtzeitanforderungen wie das Monitoring einer laufenden Simulation [10] als auch für harte Echtzeit zur Kopplung von Teilsystemen verwendet werden. Für letzteres ist allerdings auf eine deterministische Übertragung zwischen

⁵network remote procedure call

den Teilsystemen zu achten. Eine mögliche Implementierung wird im folgenden Abschnitt vorgestellt.

5.1.3 Echtzeit-Ethernet

Zur Kopplung von Teilsystemen, die auf unterschiedlichen Echtzeit-Rechnern ausgeführt werden, ist eine Kommunikationsschnittstelle nötig, die die Teilsysteme synchronisiert und verbindet. In der Praxis kommt dafür auf Grund der Datenübertragungsrate und der Flexibilität in der Vernetzung fast nur eine Ethernet-Netzwerkverbindung in Frage. Standardmäßig wird hierbei das TCP/IP-Protokoll verwendet. Dieses ist auf Grund der Fehler- und Kollisionserkennung als nicht-deterministisches Bussystem zu betrachten. Ein Empfänger kann fehlerhafte oder verlorene Pakete so lange anfordern, bis es den Empfänger erreicht hat. Das erneute Senden erfolgt dann mit einer Verzögerung von zufälliger Länge, woraus ein nicht vorhersehbares Verhalten resultiert.

Um diese Probleme zu lösen, wurden andere Protokolle entwickelt, die weiche und harte Echtzeit garantieren können. Eine weit verbreitete kommerzielle Lösung stellt EtherCAT⁶ dar. Bei RTAI gibt es für die Verbindung zwischen Teilsystemen die Möglichkeit, *net_rpc* über einen echtzeitfähigen Netzwerk-Stack zu realisieren. Dieser wird über das Open Source Projekt RTnet⁷ bereitgestellt.

Die Implementierung von RTnet basiert auf einem Master-Slave-Prinzip [40], welches nur die untersten Schichten des ISO Schichten-Modells [91] nutzt, um damit ein deterministisches Protokoll zu realisieren. Abbildung 5.5 zeigt den Aufbau des implementierten Rechnerverbunds. Die harte Echtzeitbedingung stellt eine sehr hohe Anforderung an das Zeitverhalten der Datenübertragung. Deshalb wurde ein separates Netzwerk aufgebaut, das über ein Gateway, das zugleich die Master-Funktion übernimmt, mit dem Gesamtnetzwerk verbunden ist. Somit wird das Echtzeitverhalten nicht durch Kollisionen mit normalem Netzwerkverkehr negativ beeinflusst.

Zur Arbeit mit den Echtzeitmodellen ist ein Zugriff auf jeden einzelnen Slave-Rechner nötig, um beispielsweise Modelle zu kopieren, kompilieren und auszuführen. RTnet bietet hierzu die Möglichkeit, normalen Netzwerkverkehr über einen virtuellen Netzwerk-Adapter den Standard Linux-Diensten bereit-

⁶Ethernet for Control Automation Technology

⁷www.rtnet.org

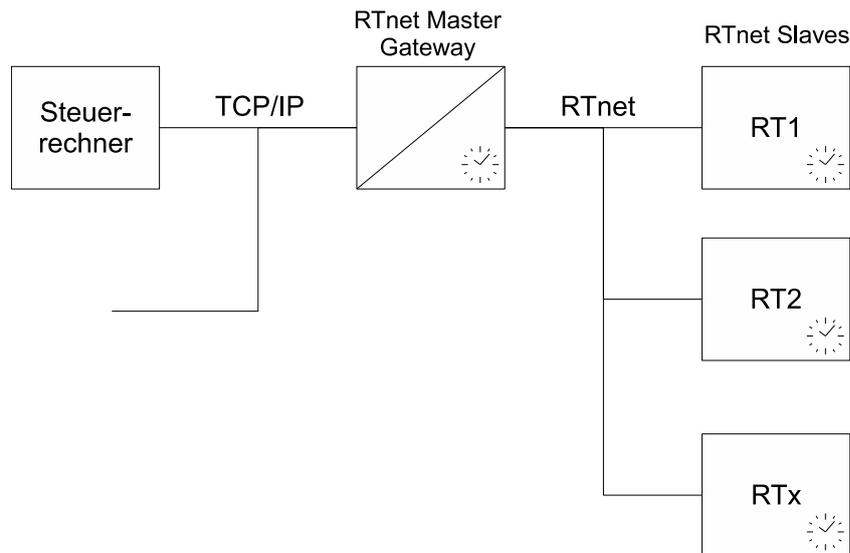


Abbildung 5.5: Aufbau des Echtzeitnetzwerks

zustellen [40]. So wurde über den SSH⁸-Dienst und Port-Forwarding eine Zugriffsmöglichkeit vom Steuerrechner zu allen Slave-Rechnern geschaffen. Der Zugriff ist dabei auf eine Konsole beschränkt. Zum Dateitransfer kann der SCP⁹-Dienst, der über den SSH-Tunnel einen Zugriff auf das Dateisystem der Slave-Rechner zur Verfügung stellt, genutzt werden.

5.2 Kopplung Simulink/Dymola

Zur Integration des in Kapitel 4 beschriebenen Modells in die Echtzeit-Umgebung ist eine geeignete Simulationsumgebung zu wählen. Wie bereits erwähnt, eignet sich die akausale Modellierung von Modelica besser zur Beschreibung von physikalischen Systemen als die signalflussbasierte Beschreibung von Simulink [33]. Diese eignet sich vor allem zur Simulation von Regelkreisen. Das Fahrzeugmodell wird also mittels Dymola implementiert, während die Betriebsstrategie in Simulink realisiert wird. Dies wird in Abbildung 5.6 verdeutlicht.

Der Vorteil von Dymola als Simulationsumgebung für Modelica-Modelle ist die Möglichkeit zur Erzeugung von C-Code, der als sogenannte s-Function in Simulink eingebettet werden kann. Die Voraussetzung zur späteren Weiterverarbeitung und Code-Generierung ist die Erzeugung von zeitdiskreten Modellen

⁸SSH: secure shell

⁹SCP: secure copy

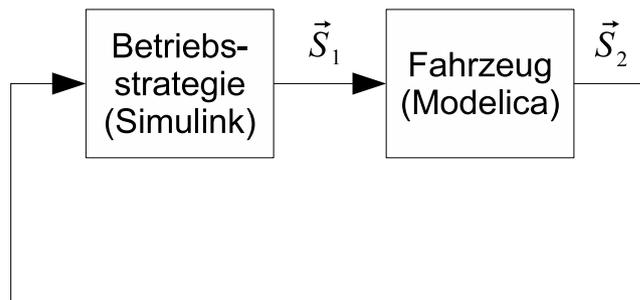


Abbildung 5.6: Kopplung zwischen Dymola und Simulink

aus Dymola, was mittels einer Option bei der Übersetzung des Modells ausgewählt werden kann. Außerdem muss eine sogenannte Inline Integration Method ausgewählt werden. Dabei wird in den erzeugten C-Code der Integrationsalgorithmus mit eingebettet. Aus Sicht von Simulink erscheint das Fahrzeugmodell als diskreter Block ohne zeitdiskrete Zustandsvariablen. Als Integrationsverfahren stehen sowohl explizite als auch implizite Verfahren zur Verfügung.

Die Kopplung zwischen dem Fahrzeug und der Betriebsstrategie erfolgt mittels der Signalvektoren \vec{S}_1 und \vec{S}_2 , welche in Tabelle 5.1 aufgeschlüsselt sind.

Tabelle 5.1: Signalvektoren der Schnittstelle zwischen Dymola und Simulink

\vec{S}_1	Bremse
	Moment
	Range Extender
	DC-Spannung
	DC-Strom
\vec{S}_2	Antriebsleistung
	Bordnetzleistung
	max. Moment
	SOC
	Fahrzeuggeschwindigkeit
	Drehzahl Maschine
	Wasserstoffverbrauch

Nach der Integration in das Gesamtmodell erfolgt die automatische Codegenerierung mittels Simulink-Coder¹⁰. RTAI liefert hierfür bereits ein Target mit.

¹⁰Nachfolger des Real-Time Workshop

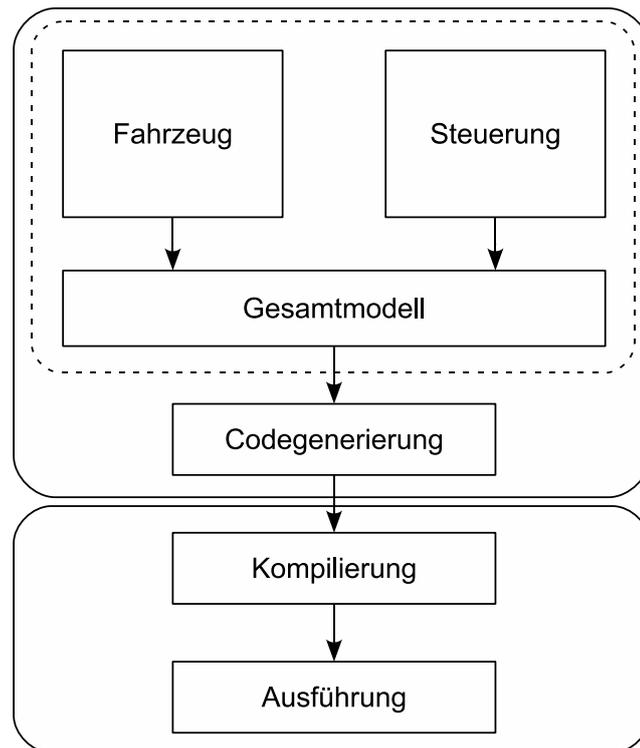


Abbildung 5.7: Toolchain der verwendeten Echtzeitsimulation

Der erzeugte C-Code muss nun auf einen Echtzeit-Rechner kopiert werden, auf dem die anschließende Kompilierung in ein ausführbares Modell gestartet wird. Abbildung 5.7 zeigt den Ablauf dieses Vorgangs.

5.3 Kopplung Simulation/Prüfstand

Zur HiL-Simulation muss der Echtzeitrechner, auf dem das Umgebungsmodell gerechnet wird, mit dem Prüfstandsaufbau verbunden werden. Die schematische Anordnung der Komponenten auf dem Prüfstand sowie die Kopplungssignale sind in Abbildung 5.8 dargestellt. Die Signalübertragung erfolgt dabei über analoge Spannungssignale, um keine zusätzlichen Signallaufzeiten in die Übertragungsstrecke einzubauen. Zu Beginn des Kapitels wurde bereits auf die Notwendigkeit einer möglichst schnellen Signalübertragung zur Einhaltung der Echtzeitbedingungen eingegangen. Mögliche Einkopplungen von Störungen konnten durch eine geeignete Leitungsführung und differentielle Spannungsmessung ausreichend begrenzt werden.

Durch den modularen Aufbau und das zu Beginn von Kapitel 5 vorgestell-

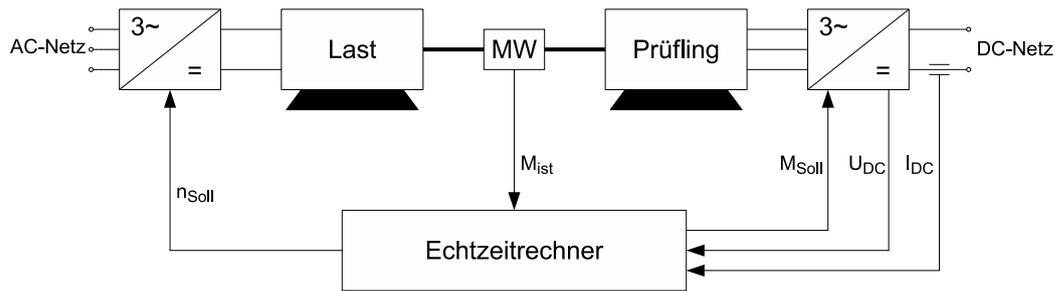


Abbildung 5.8: Kopplung des Prüfstands an den Echtzeitrechner

te Konzept wurde die Kopplung der Prüfstandskomponenten im Modell sehr vereinfacht. Es ist lediglich nötig, ein Dummy-Modell der Komponente in die Fahrzeugsimulation zu integrieren. Dieses besitzt die gleiche Schnittstelle, wie das Modell des Antriebs aus Abschnitt 4.3.1. Den einzigen Unterschied stellt die Größe des Klemmenstroms auf der DC-Seite des Wechselrichters dar. Dieser wird als zusätzlicher Eingang für die HiL-Simulation benötigt, der mit dem gemessenen Strom aus dem Prüfstand gekoppelt wird. Im Fall der reinen Simulation wird dieser Eingang nicht benötigt, da der berechnete Wert aus dem Umrichtermodell verwendet wird.

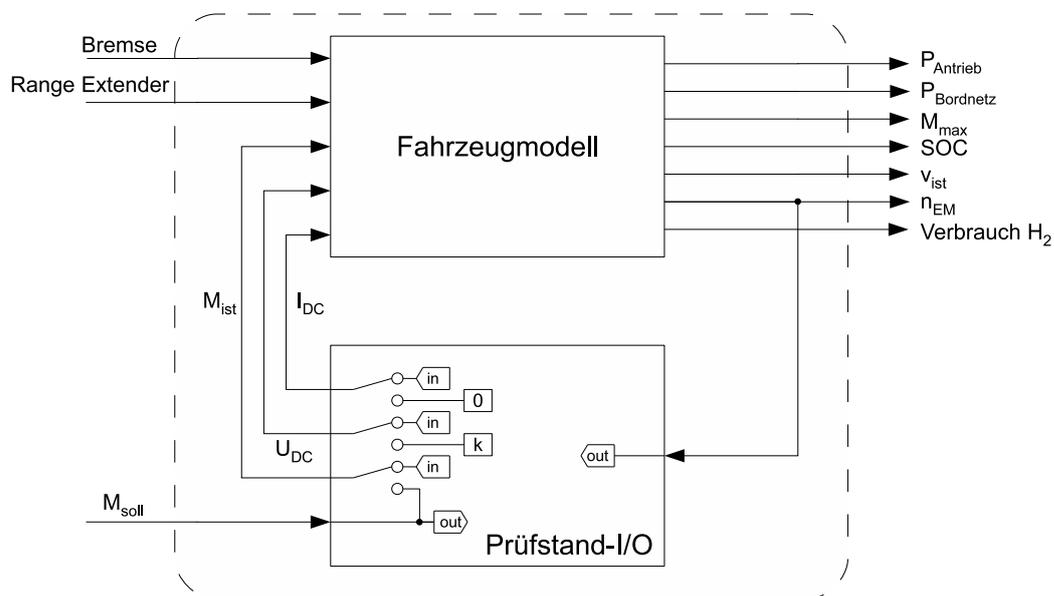


Abbildung 5.9: Kopplung an das Echtzeitmodell

Abbildung 5.9 zeigt den Aufbau der Kopplung mit dem Prüfstand. Der gestrichelt gezeichnete Kasten stellt dabei die Schnittstelle zur Betriebsstrategie dar. Der zusätzliche Block *Prüfstand-I/O* wurde als Schnittstellen-Block

zum Prüfstands Aufbau und zur Ansteuerung der I/O-Karte im Echtzeitrechner eingefügt. Darin kann über einen Parameter zwischen Simulations- und HiL-Modus umgeschaltet werden.

Im HiL-Modus werden die berechnete Drehzahl aus dem Fahrzeugmodell und das Sollmoment aus der Betriebsstrategie auf die Umrichter der Belastungsmaschine und des Prüflings gegeben. Die Reaktion des Antriebssatzes wird über die I/O-Karte zurück in den Echtzeitrechner gelesen. Durch die Rückführung des gemessenen Drehmoments kann der Einfluss des dynamischen Verhaltens des Antriebs berücksichtigt und untersucht werden. Außerdem wird die Stromaufnahme und die Eingangsspannung des Antriebsumrichters gemessen und in das Fahrzeugmodell als Eingangsgrößen verbunden. Durch Umschalten in den Simulations-Modus wird lediglich das Solldrehmoment als Istdrehmoment weitergeleitet. Des Weiteren kann die Spannung des Hochvoltnetzes als konstanter Parameter vorgegeben werden. Durch diese Vorgehensweise bleibt die Schnittstelle zur Betriebsstrategie für beide Fälle identisch. Ein Modell für eine durchgängige Entwicklung von der Simulation bis zur Verifikation am Prüfstand wurde dadurch geschaffen.

Kapitel 6

Ergebnisse

Nach der Vorstellung der theoretischen Grundlagen und der erarbeiteten Modelle sollen hier die wesentlichen Ergebnisse der vorliegenden Arbeit vorgestellt und diskutiert werden. Dies umfasst zum einen die Validierung der erstellten Verlustmodelle mittels Prüfstandsmessungen. Hierbei erfolgt die Messung sowohl für stationäre Betriebspunkte eines Kennfeldes als auch für das energetische Verhalten über einen gegebenen Fahrzyklus. Zum anderen wird das für die HiL-Simulation verwendete Umweltmodell hinsichtlich der Echtzeitfähigkeit untersucht. Dabei wird auch auf die Möglichkeit der verteilten Simulation eingegangen.

6.1 Validierung der Verlustmodelle

Zur experimentellen Validierung der vorgeschlagenen Methode aus Kapitel 3 wurden umfangreiche Messungen durchgeführt. Auf diese soll in diesem Abschnitt näher eingegangen werden. Zuerst wird der verwendete Messaufbau beschrieben. Im Anschluss werden die Ergebnisse vorgestellt und diskutiert.

6.1.1 Messaufbau

Zur Vermessung einer einzigen Maschine sind je nach geforderter Auflösung mehrere hundert Betriebspunkte einzustellen und auszuwerten. Um thermische Einflüsse auf das Messergebnis zu minimieren, ist eine kurze Messzeit anzustreben. Dies kann nur durch einen rechnergestützten Versuchsaufbau gewährleistet werden. Abbildung 6.1 zeigt den realisierten Messaufbau.

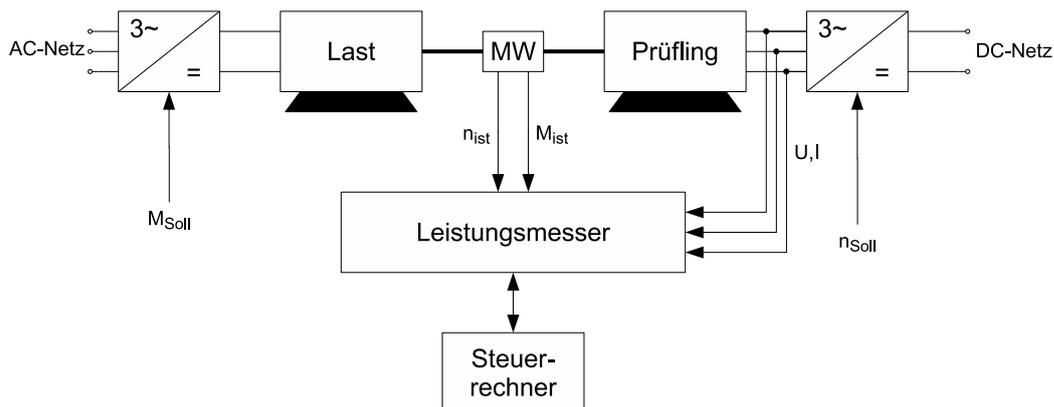


Abbildung 6.1: Messaufbau zur Validierung der Maschinenmodelle

Der Prüfling ist über eine Messwelle an eine Lastmaschine gekoppelt. Über die beiden leistungselektronischen Stellglieder kann der zu untersuchende Betriebspunkt eingestellt werden. Außerdem ist ein Leistungsmesser im Prüfstand verbaut, mit dem die Leistungsaufnahme des Prüflings analysiert werden kann. Das Gerät misst die dreiphasige Spannung und die dazugehörigen Ströme an den Maschinenklemmen. Daraus kann die aufgenommene Leistung aufgeschlüsselt nach Wirk- und Blindleistung berechnet und untersucht werden. Außerdem lässt sich diese Leistung noch hinsichtlich der Grundwelle oder dem kompletten Spektrum analysieren.

Gleichzeitig ist an das Leistungsmessgerät über eine sogenannte Prozessschnittstelle die Messwelle angeschlossen. Dadurch können die elektrischen und mechanischen Größen gleichzeitig gemessen und somit der Wirkungsgrad direkt im Gerät berechnet werden. Durch die Analyse der Speisespannung und die damit verbundene Detektion der Grundwellenfrequenz kann mit der Bestimmung der Drehzahl auch der Schlupf einer angeschlossenen Asynchronmaschine direkt angezeigt werden.

Die aufgenommenen Werte können anschließend über eine serielle Verbindung an den Steuerrechner geschickt und zur späteren Verarbeitung in einer Textdatei gespeichert werden. Die Vorteile dieser Vorgehensweise sind kurze Messzeiten und eine synchronisierte Bestimmung der elektrischen und mechanischen Größen, wodurch der Messfehler bei der direkten Wirkungsgradbestimmung verkleinert werden kann. Auf eine sonst übliche indirekte Wirkungsgradbestimmung kann somit verzichtet werden [56].

Als Eingangsgrößen für die Bestimmung des Verlustverhaltens wurde je-

weils neben dem mechanischen Betriebspunkt auch die Ausgangsfrequenz und die Ausgangsspannung des Frequenzumrichters an das Modell übergeben. Dadurch können eventuelle Abweichungen, die auf Grund des Steuerverfahrens des Umrichters auftreten können, im Vergleich von berechnetem zu gemessenem Verhalten kompensiert werden.

6.1.2 Experimentelle Ergebnisse

Asynchronmaschine

Mit Hilfe der vorgestellten Methode zur Berechnung des stationären Verhaltens aus Abschnitt 4.3 kann zur besseren Visualisierung ein Wirkungsgrad-Kennfeld generiert werden. Dieses ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Deutlich sichtbar ist die typische Charakteristik der Asynchronmaschine, welche im Feldschwächbereich ihren besten Wirkungsgrad aufweist.

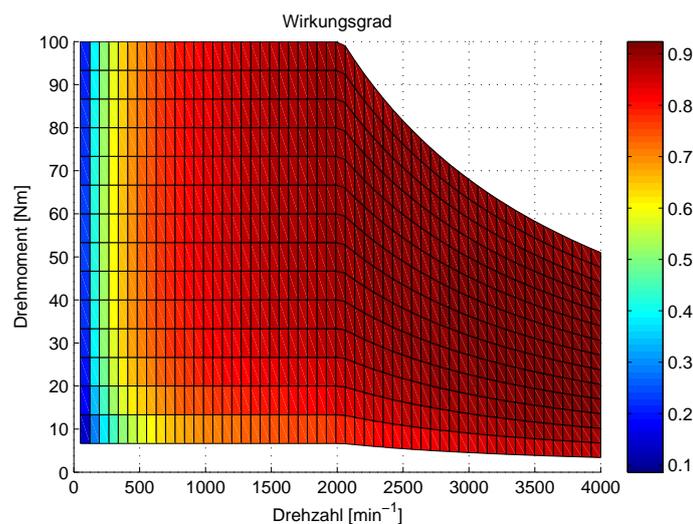


Abbildung 6.2: Generiertes Wirkungsgradverhalten der Asynchronmaschine

Um die vorgestellte Methode zu verifizieren, wurde eine Asynchronmaschine¹, wie unter Abschnitt 6.1.1 beschrieben, vermessen. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Bereits hier ist das typische Verhalten der Asynchronmaschine zu sehen.

Um die Gültigkeit der vorgestellten Modellierungsmethode zu bestätigen, werden die berechneten Werte aus dem Modell mit den gemessenen Größen

¹Nennpunkt: 2040 1/min, 98 Nm; Datenblattangaben der Maschine siehe Anhang A.1

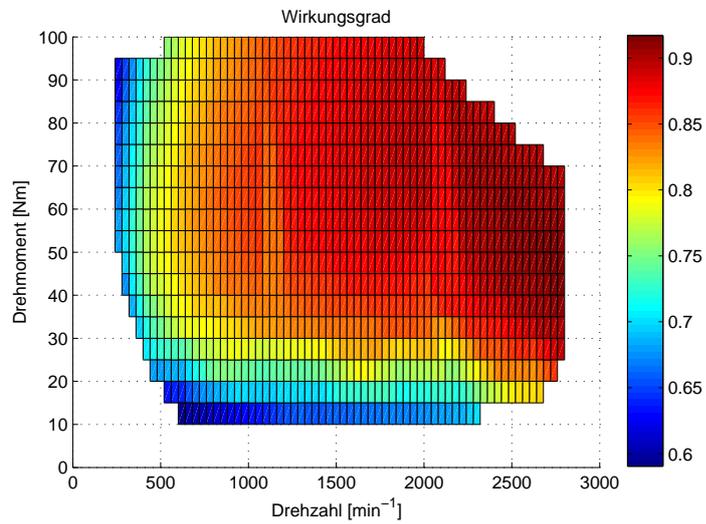


Abbildung 6.3: gemessenes Kennfeld einer Asynchronmaschine

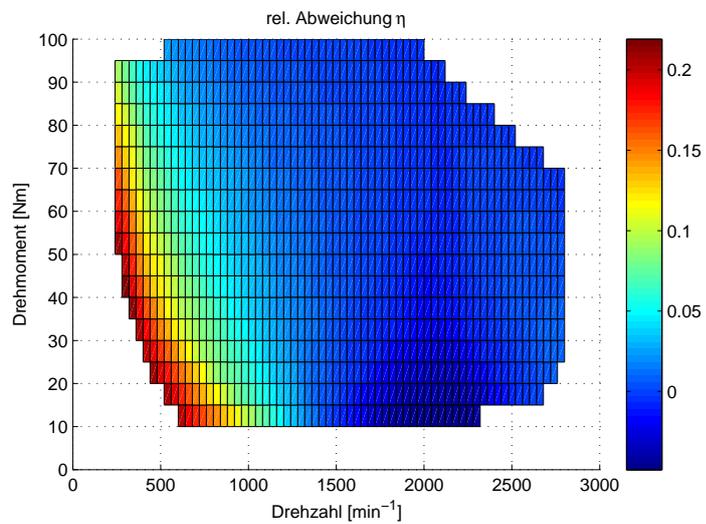


Abbildung 6.4: Abweichung des berechneten Wirkungsgrads der untersuchten Asynchronmaschine

verglichen. Als Maß wird die relative Abweichung herangezogen, welche gemäß der Definition nach Gleichung (6.1) berechnet wird.

$$\Delta X_{rel} = \frac{X_{Messung} - X_{Modell}}{X_{Messung}} \quad (6.1)$$

Abbildung 6.4 zeigt die relative Abweichung des berechneten vom gemessenen Wirkungsgrad. Deutlich erkennbar ist, dass die Abweichung über nahezu den kompletten Betriebsbereich unter 10% liegt. Der Fehler steigt lediglich bei kleinen Drehzahlen und kleinen Momenten an.

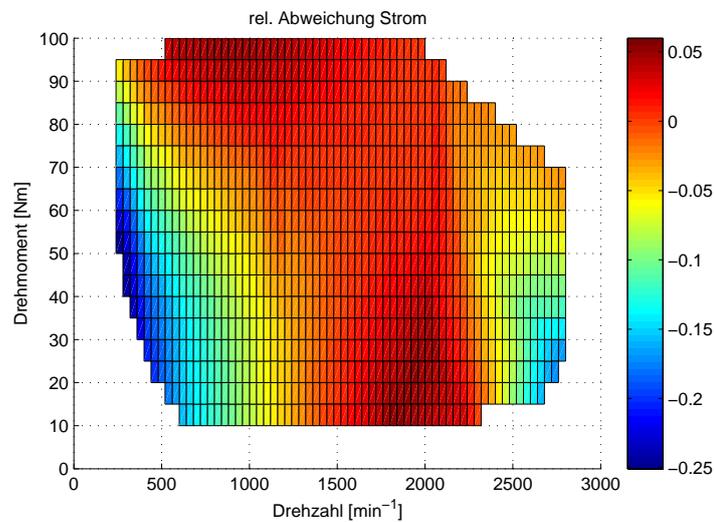


Abbildung 6.5: Abweichung des berechneten Stroms der Asynchronmaschine

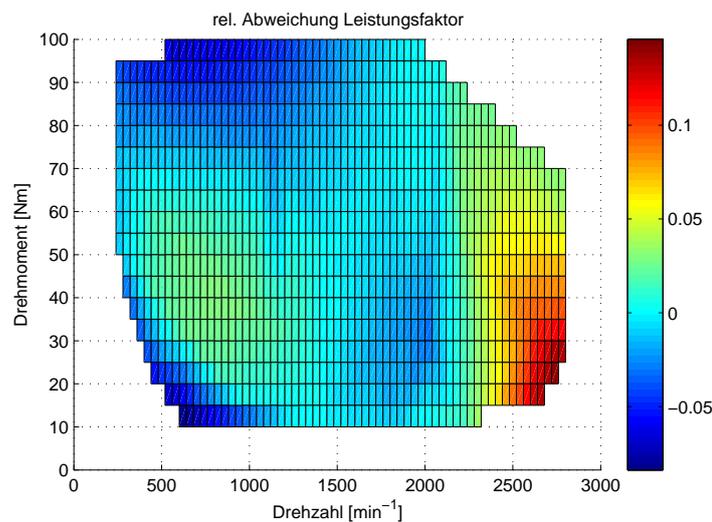


Abbildung 6.6: Abweichung des berechneten Leistungsfaktors der Asynchronmaschine

Neben dem Wirkungsgrad als resultierender Größe wurden auch das elektrische Klemmenverhalten betrachtet. Als Haupteigenschaft ist hierbei der Blindleistungsbedarf von besonderem Interesse. Das Ergebnis ist in den Abbildungen 6.5 und 6.6 dargestellt. Hier ist die relative Abweichung des Stroms bzw. des Leistungsfaktors $\cos \varphi$ aufgezeigt. Es ist deutlich zu erkennen, dass auch diese Größen durch die vorgestellte Methode hinreichend genau beschrieben werden können.

Synchronmaschine

Wie im vorigen Abschnitt, kann auch für die Synchronmaschine das stationäre Verhalten mittels Wirkungsgrad-Kennfeld visualisiert werden. Dieses Kennfeld ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Man erkennt sehr gut die typische Charakteristik einer permanenterrregten Synchronmaschine, welche ihren besten Wirkungsgrad im Bereich um den Nennpunkt² aufweist. Deutlich ist auch der Abfall des Wirkungsgrads bei kleinen Drehzahlen sowie im Feldschwächbereich ausgeprägt.

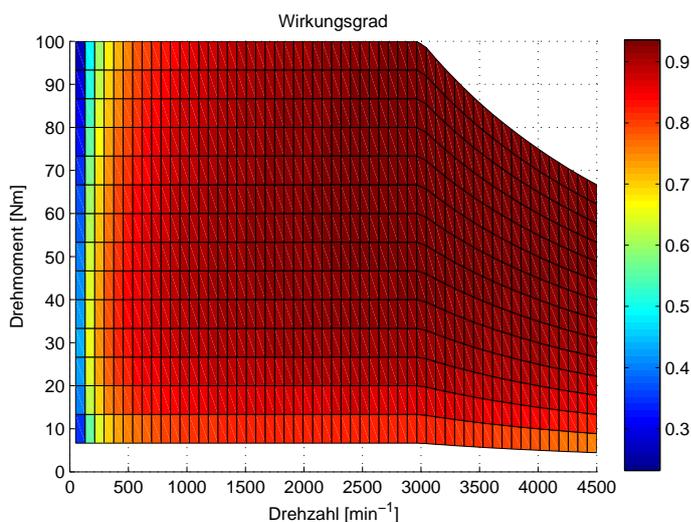


Abbildung 6.7: Generiertes Wirkungsgradverhalten der Synchronmaschine

Um die Güte dieses Ergebnisses zu evaluieren, wurde ein Vergleich mit dem Verhalten einer realen Maschine durchgeführt. Dazu wurden mit Hilfe des Aufbaus aus Abbildung 6.1 die elektrischen und mechanischen Größen über den gewünschten Betriebsbereich vermessen.

²Nennpunkt hier bei 3000 1/min, 75 Nm; Datenblattangaben der Maschine siehe Anhang A.2

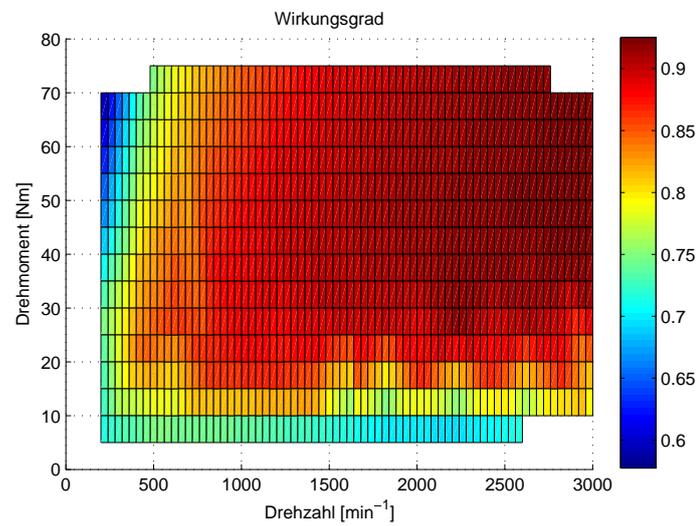


Abbildung 6.8: gemessenes Kennfeld einer Synchronmaschine

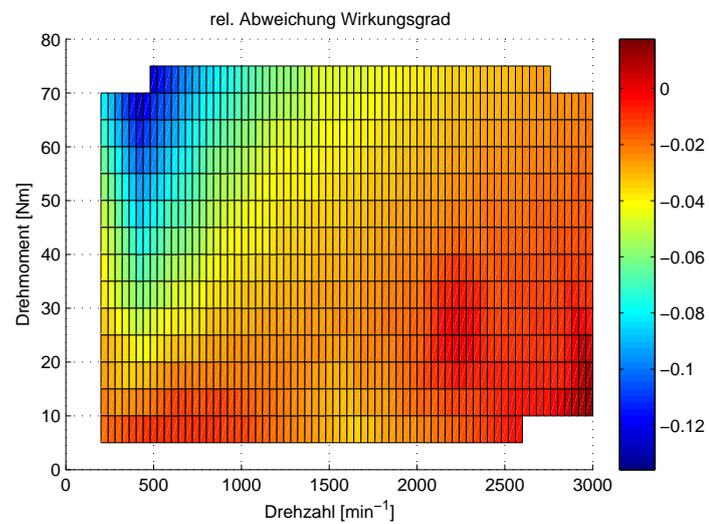


Abbildung 6.9: Abweichung des berechneten Wirkungsgrads der untersuchten Synchronmaschine

Abbildung 6.8 zeigt das gemessene Wirkungsgradverhalten der untersuchten Maschine. Der Verlauf weicht auf Grund des Steuerverfahrens des Frequenzumrichters etwas vom idealisierten Verlauf aus Abbildung 6.7 ab. Setzt man, wie oben beschrieben, die gemessenen Betriebsgrößen der Maschine in die Berechnung des Verlustverhaltens ein, so kann diesem Effekt Rechnung getragen werden. Mit diesem Ansatz kann das Verhalten der Synchronmaschine mit hinreichender Genauigkeit beschrieben werden. Aus Abbildung 6.9 ist ersichtlich, dass der relative Fehler des berechneten Wirkungsgrads (siehe Definition aus Gleichung (6.1)) über nahezu den kompletten Betriebsbereich weniger als 10% beträgt.

Neben dem Verlustverhalten können durch die Methode auch weitere Maschinengrößen ermittelt werden. Die wichtigste Eigenschaft in Verbindung mit Frequenzumrichtern stellt der Blindleistungsbedarf dar. Dazu wurde der Betrag des Stroms sowie der Leistungsfaktor $\cos \varphi$ der Maschine berechnet und mit den gemessenen Größen verglichen. Die Abbildungen 6.10 und 6.11 zeigen das Ergebnis dieser Untersuchung. Auch hier konnte eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung bestätigt werden. Lediglich bei kleinen Drehzahlen und hohem Drehmoment übersteigt der Fehler die 10%-Grenze.

6.1.3 Diskussion der Ergebnisse

Wie aus dem vorigen Abschnitt ersichtlich, sind die Abweichungen zwischen Messung und Modell vor allem bei kleinen Drehzahlen erheblich. Für diese Beobachtung können mehrere Gründe angegeben werden.

Zum einen sind die Betriebspunkte sehr weit vom als bekannt angenommenen Ausgangspunkt entfernt. Dadurch können sich Fehler durch den einfachen Ansatz der Skalierung, hier insbesondere der Verluste, sehr stark auswirken. Zum anderen ist die an der Maschine anliegende Spannung bei kleinen Drehzahlen sehr gering. Wie aus den elektrischen Ersatzschaltbildern der Abbildungen 3.4 und 3.9 hervorgeht, ist der Einfluss des Spannungsabfalls am Statorwiderstand bei kleinen Spannungen und gleichen Strömen sehr viel größer als bei höherer Spannung. Die getroffene Näherung zur Vertauschung von Eisenverlust- und Statorwiderstand aus dem Ersatzschaltbild ist somit nicht mehr gültig. Eine weitere Vereinfachung war die umgekehrte Bestimmung des realen Betriebspunkts aus der Addition von idealem Betriebspunkt und den

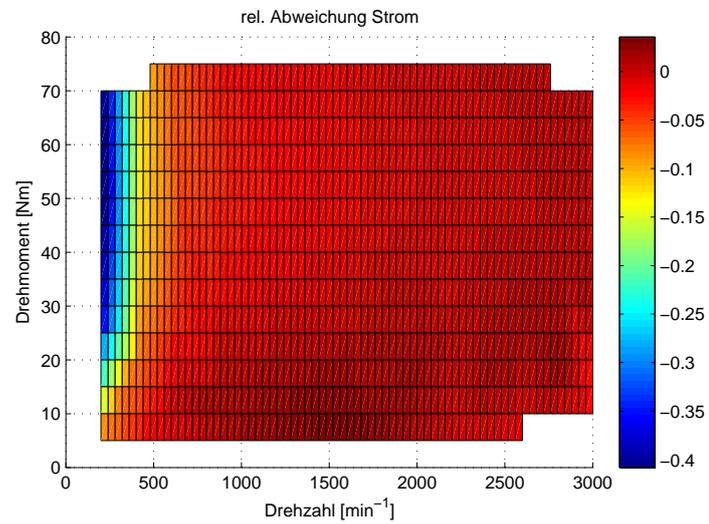


Abbildung 6.10: Abweichung des berechneten Stroms der untersuchten Synchronmaschine

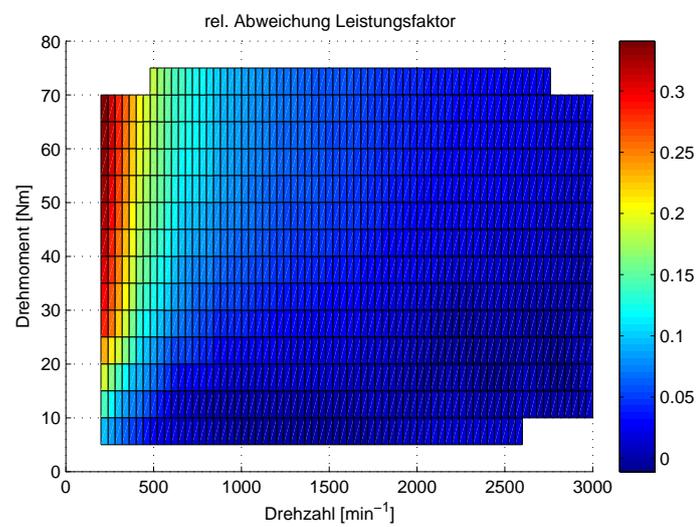


Abbildung 6.11: Abweichung des berechneten Leistungsfaktors der untersuchten Synchronmaschine

skalierten Verlusten. Auch hier wirkt sich die Vertauschung der genannten Widerstände auf die Bestimmung des Verhaltens aus. Eigentlich ist die Spannung an der Hauptinduktivität für die Skalierung der Stromortskurve maßgeblich. Diese Größe ist jedoch nicht ohne weiteres verfügbar.

Dem gewählten Modellierungsansatz kommt zu Gute, dass die Leistung in den Bereichen mit großen Abweichungen zwischen Messung und Modell sehr gering ist. In üblichen Fahrzeuganwendungen ist auch die umgesetzte Energie in diesen Bereichen gering. Die Abweichung kann deshalb durchaus toleriert werden. Dass dieses Vorgehen seine Berechtigung hat, wird in Abschnitt 6.3 gezeigt. Hier werden die Ergebnisse aus einem nachgefahrenen Fahrzyklus näher analysiert.

6.2 Echtzeitsimulation

Zur Bewertung der Eigenschaften des elektrischen Antriebs im Gesamtsystem wurde in Abschnitt 5 eine Möglichkeit zur Kopplung des realen Antriebs auf dem Prüfstand mit einer Systemsimulation, welche als Umgebungsmodell einer HiL-Simulation dient, vorgestellt. Diese Systemsimulation soll im Folgenden näher untersucht werden.

Prüfstandsrechner

Mit dem Prüfstand ist ein Rechner gekoppelt, auf dem das Umgebungsmodell berechnet, die Messwerte aufgenommen und die Sollwerte für die angeschlossenen Antriebe ausgegeben werden. Die Konfiguration des Rechners ist in Tabelle 6.1 angegeben.

Tabelle 6.1: Konfiguration des Prüfstandsrechners

CPU	Pentium Dual-Core E5300 @ 2,60 Ghz
Stepping	10
Taktfrequenz	1200 Mhz
Cache	2048 kB
RAM	3,5 GB

Auf dem Prüfstandsrechner wird das Modell aus Abschnitt 5.3 ausgeführt

und das Zeitverhalten der Simulation näher untersucht. Aus Abschnitt 5.3 geht auch hervor, dass das Modell durch einen Parameter sowohl für die Kopplung mit dem Prüfstand als auch für die reine Simulation verwendet werden kann. Im zweiten Fall wird die Ausgabe von Sollwerten und das Einlesen von Messwerten im Modell umgangen, jedoch nicht entfernt. Als weiterer Schritt wurde ein reduziertes Modell erstellt, in dem die I/O-Blöcke komplett entfernt wurden. Damit soll zum einen der Einfluss der Sollwertausgabe und das Einlesen der Messwerte auf die Berechnungszeit untersucht werden. Zum anderen dient dieser Versuch als Vergleichsbasis für die spätere Aufteilung der Simulation auf mehrere parallel arbeitende Echtzeitrechner, da die einzelnen Slaves nicht über eine entsprechende I/O-Hardware verfügen.

Tabelle 6.2: mittlere Ausführungszeiten auf dem Prüfstandsrechner

	Simulation	HiL
Gesamtmodell	293 μ s	321 μ s
reduz. Gesamtmodell	235 μ s	-

Tabelle 6.2 zeigt die ermittelten mittleren Ausführungszeiten der oben genannten Modelle. Eine signifikante Verkürzung ist dabei erwartungsgemäß mit dem reduzierten Modell ohne Ansprechen der I/O-Hardware zu verzeichnen, während die Berechnung des Gesamtmodells in beiden Fällen in etwa gleich bleibt. Da bestimmte Signale im Fall der reinen Simulation mit Konstanten belegt werden, können die Optimierungsalgorithmen des Compilers die leichte Verkürzung der Rechenzeit erklären.

Da bei der HiL-Simulation im Fahrzeugmodell nur eine Dummy-Schnittstelle implementiert und das Modell damit weniger komplex ist, sollte sich dies auch auf die Ausführungszeit auswirken. Durch die Beobachtung des gegenteiligen Effekts kann gezeigt werden, dass die Reduktion durch Wegfall der analogen Ein- und Ausgabe stärker ins Gewicht fällt als die Berechnung des um etwa 4% größeren Modells³. Leider ist die detaillierte Aufschlüsselung der Ausführungszeit nach Modellberechnung und Ein- und Ausgabe prinzipbedingt nicht möglich, sodass die Abschätzung des Rechenzeitaufwands an dieser Stelle ausreichend erscheint.

Mit den Ausführungszeiten aus Tabelle 6.2 und einer Schrittweite von 1ms

³gemessen an der Anzahl der Unbekannten bzw. Systemgleichungen

ergibt sich eine CPU-Auslastung von etwa 30%, was nach [44] einem sehr stabilen System entspricht. Durch eine detailliertere Modellierung, z.B. hinsichtlich von zusätzlichen thermischen Einflüssen, können jedoch aufwendigere Modelle entstehen, welche nicht mehr in der gewünschten Schrittweite berechnet werden können.

Verteilte Simulation

Für die Simulation von großen und komplexen Modellen kann ein verteiltes System bestehend aus gekoppelten Teilmodellen zielführend sein (vgl. [15]). Das Potential dieses Ansatzes soll in diesem Abschnitt am Beispiel des elektrischen Antriebsstrangmodells näher untersucht werden.

Hierfür wurde ein Rechnerverbund gemäß Abschnitt 5.1 aufgebaut. Die Implementierung umfasst dabei einen Master-Rechner und zwei Slaves, welche über das deterministische Bussystem RTnet miteinander verbunden sind.

Tabelle 6.3: Konfiguration des RT-Clusters

CPU	AMD Athlon64 Processor 3000+
Taktfrequenz	1800 Mhz
Cache	512 kB
RAM	2 GB
Netzwerk	Realtek RTL-8169 Gigabit Ethernet

Als Rechner kommen identische Plattformen, deren Eckdaten Tabelle 6.3 zu entnehmen sind, zum Einsatz. Auf dem Master-Rechner ist zusätzlich eine graphische Benutzeroberfläche installiert, um die Simulation zu steuern und die Simulationsverläufe in Echtzeit darzustellen sowie für eine spätere Auswertung zu speichern. Die Slaves arbeiten ohne graphische Oberfläche im Textmodus. Der Zugriff auf die Slave-Rechner wird wie in Abschnitt 5.1.3 beschrieben über die Remote-Dienste *ssh* und *scp* realisiert.

RTnet arbeitet in der vorliegenden Implementierung nach einem Master-Slave-Betrieb. Dabei werden die Slaves durch die Vorgabe eines festen Übertragungszyklus, der vom Master generiert wird, synchronisiert. Die entsprechende Zykluszeit wurde sowohl mit 1000 μ s als auch mit 500 μ s getestet. Es konnte jedoch keine stabile Kommunikation mit einer Modellschrittweite von

1 ms hergestellt werden. Im Verlauf dieses Abschnittes wird dieses Phänomen näher untersucht. Für die weiteren Versuche wurde deswegen eine Schrittweite von 2 ms gewählt, was für die Dynamik des Modells noch ausreichend ist.

Tabelle 6.4: mittlere Ausführungszeiten auf dem Echtzeit-Cluster

	Slave 1	Slave 2	Master
Fahrzeug	1,998 ms	-	-
Steuerung	-	4,10 μ s	-
reduz. Gesamtmodell	181 μ s	-	208 μ s

Wie aus Abbildung 5.6 hervorgeht, besteht das Umweltmodell aus der Steuerung und dem eigentlichen Fahrzeugmodell mit dem Antriebsstrang. Diese Trennung wird im Folgenden beibehalten und das Gesamtmodell auf mehrere Echtzeit-Rechner verteilt.

Als Vergleich mit dem Prüfstandsrechner wurde das reduzierte Gesamtmodell aus dem vorigen Abschnitt sowohl auf einem Slave als auch auf dem Master-Rechner ausgeführt. Das Ergebnis ist in Tabelle 6.4 in der untersten Zeile dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Ausführungszeit geringfügig kürzer als auf dem Prüfstandsrechner ist.

Ein anderes Bild ergibt sich bei Betrachtung des verteilten Systems. Tabelle 6.4 zeigt in den oberen Zeilen die Ausführungszeiten der Teilmodelle. Zum einen ist ersichtlich, dass die Steuerung nur sehr wenig Rechenzeit in Anspruch nimmt. Zum anderen zeigt sich eine sehr starke Auslastung von *Slave 1* mit dem Fahrzeugmodell. Diese hohe Auslastung kann allein mit der Echtzeit-Kopplung erklärt werden. Zur Sicherstellung einer fehlerfreien Übertragung wartet das Modell bis zur vollständigen Übertragung der Daten (bestehend aus den Signalvektoren \vec{S}_1 und \vec{S}_2 , siehe Abschnitt 5.2) und blockiert dabei das restliche System. Da RTnet in zeitlich festen Zyklen arbeitet, vergehen zwei Zyklen bis zur vollständigen Übertragung, so dass die Ausführungszeit knapp 2 ms beträgt. Die Auslastung beträgt demnach fast 100%, was nach [44] einem gefährlichen bzw. überlasteten System entspricht. Unabhängig von der Problematik der großen Auslastung des Rechners mit dem Fahrzeugmodell fällt auf, dass die Trennung in Steuerung und Fahrzeug im vorliegenden Fall auf Grund der großen Unterschiede in der Rechenzeit keine sinnvolle Aufteilung darstellt [15].

6.3 Prüfstandskopplung (HiL)

Als letzter Schritt wurde das Verhalten der realen Maschine auf dem Prüfstand untersucht. Diese Untersuchungen wurden mit der in Abschnitt 6.1.2 vorgestellten permanentenerregten Synchronmaschine durchgeführt. Das Maschinenmodell wurde entsprechend Abschnitt 5.3 durch den Prüfstandsaufbau ersetzt. Auf Grund der konsequenten Einhaltung der Schnittstellendefinitionen des Modells ist dies ohne große Veränderungen im Umweltmodell möglich. Die Betriebsstrategie kann ohne Anpassungen übernommen werden, da aus ihrer Sicht beide Varianten identisch sind. Somit ist ein direkter Vergleich zwischen Modell und realer Maschine im Fahrbetrieb möglich.

Da es sich bei dem Beispielfahrzeug um ein Stadtfahrzeug handelt, wurde zur Demonstration der Hardware-Kopplung der Stadtanteil des Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ) herangezogen. Andere Geschwindigkeitsprofile sind jedoch ohne weiteres möglich. Die gemessenen Ergebnisse werden nachfolgend mit den aus der Simulation gewonnenen Verläufe gegenübergestellt. Dadurch ist eine direkte Aussage über die Güte der Modellierungsmethode aus Kapitel 3 möglich.

Wie Abbildung 6.12 zeigt, kann das Geschwindigkeitsprofil sowohl in der Simulation wie auch am Prüfstand sehr genau nachgefahren werden.

Aus der guten Übereinstimmung im Geschwindigkeitsverlauf lässt sich auch auf eine gute Übereinstimmung des Momentenverlaufs schließen. Den Beweis liefert Abbildung 6.13. Der rote Verlauf zeigt dabei das simulierte Drehmoment der Antriebsmaschine. Man erkennt deutlich den qualitativen Verlauf der Messung, welche in blau dargestellt ist. Das gemessene Drehmoment zeigt darüber hinaus deutlich die transienten Momentenschwankungen, welche prinzipbedingt nicht mit den energetischen Modellen aus Kapitel 4 abgebildet werden können.

Um das energetische Verhalten des Antriebs zu beurteilen, muss der Energieverbrauch über den gesamten Fahrzyklus herangezogen werden. Durch das hybride System zur Energiebereitstellung aus Brennstoffzelle und Batteriespeicher setzt sich der Energieverbrauch aus dem Verbrauch an Wasserstoff sowie der Änderung des Ladezustands der Batterie zusammen. Die Abbildungen 6.14 und 6.15 zeigen die Verläufe der angeforderten Range Extender Leistung sowie des SOC des Batteriespeichers. Der Sollwert der Range Extender Leistung wird, wie aus Abschnitt 4.5 hervorgeht, durch Tiefpass-Filterung der aktuel-

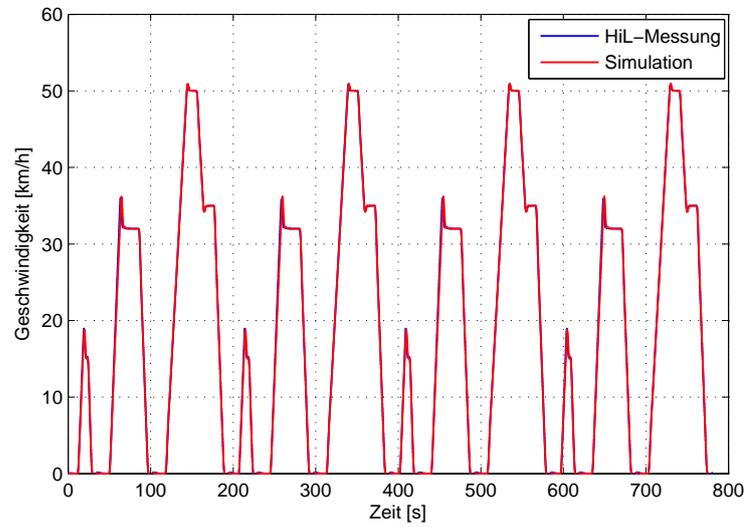


Abbildung 6.12: Vergleich der Fahrzeuggeschwindigkeit zwischen HiL-Messung und Simulation

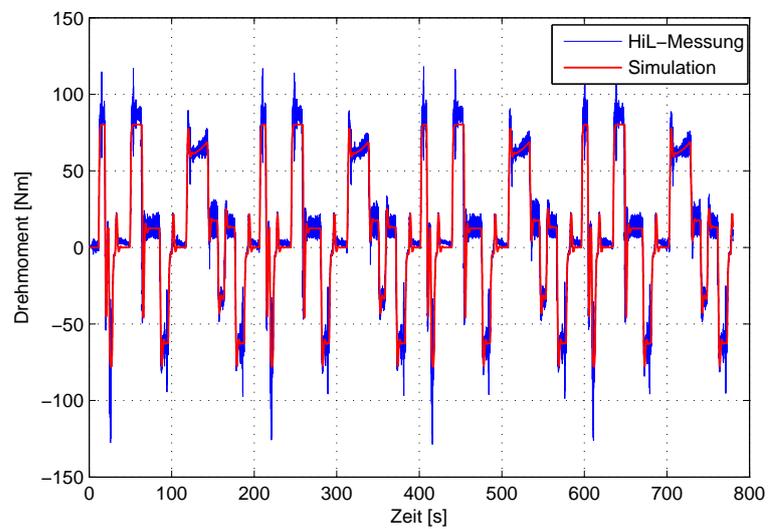


Abbildung 6.13: Vergleich des Drehmomentverlaufs zwischen HiL-Messung und Simulation

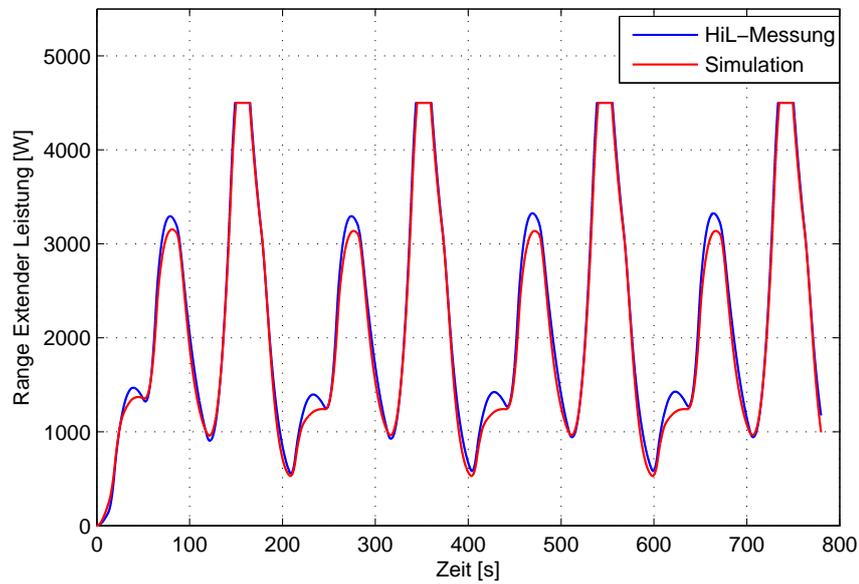


Abbildung 6.14: Vergleich der Range Extender Leistung zwischen HiL-Messung und Simulation

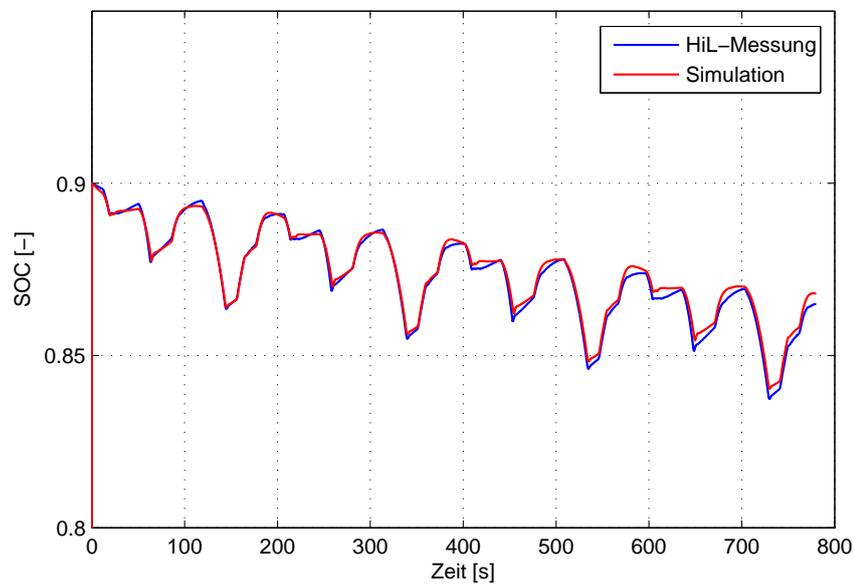


Abbildung 6.15: Vergleich des SOC-Verlaufs zwischen HiL-Messung und Simulation

len Antriebsleistung gewonnen. Die Abweichungen zwischen gemessenem und simuliertem Verlauf sind dabei besonders groß, wenn das Fahrzeug bei kleinen Geschwindigkeiten beschleunigt wird. Die Lastpunkte des Antriebs liegen dann in dem Bereich mit der größten relativen Abweichung der modellierten Maschine (siehe Abschnitt 6.1.2). Die Auswirkungen dieser Tatsache über einen kompletten Fahrzyklus soll im Folgenden näher betrachtet werden.

Tabelle 6.5: Auswertung des Energieverbrauchs

	Einheit	Simulation	HiL-Messung	rel. Abw.
Δ SOC	[-]	0,032	0,035	-8,3%
Energie Speicher	[Wh]	34,4	37,5	-8,3%
H2-Verbrauch	[g]	30,3	31,5	-3,9%
Energie gesamt	[Wh]	1043	1087	-4,0%
Benzinäquivalent	[l]	0,12	0,12	-4,0%
Strecke	[km]	4,06	4,06	-
Energieverbrauch	[l/100km]	2,86	2,98	-4,0%

Tabelle 6.5 schlüsselt den Energieverbrauch weiter auf. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Abweichung im Gesamtenergiebedarf zwischen Simulation und Messung mit etwa 4% sehr gering ist. Die in Kapitel 3 vorgestellte Methode kann also sehr gut zur energetischen Bewertung von elektrischen Fahrzeugantrieben genutzt werden. Um eine bessere Vorstellung vom Energiebedarf zu bekommen, ist dieser in Tabelle 6.5 über den Heizwert noch in eine energieäquivalente Menge Benzin umgerechnet. Zur Überprüfung des Ergebnisses ist ebenfalls der äquivalente Verbrauch pro 100km angegeben. Für ein Fahrzeug mit den gegebenen Parametern scheint dieser Wert von knapp 3l durchaus plausibel [78].

Ein weiteres interessantes Ergebnis offenbart die Gegenüberstellung der Energiemenge, die aus dem Akku bzw. der Brennstoffzelle entnommen wurde. Es ist deutlich erkennbar, dass der Batteriespeicher lediglich die transienten Leistungsanforderungen puffern muss. Den überwiegenden Teil der Antriebsenergie liefert die Brennstoffzelle. Damit ist die Bezeichnung und Einteilung in Energie- und Leistungsquelle aus Abschnitt 4.2 bestätigt.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Zum Erreichen einer signifikanten Reduktion des Energiebedarfs im Verkehrssektor spielen elektrifizierte Antriebe eine entscheidende Rolle. Bei der Entwicklung sind jedoch unterstützende Methoden zur Bewertung des Verhaltens im Gesamtkontext zu einer frühen Entwicklungsphase notwendig. Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Charakterisierung von elektrischen Antrieben auf der Basis von wenigen Datenblattangaben vorgestellt. Diese beschreibt das Verlustverhalten von elektromechanischen Energiewandlern ausgehend von einem Auslegungspunkt für den gesamten Betriebsbereich.

Die Grundlage des Modellierungsansatzes besteht in der Trennung des idealen Verhaltens von den Verlusten. Das ideale Verhalten kann über die Konstruktion und die Skalierung der Stromortskurve beschrieben werden. Die Verluste können aufgeteilt in die wesentlichen Verlustkomponenten ebenfalls für alle Betriebspunkte skaliert werden. Entsprechende Untersuchungen zu den Einflussgrößen wurden durchgeführt und in die mathematische Beschreibung integriert. Ausgangspunkt der Skalierung ist dabei jeweils ein einziger Punkt, welcher zweckmäßigerweise der Auslegungspunkt bzw. Nennpunkt der Maschine ist.

In Verbindung mit einem Gesamtmodell des Antriebsstrangs lässt sich damit das Zusammenspiel der Einzelkomponenten simulieren und bewerten. Durch die flexible Parametrierung der Modelle können Auswirkungen auf das energetische Verhalten im Gesamtfahrzeug-Kontext frühzeitig untersucht und entsprechende Randbedingungen für den anschließenden Komponentenentwurf abgeleitet werden.

Die vorgestellte Methode konnte mit realen Maschinen am Prüfstand vali-

diert werden. Die verwendete automatisierte Messwertaufnahme reduziert dabei die thermischen Einflüsse auf das Messergebnis, welche durch schwankende Last in den unterschiedlichen Betriebspunkten auftreten. Die Auswertung der Messungen ergab eine relative Abweichung von unter 10% über nahezu den kompletten Betriebsbereich. Insbesondere bei kleinen Drehzahlen steigt der relative Fehler zwischen Rechnung und Messung deutlich an. Dieser kann durch den stark zunehmenden Einfluss des Statorwiderstands erklärt werden. Außerdem ist die Messung in diesen Betriebsbereichen auf Grund der geringen Leistung sehr schwierig.

Als weiterer Punkt konnte das Umgebungsmodell mit dem realen Antrieb auf dem Prüfstand gekoppelt werden. Dies erlaubt zum einen den Test des Antriebs unter realen Bedingungen, wie sie auch im Fahrzeug vorherrschen. Zum anderen konnte die Gültigkeit der vorgeschlagenen Modellierung zur energetischen Bewertung von Fahrzeugantrieben gezeigt werden. Der Unterschied zwischen gemessenem und zuvor berechnetem Energieverbrauch liegt demnach bei rund 4%.

Da die vorgeschlagene Methode zur Modellierung von elektrischen Antrieben auf der Möglichkeiten der Skalierung ausgehend von einem bekannten Betriebspunkt basiert, ist es in einem weiteren Schritt denkbar, diese Skalierung weiter auszubauen. So kann ausgehend von einer bekannten Maschine durch Analyse der großemäßigen Entwicklung der Einzelverluste und der das Betriebsverhalten bestimmenden Parameter auch die Auswirkung einer Skalierung der Maschine selbst abgebildet werden. Die vorgeschlagene Methode konnte anhand der am meisten verbreiteten Maschinentypen, der Asynchronmaschine und der permanenterregten Synchronmaschine mit Vollpol-Charakteristik, gezeigt und validiert werden. Durch den Trend zu immer größeren Drehmomentdichten, vor allem im Bereich der Fahrzeugantriebe, gewinnen Maschinen mit ausgeprägtem Reluktanzverhalten größere Bedeutung. Eine Erweiterung der vorgeschlagenen Methode zur Berücksichtigung dieser Effekte erscheint dadurch sinnvoll. Ein weiterer Trend bei der Entwicklung von elektrischen Maschinen ist die gesteigerte Ausnutzung und Überlastbarkeit, die eine größere Sättigung des verwendeten Eisenmaterials zur Folge hat. Diese hat einen entscheidenden Einfluss auf das Verlustverhalten und sollte als weiterer Schritt in die Modellierung integriert werden.

Ein Vorteil der vorgestellten Methode ist neben der flexiblen Parametrierung auch die getrennte Berechnung der wesentlichen Einzelverluste. Diese können

an ein detaillierteres thermisches Modell gekoppelt werden, um Aussagen zur Dauer der Überlastbarkeit des Antriebs zu erhalten. Durch den Wegfall der Abwärme eines Verbrennungsmotors sind für elektrisch betriebene Fahrzeuge neue Lösungen für Heizung und Klimatisierung nötig, um trotz Heizbetrieb die Reichweite nicht zu sehr zu verkleinern. Auch hier können die in dieser Arbeit vorgestellten Methoden unterstützend eingesetzt werden. Außerdem ist in einem weiteren Schritt auch ein domänenübergreifendes Energiemanagement denkbar, um den Gesamtnutzungsgrad des Fahrzeugs und damit die Reichweite zu erhöhen.

Anhang A

Datenblattangaben der vermessenen Maschinen

A.1 Asynchronmaschine

Tabelle A.1: Daten der Asynchronmaschine¹

Größe	Wert	Einheit
U_N	400	V
I_N	42,5	A
n_N	2040	1/min
n_{\max}	4070	1/min
n_F	4070	1/min
$\cos \varphi$	0,79	-
f_N	70	Hz
f_{\max}	140	Hz
Polzahl	4	-
P_N	21	kW
Isol.Kl.	F	-
Schutzart IP	54	-
Gewicht	98	kg
Betriebsart	S1	-

¹Asynchronmaschine Typ *FQD11.3-4WI* - 21kW/70-140Hz; Quelle: Oswald Elektromotoren GmbH - www.oswald.de

A.2 Synchronmaschine

Tabelle A.2: Daten der permanentenerregten Synchronmaschine²

Größe	Wert	Einheit
U_N	360	V
I_N	52	A
I_{\max}	100	A
M_N	75	Nm
M_{\max}	141	Nm
n_N	3000	1/min
n_F	6000	1/min
η	0,93	-
f_N	150	Hz
Polzahl	6	-
P_N	24	kW
Isol.Kl.	F	-
Schutzart IP	54	-
Gewicht	48	kg
Betriebsart	S1	-

²Permanentenerregte Synchronmaschine Typ *MF09.2-6WS - 75Nm-S1*; Quelle: Oswald Elektromotoren GmbH - www.oswald.de

Anhang B

Parametrierung des Leistungselektronik-Modells

Tabelle B.1: Daten des Leistungshalbleiter-Moduls¹

Größe	Symbol	Wert	Einheit
Sättigungsspannung IGBT	U_{CE0}	1	V
Sättigungsspannung Diode	U_{AK0}	1,1	V
differentieller Widerstand IGBT	$R_{T,Diff}$	4,76	m Ω
differentieller Widerstand Diode	$R_{D,Diff}$	3,3	m Ω
Einschalt-Verlustenergie	E_{on}	16	mJ
Reverse Recovery Verlustenergie	E_{rec}	13	mJ
Ausschalt-Verlustenergie	E_{off}	17	mJ
Kommutierungsstrom Verl.-Energie IGBT	I_{KT}	150	A
Kommutierungsstrom Verl.-Energie Diode	I_{KD}	150	A

¹Werte basieren auf den Datenblattangaben des IGBT-Moduls *FS150R12KE3* von Infineon

Literaturverzeichnis

- [1] AKLI, C.R. ; ROBOAM, X. ; SARENI, B. ; JEUNESSE, A.: Energy management and sizing of a hybrid locomotive. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, S. 1–10
- [2] BAEHR, Hans D. ; KABELAC, Stephan (Hrsg.): *Thermodynamik : Grundlagen und technische Anwendungen*. 15. Auflage. Berlin, Heidelberg : Springer, 2012
- [3] BALIGA, B. J.: *Modern Power Devices*. Wiley, 1987
- [4] BARBALACE, A. ; LUCHETTA, A. ; MANDUCHI, G. ; MORO, M. ; SOPPELSA, A. ; TALIERCIO, C.: Performance Comparison of VxWorks, Linux, RTAI, and Xenomai in a Hard Real-Time Application. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* Vol. 55 (2008), Feb., Nr. 1, S. 435–439
- [5] BÜCHERL, Dominik ; HERZOG, Hans-Georg: Iron Loss Modeling by Complex Inductances for Steady State Simulation of Electrical Machines. In: *International Symposium of Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM) 2010*. Pisa (Italy), 2010
- [6] BENDZULLA, Anne: *Von der Komponente zum Stack : Entwicklung und Auslegung von HT-PEFC-Stacks der 5kW-Klassen*, Forschungszentrum Jülich, Diss., 2010
- [7] BRÖCKER, Eduard: *Parallelisierung von Simulation*, Technische Universität München, Diss., 2011
- [8] BUCHER, R. ; BALEMI, S.: Scilab/Scicos and Linux RTAI - a unified approach. In: *Proceedings of 2005 IEEE Conference on Control Applications, CCA 2005.*, 2005, S. 1121 –1126

- [9] BUCHER, Roberto ; BALEMI, S.: Rapid Controller Prototyping with Matlab/Simulink and Linux. In: *6th IFAC Symposium on Advances in Control Education*. Oulu, Finland, 2003
- [10] BUCHER, Roberto ; DOZIO, Lorenzo: CACSD under RTAI Linux with Rtai-Lab. In: *Realtime Linux Workshop*. Valencia, 2003
- [11] BULLER, Stephan: *Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems*, RWTH Aachen, Diss., 2002
- [12] BÄUML, T. ; GIULIANI, H. ; SIMIC, D. ; PIRKER, F.: An Advanced Simulation Tool Based on Physical Modelling of Electric Drives in Automotive Applications. In: *3rd IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'07)*, 2007, S. 736 –741
- [13] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND TECHNOLOGIE: *Energie in Deutschland - Trends und Hintergründe zur Energieversorgung*. August 2010
- [14] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND TECHNOLOGIE: *Energiedaten - Zahlen und Fakten*. Erstellt vom Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie, Referat III C 3, November 2012
- [15] CHAKER, S. ; KUTTER, S. ; BÄKER, B.: Modellierung und Echtzeit-Simulation von Betriebsstrategien und Gesamtfahrzeugen mit elektrifizierten Antriebssträngen. In: *VDI Berichte Nr. 2105* (2010)
- [16] CHEN, Min ; RINCÓN-MORA, Gabriel A.: Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* Vol. 21 (2006), Nr. 2, S. 504–511
- [17] DÜDING, Dirk: *Ein Beitrag zum Einsatz von echtzeitfähigen Linux-Varianten in der Automatisierungstechnik*, Universität Dortmund, Diss., 2003
- [18] DETER, Matthias ; SCHULZE, Tino ; YAMADA, Takashi ; CAPRON, Vincent ; OJHA, John: Hardware-in-the-Loop-Simulation von Hybridfahrzeugen unter Verwendung von Parameterdaten aus einem FEM-basierten Simulationsprogramm. In: *14. MTZ-Fachtagung VPC - Virtual Powertrain Creation 2012*. Esslingen, 2012

- [19] DIEHL, Holger: *Systemorientierte Visualisierung disziplinübergreifender Entwicklungsabhängigkeiten mechatronischer Automobilsysteme*, Technische Universität München, Diss., 2009
- [20] DOZIO, Lorenzo ; MANTAGAZZA, Paolo: Linux Real Time Application Interface (RTAI) in low cost high performance motion control. In: *Motion Control 2003, a conference of ANIPLA, Associazione Nazionale Italiana per l'Automazione (National Italian Association for Automation)*. Milano, Italy, 2003
- [21] DOZIO, Lorenzo ; MANTAGAZZA, Paolo: Real Time Distributed Control Systems Using RTAI. In: *6th IEEE International Symposium on Object-Oriented Real-Time Distributed Computing*. Hakodate, Hokkaido, Japan, 2003
- [22] ECKHARDT, Hanskarl: *Grundzüge der elektrischen Maschinen*. Teubner, 1982
- [23] EHSANI, Mehrdad ; RAHMAN, Khwaja M. ; TOLIYAT, Hamid A.: Propulsion System Design of Electric and Hybrid Vehicles. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 44 (1997), Nr. 1, S. 19 – 27
- [24] EINHORN, Markus ; CONTE, Valerio F. ; KRAL, Christian ; FLEIG, Jürgen ; PERMANN, Robert: Parametrization of an Electrical Battery Model for Dynamic System Simulation in Electric Vehicles. In: *6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'10)*. Lille, France, Sept. 2010, S. 1–7
- [25] FISCHER, Rolf: *Elektrische Maschinen*. 12. Auflage. Carl Hanser Verlag, 2004
- [26] FRITZSON, Peter: *Principles of Object-Oriented Modeling and Simulation With Modelica 2.1* -. 1. Auflage. IEEE Press, 2004
- [27] GÖL, Ö. ; SOBHI-NAJAFABADI, B.: Joint use of circuit models and complexor diagrams in generator design. In: *International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ'05)*, Zaragoza (2005)
- [28] GRAF, C. ; MAAS, J. ; SCHULTE, T. ; WEISE-EMDEN, J.: Real-time HIL-simulation of power electronics. In: *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON 2008)*, 2008. – ISSN 1553–572X, S. 2829–2834

- [29] GRAGGER, Vinzenz J. ; GIULIANI, Harald ; KRAL, Christian ; BÄUML, Thomas ; KAPELLER, Hansjörg ; PIRKER, Franz: The SmartElectricDrives Library - Powerfull Models for Fast Simulations of Ellectric Drives. In: *5th Modelica Conference*. Wien, 2006
- [30] HALBACH, S. ; SHARER, P. ; PAGERIT, S. ; FOLKERTS, C. ; ROUSSEAU, A.: Model Architecture, Methods, and Interfaces for Efficient Math-Based Design and Simulation of Automotive Control Systems. In: *SAE World Congress*. Detroit, April 2010
- [31] HAUMER, Anton ; KRAL, Christian ; KAPELLER, Hansjörg ; BÄUML, Thomas ; GRAGGER, Johannes V.: The AdvancedMachinesLibrary: Loss Models for Electric Machines. In: *7th Modelica Conference*. Como, 2009
- [32] HOFMANN, M. ; ECKHARDT, B. ; MÄRZ, M. ; FREY, L.: Effizienzoptimierung integrierter elektrischer Antriebssysteme für Hybrid- und Elektrofahrzeuge. In: *ETG-Fachbericht EMA 2010 Elektromobilausstellung*. Aschaffenburg, 2010
- [33] HOMMEL, Mathias: *Parallelisierte Simulationsprozesse für virtuelles Prototyping in der Automobilindustrie*, TU Braunschweig, Diss., 2006
- [34] HU, Jing: *Bewertung von DC-DC-Topologien und Optimierung eines DC-DC-Leistungsmoduls für das 42-V-Kfz-Bordnetz*, RWTH Aachen, Diss., 2003
- [35] HUSAIN, Iqbal: *Electric and Hybrid Vehicles Design Fundamentals*. CRC Press, 2011
- [36] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY: *Hybrid and Electric Vehicles - The Electric Drive Plugs In*. Implementing Agreement for co-operation on Hybrid and Electric Vehicle Technologies and Programmes, Juni 2011
- [37] ISERMANN, Rolf (Hrsg.): *Modellgestützte Steuerung, Regelung und Diagnose von Verbrennungsmotoren*. Berlin : Springer, 2003
- [38] JOSSEN, A. ; WEYDANZ, W.: *Moderne Akkumulatoren richtig einsetzen*. Reichardt Verlag, 2006
- [39] KARDEN, Eckhard: *Using low-frequency impedance spectroscopy for characterization, monitoring and modeling of industrial batteries*, RWTH Aachen, Diss., 2001

- [40] KISZKA, Jan ; WAGNER, Bernardo ; ZHANG, Yuchen ; BROENINK, Jan: RTnet - A Flexible Hard Real-Time Networking Framework. In: *10th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*. Catania, Italy, 2005
- [41] KOHLER, Tom: *Prädiktives Leistungsmanagement*, Technische Universität München, Diss., 2013
- [42] KRAFTFAHRT-BUNDESAMT: *Fahrzeugzulassungen - Bestand an Kraftfahrzeugen nach Emissionen und Kraftstoffen*. Statistik, 2012
- [43] KRAL, C. ; HAUMER, A.: Modelica libraries for dc machines, three phase and polyphase machines. In: *4th Modelica Conference*. Hamburg-Harburg, 2005
- [44] LAPLANTE, Philip A. ; KARTALOPOULOS, Stamatios V. (Hrsg.): *Real-Time Systems - Design and Analysis*. 3. Auflage. Wiley, 2004
- [45] LOBOSCO, O. S.: Dynamic Analysis of Synchronous Motor Using Vector Diagrams - An Intuitive Approach. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 37 (2001)
- [46] LUO, Fang L. ; YE, Hong: *Essential DC/DC Converters*. CRC Press, 2006
- [47] MANTEGAZZA, P. ; DOZIO, E. L. ; PAPACHARALAMBOUS, S.: RTAI: Real Time Application Interface. In: *Linux Journal* (2000), April, Nr. 72
- [48] MARKEL, T. ; BROOKER, A. ; HENDRICKS, T. ; JOHNSON, V. ; KELLY, K. ; KRAMER, B. ; O'KEEFE, M. ; SPRIK, S. ; WIPKE, K.: ADVISOR: a systems analysis tool for advanced vehicle modeling. In: *Journal of Power Sources* Vol. 110 (2002), Nr. 2, S. 255 – 266
- [49] MENCH, Matthew: *Fuel Cell Engines*. Wiley, 2008
- [50] MEYBERG, Kurt ; VACHENAUER, Peter: *Höhere Mathematik 1*. 6. korrigierte Auflage. Springer Verlag, 2001
- [51] MICHAELS, L. ; PAGERIT, S. ; ROUSSEAU, A. ; SHARER, P. ; HALBACH, S. ; VIJAYAGOPAL, R. ; KROPINSKI, M. ; MATTHEWS, G. ; KAO, M. ; MATTHEWS, O. ; STEELE, M. ; WILL, A.: Model-Based Systems Engineering and Control System Development via Virtual Hardware-in-the-Loop Simulation. In: *SAE Convergence Conference*. Detroit, Oktober 2012

- [52] MITSCHANG, Jonas: *Harte Echtzeit unter Linux - Fallstudie RTAI vs. RT-Preempt*. IESE-Report Nr. 058.07/D, März 2007. – Eine Publikation des Fraunhofer IESE
- [53] MOSTERMAN, Pieter J. ; PRABHU, Sameer ; DOWD, Andrew ; GLASS, John ; ERKKINEN, Tom ; KLUZA, John ; SHENOY, Rohit: Embedded Real-Time Control via MATLAB, Simulink, and xPC Target. In: HRISTU-VARSAKELIS, Dimitrios (Hrsg.) ; LEVINE, William S. (Hrsg.): *Handbook of Networked and Embedded Control Systems*. Birkhäuser Boston, 2005 (Control Engineering), S. 419–446
- [54] NELLES, O. ; ISERMANN, R.: Basis function networks for interpolation of local linear models. In: *Proceedings of the 35th IEEE Decision and Control, 1996* Bd. 1, 1996, S. 470–475
- [55] NILSSON, Maria: *Electric Vehicles - The Phenomenon of Range Anxiety*. ELVIRE consortium, Juni 2011
- [56] NÜRNBERG, W. ; HANITSCH, R.: *Die Prüfung elektrischer Maschinen*. 6. Auflage. Springer Verlag, 1987
- [57] NÜRNBERG, Werner: *Die Asynchronmaschine - ihre Theorie und Berechnung unter besonderer Berücksichtigung der Keilstab- und Doppelkäfigläufer*. Berlin, Heidelberg : Springer, 1963
- [58] NUSCHELER, Reinhard ; MEYER, Wolfgang ; SCHMID, Martin: Efficiency-Optimized Simulation of Asynchronous Machines combined with PWM Converters. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Krakau, Polen, 2004
- [59] PARK, R. H.: Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* Vol. 48 (1929), Juli, Nr. 3, S. 716 –727
- [60] QUARANTA, G. ; MANTEGAZZA, Paolo: Using Matlab-Simulink RTW to build real time control applications in user space with RTAI-LXRT. In: *Realtime Linux Workshop*. Milano, 2001
- [61] RAKHMATOV, Daler ; VRUDHULA, Sarma ; WALLACH, Deborah A.: A Model for Battery Lifetime Analysis for Organizing Applications on a Pocket Computer. In: *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems* Vol. 11 (2003), Juni, Nr. 2, S. 1019–1030

- [62] REGIERUNG DER BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND: *Nationaler Entwicklungsplan Elektromobilität der Bundesregierung*. August 2009
- [63] REIF, Konrad: *Automobilelektronik - Eine Einführung für Ingenieure*. 4. Auflage. Vieweg + Teubner, 2012
- [64] ROUSSEAU, A. ; PAGERIT, S. ; MONNET, G.: The New PNGV System Analysis Toolkit PSAT V4.1 - Evolution and Improvements. In: *SAE Future Transportation Technology Conference*. Costa Mesa, Kalifornien, August 2001
- [65] ROUSSEAU, A. ; SHARER, P. ; BESNIER, F.: Feasibility of Reusable Vehicle Modeling: Application to Hybrid Vehicles. In: *SAE World Congress*. Detroit, März 2004
- [66] RUDOLPH, Manfred ; WAGNER, Ulrich: *Energieanwendungstechnik - Wege und Techniken zur effizienteren Energienutzung*. Springer Verlag, 2008
- [67] SAROCH, Lars: *Fahrertypabhängige Betriebsstrategie und leistungsbasierte Antriebsstrangregelung für Parallelhybridantriebe in PKW*, TU Dresden, Diss., 2008
- [68] SCHMID, Martin: Design and Analysis of a Compact High-Efficiency PWM Converter for a Hybrid Vehicle. In: *IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conference*. Stockholm, Schweden, 1995
- [69] SCHMID, Martin: *Doppelschichtkondensatoren als Kurzzeitspeicher im Hybridfahrzeug*, Technische Universität München, Diss., 2004
- [70] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 4. Auflage. Springer, 2009
- [71] SCHÜTTE, Herbert ; WÄLTERMANN, Peter: Hardware-in-the-Loop Testing of Vehicle Dynamics Controllers - A Technical Survey. In: *SAE World Congress*. Detroit, April 2005
- [72] SÖDERSTRÖM, Torsten ; STOICA, Petre: *System Identification*. Prentice Hall International, 1989
- [73] SIEMENS AG: *Handbuch Servomotoren 1PV8-Serie*

- [74] SIMIC, Dragan ; GIULIANI, Harald ; KRAL, Christian ; GRAGGER, Johannes V.: Simulation of Hybrid Electric Vehicles. In: *5th Modelica Conference*. Wien, 2006
- [75] SPIEGEL, Colleen S.: *Designing & Building Fuel Cells*. McGraw-Hill, 2007
- [76] SUN, Tao ; KIM, Byeong-Woo ; LEE, Jung-Ho ; HONG, Jung-Pyo: Determination of Parameters of Motor Simulation Module Employed in ADVISOR. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 44 (2008), Juni, Nr. 6, S. 1578–1581
- [77] TARANTOLA, Albert: *Inverse Problem Theory and Methods for Model Parameter Estimation*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2005
- [78] THANHEISER, Andreas ; BÜCHERL, Dominik ; HERZOG, Hans-Georg: Energetic Evaluation of Electrified Vehicle Concepts. In: *10. Internationales Stuttgarter Symposium Automobil- und Motorentechnik*. Stuttgart, 2010
- [79] THANHEISER, Andreas ; BÜCHERL, Dominik ; HERZOG, Hans-Georg: Influence of different electrified vehicle concepts and driving cycles on the energetic efficiency of passenger cars. In: *6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'10)*. Lille, France, 2010
- [80] THANHEISER, Andreas ; HERZOG, Hans-Georg: Modellierung von elektrischen Antrieben durch Skalierung der Verluste. In: *14. MTZ-Fachtagung VPC - Virtual Powertrain Creation 2012*. Esslingen, 2012
- [81] THANHEISER, Andreas ; KOHLER, Tom P. ; BERTRAM, Christiane ; HERZOG, Hans-Georg: Battery Emulation Considering Thermal Behavior. In: *7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'11)*. Chicago, MI, 2011
- [82] THANHEISER, Andreas ; KOHLER, Tom P. ; HERZOG, Hans-Georg: Virtual Electric Vehicle Design using Real-world Coupled Realtime Simulation. In: *26th International Electric Vehicle Symposium (EVS26)*. Los Angeles, CA, 2012
- [83] THANHEISER, Andreas ; RUF, Florian ; HERZOG, Hans-Georg: Novel energetic model of electrical machines using scaling of losses. In: *8th*

IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'12). Seoul, South Korea, 2012

- [84] THANHEISER, Andreas ; WOLFGANG, Meyer ; DOMINIK, Bücherl ; HERZOG, Hans-Georg: Design and Investigation of a Modular Battery Simulator System. In: *5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'09)*. Dearborn, MI, 2009
- [85] UMWELT-BUNDESAMT: *Energieeffizienz in Zahlen*. Juli 2011
- [86] VEREIN DEUTSCHER INGENIEURE: *Entwicklungsmethodik für mechatronische Systeme (VDI-Richtlinie 2206)*. 2004
- [87] WIPKE, K. B. ; CUDDY, M. R. ; BURCH, S. D.: ADVISOR 2.1: a user-friendly advanced powertrain simulation using a combined backward/forward approach. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* Vol. 48 (1999), Nov., Nr. 6, S. 1751 –1761
- [88] WIRTSCHAFTSMINISTERIUM BADEN-WÜRTHEMBERG: *Strukturstudie BWe mobil - Baden-Württemberg auf dem Weg in die Elektromobilität*. Studie, 2011
- [89] WU, Di ; WILLIAMSON, Sheldon S.: Status Review of Power Control Strategies for Fuel Cell Based Hybrid Electric Vehicles. In: *2007 IEEE Canada Electrical Power Conference*, 2007, S. 218 – 223
- [90] YAGHMOUR, Karim: The Real-Time Application Interface. In: *Linux Symposium*. Ottawa, Canada, 2001
- [91] ZIMMERMANN, Hubert: OS1 Reference Model - The ISO Model of Architecture for Open Systems Interconnection. In: *IEEE Transactions on Communications* COM-28 (1980), April, S. 425 – 432