



**Bachelorarbeit**  
zur Erlangung des akademischen Grades  
**BACHELOR OF SCIENCE**

**Entwurf einer elektrisch erregten  
Synchronmaschine für einen  
12-m-Elektrobus des Berliner  
Stadtverkehrs**

vorgelegt von  
Fabian Gongoll 325746

eingereicht am  
23. Juli 2014

Erstkorrektor:	Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer
Zweitkorrektor:	Prof. Dr.-Ing. Dietmar Göhlich
Betreuer:	Dipl.-Ing. Christian Dinca
	M. Sc. Tu-Anh Ly

# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>iv</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Motivation . . . . .	1
1.2. Stand der Technik . . . . .	1
1.3. Ziel . . . . .	2
<b>2. Entwurf</b>	<b>3</b>
2.1. Analytische Auslegung der Maschine . . . . .	3
2.1.1. Vorgaben . . . . .	3
2.1.2. Bestimmung der Nut- und Polpaarzahl . . . . .	3
2.1.3. Berechnung Geometrien . . . . .	5
2.1.4. Wicklungsauslegung . . . . .	6
2.1.5. Vorsteuerwinkel . . . . .	8
2.2. Auslegung mithilfe von SPEED . . . . .	10
2.2.1. Visualisierung analytische Auslegung . . . . .	10
2.2.2. Simulation . . . . .	10
2.2.3. Wicklungsanpassung . . . . .	11
2.2.4. Simulation Leistungselektronik . . . . .	12
2.2.5. Erzeugung von drehzahl- und drehmomentabhängigen Kenn- scharen . . . . .	12
2.3. FEM-Analyse . . . . .	12
2.3.1. Polschuhform . . . . .	13
2.3.2. Ermittlung $L_d$ , $L_q$ . . . . .	14
2.3.3. Drehmomentanpassung . . . . .	16
2.4. Vergleich Speed-FEM . . . . .	18
<b>3. Erfassung von Fahrzyklen</b>	<b>21</b>
3.1. Anforderungen an die Erfassung . . . . .	21
3.2. Erfassung mit reinem GPS . . . . .	21
3.3. Erfassung mit Beschleunigungssensoren . . . . .	22
3.4. Erfassung mit GPS-gestütztem Beschleunigungssensor . . . . .	24
3.5. Erfassung unter Einbeziehung diverser Satellitenavigationssysteme . .	24
3.6. Nachbearbeitung . . . . .	25
<b>4. Simulationsmodell</b>	<b>26</b>
4.1. mechanisches Simulationsmodell . . . . .	26
4.1.1. Fahrwiderstände . . . . .	26
4.1.2. Aufbau Simulationsmodell . . . . .	27
4.1.3. Drehzahl-, Drehmomentkennlinie . . . . .	28
4.2. elektrisches Simulationsmodell . . . . .	28
4.2.1. Batteriemodell . . . . .	28
4.2.2. Maschinenmodell . . . . .	29
4.2.3. Umrichtermodell . . . . .	29
4.2.4. Aufbau Simulationsmodell . . . . .	29

5. Ergebnisse	32
6. Ausblick	33
A. Anhang	a
Literatur	h

## Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe. Alle Ausführungen, die anderen veröffentlichten oder nicht veröffentlichten Schriften wörtlich oder sinngemäß entnommen wurden, habe ich kenntlich gemacht. Die Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Fassung noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegen.

---

Ort, Datum

Unterschrift

# Symbolverzeichnis

## Abkürzungen

---

Abb.	Abbildung
AP	Arbeitspunkt
ASM	Asynchronmaschine
bsp.	beispielsweise
BVG	Berliner Verkehrsbetriebe
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
CAN	Controller Area Network (Bussystem)
ESM	elektrisch erregte Synchronmaschine
FEA	Finite Elemente Analyse
FEM	Finite Elemente Methode
FFT	Fast Fourier Transformation
GLONASS	Russisches Satellitennavigationssystem
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
LE	Leistungselektronik
MTPA	Steuerstrategie „Maximum Torque per Ampere“
MTPV	Steuerstrategie „Maximum Torque per Volt“
PSM	permanent erregte Synchronmaschine
THD	Total Harmonic Distortion
usw.	und so weiter
vgl.	vergleiche
ÖPNV	öffentlicher Personennahverkehr

## Griechische Formelzeichen

## Einheit

---

$\alpha$	Winkel	°
$\delta$	Luftspaltlänge	m
$\eta$	Wirkungsgrad	1
$\gamma$	Vorsteuerwinkel	°
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante	$\frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$
$\omega$	Kreisfrequenz	$\text{s}^{-1}$
$\Phi$	magnetischer Fluss	Wb

$\Psi$	verketteter magnetischer Fluss	Wb
$\tau$	Weite in Umfangsrichtung	m
$\tau_N$	Nutteilung	m
$\tau_p$	Polteilung	m
$\Theta$	magnetische Durchflutung / magnetische Spannung	A
$\varphi$	Stapelfaktor	1
$\xi$	Wicklungsfaktor	1
$\xi_s$	Sehnungsfaktor	1
$\xi_z$	Zonenfaktor	1

### Indizes

---

$\delta$	Luftspalt
1	Stator
2	Rotor
Batt	Batterie
conv	Umrichter
d	Längsrichtung im dq-Koordinatensystem
DC	Zwischenkreis
Fe	Eisen (Stator, Rotor)
h	Hauptwelle
i	ideal
LE	Leistungselektronik
N	Nenngröße
n	Nut
p	Pol
q	Querrichtung im dq-Koordinatensystem
s	Stator
z	Zahn

Lateinische Formelzeichen		Einheit
a	pulsweitenmodulierte Werte pro Periode	1
B	Flussdichte	T
d	Durchmesser des Blechpakets	m
d <sub>Joch</sub>	Dicke des Jochs	m
E	Energie	Wh
f	Frequenz	Hz

I	Effektivstrom	A
i	zeitlich veränderlicher Strom	A
k	Zählvariable	1
L	Induktivität	H
l	Länge des Blechpakets	m
M	Drehmoment	Nm
m	Strangzahl	1
N	Anzahl der Nuten	1
n	Drehzahl	min <sup>-1</sup>
n <sub>Zellen</sub>	Anzahl der Zellen	1
P	Leistung	W
p	Polpaarzahl	1
Q	Kapazität	Ah
q	Lochzahl	1
R	Widerstand	Ω
r	Radius	m
U	Effektivspannung	V
u	zeitlich veränderliche Spannung	V
w	Windungszahl	1
y	Schrittweite einer Zweischichtwicklung	1
y <sub>∅</sub>	Schrittweite einer Durchmesserwicklung	1

# 1. Einleitung

## 1.1. Motivation

Der heutige Stand der Batterietechnik erlaubt nur mäßige Reichweiten für reine Elektrofahrzeuge im Vergleich zu herkömmlichen Verbrennungsfahrzeugen. Im Bereich der städtischen Personenbeförderung mit Bussen jedoch ergibt sich auch jetzt schon ein Gebiet in dem elektrisch betriebene Fahrzeuge sinnvoll eingesetzt werden können. Da die Busse betriebsbedingt an den Endhaltestellen Pausen einlegen, kann diese Zeit genutzt werden, um die Batterien aufzuladen. Dafür müssen an den Endhaltestellen zwar Ladestationen installiert werden, dafür kann die Batterie aber kleiner dimensioniert werden. Diese Gewichtseinsparung senkt den Energieverbrauch pro gefahrenem Kilometer.

Die Idee ist nicht neu. Bereits in den 1970er Jahren gab es Studien, die sich Elektrobussen im öffentlichen Nahverkehr und der Problematik der begrenzten Reichweite widmeten [5]. Da das Thema aktuell wieder aufgegriffen wird, was durch die Bemühungen namhafter Bushersteller unterstrichen wird, müssen sich nicht nur Gedanken um die Energiespeicher, sondern auch um den Antriebsstrang gemacht werden. Je besser dieser auf die Betriebspunkte ausgelegt ist, desto effizienter wird die zur Verfügung stehende Energie genutzt und die Speicher können kleiner ausgelegt werden. Des Weiteren können in einem Betrieb mit vielen Beschleunigungs- und Bremsvorgängen, wie es bei einer Stadtbuslinie der Fall ist, nach [12] bis zu 50% der Energie beim Verzögern rekuperiert werden.

Die vorliegende Arbeit soll ein Grundlagenmodell liefern, mit dessen Hilfe ein entworfener Motor anhand von realen Fahrzyklen getestet wird.

## 1.2. Stand der Technik

Typischerweise werden in heutigen Elektrofahrzeugen Antriebe eingesetzt, die über Frequenzumrichter gesteuert werden. Hier wird häufig die permanent erregte Synchronmaschinen (PSM) eingesetzt. Ihr Vorteil ist, dass keine Energie zum Aufbau des Feldes benötigt wird, da dieses durch die permanent vorhanden Magneten zur Verfügung gestellt wird. Ein wesentlicher Nachteil ist beim Einsatz in einem Bus, dass auf den Abschleppvorgang speziell eingegangen werden muss. Hier würde aufgrund des permanent vorhandenen Feldes eine Spannung in den Statorwicklungen induziert werden, die im Zweifelsfall zu Überspannungen und somit zu Beschädigungen des Antriebs oder der Elektronik führen kann. Hinzu kommt, dass Magneten, abhängig vom gewählten Typ, sehr teuer sind, aus Seltenen Erden bestehen und bei Überlast durch hohe Temperaturen dauerhaft entmagnetisiert werden können.

Alternativ kommen Asynchronmaschinen (ASM) zur Anwendung. Als Käfigläufer gefertigt ist ihr wesentlicher Vorteil die Robustheit und einfache Fertigung des Rotors, da hier lediglich kurzgeschlossene Leiter benötigt werden. Außerdem gibt es - wie auch bei einer PSM - keine Teile die regelmäßig gewartet werden müssen. Dafür treten im Rotor Ummagnetisierungsverluste auf, weil der Rotor sich mit einer anderen Geschwindigkeit dreht, als das magnetische Feld.

Elektrisch erregte Synchronmaschinen (ESM) sind als Traktionsmotor nicht sehr verbreitet in der Automobilindustrie, obwohl es auch hier Hersteller gibt, die auf diese Art von Maschinen setzen. Der große Vorteil im Vergleich zur PSM liegt vor allem in der Regelbarkeit des Feldes im unteren und mittleren Drehmomentbereich,



da hier keine Energie für die Feldschwächung benötigt wird. Außerdem lässt sich der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung Null setzen, in dessen Folge keine Blindleistung benötigt wird, was den Umrichter und die Batterie entlastet. Die beiden Nachteile sind der Verschleiß der Kohlebürsten über die die Rotorwicklungen gespeist werden, sowie zusätzliche Verluste, die durch den Aufbau des Erregerfeldes zustande kommen.

### **1.3. Ziel**

Das Ziel dieser Arbeit soll es sein, einen Motor für einen elektrisch betriebenen Bus des öffentlichen Personennahverkehrs (ÖPNV) zu entwerfen und diesen in einer Fahrzeugsimulation zu testen.

Als Vorgabe für den Motor wird eine, für den ÖPNV bereits entworfene, Asynchronmaschine verwendet. Das Fahrzeugmodell soll die Effizienzkennlinien des Antriebsstrangs, sowie fahrdynamische Widerstände beinhalten. Am Ende der Gesamtsimulation soll die Gesamteffizienz des Antriebsstrangs, sowie der Energieverbrauch für einen beliebigen Fahrzyklus ausgegeben werden können. Dies wird anhand eines erfassten Fahrzyklus einer Buslinie der Berliner Verkehrsbetriebe (BVG) simuliert.

## 2. Entwurf

Der Entwurf einer elektrischen Maschine ist ein iterativer Prozess. Wie in 2.1 dargestellt, beinhaltet dieser Prozess mehrere Schritte. Bei unbefriedigenden Ergebnissen in einem dieser Schritte kann auf alle vorhergehenden zurückgegriffen werden, Anpassungen vorgenommen und alle Ergebnisse aktualisiert und gegebenenfalls neu berechnet werden.

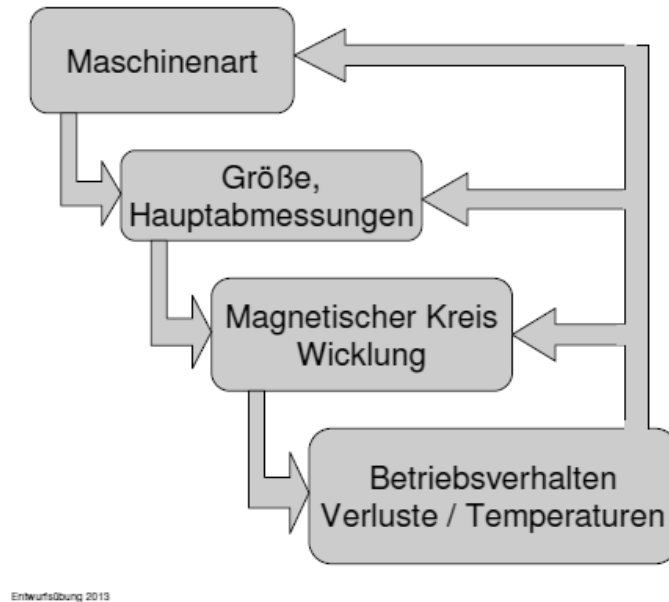


Abbildung 2.1: Iterationsprozess beim Entwurf einer elektrischen Maschine[9]

Zur Berechnung der Werte und Erzeugung von Graphiken wurde in der gesamten Arbeit Matlab verwendet.

### 2.1. Analytische Auslegung der Maschine

#### 2.1.1. Vorgaben

In dieser Arbeit sollen mit der zu entwerfenden elektrisch erregten Synchronmaschine, Werte im Bereich der vorhandenen Asynchronmaschine erreicht werden. Die Außenmaße in Tabelle 2.1 sind dabei fest vorgegeben, während alle anderen Kenn-  
daten als Zieldaten zu verstehen sind.

#### 2.1.2. Bestimmung der Nut- und Polpaarzahl

Um die Nut- und Polpaarzahlen zu bestimmen, sind einige Vorüberlegungen und Annahmen zu treffen.

Eine maximale Drehzahl von  $4470 \text{ min}^{-1}$  ist einer maximalen mechanischen Rotorfrequenz  $f_{\text{max}}$  von  $74.5 \text{ s}^{-1}$  äquivalent. Bei größer werdender Polpaarzahl  $p$  ergibt sich aufgrund des Verhältnisses

$$f_1 = f \cdot p \quad (1)$$

eine größere elektrische Frequenz  $f_1$ . Bei einer festen Umrichterschaltfrequenz  $f_{\text{conv}}$  von  $2 \text{ kHz}$  wird demnach die Anzahl der pulsweitenmodulierten Werte  $a$  pro elektri-

Maße		
Länge Blechpaket	$l$	0.600 m
Außendurchmesser	$d_{sa}$	0.340 m
Wellendurchmesser	$d_{ri}$	0.055 m
maximal Werte		
max. Drehmoment	$M_{\max}$	1350 N m
max. Strom	$I_{\max, \text{eff}}$	375 A
max. Drehzahl	$n_{\max}$	4470 min <sup>-1</sup>
Umrichterschaltfrequenz	$f_{\text{conv}}$	2 kHz
Daten im Arbeitspunkt a		
Leistung	$P_a$	150 kW
Spannung	$U_{ll, a}$	420 V
Strom	$I_{\text{str}, a}$	253 A
Drehmoment	$M_a$	986 N m
Drehzahl	$n_a$	1500 min <sup>-1</sup>
Frequenz	$f_{1, a}$	50 Hz

Tabelle 2.1: Zieldaten der auszulegenden Synchronmaschine

scher Periode bei größer werdenden Polpaarzahlen geringer.

$$a = \frac{T_{1, \max}}{T_{\text{conv}}} = \frac{f_{\text{conv}}}{f_{\max} \cdot p} \quad (2)$$

Mit den berechneten Werten für  $a$  in Tabelle 2.2 wird deutlich, dass  $p$  klein sein sollte, um einen möglichst sinusförmigen Verlauf zu erzeugen.

$p$	$a$	$f_{1, \max}$
1	26.8	74.5
2	13.4	149
3	8.9	223.5
4	6.7	298
5	5.4	372

Tabelle 2.2: Anzahl der pulsweitenmodulierten Werte pro elektrischer Periode für verschiedene Polpaarzahlen

Für eine erste Abschätzung werden für den Rotorausradius  $r_{r,a}$  zwei Drittel des Statorausradius  $r_{s,a}$  angenommen.

$$r_{r,a} = \frac{2}{3} \cdot r_{s,a} \quad (3)$$

Die Nutteilung  $\tau_N$  gibt die Weite von einer Nut zur benachbarten an.

$$\tau_N = \frac{2\pi r_{s,i}}{N} \quad (4)$$

Gemessen wird in Umfangsrichtung an der Statorinnenseite mit dem Radius  $r_{s,i}$ .  $N$  gibt die gesamte Anzahl der Nuten an. Als untere Grenze für die Nutteilung  $\tau_N$  werden 10 mm gewählt.

Tabelle 2.3 zeigt eine Übersicht der Lochzahlen, die sich für verschiedene Nut- und Polpaarzahlen ergeben.

	$\tau_N$	1	2	$p$ 3	4	5
51	10.47 mm	8.50	4.25	2.83	2.13	1.70
48	11.13 mm	8.00	4.00	2.67	2.00	1.60
45	11.87 mm	7.50	3.75	2.50	1.88	1.50
42	12.72 mm	7.00	3.50	2.33	1.75	1.40
39	13.69 mm	6.50	3.25	2.17	1.63	1.30
36	14.84 mm	6.00	3.00	2.00	1.50	1.20

Tabelle 2.3: Lochzahl  $q$  in Abhängigkeit von  $N$  und  $p$  unter Annahme einer Zweischichtwicklung

Mithilfe dieser zwei Tabellen lässt sich eine geeignete Kombination aus Nut- und Polpaarzahlen nach den folgenden Kriterien wählen.

Eine kleinere Polpaarzahl bietet den Vorteil von geringeren Ummagnetisierungsverlusten und sinusförmigeren Verläufen der Statorspeisespannung. Letztere resultieren aus der begrenzten Umrichterfrequenz wie in Tabelle 2.2 gezeigt. Somit wäre eine kleine Polpaarzahl zu bevorzugen. Demgegenüber steht die mit kleinerer Polpaarzahl zunehmende Dicke des Stator- und des Rotorjochs in radialer Richtung und die Verlängerung der Wickelköpfe. Dies bedeutet höhere Materialkosten und deutlich mehr Gewicht. In Bezug auf die Wickelköpfe nehmen außerdem die Streu- und Kupferverluste zu. Als letztes Kriterium sollte die Wicklung eine Ganzlochwicklung sein. Ihr Vorteil im Vergleich zur Bruchlochwicklung ist, dass es keine Unterwellen gibt, die zu zusätzlichen zeitlich pulsierenden Drehmomenten und Radialkräften führen [3, S. 99ff]. Letztere können das Blechpaket anregen und zu Schallabstrahlung führen. Da die Nutzahl pro Pol groß genug ist, gibt es keine Notwendigkeit für eine Bruchlochwicklung.

Aus dieser Gegenüberstellung ergibt sich folgende sinnvolle Kombination:

$$\begin{aligned} N &= 48 \\ p &= 2 \\ q &= 4 \end{aligned} \tag{5}$$

### 2.1.3. Berechnung Geometrien

Ausschlaggebend für die Berechnung der Geometrien ist die geforderte Flussdichte in den einzelnen Komponenten des magnetischen Kreises der Maschine. Tabelle 2.4 zeigt typische Werte gemäß [11], sowie die gewählten Flussdichten für einen ersten analytischen Entwurf.

Die Länge des Blechpakets  $l$  wird um  $2\delta$  zur ideellen Länge

$$l_i = l + 2\delta \tag{6}$$

	Luftspalt	Statorjoch	Zähne	Läuferjoch	Polkern
Richtwerte B [T]	0.8 ... 1.05	1.0 ... 1.45	1.6 ... 2.0	1.0 ... 1.5	1.3 ... 1.8
verwendetes B [T]	0.8	1.2	1.6	1.2	1.6

Tabelle 2.4: Richtwerte für Flussdichten von Synchronmaschinen mit Schenkelpol-läufern[11]

erweitert, um Randeffekte vernachlässigen zu können. Der Motor kann somit als Ausschnitt aus einem unendlich langem Motor betrachtet werden. Der ideale Polbedeckungsfaktor  $\alpha_i$ , ein Maß für die Sinusförmigkeit der Feldkurve, wird zu  $\frac{2}{\pi}$  gewählt. Dies entspricht einer perfekten Sinusform, die in der Realität allerdings kaum zu erreichen ist. Die Polteilung  $\tau_p$  lässt sich durch

$$\tau_p = \frac{\pi r_{s,i}}{p} \quad (7)$$

berechnen und gibt die Breite eines Pols in Umfangsrichtung an der Statorinnenseite an.

Mit diesen Angaben lassen sich die Flüsse  $\Psi_\delta$  im Luftspalt und  $\Psi_p$  im Pol zu

$$\Psi_\delta = \Psi_p = B_\delta \alpha_i \tau_p l_i \quad (8)$$

berechnen.

Um den Fluss im Zahn  $\Psi_z$  zu bestimmen, wird zunächst die Nutteilung  $\tau_N$  benötigt. Sie gibt den Abstand zwischen zwei Zähnen an, gemessen von einem zum anderen Zahnmittelpunkt in Umfangsrichtung an der Statorinnenseite.

$$\tau_N = \frac{2\pi r_{s,i}}{N} \quad (9)$$

Der Fluss im Zahn ist dann unter Annahme eines räumlich sinusförmigen Flusses im Luftspalt

$$\Psi_z = \frac{\Psi_\delta}{2} \left( -\cos\left(\frac{\pi}{2\tau_p}(\tau_p + \tau_N)\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2\tau_p}(\tau_p - \tau_N)\right) \right). \quad (10)$$

Mithilfe des halben Polflusses und der Flussdichten in Rotor und Stator lassen sich die Rückendicken des Rotors und des Stators auf gleiche Weise berechnen

$$d_{\text{Joch}} = \frac{\Psi_{\text{Pol}}}{2l_i B_{\text{Joch}} \varphi_{\text{Fe}}}. \quad (11)$$

Dabei ist  $\varphi_{\text{Fe}}$  ein Maß für die effektive Blechpaketdicke mit dessen Hilfe die Isolierung zwischen den einzelnen Blechen berücksichtigt wird.

#### 2.1.4. Wicklungsauslegung

Die Aufteilung der Spulenseite je Pol und Strang auf mehrere Nuten nähert den Luftspaltfeldverlauf einer Sinuskurve an, verringert aber die effektive Windungszahl  $w_\xi$  um den Zonenfaktor  $\xi_z$  [16]:

$$\xi_z = \frac{\sin\left(\frac{\pi k}{2m}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\pi k}{2mq}\right)}. \quad (12)$$

Wird die Wicklung als Zweischichtwicklung ausgeführt und zusätzlich geseht, verringert sich die effektive Windungszahl abermals um den Sehnungsfaktor  $\xi_s$ :

$$\xi_s = \sin\left(\frac{\pi k}{2} \cdot \frac{y}{\tau_p}\right). \quad (13)$$

$y$  steht hier für die Schrittweite. Sie wird die in der Regel kleiner gewählt als die einer Durchmesserspule  $y_\emptyset$ , um die Wickelköpfe zu verkürzen. Der gesamte Wicklungsfaktor ergibt sich anschließend durch Multiplikation des Zonen- mit dem Sehnungsfaktor.

$$\xi = \xi_z \cdot \xi_s \quad (14)$$

Für  $m = 3$ ,  $q = 4$ ,  $\tau_p = 133.5 \text{ cm}$  und  $\frac{y}{\tau_p} = \left[1, \frac{11}{12}, \frac{5}{6}\right]$  ergeben sich die Wicklungsfaktoren gemäß Tabelle 2.5.

$\frac{y}{\tau_p}$	$\xi_1$	$\xi_3$	$\xi_5$	$\xi_7$	$\xi_9$	$\xi_{11}$	$\xi_{13}$	$\xi_{15}$	$\xi_{17}$
$\frac{1}{1}$	0.9577	0.6533	0.2053	0.1576	0.2706	0.1261	0.1261	0.2706	0.1576
$\frac{11}{12}$	0.9495	0.6036	0.1629	0.0959	0.1036	0.0165	0.0165	0.1036	0.0959
$\frac{5}{6}$	0.9250	0.4619	0.0531	0.0408	0.1913	0.1218	0.1218	0.1913	0.0408

Tabelle 2.5: Wicklungsfaktoren für Sehnungen  $\frac{y}{\tau_p} = \left[\frac{1}{1}, \frac{11}{12}, \frac{5}{6}\right]$

Nach [11, S.101] sind der Wicklungsfaktor der Hauptwelle  $\xi_1$ , sowie die Oberwellenstreuung  $\sigma_o$  die wichtigsten Kriterien zur Bewertung der elektromagnetischen Eigenschaften einer Wicklung.

Die Oberwellenstreuung lässt sich mithilfe des Görgesdiagramms ermitteln. In Abbildung 2.2 sind die Diagramme für die betrachteten Sehnungen dargestellt.

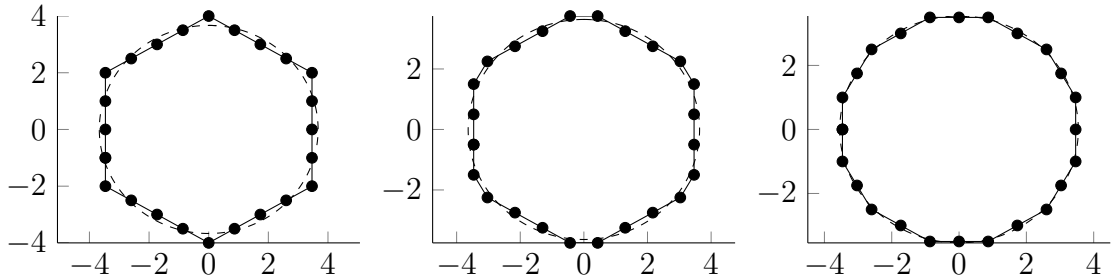


Abbildung 2.2: Görgesdiagramme für Sehnungen  $\frac{y}{\tau_p} = \left[\frac{1}{1}, \frac{11}{12}, \frac{5}{6}\right]$

Mit dem Trägheitsradius der Hauptwelle  $R_P = \xi_p \frac{N}{2\pi p} \Theta_n$  und dem Trägheitsradius des Görgesdiagramms  $R_g = \sqrt{\frac{1}{N} \left( \sum_1^N |g \cdot e^{j\alpha}| \right)} \cdot \Theta_n^2$  lässt sich die Oberwellenstreuung

$$\sigma_o = \frac{R_g^2}{R_P^2} \quad (15)$$

berechnen. Dabei steht  $|g \cdot e^{j\alpha}|$  für den Betrag der Zeiger im Görgesdiagramm. In Tabelle 2.6 sind die Oberwellenstreuungen für unterschiedliche Sehnungen berechnet

y	$\frac{1}{1}$	$\frac{11}{12}$	$\frac{5}{6}$
$\sigma_o$ [%]	0.8896	0.7375	0.6239

Tabelle 2.6: Oberwellenstreuung für Sehnungen  $\frac{y}{\tau_p} = [\frac{1}{1}, \frac{11}{12}, \frac{5}{6}]$ 

worden.

Mithilfe der Tabellen 2.5 und 2.6 lässt sich mit einer  $\frac{11}{12}$ -Wicklung ein guter Kompromiss aus großer Hauptwellenamplitude und verringerter Oberwellenstreuung finden. Die Verteilung einer halben Urwicklung ist in Tabelle 2.7 dargestellt. Um eine ganze Urwicklung zu erhalten, wird die dargestellte Verteilung mit umgekehrtem Vorzeichen wiederholt.

Nut	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12
Oberschicht	a	a	a	a	-c	-c	-c	-c	b	b	b	b
Unterschicht	a	a	a	-c	-c	-c	-c	b	b	b	b	-a

Tabelle 2.7: Darstellung einer halben Urwicklung

An einer Phase liegt, unter der Voraussetzung von sinusförmigen Größen, die Spannung

$$\hat{u}_1 = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (16)$$

an. Eine erste Abschätzung der benötigten Windungen pro Phase erhält man über die induzierte Spannung, die bei Vernachlässigung von Verlusten gleich der Strangspannung  $u_1$  ist

$$w \approx \frac{\sqrt{2}\hat{u}_1}{\omega \xi_p \hat{\Phi}_h} \quad (17)$$

Anschließend werden  $w$  Windungen auf  $q$  Nuten verteilt und im Stern verschaltet.

### 2.1.5. Vorsteuerwinkel

Um mit einer elektrisch erregten Synchronmaschine das maximale Moment zu erreichen, gibt es für verschiedene Betriebsbereiche andere Ansteuerstrategien, bezogen auf den Winkel  $\gamma$  zwischen Strom und Spannung in der dq-Ebene. Eine vereinfachte Visualisierung des d-q-Koordinatensystem ist dem Bild A.1 im Anhang zu entnehmen. Auf eine weitere Erklärung des d-q-Koordinatensystems wird verzichtet und auf [14] und [3] verwiesen. Die Verfahren der Steuerstrategien sind in [17] beschrieben. Das Drehmoment  $M$  einer elektrisch erregten Synchronmaschine setzt aus dem Vollpol- und dem Reluktanzmoment zusammen.

$$M = \frac{3}{2}p \cdot (\Psi_p i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (18)$$

Wird die Maschine im unteren Drehzahlbereich betrieben, lässt sich das maximale Moment über die sogenannte Maximum Torque per Ampere (MTPA) Strategie fahren. Mithilfe der Lagrange-Methode wird ausgehend von der Drehmomentformel (18) mit der Nebenbedingung

$$(\sqrt{2}I_N)^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (19)$$

ein Drehmomentmaximum gesucht. Die Nebenbedingung beschreibt einen Stromkreis in der dq-Ebene mit dem Betrag des maximalen Stroms  $I_N$ . Wird der Ansatz ausgewertet ergibt sich ein Ausdruck für  $i_q$  in Abhängigkeit von  $i_d$

$$i_q^2 = i_d^2 + \frac{\Psi_p}{(L_d - L_q)}. \quad (20)$$

Setzt man diese Formel mit dem Stromkreis gleich, lassen sich konkrete Werte für  $i_d$  und über (20) auch für  $i_q$  berechnen

$$i_d^2 + \frac{\Psi_p}{2(L_d - L_q)i_d} - I_N^2 = 0. \quad (21)$$

Werden die Drehzahlen größer, steigt die induzierte Spannung, sodass ab einem bestimmten Punkt Feldschwächung betrieben werden muss, um die maximale Spannungsgrenze nicht zu überschreiten. Die zulässigen Ströme lassen sich durch Einsetzen der Gleichung für den Stromkreis in die der Spannungsellipse

$$u_d^2 + u_q^2 = \left( \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \right)^2 \quad (22)$$

$$\text{mit } u_d = i_d R_1 - \omega L_q i_q \quad (23)$$

$$u_q = i_q R_1 + \omega (L_d i_d + \Psi_p) \quad (24)$$

ermitteln.  $i_d$  lässt sich als Minimalwertproblem aus

$$\begin{aligned} & (R_1^2 + \omega^2 L_d^2) i_d^2 + (2\omega R_1 (L_d - L_q) i_q + 2\omega^2 L_d \Psi_p) i_d \\ & + ((\omega^2 L_q^2 + R_1^2) i_q^2 + 2\omega R_1 \Psi_p i_q + \omega^2 \Psi_p^2 - \frac{U_{DC}^2}{3}) = 0 \end{aligned} \quad (25)$$

berechnen und  $i_q$  durch einsetzen in (19).

Bei noch größeren Drehzahlen muss der Stromkreis verlassen werden und es wird nur noch nach der maximal möglichen Spannung geregelt. Das sogenannte Maximum Torque per Voltage (MTPV) verfahren. Ähnlich wie bei der MTPA Ansteuerung wird auch hier die Drehmomentgleichung verwendet. Als Nebenbedingung kommt bei der MTPV Ansteuerung die Spannungsellipse

$$(i_d R_1 - \omega L_q i_q)^2 + (i_q R_1 + \omega (L_d i_d + \Psi_p))^2 = \left( \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \right)^2 \quad (26)$$

zum Einsatz. Mittels Lagrange ausgewertet ergibt sich

$$i_q^2 = \frac{(L_d^2 i_d + \Psi_p L_d)(\Psi_p + (L_d - L_q) i_d)}{(L_d - L_q) L_q^2} \quad (27)$$

als Zusammenhang zwischen  $i_d$  und  $i_q$ .

Um einen Zusammenhang zwischen den berechneten  $i_d, i_q$  Strömen und den Drehzahlen herzustellen, Wird die Spannungsellipse umgesetzt

$$\begin{aligned} & ((L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \Psi_p)^2) \omega^2 \\ & + (2R_1 i_q (L_d i_d + \Psi_p) - 2L_q i_q i_d R_1) \omega \\ & + (i_d R_1)^2 + (i_q R_1)^2 - \left( \frac{U_{ZK}}{\sqrt{3}} \right)^2 = 0 \end{aligned} \quad (28)$$



und als Minimalwertaufgabe gelöst werden.

Aus den berechneten d- und q-Strömen kann nun der Vorsteuerwinkel

$$\gamma = \arctan \left( -\frac{i_d}{i_q} \right) \quad (29)$$

bestimmt werden.

## 2.2. Auslegung mithilfe von SPEED

Speed ist ein Programm zum Entwerfen und Auslegen von elektrischen Maschinen. Es basiert vorwiegend auf analytischen Berechnungen, es lassen sich aber auch Lösungen von finite Elemente Berechnungen und sogenannte X-Faktoren integrieren. Nach dem analytischen Grobentwurf werden mit diesem Programm die Geometrien und die Wicklung an die Anforderungen der Maschine angepasst.

### 2.2.1. Visualisierung analytische Auslegung

Die analytisch ermittelten Geometrien werden in Speed eingegeben. Sie bilden die Grundlage für alle weiteren Berechnungen. In Abbildung 2.3 ist der erste Entwurf der Maschine dargestellt. Die in Kapitel 2.1.4 ausgelegte Wicklung wird ebenfalls in

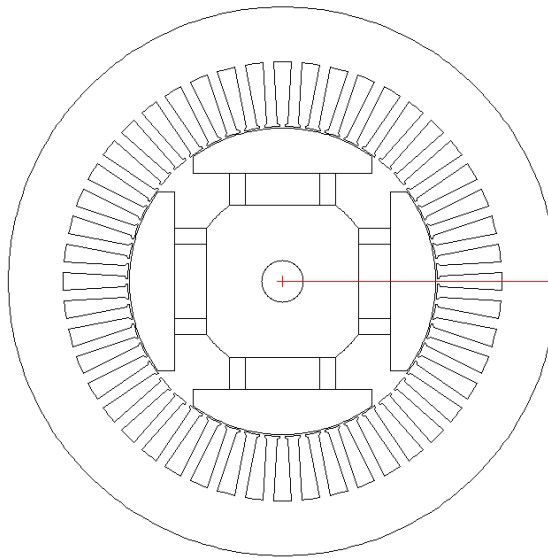
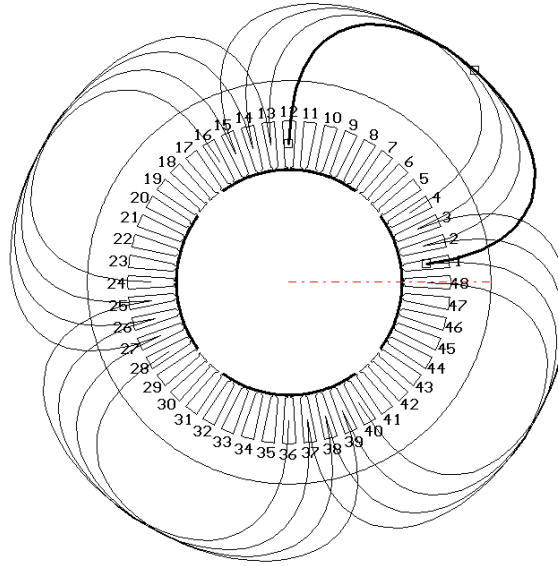


Abbildung 2.3: Visualisierung des ersten Entwurfs in Speed

Speed eingegeben. Abbildung 2.4 zeigt die Verteilung einer Phase für die ausgewählte  $\frac{11}{12}$ -Wicklung.

### 2.2.2. Simulation

In Speed gibt es zwei Simulationsgrundkonfigurationen. In der sogenannten statischen Simulation, wird ein idealer Stromverlauf in die Maschine eingeprägt. In der dynamischen Simulation hingegen wird ein Umrichtermodell zur Spannungsverteilung verwendet, sodass sich der Stromverlauf aufgrund der gepulsten Spannung und der komplexen Widerstände der Maschine ergibt. Als Referenzpunkt für den Entwurf der Maschine wird der in Tabelle 2.1 angegebene verwendet.

Abbildung 2.4: Wicklungsentwurf einer Phase mit  $\frac{11}{12}$ -Steuerung

Da die statische Simulation in der Regel deutlich bessere, aber auch realitätsfernere Ergebnisse liefert, wird an dieser Stelle vorwiegend mit der dynamischen Variante gearbeitet.

Das Simulationsergebnis des ersten Entwurfs zeigt, dass die Induktivitäten sehr groß sind, somit der Strom nicht schnell genug ansteigen kann und die Maschine nur wenige 100 N m Drehmoment entwickelt. Um die Induktivitäten zu verkleinern wird die Wicklung angepasst.

### 2.2.3. Wicklungsanpassung

Die ursprüngliche Wicklung, bei der jeweils drei Windungen in Reihe zu einer Spule zusammengefasst und zwei Spulen parallel geschaltet werden, beinhaltet sehr große d- und q-Induktivitäten von  $L_d = 21.1 \text{ mH}$  und  $L_q = 14.3 \text{ mH}$ .

Die Hauptinduktivität  $L_h$  der Grundwelle nach [3, S. 173] beträgt

$$L_h = \mu_0 (w_1 \xi_1)^2 \frac{2m l_i \tau_p}{\pi^2 p \delta_0} \quad (30)$$

und lässt sich mit den Faktoren  $c_d$  und  $c_q$  zu

$$L_d = c_d L_h \quad (31)$$

und

$$L_q = c_q L_h \quad (32)$$

berechnen [3, S. 521]. Die Windungszahl geht demnach quadratisch in die Längs- und Querinduktivitäten ein. Deshalb wird die Windungszahl auf zwei parallele und zwei in Reihe reduziert. Damit reduzieren sich  $L_d$  auf 9.4 mH und  $L_q$  auf 6.4 mH. Da diese Werte noch recht groß erscheinen, werden sie mit einer Finiten Elemente Analyse kontrolliert.

### 2.2.4. Simulation Leistungselektronik

Um im elektrischen Simulationsmodell des Antriebsstranges in Simulink die Effizienz des Umrichters berücksichtigen zu können, werden die Kennwerte eines IGBT-Moduls in Speed eingefügt. Diese werden in der, im folgenden Abschnitt beschriebenen, Drehzahl-Drehmoment-Berechnung berücksichtigt.

Als Umrichter wird die klassische Variante mit sechs IGBTs und Dioden, davon jeweils zwei pro Phase, verwendet. Die IGBT-Module müssen für die maximal zu erwartende Leistung zuzüglich einer Sicherheit ausgelegt sein. In diesem Fall sind die maximal zu erwartenden Daten für den Strom  $\hat{i}_{\max}$  530 A und für die Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$ , die gleichzeitig die maximale Sperrspannung darstellt, ca. 680 V. Letztere ist die Batteriespannung im geladenen Zustand und daher größer, als die nominelle Batteriespannung von 600 V. Die nächstgrößere Sperrspannung nach 700 V, im vorliegenden Katalog [7] sind 1200 V bei einem maximalen Kollektorstrom von 600 A. Die in Speed verwendeten Kenndaten für das ausgewählte Modul, das aus einer Halbbrücke mit zwei Schaltern und zwei Dioden besteht, sind in der Tabelle 2.8 aufgelistet. Von diesen Halbbrücken wird für jede der  $m$  Phasen eine verwendet.

Beschreibung	Wert
Anstiegszeit	0.1 $\mu$ s
Fallzeit	0.17 $\mu$ s
Durchlassspannung einer Diode	2.2 V
Modulstreuinduktivität	18 nH
Modulleitungswiderstand, Anschlüsse	0.30 m $\Omega$
Leitungswiderstand	2 m $\Omega$

Tabelle 2.8: Kenndaten eines beispielhaft verwendeten IGBT-Moduls für den Umrichter [6],[8]

### 2.2.5. Erzeugung von drehzahl- und drehmomentabhängigen Kennscharen

Matlab enthält Funktionen mit deren Hilfe über sogenannte COM-Server mit anderen Programmen kommuniziert werden kann. Über eine solche Serververbindung lässt sich Speed steuern. Ein Skript zur automatisierten Übermittlung von Parametervorgaben an Speed und zur Simulationssteuerung ist vorhanden. Dieses wird so angepasst, dass Werte im geforderten Bereich bis 360 A bzw. 530 A und 4500 RPM abgefahren werden. Die Ergebnisse sind in Abschnitt 2.4 dargestellt und kommentiert.

## 2.3. FEM-Analyse

FEM steht für die Finite Elemente Methode. Das Prinzip wird vorwiegend zur Berechnung von Feldern verwendet. In diesem Fall werden die elektromagnetischen Kräfte berechnet, die durch den Stromfluss in Rotor und Stator hervorgerufen werden. Bei einer zweidimensionalen Betrachtung wird auf den Querschnitt des zu untersuchenden Teils ein Netz von Dreiecken gelegt, für dessen Mittelpunkte in einem zweiten Schritt jeweils die Maxwellschen Gleichungen gelöst werden. Alle weiteren

Punkte werden durch Interpolation erzeugt. Je engmaschiger das Netz von Dreiecken ist, desto genauer wird das Ergebnis, desto länger ist jedoch auch die benötigte Rechenzeit. Daher empfiehlt es sich, an Stellen an denen starke Inhomogenitäten und Streuungen der Felder erwartet werden, das Netz enger zu gestalten, sowie an Stellen von denen nur geringe lokale Veränderungen des Feldes erwartet werden, das Netz grobmaschiger zu wählen.

Eine zweidimensionale Betrachtung wird gewählt, da die Felder des Motors in axialer Richtung annähernd gleich sind und Randeffekte an den Enden vernachlässigt werden. Des Weiteren können Symmetrien so ausgenutzt werden, dass nur ein Viertel der Maschine simuliert werden muss, was die Rechenzeit deutlich verkürzt [2].

### 2.3.1. Polschuhform

Durch die Variation der Polschuhbreite und der Polschuhkrümmung verändert sich die Form des Luftspaltfelds. Im Fall einer elektrisch erregten Synchronmaschine wird ein sinusförmiges Feld gefordert, dass heißt die Oberwellenanteile sollten so gering wie möglich gehalten werden.

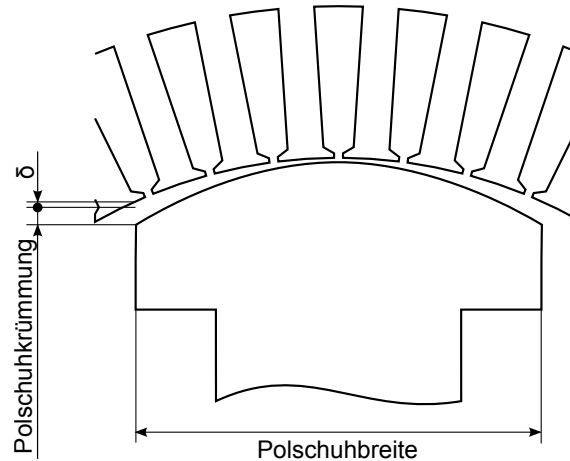


Abbildung 2.5: Variablenskizze Polschuhbreite und Polschuhkrümmung

Als Kriterium zur Beurteilung des Oberwellengehaltes wird, in Anlehnung an die Signalübertragung, das quadratische Verhältnis der aufsummierten Oberwellenamplituden  $B_{\delta,o}$  zur Grundwelle  $B_{\delta,1}$  gebildet

$$\text{THD} = \frac{B_{\delta,o}^2}{B_{\delta,1}^2}. \quad (33)$$

Da die Berechnung für Schenkelpolmaschinen analytisch zu aufwendig ist, wird im Folgenden eine Betrachtung mittels FEM durchgeführt. Zur Visualisierung wird die magnetische Flussdichte im Luftspalt über einer Polteilung für verschiedene Polschuhbreiten- und Polschuhkrümmungskombinationen in Maxwell ausgewertet. Anschließend werden die Werte in Matlab eingelesen, mittels Fast Fourier Transformation (FFT) der Grund- und Oberwellengehalt ermittelt und das Verhältnis (33) gebildet. Die Ergebnisse für den ungesättigten Zustand des Eisens, bei einem Rotorstrom von 9 A in 170 Windungen, sind in Abbildung 2.6 visualisiert.

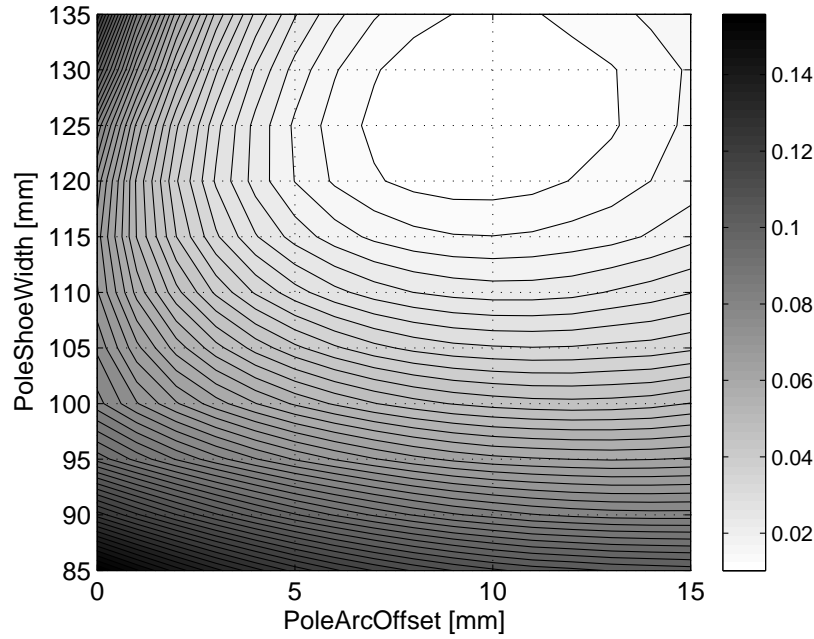


Abbildung 2.6: Oberwellengehalt der Luftspaltwelle im ungesättigten Zustand

Das Minimum von 0.010 liegt bei einer Polschuhbreite von 125 mm und einer Polschuhkrümmung<sup>1</sup> von 10 mm.

### 2.3.2. Ermittlung $L_d$ , $L_q$

Die in SPEED ausgegebenen Werte für  $L_d$  und  $L_q$  werden in Maxwell überprüft. Als Grundlage für die Vorgehensweise in einem FE-Programm wird [2] verwendet.

**Ungesättigter Fall** Die a-Achse ist fest am Stator verankert und verläuft in radialer Richtung genau mittig zwischen den Hin- und Rückleitern der Spule a. Zur Ermittlung von  $L_d$  wird der Rotor so gedreht, dass die d-Achse mit der a-Achse übereinstimmt. Das Strommaximum muss sich in der a-Achse befinden. In die Spule a wird ein Strom von 100 A, in **Spule b  $\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 100A$  und in Spule c  $-\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 100A$  eingeprägt**. Der Feldstrom beträgt 0 A. Unter diesen Voraussetzungen gilt:

$$L_d = \frac{\Psi_d}{I_d} = \frac{\Psi_a}{I_a} \quad (34)$$

$L_q$  erfordert die gleiche Konfiguration wie  $L_d$  mit dem Unterschied, dass der Rotor um  $90^\circ$  gedreht wird, sodass die q-Achse in der a-Achse des Stators liegt. Hier gilt

$$L_q = \frac{\Psi_q}{I_q} = \frac{\Psi_a}{I_a} \quad (35)$$

Für einen Statorstrom von 70.7 A ergibt sich eine Verteilung von  $L_d$  und  $L_q$  über Polschuhbreite und Polschuhkrümmung wie sie in Abbildung 2.7 zu sehen ist.

<sup>1</sup>Angegeben als radiale Luftspaltlänge in q-Richtung abzüglich der Luftspaltlänge in d-Richtung

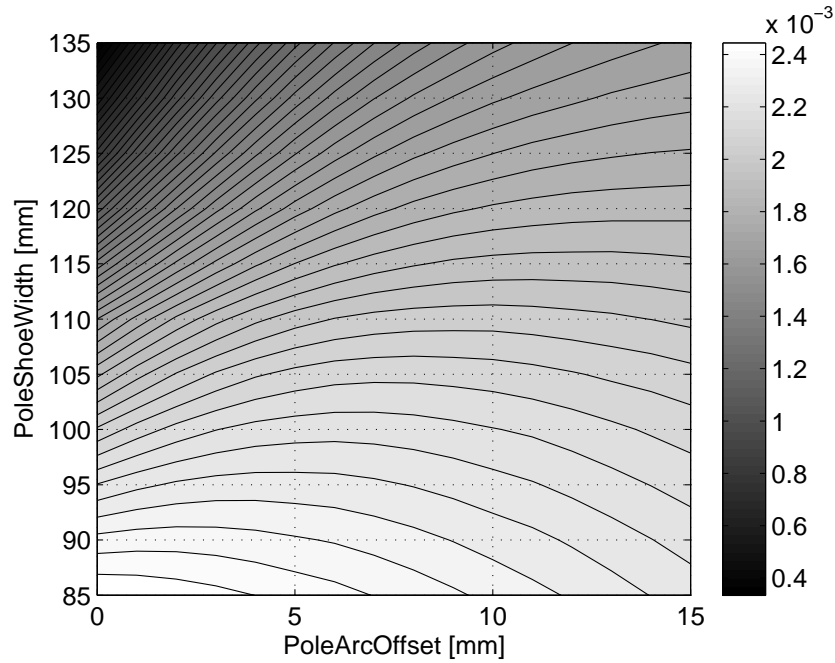


Abbildung 2.7: Für das Reluktanzmoment entscheidender Koeffizient  $L_d - L_q$  im ungesättigten Zustand

Wird der Statorstrom auf den Spitzenwert 357 A erhöht, um den Vergleichsbetriebspunkt zu erreichen, nähern sich  $L_d$  und  $L_q$  aufgrund der Sättigung im Eisen sehr stark an.

**$L_d, L_q$  an der Sättigungsgrenze** Die Sättigung bewirkt allerdings auch, dass sich die Anteile der magnetischen Flussdichte, verursacht durch Stator- und Rotorstrom, gegenseitig beeinflussen. Somit ist die Berechnung der Induktivitäten nach Bianchi[2] nicht mehr möglich. Um den optimalen Vorsteuerwinkel in jedem Betriebspunkt analytisch zu bestimmen, ist die Kenntnis der Werte von  $L_d$  und  $L_q$  nötig. Alternativ kann das Optimum iterativ durch das Simulieren von verschiedenen Vorsteuerwinkeln in diversen Betriebspunkten bestimmt werden. Dies bedeutet allerdings einen erheblichen Rechenaufwand, sodass zunächst versucht wird eine alternative Bestimmungsmethode zu verwenden.

Unter der Annahme, dass  $i_d = 0$  ist, besteht der d-Anteil der Spannung  $u_d$  ausschließlich aus der Verknüpfung von  $L_q$  und  $i_q = I_1$

$$u_d |_{i_d=0} = j\omega p L_q I_1. \quad (36)$$

Über den Satz des Pythagoras lässt sich, bei bekannter Gesamtspannung  $U_1$  und bekanntem Winkel  $\varphi$ ,  $u_d$  und somit

$$L_q = \frac{U_1 \sin(\varphi)}{\omega p I_1} \quad (37)$$

berechnen. Der Nachteil dieser Vorgehensweise ist, dass die Berechnung nicht für  $L_d$  und nur für sinusförmige Größen möglich ist, da die dq-Transformation letzteres voraussetzt. Das heißt die Berechnung ist nur für die Grundwelle möglich. Da die so ermittelten Werte zwar die richtige Größenordnung besitzen, der Zahlenwert und

Verlauf aber deutlich von den anderen Berechnungen abweicht und nicht plausibel erscheint, wurde diese Idee wieder fallen gelassen.

Der dritten Überlegung liegt ebenfalls der erste Ansatz aus [2] zugrunde, allerdings soll hier der Einfluss der Statornutung berücksichtigt werden, indem der Rotor synchron zum umlaufenden Statorfeld gedreht und die Grundwelle von Flussverkettung und Statorstrom verwendet wird. Der Rotor wird dabei so gedreht, dass einmal die d-Achse mit dem umlaufenden Drehfeldmaximum übereinstimmt und einmal die q-Achse. Für den Betriebspunkt bei einer Drehzahl von  $1500 \text{ min}^{-1}$  ergeben sich in Abhängigkeit von der Bestimmungsmethode die Werte in Tabelle 2.9.

Strom [ $A_{\text{peak}}$ ]	1. Methode		3. Methode	
	$L_d$ [mH]	$L_q$ [mH]	$L_d$ [mH]	$L_q$ [mH]
50	5.83	2.60	6.31	2.11
100	5.79	2.62	6.29	2.12
150	5.05	2.62	5.43	2.12
200	4.13	2.62	4.42	2.12
250	3.49	2.58	3.72	2.10
300	3.02	2.42	3.21	1.99
350	2.67	2.24	2.83	1.85
357	2.62	2.21	2.79	1.83

Tabelle 2.9: Stator Eigeninduktivitäten ermittelt nach unterschiedlichen Methoden

Die nichtlineare Abhängigkeit der Induktivitäten vom Strom ist deutlich zu erkennen. Ebenso, dass die geometrisch ermittelte Induktivität zwar die richtige Größenordnung besitzt, jedoch einen anderen Verlauf mit abweichenden Werten aufweist. Da bei der analytischen Berechnung im Allgemeinen das Prinzip der Hauptwellenverkettung [11, S. 296] zur Anwendung kommt, bilden die Ergebnisse der 3. Methode die Grundlage für weitere Berechnungen.

### 2.3.3. Drehmomentanpassung

Das geforderte Drehmoment im Referenzbetriebspunkt beträgt  $986 \text{ N m}$ . Dieser Wert wird in der aktuellen Parameterkonfiguration bei idealer Bestromung, ohne Vorsteuerwinkel, mit reinen Sinusströmen und ohne Wirbelstrom- und Hystereseverlusten im Eisen, noch nicht erreicht. Dies ist hauptsächlich auf die Sättigung des Eisens zurückzuführen, weshalb die Geometrien angepasst werden müssen.

Die Flussdichteverteilung in Stator und Rotor zeigt, dass der Polkern, der Statorrücken, sowie die Zähne Engpässe für den magnetischen Fluss darstellen (Abbildung 2.8).

Die Zähne werden vorerst nicht verändert, da eine Verbreiterung die Nutfläche verringern und somit die Wärmeverluste in den Statorspulen erhöhen würde. Der Statoraußendurchmesser wird um  $10 \text{ mm}$  erhöht und der Polkern von  $46 \text{ mm}$  auf  $55 \text{ mm}$  verbreitert. Damit steigt das maximale Drehmoment bei  $1500 \text{ min}^{-1}$ ,  $357 \text{ A}$  Spitzenstrom und  $0^\circ$  Vorsteuerwinkel von  $808 \text{ N m}$  auf  $924 \text{ N m}$ . Abbildung 2.9 zeigt den Drehmomentverlauf mit angepassten Geometrien über eine halbe Umdrehung des Motors. Die auftretenden Rippel entsprechen genau einer Nutteilung und sind somit auf die Nutung zurückzuführen.

Um das geforderte Drehmoment zu erreichen kann der Rotorstrom erhöht werden,

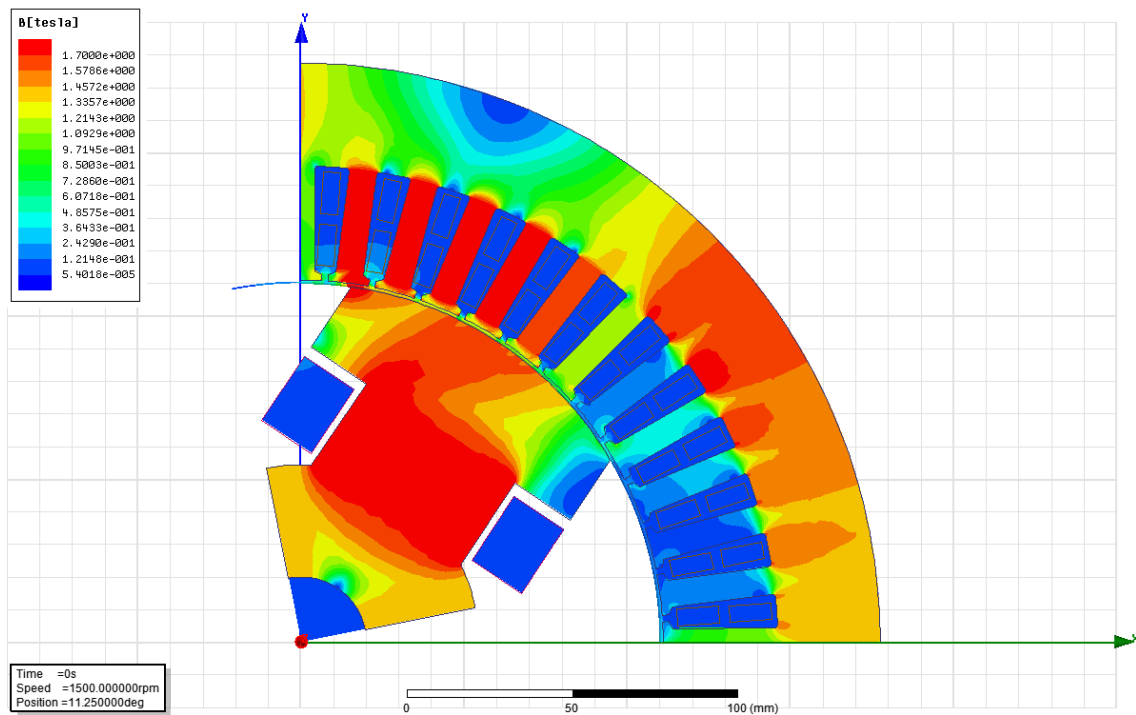
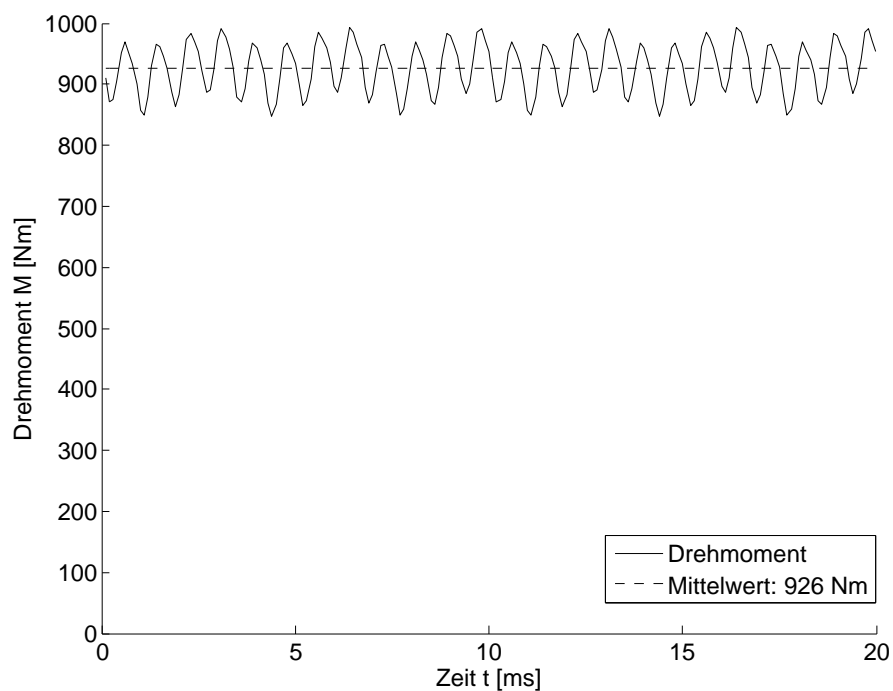
Abbildung 2.8:  $\frac{1}{4}$ -Motorquerschnitt in Sättigung

Abbildung 2.9: Drehmoment des Motors

was zu größeren Verlusten führt oder der Vorsteuerwinkel variiert werden. Ein analytisches Modell für die Ermittlung des optimalen Vorsteuerwinkels wurde bereits in 2.1.5 vorgestellt und soll an dieser Stelle umgesetzt werden. Damit das Modell brauchbare Werte ausgibt, müssen  $L_d$ ,  $L_q$  und  $\Psi_{pm}$  bestimmt werden. Die Induktivitäten wurden bereits im vorigen Abschnitt bestimmt. Da sie eine Abhängigkeit



vom Statorstrom aufweisen, wird eine Lookup-Tabelle erstellt, die für jeden Strom die entsprechenden Induktivitätswerte zurückgibt. Die interpolierten Verläufe sind in Anhang A.2 und A.3 dargestellt.  $\Psi_{pm}$  ist die Flussverkettung des vom Rotorstrom erzeugten Feldes mit einer Spule der Statorwicklung. Für den ungesättigten Fall lässt sie sich ermitteln, indem nur der Rotor bestromt wird. Für die aktuelle Konfiguration und einen Rotorstrom von 14 A in 170 Windungen pro Pol lässt sich ein  $\Psi_{pm}$  von 0.90 Wb ermitteln. Mit diesen Werten ergibt sich der in Abbildung 2.10 gezeigte Verlauf für das maximale Drehmoment und für Gamma gemäß Abbildung 2.11.

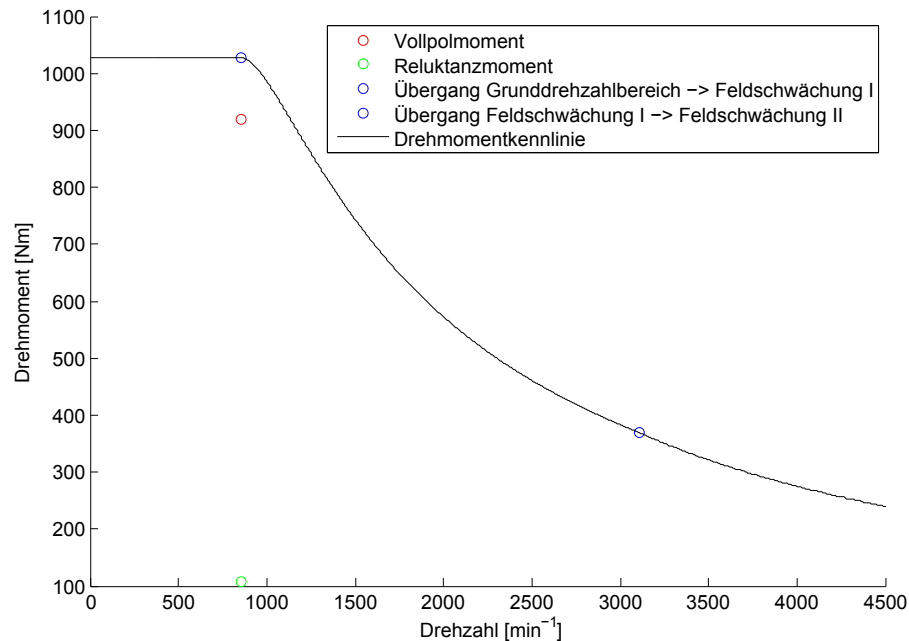


Abbildung 2.10: maximales Drehmoment in Abhängigkeit der Drehzahl

## 2.4. Vergleich Speed-FEM

Die mit Speed und Maxwell erstellten Simulationen werden miteinander verglichen und auf Plausibilität geprüft. In einem ersten Schritt wird von einem reinen Vollpolmoment, das heißt von einem Vorsteuerwinkel von  $0^\circ$  ausgegangen. Ohne Schwächung des Feldes erreicht die induzierte Spannung schon bei mittleren Drehzahlen die Spannungsgrenze von 600 V im Zwischenkreis. Dies verdeutlicht das Ergebnis der Simulation mit Speed in Abbildung 2.12.

Vergleicht man einzelne Arbeitspunkte dieser Kurve mit Werten, die in einer FEA bestimmt wurden, liegen die Abweichungen bei -3% bis +7% (Tabelle 2.10).

Für den Grunddrehzahlbereich und Strömen bis 357 A liegen die Abweichungen des Vollpolmoments somit in einem, für Simulationsergebnisse vertretbaren Toleranzrahmen.

Wird das Reluktanzmoment in die Berechnung einbezogen, werden diese Abweichungen jedoch größer. Das mit Maxwell iterativ bestimmte maximale Drehmoment bei einem Vorsteuerwinkel  $\gamma$  von  $-14^\circ$  und einer Drehzahl  $n$  von  $200 \text{ min}^{-1}$ , liegt bei 943 Nm. Speed erreicht bei gleicher Drehzahl und einem Vorsteuerwinkel von  $-19^\circ$  ein maximales Drehmoment von 1089 Nm. Die Abweichung des Moments beträgt

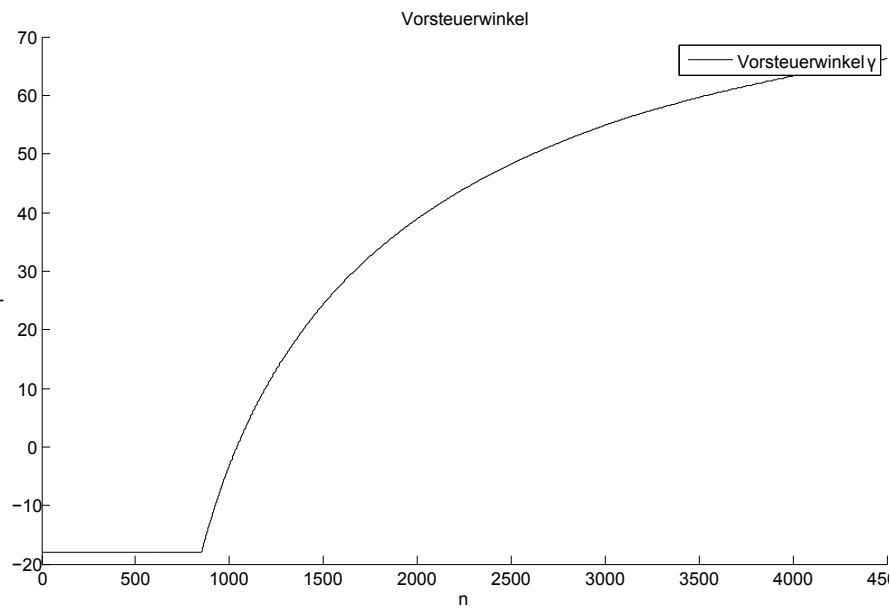


Abbildung 2.11: Vorsteuerwinkel zum Erreichen des maximalen Drehmoments in Abhängigkeit der Drehzahl

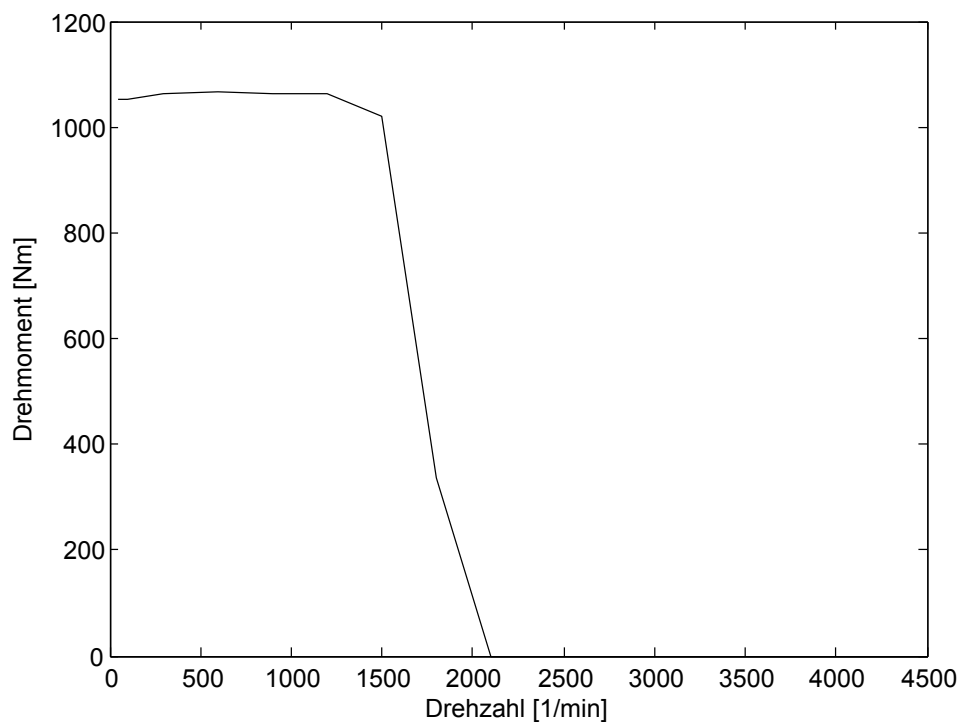


Abbildung 2.12: maximales Vollpolmoment berechnet mit Speed

hier etwa 15%.

Die im elektrischen Simulationsmodell eingesetzte Effizienzkennlinie, dargestellt in Abbildung 2.13, wird mithilfe von Speed berechnet. Sie liefert entsprechend der Ergebnisgegenüberstellung nur im Grunddrehzahlbereich bei Strömen bis 360 A vernünftige Ergebnisse.

Strom [ $A_{\text{peak}}$ ]	$\gamma$ [°]	$M_{\text{Speed}}$ [N m]	$M_{\text{Maxwell}}$ [N m]	Abweichung [%]
50	0	137	140	-2.14
150	0	425	412	+3.16
250	0	721	674	+6.97
300	0	795	814	-2.33
357	0	966	925	+4.43

Tabelle 2.10: Vergleich ausgewählter Arbeitspunkte berechnet mit Speed/Maxwell

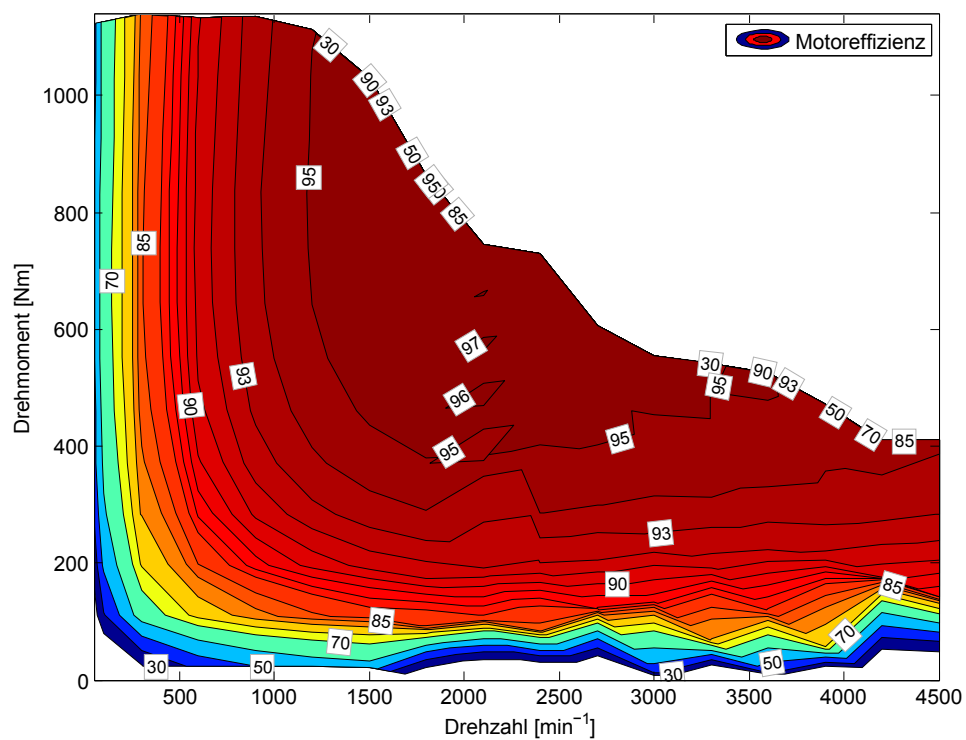


Abbildung 2.13: Äquieffizienzlinien des Motors in Abhängigkeit der Drehzahl und des Drehmoments bis zu einem Maximalstrom von 360 A

### 3. Erfassung von Fahrzyklen

Für die Simulation von Fahrzeugen werden typischerweise standardisierte Fahrprofile verwendet, wie der europäische „Standardised On-Road Test“-Zyklus (SORT-Zyklus). Diese sind zum Vergleich verschiedener Fahrzeuge und deren Verbräuche geeignet. Sie sagen jedoch nur bedingt etwas über die Arbeitspunkte eines Motors in einer vorgegebenen Umgebung wie dem Berliner Stadtverkehr aus. Des Weiteren sind Fahrprofile für Nutzfahrzeugen, im speziellen für Busse, nur sehr begrenzt vorhanden.

#### 3.1. Anforderungen an die Erfassung

Da der entworfene Motor mit einem Fahrprofil des Berliner Stadtverkehrs verglichen werden soll, stellt sich die Frage, mit welcher Methode ein solcher Fahrzyklus erhoben werden kann. Die Messmethode sollte möglichst mobil und kompakt sein, da der Fahrzyklus im Regelbetrieb des Busunternehmens aufgenommen werden soll. Eine weitere Anforderung ergibt sich aus dem Verwaltungsaufwand, den die Sicherheitsprüfung einer technischen Veränderung des Busses nach sich zieht, wenn beispielsweise ein Odometer oder ein Radarsensorsystem angebracht werden soll. Auch die Auslesung der CAN-Bus-Daten, sowie die Anbringung eines optischen Sensors auf der Antriebswelle zur Geschwindigkeitsmessung unterlägen einer solchen Prüfung. Diese würde zeitlich den Rahmen einer Bachelorarbeit sprengen, sodass als mögliche Messsysteme Beschleunigungsmess- und Satellitennavigationssysteme (GNSS) in Frage kommen.

Verschiedene Varianten werden dafür in Kooperation mit zwei Fachgebieten in mehreren Messfahrten verglichen. Als Referenzdaten werden die CAN-Daten des Messfahrzeugs, einem Audi A4 Avant, verwendet. Die für die Berechnung angenommenen Daten sind der Tabelle 3.1 zu entnehmen

Variable	Wert	Einheit	Beschreibung
$\rho_{\text{Luft}}$	1.2041	$\text{kg m}^{-3}$	Luftdichte bei 20 °C
$c_w$	0.32	1	Luftwiderstandsbeiwert
$A_{\text{Stirn}}$	2.14	$\text{m}^2$	Anströmfläche der Busfront
$m_{\text{Fzg}}$	1450+350S	kg	Masse des Fahrzeugs
$g$	9.81	$\text{m s}^{-2}$	Erdbeschleunigung
$\alpha$	0	°	Steigungswinkel
$m_{\text{rot}}$	0	kg	translat. äquivalent zur rot. Masse des Antriebsstrangs
$a$	variabel	$\text{m/s}^2$	Fahrzeugbeschleunigung in Richtung Fahrzeuglängsachse
$c_R$	0.012	1	Rollwiderstandsbeiwert
$r_{\text{dyn}}$	0.265	1	dynamischer Radius der Antriebsräder

Tabelle 3.1: Eingangsparameter für die mechanische Simulation des Referenzfahrzeugs

#### 3.2. Erfassung mit reinem GPS

Aufnahmen mit reinem GPS haben den Vorteil, dass es kostengünstige Kompaktlösungen auf dem Markt gibt, die in der Regel eine Aktualisierungsrate von 1 Hz

und eine Positionsgenauigkeit von ca. 2m CEP haben. Die niedrige zeitliche Auflösung gibt allerdings, bei einer einfachen diskreten Ableitung der Geschwindigkeit zur Berechnung des Massenträgheitswiderstands, eine Treppenfunktion aus. Außerdem wird die Dynamik des Geschwindigkeitsprofils schlechter abgebildet. Um genauere Ergebnisse zu erhalten, muss erheblicher Aufwand in die Ableitungsmethodik gesteckt oder die Auflösung auf ein Maß gebracht werden, das für den Anwendungsfall ausreichend ist. Ein Ausschnitt aus einer Testfahrt mit CAN-Daten zum Vergleich ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Der Ausschnitt zeigt typische GPS-Daten ohne Ausreißer.

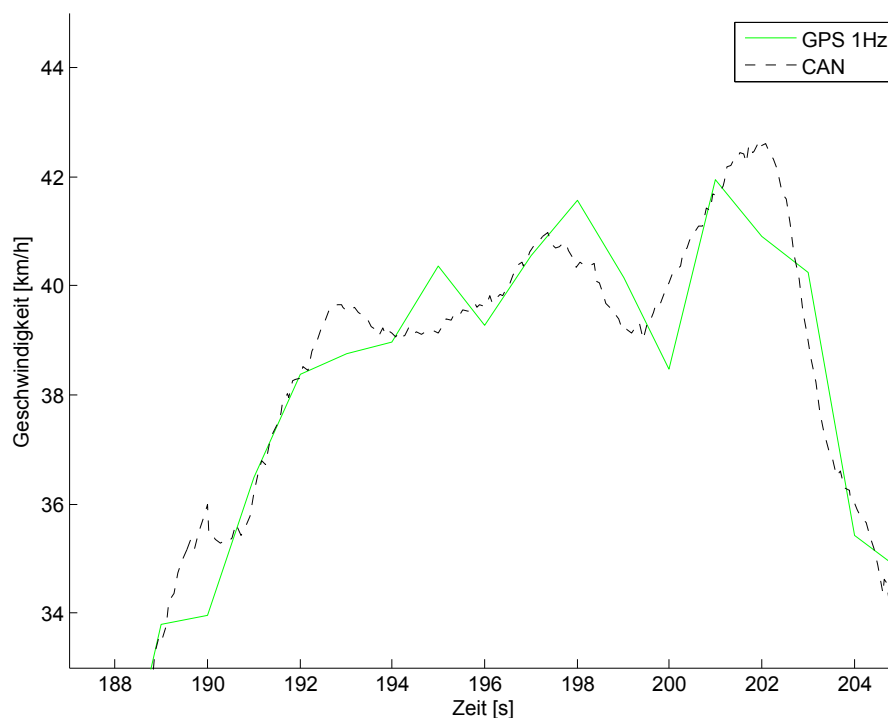


Abbildung 3.1: Vergleich am Rad gemessener Geschwindigkeiten mit GPS-Geschwindigkeiten

Ausreißer und Verfälschungen im Geschwindigkeitsprofil sind weitere Probleme, die vorwiegend durch Abschattungen durch Fahrzeugteile und Häuserschluchten hervorgerufen werden. Diese können zu überhöhten Beschleunigungswerten und zur Drift im Stillstand führen. Daher ist in der Regel eine Nachbearbeitung der aufgenommenen Daten von Vorteil. Ausgewählte Möglichkeiten für die Nachbearbeitung sind in 3.6 vorgestellt.

Bei Aufnahme der Messung kann bereits darauf geachtet werden ein GPS-Gerät mit einer mobilen Antenne verwendet wird, die an einem möglichst wenig abgeschatteten Bereich befindet.

### 3.3. Erfassung mit Beschleunigungssensoren

Der große Vorteil von dieser Fahrzykluserfassung ist die Aufnahme der Beschleunigungswerte, sodass das Ableiten wegfällt und die deutlich höhere Abtastrate, die abhängig vom eingesetzten Sensor 2 kHz und mehr betragen kann.

Allerdings gibt es auch bedeutende Nachteile. Die Fahrzeugbeschleunigung in Längsrichtung wird von der Erdbeschleunigung überlagert, sobald die Fahrzeuglängsachse nicht mehr rechtwinklig zur Erdanziehungskraft steht. Da im mechanischen Modell die durch den Motor aufzubringenden Kräfte durch Massenträgheit und Hangabtrieb einzeln berechnet werden, sollten beide Anteile getrennt werden können. Es ist zwar möglich die Gesamtbeschleunigung zu verwenden, indem die Kräfte nicht getrennt berechnet werden, für das Geschwindigkeitsprofil wird allerdings nur der Anteil der Beschleunigung in Fahrzeiglängsrichtung benötigt. Somit wird das Problem der Separierung beider Anteile nur an einen anderen Berechnungsschritt verlagert.

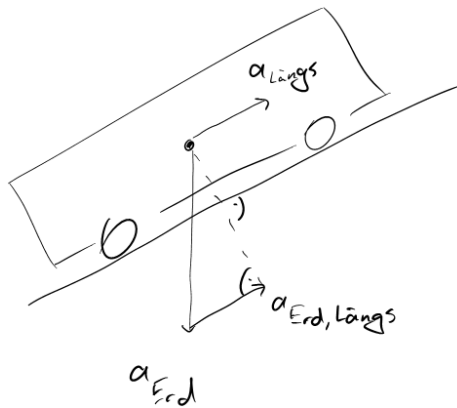


Abbildung 3.2: Überlagerte Beschleunigungen am Bus

Ein Lösungsansatz des Problems ist es, neben einem 3-Achsen-Beschleunigungssensor ein 3-Achsen-Gyroskop, sowie ein 3-Achsen-Magnetfeldsensor zu verwenden, um die Lage des Beschleunigungssensors zu detektieren und die überlagerte Erdbeschleunigung herauszurechnen.

Das Geschwindigkeitsprofil wird aus den integrierten Beschleunigungswerten in Fahrzeiglängsrichtung gewonnen. Da jede Messung mit einem Fehler behaftet ist, werden diese bei der Integration über die Zeit aufsummiert, sodass sich ein erheblicher Drift ergibt. Eine Möglichkeit dem entgegenzuwirken ist es, die Daten mit Stützpunkten zu versehen. Diese können von einem GPS-Empfänger kommen und in Echtzeit verrechnet werden, wie in Abschnitt 3.4 kurz vorgestellt oder aus Stillstandszeiten ermittelt werden. Letzteres ist ungenauer aber mit weniger Aufwand verbunden. Der Bus kommt im Stadtbetrieb regelmäßig an Haltestellen und Ampeln zum Stehen. Die Differenz zwischen der, durch Integration ermittelten Geschwindigkeit und  $0 \text{ km h}^{-1}$  in diesen Punkten kann berechnet und zwischen diesen Punkten interpoliert werden, sodass der Driftfehler minimiert wird. Ein Beispiel dafür ist in Abbildung 3.3 gegeben.

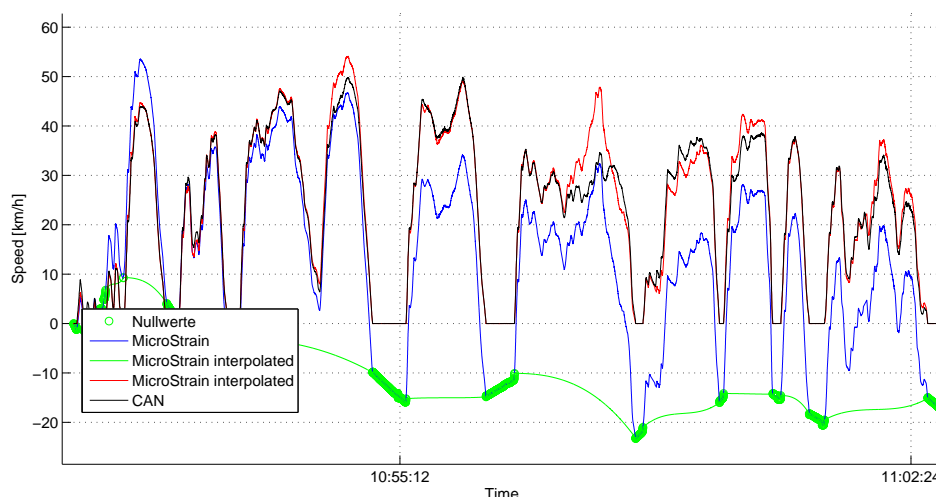


Abbildung 3.3: Driftminimierung mithilfe von Punkten in denen der Bus steht

### 3.4. Erfassung mit GPS-gestütztem Beschleunigungssensor

Um dem in Abschnitt 3.3 angesprochenen Problem der Drift der Beschleunigungswerte zu begegnen, gibt es Lösungsansätze die ermittelten Beschleunigungswerte mit Stützpunkten zu versehen, die durch GPS-Empfänger aufgezeichnet werden. Die Daten werden mithilfe eines Kalman-Filters verrechnet und somit die Vorteile des Beschleunigungsmesssystems und der GPS-Empfänger kombiniert.

In der Praxis hat sich gezeigt, dass diese Lösung den Geschwindigkeitsverlauf qualitativ sehr gut nachbildet, Spitzenwerte allerdings nicht oder nur langsam erreicht werden. Außerdem hat die Qualität des empfangenen GPS-Signals einen großen Einfluss auf die Qualität der Ausgangsdaten. Für den vorliegenden Anwendungsbereich rentiert sich diese Lösung allerdings nicht, aufgrund des hohen Anschaffungspreises und des geringen Mehrwerts im Vergleich zu einer reinen GNSS Erfassung bei guter Positionierung der Antenne.

### 3.5. Erfassung unter Einbeziehung diverser Satellitenavigationssysteme

Eine neue Entwicklung ist die Verwendung von mehreren Satellitenavigationssystemen zur Bestimmung von Position und Geschwindigkeit. Das verwendete System verrechnet GPS und GLONASS-Daten in Echtzeit und ermittelt daraus Navigationsdaten. Der Vorteil des Systems ist die Verfügbarkeit einer größeren Anzahl von Satelliten als bei herkömmlichen Empfängern, sodass eine höhere Empfangsqualität möglich ist. Bei dem verwendeten Gerät wird die derzeit maximale Aktualisierungsrate von 5 Hz genutzt. Das Ergebnis im Vergleich zu den CAN-Bus-Geschwindigkeitsdaten ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Die Externe Antenne war dabei auf dem Dach des Fahrzeugs angebracht, sodass Abschattungen nur durch umliegende Gebäude oder Bäume und nicht vom Fahrzeug selbst vorhanden waren.

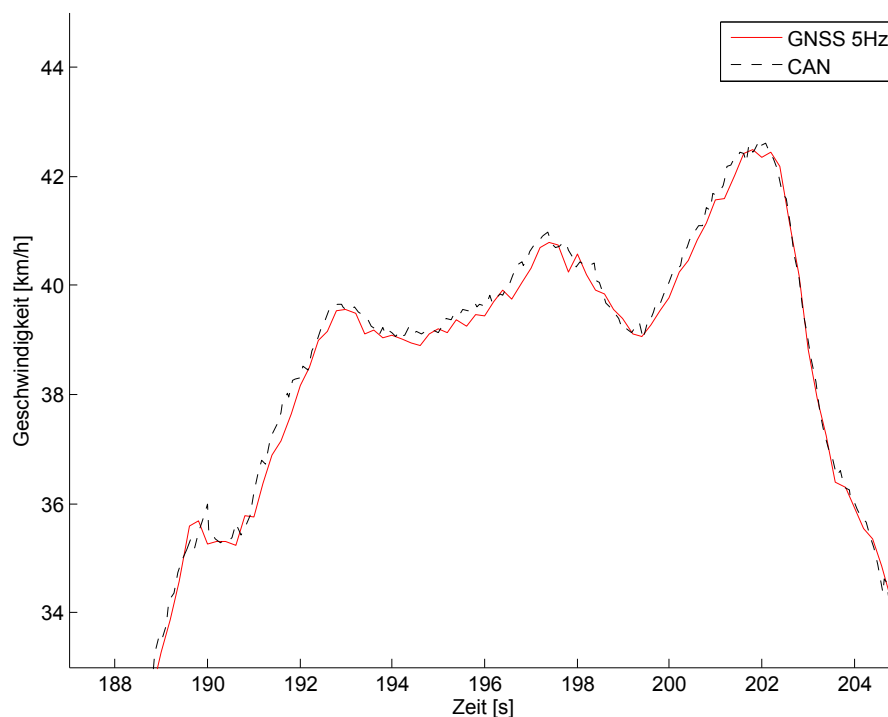


Abbildung 3.4: Vergleich am Rad gemessener Geschwindigkeiten mit GNSS-Geschwindigkeiten

### 3.6. Nachbearbeitung

Da die Messdaten immer mit Fehlern behaftet sind, ist eine Nachbearbeitung bei den verwendeten Messmethoden nahezu unerlässlich. Geschwindigkeitsausreißer müssen minimiert werden, da diese zu großen Beschleunigungswerten führen, die für einen 12t-Bus mit normaler Motorisierung physikalisch nicht zu erreichen sind und in der Berechnung zu überhöhten Drehmomenten und somit zu einem erhöhten Energieverbrauch führen.

Eine Möglichkeit der Minimierung ist die Interpolation. Dafür stehen verschiedene, mit unterschiedlichen Polynomen arbeitenden Verfahren zur Verfügung. Die erfahrungsgemäß besten Ergebnisse liefert die Interpolation mittels „pchip“. Dabei werden abschnittsweise kubische Polynome erzeugt, die als Randbedingungen gleiche Steigungen an Abschnittsendpunkten haben und die lokale Extrempunkte erhalten.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin keine Interpolation zu Verwenden, sondern über benachbarte Werte zu mitteln.

Für diese Arbeit wird ein Regelkreis aufgestellt, in dem eine Grenze für die maximale Beschleunigung gesetzt wird. Abgesehen von einer leichten Phasenverschiebung, die für eine nachträgliche offline Betrachtung ohne Bedeutung ist, liefert diese Methode einen sehr ähnlichen Geschwindigkeitsverlauf. Das Flussdiagramm des Regelkreises ist in Anhang A.5 dargestellt.

Da aufgrund der Drift der Sensoren auch im Stillstand des Fahrzeugs noch Geschwindigkeitswerte aufgezeichnet werden, wird außerdem ein Clipping für kleine Geschwindigkeiten unter einem bestimmten Wert eingesetzt.



## 4. Simulationsmodell

Zur Verfügung steht ein Simulationsmodell, geschrieben in Matlab/Simulink. Dieses wird komplett durchgearbeitet und an die Anforderungen dieser Bachelorarbeit angepasst.

Es besteht aus einem mechanischen Teil und einem elektrischen Teil. Als Eingangsparameter für das mechanische Modell dient ein Fahrzyklus, der aus einem wertdiskreten  $v(t)$  und dem zugehörigen, zeitdiskreten,  $t$ -Vektor besteht. Desweiteren werden Fahrzeug- und Umwelteigenschaften wie Masse oder Luftdichte als Parameter, siehe Tabelle 4.1, übergeben. Ausgangswerte sind die mechanische Energie, sowie die Drehzahl und das Drehmoment in Korrelation mit der Zeit.

Im elektrischen Modell wird in Abhängigkeit des Leistungsbedarfs des Motors der Energiebedarf an der Batterie berechnet. Dazu werden die Effizienzkennlinien von Motor, Leistungselektronik und die SoC-Kurve der Batterie berücksichtigt.

### 4.1. mechanisches Simulationsmodell

#### 4.1.1. Fahrwiderstände

Mithilfe der Fahrwiderstände lässt sich die Kraft berechnen, die der Motor aufbringen muss, um ein Fahrprofil mit einem bestimmten Fahrzeug zu bewältigen. Von den in [10] ausführlich beschriebenen Fahrwiderständen werden die, die einen sehr geringen Anteil am gesamten Fahrwiderstand haben, vernachlässigt. Im mechanischen Modell wird somit die gängige Unterteilung in vier wesentliche Bestandteile vorgenommen.

##### Luftwiderstand

$$F_{\text{Luft}} = \frac{1}{2} A c_w \rho_{\text{Luft}} v^2 \quad (38)$$

$\rho_{\text{Luft}}$  Luftdichte bei 20 °C

$c_w$  Luftwiderstandsbeiwert

$A_{\text{Bus}}$  Anströmfläche der Busfront

##### Rollreibungswiderstand

$$F_{\text{roll}} = m_{\text{Fzg}} g c_R \quad (39)$$

$m_{\text{Fzg}}$  Masse des Fahrzeugs

$g$  Erdbeschleunigung

$c_R$  Rollwiderstandsbeiwert

##### Hangabtrieb

$$F_{\text{hang}} = m_{\text{Fzg}} g \sin \alpha \quad (40)$$

$m_{\text{Fzg}}$  Masse des Fahrzeugs

$g$  Erdbeschleunigung

$\alpha$  Steigungswinkel

**Massenträgheit**

$$F_{\text{masse}} = (m_{\text{Fzg}} + m_{\text{rot}}) a \quad (41)$$

$m_{\text{Fzg}}$  Masse des Fahrzeugs

$m_{\text{rot}}$  translatorisches äquivalent zur rotierenden Masse des Antriebsstrangs

$a$  Fahrzeugbeschleunigung in Richtung Fahrzeuglängsachse

**Parameter**

Die für die Simulation verwendeten Variablen sind in der nachfolgenden Tabelle 4.1 zusammengestellt.

Variable	Wert	Einheit	Beschreibung
$\rho_{\text{Luft}}$	1.2041	$\text{kg m}^{-3}$	Luftdichte bei 20 °C
$c_w$	0.6	1	Luftwiderstandsbeiwert
$A_{\text{Bus}}$	8.28	$\text{m}^2$	Anströmfläche der Busfront
$m_{\text{Fzg}}$	18000	kg	Masse des Fahrzeugs
$g$	9.81	$\text{m s}^{-2}$	Erdbeschleunigung
$\alpha$	0	°	Steigungswinkel
$m_{\text{rot}}$	0	kg	translat. äquivalent zur rot. Masse des Antriebsstrangs
$a$	variabel	$\text{m/s}^2$	Fahrzeugbeschleunigung in Richtung Fahrzeuglängsachse
$c_R$	0.008	1	Rollwiderstandsbeiwert
$r_{\text{dyn}}$	0.465	1	Rollwiderstandsbeiwert

Tabelle 4.1: Eingangsparameter für die mechanische Simulation des 12t-Busses

**4.1.2. Aufbau Simulationsmodell**

Die Fahrwiderstände werden im mechanischen Modell zu einem Gesamtwiderstand  $F_{\text{ges}}$  zusammengefasst

$$F_{\text{ges}} = F_{\text{Luft}} + F_{\text{roll}} + F_{\text{hang}} + F_{\text{masse}} \quad (42)$$

und anschließend mit dem dynamischen Reifenradius multipliziert. Somit erhält man das Drehmoment am Abtrieb.

$$M_{\text{ab}} = F_{\text{ges}} \cdot r_{\text{dyn}} \quad (43)$$

Die Drehzahl am Motor  $n_{\text{an}}$  erhält man durch Multiplikation der Übersetzung  $i_{\text{Getriebe}}$  mit der Drehzahl am Abtrieb.

$$n_{\text{ab}} = \frac{v(t)}{2\pi r_{\text{dyn}}} \quad (44)$$

$$n_{\text{an}} = n_{\text{ab}} \cdot i_{\text{Getriebe}} \quad (45)$$

Bei der Umrechnung des Drehmoments auf die Antriebsseite, muss außerdem der Wirkungsgrad berücksichtigt werden

$$M_{\text{an}} = \frac{M_{\text{ab}}}{\eta_{\text{Getriebe}} \cdot i_{\text{Getriebe}}} \quad (46)$$

Gänge sind für den Elektrobus nicht vorgesehen, sodass weitere Übersetzungen entfallen.

Für weitere Betrachtungen sind die mechanische Leistung und Energie von Interesse, sodass auch diese berechnet und ausgegeben werden

$$P_{\text{mech}} = 2\pi n_{\text{an}} M_{\text{an}} \quad (47)$$

$$E_{\text{mech}} = \int P_{\text{mech}} dt \quad (48)$$

Eine Übersicht des Gesamtmodells ist im Anhang in Abbildung A.7 dargestellt.

### 4.1.3. Drehzahl-, Drehmomentkennlinie

Aus dem mechanischen Modell lässt sich eine Häufigkeitsverteilung der M-n-Betriebspunkte ableiten. Bild 4.1 gibt eine beispielhafte Verteilung für einen Fahrzyklus der Berliner Buslinie 100 aus. Diese gibt Auskunft darüber in welchem Bereich das Effizienzmaximum des Motors für diesen Fahrzyklus liegen sollte.

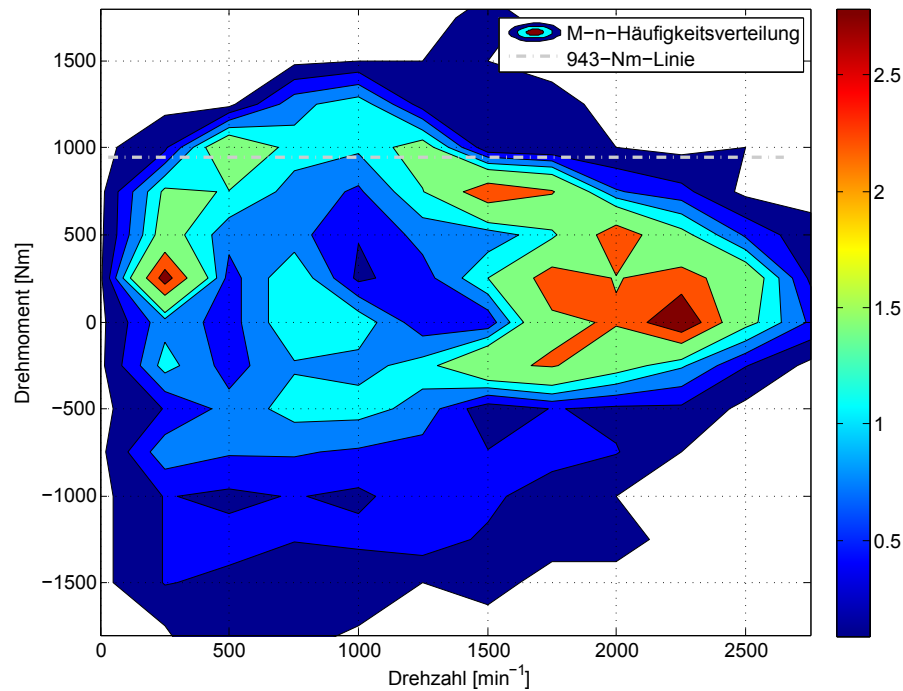


Abbildung 4.1: Drehzahl- Drehmomentverteilung der Buslinie 100

## 4.2. elektrisches Simulationsmodell

### 4.2.1. Batteriemodell

Die Batterie wird als nicht ideal angenommen, sodass eine Spannung über ihr abfällt. Aus dem inneren Zellwiderstand  $R_{\text{Zelle},i}$ , der Anzahl in Reihe und Parallel geschalteter Zellen und dem fließenden Strom ergibt sich der Spannungsabfall über der gesamten Batterie zu

$$u_{\text{Batt},i}(t) = i(t) \cdot R_{\text{Zelle},i} \cdot \frac{n_{\text{Zellen, serie}}}{n_{\text{Zellen, parallel}}} \quad (49)$$

Die Verlustleistung in der Batterie enthält in dieser Simulation nur den Innenwiderstand der Zellen und beträgt

$$P_{v,Batt} = i(t) \cdot u_{Batt,i}(t) \quad (50)$$

Eine einzelne Zelle wird mit dem Strom

$$i_{Zelle}(t) = i(t) \cdot \frac{1}{n_{Zellen, parallel}} \quad (51)$$

belastet. Die State of Charge (SoC) Kurve stellt den Zusammenhang des verbleibenden Energieinhalts in der Batterie und der Ruhespannung zwischen den Polen der Batterie dar. Die Grenzen der Entlade-, sowie der Ladekapazität werden dabei vom Hersteller festgelegt [4]. Im Batteriemodell wird durch zeitliche Integration des Zellstroms die aus der Batterie entnommene Ladungsmenge berechnet und von der Gesamtkapazität  $Q_{Batt,max}$  abgezogen. Daraus ergeben sich die noch zur Verfügung stehende Ladung  $Q_{SoC}$ , sowie über die SoC Kurve die zum Zeitpunkt  $t$  verfügbare Spannung  $u_{Batt}$ .

$$Q_{SoC} = Q_{Batt,max} - \int i_{Zelle}(t) dt \quad (52)$$

$$u_{Batt} = SoC(Q_{SoC}(t)) \quad (53)$$

Die Gesamtleistung  $P_{Batt}$ , die von der Batterie zur Verfügung gestellt werden muss, beträgt

$$P_{Batt} = u_{Batt} \cdot i(t) \quad (54)$$

Daraus lässt sich schließlich der Wirkungsgrad bestimmen

$$\eta_{Batt} = P_{Batt}(1 - P_{v,Batt}) \quad (55)$$

#### 4.2.2. Maschinenmodell

Die Effizienzkurve des in Abschnitt 2 entworfenen Motors wird ebenfalls als Lookup Table in das elektrische Modell eingefügt. Im Vergleich zu Abbildung 2.13 zeigt 4.2 die Äquieffizienzlinien bis zur Stromgrenze des Motors bei 530 A. Der Betrieb an dieser Grenze ist nicht für einen Dauerbetrieb geeignet.

#### 4.2.3. Umrichtermodell

Das Umrichtermodell besteht aus einer Effizienzmap, die Effizienzwerte für diverse Drehmoment-Drehzahl-Kombinationen enthält. Diese Effizienzmap wird als Lookup Table in das elektrische Simulationsmodell eingefügt.

#### 4.2.4. Aufbau Simulationsmodell

Das elektrische Simulationsmodell besteht vorwiegend aus Lookup Tabellen. Jeweils eine Lookup Table für die Motor- und Umrichtereffizienzkennlinien, sowie eine für das Batteriemodell wird von den Drehzahlen und Drehmomenten aus dem mechanischen Modell gespiesen. Alle drei Blöcke haben als Ausgangsgröße eine Effizienz.

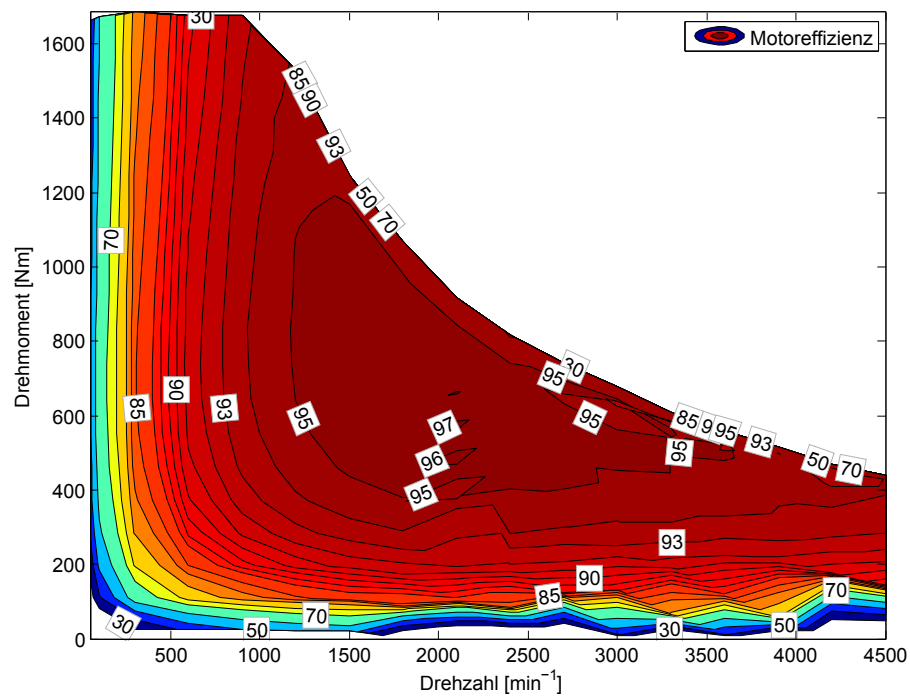


Abbildung 4.2: Äquieffizienzlinien des Motors in Abhängigkeit der Drehzahl und des Drehmoments bis zu einem Maximalstrom von 530 A

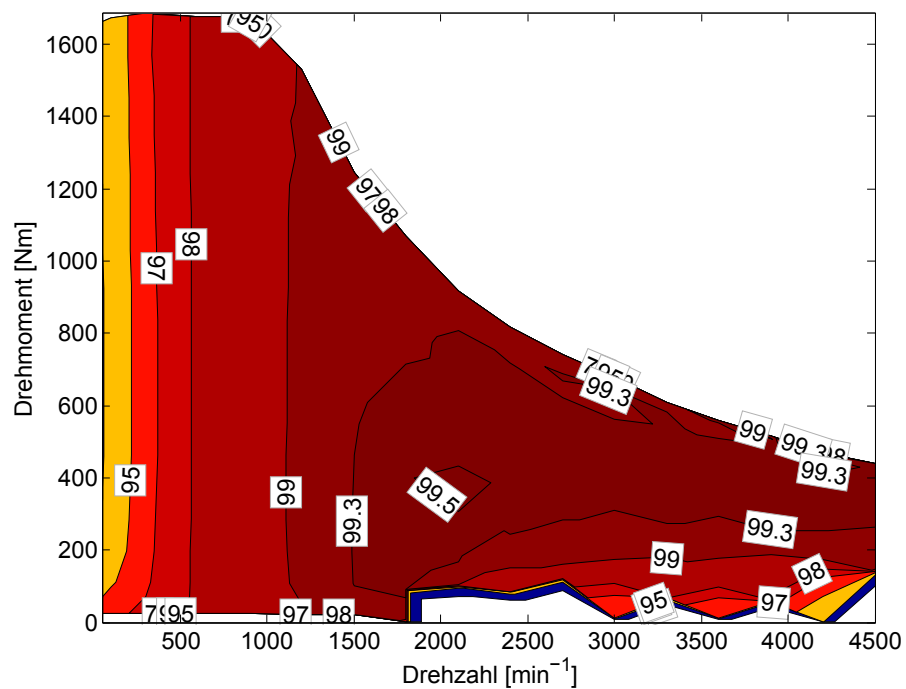


Abbildung 4.3: Äquieffizienzlinien des Umrichters in Abhängigkeit der Drehzahl und des Drehmoments

Die mechanische Leistung geteilt durch diese Effizienzen ergeben die von der Batterie zur Verfügung zu stellende Gesamtleistung. Wird diese Leistung über die Zeit

aufintegriert erhält man die aus der Batterie benötigte Energie

$$P_{\text{Batt}} = \frac{P_{\text{mech}}}{\eta_{\text{Motor}} \cdot \eta_{\text{LE}} \cdot \eta_{\text{Batt}}} \quad (56)$$

$$E_{\text{Batt}} = \int P_{\text{Batt}} dt. \quad (57)$$

Eine Übersicht des Gesamtmodells ist im Anhang in Abbildung A.6 dargestellt.

## 5. Ergebnisse

Das Ziel der Arbeit war es, einen Motor für einen elektrisch betriebenen Bus des ÖPNV zu entwerfen und diesen in einer Fahrzeugsimulation zu testen.

Beim Entwurf der Maschine wurden die Außenmaße der vorhandenen Asynchronmaschine eingehalten. Der Wellendurchmesser ist in der Simulation etwas kleiner, kann aber bei Verwendung einer Welle aus geeignetem magnetisierbaren Metall vergrößert werden, sodass auch dieses Maß eingehalten wird. Die Simulationen in Speed und Maxwell haben dazu beigetragen den ersten Grobentwurf zu verbessern, sodass das Drehmoment im Arbeitspunkt bei 420 V, 253 A und einer Drehzahl von  $1500 \text{ min}^{-1}$  annähernd erreicht wird. Hier ist noch Optimierungspotenzial vorhanden um den Punkt endgültig zu erreichen.

Die Bewertung verschiedener mobiler Aufnahmeverfahren für Fahrzyklen wurde ausschließlich qualitativ durchgeführt. Nach Auffassung des Autors ist ein Satellitennavigationssystem unter Einbezug mehrerer GNSS die praktikabelste Lösung. Dabei spielt die zeitliche Auflösung eine gewisse Rolle für die Qualität der Ableitung im Simulationsmodell. Das Ausschlaggebende Kriterium für eine Minimierung des Drifts und der Geschwindigkeitspeaks ist jedoch die Stärke der Abschattung der Antenne vorwiegend durch Fahrzeugteile aber auch durch Häuserschluchten. Daher ist eine extern anzubringende Antenne einer Kompaktlösung vorzuziehen.

Ein Vergleich der Effizienzverteilung des Motors in Abbildung 2.13 mit der Häufigkeitsverteilung des Fahrzyklusses der Buslinie 100 in Abbildung 4.1 zeigt, dass das Optimum der Effizienzkennlinie auf Höhe der größten Häufigkeit der Fahrzyklusdatenpunkte liegt. Dass heißt eine elektrisch erregt Synchronmaschine könnte durchaus für die Anwendung in einem Elektrobuss in Betracht gezogen werden.

## 6. Ausblick

Die entworfene Maschine kann weiter optimiert werden. Das geforderte Drehmoment von 986 N m kann noch erreicht werden, indem zum Beispiel die Statorzähne etwas verbreitert werden, da der Nutfüllfaktor noch etwas Luft lässt. Außerdem kann die Verschaltung der Wicklung, bzw die Anzahl der Spulen variiert werden, weil die induzierte Spannung in einem Strang noch deutlich unter dem vorgegebenen Wert für die Strangspannung im Betriebspunkt bei  $1500 \text{ min}^{-1}$  und 986 N m liegt. Desweiteren weist das Drehmoment noch ein verhältnismäßig großen Rippel, mit der Frequenz der Nutung auf. Hier kann mithilfe von Nutverschlusskeilen und der Optimierung der Zahnkopfgeometrie ein ruhigerer Lauf erzielt werden.

Um eine bessere Kühlung zu erreichen sind Kühlkanäle denkbar. Des Weiteren ließe sich eine Effizienzkurve aus FEM-berechneten Ergebnisse erstellen, anstelle einer analytisch berechneten, durch X-Faktoren angepassten, Effizienzkurve. Diese Berechnung wird viel Rechenzeit in Anspruch nehmen. Die Anpassung der Parameter, um ein Betriebspunktraster abzufahren lässt sich automatisieren und ist nach Abgabe der Arbeit noch geplant.



## A. Anhang

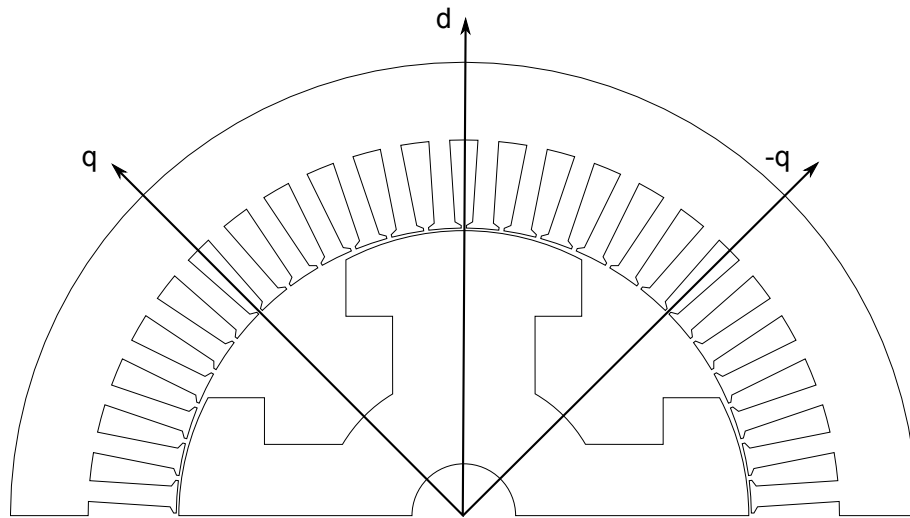


Abbildung A.1: d- und q-Achsen des Motors; wiederholen sich Periodisch entlang des Umfangs

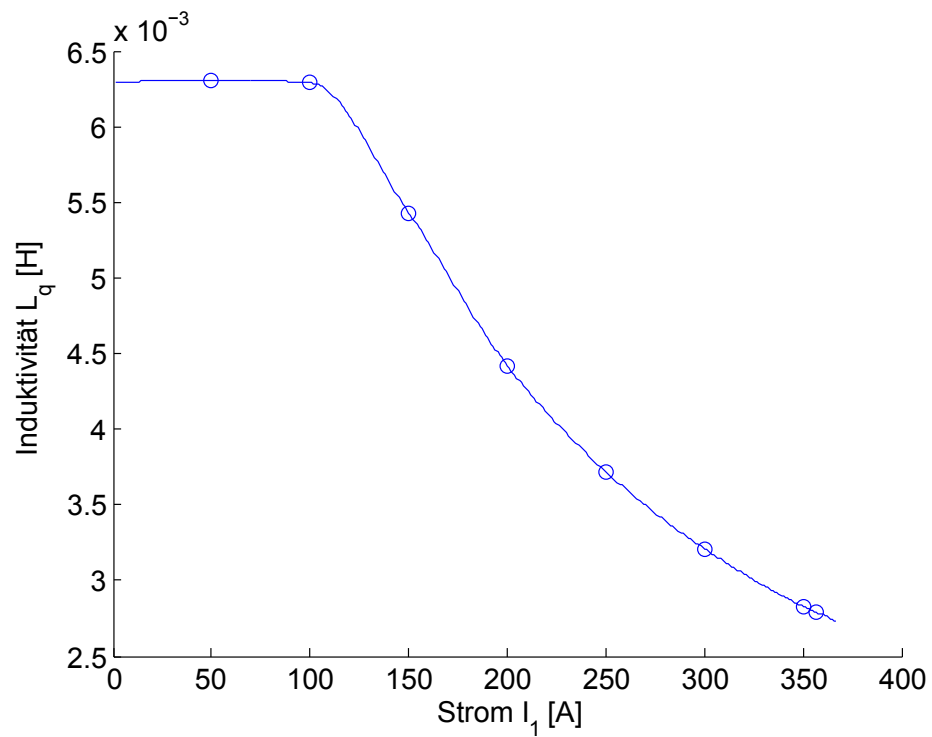


Abbildung A.2: Induktivität  $L_d$  bei  $1500 \text{ min}^{-1}$  in Abhängigkeit vom Strom

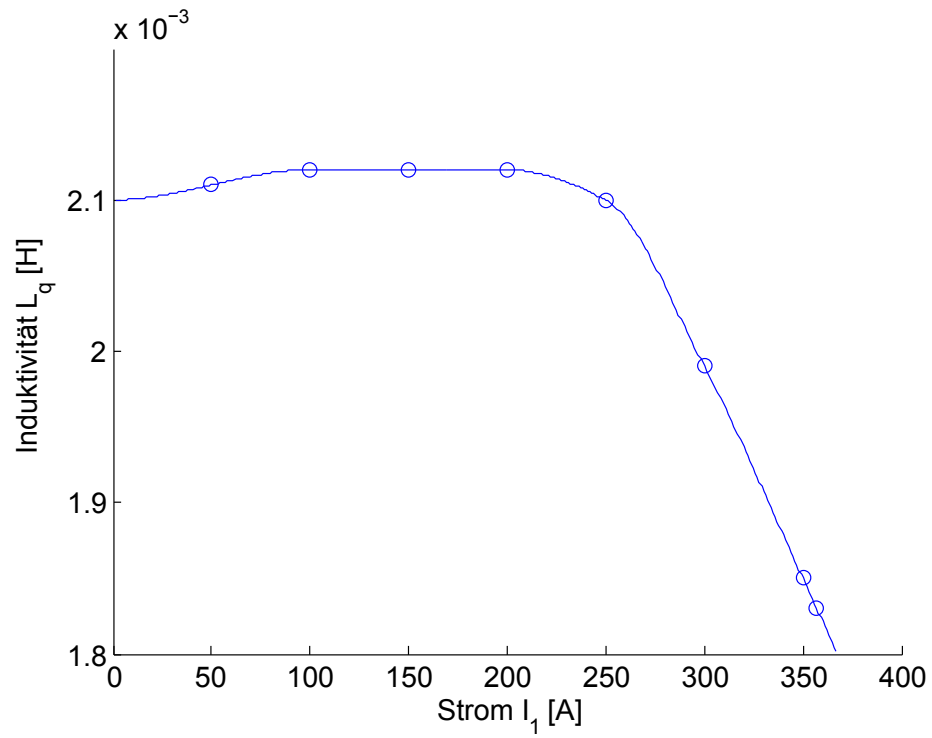


Abbildung A.3: Induktivität  $L_q$  bei  $1500 \text{ min}^{-1}$  in Abhängigkeit vom Strom

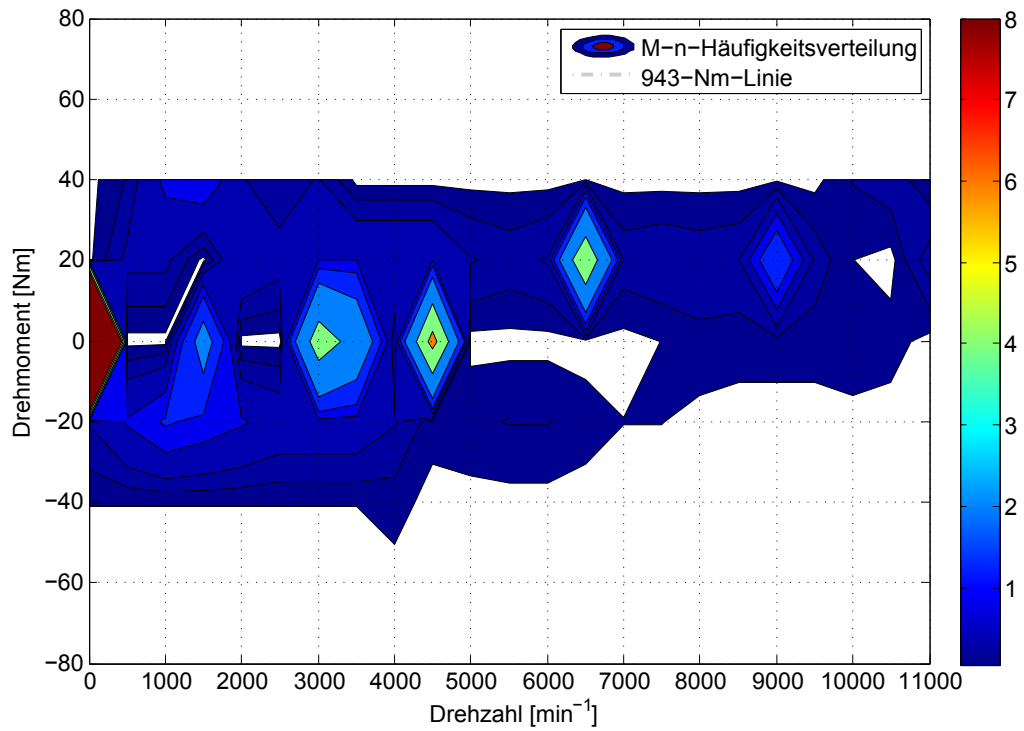


Abbildung A.4: Drehzahl-Drehmoment-Häufigkeitsverteilung des NEFZ zur Validierung des Simulinkmodells mit [12]

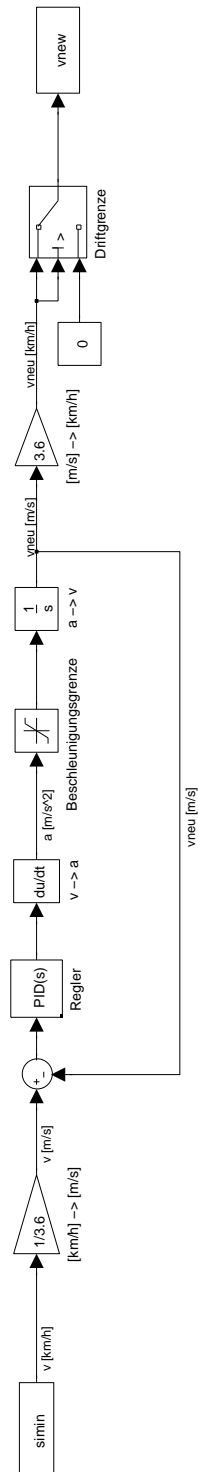


Abbildung A.5: Simulink Signalfussdiagramm: Nachbearbeitung des getrackten Fahrzyklus

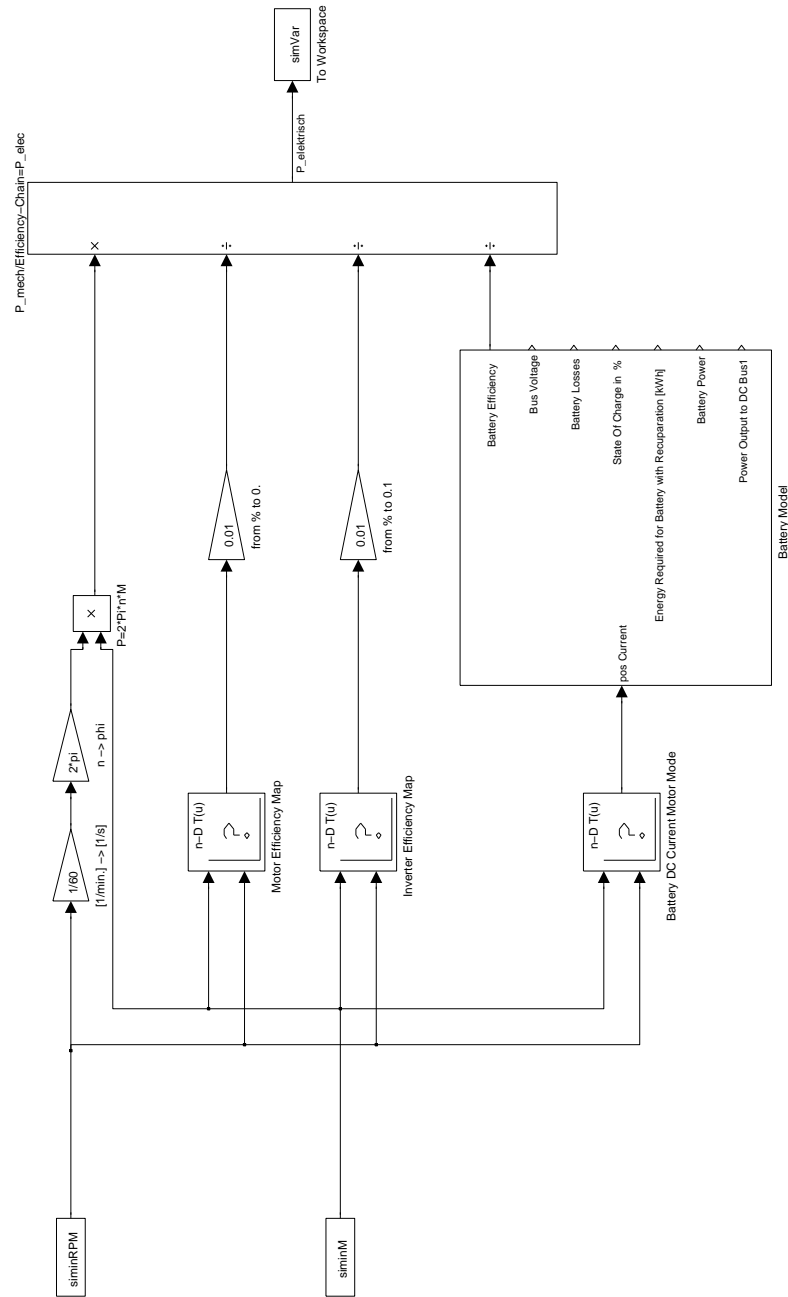


Abbildung A.6: Simulink      Signalflussdiagramm:      Übersicht      elektrisches  
Simulationmodell

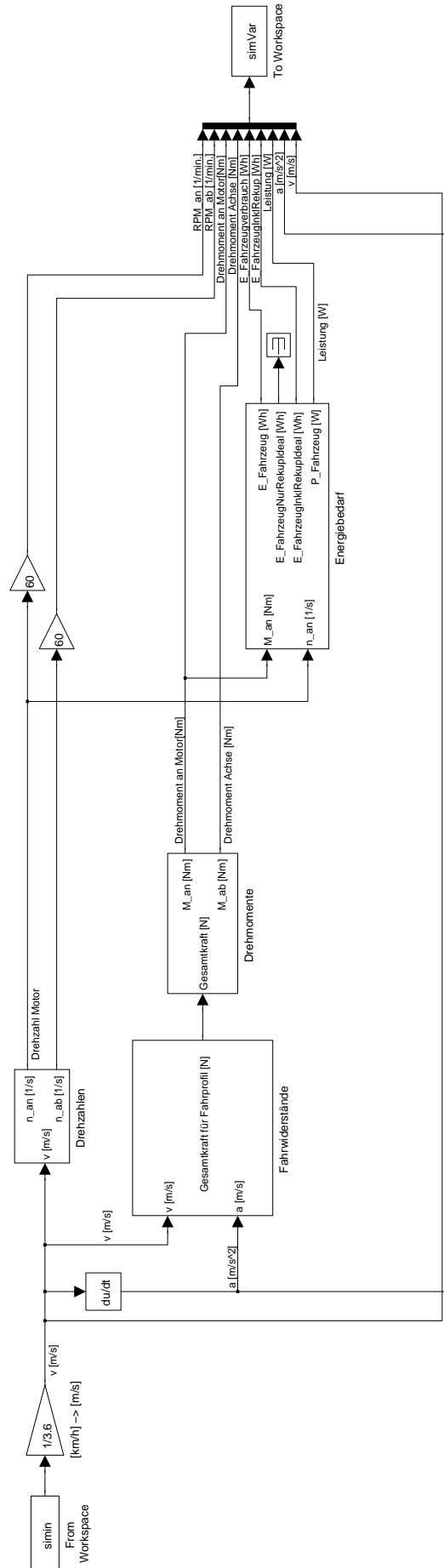


Abbildung A.7: Simulink Signalflussdiagramm: Übersicht mechanisches Simulationsmodell

## Tabellenverzeichnis

2.1. Zieldaten der auszulegenden Synchronmaschine . . . . .	4
2.2. Anzahl der pulsweitenmodulierten Werte pro elektrischer Periode für verschiedene Polpaarzahlen . . . . .	4
2.3. Lochzahl $q$ in Abhängigkeit von $N$ und $p$ unter Annahme einer Zwei- schichtwicklung . . . . .	5
2.4. Richtwerte für Flussdichten von Synchronmaschinen mit Schenkelpol- läufern[11] . . . . .	6
2.5. Wicklungsfaktoren für Sehnungen $\frac{y}{\tau_p} = \left[\frac{1}{1}, \frac{11}{12}, \frac{5}{6}\right]$ . . . . .	7
2.6. Oberwellenstreuung für Sehnungen $\frac{y}{\tau_p} = \left[\frac{1}{1}, \frac{11}{12}, \frac{5}{6}\right]$ . . . . .	8
2.7. Darstellung einer halben Urwicklung . . . . .	8
2.8. Kenndaten eines beispielhaft verwendeten IGBT-Moduls für den Um- richter [6],[8] . . . . .	12
2.9. Stator Eigeninduktivitäten ermittelt nach unterschiedlichen Methoden	16
2.10. Vergleich ausgewählter Arbeitspunkte berechnet mit Speed/Maxwell .	20
3.1. Eingangsparameter für die mechanische Simulation des Referenzfahr- zeugs . . . . .	21
4.1. Eingangsparameter für die mechanische Simulation des 12t-Busses . .	27

## Abbildungsverzeichnis

2.1.	Iterationsprozess beim Entwurf einer elektrischen Maschine[9]	3
2.2.	Görgesdiagramme für Sehnungen $\frac{y}{\tau_p} = [\frac{1}{1}, \frac{11}{12}, \frac{5}{6}]$	7
2.3.	Visualisierung des ersten Entwurfs in Speed	10
2.4.	Wicklungsentwurf einer Phase mit $\frac{11}{12}$ -Sehnung	11
2.5.	Variablenskizze Polschuhbreite und Polschuhkrümmung	13
2.6.	Oberwellengehalt der Lufspaltwelle im ungesättigten Zustand	14
2.7.	Für das Reluktanzmoment entscheidender Koeffizient $L_d - L_q$ im ungesättigten Zustand	15
2.8.	$\frac{1}{4}$ -Motorquerschnitt in Sättigung	17
2.9.	Drehmoment des Motors	17
2.10.	maximales Drehmoment in Abhängigkeit der Drehzahl	18
2.11.	Vorsteuerwinkel zum Erreichen des maximalen Drehmoments in Abhängigkeit der Drehzahl	19
2.12.	maximales Vollpolmoment berechnet mit Speed	19
2.13.	Äquieffizienzlinien des Motors in Abhängigkeit der Drehzahl und des Drehmoments bis zu einem Maximalstrom von 360 A	20
3.1.	Vergleich am Rad gemessener Geschwindigkeiten mit GPS-Geschwindigkeiten	22
3.2.	Überlagerte Beschleunigungen am Bus	23
3.3.	Driftminimierung mithilfe von Punkten in denen der Bus steht	24
3.4.	Vergleich am Rad gemessener Geschwindigkeiten mit GNSS-Geschwindigkeiten	25
4.1.	Drehzahl- Drehmomentverteilung der Buslinie 100	28
4.2.	Äquieffizienzlinien des Motors in Abhängigkeit der Drehzahl und des Drehmoments bis zu einem Maximalstrom von 530 A	30
4.3.	Äquieffizienzlinien des Umrichters in Abhängigkeit der Drehzahl und des Drehmoments	30
A.1.	d- und q-Achsen des Motors; wiederholen sich Periodisch entlang des Umfangs	a
A.2.	Induktivität $L_d$ bei $1500 \text{ min}^{-1}$ in Abhängigkeit vom Strom	a
A.3.	Induktivität $L_q$ bei $1500 \text{ min}^{-1}$ in Abhängigkeit vom Strom	b
A.4.	Drehzahl-Drehmoment-Häufigkeitsverteilung des NEFZ zur Validierung des Simulinkmodells mit [12]	b
A.5.	Simulink Signalflussdiagramm: Nachbearbeitung des getrackten Fahrzyklus	c
A.6.	Simulink Signalflussdiagramm: Übersicht elektrisches Simulationsmodell	d
A.7.	Simulink Signalflussdiagramm: Übersicht mechanisches Simulationsmodell	e

## Literatur

- [1] T J Barlow u. a. *A reference book of driving cycles for use in the measurement of road vehicle emissions*. Techn. Ber. Transport Research Laboratory.
- [2] Nicola Bianchi. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. Crc Pr Inc, 2005. 275 S. ISBN: 978-0-849-33399-6.
- [3] Andreas Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. 1. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2012. 1249 S. ISBN: 978-3-540-71849-9.
- [4] Peter Birke. *Neue elektrische Energiespeicher und Wandler*. Skript zur Vorlesung. Technische Universität Berlin, Fakultät IV, Fachgebiet Elektrische Antriebe, 2012.
- [5] George A. Hoffman. „Electric Bus Designs for Urban Transportation“. In: *Transportation Research* 6 (1 1972).
- [6] Infineon. *Industrial IGBT Modules - Explanation of Technical Information*.
- [7] Infineon. *Short Form Catalog 2014 - High Power Semiconductors for Industrial Applications*.
- [8] Infineon. *Technische Information: FF600R12IE4*.
- [9] Jan-Philipp v. Klitzing. *Entwurfsübungen Elektrische Maschinen*. Skript zur Vorlesung. Technische Universität Berlin, Fakultät IV, Fachgebiet Elektrische Antriebe, 2013.
- [10] Manfred Mitschke und Henning Wallentowitz. *Dynamik der Kraftfahrzeuge*. 4. Aufl. Springer, 2004. 806 S. ISBN: 978-3-540-42011-8.
- [11] Germar Müller, Karl Vogt und Bernd Ponick. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6. Aufl. Weinheim: Wiley-VCH, 2008. 686 S. ISBN: 978-3-527-66019-3.
- [12] H. Neudorfer, A. Binder und N. Wicker. „Analyse von unterschiedlichen Fahrzyklen für den Einsatz von Elektrofahrzeugen“. In: *e & i Elektrotechnik & Informationstechnik* 123 (7-8 2006).
- [13] Uwe Schäfer. *Elektrische Antriebstechnik I*. Skript zur Vorlesung. Technische Universität Berlin, Fakultät IV, Fachgebiet Elektrische Antriebe, 2012.
- [14] Uwe Schäfer. *Elektrische Antriebstechnik II*. Skript zur Vorlesung. Technische Universität Berlin, Fakultät IV, Fachgebiet Elektrische Antriebe, 2013.
- [15] Uwe Schäfer. *Elektrische Energiesysteme*. Skript zur Vorlesung. Technische Universität Berlin, Fakultät IV, Fachgebiet Elektrische Antriebe, 2009.
- [16] Uwe Schäfer. *Elektrische Maschinen*. Skript zur Vorlesung. Technische Universität Berlin, Fakultät IV, Fachgebiet Elektrische Antriebe, 2012.
- [17] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2009. 1336 S. ISBN: 978-3-540-89612-8.