
Robuste Drehwinkelmessung mechanisch kommutierter Gleichstrommaschinen anhand von Oszillationen elektrischer Messgrößen am Beispiel einer sattelintegrierten elektrischen Parkbremse



vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung des Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

Dissertation
von **Alexander Hoßfeld M. Sc.**

Erstgutachter: Prof. Dr.-Ing. Ulrich Konigorski
Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Stephan Rinderknecht

Darmstadt 2023

Hoßfeld, Alexander. Robuste Drehwinkelmessung mechanisch kommutierter Gleichstrommaschinen anhand von Oszillationen elektrischer Messgrößen am Beispiel einer sattelintegrierten elektrischen Parkbremse

Darmstadt, Technische Universität Darmstadt

Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Automatisierungstechnik und Mechatronik
Fachgebiet Regelungstechnik und Mechatronik

Tag der Einreichung: 19.09.2022

Tag der mündlichen Prüfung: 01.02.2023

Jahr der Veröffentlichung auf TUprints: 2023

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-237647

URL: <https://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/id/eprint/23764>



Dieses Werk ist lizenziert unter einer
Creative Commons Namensnennung 4.0 International Lizenz.
<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>

Kurzfassung

Sattelintegrierte elektrische Parkbremsen weisen üblicherweise lediglich Sensorik für elektrische, nicht aber für mechanische Messgrößen auf, obwohl insbesondere letztere zu einer funktionalen Verbesserung des Systems beitragen können. In diesem Zusammenhang bietet eine „sensorlose“ Drehwinkelmessung der antreibenden mechanisch kommutierten Gleichstrommaschine die Möglichkeit, anhand von Oszillationen der bereits vorhandenen elektrischen Messgrößen auf mechanische Zustandsgrößen zu schließen. Allgemein zu diesem Zweck existierende Signalverarbeitungsverfahren können jedoch weder eine grundsätzliche Fehlerfreiheit gewährleisten noch eine Aussage über die erreichbare Genauigkeit liefern. Durchgeführte messtechnische und simulative Signalanalysen stellen unter Berücksichtigung unterschiedlicher Versuchsparameter die hierbei auftretenden Schwierigkeiten dar und identifizieren Einflussfaktoren auf den Signalverlauf. Anhand charakteristischer Signalmerkmale wie der Drehzahlproportionalität der enthaltenen Frequenzen werden allgemeingültige Anforderungen an ein robustes Verfahren zur „sensorlosen“ Drehwinkelmessung sowie die entsprechende Funktionsweise abgeleitet und dieses unter Berücksichtigung der systemischen Rahmenbedingungen der elektrischen Parkbremse entwickelt. Die abschließende Validierung verdeutlicht die Genauigkeit des Verfahrens und durch dessen Anwendung in ausgewählten Systemfunktionen der elektrischen Parkbremse werden die sich bei Belagverschleißbestimmung, Spannkraft- und Lüftspieleinstellung ergebenden Vorteile dargestellt.

Caliper-integrated electric parking brakes are usually only equipped with sensors for measuring electrical but not mechanical quantities, although the latter can contribute in particular to a functional improvement of the system. In this context, “sensorless” measurement of the angle of rotation of the driving mechanically commutated DC motor offers the possibility of inferring mechanical state variables based on the oscillations of the already available electrical quantities. However, common existing signal processing methods for this purpose can neither guarantee to be error-free nor provide a statement about the achievable accuracy. The signal analyses carried out by measurements and simulations, taking into account different test parameters, illustrate the arising difficulties and identify factors influencing the signal characteristics. On the basis of distinctive signal features such as the speed proportionality of the frequencies contained, generally valid requirements for a robust procedure for “sensorless” angle measurement and the corresponding functionality are derived, which is developed taking into account the systemic framework conditions of the electric parking brake. The final validation illustrates the accuracy of the method and its application in selected system functions of the electric parking brake demonstrates the advantages resulting during pad wear estimation, clamping force and clearance control.

Inhaltsverzeichnis

Symbole und Abkürzungen	VII
1 Einleitung	1
2 Stand von Wissenschaft und Technik	4
2.1 Elektrische Parkbremse	4
2.1.1 Aufbau und Funktionsweise	4
2.1.2 Steuerungs-, Regelungs- und Überwachungsmethoden	6
2.2 Mechanisch kommutierte Gleichstrommaschine	8
2.2.1 Aufbau und Funktionsweise	9
2.2.2 Oszillationen der elektrischen Größen	11
2.3 „Sensorlose“ Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung	16
2.3.1 Elektrische Maschinen mit selbstgeführter mechanischer Kommutierung	16
2.3.2 Elektrische Maschinen mit selbstgeführter elektronischer oder fremdgeführter Kommutierung	23
2.3.3 Verfahren ohne Bezug zu elektrischen Maschinen	23
2.4 Defizite bestehender Systeme und Verfahren	24
3 Untersuchung der Oszillationen elektrischer Messgrößen	27
3.1 Versuchsobjekte	27
3.2 Messtechnische Untersuchung	28
3.2.1 Motor ohne Last	28
3.2.2 Gesamtsystem mit Spannkrafteinfluss	35
3.3 Simulative Untersuchung	39
3.3.1 Modellbildung der Gleichstrommaschine	40
3.3.2 Verifikation und Validierung	53
3.3.3 Parametervariationen und Einflüsse auf den Motorstromverlauf	57
4 Entwicklung einer robusten „sensorlosen“ Drehwinkelmessung	63
4.1 Ableitung der Anforderungen und Funktionsweise	63
4.2 Entwicklung der Teilfunktionen	67
4.2.1 Approximative Bestimmung der momentanen Drehzahl	68
4.2.2 Bandpassfilterung	79
4.2.3 Detektion und Zählung der Winkelinkremente	87
4.3 Verifikation und Validierung	87
4.3.1 Versuchsaufbau und -parameter	88
4.3.2 Analyse der Berechnungsergebnisse	88

5	Anwendung in Systemfunktionen einer elektrischen Parkbremse	94
5.1	Belagverschleißbestimmung	94
5.2	Spannkrafteinstellung	99
5.3	Lüftspieleinstellung	101
6	Zusammenfassung und Ausblick	104
Anhang		108
A.1	Motorstromwelligkeit durch Innenwiderstandsänderung	108
A.2	Versuchsaufbauten	110
A.3	Testsequenzen zum Funktionsnachweis	112
	Literaturverzeichnis	113
	Eigene Veröffentlichungen	124

Symbole und Abkürzungen

Formelzeichen

a	Proportionalitätsfaktor der Kontaktspannungskennlinie	Ωm^2
b_B	Bürstenbreite	m
b_I	Isolationsschichtbreite	m
c	allgemeine Amplitude	1
d	Durchmesser	m
d_D	Durchlassdämpfung	dB
d_K	Kommutatordurchmesser	m
d_M	rotatorischer Dämpfungskoeffizient des Motors	Nm s/rad
d_S	Sperrdämpfung	dB
e	Fehler	rad
e_d	dynamische Exzentrizität	m
f	Frequenz	Hz
f_D	Durchlassfrequenz	Hz
f_G	Grenzfrequenz	Hz
f_M	Drehfrequenz des Motors	Hz
f_S	Sperrfrequenz	Hz
i	Strom	A
i_A	Abschaltstrom	A
i_G	Getriebeübersetzung	1
i_K	Kontaktstrom zwischen Bürste und Kommutator	A
i_M	Motorstrom (Berechnung, Messung an Anschlussleitung)	A
i'_M	Motorstrom (Messung am Steuergerät/Vierquadrantensteller)	A
i_S	Ankerspulenstrom	A
i_Z	Ankerzweigstrom	A
k	Maschinenkonstante, Kompressionsfaktor	1
l	Länge	m
l_S	Leiterlänge einer Ankerspule	m
n	Index, natürliche Zahl	1
n_B	Bürstenindex	1
n_L	Kommutatorlamellenindex	1
n_M	Drehzahl des Motors	1/min
n_N	Nulldurchgangszähler	1
n_S	Ankerspulenindex	1
n_W	Windungsindex	1
p	Prozentsatz	%
s	Bildvariable der LAPLACE-Transformation	1/s

s_D	Druckmutterweg	m
t	Zeit, Dicke	s, m
u	Spannung, positive reelle Zahl	V, 1
u_i	induzierte Spannung	V
$u_{i,M}$	induzierte Spannung des Motors	V
$u_{i,S}$	induzierte Spannung einer Ankerspule	V
$u_{i,Z}$	induzierte Spannung eines Ankerzweigs	V
u_K	Kontaktspannung zwischen Bürste und Kommutator	V
u_M	Motorspannung (Berechnung, Messung an Anschlussklemmen)	V
u'_M	Motorspannung (Messung am Steuergerät/Vierquadrantensteller)	V
u_V	Versorgungsspannung	V
v	positive reelle Zahl	1
w	Verschleiß, positive reelle Zahl	m, 1
x	Entwurfparameter, allgemeines reelles Signal	1
y	Entwurfparameter	1
z	Entwurfparameter, Bildvariable der z -Transformation	1
A	Fläche	m ²
A_K	Kontaktfläche zwischen Bürste und Kommutator	m ²
B	magnetische Flussdichte	T
F_S	Spannkraft	N
G_K	Kontaktleitwert zwischen Bürste und Kommutator	S
G_Z	Übertragungsfunktion eines Ankerzweigs	A/V
G'_Z	Übertragungsfunktion eines Ankerzweigs inkl. Kontaktwiderstand	A/V
H	Filterübertragungsfunktion	1
I_M	Spektrum des Motorstroms (Berechnung, Messung an Anschlussleitung)	A
I'_M	Spektrum des Motorstroms (Messung am Steuergerät/Vierquadrantensteller)	A
J_K	Kontaktstromdichte zwischen Bürste und Kommutator	A/m ²
J_M	Massenträgheitsmoment des Motors	kg m ²
L	Induktivität	H
L_M	Selbstinduktivität des Motors	H
L_S	Selbstinduktivität einer Ankerspule	H
M_L	Lastmoment	Nm
M_M	inneres Motormoment	Nm
N	Anzahl, Filterordnung	1
N_K	Anzahl der Kommutierungen pro Umdrehung	1
N_L	Anzahl der Kommutatorlamellen	1
N_S	Anzahl der Ankerspulen	1
N_W	Anzahl der Windungen	1
P_e	elektrische Leistung	W
P_m	mechanische Leistung	W
$P_{m,M}$	mechanische Leistung des Motors	W
$P_{m,S}$	mechanische Leistung einer Ankerspule	W
R	Widerstand	Ω

R_K	Kontaktwiderstand zwischen Bürste und Kommutator	Ω
R_M	Innenwiderstand des Motors	Ω
R_S	Leitungswiderstand einer Ankerspule	Ω
R_V	Vorwiderstand	Ω
R_∞	Isolationswiderstand	Ω
T	TSCHEBYSCHJEFF-Polynom erster Art	1
T_A	Abtastzeit	s
X	allgemeines Spektrum	1
α	Temperaturkoeffizient	1/°C
α_N	Schrägungswinkel der Rotornuten	°
ε	Welligkeitsfaktor	1
η_G	Getriebewirkungsgrad	1
η_M	Motorwirkungsgrad	1
ϑ	Temperatur	°C
λ	Eigenwert	1/s
ρ	spezifischer Widerstand	Ωm
σ	Anklingkoeffizient	1/s
φ	Drehwinkel	rad
φ_B	Bürstenverschiebung	rad
φ_K	Kommutierungswinkel	rad
$\varphi_{K,B}$	Kontaktwinkel einer Bürste	rad
$\varphi_{K,L}$	Kontaktwinkel einer Kommutatorlamelle	rad
φ_M	Drehwinkel des Motors	rad
φ_S	Drehwinkel der Spindel	rad
ω	Winkelgeschwindigkeit, Kreisfrequenz	rad/s
ω_D	Durchlasskreisfrequenz	rad/s
ω'_D	vorverzerrte Durchlasskreisfrequenz	rad/s
ω_M	Winkelgeschwindigkeit des Motors	rad/s
Σ	harmonisches Summenspektrum	1, A
Φ	magnetischer Fluss	Wb
Φ_M	magnetischer Luftspaltfluss des Motors	Wb
Φ_S	magnetischer Fluss einer Ankerspule	Wb
Ψ_S	Induktionsfluss einer Ankerspule	Wb

Ergänzende Nebenzeichen

\square_0	Initialwert, Bezugswert
\square_I	Motortyp I
\square_{II}	Motortyp II
\square_{III}	Motortyp III
\square_+	positiv
\square_-	negativ

\square_{DFT}	diskrete FOURIER-Transformation
\square_{max}	Maximum
\square_{min}	Minimum
\square_{mod}	modellbasiert
\square_{sig}	signalbasiert
\square_{BP}	Bandpass
\square_{HP}	Hochpass
\square_{TP}	Tiefpass
$\hat{\square}$	Amplitude
$\bar{\square}$	Mittelwert
$\tilde{\square}$	Wechselanteil, Näherungswert

Abkürzungen

DFT	diskrete FOURIER-Transformation
ECU	elektronisches Steuergerät (<i>electronic control unit</i>)
EPB	elektrische Parkbremse
EMB	elektromechanische Bremse
ESC	elektronische Stabilitätsregelung (<i>electronic stability control</i>)
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	schnelle FOURIER-Transformation (<i>fast FOURIER transform</i>)
HECU	hydraulisch-elektronische Regeleinheit (<i>hydraulic-electronic control unit</i>)
PWM	Pulsbreitenmodulation (<i>pulse width modulation</i>)
RCP	schnelles Funktionsprototyping (<i>rapid control prototyping</i>)
VDA	Verband der Automobilindustrie

1 Einleitung

In den letzten Jahrzehnten zeigt die Entwicklung der Kraftfahrzeugtechnik einen klaren Trend weg von dem vorrangig mechanischen und hin zu einem elektronisch und informationstechnisch dominierten Produkt. Ausgehend von einzelnen Systemen wie der elektronischen Einspritzung oder dem Antiblockiersystem über die fahrzeuginterne Vernetzung mittels Feldbussen beinhalten aktuelle und zukünftige Themen vor allem die Elektrifizierung des Antriebsstrangs sowie das hochautomatisierte und autonome Fahren [44 S. 133–135, 92 S. 862]. Im Vordergrund steht hierbei vor allem die Steigerung von Effizienz, Sicherheit, Komfort, Zuverlässigkeit oder Performanz, welche durch Kundenanforderungen oder Gesetzgebung getrieben sind [44 S. 135, 92 S. 862]. Trotz der in vielerlei Hinsicht sinnvollen Maßnahmen zeigen sich bei genauerer Betrachtung gewisse Probleme, wie die stark gestiegene und mittlerweile bei einem Maximum angekommene Anzahl der in einem Fahrzeug verbauten Steuergeräte [92 S. 862–863]. Diese Entwicklung lässt sich in logischer Konsequenz auch annähernd auf die Anzahl der verwendeten Sensoren, Aktoren und die damit verbundenen Kabellängen übertragen. Als Resultat zeigt sich eine gestiegene Systemkomplexität sowie eine vorrangig durch Komfort- und Sicherheitsfunktionen begründete Zunahme der Fahrzeugmasse, deren Beherrschbarkeit bzw. Reduktion in den letzten Jahren mehr Beachtung in den Entwicklungstätigkeiten gefunden hat [45, 92 S. 864–865, 104 S. 12–13]. Dennoch sind in diesen Bereichen weitere Verbesserungen angebracht, um einerseits Kosten aber vor allem den Energie- und Rohstoffbedarf zu senken, wie sich an den aktuellen Klima- und Umweltschutzdebatten zeigt. Zukünftige Entwicklungen sollten diese Problematik im Blick haben und zu deren Lösung beitragen.

Die elektrische Parkbremse (EPB) wurde ebenfalls im Rahmen der Elektronifizierung des Fahrzeugs aufgrund der zuvor genannten Aspekte eingeführt, um neben einer Verbesserung des Komforts vor allem die Bediensicherheit der Feststellbremsfunktion zur Gewährleistung eines sicheren Abstellens zu erhöhen [14 S. 173, 133 S. 582]. Dies wird dadurch erreicht, dass die Spannkraft nicht mehr vom Fahrer selbst, sondern von einem elektrischen Aktor – typischerweise einer mechanisch kommutierten Gleichstrommaschine – aufgebracht wird. Aus Kostengründen ist die Sensorik jedoch auf ein Minimum reduziert und bei sattelintegrierten EPBs stehen i. d. R. lediglich Strom und Spannung des Motors als Messgrößen zur Verfügung [129 S. 11]. Eine genaue Kenntnis der an der Wirkstelle der Bremsfunktion vorhandenen Systemzustände ist aufgrund der zusätzlichen Übertragungsstrecke bisher nicht gegeben und kann zu einer Verbesserung der Genauigkeit und Zuverlässigkeit des Gesamtsystems beitragen. Hierunter fallen bspw. die Einstellung der Spannkraft oder die Positionierung der kraftübertragenden Mechanik. Um dies zu erreichen und ohne die zuvor genannten Nachteile wie eine Erhöhung von Kosten, Masse und Komplexität in Kauf nehmen zu müssen, bietet sich die Möglichkeit, gewisse mechanische Größen anhand der bereits vorhandenen elektrischen Signale zu ermitteln [63, 69]. Auf diese Art und Weise können bspw. Drehzahl, Drehwinkel oder Drehmoment bestimmt werden, wofür sich im Bereich der elektrischen Maschinen der Begriff des „sensorlosen“ Betriebs etabliert hat [12 S. 441/549, 115 S. 401]. Diese

etwas missverständliche Bezeichnung besagt jedoch lediglich, dass an der Motorwelle kein Sensor für die jeweilige Messgröße angebracht ist – weitere Sensoren wie zur Spannungs- oder Strommessung müssen selbstverständlich vorhanden sein, um daraus die gewünschte Größe berechnen zu können [12 S. 441/549, 115 S. 401]. Neben den bereits erwähnten Gründen für die Anwendung eines solchen Verfahrens können zusätzlich Bauraumbeschränkungen oder raue Umgebungsbedingungen entscheidende Faktoren sein [12 S. 549, 40 S. 265–266], welche bei der sattelintegrierten EPB als Teil der ungefederten Masse des Fahrzeugs sowie der Nähe zur thermisch stark beanspruchten Bremsscheibe ebenfalls berücksichtigt werden müssen. Nachteilig wirkt sich aus, dass „sensorlose“ Verfahren im Vergleich zu einer an der Motorwelle angebrachten Sensorik je nach Anwendungsfall und Verfahren eine verringerte Genauigkeit und somit größere Messabweichungen zur Folge haben [40 S. 266–267, 71 S. 274, 98 S. 355, 115 S. 402].

Für mechanisch kommutierte Gleichstrommaschinen erfolgt die „sensorlose“ Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung üblicherweise entweder anhand eines physikalischen Ersatzmodells oder durch die Auswertung von in den Messsignalen enthaltenen Oszillationen [52, 68, 130]. Im Vergleich zu anderen Maschinentypen zeigt sich allerdings nur eine geringe Bekanntheit und Verbreitung dieser Verfahren. So wird in den betrachteten monografischen Quellen über elektrische Maschinen lediglich in [115 S. 402–403] der modellbasierte Ansatz erwähnt, alle weiteren Beschreibungen „sensorloser“ Methoden beziehen sich auf Synchron- [40 S. 265–267, 106 S. 882–984, 115 S. 403–409], Asynchron- [71 S. 273–285, 98 S. 355–359, 106 S. 882–984, 115 S. 409–412, 121 S. 752–753], elektronisch kommutierte Gleichstrom- [6 S. 141–142, 12 S. 441–452, 40 S. 265–267] oder Reluktanzmaschinen [12 S. 549–554, 106 S. 1143–1144, 115 S. 123–124, 121 S. 150–151]. Als ein Grund für diese Verteilung wird die bei letzteren Maschinen meist ohnehin zur Ansteuerung eingesetzte und somit ebenfalls zur Implementierung von „sensorlosen“ Verfahren nutzbare Digitaltechnik gesehen [71 S. 274]. Mechanisch kommutierte Gleichstrommaschinen hingegen können i. d. R. ohne größeren Aufwand direkt an einer geeigneten Spannungsquelle betrieben werden, womit die zuvor genannte vorteilhafte Rahmenbedingung nicht mehr gegeben ist. Hinsichtlich der Genauigkeit der „sensorlosen“ Verfahren dieses Maschinentyps weisen die modellbasierten Ansätze eine grundsätzliche Abhängigkeit von den gemessenen Eingangsgrößen sowie den physikalischen Streckenparametern auf – mögliche Abweichungen von den tatsächlichen Werten, bspw. durch Fertigungstoleranzen, variierende Betriebstemperaturen oder Verschleiß, wirken sich unmittelbar negativ auf das Ergebnis aus [115 S. 402]. Verfahren, die auf den in den Messsignalen enthaltenen Oszillationen basieren, ermöglichen prinzipiell eine deutlich höhere Genauigkeit, da deren Anzahl pro Umdrehung durch die elektromechanische Konstruktion des Motors vorgegeben ist. Hierbei wird anhand der Detektion von sich wiederholenden charakteristischen Signalmerkmalen sowie anschließendem Zählen ähnlich der Funktionsweise eines inkrementalen Drehgebers auf die relative Winkellage des Rotors geschlossen, allerdings ohne eine Information über die Bewegungsrichtung oder das Vorhandensein einer Referenzmarke. Die wenigen in diesem Bereich existierenden kommerziellen Lösungen wie [29, 30, 84, 118] lassen erkennen, dass sich bisher kein einheitliches und anerkanntes Auswertungsverfahren etabliert hat, eine Vielzahl an möglichen Signalformen bzw. störenden Signalanteilen existiert und somit weder eine Fehlerfreiheit gegeben ist noch eine allgemeingültige Aussage über die erreichbare Genauigkeit der Drehzahl- oder Drehwinkelbestimmung getroffen werden kann.

Die vorangegangenen Betrachtungen zeigen, dass die „sensorlose“ Drehzahl- bzw. Drehwinkelbestimmung anhand der in den elektrischen Messgrößen auftretenden Oszillationen eine sinnvolle Möglichkeit darstellt, weitere Zustandsgrößen des Systems der elektrischen Parkbremse zu ermitteln. Bei den zugrunde liegenden Verfahren ergeben sich allerdings gewisse Probleme, die auf die nicht eindeutig definierte bzw. großen Varianzen unterliegende Form des auszuwertenden Signals zurückzuführen sind. Eine detaillierte Kenntnis der möglichen Signalzusammensetzung bzw. -störungen kann jedoch als wesentliche Voraussetzung für die Robustheit eines Auswertungsverfahrens angesehen werden und muss somit in die Algorithmusentwicklung einfließen, um eine verlässliche Angabe über die erreichbare Messgenauigkeit machen zu können. Hieraus resultiert ein Forschungsbedarf, der die Motivation für die vorliegende Arbeit darstellt. Das Ziel besteht darin, eine gegenüber den vielfältigen Signalformen robuste „sensorlose“ Bestimmung des Drehwinkels mechanisch kommutierter Gleichstrommaschinen zu ermöglichen, somit einen gleichwertigen Ersatz zu realen Drehwinkelsensoren zu schaffen und schlussendlich durch die praktische Anwendung eine funktionale Verbesserung einer sattelintegrierten elektrischen Parkbremse ohne zusätzliche Sensorik zu erreichen. Zu diesem Zweck wird in **Kapitel 2** zunächst der Stand von Wissenschaft und Technik bzgl. elektrischer Parkbremsen, mechanisch kommutierter Gleichstrommaschinen und der „sensorlosen“ Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung dargestellt. Auf Basis dieser Recherche werden die Defizite der bestehenden Systeme und Verfahren ermittelt und somit die Grundlage für die folgenden Kapitel gelegt. Im Hauptteil der Arbeit werden beginnend mit **Kapitel 3** die Oszillationen der elektrischen Messgrößen sowohl messtechnisch als auch simulativ anhand eines speziell für diesen Anwendungszweck und zur Abgrenzung der beeinflussenden Parameter entwickelten Modells untersucht. Hierbei steht die Frage nach den Ursachen für die unterschiedlichen Signalformen bzw. störenden Signalanteile und den daraus resultierenden Zählfehlern im Vordergrund, um die notwendigen Anforderungen für eine robuste „sensorlose“ Drehwinkelmessung ableiten zu können. Letzteres erfolgt zu Beginn von **Kapitel 4**, wobei die Frage nach einer möglichen Struktur eines solchen Verfahrens behandelt und darauf aufbauend dieses am Beispiel der elektrischen Parkbremse entsprechend entwickelt sowie verifiziert und validiert wird. **Kapitel 5** stellt die Anwendung dieses Verfahrens im Rahmen von beispielhaften Systemfunktionen der elektrischen Parkbremse und die sich hieraus ergebenden Vorteile gegenüber dem Stand der Technik dar. Abschließend wird in **Kapitel 6** eine Zusammenfassung der Arbeit und der erreichten Ziele sowie ein Ausblick auf weitere mögliche Forschungsarbeiten gegeben. Teilergebnisse der vorliegenden Arbeit wurden vorab in [138, 139, 140] publiziert.

2 Stand von Wissenschaft und Technik

Die Darstellung des Stands von Wissenschaft und Technik wird im Folgenden ausgehend von dem System der elektrischen Parkbremse vorgenommen. Darauf aufbauend erfolgt eine Detaillierung, die zunächst die als Aktorik verwendete mechanisch kommutierte Gleichstrommaschine sowie nachfolgend die existierenden Verfahren zur „sensorlosen“ Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung beschreibt. Hierbei wird die Betrachtung bewusst auf weitere Maschinentypen sowie Entwicklungen außerhalb des Bereichs der elektrischen Maschinen erweitert, um eventuelle Gemeinsamkeiten in der Problemstellung zu identifizieren. Den Abschluss bildet die Ermittlung der Defizite der bestehenden Systeme und Verfahren, was die Grundlage für die darauffolgenden Kapitel bildet.

2.1 Elektrische Parkbremse

Zur Erläuterung des Systems der elektrischen Parkbremse wird im ersten Schritt auf den Aufbau sowie die grundlegende und für den Fahrer wahrnehmbare Funktionalität eingegangen. Neben der Darstellung unterschiedlicher Ausführungsformen gilt ein besonderer Fokus der als Anwendungsbeispiel vorliegenden und mittlerweile überwiegend eingesetzten sattelintegrierten Bauweise. Daran anschließend findet eine Betrachtung unterschiedlicher Steuerungs-, Regelungs- und Überwachungsmethoden statt, die die ordnungsgemäße Funktion des Systems sicherstellen.

2.1.1 Aufbau und Funktionsweise

Die Park- bzw. Feststellbremse eines Kraftfahrzeugs dient im Gegensatz zur Betriebsbremse dazu, dieses im Stillstand dauerhaft sicher zu halten und somit ein unbeabsichtigtes Wegrollen zu verhindern. Das hierzu an den Rädern erforderliche Moment wird üblicherweise über Trommel- oder Scheibenbremsen aufgebracht, wobei sich die Funktionen von Betriebs- und Feststellbremsanlage unter Nutzung derselben Reibpaarungen in einer Baugruppe zusammenfassen lassen. Beispielhafte Ausführungsformen stellen der kombinierte Faustsattel [92 S. 294–295] oder eine für beide Funktionen genutzte Simplex-Trommelbremse dar [92 S. 297–298]. Demgegenüber stehen Bauweisen mit separaten Reibpaarungen, wie die Integration einer als Feststellbremse verwendeten Duo-Servo-Trommelbremse in den Bremsscheibentopf der Betriebsbremsanlage (sog. *drum-in-hat*) [14 S. 144]. Unabhängig von der jeweiligen Ausführungsform wird die zum Feststellen der Räder erforderliche Spannkraft bei der konventionellen mechanischen Variante vom Fahrer aufgebracht und durch einen Hebel oder Pedal sowie verbindende Seilzüge eingeleitet [92 S. 294/299]. Die Elektrifizierung ersetzt diese Kraftaufbringung des Fahrers durch eine elektromechanische Aktorik, wobei zwischen Systemen mit Zentralaktor und Radbremsaktoren unterschieden wird [14 S. 173]. Bei ersteren Systemen sind die Seilzüge des rein mechanischen Systems weiterhin vorhanden und

lediglich Hebel oder Pedal werden durch eine zentrale Antriebs- und Steuereinheit ersetzt, in der das Anziehen und Lösen der Seile durch die translatorische Bewegung eines elektromotorisch angetriebenen Schraubgetriebes ausgeführt wird (sog. *cable-puller*) [92 S. 317–318, 133 S. 585]. Systeme mit Radbremssaktoren verzichten durch die unmittelbare Anbringung der Aktorik an der jeweiligen Trommel- oder Scheibenbremse zusätzlich auf den Seilzugmechanismus. Wie zuvor wird die Rotation des Elektromotors durch ein Schraubgetriebe in eine translatorische Bewegung gewandelt, die in diesem Fall direkt auf die Bremsbeläge wirkt [92 S. 317–319, 133 S. 586]. Hierbei stellt die in die Betriebsbremse integrierte Bauweise des „Kombisattels“ die mittlerweile am weitesten verbreitete Variante dar [133 S. 586], welche als Gegenstand der vorliegenden Arbeit im Folgenden genauer betrachtet wird.

Abb. 2.1 zeigt auf der linken Seite eine reale Baugruppe bestehend aus Bremssattel und Aktoreinheit sowie auf der rechten Seite eine virtuelle Schnittansicht zur Erläuterung der Funktionsweise. Der Elektromotor treibt über ein Riemengetriebe und zwei Planetensätze die innerhalb des Bremssattels liegende Gewindespindel an und bewegt somit die gegen Verdrehen gesicherte Druckmutter in axialer Richtung.¹ Beim Schließen der Parkbremse drückt diese gegen den ebenso hydraulisch betätigbaren Kolben und verspannt Bremsbeläge und -scheibe innerhalb des Sattels, wobei die Kraft nach dem Abschalten des Motors aufgrund der Selbsthemmung der Spindel ohne Energiezufuhr erhalten bleibt. Beim Öffnen findet durch das Lösen der Druckmutter prinzipbedingt keine elektromechanische Rückstellung der restlichen zuvor bewegten Bauteile statt, um das ebenso nach hydraulischer Betätigung gewünschte Lüftspiel zwischen Scheibe und Belägen zur Vermeidung von Restbremsmomenten einzustellen. Hier kommen konstruktive Maßnahmen zum Einsatz, wie das Zurückziehen des Kolbens in den Sattel durch eine elastische Verformung des Kolbendichtrings (sog. *rollback*) in Kombination mit u. U. von der Bremsscheibe eingeleiteten Rückstellkräften sowie ggf. vorhandene Belagrückstellfedern [14 S. 132/133, 62, 75 S. 199–201, 97 S. 72–73, 122].

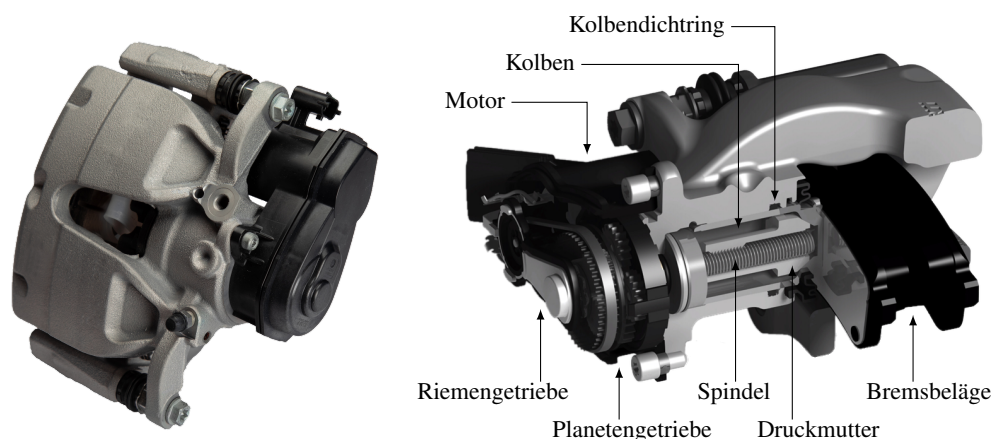


Abbildung 2.1: Faustsattelbremse mit EPB-Aktoreinheit (links: [136])

Die Ansteuerung des Aktors wird entweder über ein separates Steuergerät (*electronic control unit*, ECU) oder durch die funktionale Integration in das Steuergerät der elektronischen Stabilitätsregelung (*electronic stability control*, ESC) vorgenommen [133 S. 583–584]. Die in diesem

¹ Es existieren weitere alternative Ausführungsformen des Getriebes, bspw. mit Stirnradstufen [133 S. 586].

Zusammenhang relevanten Schnittstellen sind durch die Empfehlung 305-100 des Verbands der Automobilindustrie (VDA) standardisiert, um einem Fahrzeughersteller die Kombination von Systemen unterschiedlicher Zulieferer zu ermöglichen [129, 133 S. 584–585]. Diese Variante stellt aufgrund ihrer Bedeutung und Verbreitung die Grundlage für die weiteren Betrachtungen dar und ist in ihrer Architektur auf Fahrzeugebene mit den angrenzenden Teilen der Betriebsbremsanlage in Abb. 2.2 zu sehen. Als zentrales Element des Gesamtsystems dient die hydraulisch-elektronische Regeleinheit (*hydraulic-electronic control unit, HECU*), die in fahrdynamischen Extremsituationen über Motorsteuerungs- und Bremsengriffe die Stabilität und Lenkbarkeit des Fahrzeugs gewährleisten sowie den Bremsweg verkürzen soll [14 S. 150–159, 133 S. 561–562]. Die Funktion des Schließens und Öffnens der EPB erfolgt auf Wunsch des Fahrers durch Betätigen eines Tasters und über entsprechende Anzeigen im Kombiinstrument oder Display werden diesem Rückmeldung über den Systemzustand gegeben.

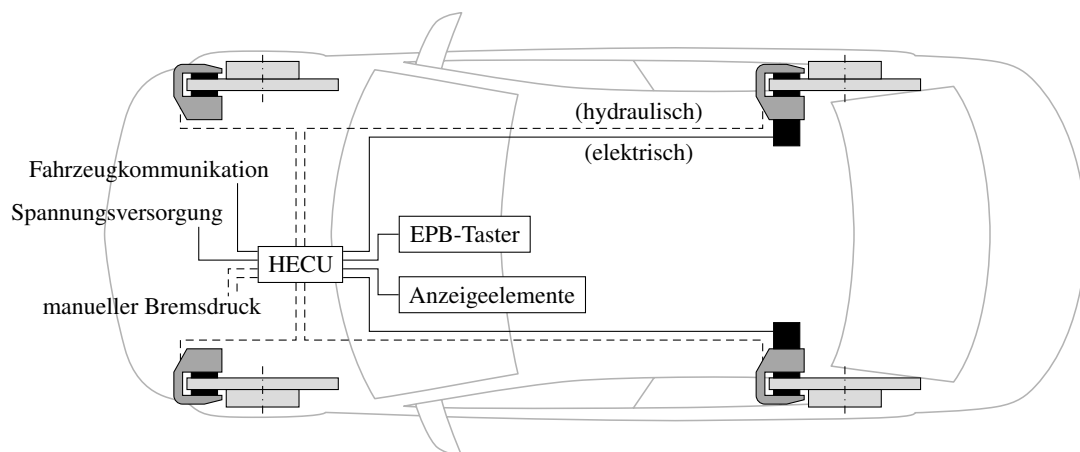


Abbildung 2.2: Systemarchitektur der elektrischen Parkbremse bei ESC-Integration mit Teilen der hydraulischen Betriebsbremsanlage (nach [14 S. 174, 92 S. 318, 129 S. 8, 133 S. 584])

Der erwähnte Sicherheitsgewinn beim Einsatz einer EPB ist dadurch gegeben, dass die maschinelle Aufbringung der Spannkraft von der individuellen Betätigungskraft des Fahrers unabhängig ist und das Feststellen des Fahrzeugs durch eine automatisierte Ansteuerung nicht vergessen werden kann [92 S. 317, 133 S. 582]. Bei Ausfall der Betriebsbremse ist die Nutzung als Hilfsbremsanlage zur Verzögerung des Fahrzeugs mit Schlupfregelung möglich [14 S. 173–174, 133 S. 588]. Darüber hinaus ergeben sich durch die elektronische Ansteuerung zusätzliche Komfortfunktionen wie ein automatisiertes Öffnen beim Losfahren oder eine Anfahrunterstützung am Hang [14 S. 177, 133 S. 587–588] sowie freiere Gestaltungsmöglichkeiten des Fahrzeuginnenraums [14 S. 173, 92 S. 317, 133 S. 582].

2.1.2 Steuerungs-, Regelungs- und Überwachungsmethoden

Die ordnungsgemäße Funktion der EPB wird über diverse Steuerungs-, Regelungs- und Überwachungsmethoden sichergestellt, wobei wie bei den konstruktiven Varianten zuvor unterschiedliche Ausführungsformen existieren. Als Grundlage dient die im jeweiligen System verfügbare Sensorik

und abhängig von dessen Aufbau werden bspw. Drehwinkel [92 S. 318–319], Kraft und Weg [92 S. 317, 133 S. 585] oder Spannung und Strom [129 S. 48] als Messgrößen erfasst. Für die Betätigung einer sattelintegrierten EPB zeigt Abb. 2.3 beispielhaft die charakteristischen Signalverläufe von Motorspannung u_M , -strom i_M , -winkel φ_M und der auf die Bremsscheibe wirkenden Spannkraft F_S in Abhängigkeit der Zeit t .² Die Leerlaufphasen dienen dem Überwinden bzw. Bereitstellen des Lüftspiels und im Spannkraftaufbau zeigt sich die stetige Zunahme selbiger. Beim Öffnen der Bremse muss hingegen zunächst des Umkehrspiel im Getriebe überwunden werden, bevor eine Abnahme der Spannkraft zu beobachten ist.

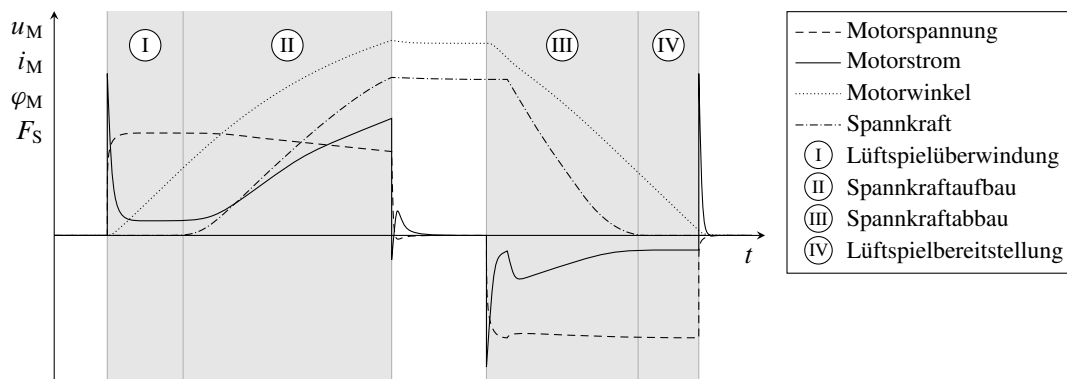


Abbildung 2.3: Charakteristischer Verlauf verschiedener Messgrößen einer EPB-Betätigung

Spannkrafteinstellung Das Aufbringen einer definierten Spannkraft stellt eine zentrale Funktion dar, welche beim Vorhandensein einer entsprechenden Sensorik einfach umgesetzt werden kann. Für das vorliegende System ist diese Messgröße gemäß VDA-Empfehlung 305-100 üblicherweise nicht verfügbar, da die hierin definierten Anforderungen an die Signalerfassung lediglich auf der ECU gemessene Strom- und Spannungswerte des Motors spezifizieren [129 S. 48]. Eine Alternative stellt der indirekte Weg über die Lastabhängigkeit des Motorstroms dar (vgl. Abschnitt 2.2.1), wobei im einfachsten Fall eine Abschaltung beim Erreichen eines definierten Schwellenwerts erfolgt [94]. Als weitere Möglichkeit wird in [32] eine modellbasierte Berechnung der Spannkraft unter Annahme einer Proportionalität zum Motorwinkel sowie der Verwendung des elektrischen Ersatzmodells der Gleichstrommaschine (vgl. Abschnitt 2.2.1) vorgenommen, womit die resultierende Gleichung vom gemessenen Strom- und Spannungssignal abhängig ist. Auftretende Änderungen der Streckenparameter im Betrieb werden durch eine Merkmalsextraktion aus den Messsignalen berücksichtigt, deren Zusammenhang vorab anhand umfangreicher Experimente bestimmt wurde. In [63] wird ein quadratischer Verlauf für die Abhängigkeit der Spannkraft vom Motorwinkel angenommen und dieser anhand der im Motorstromsignal auftretenden Oszillationen bestimmt. Für ein genaueres Erreichen des angestrebten Endwerts wird zudem eine Anpassung der Führungsgröße vorgenommen, die das Nachlaufverhalten des Motors kompensiert. Im gleichen Zusammenhang wird in [70] anstatt der zuvor verwendeten einfachen Abschaltung eine nichtlineare Proportionalregelung mit variablem Verstärkungsfaktor eingesetzt, wobei die wirkende Kraft als Regelgröße allerdings über einen Sensor gemessen wird.

² Die Oszillationen der elektrischen Messgrößen sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt.

Systemüberwachung Zur Erkennung von möglichen Funktionseinschränkungen wird im Hintergrund eine permanente Überwachung des Systems vorgenommen, welche im gegebenen Fall zu Rückmeldungen an den Fahrer, Einträgen im Fehlerspeicher oder einer Degradation der Funktionalität führt [133 S. 288]. Hierunter fallen bspw. die Detektion von Unterbrechungen und Kurzschlüssen der Motorzuleitungen [129 S. 49] oder eine außerhalb der Bremsenspezifikation liegende Hangneigung [129 S. 33]. Eine mögliche Implementierung zur Erkennung von Defekten während einer EPB-Betätigung wird in [69] anhand von modellbasierten Paritätsgleichungen und den hieraus erzeugten strukturierten Residuen gezeigt, die die Identifizierung einzelner Ursachen ermöglichen. Die Bestimmung des als eine der Eingangsgrößen benötigten Motorwinkels findet wie in [63] anhand der im Motorstromsignal auftretenden Oszillationen statt.

Belagverschleißbestimmung Der Verschleiß der Bremsbeläge wirkt sich im vorliegenden System aufgrund der Kombination von Betriebs- und Feststellbremse ebenfalls auf die Funktionalität letzterer aus, weshalb im Folgenden zusätzlich auf die unterschiedlichen Methoden der optionalen Verschleißüberwachung eingegangen wird. Im einfachsten Fall finden hierzu mechanische Elemente Anwendung, wie ein an der Bremse befestigter Zeiger, der durch die relative Verschiebung von Gehäuse und Halter den aktuellen Verschleißwert wiedergibt [14 S. 755]. Alternativ wird an der Belagrückenplatte ein Metallstück befestigt, das beim Erreichen einer Verschleißgrenze durch Kontakt mit der Bremsscheibe und deren Rotation ein Geräusch erzeugt [14 S. 754–755]. Ein ähnliches Prinzip ergibt sich durch in den Bremsbelag integrierte elektrische Leiter, die wiederum beim Erreichen eines definierten Verschleißwerts entweder einen Stromkreis schließen oder unterbrechen, was bspw. mittels einer Kontrollleuchte zu einer Warnmeldung an den Fahrer führt [14 S. 755, 97 S. 79]. Eine kontinuierliche Rückmeldung über den aktuellen Verschleißwert wird anhand einer modellbasierten Abschätzung des durch die Bremsleistung verursachten Materialabtrags realisiert, die bspw. auf den Messwerten von Hauptzylinderdruck, Fahrzeuggeschwindigkeit und Umgebungstemperatur basiert [66 S. 68–95], wobei Modellabweichungen im Serieneinsatz durch einen zweistufigen Endverschleißsensor korrigiert werden [14 S. 558]. Weiterhin besteht die Möglichkeit, aufgrund der Integration der EPB in die hydraulische Betriebsbremse wie bei der elektromechanischen Bremse (EMB) den Belagverschleiß bspw. anhand einer vorhandenen Motorwinkelsensorik und dem Zusammenhang zur Position der Bremsbeläge zu ermitteln [14 S. 177/500–501].

2.2 Mechanisch kommutierte Gleichstrommaschine

Die in der elektrischen Parkbremse eingesetzte mechanisch kommutierte Gleichstrommaschine zählt zur Klasse der Kleinantriebe, die durch einen Leistungsbereich bis ungefähr 1 kW definiert ist [7 S. 575, 33 S. 1]. Dieser Maschinentyp wird aufgrund der einfachen Ansteuerung und geringen Kosten im Kraftfahrzeug vielfach als Hilfsantrieb bspw. für Förderpumpen, Scheibenwischer, Fensterheber oder zur Spiegelverstellung eingesetzt [7 S. 578, 36 S. 228, 115 S. 5/14–15]. Einhergehend mit dem Leistungsbereich findet üblicherweise eine Permanentmagneterregung statt, die neben den zuvor genannten Aspekten zusätzlich Vorteile hinsichtlich Wirkungsgrad, Leistungsdichte

und Konstruktion gegenüber elektrisch erregten Maschinen bietet [33 S. 23–24/53–54]. Die in den folgenden Abschnitten vorgenommenen Betrachtungen bzgl. Aufbau, Funktionsweise sowie der auftretenden Oszillationen der elektrischen Größen beziehen sich im Wesentlichen auf diese Ausführungsvariante.

2.2.1 Aufbau und Funktionsweise

Der typische Aufbau einer mechanisch kommutierten und permanentmagneterregten Gleichstrommaschine ist in Abb. 2.4 anhand einer beispielhaften Ausführung dargestellt.³ Hierbei gehören Gehäuse, Magnete, Anschlussklemmen, Bürstenhalter und Bürsten zum feststehenden Maschinenteil (sog. Ständer/Stator) sowie Blechpaket, Spulen und Kommutator zum rotierenden Maschinenteil (sog. Läufer/Rotor) [33 S. 72–75, 34 S. 32–35]. Letzterer wird im vorliegenden Fall durch die an dieser Stelle auftretende Spannungsinduktion auch als Anker bezeichnet [34 S. 32]. Die Wicklung der Spulen kann in unterschiedlichen Formen bspw. als Schleifen- oder Wellenwicklung ausgeführt sein, wobei die Spulenden jeweils mit zwei unterschiedlichen Kommutatorlamellen elektrisch verbunden sind [9 S. 871–886, 87 S. 124–166]. Diese stehen über einen Schleifkontakt mit den ortsfesten Bürsten und diese wiederum über den Bürstenhalter mit der an den Anschlussklemmen anliegenden Versorgungsspannung in Verbindung. Der Bürstenhalter selbst ist im vorliegenden Fall als Biegefeder ausgeführt und kompensiert den während des Betriebs auftretenden Bürstenverschleiß.

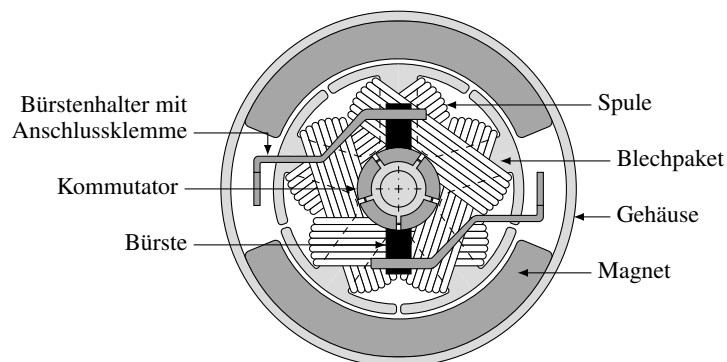


Abbildung 2.4: Aufbau einer permanentmagneterregten Gleichstrommaschine

Die Erläuterung der Funktionsweise der Gleichstrommaschine findet in der Literatur häufig vereinfacht anhand der Kraftwirkung auf eine stromdurchflossene Leiterschleife im Magnetfeld statt, wobei die auftretende LORENTZ-Kraft ein Moment um den Drehpunkt der Lagerung erzeugt [9 S. 889–890, 34 S. 35–36, 105 S. 646–647]. Für Maschinen mit in Nuten angebrachten Leitern verläuft der magnetische Fluss aufgrund der höheren Permeabilität hingegen nahezu vollständig durch das ferromagnetische Blechpaket und das Drehmoment wird im Wesentlichen durch an den Nutflanken angreifende magnetische Grenzflächenkräfte hervorgerufen, die durch Überlagerung des Erregerfelds mit dem Ankerfeld entstehen [12 S. 66/86–88, 33 S. 43–45, 87 S. 470,

³ Sonderbauformen wie Glocken- oder Scheibenläufermaschinen mit eisenlosen Rotoren werden in diesem Zusammenhang nicht betrachtet (vgl. bspw. [33 S. 76–77]).

105 S. 650–654]. Die Richtung der resultierenden Kraft ist bei gegebenem Erregerfeld von der Richtung des Stromflusses durch die Nutenleiter abhängig, weshalb diese entsprechend der Rotorwinkellage über den Kommutator geändert und somit eine kontinuierliche Rotation ermöglicht wird. Der Stromwendingvorgang erfolgt über den Kurzschluss der jeweiligen Ankerspule bei gleichzeitigem Bürstenkontakt der mit ihren Enden verbundenen Kommutatorlamellen. Hierbei wird in Abhängigkeit des auftretenden Spulenstromverlaufs zwischen einer linearen, verzögerten oder beschleunigten Kommutierung unterschieden, welche von der Größe der induzierten Spannungen und dem Verhalten des Bürstenkontakts abhängig ist [87 S. 345–352].⁴ Die in den letzten beiden Fällen am Ende der theoretischen Kommutierungsdauer auftretende Differenz zum angestrebten Zweigstrom wird über eine als Bürstenfeuer bezeichnete Lichtbogenbildung zur ablaufenden Kommutatorlamelle ausgeglichen und führt zu einer Schädigung der Kontaktpartner [9 S. 904, 87 S. 350–352]. Dies wird bei Kleinmaschinen durch eine entsprechende Auslegung auf die Gesamtlebensdauer entweder hingegenommen oder es findet zur Vermeidung bzw. Verringerung der verzögerten Stromwendingung bspw. eine Bürstenverschiebung aus der neutralen Lage zum Erregerfeld statt, wobei eine Überkompensation wiederum zu einer beschleunigten Kommutierung führt [9 S. 904–905, 87 S. 351].⁵ Eine weitere unerwünschte Lichtbogenbildung stellt der direkte Überschlag zwischen zwei benachbarten Kommutatorlamellen dar, was u. a. durch mechanischen Abrieb entstandenen leitfähigen Kohlestaub verursacht bzw. begünstigt wird und im schlimmsten Fall zu einem Rundfeuer und zur Zerstörung des Motors führt [9 S. 887/939–940].

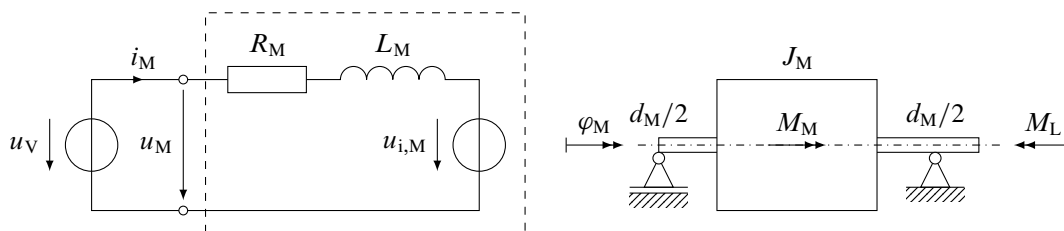


Abbildung 2.5: Vereinfachtes Modell einer permanentmagneterregten Gleichstrommaschine

Zur Bestimmung des Betriebsverhaltens oder zur Reglerauslegung wird die Gleichstrommaschine üblicherweise vereinfacht als ein System mit einem elektrischen und einem mechanischen Freiheitsgrad gemäß Abb. 2.5 modelliert [21 S. 20–23, 36 S. 229–231, 41 S. 223–226]. Das elektrische Teilsystem besteht aus der Versorgungsspannung u_V , der Motorklemmenspannung u_M , dem Motorstrom i_M , dem Innenwiderstand R_M , der Selbstinduktivität L_M und der durch die Kopplung mit dem Magnetkreis induzierten Spannung $u_{i,M}$. Das mechanische Teilsystem beinhaltet den Drehwinkel φ_M , das Massenträgheitsmoment J_M , das antreibende innere Motormoment M_M (sog. Luftspalmmoment), das Lastmoment M_L und die Annahme eines geschwindigkeitsproportionalen Reibmoments in den Lagerstellen mit dem Dämpfungskoeffizienten d_M .⁶ Die Kopplung der beiden

⁴ Im Fall der verzögerten und beschleunigten Kommutierung existieren die alternativen Bezeichnungen der Unter- bzw. Überkommutierung [87 S. 350–352].

⁵ Bei größeren Maschinen werden üblicherweise Wendepole eingesetzt, welche bei Kleinmaschinen aus Kosten- und Bauraumgründen nicht zur Anwendung kommen [87 S. 351].

⁶ Die Annahme einer viskosen Reibung ist beispielhaft gewählt – abhängig vom Anwendungsfall können andere Reibmodelle erforderlich sein (vgl. bspw. [41 S. 184–188, 54 S. 100–112]).

Teilsysteme ergibt sich durch die geschwindigkeitsproportionale induzierte Spannung

$$u_{i,M} = k\Phi_M\omega_M \quad (2.1)$$

sowie dem stromproportionalen Motormoment

$$M_M = k\Phi_M i_M \quad (2.2)$$

worin als bisher nicht eingeführte Größen die Maschinenkonstante k , der mittlere magnetische Luftspaltfluss je Polteilung Φ_M und die Winkelgeschwindigkeit ω_M auftreten [9 S. 888–891].⁷ In der Maschinenkonstanten sind die Polpaarzahl, die Anzahl der Ankerspulen, die Windungszahl je Spule und die Anzahl der parallelen Wicklungszweige als konstruktive Parameter zusammengefasst. Somit ergibt sich durch Bildung eines Maschenumlaufs und Momentengleichgewichts gemäß Abb. 2.5 das beschreibende gekoppelte Differentialgleichungssystem

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_M \\ \omega_M \\ \varphi_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_M/L_M & -k\Phi_M/L_M & 0 \\ k\Phi_M/J_M & -d_M/J_M & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ \omega_M \\ \varphi_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_M & 0 \\ 0 & -1/J_M \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_V \\ M_L \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

in Zustandsraumdarstellung. Hieraus lassen sich die in Abb. 2.6 dargestellten stationären Betriebskennlinien ableiten [33 S. 78–83, 36 S. 229–231]. Es zeigt sich der charakteristische lastabhängige Drehzahlverlauf, ein geringer Leerlaufstrom ohne äußere Last zur Überwindung des inneren Reibmoments sowie die bei unterschiedlichen Drehzahlen bzw. Lastmomenten auftretenden Maxima von abgegebener mechanischer Leistung P_m und Wirkungsgrad η_M .

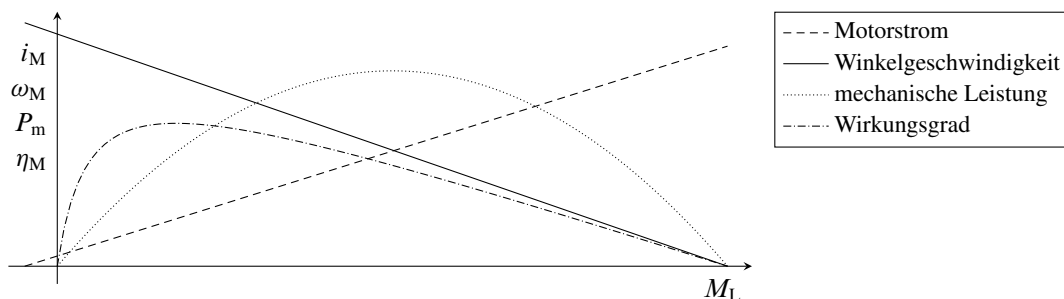


Abbildung 2.6: Stationäre Kennlinien einer permanentmagneterregten Gleichstrommaschine

2.2.2 Oszillationen der elektrischen Größen

Anhand des in Abb. 2.4 dargestellten Aufbaus der Gleichstrommaschine ist ersichtlich, dass während des Betriebs periodische Vorgänge wie die Bewegung der Ankerspulen im Magnetfeld oder die Kommutierung derselbigen ablaufen und dass somit ergänzend zur vereinfachten mathematischen Beschreibung (2.3) zusätzliche Wechselanteile auftreten müssen. Zur Erläuterung dieser Effekte

⁷ k und Φ_M werden in der Literatur häufig zu einer Spannungs- bzw. Drehmomentkonstanten zusammengefasst. Hierbei ggf. auftretende Unterschiede sind durch die Maßeinheit der Eingangsgröße (Drehzahl, Drehfrequenz oder Winkelgeschwindigkeit) zur Berechnung der induzierten Spannung begründet (vgl. bspw. [9 S. 888, 41 S. 224–225]).

wird zunächst das Beispiel einer vom Anfangswinkel φ_0 aus mit der konstanten Winkelgeschwindigkeit ω rotierenden Leiterschleife des Durchmessers d und der Länge l im homogenen Magnetfeld der Flussdichte B gemäß Abb. 2.7 betrachtet. Die hierbei nach dem FARADAY'schen Induktionsgesetz aufgrund der zeitlichen Änderung des magnetischen Flusses Φ durch die rechtwinklig zum Magnetfeld eingeschlossene Fläche $A = dl \cos(\omega t + \varphi_0)$ erzeugte Spannung

$$\begin{aligned} u_i &= -\frac{d\Phi}{dt} \\ &= -B \frac{dA}{dt} = -dlB \frac{d}{dt} \cos(\omega t + \varphi_0) \\ &= dlB\omega \sin(\omega t + \varphi_0) = \hat{u}_i \sin(\omega t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (2.4)$$

stellt eine reine Wechselgröße mit der Kreisfrequenz ω und der Amplitude \hat{u}_i dar [12 S. 12–13, 49 S. 344–347]. Für den realen Motor ergeben sich u. a. durch den Feldverlauf im Luftspalt sowie die Rotorgeometrie gewisse Abweichungen, die prinzipielle wechselnde periodische Charakteristik bleibt jedoch nach wie vor erhalten.

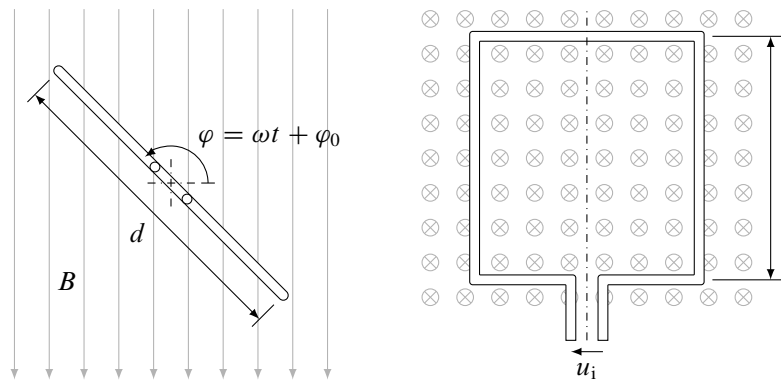


Abbildung 2.7: Rotierende Leiterschleife im homogenen Magnetfeld

Zur Betrachtung der Auswirkung von mehreren zu einer Ankerwicklung verschalteten Leiterschleifen, wird beispielhaft die Motorkonstruktion aus Abb. 2.4 mit $N_S = 5$ Spulen herangezogen, welche gleichmäßig in einem Winkel von $2\pi/N_S$ zueinander angeordnet sind. Hieraus ergeben sich nach (2.4) und durch entsprechende Variation der initialen Winkellage φ_0 zunächst die in Abb. 2.8 dargestellten Verläufe der Einzelspannungen $u_{i,n}$ über dem Drehfreiheitsgrad φ mit dem Index n . Für den betrachteten Motor gilt die typische und einfachste Ausführung, dass der Ankerstromkreis zwischen positiver und negativer Bürste über den Kommutator aus zwei parallelen Ankerzweigen besteht (vgl. Abb. 3.13) und die Spulen je nach Rotorwinkellage einem der beiden Zweige angehören.⁸ Hieraus resultiert, dass sich die einzelnen induzierten Spannungen eines Zweigs zu einer Gesamtspannung aufaddieren und die an der Summenbildung beteiligten Spulen nach jedem Kommutierungsvorgang variieren [9 S. 863–866, 12 S. 241–243]. Für die Ersatzanordnung der 5 Leiterschleifen ist dies zusätzlich in Abb. 2.8 beispielhaft anhand zwei aufeinanderfolgender Schaltzustände dargestellt, wobei die Anzahl der sich in einem Ankerzweig befindlichen Schleifen

⁸ Die Dauer des Kurzschlusses einer Spule bzw. Leiterschleife über die Bürsten wird aufgrund der vereinfachten Betrachtung vernachlässigt.

aufgrund der ungeraden Gesamtanzahl und der gegenüberliegenden Bürsten zwischen 2 und 3 wechselt. In jedem Ankerzweig resultiert somit eine gleichgerichtete induzierte Spannung, die mit einer Restwelligkeit überlagert ist, deren Periodendauer der Kommutationsfrequenz entspricht. Die unterschiedlichen Vorzeichen sind lediglich durch das rotierende Koordinatensystem begründet und stimmen mit dem in Abb. 2.5 definierten ortsfesten Verbraucherpeilsystem überein – die induzierten Spannungen wirken also immer der Versorgungsspannung entgegen.

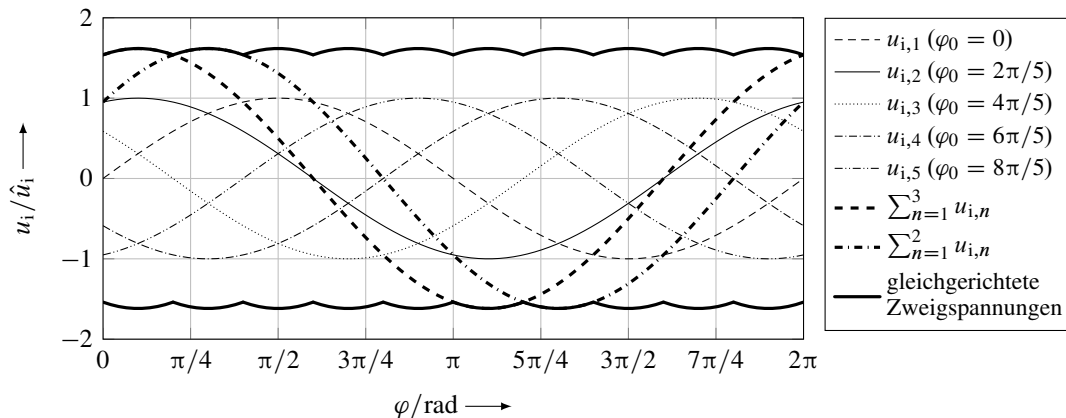


Abbildung 2.8: Gleichrichtung der induzierten Wechselspannungen je Ankerzweig

Aus den vorangegangenen Betrachtungen ergibt sich in Analogie zum vereinfachten Motormodell nach Abb. 2.5, dass, unter Vernachlässigung der Kontaktwiderstände an den Bürsten, in einem Ankerzweig lediglich die Differenz aus Versorgungsspannung und der jeweiligen induzierten Spannung $u_{i,z}$ über dem Leitungswiderstand und der Selbstinduktivität abfällt und somit zu einer Welligkeit des resultierenden Zweigstroms $i_{z,1}$ bzw. $i_{z,2}$ führt (sog. *current ripple*). Das Verhalten dieser erzwungenen Schwingungen lässt sich anhand der entsprechenden Übertragungsfunktionen analysieren, welche im vorliegenden Beispiel aufgrund der Reihenschaltung der jeweiligen Spulenwiderstände R_S und -induktivitäten L_S zu

$$G_{Z,1}(s) = \frac{i_{Z,1}}{u_V - u_{i,z}} = \frac{1}{2L_S s + 2R_S} \quad (2.5)$$

und

$$G_{Z,2}(s) = \frac{i_{Z,2}}{u_V - u_{i,z}} = \frac{1}{3L_S s + 3R_S} \quad (2.6)$$

gegeben sind (vgl. Anhang A.1).⁹ Es zeigt sich ein PT_1 -Verhalten (proportionales Verzögerungsglied erster Ordnung) und aus der Summenbildung beider Übertragungsfunktionen folgt aufgrund der Parallelschaltung der beiden Ankerzweige die Welligkeit des gesamten Motorstroms $i_M = i_{z,1} + i_{z,2}$. Abb 2.9 stellt die zugehörigen Frequenzgänge für beispielhafte Widerstands- und Induktivitätswerte dar, wobei sich im unteren Drehzahlbereich eine deutliche Verstärkung der Anregung ergibt, die mit zunehmender Frequenz und dem Widerstand abnimmt. Die Phasenverschiebung ist für alle Übertragungsfunktionen identisch und besitzt einen Maximalwert von -90° . Die zusätzliche

⁹ Die Begrifflichkeit der erzwungenen Schwingung gilt nur für das vorliegende Ersatzsystem – im Gesamtsystem ergibt sich eine parametererregte Schwingung (vgl. [26] sowie (2.4) mit (2.1) und (2.3)).

Berücksichtigung der zuvor vernachlässigten Kontaktwiderstände R_K an positiver und negativer Bürste ergibt die Übertragungsfunktionen

$$G'_{Z,1}(s) = \frac{i_{Z,1}}{u_V - u_{i,Z}} = \frac{1}{2L_S s + 2R_S + 2(5/3R_K)} \quad (2.7)$$

und

$$G'_{Z,2}(s) = \frac{i_{Z,2}}{u_V - u_{i,Z}} = \frac{1}{3L_S s + 3R_S + 2(5/2R_K)}, \quad (2.8)$$

wobei sich durch die zusätzliche Belastung sowohl eine Reduktion der Amplitude als auch des Phasenverzugs in den zugehörigen Frequenzgängen in Abb 2.9 zeigt. Die schlussendliche Größe der Motorstromwelligkeit hängt von der Amplitude der Spannungsschwankung ab, über deren genauen Wert aufgrund der Abhängigkeit von der elektromechanischen Motorkonstruktion sowie dem Betriebszustand an dieser Stelle keine Aussage getroffen werden kann.

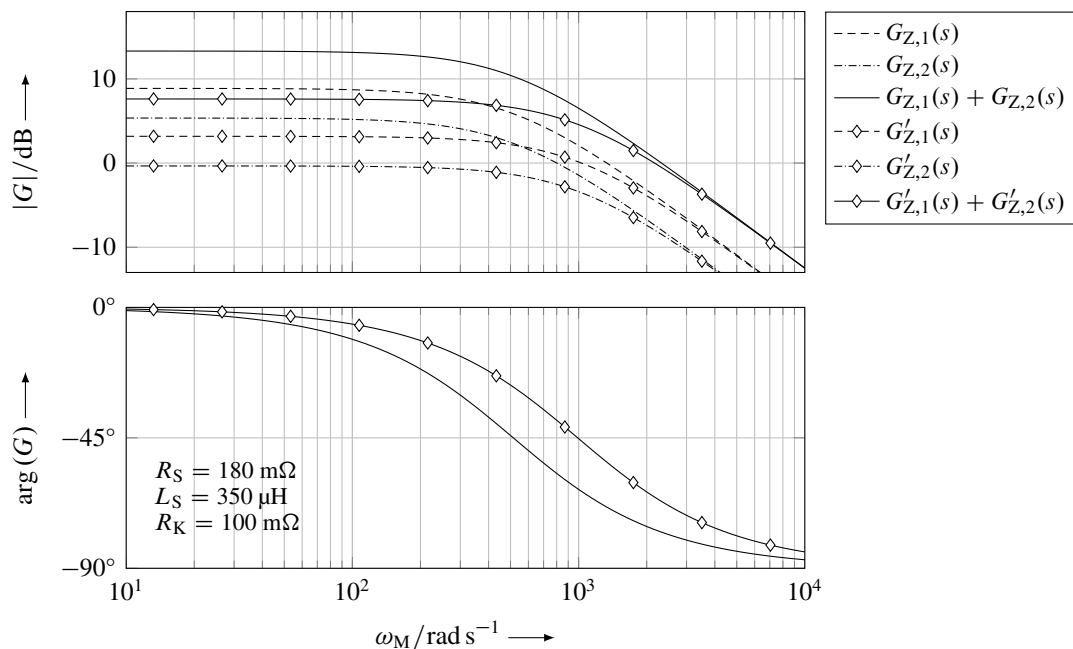


Abbildung 2.9: Beispielhafte Frequenzgänge bzgl. der Motorstromwelligkeit aufgrund von Schwankungen der induzierten Spannung

Der zuvor vernachlässigte Kurzschluss einzelner Spulen während der Kommutierung beeinflusst dieses Verhalten zusätzlich, da sich während der Zeitdauer des Wechsels der Ankerzweige ein veränderter Innenwiderstand ergibt [30]. Eine vereinfachte Abschätzung der hierdurch verursachten Stromwelligkeit kann anhand des Schaltvorgangs einer induktiven Last vorgenommen werden und ist in Anhang A.1 erläutert. Abb. 2.10 zeigt den resultierenden Stromverlauf anhand beispielhafter Parameter über einer halben Motorumdrehung, wobei die Abschnitte mit zunehmenden Werten die durch die Bürstenbreite definierten Kommutierungsphasen mit dem geringeren Innenwiderstand darstellen und die Periode durch die Kommutatorlamellenbreite bestimmt ist. Es lässt sich ableiten, dass die Amplitude mit zunehmender Drehzahl aufgrund der unveränderlichen Zeitkonstanten abnehmen und bei einer Bürstenbreite entsprechend der halben Kommutatorlamellenbreite ein

Maximum annehmen wird. Im Leerlauf fällt die Amplitude im Verhältnis zur Spannungsinduktion üblicherweise eher gering aus (vgl. Abb. 3.25) und nimmt mit zunehmender Last aufgrund der geringeren Drehzahl und der dementsprechend größer werdenden Differenz $u_V - u_{i,M}$ gemäß den dargestellten stationären Endwerten zu. Deren Abstand beträgt mit den in Abb. 2.9 angegebenen Werten ca. 9 % vom entsprechenden Mittelwert.

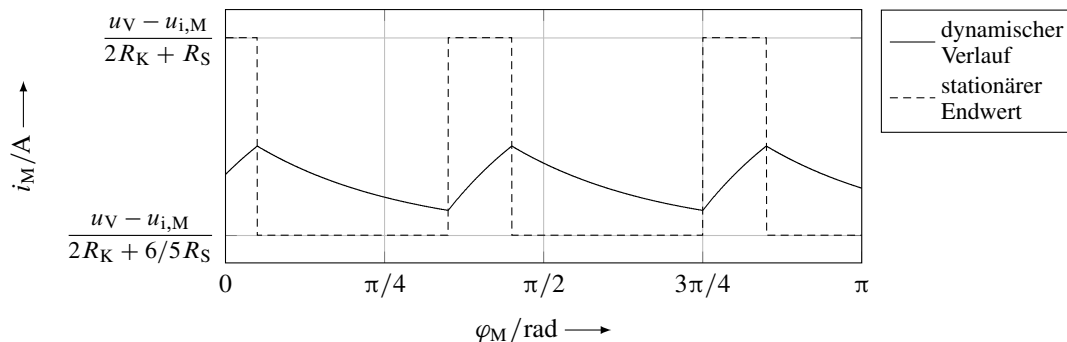


Abbildung 2.10: Beispielhafter Motorstromverlauf aufgrund von Änderungen des Innenwiderstands

Eine Welligkeit der Motorspannung u_M tritt beim Betrieb an einer idealen Spannungsquelle gemäß Abb. 2.5 nicht auf. In der Realität hingegen müssen bspw. deren Innenwiderstand sowie Leitungs- und Kontaktwiderstände berücksichtigt werden, die im Folgenden im Vorwiderstand R_V zusammengefasst werden, womit sich in Anlehnung an Abb. 2.5 die Gleichung

$$u_V - R_V i_M = u_M \quad (2.9)$$

ergibt. Hierbei ist zu erkennen, dass die an den Motorklemmen gemessene Spannung bei konstanter Versorgung gegenphasig zum Motorstrom schwingen muss und dass deren Amplitudenverhältnis durch den Widerstandswert definiert ist [128].

Zur Bestimmung der in Abb. 2.8 auftretenden Kommutierungsfrequenz existieren in der Literatur unterschiedliche Angaben [9 S. 867, 86 S. 305, 135]. Allgemein lässt sich gemäß Abb. 2.7 festhalten, dass eine Spule beim Durchlaufen eines Polpaares zweimal kommutiert werden muss. Hieraus ergibt sich allerdings weder eine Aussage über deren interne Verschaltung noch die Bürstenanordnung, was beides zu einer gleichzeitigen Kommutierung mehrerer Spulen führen kann. Am zuverlässigsten ist die Bestimmung der Kommutierungsanzahl pro Umdrehung daher anhand der Anzahl der Kommutatorlamellen und der Bürstenanordnung durchführbar – eine ganzzahlige Proportionalität zur Drehfrequenz ist somit immer gegeben.

Gemäß der modellhaften Darstellung in Abb. 2.8 wird die reale Schwingungsform bei konstanter Drehzahl zwar periodisch, aber i. A. nicht harmonisch sein. Daher müssen neben der grundlegenden Kommutierungsfrequenz ebenso deren Harmonische im Signal auftreten [49 S. 410], was bspw. anhand einer Spektralanalyse in [68] zu sehen ist. Die Analysen des Stromverlaufs in [77, 96, 120] zeigen bei einer höheren Frequenzauflösung zusätzliche Spektralanteile, die alle eine Drehzahlproportionalität sowie variierende Amplitudenwerte aufweisen. Im Zeitbereich äußert sich dies in Abweichungen der Welligkeitsform der einzelnen Kommutierungsperioden untereinander,

was ebenfalls in [117] und [127] in unterschiedlich starken Ausprägungen zu beobachten ist. Als mögliche Ursachen dieser Effekte werden bspw. Wicklungsasymmetrien, die Ankerrückwirkung auf das Erregerfeld, Sättigungen im Magnetkreis oder ein Abheben der Bürsten genannt [30, 117]. Ebenso können äußere Einflüsse wie eine Gleichrichtung oder Pulsbreitenmodulation (*pulse width modulation*, PWM) in der Spannungsversorgung eine Störung des Stromsignals verursachen, deren Frequenz dann aber i. d. R. nicht mehr drehzahlproportional ist [9 S. 934–937, 52]. Hinsichtlich mechanischer Einflüsse wird in [43] eine Veränderung der spektralen Motorstromzusammensetzung aufgrund einer dynamischen Rotorextrizität beobachtet. Änderungen der Zeitverläufe in Abhängigkeit vom Betriebszustand sind unter einer stationären Drehzahl- und Lastvariation in [20, 23] und anhand eines transienten Vorgangs in [113] zu sehen. Eine gegenüberstellende Betrachtung von verschleißbedingten Änderungen im Zeit- und Frequenzbereich findet sich in [53].¹⁰

2.3 „Sensorlose“ Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung

Im Folgenden werden Verfahren betrachtet, die eine Bestimmung von Drehzahl und Drehwinkel an rotierenden Maschinen ermöglichen, ohne diese Messgrößen über einen dedizierten Sensor wie bspw. einen inkrementalen Drehgeber zu erfassen. Die Strukturierung der ersten beiden Abschnitte erfolgt auf Basis der Klassifizierung der elektrischen Maschinen nach [33 S. 6–8], wobei der Fokus der Betrachtung mit Bezug auf den vorliegenden Anwendungsfall auf den mechanisch kommutierten Gleichstrommaschinen liegt. Losgelöst von diesen Antriebskonzepten funktionierende Verfahren werden im letzten Abschnitt betrachtet.

2.3.1 Elektrische Maschinen mit selbstgeführter mechanischer Kommutierung

Wie in Kapitel 1 bereits erwähnt, wird im Bereich der mechanisch kommutierten Gleichstrommaschinen üblicherweise zwischen Verfahren unterschieden, die auf einem physikalischen Ersatzmodell oder den in den Messsignalen enthaltenen Oszillationen basieren. Charakterisierend für diese Einteilung ist, dass die Genauigkeit der letzten Kategorie unter Voraussetzung einer eindeutigen Detektierbarkeit nicht von Mess- oder Parameterabweichungen beeinflusst und lediglich durch die elektromechanische Konstruktion des Motors bestimmt wird. Im englischen Sprachgebrauch hat sich hierfür der Begriff *ripple*-basiert etabliert, womit üblicherweise die in Abschnitt 2.2.2 erläuterte Kommutierungsfrequenz gemeint ist. Diese Bezeichnung wird allerdings nicht allen auf Signaloszillationen basierenden Verfahren gerecht, da bspw. in [77, 120, 128] andere bzw. weitere drehzahlproportionale Spektralanteile zur Auswertung herangezogen werden und in [101] der Versorgungsspannung ein zusätzlicher Wechselanteil überlagert wird. Daher wird an dieser Stelle eine Verallgemeinerung des Begriffs vorgenommen und alle auf Signaloszillationen basierenden Verfahren in der Kategorie der signalbasierten Verfahren zusammengefasst. Die grundlegende Unterscheidung der beiden ursprünglichen Kategorien bzgl. des Einflusses von Mess- oder Parame-

¹⁰ Nicht alle betrachteten Untersuchungen wurden unter einer Permanentmagneterregung durchgeführt, teilweise fehlen zudem Angaben über das Erregerfeld. Auf die resultierenden Erkenntnisse hat dies jedoch keinen Einfluss.

terabweichungen auf das Berechnungsergebnis bleibt hiervon unberührt und somit weiterhin gültig. Alternative Kategorisierungen finden sich in [38] und [67], wobei diese lediglich eine weitere Detaillierung darstellen und somit keine binäre Differenzierbarkeit bezüglich der prinzipiellen Funktionsweise erlauben. Als weitere übergeordnete Gruppe existieren hybride Verfahren, die modell- und signalbasierte Anteile kombinieren, um eine Steigerung der Genauigkeit bzw. Robustheit zu erreichen, womit sich zusammenfassend die in Abb. 2.11 dargestellte Einteilung ergibt. Zur besseren Übersichtlichkeit und Einordnung werden die hybriden Verfahrensanteile in den folgenden Abschnitten zu modell- und signalbasierten Verfahren separat betrachtet und Zusammenhänge an entsprechender Stelle erläutert. Zudem sei angemerkt, dass die Veröffentlichungen [125] und [126] vergleichende experimentelle Untersuchungen der Verfahren [10, 18, 52, 73, 116] darstellen und daher nicht explizit behandelt werden.

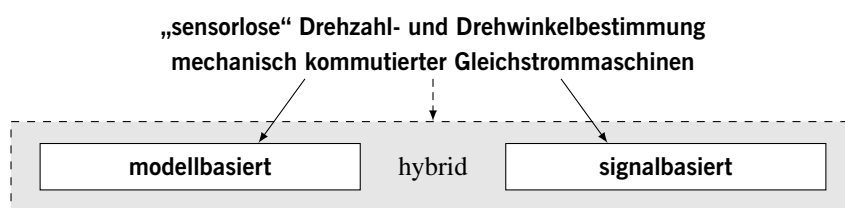


Abbildung 2.11: Kategorisierung der „sensorlosen“ Verfahren für mechanisch kommutierte Gleichstrommaschinen

Modellbasierte Verfahren

Bei den nachfolgend betrachteten Verfahren findet die mathematische Beschreibung des Motors üblicherweise anhand von (2.3) statt. Hierbei ergeben sich zunächst die grundlegenden Möglichkeiten, dass bei einer Messung der induzierten Spannung gemäß (2.1) unmittelbar auf die Drehzahl geschlossen und dass bei einer Messung von Motorstrom und Motorspannung die gesamte Gleichung des elektrischen Teilsystems nach dieser aufgelöst werden kann. In [95] wird eine analoge Schaltung vorgestellt, die durch Einfügen eines Messwiderstands in den Ankerstromkreis eine indirekte Messung der induzierten Spannung und darauf aufbauend eine Drehzahlregelung ermöglicht. Alternativ dazu wird in [31] der Motor in kurzen regelmäßigen Abständen stromlos geschaltet, womit die Messung der induzierten Spannung direkt an den Anschlussklemmen erfolgen kann. Die zur Bestimmung der Drehzahl notwendige Spannungskonstante wird initial anhand einer signalbasierten Drehzahlbestimmung ebenfalls im stromlosen Auslauf, jedoch im unteren Drehzahlbereich zur Erfüllung des Abtasttheorems ermittelt. Ein auf der vollständigen Motorgleichung basierendes Verfahren ist in [115 S. 402–403] anhand einer Kaskadenregelung der durch Integration der Winkelgeschwindigkeit ermittelten Motorposition dargestellt. Eine weitere Drehzahlregelung findet sich in [103], wobei in der Berechnung der Regelgröße der induktive Anteil vernachlässigt und auf die Messung der Motorspannung verzichtet wird. Als Ersatzgröße dient der Vorgabewert an die PWM-Ansteuerung, was eine zusätzliche Kompensation des nichtlinearen Übertragungsverhaltens bis zur effektiv am Motor anliegenden Spannung erfordert. In [38] wird ebenfalls eine Drehzahlbestimmung im Rahmen einer PWM-Ansteuerung unter Vernachlässigung des induktiven Anteils durchgeführt, die als Teil eines hybriden Verfahrens das Zeitfenster ohne Oszillationen des

Motorstroms bei verhältnismäßig niedrigen Schaltfrequenzen überbrückt. Die Kombination der Berechnungsergebnisse der einzelnen Verfahrensanteile findet in Abhängigkeit der Nenndrehzahl und des PWM-Tastgrades über eine Fuzzylogik statt. Ein weiteres hybrides Verfahren wird in [53] vorgestellt, bei dem die Genauigkeit dadurch erhöht wird, dass die berechnete Drehzahl über eine niederfrequenter als deren Regelung stattfindende signalbasierte Auswertung korrigiert wird. Bei dem hybriden Verfahren in [116] dient das Motormodell als Rückfallebene, falls die Oszillationserkennung kein plausibles Ergebnis liefert und wird im fehlerfreien Fall zusätzlich dazu genutzt, den aktuellen Wert der Spannungskonstanten zu bestimmen und somit Parameterabweichungen zu kompensieren. Im gleichen Zusammenhang wird der aktuelle Wert des Innenwiderstands beim Motoranlauf vor dem Überwinden der Haftreibung ermittelt. Ein ähnliches Konzept der Rückfallebene findet sich in [52], wozu ein suboptimales KALMAN-Filter bei geringen Drehzahlen sowie hohen Drehzahlgradienten eingesetzt wird. [137] nutzt ein KALMAN-Filter zur Datenfusion der modell- und signalbasierten Verfahrensanteile in Abhängigkeit des Betriebszustands. Weitere Anwendungen des Modells des elektrischen Teilsystems nach (2.3) zur Unterstützung von primär signalbasierten Verfahren finden sich in [23, 28, 68, 74, 117, 116]. Ein Vergleich verschiedener Methoden zur Beobachtung des Störmoments ist in [15] dargestellt, was im Stromregelkreis zur entsprechenden Kompensation genutzt wird und wobei die sich zusätzlich ergebende Drehzahlabschätzung in einer überlagerten Geschwindigkeitsregelung Anwendung findet. In [5] werden sowohl ein *extended* KALMAN-Filter als auch ein Partikelfilter zur Drehzahlregelung dargestellt und in ihrer Leistungsfähigkeit verglichen.¹¹ Ein eher außergewöhnlicher Ansatz findet sich in [93], bei dem die Drehzahl über Zeitmessungen von induktiven Spannungsspitzen während der Unterbrechung der Versorgungsspannung durch die PWM-Ansteuerung anhand der analytischen Lösung der Differentialgleichung bestimmt wird. Die Koeffizienten der Gleichungen müssen allerdings betriebspunktabhängig experimentell ermittelt werden.

Signalbasierte Verfahren

Die im Folgenden erläuterten Verfahren basieren im Wesentlichen auf den drehzahlproportionalen Signalanteilen der elektrischen Messgrößen, welche in Abschnitt 2.2.2 behandelt wurden. Aufgrund der Vielzahl an unterschiedlichen Ausführungsformen erscheint eine strukturierte Herangehensweise anhand einer entsprechenden Kategorisierung sinnvoll, welche in der Literatur allerdings nur selten und ohne einheitliche Vorgehensweise anzutreffen ist. Bei Betrachtung der in [124 S. 87–92] vorgenommenen Einteilung zeigt sich, dass keine eindeutige Differenzierbarkeit gegeben ist und in [67] wird an dieser Stelle lediglich zwischen den zur Auswertung herangezogenen Messgrößen unterschieden, was auf Basis der bereits erläuterten physikalischen Zusammenhänge nicht zielführend erscheint. Eine weitere eindeutige Differenzierung bietet sich zunächst anhand der zu ermittelnden Zustandsgröße Drehzahl oder Drehwinkel an. Bei Betrachtung der Bestimmung dieser Größen anhand der Signaloszillationen als vorangehender Signalverarbeitungsschritt ergeben sich mit der Inkrementendetektion und der Momentanfrequenzbestimmung wiederum zwei grundlegende und eindeutig differenzierbare Kategorien für die unmittelbare Ausgangsgröße des eigentlichen Verfahrens. Der Zusammenhang dieser vier Grundelemente, auf die im weiteren Verlauf genauer

¹¹ Das Partikelfilter stellt ebenso eine Erweiterung des KALMAN-Filters dar (vgl. [42 S. 25–26/401–402]).

eingegangen wird, ist in Abb. 2.12 unter Nennung der entsprechenden mathematischen Beziehung dargestellt. Darauf aufbauend sind die vor- und nachgelagerten Elemente der allgemeinen Signalverarbeitungskette angegeben, die maßgebend für die Funktionsweise und die erreichbare Genauigkeit der Verfahren sind und anhand derer die folgenden Erläuterungen strukturiert sind. Zudem können die Teilsysteme über Rückkopplungen ähnlich eines geschlossenen Regelkreises miteinander in Verbindung stehen, welche wie die weiteren Elemente, die nicht grundlegend enthalten sein müssen, durch gestrichelte Linien gekennzeichnet sind. Filterung und Fehlerkorrektur sind hierbei Maßnahmen, um die Genauigkeit bzw. Robustheit aufgrund der zur auszuwertenden Frequenz zusätzlich auftretenden und in diesem Zusammenhang üblicherweise als störend wirkenden Spektralanteile zu erhöhen (vgl. Abschnitt 2.2.2). Durch individuelle Kombination der einzelnen Teilsysteme lässt sich jedes nachfolgend betrachtete Verfahren beschreiben.

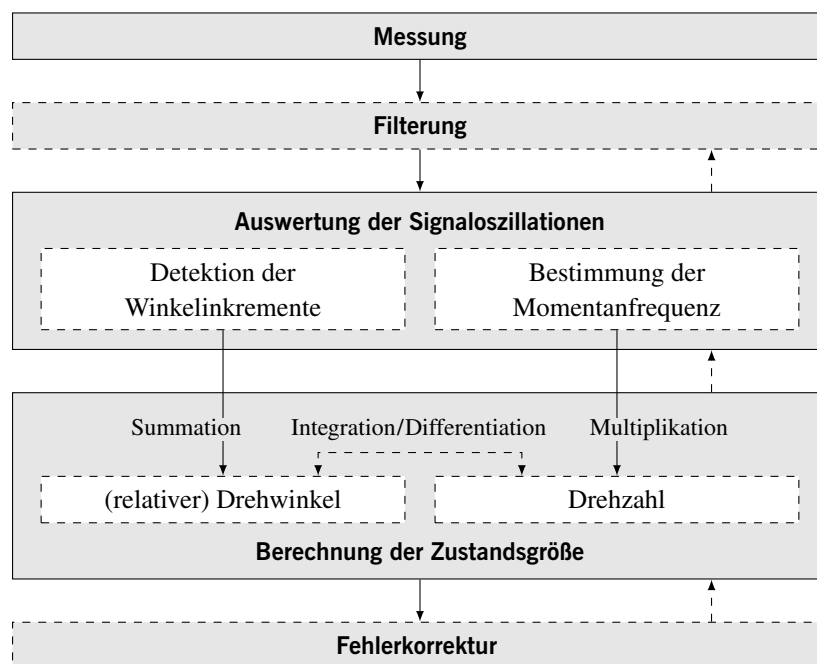


Abbildung 2.12: Systemkomponenten und allgemeines Ablaufdiagramm der signalbasierten „sensorlosen“ Verfahren für mechanisch kommutierte Gleichstrommaschinen

Bezüglich der praktischen Umsetzung lässt sich festhalten, dass lediglich einfache Verfahren mittels analoger Schaltungen realisiert bzw. realisierbar sind und komplexere Methoden grundsätzlich digital implementiert werden. In den nachfolgenden Erläuterungen wird die Art der Umsetzung nicht explizit behandelt, da sie unter den betrachteten Aspekten keinen wesentlichen Einfluss auf die Funktionsweise besitzt. Vielfach geht aus dem Zusammenhang automatisch hervor, ob es sich um eine analoge oder digitale Implementierung handelt. In welchem Umfang die dargestellten Verfahren in der Praxis eingesetzt werden, kann anhand der vorliegenden Informationen nicht beurteilt werden. Auffällig ist jedoch, dass sich ein Großteil der Beschreibungen auf Anwendungen in der Fahrzeugtechnik bezieht, wobei vor allem Systeme wie Fensterheber, Schiebedach, Sitzpositionierung, Spiegelverstellung oder die Klappenverstellung zur Luftverteilung im Innenraum – und somit im Wesentlichen nicht sicherheitsrelevante Systeme – genannt werden [22, 23, 25, 28, 68, 74, 84, 92 S. 1229, 117, 118, 119, 130].

Messung Gemäß der erläuterten physikalischen Zusammenhänge findet in fast allen betrachteten Arbeiten eine Auswertung der Oszillationen des Motorstroms statt. Hiervon abweichend wird in [53] und [72] eine zusätzliche Analyse der Motorspannung erwähnt, wobei in letzterem Verfahren anhand einer Differenzbildung mit dem Stromsignal eine größere Robustheit gegenüber Störanteilen erzielt werden soll. Eine Besonderheit stellt die in [57, 58] veröffentlichte Methode dar, bei der die durch den Kommutierungsvorgang im Spannungssignal erzeugten induktiven Spitzen ausgewertet werden. Gleiches gilt für das in [101] speziell für langsame Drehzahlen entwickelte Verfahren, wobei der sowohl drehwinkel- als auch drehzahlabhängige Scheinwiderstand des Motors anhand eines der Versorgungsspannung überlagerten hochfrequenten Wechselanteils konstanter Frequenz ermittelt wird. Praktisch findet somit eine Auswertung der Amplitudenvariation dieser speziellen Frequenz im Motorstrom statt, die ebenfalls eine Periodizität gemäß der Anzahl an Kommutierungen je Umdrehung aufweist. Bei einer Kombination von signal- und modellbasiertem Ansatz kommt, wie zuvor erwähnt, üblicherweise eine Strom- und Spannungsmessung zur Anwendung.

Filterung Neben der bei digitalen Verfahren standardmäßig notwendigen Antialiasing-Filterung werden weitere Filtermaßnahmen eingesetzt, um die für die Auswertung relevante Frequenz von störenden Spektralanteilen abzugrenzen. Im einfachsten Fall wird zur Unterdrückung hochfrequenter Störungen ein Tiefpassfilter mit fester Grenzfrequenz eingesetzt [18], wobei diese auf den Drehzahlbereich des Motors angepasst sein und oberhalb der maximal möglichen auszuwertenden Frequenz liegen muss. In [11, 99] wird eine deutlich niedrigere Grenzfrequenz gewählt und dieses Signal vom ursprünglichen Signal subtrahiert, um ähnlich der Funktion eines Hochpassfilters eine leichter auswertbare Oszillation um die Nulllage zu erzeugen. Eine vergleichbare Methode findet sich in [22, 68], wobei der zu subtrahierende mittlere Motorstrom modellbasiert ermittelt wird. Die Kombination beider Filterarten führt zu einer festen Bandpassfilterung, die bspw. in [1, 53, 81, 84, 118, 137] zum Einsatz kommt. Bei Anwendung an einem Universalmotor im Wechselstrombetrieb in [10] dient der Hochpassanteil insbesondere dazu, die Grundfrequenz der Versorgungsspannung zu dämpfen. Ähnliches gilt für den Tiefpassanteil bei PWM-Ansteuerung eines Gleichstrommotors in [30, 88]. Eine eher untypische Methode findet sich in [113], wobei das Signal anhand eines als *local mean decomposition* bezeichneten Verfahrens in einzelne Funktionen mit unterschiedlichen Frequenzanteilen zerlegt und durch anschließende Summation einer gewissen Untermenge dieser Funktionen eine Art Bandpassfilterung erreicht wird. Die Nutzung eines Filters mit variablen Grenzfrequenzen ermöglicht, den Durchlassbereich genauer an die drehzahlvariable Auswertungsfrequenz anzupassen und somit im Drehzahlbereich auftretende Störfrequenzen herauszufiltern, was in [23, 74, 117] anhand einer modellbasierten Berechnung der Mittenfrequenz erfolgt. In [130] wird die einstellbare Mittenfrequenz an den Sollwert der Drehzahlregelung gekoppelt und [28] sieht zusätzlich eine drehzahlabhängige Einstellbarkeit der Bandbreite des modellbasiert ermittelten Durchlassbereichs vor. Eine zusätzliche Verbesserung in der Genauigkeit der Filtereinstellung wird durch Rückkopplung der durch das Verfahren selbst ermittelten Drehzahl erreicht, was in [68] für den Tiefpassanteil umgesetzt ist. Weitere Ausführungsvarianten dieser Vorgehensweise stellen die Auswahl eines aktiven Bandpassfilters aus einer bestimmten Anzahl vordefinierter Filter mit unterschiedlichen Durchlassbereichen [127] sowie die bereits zuvor erwähnte Anpassung der Mittenfrequenz [52] und eine zusätzliche Variation der Bandbreite dar [112].

Auswertung der Signaloszillationen Gemäß dem in Abb. 2.12 dargestellten Schema findet die Auswertung der Signaloszillationen entweder durch eine Detektion der Winkelinkremente oder anhand einer Bestimmung der Momentanfrequenz statt. Im ersten Fall wird in einem Großteil der Arbeiten entweder eine Extremwert- oder Schnittpunkterkennung eingesetzt, wobei sich die einzelnen Ausführungen im Detail unterscheiden, um wiederum eine höhere Robustheit gegenüber Störanteilen im Signal zu erreichen. Anhand der in [28] dargestellten Schaltung werden bspw. die Minima und Maxima im Messsignal durch einen Spitzenwertgleichrichter und einen Komparator in ein auswertbares Rechtecksignal gewandelt. Eine vergleichbare digitale Umsetzung findet sich in [31], wobei eine Beschränkung der Auswertung auf den eingeschalteten Zustand der PWM-Ansteuerung stattfindet. In [124] werden die abgetasteten Signalwerte in einem FIFO-Puffer (*first-in-first-out*) gespeichert und dieser nach einem Maximum hin durchsucht. Die Breite des Suchfensters innerhalb des Puffers ist hierbei von der zurückgekoppelten ermittelten Drehzahl abhängig.¹² Extremwertbestimmungen ohne weitere Erläuterung der Funktionsweise sind in [23, 68, 74, 88, 113, 116, 117] genannt. Eine Schnittpunktbestimmung wird üblicherweise, wie zuvor bereits angedeutet, bei einer Oszillation um die Nulllage nach vorheriger Hochpass- bzw. Bandpassfilterung angewendet [130], wobei für analoge Umsetzungen wiederum Komparatorschaltungen Anwendung finden [1, 119]. Ergänzungen zur Erhöhung der Robustheit gegenüber Störungen werden anhand einer Hysterese oder einer Phasenverschiebung zum Ausgangssignal und anschließendem Vergleich vorgenommen [37, 81, 84, 99, 118, 137]. Findet hingegen eine Auswertung des Messsignals ohne eine vorherige Hoch- oder Bandpassfilterung statt, muss eine entsprechende Referenz festgelegt [101] oder erzeugt werden. Dies kann bspw. anhand einer Mittelwertbildung [18] oder prozentualer Schwellenwerte zwischen den Extremwerten erfolgen, wobei in [25] zur Erhöhung der Robustheit eine zusätzliche Totzeit in Abhängigkeit der Versorgungsspannung vorgesehen wird. Alternativ zur Extremwert- und Schnittpunktbestimmung kommen vereinzelt Verfahren der Mustererkennung für die Analyse der Signalform zur Anwendung. In [127] erfolgt dies anhand einer Supportvektormaschine, welche als Ausgangsgröße der Klassifizierung eine binäre Impulsfolge liefert, die den im Signal auftretenden Oszillationen entspricht. Das Ergebnis wird wiederum zur Merkmalsextraktion aus dem Eingangssignal zurückgeführt. In [67] wird hingegen ein künstliches neuronales Netz verwendet, wobei verschiedene Amplitudenhöhen und Zeitdauern als Merkmale dienen.

Die Bestimmung der Momentanfrequenz basiert beim Großteil der betrachteten Verfahren auf einem anhand der schnellen FOURIER-Transformation (*fast FOURIER transform*, FFT) berechneten Amplitudenspektrum. Im einfachsten Fall wird hierbei die Frequenz als Ergebnis herangezogen, an der der maximale Amplitudenwert auftritt, wobei zur Erhöhung der Genauigkeit zusätzlich eine Interpolation zwischen den Frequenzstützstellen erfolgen kann [10]. Zur Steigerung der Robustheit findet in [72, 73] eine Überwachung auf sprunghafte Änderungen der Frequenz oder eine Differenzbildung mehrerer Spektren statt und [53] gibt ein modellbasiert berechnetes Frequenzfenster vor, innerhalb dessen das Maximum auftreten muss. In [128] wird das Amplitudenspektrum aufgrund der weiteren drehzahlproportionalen Frequenzen zusätzlich einer Autokorrelation unterzogen, womit das Maximum der Korrelationsfunktion mit der geringsten Frequenz der Drehfrequenz

¹² Es wird sich auf das zweite in dieser Arbeit vorgestellte Verfahren bezogen – die beiden weiteren Methoden werden anhand der gleichwertigen Veröffentlichungen [127] und [128] behandelt.

entspricht. Zur Reduktion des Berechnungsaufwands wird diese Analyse nicht kontinuierlich durchgeführt und zusätzlich eine Phasenregelschleife eingesetzt, welche Drehzahländerungen in einem gewissen Rahmen folgen kann. Eine ähnliche Auswertung findet sich in [120] unter Anwendung der Cepstrumanalyse. Alternativ zur FOURIER-Transformation wird das Signal in [77] anhand der Wavelet-Transformation in einzelne Teilfunktionen zerlegt, um durch die Momentanfrequenz des über die HILBERT-Transformation definierten analytischen Signals einer ausgewählten Teilfunktion die Drehzahl zu ermitteln. In [96] wird mit einem *adaptive line enhancer* ein spezielles Filterverfahren eingesetzt, bei dem die zu identifizierende Frequenz aus einem adaptiven Koeffizienten der Übertragungsfunktion berechnet werden kann.¹³ Eine weitere adaptive Filterung ist in [52] angegeben, bei dem ein einstellbares FIR-Filter (*finite impulse response*) im Bereich der Auswertungsfrequenz wie ein zweifacher Differenzierer wirkt. Unter der Annahme, dass das Eingangssignal eine ideale Sinusform besitzt, lässt sich durch Division von Ausgangs- und Eingangssignal die Momentanfrequenz bestimmen. [22] nutzt eine adaptive Filterung gemeinsam mit einer Phasenregelschleife, um die aktuelle Drehzahl zu ermitteln.

Berechnung der Zustandsgröße Zur Bestimmung der im Rahmen einer technischen Anwendung interessanten Zustandsgrößen Drehzahl und Drehwinkel gelten die in Abb. 2.12 dargestellten mathematischen Zusammenhänge. Die Summenbildung führt zur Inkrementierung und ggf. abhängig von der Drehrichtung zur Dekrementierung eines Zählers, wobei der entsprechende Differenzwinkel der einzelnen Inkremente berücksichtigt werden muss und welche somit nur eine relative Winkeländerung mit Bezug auf den Startzeitpunkt der Auswertung beschreibt [23, 68, 74, 84, 101, 117, 118, 124, 127]. Für die Multiplikation muss der entsprechende Faktor der ausgewerteten Drehzahlvielfachen wie bspw. der Kommutierungsfrequenz berücksichtigt werden (vgl. Abschnitt 2.2.2). Die Bestimmung der Drehzahl anhand des (relativen) Drehwinkels findet üblicherweise über die Bildung von Differenzenquotienten statt, wobei zwischen einer Berechnung mit konstanter Winkeldifferenz [1, 23, 31, 38, 39, 68, 116, 124, 127, 130] oder konstanter Zeitdifferenz [74, 117] unterschieden werden kann. Eine Integration von Drehzahl zu Drehwinkel wird aufgrund der Gefahr eines Drifts i. d. R. nicht vorgenommen und ist lediglich in [22] zu finden.

Fehlerkorrektur Hinsichtlich einer weiteren Verbesserung der Genauigkeit von Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung werden Algorithmen eingesetzt, die Fehler in der Detektion der Winkelinkremente identifizieren und korrigieren sollen. Üblicherweise findet hierzu ein parametrierbares Zeitfenster Anwendung, in dem das Auftreten eines Zählimpulses erwartet und in den gegenteiligen Fällen eine entsprechende Anpassung des Winkelsignals vorgenommen wird. Bei der Umsetzung dieses Verfahrens kann unterschieden werden, ob die Berechnung des Zeitfensters modellbasiert [23, 116, 118], durch eine Rückführung der ermittelten Drehzahl [74, 119] oder durch eine Kombination beider Anteile [117] stattfindet.¹⁴ Alternativ wird in [68] durch eine konstruktive Änderung

¹³ Dieses Verfahren wird üblicherweise zur Trennung eines harmonischen Signalanteils von einem überlagerten breitbandigen Rauschen verwendet (vgl. bspw. [47 S. 285–289]).

¹⁴ Dies wird anhand der Beschreibung im Text von [74] und [117] angenommen – die zugehörigen Abbildungen sind widersprüchlich.

der Motorwicklung implizit eine Referenzmarke pro Umdrehung erzeugt, welche mit einer entsprechenden Korrektur die Aufsummierung von Zählfehlern über mehrere Motorumdrehungen verhindert.

2.3.2 Elektrische Maschinen mit selbstgeführter elektronischer oder fremdgeführter Kommutierung

Wie bereits in Kapitel 1 erwähnt, bezieht sich der größere und bekanntere Teil der existierenden „sensorlosen“ Verfahren auf Synchron-, Asynchron-, elektronisch kommutierte Gleichstrom- und Reluktanzmaschinen. Diese basieren prinzipiell ebenfalls entweder auf modellbasierten Ansätzen oder in den Messsignalen auftretenden Oszillationen – detailliertere mögliche Kategorisierungen sind bspw. in [40 S. 266, 90, 106 S. 884] zu finden. Wesentliche Unterschiede zu den Verfahren für Gleichstrommaschinen ergeben sich dadurch, dass die vorliegenden Messgrößen bereits Wechselgrößen darstellen, ggf. Transformationen zwischen dem rotierenden und feststehenden Koordinatensystem notwendig sind und neben der mechanischen Drehfrequenz zudem eine abweichende elektrische Drehfrequenz mit ihren Harmonischen auftreten kann. Weiterhin stellt die stillstandsnahe Drehzahl- bzw. Drehwinkelbestimmung ein prominentes Thema dar, das bei Gleichstrommaschinen bisher nicht im Fokus steht [40 S. 266–267, 90]. Aufgrund der wenigen Gemeinsamkeiten und der daraus resultierenden geringen Relevanz für die vorliegende Aufgabenstellung wird auf eine detaillierte Erläuterung der Verfahren verzichtet und auf die entsprechende Literatur verwiesen.

2.3.3 Verfahren ohne Bezug zu elektrischen Maschinen

Weitere Verfahren zur „sensorlosen“ Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung finden sich allgemein im Bereich der Maschinendiagnose, wobei ebenfalls die Bezeichnung „tacholos“ verwendet wird und die Motivation bspw. in der Anwendung an bestehenden Maschinenstrukturen liegt, bei denen das Anbringen eines entsprechenden Sensors nicht möglich ist [17, 51, 78]. In diesem Zusammenhang werden vor allem die üblicherweise eingesetzten Beschleunigungssensoren verwendet, die mechanische Schwingungen am Gehäuse aufgrund von Unwuchten, Zahneingriffen im Getriebe oder Schäden an Wälzlagern erfassen, womit das gemessene Signal wie die zuvor betrachteten elektrischen Größen eine oder mehrere markante Frequenzen proportional zur Drehzahl beinhaltet. Aufgrund der Wandlung von Körper- in Luftschall sind ebenso akustische Messungen möglich. Abhängig von dem vorliegenden mechanischen System ergeben sich für die Aufgabenstellung der Signalauswertung gewisse Ähnlichkeiten zu den signalbasierten Verfahren aus Abschnitt 2.3.1, wie anhand einer Gegenüberstellung der Amplitudenspektren von Motorstrom- und Gehäuseschwingungsmessung in [82] zu erkennen ist. Eine relativ aktuelle Übersicht zum Stand der Forschung findet sich in [78].¹⁵ Hierbei muss allerdings beachtet werden, dass aufgrund der vorliegenden

¹⁵ Es werden zudem die Verfahren für elektrische Maschinen sowie videobasierte Auswertungen betrachtet – letztere fallen nicht unter die an dieser Stelle erläuterten „sensorlosen“ Verfahren im Sinne der Ausnutzung einer bereits für andere Zwecke vorhandenen Sensorik.

Anwendung und im Gegensatz zu den elektrischen Maschinen nicht zwangsläufig eine Echtzeitfähigkeit gefordert wird. Nachfolgend findet eine nähere Erläuterung von zwei ausgewählten Verfahren statt.

In [51] wird per Kurzzeit-Spektralanalyse das Spektrogramm eines Schwingungssignals berechnet und der Drehzahlverlauf anhand der auftretenden lokalen Maxima ermittelt. Dies geschieht nach manueller Festlegung einer drehzahlharmonischen Initialisierungsfrequenz über die Suche nach den nächsten Nachbarn anhand des geringsten Abstands in den drei Dimensionen Zeit, Frequenz und Amplitude. Das Ergebnis wird anschließend genutzt, um das zeitdiskrete Schwingungssignal zur Identifikation von Getriebebeschäden im Rahmen einer Ordnungsanalyse einer drehzahlproportionalen Konvertierung der Abtastfrequenz zu unterziehen. Ein vergleichbares Vorgehen findet sich in [17], wobei die Maximasuche im Spektrogramm zur Erhöhung der Robustheit für mehrere drehzahlproportionale Spektralanteile und in einem Toleranzfenster relativ zum vorherigen Auswertungsschritt durchgeführt wird. Das Ergebnis wird gemeinsam mit dem ursprünglichen Schwingungssignal einem VOLD-KALMAN-Filter zugeführt, um den Amplitudenverlauf einzelner Ordnungen zu extrahieren.

2.4 Defizite bestehender Systeme und Verfahren

Bei Betrachtung der konstruktiven Gestaltung der Bremse fällt auf, dass sich ohne zusätzliche Maßnahmen zunächst kein Lüftspiel zwischen Scheibe und Belägen einstellt und somit ein Restbremsmoment wirken kann. In diesem Zusammenhang besitzt die Rückstellung des Kolbens über den Dichtring nur einen Einfluss, wenn eine entsprechende Zugkraft auf den inneren Belag übertragen wird. Für die Funktion der EPB kommt erschwerend hinzu, dass diese Rückstellung i. d. R. nur bei hydraulischer Betätigung ausreichend groß ist, da im elektromechanischen Fall die Wirkung des Bremsdrucks auf den Dichtring fehlt [62 S. 13–15/22–23]. Für den äußeren Belag ist zudem eine Verschiebung des gesamten Sattels notwendig. Belagrückstellfedern ermöglichen prinzipiell die beidseitige Einstellung eines Lüftspiels zwischen Scheibe und Belägen, können dies jedoch nicht immer gewährleisten [62 S. 24–31]. Beeinflussende Faktoren sind u. a. die in den Führungen von Belägen, Kolben und Sattel auftretenden Reibkräfte sowie deren mögliche Änderung über der Nutzungsdauer, die unterschiedlichen benötigten Rückstellkräfte bei hydraulischer und elektromechanischer Betätigung aufgrund der Wirkung des Dichtrings oder die notwendige plastische Verformung der Federn zur Kompensation des Belagverschleißes.

Hinsichtlich einer genauen Einstellung der Spannkraft stellt das Fehlen einer entsprechenden Sensorik einen großen Nachteil dar und die hieraus resultierende Unsicherheit führt in Verbindung mit einer sicherzustellenden Mindestspannkraft in logischer Konsequenz zu einer Überdimensionierung des Gesamtsystems. Eine wesentliche Ursache bei der indirekten Bestimmung anhand des Motorstromsignals sind die auf dem Übertragungspfad von der Mess- bis hin zur Wirkstelle auftretenden Störgrößen, worunter bspw. temperaturbedingte Änderungen der Drehmomentkonstanten oder die im Getriebe und den Führungen herrschenden Reibkräfte fallen. Die Genauigkeit eines direkten mathematischen Zusammenhangs zwischen Spannkraft und Motorwinkel ist u. a. von der

Lokalisierung des initialen Kontaktpunkts beim Kraftaufbau sowie dem Einfluss der Bremsentemperatur auf die Steifigkeit abhängig [110]. Letztere unterliegt bei der vorliegenden Kombination von Betriebs- und Feststellbremse aufgrund des Belagverschleißes zudem möglichen Änderungen über der Nutzungsdauer [110].¹⁶

Die Überwachung des Belagverschleißes mit mechanischen Mitteln bietet aufgrund der Zugänglichkeit und des Geräuschverhaltens wenig Komfort für den Fahrer. Eine elektrische Erfassung mit Endverschleißsensoren hat diesbezüglich Vorteile, erfordert allerdings zusätzlichen Aufwand hinsichtlich Verkabelung etc. und kann während der Nutzungsdauer keine kontinuierliche Rückmeldung über den aktuellen Zustand liefern. Modellbasierte Abschätzungen erlauben dies, weisen jedoch üblicherweise Fehler aufgrund von nicht detektierbaren Einflüssen auf [66 S. 84–93], was die Akzeptanz seitens des Fahrers in Frage stellt. Eine in die Betriebsbremse integrierte EPB mit Motorwinkelsensorik stellt vor einem technischen Hintergrund eine sehr vorteilhafte Lösung dar, ist aber hinsichtlich bereits erwähnter Faktoren wie Kosten und Komplexität im vorliegenden Fall nicht gegeben. Zudem liefert diese Methode keine Aussage über den Verschleiß an der Fahrzeugachse, die nicht mit diesem System ausgestattet ist.

Bezüglich der Oszillationen der elektrischen Größen von mechanisch kommutierten Gleichstrommaschinen lässt sich festhalten, dass die grundlegenden Entstehungsmechanismen zwar bekannt, diese aber in der Literatur insbesondere in ihrer Auswirkung auf den Motorstrom nur wenig verbreitet sind. Hierbei kommt vermutlich zum Tragen, dass der Effekt lediglich bei Kleinmaschinen aufgrund der schlechteren Gleichrichtung der induzierten Spannung eine relevante Rolle spielt [127]. Experimentelle Untersuchungen zeigen zudem, dass in Ergänzung zur Kommutierungsfrequenz und ihrer Harmonischen eine Vielzahl weiterer drehzahlproportionaler Spektralanteile auftreten, die zu den unterschiedlichsten Signalformen im Zeitbereich führen können. Hierbei werden zwar mögliche Ursachen genannt, ein genauer Zusammenhang zur Auswirkung aber nicht angegeben.

Für die „sensorlose“ Drehzahl- und Drehwinkelbestimmung mechanisch kommutierter Gleichstrommaschinen gilt, wie bereits erwähnt, dass die signalbasierten Verfahren prinzipiell eine höhere Genauigkeit als die modellbasierten Verfahren ermöglichen. Dennoch ergeben sich abhängig von der jeweiligen Anforderung zweckmäßige Anwendungen wie als Unterstützung oder Redundanz bei der Auswertung von Signaloszillationen. Bei letzteren Verfahren zeigt sich, dass die zuvor beobachteten und zusätzlich zur auszuwertenden Frequenz auftretenden Spektralanteile zu einer negativen Beeinflussung der Genauigkeit führen, woraus eine Notwendigkeit zur Erhöhung der Robustheit resultiert. Diese Thematik wird zwar im Großteil der betrachteten Arbeiten unter einer Zunahme der Komplexität der Verfahren bspw. durch Filtermaßnahmen und Korrekturalgorithmen aufgegriffen, allerdings kann für keine Methode das Auftreten von Zählfehlern grundsätzlich ausgeschlossen werden. Dies liegt darin begründet, dass die Behandlung von Signalstörungen nur an den konkreten Beispielen und nicht allgemeingültig erfolgt und umfangreiche Validierungen entsprechend der genannten Einflussfaktoren oder analytische Nachweise fehlen. Mit der Vielzahl

¹⁶ Die in [110] an einer EMB durchgeführten Untersuchungen sind aufgrund eines ähnlichen Systemaufbaus auf die vorliegende EPB übertragbar.

an beobachteten Signalformen ist somit eine Fehleranfälligkeit aller existierender Verfahren als sehr wahrscheinlich anzunehmen. Hierbei sind insbesondere etwaige Rückführungen des Berechnungsergebnisses und eine damit verbundene mögliche Instabilität sowie die bei einer Mustererkennung grundsätzlich auftretende Problematik der Klassifizierbarkeit zu nennen [56 S. 12]. Für die Drehwinkelbestimmung als inkrementales Verfahren kommt erschwerend hinzu, dass sich Zählfehler über die Betriebsdauer i. d. R. aufsummieren und die Abweichung vom tatsächlichen Lagewert zunimmt. Konstruktive Maßnahmen wie in [68] können das Ergebnis zwar verbessern, stellen aber keine allgemeingültig anwendbare Lösung dar. Zudem zeigen die genannten praktischen Anwendungen, dass mit diesen keine großen Genauigkeitsanforderungen einhergehen, was die Zuverlässigkeit der Verfahren ebenfalls in Frage stellen lässt.

Abschließend lässt sich festhalten, dass eine fehlerfreie Auswertung der Signaloszillationen prinzipiell möglich erscheint, da die Drehwinkelinformation aufgrund der physikalischen Zusammenhänge grundsätzlich im Signal vorhanden ist. Hierfür ist bei der Entwicklung eines entsprechenden „sensorlosen“ Verfahrens jedoch die Kenntnis der auftretenden störenden Signalanteile zwingend notwendig, da anderenfalls eine Robustheit nicht garantiert und somit keine verlässliche Angabe über die erreichbare Messgenauigkeit getroffen werden kann. Dies wird in den folgenden Kapiteln betrachtet.

3 Untersuchung der Oszillationen elektrischer Messgrößen

In diesem Kapitel werden die Oszillationen der elektrischen Messgrößen von permanentmagnet-erregten mechanisch kommutierten Gleichstrommaschinen untersucht, um Erkenntnisse über die Ursachen der unterschiedlichen Signalformen bzw. der auf ein signalbasiertes „sensorloses“ Verfahren störend wirkenden Signalanteile zu gewinnen. Hierzu findet zunächst eine Auswahl verschiedener Motoren als Versuchsobjekte statt, die sich in wesentlichen konstruktiven Parametern unterscheiden. Die anschließende messtechnische Untersuchung zeigt den Einfluss der Versuchsp-arameter auf die Signalverläufe und identifiziert charakteristische Merkmale und Besonderheiten. Im letzten Abschnitt werden anhand der Modellbildung und Simulation eines beispielhaften Motors aus der Reihe der Versuchsobjekte über Parametervariationen ergänzend Einflüsse untersucht, die am realen System nicht oder nur schwer umsetzbar sind. Teilergebnisse dieses Kapitels wurden vorab in [138] publiziert.

3.1 Versuchsobjekte

Gemäß der in Abschnitt 2.2.2 vorgenommenen Betrachtungen hat der Kommutierungsvorgang einen wesentlichen Anteil an den auftretenden Oszillationen, weshalb im Folgenden drei Motortypen ausgewählt werden, die sich hinsichtlich der Anzahl an Kommutierungen pro Umdrehung in ihrer elektromechanischen Konstruktion unterscheiden. Allen Typen ist zunächst gemein, dass sie in der elektrischen Parkbremse zur Anwendung kommen und eine Nennleistung von ca. 100 W aufweisen. Bezüglich identischer konstruktiver Parameter besitzen alle Motoren je ein Pol- und ein Bürstenpaar, wobei jede Bürste abhängig vom Drehwinkel maximal 2 benachbarte Kommutatorlamellen überdeckt. Wesentliche Unterschiede ergeben sich gemäß des gewählten Kriteriums in der Anzahl der Kommutatorlamellen und Rotornuten, welche zusammengefasst in Tab. 3.1 dargestellt sind. Die hier ersichtliche Abweichung dieser beiden Kennwerte bei Typ II ist dadurch begründet, dass die Ankerwicklung der Typen I und III als eingängige gekreuzte Schleifenwicklung ausgeführt ist, Typ II hingegen besitzt zwei parallelgeschaltete eingängige gekreuzte Schleifenwicklungen, die beide mit denselben Kommutatorlamellen verbunden sind. Abhängig von der Anzahl der Rotornuten ergeben sich zudem Unterschiede in der Spulenweite, die 2 Nutschritte bei den Typen I und II und 3 Nutschritte bei Typ III beträgt. Letzterer weist zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit und Geräuschbildung außerdem eine Schrägung der Rotornuten auf [40 S. 123, 115 S. 21]. In allen Motoren sind zwischen Anschlussklemmen und Bürsten ein Filter sowie ein am Kommutator angebrachter Ringvaristor enthalten, welche der Reduktion der Störaussendung hinsichtlich einer elektromagnetischen Verträglichkeit dienen [33 S. 396–398, 109 S. 168–182]. Die Kommutierung der Ankerspulen erfolgt für alle Motoren aufgrund der ungeraden Anzahl

an Kommutatorlamellen sowie den gegenüberliegend angeordneten Bürsten immer abwechselnd zwischen positiver und negativer Bürste, womit die resultierende Anzahl der Kommutierungen pro Umdrehung der doppelten Anzahl der Kommutatorlamellen entspricht.

Tabelle 3.1: Konstruktive Parameter der zur Untersuchung ausgewählten Motortypen

Motortyp	Anzahl der Rotornuten	Anzahl der Kommutatorlamellen	Schrägung der Rotornuten ¹	Kommutierungen pro Umdrehung
I	5	5	0°	10
II	6	3	0°	6
III	7	7	16,5°	14

3.2 Messtechnische Untersuchung

Im Rahmen der messtechnischen Untersuchung wird das Verhalten der zuvor definierten Motortypen im Folgenden sowohl einzeln als auch im Gesamtsystem der elektrischen Parkbremse analysiert, wobei der Fokus in den Auswirkungen auf die Signalform unter Variation der entsprechenden Versuchsparameter liegt.

3.2.1 Motor ohne Last

Die Untersuchung einzelner Motoren ohne anliegende Last dient dazu, eine Beeinflussung durch externe Störgrößen ausschließen und somit eine möglichst grundlegende Betrachtung vornehmen zu können. Zunächst werden der Versuchsaufbau sowie die durchgeführten Parametervariationen erläutert, worauf anschließend eine Darstellung und Analyse charakteristischer sowie mit Hinblick auf signalbasierte „sensorlose“ Verfahren besonderer Signalverläufe stattfindet.

Versuchsaufbau und -parameter

Die Ansteuerung des Motors erfolgt über einen Vierquadrantensteller (sog. H-Brücke) [33 S. 319–322, 36 S. 245–246, 86 S. 335–336], der u. a. eine Drehrichtungsumkehr und Bremsvorgänge ermöglicht. Die hierbei zu schaltenden Transistoren werden über ein RCP-Echtzeitsystem (*rapid control prototyping*) angesteuert, dass die entsprechenden Befehle von einem per Ethernet verbundenen Host-Rechner erhält. Eine Variation der Drehzahl wird anhand der Versorgungsspannung vorgenommen. Die Messung der elektrischen Größen erfolgt über ein digitales Speicheroszilloskop, welches den Motorstrom i_M über eine Stromzange und die beiden massebezogenen Spannungen $u_{M,+}$ und $u_{M,-}$ über Tastknöpfe an den Anschlussklemmen des Motors erfasst. Hierbei wird mit Hinblick auf die Serienanwendung bewusst auf eine differentielle Messung verzichtet und in

¹ Der angegebene Winkel beschreibt die Verwindung des Blechpakets um die Rotationsachse des Ankers.

der Auswertung eine nachträgliche Differenzbildung der beiden Signale vorgenommen. Zusätzlich wird der Drehwinkel φ_M über eine an der Motorwelle angebrachte Lochscheibe und eine Gabellichtschranke inkremental gemessen, um die elektrischen Größen in dessen Abhängigkeit darstellen sowie einen Bezug zwischen den auftretenden Frequenzen und der Drehzahl herstellen zu können.² Für die Vorzeichen der Messwerte gilt, dass ein positiver Spannungsabfall einem positiven Strom und einer Drehwinkeländerung im mathematisch positiven Sinn mit Blick auf das abtriebsseitige Wellenende und somit einem Linkslauf des Motors entspricht. Eine Aufzählung der verwendeten Komponenten sowie eine schematische Darstellung des Versuchsaufbaus findet sich in Anhang A.2. Als Messparameter werden für die Analyse im Zeitbereich eine Abtastfrequenz von 50 MHz und eine Unterdrückung des Gleichanteils gewählt. Da die hierbei entstehenden Datenmengen die Aufzeichnungsdauer des Oszilloskops einschränken, wird für eine zusätzliche Analyse im Frequenzbereich die Abtastfrequenz auf 500 kHz reduziert, was eine höhere Frequenzauflösung ermöglicht. Für eine eventuelle Verwendung der Messungen im weiteren Verlauf der Arbeit, wird in diesem Zusammenhang zusätzlich der Gleichanteil mit erfasst.

Die Versuche werden bei Raumtemperatur und konstanter Drehzahl durchgeführt, wobei die Versorgungsspannung in den Stufen 9 V, 12 V und 16 V sowie die Drehrichtung variiert werden. Zusätzlich findet eine Betrachtung von neuwertigen und gebrauchten Motoren statt, die dadurch gekennzeichnet sind, dass sie entweder weniger als 1.000 oder mehr als 100.000 Spannvorgänge beim Einsatz in der elektrischen Parkbremse absolviert haben, womit sich für letztere eine ungefähre Betriebsdauer von 50 h ergibt. Zur statistischen Absicherung werden von jedem Motortyp und Verschleißzustand 3 Exemplare ausgewählt, die der Reihenfolge nach mit Nr. 1–3 gekennzeichnet sind, womit insgesamt 18 Versuchsobjekte zur Verfügung stehen.

Analyse der Messwerte

In Abb. 3.1 sind zunächst die Wechselanteile der Strom- und Spannungsmessung \tilde{i}_M und \tilde{u}_M eines Versuchs mit einem neuwertigen Motor vom Typ II über 3 Umdrehungen im Rechtslauf dargestellt, wobei die Verläufe aufgrund der geringen Störanteile für ein „sensorloses“ Verfahren als ideal anzusehen sind. Wie zu erwarten, ergeben sich 6 durch den Kommutierungsvorgang verursachte Oszillationen pro Umdrehung sowie ein entsprechend regelmäßig wiederkehrendes Muster, was mit den im Rahmen der Literaturrecherche beobachteten drehzahlproportionalen Spektralanteilen im Einklang steht. Ebenfalls den Erwartungen entsprechend zeigt sich ein gegenphasiges Schwingen beider Signale sowie eine deutlich größer ausfallende Stromamplitude (vgl. Abschnitt 2.2.2).

Abb. 3.2 zeigt die Messsignale eines gebrauchten Motors vom Typ I über 5 Umdrehungen im Linkslauf, wobei die in diesem Fall zu erwartenden 10 Oszillationen pro Umdrehung deutlich schwerer zu erkennen sind als zuvor und was im Rahmen eines „sensorlosen“ Verfahrens entsprechende Auswertungsfehler verursachen kann. Zudem treten im Spannungssignal mehr kurzzeitige Spitzen auf und die grundsätzliche Wiederholbarkeit der Signalform ist während der dritten Umdrehung gestört. Eine Ursache hierfür konnte nicht identifiziert werden, jedoch erscheint eine vorübergehende

² Aufgrund einer fehlenden Referenzmarke, beziehen sich alle entsprechenden Winkelangaben auf einen beliebig gewählten Nullpunkt, der zu Darstellungszwecken in einen Nulldurchgang des jeweiligen Stromsignals gelegt ist.

Beeinflussung des Bürstenkontakts bspw. durch entstandenen Abrieb plausibel. Die weiteren zuvor beobachteten Eigenschaften des gegenphasigen Schwingens sowie der größeren Stromamplitude sind wie zu erwarten ebenfalls vorhanden.

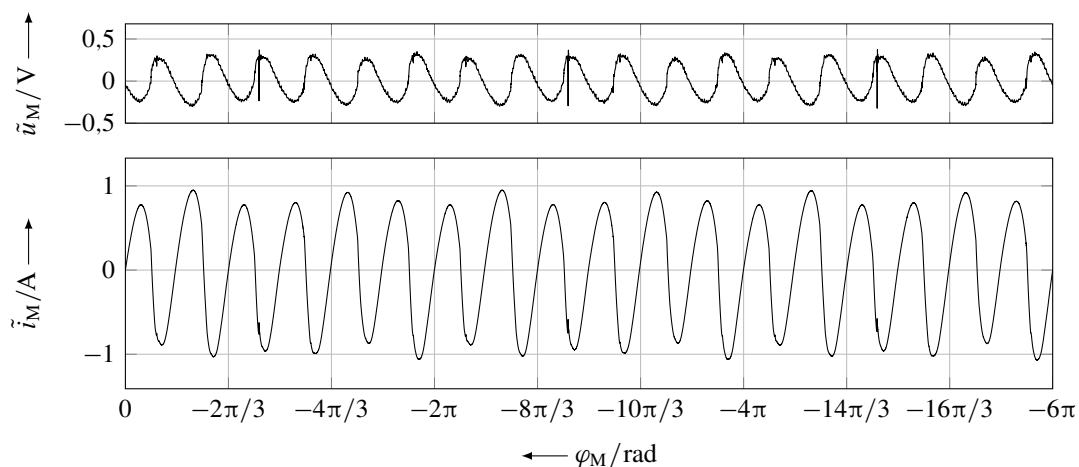


Abbildung 3.1: Wechselanteile von Motorspannung und -strom eines neuwertigen Exemplars vom Typ II (Mot.-Nr. 2, $u_V = 12$ V)

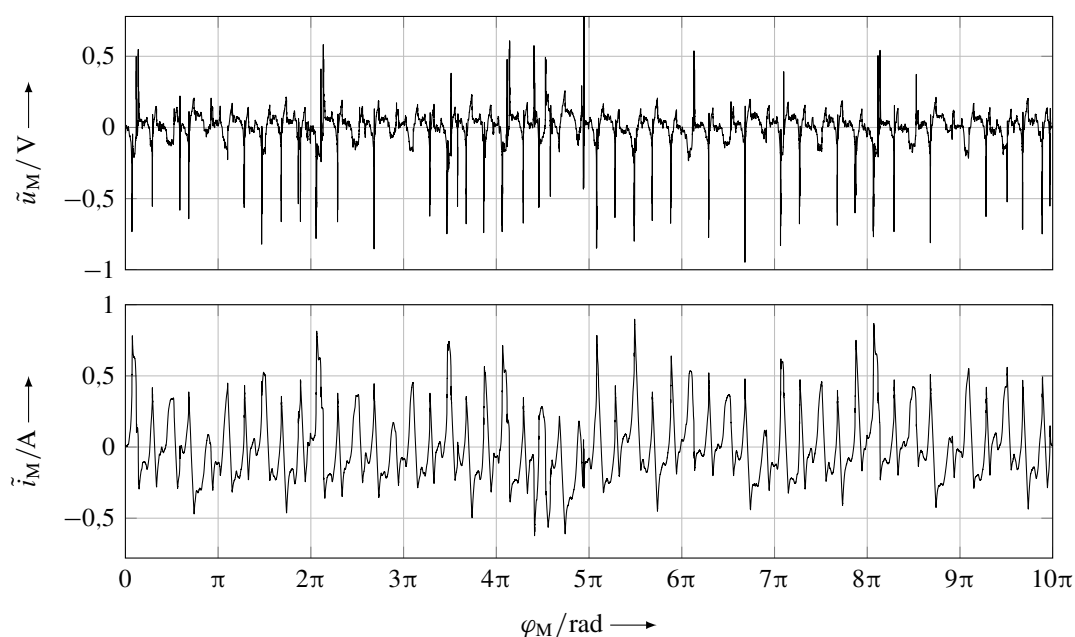


Abbildung 3.2: Wechselanteile von Motorspannung und -strom eines gebrauchten Exemplars vom Typ I (Mot.-Nr. 1, $u_V = 16$ V)

Ein größtenteils ähnliches Bild ergibt sich anhand der Betrachtung eines weiteren Exemplars dieses Motortyps und Verschleißzustands in Abb. 3.3 über 6 Umdrehungen im Linkslauf. Anstatt einer vorübergehenden Störung innerhalb einer einzelnen Umdrehung tritt nun allerdings eine Wiederholung der Signalform bei jeder zweiten Umdrehung auf, was somit einer zur Drehzahl subharmonischen Schwingung entspricht und bspw. auf Nichtlinearitäten und Instabilitäten in den Lagerstellen zurückzuführen sein kann [35 S. 291–294/649].

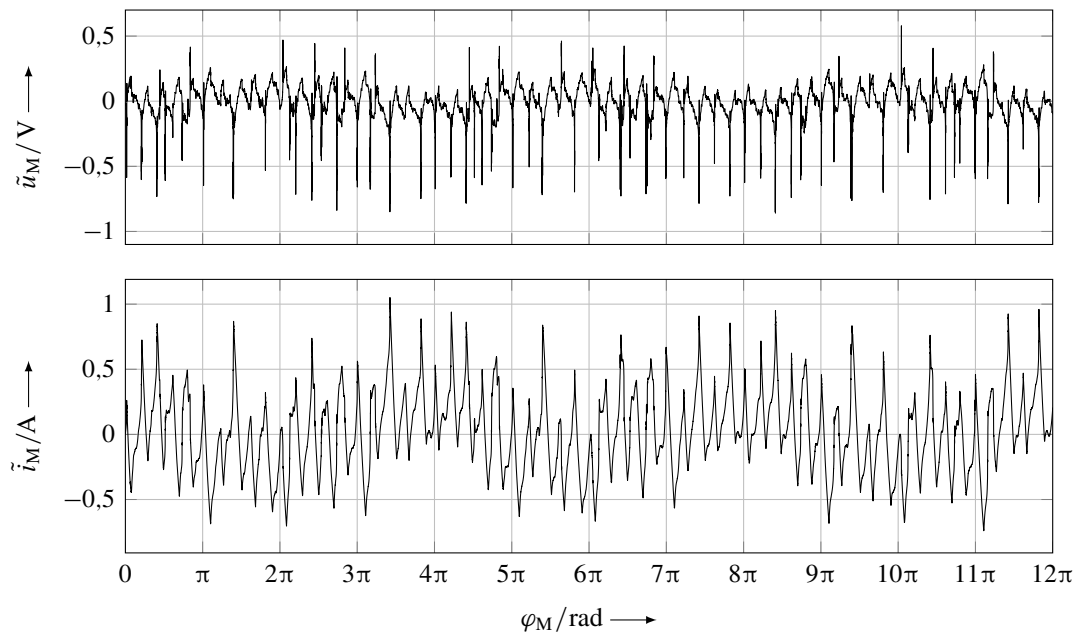


Abbildung 3.3: Wechselanteile von Motorspannung und -strom eines gebrauchten Exemplars vom Typ I (Mot.-Nr. 2, $u_V = 16$ V)

Für eine tiefere Analyse der Abhängigkeit der Messgrößen von den Versuchsparametern werden im Folgenden gegenüberstellende Betrachtungen mehrerer Zeitverläufe in einem Graphen vorgenommen, wobei jeweils nur eine Umdrehung dargestellt und die Wiederholbarkeit der Signalform entsprechend gegeben ist. Aufgrund der fehlenden Referenzmarke des Winkelsensors werden die Messwerte der zu vergleichenden Versuche nach einer drehzahlproportionalen Konvertierung der Abtastfrequenz per Kreuzkorrelation zueinander ausgerichtet. Ein direkter Vergleich einzelner Amplituden kann somit fehlerbehaftet sein, für einen Gesamteindruck ist dieses Vorgehen unter den gegebenen Voraussetzungen jedoch ausreichend. Da gemäß der theoretischen Betrachtungen sowie der Literaturrecherche in den Abschnitten 2.2.2 und 2.3.1 das Stromsignal aufgrund der größeren Amplituden üblicherweise die vorrangige Auswertungsgröße darstellt, wird sich im Folgenden auf dieses beschränkt. Aufgrund der unter den äußeren Randbedingungen vorherrschenden Korrelation zum Spannungssignal sind die Beobachtungen übertragbar.

Für den zuvor in Abb. 3.1 betrachteten und für ein „sensorloses“ Verfahren als ideal anzusehenden Stromverlauf sind die Änderungen der Signalform unter Variation der Versorgungsspannung und der Drehrichtung in Abb. 3.4 zu sehen. Hierbei zeigt sich zunächst eine grundsätzliche Ähnlichkeit aller Verläufe, wobei die Amplitudenwerte mit steigender Drehzahl geringfügig zunehmen und sich eine annähernde Spiegelung bei Umkehr der Drehrichtung ergibt. Während des Linkslaufs treten im Bereich der Maxima kleinere Spitzen hervor, deren einziges und deutlich schwächer ausgeprägtes Pendant im Rechtslauf mit den in Abb. 3.1 zu beobachtenden Spannungsspitzen korreliert und was somit auf einen Ausgleichsvorgang am Ende einer Kommutierung hindeutet.

Bei Betrachtung eines neuwertigen Motors vom Typ I in Abb. 3.5 führt die Analyse der Messwerte zu einem ähnlichen Ergebnis. Hierbei zeigen sich ebenso leicht identifizierbare Signalverläufe, eine annähernde Deckungsgleichheit bei Drehzahlvariation, eine Spiegelung der Signalform bei

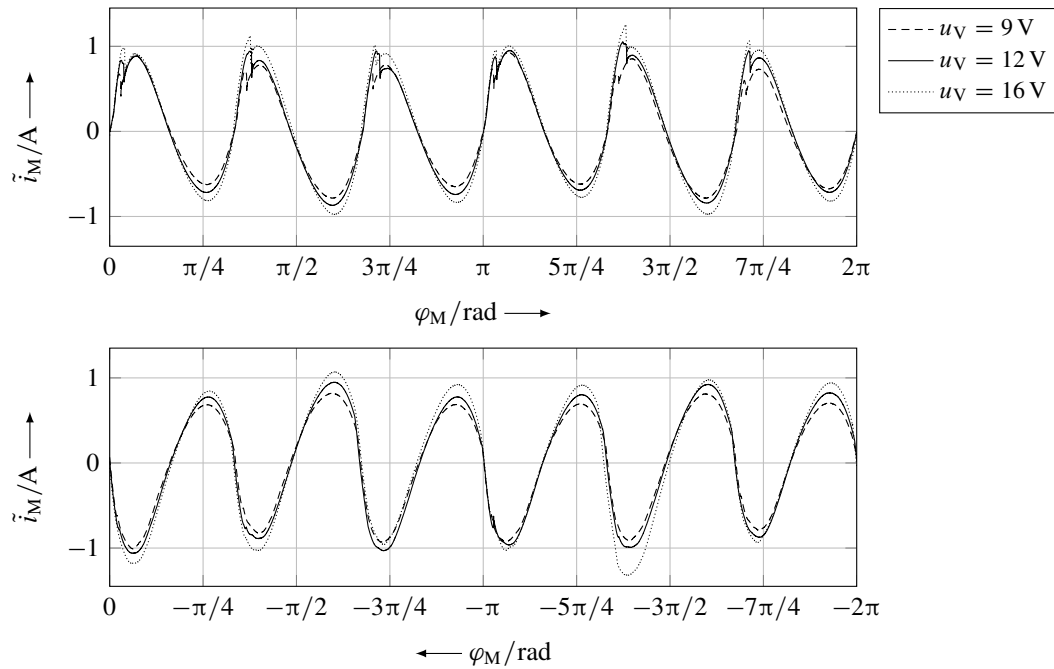


Abbildung 3.4: Wechselanteile des Motorstroms eines neuwertigen Exemplars vom Typ II unter Variation von Versorgungsspannung und Drehrichtung (Mot.-Nr. 2)

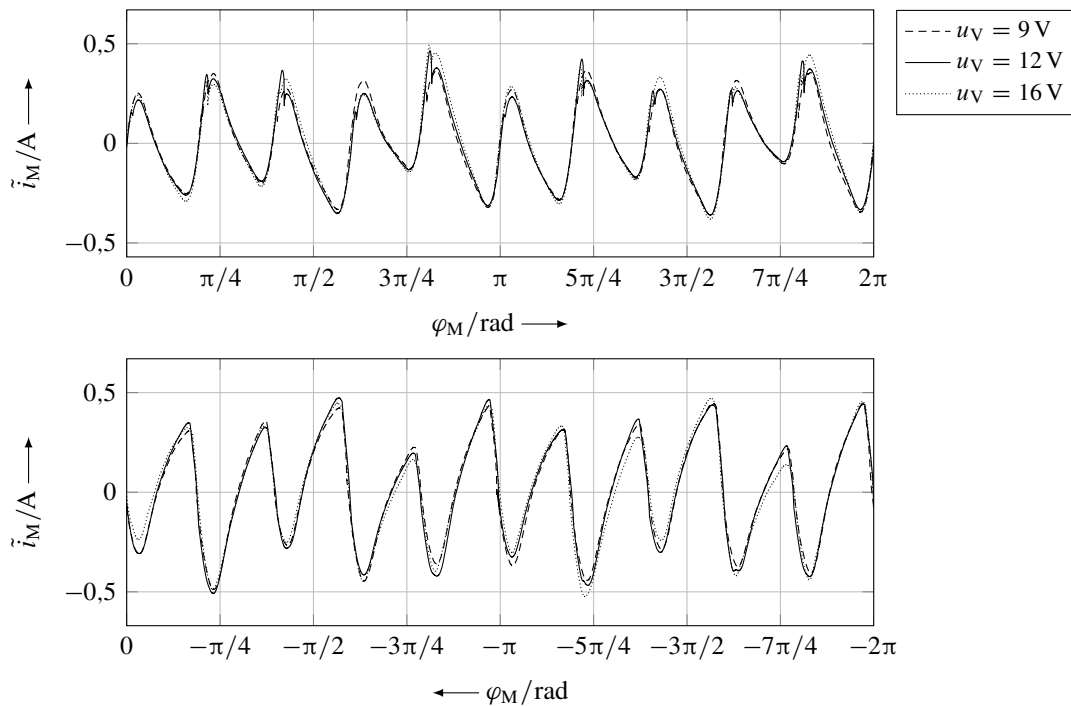


Abbildung 3.5: Wechselanteile des Motorstroms eines neuwertigen Exemplars vom Typ I unter Variation von Versorgungsspannung und Drehrichtung (Mot.-Nr. 2)

Änderung der Drehrichtung sowie die auf die Kommutierung zurückzuführenden Spitzen im Linkslauf. Abweichend ist hingegen, dass sich die einzelnen Maxima deutlicher voneinander unterscheiden, eine Abhängigkeit von der Versorgungsspannung nicht eindeutig erkennbar und die

grundlegende Signalform eher sägezahn- als sinusförmig ist. Weiterhin fallen die Amplituden im Rechtslauf deutlich größer als im Linkslauf aus, was bei einer genaueren Betrachtung von Abb. 3.4 ebenfalls, nur in einem geringeren Ausmaß zu erkennen ist.

Aufbauend auf der vorangegangenen Variation der Versorgungsspannung sind in Abb. 3.6 alle neuwertigen Exemplare dieses Motortyps bei $u_V = 12\text{ V}$ dargestellt, um mögliche Unterschiede zwischen nominell identischen Versuchsobjekten zu analysieren. Die charakteristische Sägezahnform bleibt erhalten, jedoch zeigen sich insbesondere im Rechtslauf deutliche Abweichungen der einzelnen Amplituden, womit konstruktive Unterschiede zwischen den Motoren zu existieren scheinen. Eine Demontage im Anschluss an die Versuchsdurchführung hat gezeigt, dass der vorgenommene Wuchtprozess zu einem unterschiedlichen Materialabtrag auf der Mantelfläche der Rotoren geführt hat und somit den Luftspaltfluss beeinflusst. Weitere Unterschiede könnten bspw. in Fertigungstoleranzen der Wicklung oder dem Einlaufverhalten der Bürsten liegen.

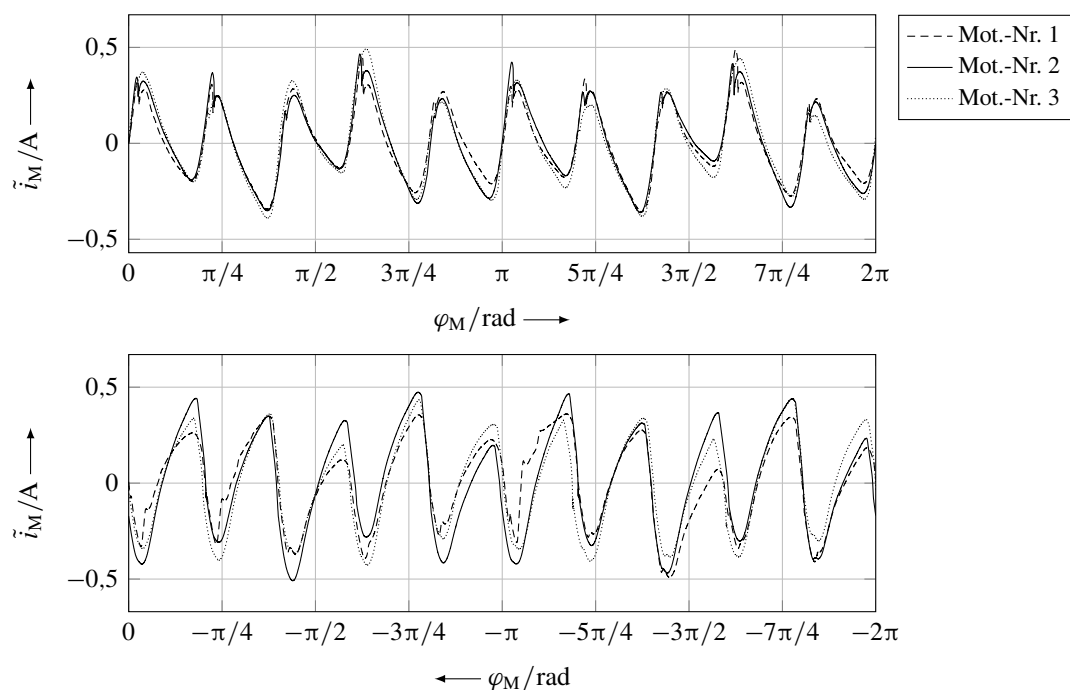


Abbildung 3.6: Wechselanteile des Motorstroms von neuwertigen Exemplaren vom Typ I unter Variation der Drehrichtung ($u_V = 12\text{ V}$)

Bei Betrachtung eines gebrauchten Exemplars dieses Motortyps zeigt sich in Abb. 3.7, dass die Signaleigenschaft der Sägezahnform nicht mehr vorhanden und die Drehwinkeländerung deutlich schwerer zu erkennen ist, was zuvor ebenfalls in den vergleichbaren Abb. 3.2 und 3.3 beobachtet wurde. Im Vergleich zu Abb. 3.4 und 3.5 fällt auf, dass die annähernde Deckungsgleichheit bei Variation der Versorgungsspannung abgenommen hat und die Spiegelung der Signalform bei einer Drehrichtungsumkehr nicht mehr gegeben ist.

Im Folgenden wird die bisherige Analyse im Zeitbereich um Betrachtungen im Frequenzbereich ergänzt, um Informationen über die spektrale Zusammensetzung der Signale zu erhalten. Abgesehen von vereinzelt auftretenden Störungen wie in Abb. 3.2 kann aufgrund der konstanten Drehzahl von

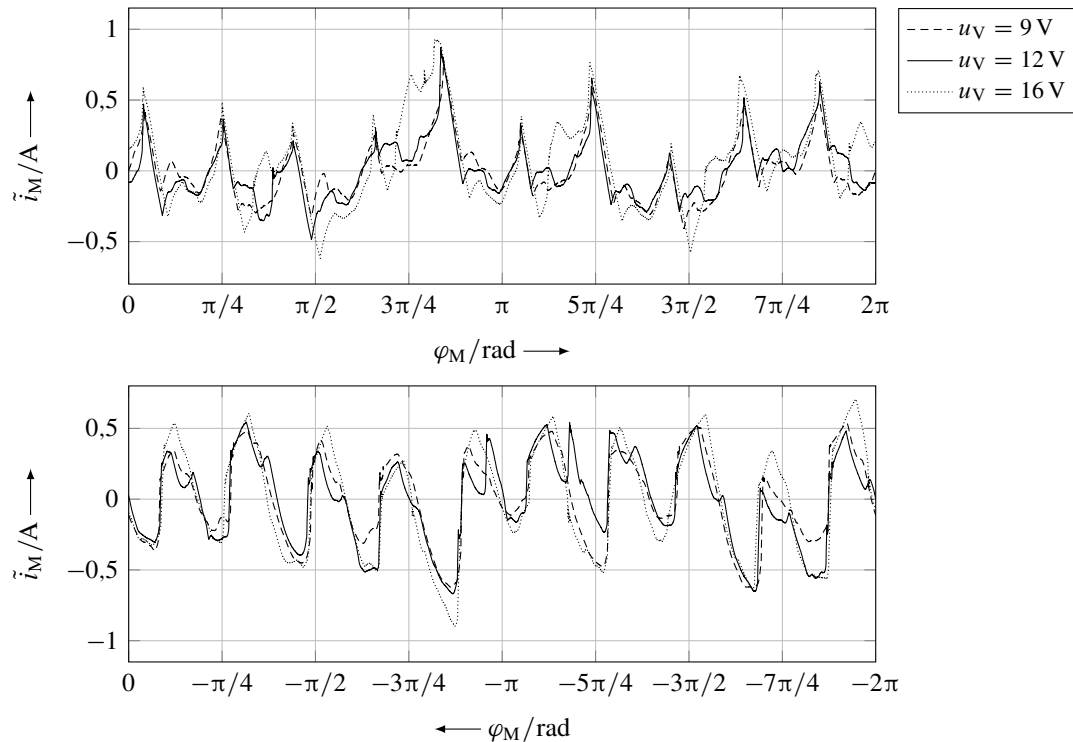


Abbildung 3.7: Wechselanteile des Motorstroms eines gebrauchten Exemplars vom Typ I unter Variation von Versorgungsspannung und Drehrichtung (Mot.-Nr. 3)

einem periodischen Signal ausgegangen und somit eine Spektralanalyse anhand der diskreten FOURIER-Transformation (DFT) bzw. per FFT durchgeführt werden. Hierbei muss beachtet werden, dass bei einer i. A. nicht vorhandenen periodensynchronen Abtastung eines Signals eine fehlerhafte Verteilung der spektralen Anteile auf benachbarte Frequenzen (sog. Leck- oder Lattenzauneffekt) stattfindet [55 S. 134–137, 65 S. 292–294]. Für eine genauere Darstellung der Amplitudenverhältnisse wird aus diesem Grund eine Fensterung des Zeitsignals mit einem HAMMING-Fenster vorgenommen, das einen guten Kompromiss zwischen Frequenzauflösung und Seitenbanddämpfung darstellt [65 S. 300–302/305–307]. Die hiermit einhergehende Amplitudenreduktion wird über eine entsprechende Skalierung nach [13 S. 191–193, 83 S. 195] kompensiert.

Für alle durchgeführten Versuche gilt, dass die Kommutierungsfrequenz wie zu erwarten immer im Spektrum enthalten ist und lediglich deren Amplitude variiert. Dieser Sachverhalt ist in Abb. 3.8 anhand eines Vergleichs der Amplitudenspektren $|I_M|$ des Motorstromsignals eines neuwertigen und eines gebrauchten Exemplars vom Typ I entsprechend den Zeitverläufen aus Abb. 3.5 und 3.7 in Abhängigkeit der Frequenz f dargestellt. Für den neuwertigen Zustand mit der für ein „sensorloses“ Verfahren als ideal zu charakterisierenden Signalform zeigt sich die Kommutierungsfrequenz im oberen Graphen als eindeutiges Maximum bei ca. 1,45 kHz. Weiterhin sind die Harmonischen dieser Frequenz sowie die 4- und 6-fache der Drehfrequenz des Motors f_M in geringerer Ausprägung deutlich zu erkennen. Für den gebrauchten Zustand zeigt der untere Graph eine reduzierte Amplitude der Kommutierungsfrequenz und ein verändertes Verhältnis zu den restlichen Spektralanteilen. Insbesondere die 2- und 4-fache Drehfrequenz weisen einen höheren Wert auf, was die Identifikation der Drehwinkeländerung im Zeitverlauf erschwert.

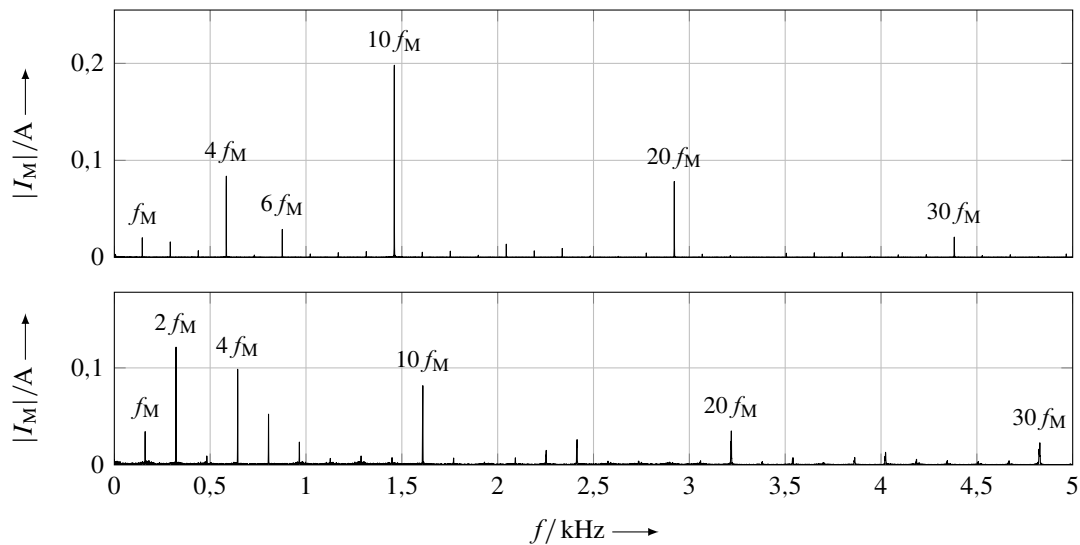


Abbildung 3.8: Amplitudenspektren des Motorstroms von Exemplaren vom Typ I ($u_V = 12\text{ V}$, Linkslauf, oben: neuwertig, Mot.-Nr. 2, unten: gebraucht, Mot.-Nr. 3)

Für den bisher nicht betrachteten schräg genuteten Motortyp III zeigt sich dieser Effekt in gewissen Situationen deutlich ausgeprägter, was anhand von dem in Abb. 3.9 dargestellten Vergleich von zwei gebrauchten Exemplaren bei sonst identischen Versuchsparametern zu sehen ist. Im oberen Graphen tritt die Kommutierungsfrequenz bei ca. 1,6 kHz wie zu erwarten als eindeutiges Maximum hervor, verschwindet im unteren Graphen jedoch nahezu vollständig zwischen den benachbarten Drehzahlharmonischen. In diesem Fall stellt die 7-fache Drehfrequenz nun das Maximum dar, welche wiederum im oberen Graphen nicht eindeutig hervortritt, womit sich zeigt, dass ein „sensorloses“ Verfahren nicht allein die maximale im Signal auftretende Amplitude unter Annahme eines festen Drehzahlverhältnisses zur Auswertung heranziehen darf.

3.2.2 Gesamtsystem mit Spannkrafteinfluss

Aufbauend auf den Untersuchungen der einzelnen Motoren wird nun das Gesamtsystem der elektrischen Parkbremse betrachtet, um die Einflüsse der angeschlossenen Mechanik sowie variierender äußerer Lasten zu beurteilen. Wie im vorangegangenen Abschnitt werden zunächst Versuchsaufbau und -parameter erläutert und anschließend wesentliche Ergebnisse dargestellt und diskutiert.

Versuchsaufbau und -parameter

Der Versuchsaufbau orientiert sich nah an dem im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Vorgehen, wobei der Motor nun entsprechend Abb. 2.1 in der Aktoreinheit verbaut und diese mit dem Bremssattel verbunden ist. Hieraus resultiert, dass sowohl die Motoranschlussklemmen als auch die Motorwelle für eine Messung nicht mehr direkt zugänglich sind, weshalb die Spannungsmessung an den Anschlussleitungen in unmittelbarer Nähe zum Steckverbinder der Aktoreinheit und die Drehwinkelmessung unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses zwischen Aktoreinheit

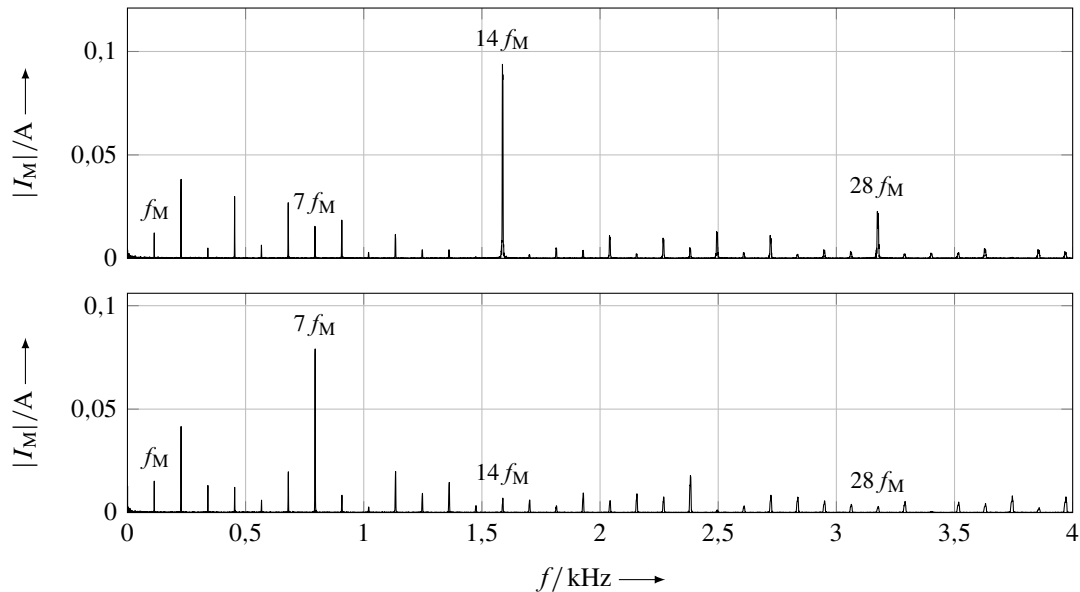


Abbildung 3.9: Amplitudenspektren des Motorstroms von gebrauchten Exemplaren vom Typ III ($u_V = 9\text{ V}$, Rechtslauf, oben: Mot.-Nr. 1, unten: Mot.-Nr. 2)

und Bremssattel über einen inkrementalen Drehgeber vorgenommen wird. Zusätzlich zur Messdatenerfassung per Oszilloskop werden Motorstrom und Motorspannung zu Ansteuerungszwecken ebenfalls vom RCP-System erfasst, wozu ein Messwiderstand sowie Spannungsteiler auf der Platine des Vierquadrantenstellers vorhanden sind. Für die Vorzeichenkonvention gilt, dass beim Schließen der EPB sowohl Spannung, Strom als auch Drehwinkeländerungen positiv sind. Wie zuvor findet sich eine Aufzählung der verwendeten Komponenten sowie eine schematische Darstellung des Versuchsaufbaus in Anhang A.2.

Als Versuchsobjekte kommen wiederum die in Tab. 3.1 genannten Motortypen mit jeweils 3 neuwertigen und 3 gebrauchten Exemplaren zum Einsatz, welche allerdings nicht dieselben wie zuvor in Abschnitt 3.2.1 darstellen, da diese nicht zerstörungsfrei aus den Aktoreinheiten herausgetrennt werden konnten. In Ergänzung zu den bereits genannten Motorparametern treten mit den Übersetzungsverhältnissen und Getriebeausführungen weitere konstruktive Unterschiede auf, wobei die Typen II und III einen Riementrieb entsprechend Abb. 2.1 besitzen, welcher bei Typ I durch Stirnradstufen ersetzt ist. Als Versuche werden automatisierte Sequenzen einer EPB-Betätigung gemäß Abb. 2.3 in mehrfacher Wiederholung bei einer Versorgungsspannung von $u_V = 12\text{ V}$ durchgeführt. Weitere Parametervariationen werden nicht vorgenommen, da eine Drehzahlvariation indirekt aufgrund der Laständerung auftritt und eine Drehrichtungsumkehr durch das Schließen und Öffnen der EPB vorhanden ist.

Analyse der Messwerte

Im vorangegangenen Abschnitt wurde die Spektralanalyse der einzelnen Motoren aufgrund der konstanten Drehzahl unter der Annahme eines periodischen Signals vorgenommen, was bei den vorliegenden Versuchen durch die Drehzahlvariabilität nicht mehr gegeben ist. Aus diesem Grund

werden im Folgenden eine Kurzzeit-Spektralanalyse unter Anwendung der Kurzzeit-DFT zur Auswertung von als quasiperiodisch angenommenen Zeitabschnitten herangezogen und die Ergebnisse in Form eines Spektrogramms als Verlauf der Amplitude der Momentanfrequenzen über der Zeit dargestellt [55 S. 267–289]. Wie zuvor findet eine HAMMING-Fensterung statt, wobei aufgrund der Dynamik des Signals eine Länge von 40 ms und ein Fortsetzintervall von 5 ms gewählt werden. Die hierdurch stark reduzierte Frequenzauflösung wird zur genaueren Lokalisierung der Maxima durch *zero padding* erhöht [55 S. 137–139, 65 S. 251–252].

Abb. 3.10 zeigt im oberen Graphen den Stromverlauf eines neuwertigen Motors vom Typ II beim Schließen und Öffnen der EPB, wobei im Vergleich zur idealisierten Darstellung in Abb. 2.3 deutlich die Überlagerung des Gleichanteils mit den im Signal vorhandenen Oszillationen zu erkennen ist. Analog zu den Abb. 3.1 und 3.4 stellt dies zunächst wiederum einen als ideal zu charakterisierenden Signalverlauf dar, wie anhand des Spektrogramms im unteren Graphen durch das deutliche Hervortreten der Kommutierungsfrequenz gegenüber den restlichen Spektralanteilen zu erkennen ist. Neben dieser Frequenz sind lediglich deren Harmonische sowie einige weitere drehzahlproportionale Anteile mit markanter aber reduzierter Amplitude vorhanden, was bereits aus den vorangegangenen Untersuchungen bekannt ist und womit die Mechanik an dieser Stelle keinen relevanten Einfluss besitzt. Lediglich die steigende Last im Spannkraftaufbau lässt zunehmende Amplitudenwerte erkennen. Hierbei muss beachtet werden, dass die Farbskala zu Darstellungszwecken auf die maximale Amplitude im Leerlauf normiert ist, weshalb die Werte im Spannkraftaufbau teilweise einer farblichen Sättigung unterliegen.

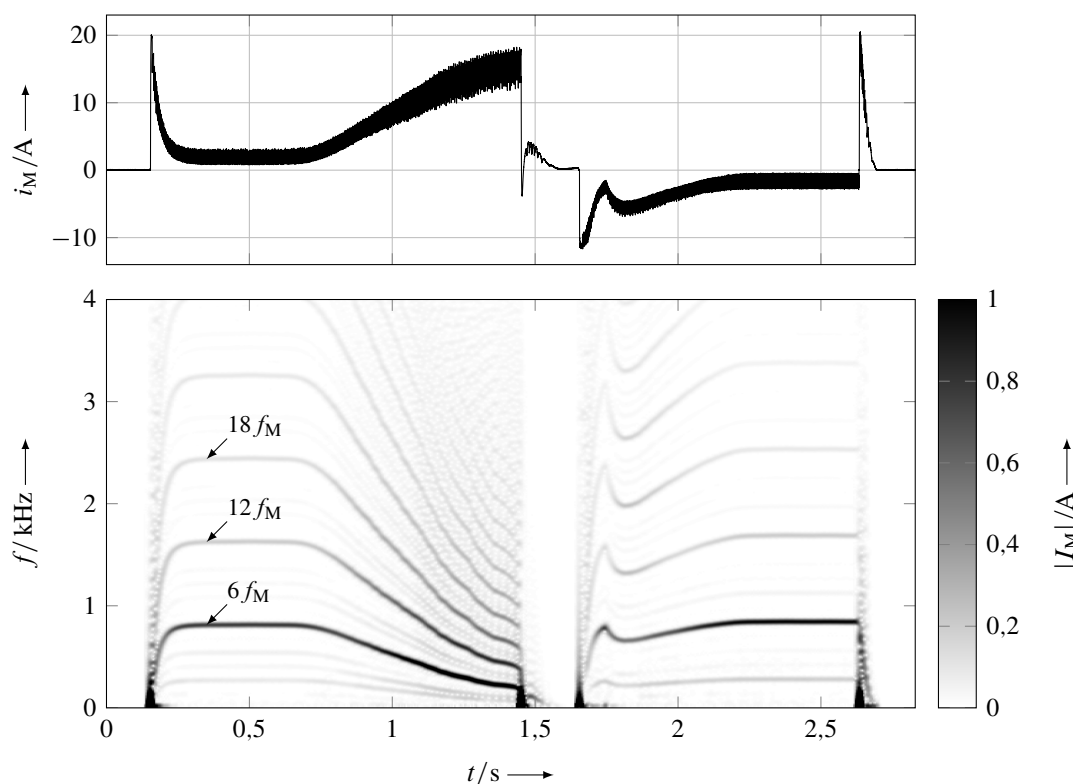


Abbildung 3.10: Zeitverlauf und Spektrogramm des Motorstroms eines neuwertigen Exemplars vom Typ II

Für den in Abb. 3.11 dargestellten neuwertigen Motortyp I treten die weiteren drehzahlproportionalen Spektralanteile etwas deutlicher hervor, wobei die Zusammensetzung des Signals in Abhängigkeit der Drehrichtung variiert. Insbesondere fallen während der Überwindung des Lüftspiels die 4- und 6-fache Drehfrequenz, welche bereits in Abb. 3.8 beobachtet wurden, sowie der drehrichtungsabhängige Unterschied in der Amplitude der Kommutierungsfrequenz entsprechend den Abb. 3.5 und 3.6 auf. Eine Besonderheit zeigt sich während des Spannkraftaufbaus mit dem nahezu vollständigen Verschwinden der Kommutierungsfrequenz. Die Bewegung des Motors ist allerdings nach wie vor vorhanden, wie die restlichen Spektralanteile und der Stromverlauf zeigen. In diesem tritt im Gegensatz zu Abb. 3.10 keine Zunahme der Amplitude mit steigender Last auf.

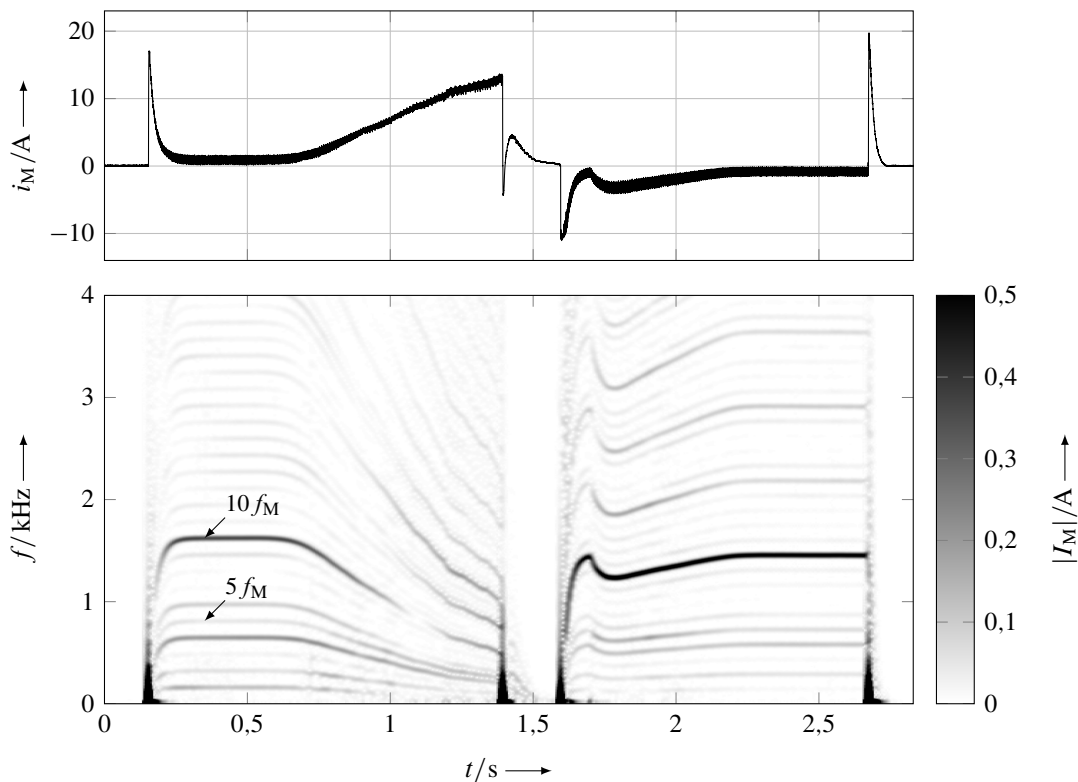


Abbildung 3.11: Zeitverlauf und Spektrogramm des Motorstroms eines neuwertigen Exemplars vom Typ I

Ein insgesamt ähnliches Bild mit einer wiederum unterschiedlichen Signalzusammensetzung je nach Drehrichtung zeigt sich für einen gebrauchten Motor des Typs III in Abb. 3.12, jedoch mit einem weniger glatten Frequenzverlauf unter Last. Die hierbei kurzzeitig auftretenden konstanten Geschwindigkeiten sind ebenfalls im Zeitbereich anhand eines annähernd konstanten Strommittlerwerts zu erkennen, womit dieses Verhalten auf die anliegende mechanische Last zurückzuführen ist. Weiterhin fällt auf, dass die 7-fache Drehfrequenz während des Übergangs von der Lüftspielüberwindung zum Spannkraftaufbau sowie im Spannkraftabbau kurzfristig sehr deutlich hervortritt und beide Stellen in einem ähnlichen Drehzahlbereich liegen, was eine mechanische Resonanz vermuten lässt. Eine Analyse des schwingungsfähigen Systems aus Bürstenhalter und Bürste hat abhängig vom Verschleiß und der damit verbundenen Massenabnahme eine Eigenfrequenz im Bereich von 120–125 Hz ergeben. Dies entspricht in etwa der Drehfrequenz an den genannten

Stellen im Spektrogramm, womit ein direkter Zusammenhang gegeben ist. Zudem resultiert hieraus eine mögliche Erklärung für das in Abb. 3.9 beobachtete Verhalten, da an der erwähnten Stelle im Spannkraftaufbau ebenfalls eine Reduktion der Amplitude der Kommutierungsfrequenz zu erkennen ist. Gleiches hat sich für die verschwindend geringe Amplitude der Kommutierungsfrequenz in Abb. 3.11 bestätigt, wobei die entsprechende Eigenfrequenz dieses Motortyps aufgrund der höheren Bürstenmasse im Bereich von 90 Hz liegt und eine kurzfristige destruktive Interferenz durch die Anregung mit der Drehfrequenz plausibel erscheint.

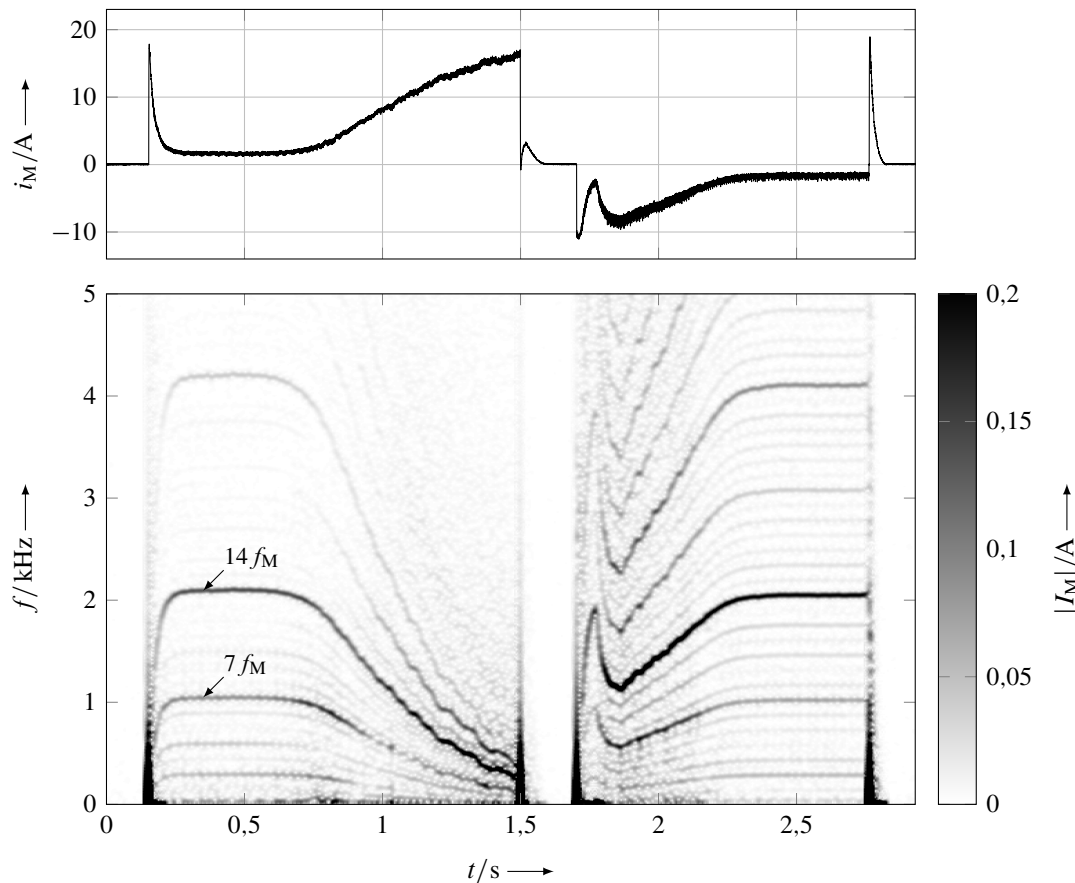


Abbildung 3.12: Zeitverlauf und Spektrogramm des Motorstroms eines gebrauchten Exemplars vom Typ III

3.3 Simulative Untersuchung

In Ergänzung zur vorangegangenen messtechnischen Untersuchung und um eine genauere Ursachenanalyse der hierbei beobachteten Effekte durchführen zu können, wird in diesem Abschnitt die Modellbildung und Simulation einer Gleichstrommaschine unter dem Fokus auf die in den elektrischen Größen auftretenden Oszillationen vorgenommen. Nach Herleitung der beschreibenden mathematischen Gleichungen, der Bestimmung relevanter Parameter und entsprechender Verifikation und Validierung des in der Software MATLAB/SIMULINK umgesetzten Simulationsmodells, werden Parametervariationen durchgeführt und deren Einfluss auf den Motorstromverlauf

untersucht. Hierzu wird der Motortyp I aufgrund der typischen Bauform als Anwendungsbeispiel herangezogen – Abweichungen und Besonderheiten der beiden anderen Motortypen werden anschließend betrachtet.

3.3.1 Modellbildung der Gleichstrommaschine

Die Analyse des grundlegenden Entstehungsprozesses der Oszillationen in Abschnitt 2.2.2 hat gezeigt, dass diese im Wesentlichen von der elektromechanischen Konstruktion des Motors und insbesondere von dessen Drehwinkel abhängig sind. Das zuvor in Abschnitt 2.2.1 betrachtete vereinfachte Modell einer permanentmagneterregten Gleichstrommaschine kann diesen Sachverhalt nicht abbilden, da in der Differentialgleichung des elektrischen Teilsystems in (2.3) weder Zustandsgrößen noch Parameter mit einem entsprechenden Bezug auftreten, weshalb eine detailliertere Modellbildung erfolgen muss.

In der Literatur existieren hierfür unterschiedliche Herangehensweisen, die sich in ihrer Komplexität bzw. dem Detaillierungsgrad unterscheiden und vorrangig der Untersuchung des Kommutierungsverhaltens dienen. Im einfachsten Fall werden zur Darstellung der Oszillationen ausgewählte elektrische Parameter des vereinfachten Modells (2.3) um drehwinkelabhängige Schwingungsanteile erweitert [23, 68], was allerdings mehr einer experimentellen Modellbildung als einer genauen Beschreibung der physikalischen Zusammenhänge entspricht. Dies wird durch die Abbildung des Ankerstromkreises in Form einzelner Spulen und der Schaltfunktion des Kommutators erreicht [3, 27, 48, 107, 111, 123, 134], wobei sich insbesondere durch die Wirkung der elektromagnetischen Induktion des Erregerfelds eine Abhängigkeit des Stromkreises vom Drehwinkel ergibt. Zusätzliche Detaillierungsstufen stellen die Berücksichtigung des Kontaktwiderstands zwischen Bürsten und Kommutator sowie eine mögliche Lichtbogenbildung beim Kommutierungsvorgang dar.

Mit Hinblick auf die beabsichtigte Ursachenanalyse der unterschiedlichen Signalformen wird für die vorliegende Problemstellung ebenfalls eine physikalisch motivierte theoretische Modellbildung mit konzentrierten Parametern gewählt. Somit stellt jede Ankerspule einen elektrischen Freiheitsgrad bestehend aus einem Leitungswiderstand und einer induzierten Spannung dar. Aufgrund der zuvor beobachteten Unterschiede zwischen neuwertigen und gebrauchten Versuchsobjekten, werden ebenso die Bürsten als wesentliches verschleißbehaftetes Bauteil und deren Schleifkontakt zum Kommutator berücksichtigt. Nicht abgebildet wird die Lichtbogenbildung, da dieser Vorgang lediglich eine kurzzeitige Störung darstellt und für die beabsichtigte Untersuchung bzw. den hierfür relevanten Frequenzbereich nicht von Interesse ist. Gleiches gilt in diesem Zusammenhang für das Entstörfilter und den Ringvaristor, wobei die Rechtmäßigkeit der Vernachlässigung für den vorliegenden Fall durch Bestimmung des entsprechenden Übertragungsverhaltens sowie vergleichender Messungen am Motor mit und ohne diese Komponenten experimentell nachgewiesen wurde. Bezüglich der Beeinflussung durch die Mechanik haben sich in der messtechnischen Untersuchung neben der offensichtlichen Abhängigkeit vom Lastmoment weitere nicht genau zuordenbare Effekte wie eine scheinbar drehzahlabhängige Amplitude einzelner Spektralanteile (Abb. 3.12) oder eine zur Drehfrequenz subharmonische Schwingung gezeigt (Abb. 3.3). Da diese jedoch nur vereinzelt auftreten, wird im Folgenden zunächst eine Fokussierung auf das elektrische Teilsystem vorgenommen

und das mechanische Modell nach Abb. 2.5 bzw. (2.3) beibehalten, womit keine Berücksichtigung strukturdynamischer Einflüsse wie Lagersteifigkeiten oder Rotorbiegeschwingungen stattfindet. Lediglich das Widerstandsmoment in den Lagerstellen wird auf Basis einer am realen System durchgeführten Parameteridentifikation zusätzlich um eine COULOMB-Reibung erweitert.

Zur Verdeutlichung des zu modellierenden Ankerstromkreises des Motortyps I ist dessen Wicklungsschema in Abb. 3.13 dargestellt, woran sich zudem die in Abschnitt 3.1 erwähnte Ausführung als eingängige gekreuzte Schleifenwicklung mit einer Spulenweite von jeweils 2 Nutschritten erkennen lässt. Die schraffierte Flächen stellen die Zähne des Ankers dar, zwischen denen die Leiter der 5 Spulen in den entsprechenden Nuten liegen und in deren Hintergrund die Permanentmagnete des Stators für die angenommene Nulllage des Modells dargestellt sind. Zudem sind die resultierenden Stromrichtungen für die an den Klemmen anliegende Motorspannung eingezeichnet, die über die ortsfesten Bürsten auf die rotierenden Kommutatorlamellen übertragen wird. Die Nummerierung der einzelnen Lamellen und Spulen dient bei der Erläuterung der entsprechenden Modellelemente in den folgenden Abschnitten der Indexierung beschreibender Parameter und Zustandsgrößen. Abschließend werden diese Teilsysteme zu einem Gesamtsystem zusammengefügt.

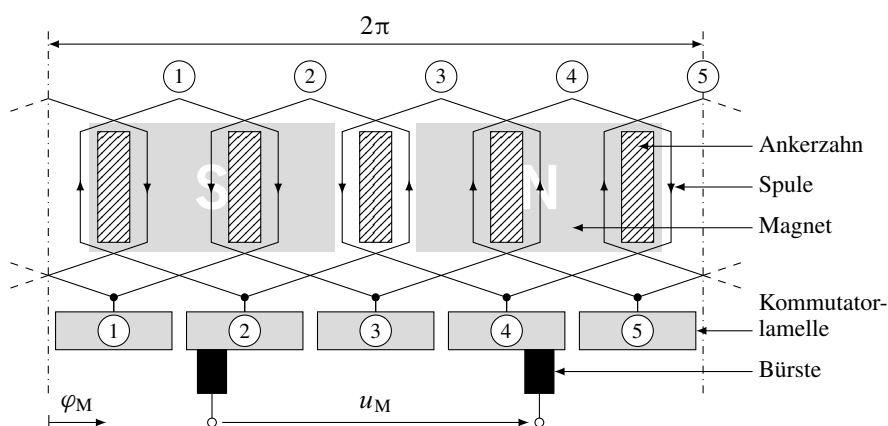


Abbildung 3.13: Wicklungsschema und Indexierung des Motortyps I

Spulenwiderstand

Der elektrische Widerstand einer bestimmten Spule n_s ist im Wesentlichen durch deren geometrische Abmaße bestimmt und lässt sich in Abhängigkeit der gesamten Leiterlänge l_{S,n_s} , dessen Querschnittsfläche A sowie des spezifischen Widerstands ρ des Leitermaterials anhand von

$$R_{S,n_s} = \rho \frac{l_{S,n_s}}{A} \quad (3.1)$$

berechnen [87 S. 435]. Zur praktischen Bestimmung der vorliegenden Widerstandswerte wird eine direkte messtechnische Ermittlung anhand eines Mikroohmmeters vorgenommen. Die entsprechenden Messwerte der 3 neuwertigen Versuchsobjekte sind in Abb. 3.14 dargestellt, wobei sich reproduzierbare Unterschiede zwischen den einzelnen Spulen zeigen. Zum Verständnis der Werte ist zunächst der Fertigungsprozess des Motors in Betracht zu ziehen, bei dem die Reihenfolge

der Bewicklung bei Spule 5 beginnt und bei Spule 1 endet, was aufgrund der hierbei entstehenden Überlagerung (vgl. Abb. 3.13) zu einer zunehmenden Leiterlänge im Wicklungskopf an den Stirnseiten des Rotors führt. Neben den entsprechend steigenden Widerstandswerten resultiert hieraus eine Unwucht, welche über unterschiedliche Windungszahlen N_W kompensiert wird und was somit wiederum zu einer Änderung des jeweiligen Spulenwiderstands führt. Die gebrauchten Versuchsobjekte weisen erwartungsgemäß keine wesentlichen Abweichungen von den angegebenen Werten auf und sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt.

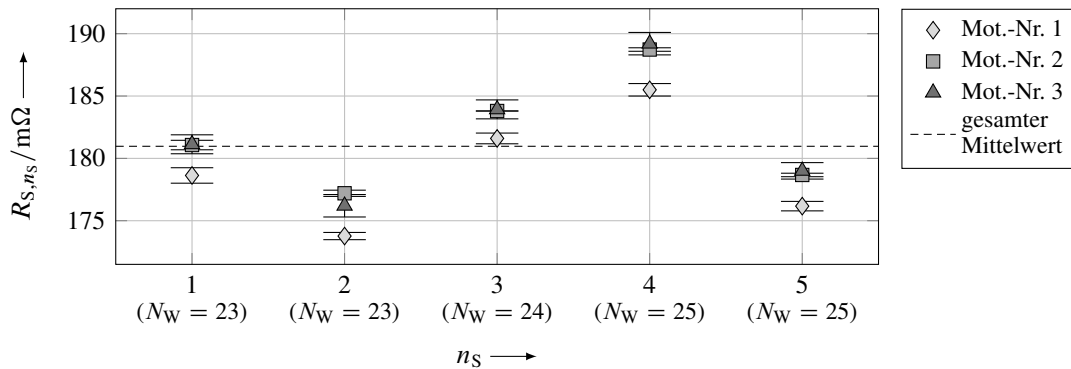


Abbildung 3.14: Mittelwerte und Konfidenzintervalle (95 %) der gemessenen Spulenwiderstände an neuwertigen Motoren vom Typ 1

Elektromagnetische Induktion

In Abschnitt 2.2.2 wurde bereits die Induktionswirkung auf eine einzelne Leiterschleife im Magnetfeld betrachtet, was im Folgenden auf die Reihenschaltung mehrerer Leiterschleifen zu einer Spule mit N_W Windungen erweitert wird. Hierbei ist die Summe des magnetischen Flusses Φ_{S,n_s,n_w} durch die einzelnen Windungen n_w einer Spule n_s zu berücksichtigen, was als Induktionsfluss oder Flussverkettung Ψ_{S,n_s} bezeichnet wird, womit die Berechnung der induzierten Spannung analog zu (2.4) anhand von

$$u_{i,S,n_s} = \frac{d}{dt} \Psi_{S,n_s} = \frac{d}{dt} \left(\sum_{n_w=1}^{N_W} \Phi_{S,n_s,n_w} \right) \approx N_W \frac{d\Phi_{S,n_s}}{dt} \quad (3.2)$$

erfolgen kann und wobei sich unter der Annahme, dass alle Windungen vom selben Fluss Φ_{S,n_s} durchsetzt werden, eine vereinfachte Approximation durch Multiplikation mit der Windungszahl ergibt [12 S. 17–18, 86 S. 14–15]. Das zuvor vorhandene negative Vorzeichen dient lediglich der Kennzeichnung, dass der resultierende Stromfluss der Induktionsursache entgegengerichtet ist (sog. LENZ'sche Regel) [49 S. 344] und wird im Gesamtsystem unter Verwendung des Verbraucherpfilsystems entsprechend berücksichtigt.

Als Ursachen für den Induktionsfluss einer Spule treten im vorliegenden Motoraufbau sowohl die Permanentmagnete im Stator als auch die Ströme durch die einzelnen Ankerspulen auf, wobei im letzteren Fall zwischen einem Stromfluss durch dieselbe Spule (Selbstinduktivität) oder benachbarte Spulen (Gegeninduktivität) unterschieden werden kann [87 S. 511–512]. Die Größe des Luftspalts

als relevanter Parameter für den resultierenden magnetischen Widerstand wird im Rahmen einer nominellen Betrachtung zunächst als über dem Umfang konstant angenommen und später bei der Analyse der Einflussfaktoren auf den Motorstromverlauf in Abschnitt 3.3.3 wieder aufgegriffen. Aufgrund der Relativbewegung zwischen Permanentmagneten und Anker stellt der Induktionsfluss somit in erster Näherung eine Funktion in Abhängigkeit des Drehwinkels und der Stromstärken der einzelnen Spulen dar, wobei diese Parameter wiederum von der Zeit abhängig sind. Die Berechnung der zeitlichen Ableitung in (3.2) lässt sich unter den getroffenen Annahmen durch Anwendung der verallgemeinerten Kettenregel durchführen, womit der Ausdruck

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Psi_{S,n_s}(\varphi_M(t), i_{S,1}(t), \dots, i_{S,N_s}(t)) \\ = \underbrace{\frac{\partial \Psi_{S,n_s}}{\partial \varphi_M} \frac{d\varphi_M}{dt}}_{\text{rot. Spannung}} + \underbrace{\frac{\partial \Psi_{S,n_s}}{\partial i_{S,1}} \frac{di_{S,1}}{dt} + \dots + \frac{\partial \Psi_{S,n_s}}{\partial i_{S,N_s}} \frac{di_{S,N_s}}{dt}}_{\text{selbst- und gegeninduktive Spannungen}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

mit den einzelnen Spulenströmen i_{S,n_s} sowie der Gesamtspulenzahl N_s entsteht [12 S. 42, 91 S. 227–228]. Hierin lässt sich zudem die Analogie zum vereinfachten Modell (2.3) erkennen, wenn der erste Summand als die durch das äußere Magnetfeld und in Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit ω_M rotatorisch induzierte Spannung und die restlichen Summanden als die durch den Motorstrom i_M hervorgerufene Selbstinduktion interpretiert werden.

Die Bestimmung des Induktionsflusses bzw. dessen partieller Ableitungen wird in der Literatur entweder messtechnisch, analytisch [12 S. 42–46] oder anhand einer numerischen Feldberechnung durchgeführt [3, 27, 48, 107, 123, 134], wobei ggf. Vereinfachungen wie die Annahme konstanter Induktivitätswerte oder lediglich eine Berücksichtigung der Drehwinkelabhängigkeit Anwendung finden. Unter dem Anspruch einer möglichst genauen Abbildung der realen Verhältnisse wird im Folgenden ebenfalls auf eine numerische Feldberechnung zurückgegriffen, da sich sowohl eine messtechnische als auch eine analytische Bestimmung aufgrund der geringen Abmaße und komplexen Geometrie des Motors als schwierig erweisen. Die FEM-Berechnung (Finite-Elemente-Methode) wird unter Verwendung der Software ANSYS MAXWELL/RMXPRT mit einem zweidimensionalen Motormodell durchgeführt und die Ergebnisse werden in Form von Tabellen in der Simulation des elektrischen Kreises hinterlegt.³ Auf eine Kopplung der Simulationen von magnetischem und elektrischem Kreis wird mit Hinblick auf eine angestrebte geringe Simulationsdauer verzichtet. Die nachfolgende Darstellung der Berechnungsergebnisse findet zunächst unter der Annahme einer nominellen Windungszahl von $N_w = 24$ statt und die diesbezüglich zuvor identifizierten Abweichungen werden wiederum später im Rahmen der Analyse der Einflussfaktoren auf den Motorstromverlauf in Abschnitt 3.3.3 betrachtet.

Abb. 3.15 zeigt den Induktionsfluss einer Spule des Motortyps I in Abhängigkeit des Drehwinkels sowie ihrer Bestromung, wobei der sinusförmige Verlauf über einer Rotorumdrehung die Polpaarzahl widerspiegelt und die Extremwerte einer zentrischen Lage zu den Polen entsprechen. Die insbesondere bei $i_{S,5} = 0$ A zu beobachtenden Steigungsunterschiede sind auf die geometrischen Verhältnisse von Ankernutung, Polbogen und Pollücke zurückzuführen. Mit zunehmendem Betrag

³ Hierbei wird auf ein bereits vorhandenes und validiertes FEM-Modell zurückgegriffen.

des Spulenstroms lässt sich durch den langsamer ansteigenden Mittelwert sowie die abnehmende Amplitude eine Sättigung des Magnetkreises erkennen, womit die Annahme magnetischer Linearität gemäß eines konstanten Werts für die Selbstinduktivität nicht gerechtfertigt wäre.

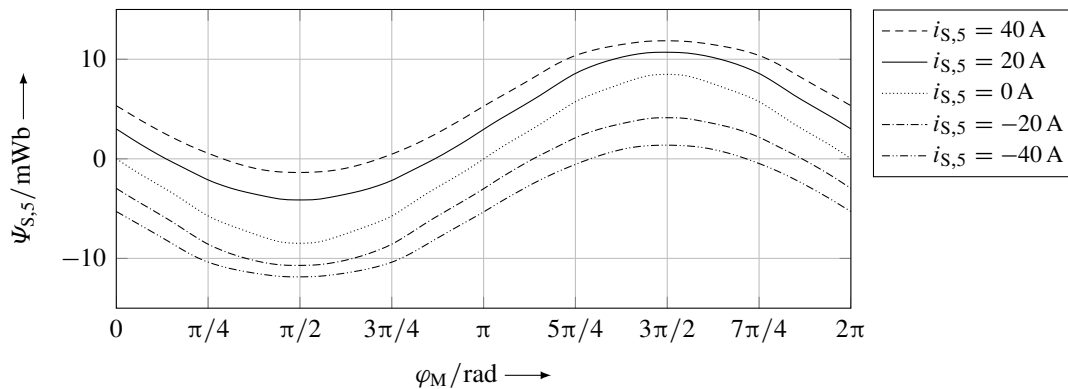


Abbildung 3.15: FEM-Berechnung des Induktionsflusses einer Spule des Motortyps I unter Variation des eigenen Spulenstroms

Die Wirkung der Gegeninduktion der ersten benachbarten Spule in positiver Rotationsrichtung zeigt sich anhand des in Abb. 3.16 dargestellten Induktionsflussverlaufs, wobei eine geringere Beeinflussung als zuvor bei der Selbstinduktion zu beobachten ist. Dies liegt in der Überdeckung der benachbarten Spulen begründet (vgl. Abb. 3.13), wonach sich der durch die Bestromung hervorgerufene magnetische Fluss innerhalb der von der betrachteten Spule umfassten Fläche annähernd aufhebt. Die erkennbare Verzerrung des Verlaufs ist durch Wechselwirkungen mit dem Statorfeld wie bspw. lokale Sättigungseffekte begründet.

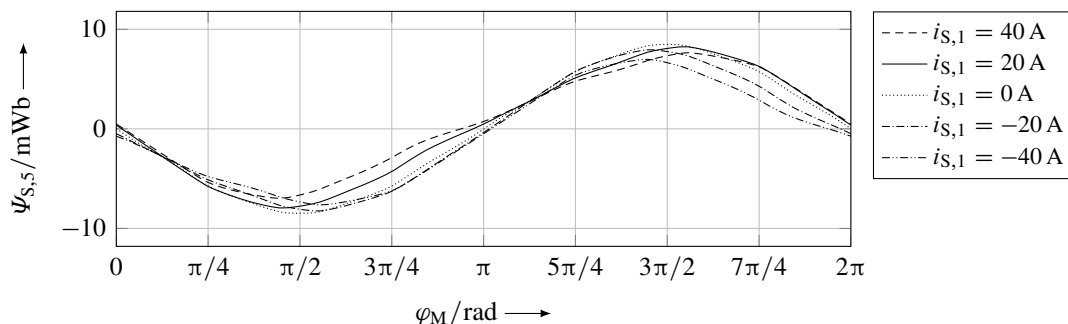


Abbildung 3.16: FEM-Berechnung des Induktionsflusses einer Spule des Motortyps I unter Variation des Spulenstroms der ersten benachbarten Spule in positiver Rotationsrichtung

Einen deutlich größeren Einfluss zeigt die Variation des Spulenstroms der zweiten benachbarten Spule in positiver Rotationsrichtung in Abb. 3.17. Hierbei ergibt sich wiederum ein zur Selbstinduktion vergleichbares Verhalten mit den bereits erwähnten Sättigungseffekten, allerdings nimmt der Induktionsfluss entgegen Abb. 3.15 mit steigendem Spulenstrom ab. Dies resultiert in einem negativen Wert für die entsprechenden partiellen Ableitungen in (3.3), womit die in der betrachteten Spule induzierte Spannung keinen Verbraucher darstellt, sondern die anliegende Versorgungsspannung lokal verstärkt, was ebenfalls anhand von Abb. 3.13 leicht nachzuvollziehen ist.

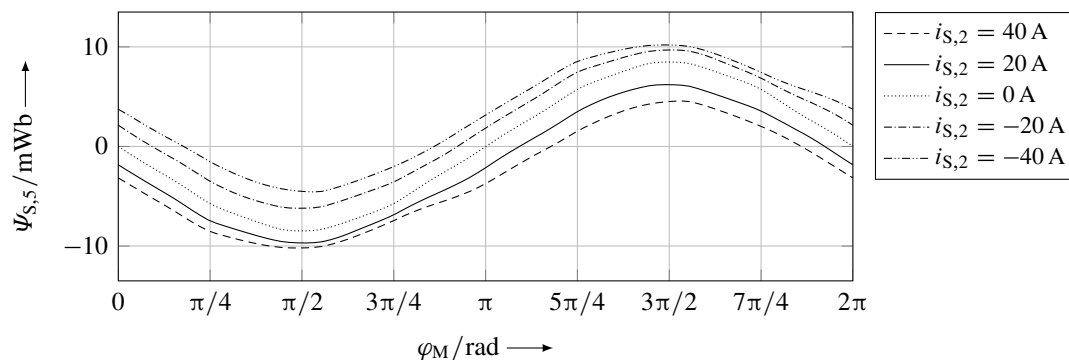


Abbildung 3.17: FEM-Berechnung des Induktionsflusses einer Spule des Motortyps I unter Variation des Spulenstroms der zweiten benachbarten Spule in positiver Rotationsrichtung

Eine Betrachtung der weiteren Spulen ist aus Symmetriegründen nicht erforderlich und Abweichungen vom dargestellten Nominalverhalten werden wie bereits erwähnt in Abschnitt 3.3.3 direkt anhand ihrer Wirkung auf den Motorstromverlauf analysiert.

Kommutierung und Bürstenkontakt

Zur Modellbildung des elektrischen Kontakts zwischen Bürsten und Kommutatorlamellen werden zunächst einige grundlegende Betrachtungen vorgenommen. Nach [131 S. 4–7] gilt für den ruhenden elektrischen Kontakt zwischen zwei Festkörpern, dass deren Oberflächen stets eine gewisse Rauheit aufweisen und sich der tatsächliche Kontakt somit auf eine Vielzahl mikroskopisch kleiner Flächen verteilt, deren Größe u. a. von der Kraft abhängig ist, mit der die Flächen zusammengedrückt werden. Diese einzelnen Kontaktpunkte führen zu einer Einschnürung der Stromlinien in den homogen leitenden Festkörpern und resultieren in einem sogenannten Engewiderstand für jeden Kontaktpartner. Hinzu kommt unter normaler Umgebungsatmosphäre i. d. R. eine zusätzliche Bedeckung der Oberflächen mit Fremdschichten wie durch Oxidbildung, was zu einem Fremdschichtwiderstand führt. Beide Anteile – Engewiderstand und Fremdschichtwiderstand – sind in erster Näherung voneinander unabhängig und bilden zusammen den Kontaktwiderstand. Allein diese einfache Betrachtung zeigt, dass die Funktion eines elektrischen Kontakts durch die Abhängigkeit von einer Vielzahl an Parametern wie der geometrischen Oberflächenbeschaffenheit, ihrer stofflichen Zusammensetzung, der wirkenden Normalkraft sowie Umgebungsbedingungen wie Temperatur oder Luftfeuchtigkeit bestimmt wird. Für den gleitenden Kontakt kommt hinzu, dass die Normalkraft aufgrund von Formtoleranzen [48 S. 106, 131 S. 214] nicht konstant sein wird, die Reibung zu einer Veränderung der Oberflächenbeschaffenheit und der hierbei entstehende Abrieb wiederum zu einer Beeinflussung des Kontakts führt. Zusätzlich treten unterschiedliche Spannungsabfälle an anodischen und kathodischen Bürsten auf, wobei elektrolytische Effekte und Materialwanderungen einen maßgeblichen Einfluss besitzen, deren Ausprägung u. a. von der Materialpaarung abhängig ist [48 S. 104, 131 S. 215–216, 134 S. 85–86/99–100]. Die Unterbrechung des Gleitkontakts durch die einzelnen Kommutatorlamellen hat eine weitere Änderung der wirksamen Kontaktflächen zur Folge und bei einer nicht idealen Stromwendung entsteht aufgrund von Bürstenfeuer eine Abbrandzone an der ablaufenden Bürstenkante [48 S. 27].

Aufgrund der Vielzahl an Einflüssen existieren in der Literatur ebenfalls unzählige Arten einer modellhaften Beschreibung des Bürsten-Lamellen-Kontakts, wobei ein allgemeingültiges Vorgehen bisher nicht zu existieren scheint. Die einfachste Möglichkeit berücksichtigt in Analogie zu (3.1) lediglich die antiproportionale Abhängigkeit des Kontaktwiderstands von der scheinbaren Kontaktfläche, auf der makroskopisch betrachtet eine Berührung erfolgen kann [131 S. 5]. Somit ergibt sich für jeden möglichen Bürsten-Lamellen-Kontakt in Abhängigkeit des Drehwinkels eine trapezförmige Leitwertfunktion, deren Maximalwert bei voller Überdeckung zu bestimmen ist und deren Anstieg und Abfall bei Teilüberdeckung durch die Geometrie vorgegeben wird (vgl. Abb. 3.19). Dies findet bspw. in [4 S. 26-61, 76, 114] Anwendung, wobei Vergleiche mit Messwerten des tatsächlichen Widerstands- bzw. Leitwertverlaufs in [48 S. 69–70, 107] nur eine geringe Übereinstimmung zeigen. Erweiterungen dieses Modellierungsansatzes ändern den resultierenden Widerstandswert in Abhängigkeit des fließenden Stroms [3], berücksichtigen zusätzlich die aktuelle Stromdichte [48 S. 71–75] oder nehmen eine Adaption der Leitwertfunktionen auf Basis messtechnischer Beobachtungen vor [134 S. 108–111]. Diese Lösungen stellen allerdings lediglich eine Anpassung an einzelne Effekte und keine grundlegende Beschreibung der auftretenden physikalischen Effekte dar. Eine genauere theoretische Betrachtung findet sich in [87 S. 346–348] wonach der Kommutierungsvorgang in vier verschiedene Phasen eingeteilt werden kann. Im ersten als Blockierphase bezeichneten Abschnitt findet zunächst kein Stromfluss statt, da keine leitfähigen Kontaktpunkte vorhanden sind und sich diese erst ausbilden müssen. Dies geschieht in der darauffolgenden Phase, wenn die Kontaktspannung eine gewisse Blockierspannung überschreitet und sich einer quasistationären Kontaktspannungskennlinie in Abhängigkeit der Stromdichte annähert. Diese quasistationäre Kennlinie stellt die dritte Phase dar und mündet in der durch schnelle Stromdichteänderungen und einer dynamischen Kennlinie gekennzeichneten Endphase. Zur Beschreibung der quasistationären Kontaktspannung u_{K,n_B,n_L} zwischen einer Bürste n_B und einer Kommutatorlamelle n_L wird in [87 S. 360] der allgemeine Ansatz

$$u_{K,n_B,n_L} = a \sqrt[n]{J_{K,n_B,n_L}} \quad (3.4)$$

in Abhängigkeit der entsprechenden Stromdichte J_{K,n_B,n_L} und den individuell zu bestimmenden Parametern a und n angegeben, welcher zeigt, dass der Kontaktwiderstand üblicherweise kein OHM'sches Verhalten aufweist. Die dynamische Kennlinie wird wiederum durch eine lineare Abhängigkeit von der Stromdichte angenähert, deren Steigung unter Annahme einer mittleren Stromdichte anhand von (3.4) bestimmt wird [87 S. 347–348/360]. Exemplarische Kontaktspannungskennlinien sind für unterschiedliche Bürstenmaterialien in Abb. 3.18 dargestellt, welche zusätzlich eine Temperaturabhängigkeit besitzen [9 S. 871]. Anhand der Kennlinien zeigt sich, dass für den vorliegenden Fall von niederohmigem Kupfergraphit eine lineare Approximation durch die Annahme von $n = 1$ in (3.4) gerechtfertigt sein kann. Hieraus resultiert unter der Einführung von Kontaktstrom i_{K,n_B,n_L} , Kontaktfläche A_{K,n_B,n_L} , Kontaktwiderstand R_{K,n_B,n_L} und Kontaktleitwert G_{K,n_B,n_L} mit

$$u_{K,n_B,n_L} \approx a J_{K,n_B,n_L} = a \frac{i_{K,n_B,n_L}}{A_{K,n_B,n_L}} \stackrel{\text{def}}{=} R_{K,n_B,n_L} i_{K,n_B,n_L} = \frac{1}{G_{K,n_B,n_L}} i_{K,n_B,n_L} \quad (3.5)$$

wiederum der einfache Fall der eingangs erwähnten flächenproportionalen Leitwertfunktionen, da $G_{K,n_B,n_L} \propto A_{K,n_B,n_L}$. Zudem ergibt sich durch die Linearisierung eine zur dynamischen Kennli-

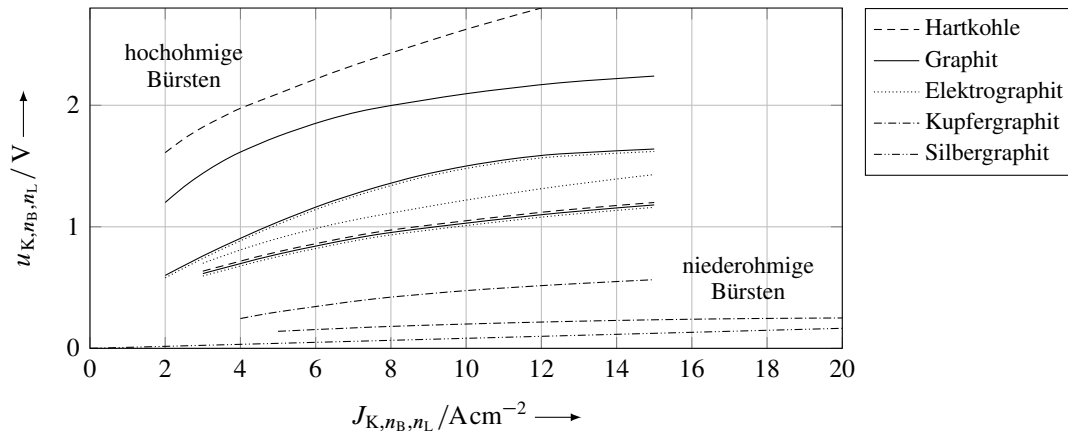


Abbildung 3.18: Kontaktspannungskennlinien diverser Bürstenmaterialien [87 S. 379, sic!]

nie identische Berechnungsvorschrift, womit eine Unterscheidung dieser Phasen entfallen kann. Die Flächenproportionalität des in (3.5) auftretenden Leitwerts resultiert in einer Funktion in Abhängigkeit des Drehwinkels, was ausschnittsweise und ausgehend von einem beliebigen Winkel φ_0 in Abb. 3.19 dargestellt ist. Die hierbei angegebenen weiteren markanten Winkellagen des Kommutierungsvorgangs ergeben sich anhand des Bürstenkontaktwinkels

$$\varphi_{K,B} = 2 \arcsin \left(\frac{b_B}{d_K} \right) \quad (3.6)$$

bei radialer Ausrichtung zum Kommutator sowie des Kommutatorlamellenkontaktwinkels

$$\varphi_{K,L} = \frac{2\pi}{N_L} - 2 \arcsin \left(\frac{b_1}{d_K} \right), \quad (3.7)$$

worin neben der Gesamtzahl der Kommutatorlamellen N_L als bisher nicht eingeführte Parameter der Kommutatordurchmesser d_K , die Bürstenbreite b_B und die Breite der Isolationsschicht zwischen den Kommutatorlamellen b_1 entsprechend der angegebenen Bemaßung auftreten. Im Fall von nicht eingelaufenen Bürsten kann der Wert des Kontaktwinkels deutlich kleiner ausfallen und muss entsprechend korrigiert werden. Weiterhin ist zu erkennen, dass eine Verschiebung der Bürsten um den Winkel φ_B berücksichtigt wird, der sich auf die neutrale Lage zum Erregerfeld bezieht. Da die Bürsten im vorliegenden Fall in Schenkelhaltern eingespannt sind (vgl. Abb. 2.4) und sich somit auf einer Kreisbahn bewegen [131 S. 529], ist dieser Winkel abhängig vom Verschleiß der Bürsten und über die Lebensdauer des Motors veränderlich. Zusätzlich kann aufgrund der Art der Befestigung in den Schenkelhaltern und der durch die Rotation verursachten Reibkräfte eine Verkippung stattfinden, die eine drehrichtungsabhängige Änderung nach sich zieht. Die Abbildung strukturdynamischer Einflüsse der Bürstenhalterung auf den Kontakt, wie bspw. eine variierende Normalkraft, ist mit dieser Modellierungsmethode nicht möglich.

Mit Hinblick auf die in der Literatur gemachten Angaben über die Ungenauigkeit dieser Modellbildung findet im Folgenden zusätzlich eine messtechnische Bestimmung des Kontaktwiderstands statt, um die Rechtmäßigkeit der zuvor getroffenen Vereinfachungen für den vorliegenden Anwendungsfall zu überprüfen. In Erweiterung des Versuchsaufbaus aus Abschnitt 3.2.1 werden an den zu

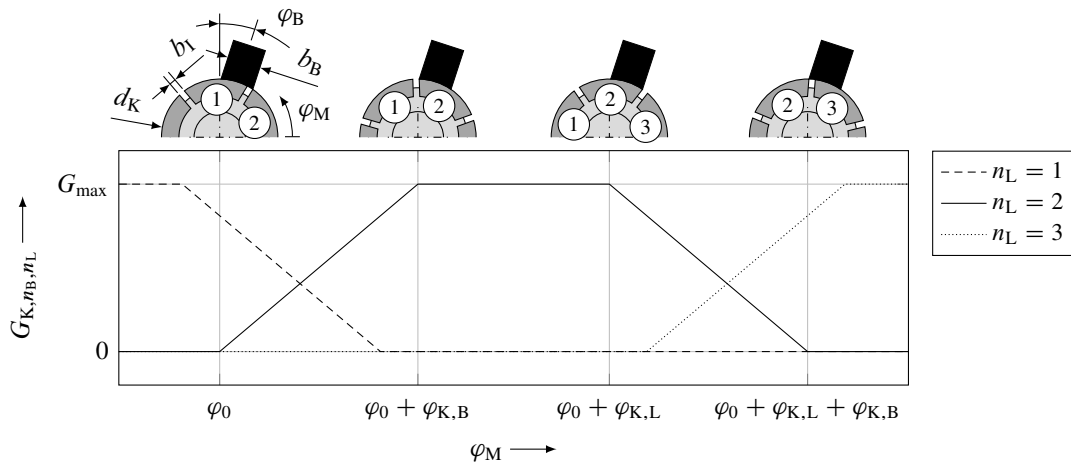


Abbildung 3.19: Leitwertfunktionen zwischen Bürsten und Kommutatorlamellen

untersuchenden Motoren die Verbindungen von Kommutatorlamellen und Spulen getrennt und eine konstante Versorgungsspannung zwischen einer Anschlussklemme und einer Kommutatorlamelle angelegt. Pro Umdrehung des durch einen zweiten Motor mit der Drehzahl n_M angetriebenen Prüflings entsteht somit ein Kontaktschluss, währenddem anhand einer entsprechenden Messung des resultierenden Spannungsabfalls und Stromflusses der Kontaktwiderstand ermittelt wird. In Abb. 3.20 ist dieser für einen neuwertigen Motor unter Variation der Versorgungsspannung und im Vergleich mit dem zuvor beschriebenen linearen Modell zu sehen, wobei entsprechende Abweichungen insbesondere in der Kontaktmitte sowie in den Randbereichen sehr deutlich auffallen. Bei Betrachtung der Lage der Messkurven zueinander sowie des in der Legende angegebenen mittleren Kontaktstroms zeigt sich der zuvor erwähnte nichtlineare Zusammenhang gemäß der in Abb. 3.18 angegebenen Kurven. Weiterhin ist an dem Wertebereich der Abszissenachse ein sehr geringer Kontakt der nicht eingelaufenen Bürsten zu erkennen, da der maximale Winkel etwas mehr als einer Kommutatorlamellenteilung entspricht. Berechnungen anhand der erfassten Messwerte sowie eine visuelle Inspektion ergeben hierbei einen Kontaktwinkel, der ca. 20 % der nominellen Bürstenbreite entspricht, was die vergleichsweise hohen Widerstandswerte im Bereich der konstanten Überdeckung erklärt.

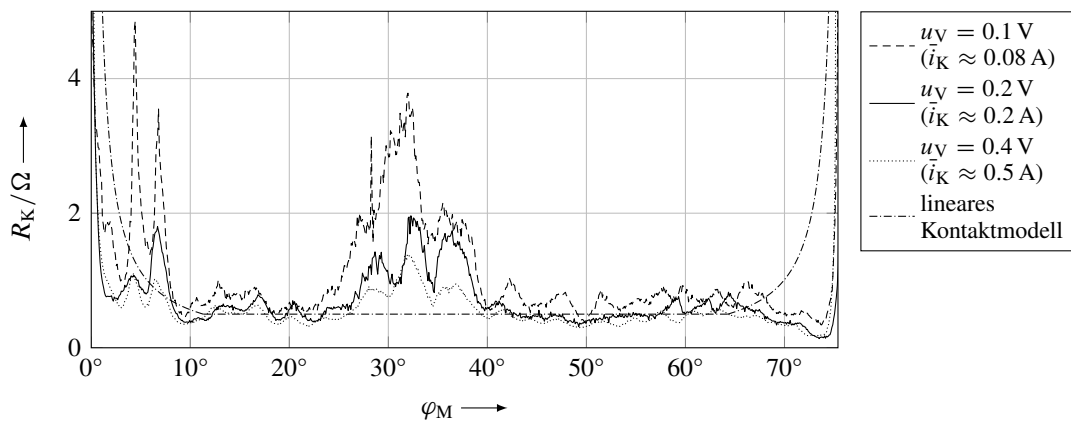


Abbildung 3.20: Kontaktwiderstand eines neuwertigen Motors vom Typ I unter Variation der Versorgungsspannung (Mot.-Nr. 3, Linkslauf, $n_M \approx 7.200 \text{ min}^{-1}$, anodische Polung)

Bei Betrachtung eines gebrauchten Motors mit eingelaufenen Bürsten und ansonsten identischen Versuchsparametern zeigt sich in Abb. 3.21 den Erwartungen entsprechend ein deutlich geringerer Widerstand und eine Zunahme des gesamten Kontaktwinkels auf der Abszissenachse. Die Abweichungen zum Modell fallen geringer aus und das nichtlineare Verhalten gemäß Abb. 3.18 ist nicht mehr eindeutig zu erkennen.

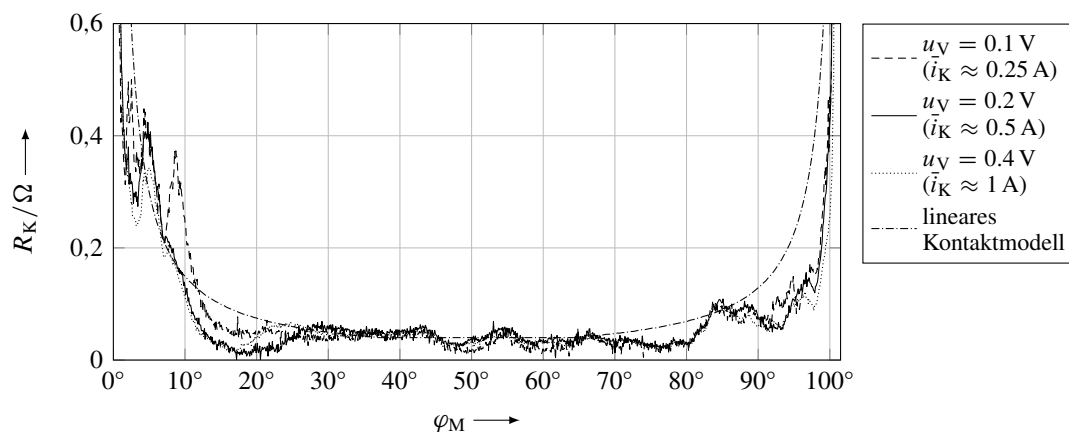


Abbildung 3.21: Kontaktwiderstand eines gebrauchten Motors vom Typ I unter Variation der Versorgungsspannung (Mot.-Nr. 1, Linkslauf, $n_M \approx 7.200 \text{ min}^{-1}$, anodische Polung)

Als weitere Versuchsparameter werden die Drehzahl, die Drehrichtung und die Polarität variiert. Hierbei treten teilweise deutliche Abweichungen zu den zuvor dargestellten Verläufen auf, jedoch lassen sich keine eindeutigen Zusammenhänge oder Abhängigkeiten ableiten, weshalb auf eine Darstellung verzichtet wird. Auf Basis der durch die messtechnische Untersuchung gewonnenen Erkenntnisse zeigt sich, dass das lineare Kontaktmodell auch für den vorliegenden Fall nur eingeschränkte Gültigkeit besitzt. Daher findet zur genaueren Abbildung des realen Verhaltens ähnlich dem zuvor erwähnten Vorgehen in [134 S. 108–111] an spezifischen winkelabhängigen Stützstellen eine Erweiterung um Skalierungsfaktoren statt, wodurch gemäß [60 S. 49–50] aufgrund der Kombination aus theoretischer und experimenteller Modellbildung ein *grey-box*-Modell entsteht. Auf die Bestimmung dieser Faktoren wird im nachfolgenden Abschnitt 3.3.2 eingegangen.

Elektromagnetisches Drehmoment

Die Bestimmung des elektromagnetischen Drehmoments kann auf unterschiedliche Arten erfolgen, bspw. anhand von Energie- bzw. Leistungsbilanzen [9 S. 890–891, 12 S. 74–79], durch die Kraftwirkung auf stromdurchflossene Leiter im Magnetfeld [9 S. 889–890, 105 S. 649–650] oder unter Verwendung des Strombelags und Drehschubs [9 S. 892–893, 12 S. 66–68], woraus (2.2) üblicherweise durch entsprechende Vereinfachungen abgeleitet wird. Als wesentliches Unterscheidungsmerkmal der einzelnen Methoden zeigen sich die zur Berechnung benötigten Parameter, weshalb im Folgenden unter Verwendung der bereits ermittelten Induktionsflussfunktionen auf eine Leistungsbilanz zurückgegriffen wird und somit keine weiteren Werte benötigt werden. Im Umkehrschluss erhält man mit dieser Vorgehensweise allerdings keine zusätzlichen Informationen über den Angriffspunkt, die Richtung und die Größe der wirkenden Kräfte. Eine Notwendigkeit hierfür

existiert im vorliegenden Fall nicht, da sowohl Rotor als auch Lagerung als starr angenommen werden und eine Kraftwirkung auf das mechanische System somit nur in rotatorischer Richtung relevant ist. Für die elektrische Leistung einer Ankerspule gilt entsprechend der Betrachtungen in den vorangegangenen Abschnitten

$$P_{e,S,n_s} = R_{S,n_s} i_{S,n_s}^2 + \frac{d\Psi_{S,n_s}}{dt} i_{S,n_s} \quad (3.8)$$

wobei der erste Summand die aufgrund des Leitungswiderstands in Wärme gewandelte Verlustleistung beschreibt und der zweite aus der elektromagnetischen Induktion resultierende Summand die mechanische Leistung beinhaltet. Zur Identifikation dieses Anteils wird auf die in (3.3) bestimmten partiellen Ableitungen des Induktionsflusses zurückgegriffen. Entsprechend [86 S. 206] sind lediglich die aufgrund der Rotation induzierten Spannungen für den Prozess der Energiewandlung maßgebend, womit die auf den Rotor wirkende mechanische Leistung einer Ankerspule unter der Annahme einer verlustfreien Umsetzung

$$P_{m,S,n_s} = \frac{\partial \Psi_{S,n_s}}{\partial \varphi_M} \frac{d\varphi_M}{dt} i_{S,n_s} \quad (3.9)$$

entspricht. Die Summe dieser einzelnen Spulenleistungen ergibt die innere mechanische Motorleistung, welche ebenfalls als Produkt aus innerem Motormoment und Winkelgeschwindigkeit gemäß

$$P_{m,M} = \sum_{n_s=1}^{N_s} \frac{\partial \Psi_{S,n_s}}{\partial \varphi_M} \frac{d\varphi_M}{dt} i_{S,n_s} = M_M \omega_M \quad (3.10)$$

beschrieben werden kann. Durch Kürzen der Winkelgeschwindigkeit ergibt sich somit das wirkende Drehmoment

$$M_M = \sum_{n_s=1}^{N_s} \frac{\partial \Psi_{S,n_s}}{\partial \varphi_M} i_{S,n_s} \quad (3.11)$$

in Abhängigkeit der aus der Rotation resultierenden Induktionsflussänderung und der einzelnen Spulenströme [87 S. 619].

Gesamtsystem und simulationstechnische Aspekte

Zur mathematischen Beschreibung des Gesamtsystems sind zunächst die Schaltvorgänge am Kommutator in Betracht zu ziehen, da abhängig vom Drehwinkel unterschiedliche Ersatzschaltbilder des elektrischen Kreises definiert werden können, je nachdem ob sich eine Spule gerade in der Kommutierung befindet oder Teil eines Ankerzweigs ist (vgl. Anhang A.1). Somit ergeben sich ebenfalls Unterschiede in den beschreibenden Differentialgleichungen, woraus ein Modell mit variabler Struktur resultiert, dessen simulationstechnische Behandlung als diskontinuierliches System bspw. in [19 S. 397–478] allgemeingültig thematisiert wird. Für das vorliegende System des Gleichstrommotors werden im Rahmen der praktischen Umsetzung bspw. Transformationsmatrizen [123], spezialisierte Software zur physikalischen Modellbildung [111] oder variable Kontaktwiderstände

[107, 134 S. 75] angewendet. Letztere Variante wird im Folgenden aus Gründen einer möglichst einfachen Implementierung und Nachvollziehbarkeit des Modells ebenfalls herangezogen, was in einem Ersatzsystem resultiert, bei dem alle Kommutatorlamellen mit der Spannungsquelle verbunden sind und welches somit wiederum eine unveränderliche Struktur besitzt. Abhängig vom Drehwinkel werden den Kontaktwiderständen der nicht in Verbindung stehenden Lamellen und Bürsten Werte zugewiesen, die sehr viel größer als im leitfähigen Zustand sind, wodurch der resultierende Stromfluss vernachlässigbar klein wird. Diese Lösung beinhaltet allerdings den Nachteil eines steifen Differentialgleichungssystems, wobei hierbei auftretende Probleme wie numerische Instabilitäten oder verlängerte Simulationszeiten durch die Wahl eines geeigneten impliziten Lösungsverfahrens behoben werden können [19 S. 67–69/443, 24 S. 436–439].⁴ Zudem wird die Berechnung der Ströme aller in einem Ankerzweig befindlichen Spulen einzeln durchgeführt, was jedoch im vorliegenden Anwendungsfall aufgrund der geringen Anzahl keine relevante Erhöhung der Simulationsdauer darstellt.

Basierend auf dem Wicklungsschema des Motortyps I in Abb. 3.13 sowie den vorangegangenen Überlegungen resultiert als Grundlage des Simulationsmodells das in Abb. 3.22 dargestellte elektrische Ersatzschaltbild. Die einzelnen Spulen ergeben sich durch Reihenschaltung der Leitungswiderstände R_{S,n_S} mit den induzierten Spannungen u_{i,S,n_S} , wobei die Kontaktpunkte an den jeweiligen Enden die Kommutatorlamellen darstellen. Deren Verbindung zur Klemmenspannung erfolgt entsprechend der Funktion des Kommutators drehwinkelabhängig über die variablen Kontaktwiderstände mit dem entsprechenden Spannungsabfall u_{K,n_B,n_L} , die somit jede mögliche Winkellage abbilden können. Unter Einbeziehung der Definition der induzierten Spannung nach (3.2) bzw. (3.3) ergibt sich die Spannungsbilanz je Ankerspule zu

$$u_M = R_{S,n_S} i_{S,n_S} + u_{K,+n_L} + u_{K,-n_L+1} + \frac{\partial \Psi_{S,n_S}}{\partial \varphi_M} \frac{d\varphi_M}{dt} + \frac{\partial \Psi_{S,n_S}}{\partial i_{S,1}} \frac{di_{S,1}}{dt} + \dots + \frac{\partial \Psi_{S,n_S}}{\partial i_{S,5}} \frac{di_{S,5}}{dt} \quad (3.12)$$

wobei der zuvor eingeführte allgemeine Index n_B aufgrund der lediglich 2 vorhandenen Bürsten durch die Polaritätskennzeichnung + und – ersetzt ist und der Index $n_L + 1$ bei Überschreiten der Lamellenanzahl N_L wiederum auf die erste Lamelle verweist. Um die beabsichtigte Isolationswirkung der Kontaktwiderstände in Übereinstimmung mit dem zuvor definierten stromdichteabhängigen Kontaktmodell zwischen Bürsten und Kommutator zu bringen, wird eine Fallunterscheidung vorgesehen, die die in (3.5) mögliche Division durch Null bei nicht vorhandenem Kontakt vermeidet und stattdessen den konstanten Isolationswiderstand R_∞ als begrenzenden Maximalwert vorsieht. Dies resultiert in

$$u_M = \begin{cases} R_\infty i_{K,+n_L} + R_\infty i_{K,-n_L} & \text{für } A_{K,+n_L} = 0 \wedge A_{K,-n_L} = 0 \\ R_\infty i_{K,+n_L} + x i_{K,-n_L} / A_{K,-n_L} & \text{für } A_{K,+n_L} = 0 \wedge A_{K,-n_L} \neq 0 \\ x i_{K,+n_L} / A_{K,+n_L} + R_\infty i_{K,-n_L} & \text{für } A_{K,+n_L} \neq 0 \wedge A_{K,-n_L} = 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

⁴ Im Vorgriff auf die folgende Herleitung der Systembeschreibung ist in diesem Zusammenhang anzumerken, dass die Kopplung der Systemzustände über die Gegeninduktivitäten bereits in einem steifen System resultiert und das Vorsehen der Isolationswiderstände zu einer weiteren Entfernung der Eigenwerte führt.

für die Maschengleichungen der einzelnen Kommutatorlamellen, wobei der nicht definierte Fall beider Kontaktflächen ungleich Null keine praktische Relevanz besitzt und einen Kurzschluss des Motors bedeuten würde. Diese Spannungsbilanzen ergeben zusammen mit den Knotengleichungen

$$i_{K,+n_L} + i_{S,n_S} = i_{K,-n_L} + i_{S,n_S+1} \quad (3.14)$$

der Kommutatorlamellen jeweils eine algebraische Schleife, da keine der Gleichungen direkt nach den gesuchten Kontaktströmen aufgelöst werden kann.⁵ Eine automatisierte Behandlung durch die Simulationssoftware ist u. U. möglich, jedoch stellt eine analytische Lösung i. d. R. den sichereren Weg dar und reduziert den Berechnungsaufwand für das Modell [19 S. 259–262, 41 S. 242–244]. Für den vorliegenden Fall ist dies mit zwei linearen Gleichungen und zwei Unbekannten je Kommutatorlamelle einfach umsetzbar, da die Spulenströme als Zustandsgrößen des elektrischen Teilsystems über die Maschengleichungen der Ankerspulen berechnet werden. Das entsprechende Gesamtsystem ergibt sich durch Umstellen von (3.12) nach den partiellen Ableitungen der Spulenströme zu

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_{S,1}}{\partial i_{S,1}} & \frac{\partial \Psi_{S,1}}{\partial i_{S,2}} & \dots & \frac{\partial \Psi_{S,1}}{\partial i_{S,5}} \\ \frac{\partial \Psi_{S,2}}{\partial i_{S,1}} & \frac{\partial \Psi_{S,2}}{\partial i_{S,2}} & \dots & \frac{\partial \Psi_{S,2}}{\partial i_{S,5}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \Psi_{S,5}}{\partial i_{S,1}} & \frac{\partial \Psi_{S,5}}{\partial i_{S,2}} & \dots & \frac{\partial \Psi_{S,5}}{\partial i_{S,5}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{S,1}}{dt} \\ \frac{di_{S,2}}{dt} \\ \vdots \\ \frac{di_{S,5}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} u_M - \mathbf{u}_{K,+} - \mathbf{u}_{K,-} \quad (3.15)$$

$$- \begin{bmatrix} R_{S,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_{S,2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & R_{S,5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S,1} \\ i_{S,2} \\ \vdots \\ i_{S,5} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_{S,1}}{\partial \varphi_M} \\ \frac{\partial \Psi_{S,2}}{\partial \varphi_M} \\ \vdots \\ \frac{\partial \Psi_{S,5}}{\partial \varphi_M} \end{bmatrix} \frac{d\varphi_M}{dt}$$

bzw.

$$\frac{\partial \Psi_S}{\partial \mathbf{i}_S} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_S = \mathbf{1} u_M - \mathbf{u}_{K,+} - \mathbf{u}_{K,-} - \mathbf{R}_S \mathbf{i}_S - \frac{\partial \Psi_S}{\partial \varphi_M} \frac{d\varphi_M}{dt} \quad (3.16)$$

in verkürzter Schreibweise. Die Matrizen der Kontaktspannungen $\mathbf{u}_{K,+}$ und $\mathbf{u}_{K,-}$ sind hierbei nicht ausgeschrieben, da sie abhängig von der Fallunterscheidung (3.13) unterschiedliche Werte annehmen. Für die Matrix der partiellen Ableitungen des Induktionsflusses nach den Spulenströmen gilt, dass die Hauptdiagonale die Selbstinduktivitäten und die restlichen Elemente die Gegeninduktivitäten darstellen. Da diese vollbesetzt ist, ergibt sich eine Kopplung der Zustandsableitungen, was bei direkter Implementierung der Gleichungen wiederum in einer algebraischen Schleife resultiert.

⁵ Wie zuvor verweist ein die Spulenanzahl N_S überschreitender Index wiederum auf die erste Spule.

Durch Multiplikation der gesamten Gleichung mit der Inversen der Matrix gemäß

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s = \left(\frac{\partial \Psi_s}{\partial \mathbf{i}_s} \right)^{-1} \left(\mathbf{1} u_M - \mathbf{u}_{K,+} - \mathbf{u}_{K,-} - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s - \frac{\partial \Psi_s}{\partial \varphi_M} \frac{d\varphi_M}{dt} \right) \quad (3.17)$$

kann dies behoben werden und durch Auflösen der rechten Seite lässt sich die Zustandsraumdarstellung des elektrischen Teilsystems ableiten.

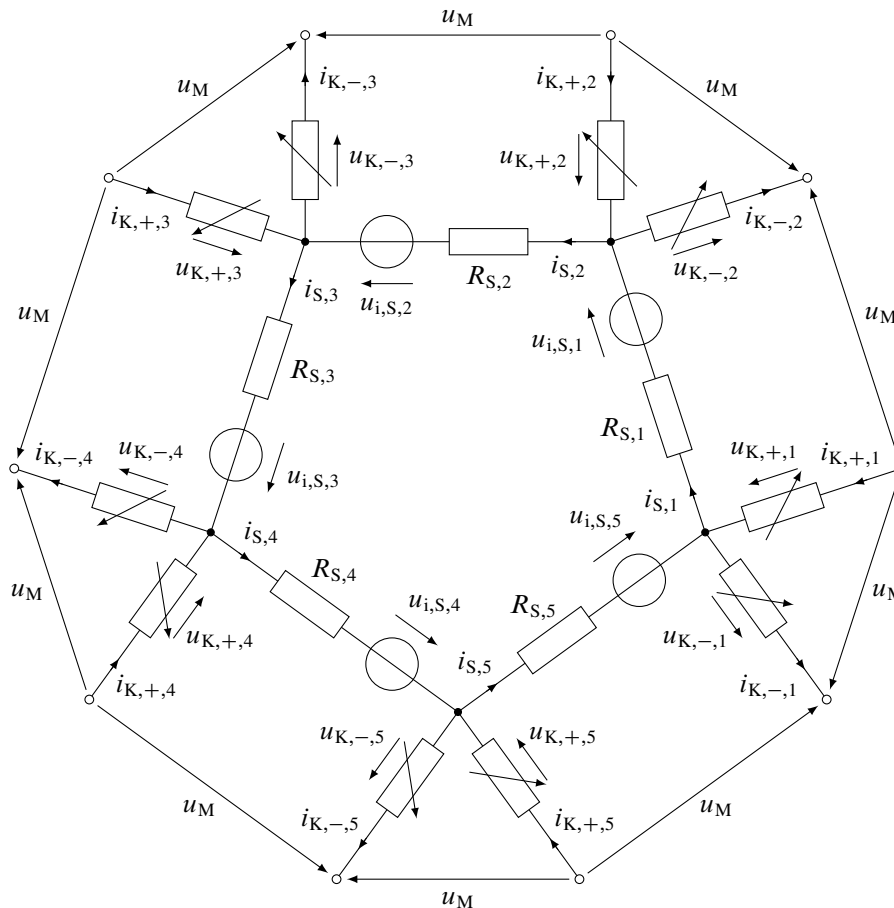


Abbildung 3.22: Ersatzschaltbild des Motortyps I

3.3.2 Verifikation und Validierung

Vor der eigentlichen Anwendung einer Simulation ist eine Bewertung der erreichbaren Genauigkeit anhand einer Verifikation und Validierung erforderlich, wobei aufgrund der unterschiedlichen Definitionen dieser beiden Begriffe je nach Anwendungsgebiet [61 S. 499/503] sowie der häufig anzutreffenden synonymen oder fehlerhaften Verwendung zunächst auf deren Bedeutung im Kontext von Modellbildung und Simulation eingegangen wird. Die Validierung beurteilt die Korrektheit des Ergebnisses und liefert somit eine Antwort auf die Frage, ob das Richtige getan wurde – die Verifikation hingegen betrachtet die einzelnen Schritte des gegangenen Wegs und prüft, ob etwas richtig getan wurde [16 S. 15, 102 S. 12–13]. Streng genommen sind beide Prozesse sowohl auf die Modellbildung als auch auf die Simulation anzuwenden, jedoch ist eine Modellverifikation bereits

inhärenter Bestandteil der Modellbildung und Ergebnisse für eine Modellvalidierung liegen zum Ende der Modellbildung üblicherweise noch nicht oder nur in vereinfachter Form vor [102 S. 104–105]. In der praktischen Umsetzung konzentrieren sich beide Prozesse somit im Wesentlichen auf die Simulation [19 S. 31, 16 S. 15–16, 102 S. 105–118]:

Verifikation der Simulationsimplementierung Die Verifikation erbringt den Nachweis, dass die numerische Simulation eine hinreichend genaue Abbildung der mathematischen Beschreibung des Systems darstellt. Ausgehend von einer korrekten programmatischen Umsetzung sind die hierbei auftretenden Fehler im Wesentlichen vom gewählten Lösungsverfahren und den verwendeten Datentypen abhängig.

Validierung der Simulationsergebnisse Die Validierung adressiert die Fehler, die durch die Modellbildung entstanden sind und weist nach, ob die Realität durch das Modell mit Bezug auf den Anwendungsfall hinreichend genau beschrieben wird. Hierbei lässt sich eine Unterteilung in strukturelle und parametrische Fehler vornehmen.

Im Rahmen der Verifikation kann für den Wertebereich der Zustandsgrößen und Parameter eine Verwendung von Gleitkommazahlen mit „doppelter Genauigkeit“ als ausreichend angenommen werden [19 S. 30].⁶ Hinsichtlich der numerischen Berechnung findet eine Betrachtung der Unterschiede bei der Wahl eines expliziten und eines impliziten Integrationsverfahrens [19 S. 39–40] sowie der Reduzierung der relativen Fehlertoleranz der Schrittweitensteuerung statt, wobei die im Motorstrom auftretenden Abweichungen im Bereich von 0,1 mA liegen und somit akzeptabel sind.⁷

Für die Bewertung der Validität eines Modells bzw. der Simulationsergebnisse gilt es immer den jeweiligen Anwendungsfall zu berücksichtigen, weshalb in Bezug auf die beabsichtigte Ursachenanalyse der in Abschnitt 3.2.1 beobachteten Signalverläufe eine Beschränkung auf die Leerlaufphase gerechtfertigt ist. Anhand der messtechnischen Untersuchung ergibt sich für das Simulationsmodell zudem, dass insbesondere aufgrund von Fertigungstoleranzen und Verschleiß ein Parametersatz in der vorliegenden Modellierungstiefe nur für ein spezielles Versuchsexemplar Gültigkeit besitzen kann. Aus diesem Grund wird die Validierung lediglich anhand eines beispielhaften neuwertigen Motors durchgeführt und alle weiteren Betrachtungen werden sich auf diesen validierten Zustand beziehen. Um hierbei zudem eine Grundlage für die beabsichtigten Parametervariationen zu erhalten, werden zunächst alle Spulen, Kommutatorlamellen und Bürsten in ihren elektrischen bzw. mechanischen Eigenschaften als identisch angenommen und somit ein Nominalverhalten erzeugt – Abweichungen von diesem Verhalten und der damit verbundenen genaueren Abbildung spezifischer, in den Messdaten beobachtbarer Effekte werden im nachfolgenden Abschnitt diskutiert. Für eine erfolgreiche Validierung ist somit lediglich die sägezahnähnliche Form des Stromverlaufs mit einer entsprechenden mittleren, zwischen allen Kommutierungsvorgängen identischen Amplitudenhöhe relevant. In diesem Zusammenhang werden zudem die messtechnisch nicht hinreichend genau bestimmbar Parameter wie die Bürstenverschiebung oder der Verlauf der Leitwertfunktionen innerhalb ihrer physikalisch möglichen Toleranz einer numerischen Optimierung unterzogen. Das

⁶ Die aktuellste Version der Norm IEEE 754 bezeichnet diesen Datentyp als `binary64` anstatt `double` [59 S. 23].

⁷ Es werden die Verfahren `ode45` und `ode23tb` verglichen und letzteres im Folgenden angewendet.

Optimierungs- bzw. Simulationsergebnis ist anhand des Stromverlaufs inklusive der zugehörigen Messwerte in Abb. 3.23 dargestellt und gemäß der an das Modell gestellten Anforderungen als gut zu beurteilen. Die verbleibenden Abweichungen können neben der Ungenauigkeit in der Beschreibung des Bürstenkontakts bspw. durch die zweidimensionale Betrachtung der elektromagnetischen Induktion und dem somit vernachlässigten Stirnraumfeld bedingt sein. Ebenso unberücksichtigt sind mögliche Hystereseverluste sowie die bei zweipoligen Maschinen zusätzlich in der Rotorwelle auftretenden Wirbelstromverluste [9 S. 895–896].

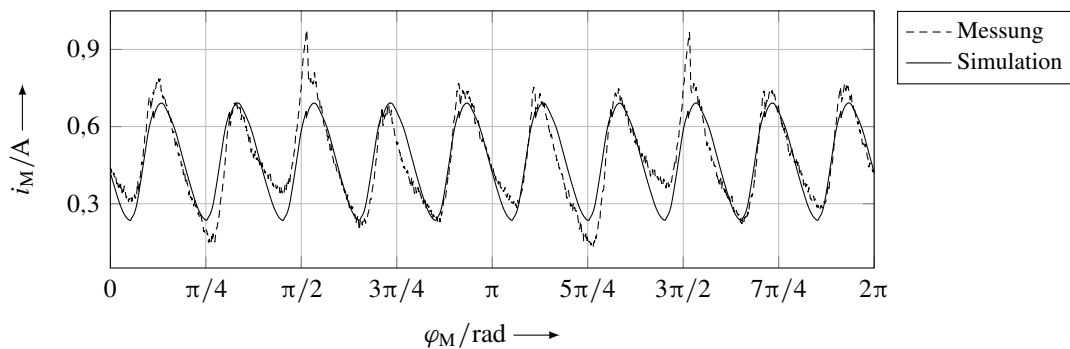


Abbildung 3.23: Messung und Simulation des Motorstroms eines neuwertigen Exemplars vom Typ I (Mot.-Nr. 1, $u_V = 12\text{ V}$)

Die Variation der Versorgungsspannung unter Verwendung des zuvor ermittelten Parametersatzes ist in Abb. 3.24 dargestellt und zeigt in Übereinstimmung mit Abb. 3.5 keine wesentliche Beeinflussung der Amplitude. Die Zunahme des Mittelwerts aufgrund des geschwindigkeitsproportionalen Reibmoments entspricht ebenfalls den Messwerten, ist allerdings in Abb. 3.5 durch die Beschränkung auf die Wechselanteile nicht beobachtbar und an dieser Stelle aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt.

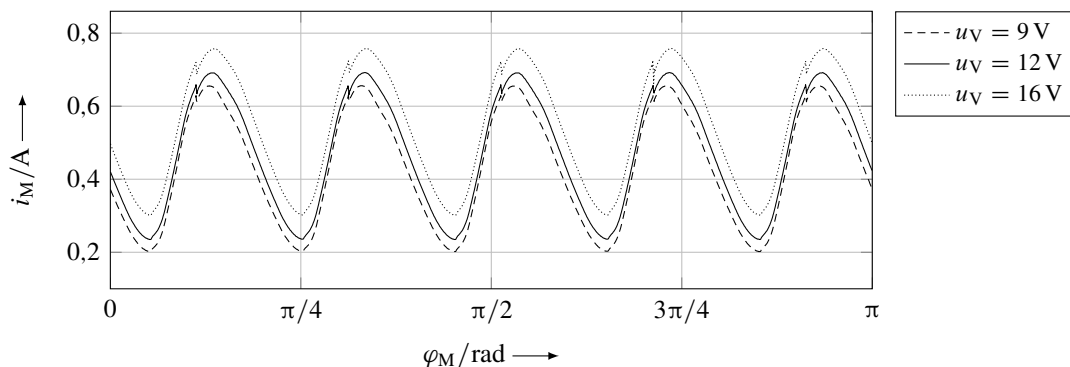


Abbildung 3.24: Simulationen des Motorstroms eines neuwertigen Exemplars vom Typ I unter Variation der Versorgungsspannung

Das Verhalten der annähernd identischen Amplituden bei Spannungs- bzw. Drehzahlvariation lässt sich anhand der in Abb. 2.9 dargestellten Übertragungsfunktionen nachweisen. Hierzu wird die zuvor noch unbekannte Größe der induzierten Spannung anhand eines stromlosen Motorauslaufs bis in den Stillstand ermittelt, wobei sich in Übereinstimmung mit (2.4) eine drehzahlproportionale

Amplitude zeigt. Der Wechselanteil wird über eine FOURIER-Reihe approximiert und resultiert in Verbindung mit der Summenübertragungsfunktion $G'_{Z,1}(s) + G'_{Z,2}(s)$ in dem in Abb. 3.25 dargestellten Verlauf der Schwingungsbreite des Motorstroms Δi_M .⁸ Hierbei zeigt sich an den entsprechenden Drehzahlen eine gute Übereinstimmung mit den zuvor simulierten Verläufen. Zusätzlich ist die aufgrund der periodischen Innenwiderstandsänderung auftretende Schwingungsbreite gemäß Abb. 2.10 angegeben, welche allerdings nur einen geringen Einfluss besitzt.

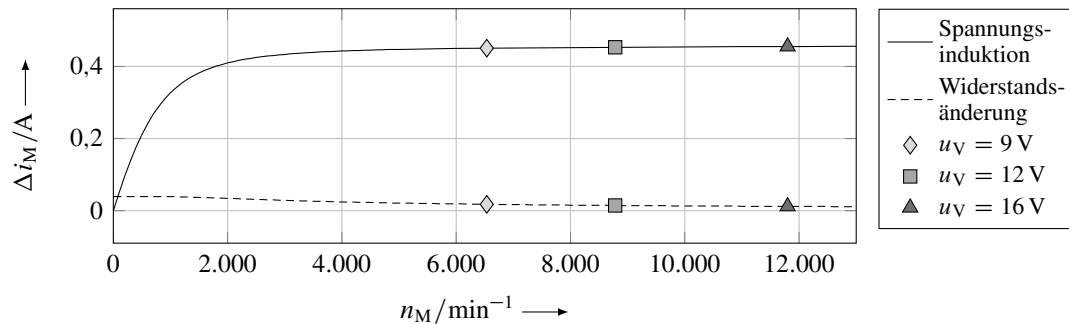


Abbildung 3.25: Berechnung der Schwingungsbreite des Motorstroms für Typ I aufgrund von Spannungsinduktion und Innenwiderstandsänderung bei konstanter Leerlaufdrehzahl

In einem weiteren Validierungsschritt wird das Modell einer Drehrichtungsumkehr unterzogen, wobei die Gegenüberstellung des Simulationsergebnisses mit den entsprechenden Messwerten in Abb. 3.26 eine geringere Übereinstimmung im Vergleich zu Abb. 3.23 zeigt. Als mögliche Ursache kommt hierbei insbesondere die im Rahmen der Modellbildung erläuterte drehrichtungsabhängige Bürstenverkipfung in Frage, da diese bei nicht eingelaufenen Bürsten zu einer verhältnismäßig großen Veränderung der geometrischen Kontaktverhältnisse führt und somit die im Linkslauf identifizierten Parameter der Bürstenverschiebung und Leitwertfunktionen nur noch eingeschränkte Gültigkeit besitzen. Vor diesem Hintergrund kann zumindest der qualitativ übereinstimmende Stromverlauf als weiteres Indiz für ein valides Modell herangezogen und somit eine Eignung für die beabsichtigten Analysen unter Beschränkung der Drehrichtung festgestellt werden.

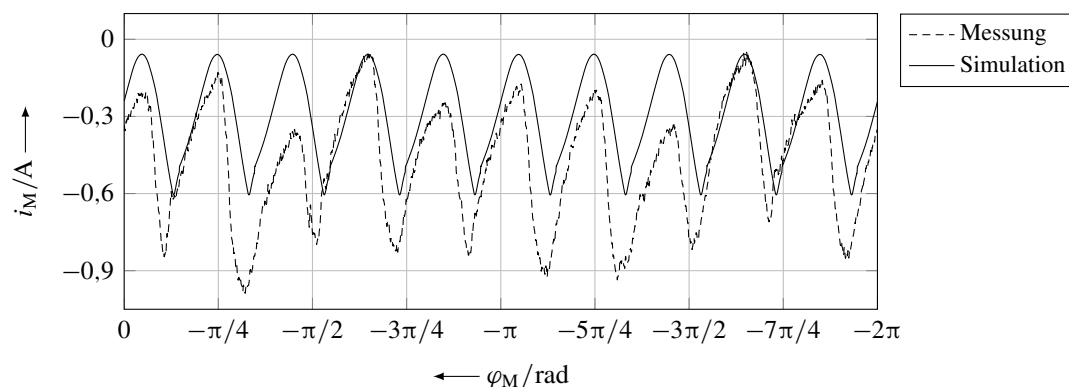


Abbildung 3.26: Messung und Simulation des Motorstroms eines neuwertigen Exemplars vom Typ I unter Drehrichtungsumkehr (Mot.-Nr. 1, $u_V = 12 \text{ V}$)

⁸ Die in Abb. 2.9 genannten Parameter entsprechen dem vorliegenden System.

3.3.3 Parametervariationen und Einflüsse auf den Motorstromverlauf

In diesem Abschnitt werden ausgehend von der in Abb. 3.23 dargestellten Simulation des Motorstroms Parametervariationen durchgeführt und deren Einfluss auf den Signalverlauf im Zeit- und Frequenzbereich analysiert, wobei sich die Abfolge der Untersuchungen an der Struktur des Abschnitts zur Modellbildung 3.3.1 orientiert. Das Amplitudenspektrum des simulierten Nominalverhaltens ist in Abb. 3.27 zu sehen und zeigt aufgrund der rotationssymmetrischen Parametrierung sowie in Übereinstimmung mit den Erläuterungen in Abschnitt 2.2.2 lediglich die Kommutierungsfrequenz sowie deren Harmonische und keine weiteren drehzahlproportionalen Spektralanteile.

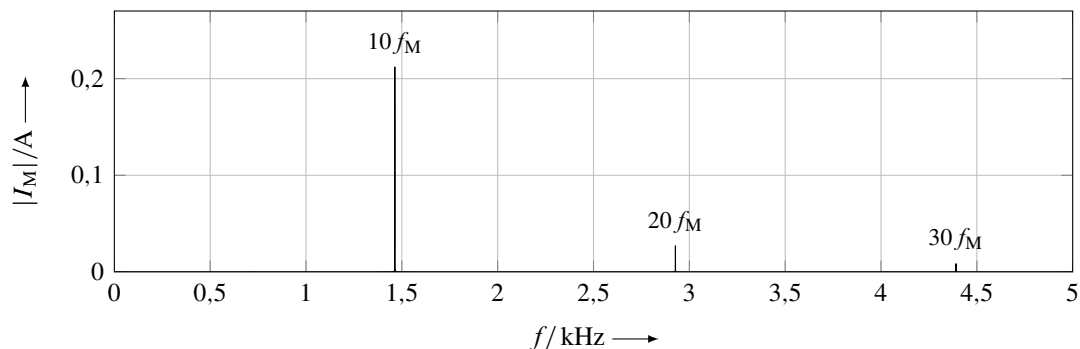


Abbildung 3.27: Amplitudenspektrum des simulierten Motorstroms unter Nominalbedingungen (Typ I, neuwertig, $u_V = 12\text{ V}$, Linkslauf)

Als erste Analyse wird der Einfluss der Spulenwiderstände betrachtet und der einheitlich angenommene Mittelwert durch die in Abb. 3.14 dargestellten Messwerte ersetzt. Hierbei zeigt sich zunächst keine nennenswerte Änderung des simulierten Signalverlaufs sowie dessen spektraler Zusammensetzung. Wie zuvor beschrieben, treten als Ursache der unterschiedlichen Widerstandswerte neben der Wicklungsreihenfolge die abweichenden Windungszahlen der einzelnen Spulen auf, weshalb dieser Einfluss im Zusammenhang mit der Auswirkung auf die elektromagnetische Induktion betrachtet werden muss und wofür weitere FEM-Berechnungen mit den tatsächlichen Windungszahlen herangezogen werden. Hierbei ergeben sich im Zeitverlauf des Motorstroms in Abb. 3.28 deutliche Unterschiede zum Nominalverhalten in den einzelnen Amplitudenhöhen und das zugehörige Amplitudenspektrum zeigt im Vergleich zu Abb. 3.27 zusätzliche Spektralanteile an den Stellen der 2-, 4-, 6- und 14-fachen Drehfrequenz, was ebenfalls anhand der messtechnischen Untersuchung in Abb. 3.8 zu beobachten ist.

Als weitere Abweichung vom Nominalverhalten wird die Wirkung einer Exzentrizität des Rotors untersucht, die bspw. durch eine Krümmung (Schlag) oder eine Unwucht entstehen kann.⁹ Zunächst wird in Abb. 3.29 eine dynamische Exzentrizität von $e_d = 50\text{ }\mu\text{m}$ betrachtet, was im Modell wiederum durch einen geänderten Induktionsfluss je Spule berücksichtigt wird. Wie zuvor zeigen sich Unterschiede in den einzelnen Amplituden, jedoch in geringerer Ausprägung, sowie zusätzliche

⁹ Hierbei wird sich auf die für elektrische Maschinen übliche Begriffsdefinition des Abstands zwischen den Mittelachsen von Rotor und Stator bezogen und nicht auf die im Bereich der Rotordynamik angewandte Definition des Abstands zwischen Mittelachse und Schwerpunktslage (vgl. bspw. [35 S. 39–40, 87 S. 481–482]).

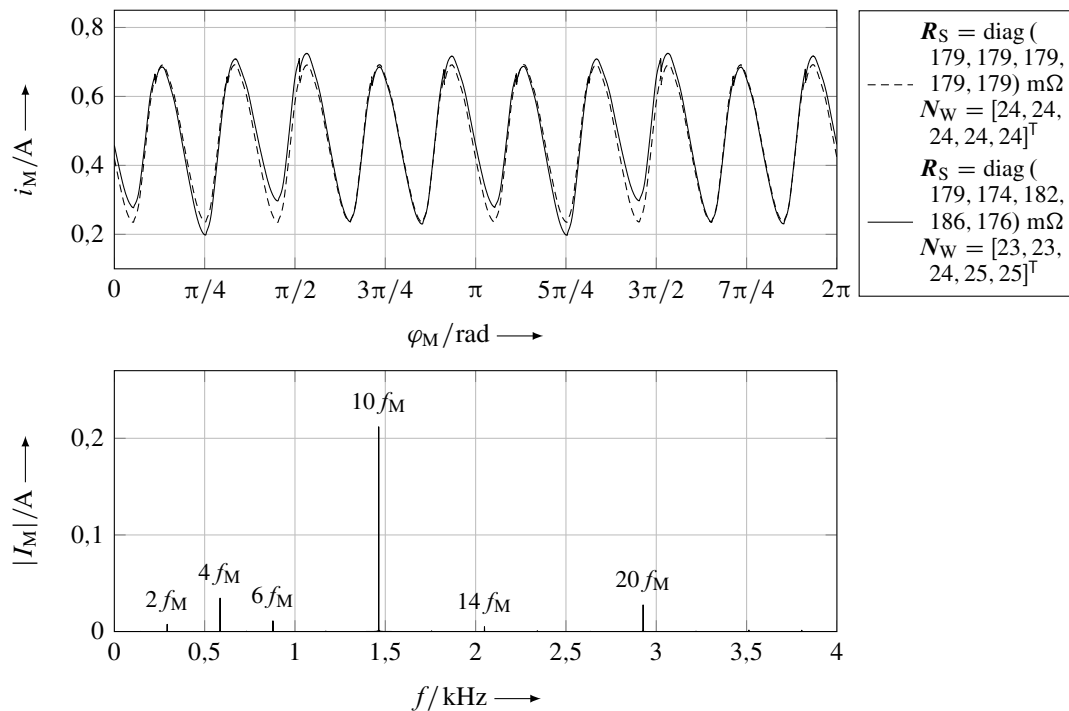


Abbildung 3.28: Simulationen des Motorstroms unter Variation der Spulenwiderstände und Windungszahlen (Typ I, neuwertig, $u_V = 12$ V)

Frequenzanteile im Amplitudenspektrum an den Stellen der 4- und 5-fachen Drehfrequenz, welche ebenfalls in den Messdaten in Abb. 3.8 auftreten. Zusätzlich ist es mit dieser Analyse möglich, die Auswirkungen des Wuchtens des Rotors durch Materialabtrag abzuschätzen, da hierbei wie bei der dynamischen Exzentrizität ein mit der Drehfrequenz umlaufender variabler Luftspalt je Ankerzahn entsteht. Somit wird die ursprüngliche Annahme, dass der Wuchtprozess eine Ursache für die abweichenden Amplituden in Abb. 3.6 darstellt, untermauert. Die Untersuchungen einer statischen Exzentrizität gleichen Betrags wurden in horizontaler und vertikaler Richtung vorgenommen, wobei die Änderungen der einzelnen Amplituden deutlich geringer ausfallen und aus diesem Grund nicht dargestellt sind. Im Fall der horizontalen Verschiebung treten als wesentliche neue Spektralanteile die 5- und 15-fache Drehfrequenz auf, im Fall der vertikalen Verschiebung lediglich die 15-fache.

Für den Kontakt der Bürsten zum Kommutator wird als erster Einflussfaktor deren Verschiebung aus der neutralen Lage zum Erregerfeld (vgl. Abb. 3.19) untersucht. Hierbei wird zunächst eine beliebig gewählte gegensinnige Winkeldifferenz von $\pm 1^\circ$ zum Referenzwert vorgesehen, was bspw. aufgrund von Fertigungstoleranzen oder einem unterschiedlichen Abnutzungsverhalten auftreten kann. Der Signalverlauf in Abb. 3.30 zeigt eine mit der halben Kommutationsfrequenz alternierende Amplitude, deren Phasenlage sich bei einem Vertauschen der beiden Werte entsprechend ändert. Im zugehörigen Amplitudenspektrum treten neben dieser Frequenz zusätzlich deren Harmonische mit abnehmender Amplitude auf, was wiederum den Messwerten in Abb. 3.8 entspricht.

Eine gleichsinnige Verschiebung tritt, wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben, u. a. bei der Verwendung von Schenkelhaltern im Zusammenhang mit Bürstenverschleiß auf und ist in ihrer Auswirkung auf den Signalverlauf in Abb. 3.31 zu sehen. Hierbei zeigen sich eine Zunahme des Mittelwerts

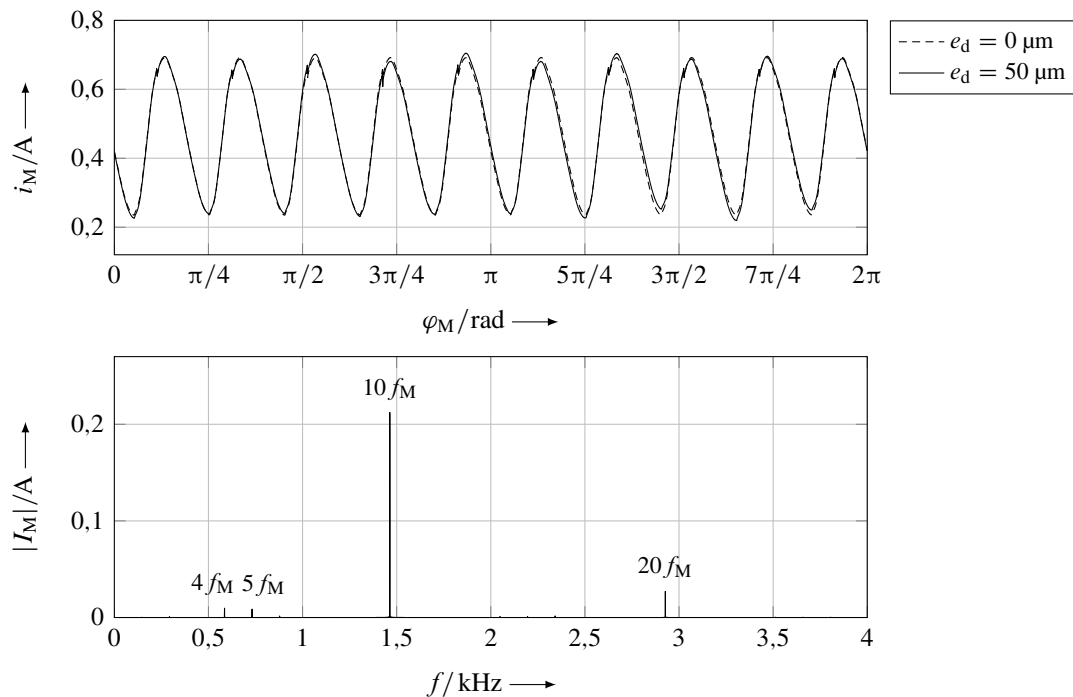


Abbildung 3.29: Simulationen des Motorstroms unter Variation der dynamischen Exzentrizität (Typ I, neuwertig, $u_V = 12 \text{ V}$)

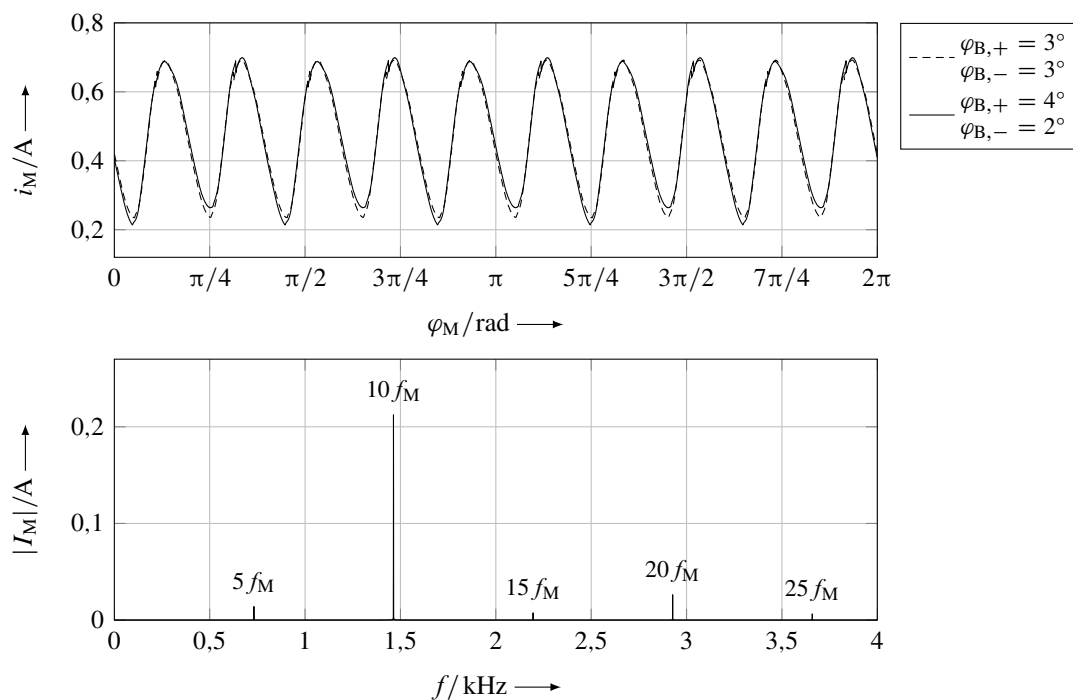


Abbildung 3.30: Simulationen des Motorstroms unter gegensinniger Variation der Bürstenverschiebung (Typ I, neuwertig, $u_V = 12 \text{ V}$)

sowie eine deutliche Änderung der Signalform. Unterschiede zwischen den einzelnen Amplituden kommen aufgrund der weiterhin gegebenen Symmetrie erwartungsgemäß nicht vor, weshalb die spektrale Zusammensetzung Abb. 3.27 entspricht und auf deren Darstellung verzichtet wird.

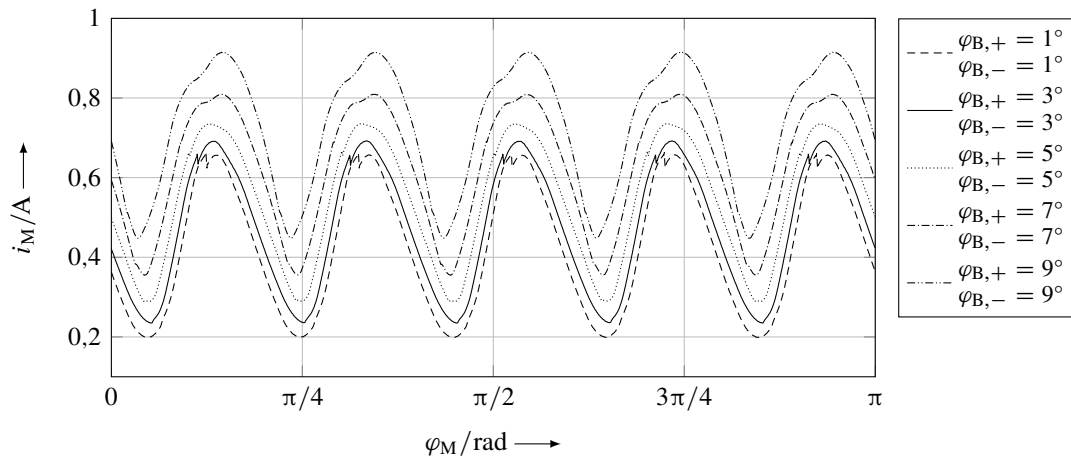


Abbildung 3.31: Simulationen des Motorstroms unter gleichsinniger Variation der Bürstenverschiebung (Typ I, neuwertig, $u_V = 12\text{ V}$)

Bei der vorangegangenen Analyse ist zu beachten, dass sich ein Bürstenverschleiß i. d. R. nicht nur auf eine Verschiebung aus der neutralen Lage, sondern insbesondere in der Einlaufphase auch auf die Größe der Kontaktfläche auswirkt. Eine genauere Analyse des entsprechenden Modellparameters $\varphi_{K,B}$ wird allerdings nicht vorgenommen, da dieser eine direkte Auswirkung auf den Kontaktwiderstand besitzt und dessen modellhafte Beschreibung keine Allgemeingültigkeit für eine Parametervariation besitzt (vgl. Abb. 3.20 und 3.21). Zudem ergäbe sich hierbei wiederum lediglich eine Änderung des Signalverlaufs ohne zusätzliche Spektralanteile ähnlich Abb. 3.31. Stattdessen wird in einer abschließenden Betrachtung eine Variation der zuvor genannten Parameter derart vorgenommen, dass sie den Werten eines gebrauchten Motors gemäß Abb. 3.7 entsprechen. Da sich in diesem Fall für den Kontaktwiderstand in Abb. 3.21 eine bessere Übereinstimmung mit den trapezförmigen Leitwertfunktionen gezeigt hat, wird auf die Nutzung der Skalierungsfaktoren verzichtet und gemäß der eingangs durchgeführten Analyse des neuwertigen Zustands eine rotationssymmetrische Parametrierung vorgenommen. Dementsprechend gilt für die in Abb. 3.32 dargestellten Vergleiche von Simulation und Messung, dass wiederum nur eine Bewertung des gemittelten Signalverlaufs vorzunehmen ist und sich somit insgesamt eine recht gute Übereinstimmung zeigt. Da für beide Drehrichtungen eine identische Parametrierung verwendet wird, ist die im neuwertigen Zustand vermutete drehrichtungsabhängige Bürstenverschiebung nicht festzustellen (vgl. Abb. 3.23 und 3.26), was erwartungsgemäß in dem besseren Formschluss der eingelaufenen Bürsten zum Kommutator begründet liegt und somit als ergänzender Validierungsschritt angesehen werden kann. Dennoch verbleiben sehr viele Einflüsse des Bürstenkontakts auf den Motorstrom, die sich einer modellhaften Beschreibung entziehen, was u. a. anhand der großen Varianz der gemessenen Signalverläufe in Abb. 3.7 zu erkennen ist.

Hinsichtlich der durchgeführten Spektralanalysen muss beachtet werden, dass die gleichzeitige Anwendung mehrerer Parametervariationen nicht zwangsläufig zu einer Superposition der einzelnen Amplitudenspektren führt. So tritt bspw. bei gleichzeitiger Berücksichtigung der Bürstenverschiebung und der tatsächlichen Windungszahl zusätzlich die Drehfrequenz im Spektrum auf, da sich durch die Kombination dieser beiden Änderungen keine identischen Systemzustände mehr in einer Umdrehung ergeben. Zusammenfassend zeigt sich somit, dass alle relevanten Spektralanteile der

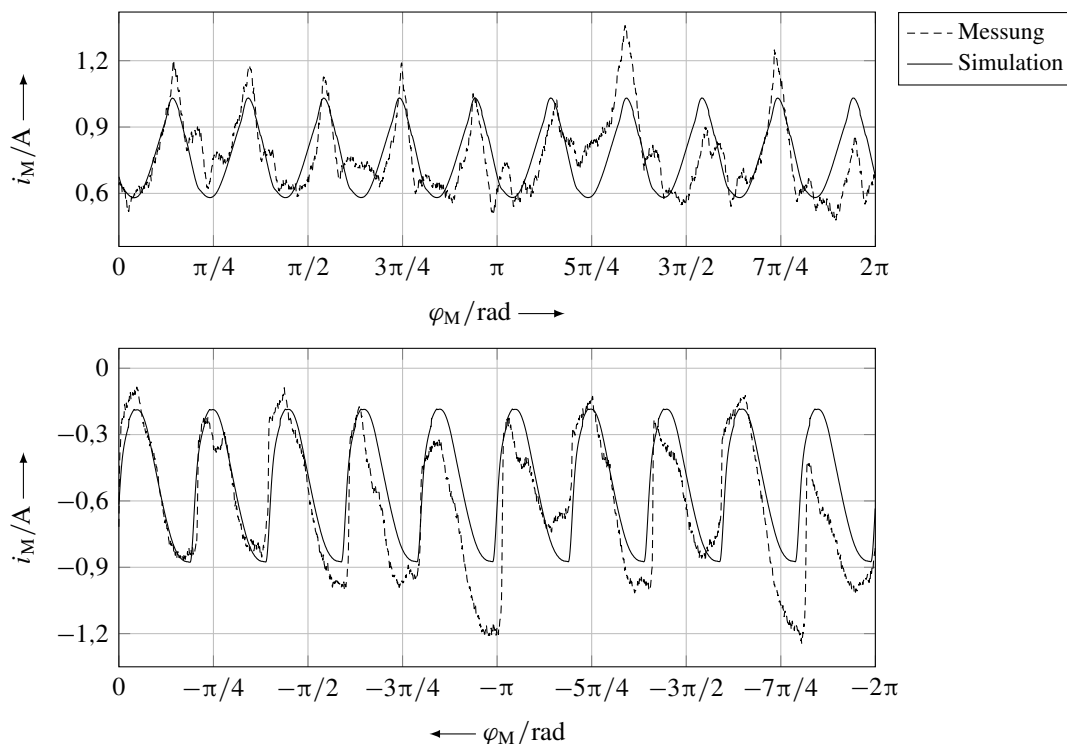


Abbildung 3.32: Messungen und Simulationen des Motorstroms eines gebrauchten Exemplars vom Typ I unter Variation der Drehrichtung (Mot.-Nr. 3, $u_V = 9\text{ V}$)

messtechnischen Untersuchung in Abb. 3.8 – also die 1-, 2-, 4-, 5-, 6-, 10-, 14-, 15-, 20-, 25- und 30-fache Drehfrequenz – durch das Simulationsmodell abgebildet werden, einzelne Parameteränderungen spezifische Frequenzen anregen und im Umkehrschluss unter Einschränkungen sogar einzelne Spektralanteile einer möglichen Ursache zugeordnet werden können. Allerdings ist zu beachten, dass auch weitere, an dieser Stelle nicht betrachtete Einflüsse ein ähnliches Frequenzverhalten verursachen können, wie bspw. Unterschiede in den einzelnen Bürsten- und Lamellenbreiten oder das nicht genauer beschreibbare Kontaktverhalten.

Für die im Rahmen der Simulation nicht betrachteten Motortypen II und III würden die vorangegangenen Analysen aufgrund der physikalischen Zusammenhänge prinzipiell ähnliche Resultate liefern, wobei entsprechend der jeweiligen elektromechanischen Konstruktion andere drehzahlproportionale Frequenzen angeregt werden. Gemäß Tab. 3.1 besitzt Motortyp III die zusätzliche Eigenschaft von geschrägten Rotornuten um den Winkel α_N , deren Auswirkung unter entsprechender Neuberechnung des Induktionsflusses im Folgenden am Modell des Typs I betrachtet wird, um eine Vergleichbarkeit zu den bisherigen Ergebnissen zu gewährleisten. In Abb. 3.33 zeigt sich hierbei wie zu erwarten eine geringere Amplitude ohne zusätzliche Spektralanteile, womit die zuvor untersuchten Parametervariationen bei gleicher Größe einen stärkeren Einfluss auf die Erkennbarkeit der Kommutationsfrequenz im Zeitbereich besitzen. Aufgrund der größeren Anzahl an Kommutatorlamellen dieses Motortyps findet zudem eine bessere Gleichrichtung der induzierten Spannung statt, was die resultierende Amplitude weiter reduziert (vgl. Abschnitt 2.2.2). Für den Motortyp II gilt aufgrund der geringen Anzahl an Kommutatorlamellen an dieser Stelle genau das Gegenteilige, was beides durch die messtechnischen Untersuchungen entsprechend bestätigt wird.

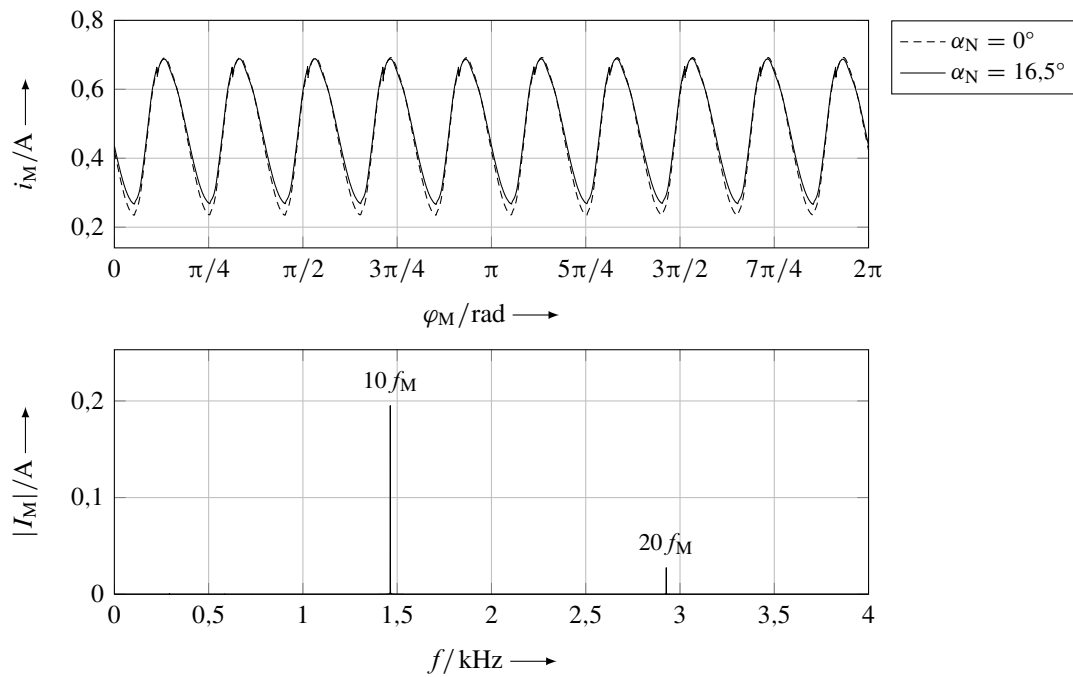


Abbildung 3.33: Simulationen des Motorstroms unter Variation des Schrägungswinkels der Rotornuten (Typ I, neuwertig, $u_V = 12\text{ V}$)

4 Entwicklung einer robusten „sensorlosen“ Drehwinkelmessung

Aufbauend auf den Erkenntnissen des vorangegangenen Kapitels werden im Folgenden die Anforderungen an ein robustes Verfahren zur „sensorlosen“ Drehwinkelmessung sowie die entsprechende Funktionsweise abgeleitet. Diese wird anschließend gegliedert nach den einzelnen Teilfunktionen und unter Berücksichtigung der systemischen Rahmenbedingungen der elektrischen Parkbremse entwickelt. Abschließend findet anhand umfangreicher experimenteller Untersuchungen eine Verifikation und Validierung sowie eine gegenüberstellende Betrachtung mit einem für den Stand von Wissenschaft und Technik repräsentativen Verfahren statt. Teilergebnisse dieses Kapitels wurden vorab in [139] publiziert.

4.1 Ableitung der Anforderungen und Funktionsweise

Die Analysen in Kapitel 3 haben in Übereinstimmung mit Abschnitt 2.2.2 gezeigt, dass trotz der unterschiedlichen Signalformen und der nicht immer eindeutig erkennbaren Kommutierungsfrequenz eine Information über die Drehzahl bzw. den Drehwinkel grundsätzlich im Strom- bzw. Spannungssignal enthalten ist. Ein zusätzlicher analytischer Nachweis ergibt sich aus der detaillierten theoretischen Modellbildung gemäß (3.15), da der Induktionsfluss je Spule als wesentlicher Anteil der Oszillationen eine periodische Funktion in Abhängigkeit des Drehwinkels darstellt. Dies gilt somit ebenfalls für die partiellen Ableitungen nach dieser Variablen, den jeweiligen resultierenden Spulenströmen sowie dem daraus gebildeten Motorstrom, wobei als grundlegende Voraussetzungen eine gewisse Mindestdrehzahl und Restwelligkeit in den induzierten Zweigspannungen vorhanden sein müssen, um eine für die Auswertung ausreichend große Amplitude zu erhalten (vgl. (2.4) sowie Abb. 2.8 und 3.25). Da im Zeitbereich allerdings keine eindeutig definierte Signalform vorliegt, wie bspw. bei inkrementalen Drehgebern verwendeten Rechteck- oder Sinussignalen, besteht die wesentliche Aufgabe darin, die vorhandene Information im Rahmen einer geeigneten Signalverarbeitung nutzbar zu machen. Im Kontext des gesamten mechatronischen Systems entspricht dies gemäß [60 S. 27] einer Signalvorverarbeitung, wobei die Extraktion des interessierenden Teils im Rahmen des Signalverarbeitungsprozesses gemäß [55 S. 2–3] als Signalanalyse bezeichnet wird. Zur Einschränkung des sich hierbei ergebenden großen Lösungsraums zeigt ein Blick auf den in Abschnitt 2.3.1 erläuterten Stand von Wissenschaft und Technik, dass ein Großteil der vorgeschlagenen Verfahren in diesem Zusammenhang eine Bandpassfilterung als zentrales Element vorsieht. Dieses Vorgehen erweist sich aufgrund der in Kapitel 3 beobachtbaren prinzipiellen Separierbarkeit der im Signal enthaltenen Spektralanteile als sinnvoll und findet daher im Folgenden ebenfalls Anwendung, wobei der sich bei einer Auswertung des Stromsignals ergebende Phasenverzug (vgl. Abb. 2.9) als vernachlässigbar kleine Messabweichung in Kauf genommen wird.

Als auszuwertende Frequenz wird die Kommutierungsfrequenz herangezogen, da diese gemäß der theoretischen Betrachtung immer im Signal vorhanden ist und i. d. R. die größte Amplitude besitzt. Um die in der Praxis beobachtete Amplitudenreduktion (vgl. Abb. 3.8, 3.9 und 3.11) zu berücksichtigen, muss eine eindeutige Separierung von den restlichen und als störend wirkenden Spektralanteilen erfolgen. Hierbei tritt die Schwierigkeit auf, dass die tatsächliche Signalzusammensetzung vorab nicht genau bekannt ist. Mit Hinblick auf eine angestrebte allgemeingültige Lösung wird in diesem Zusammenhang die in allen durchgeführten Untersuchungen beobachtbare Eigenschaft der drehzahlproportionalen Spektralanteile herangezogen, womit die Grenzfrequenzen der Bandpassfilterung zwischen den benachbarten Drehzahlharmonischen der Kommutierungsfrequenz platziert werden müssen. Unter der Annahme einer idealen Filterung ergibt sich somit für die Grenzfrequenz des Hochpassanteils $f_{G,HP}$ die Anforderung

$$(N_K - 1)f_M < f_{G,HP} < N_K f_M \quad (4.1)$$

und analog für die Grenzfrequenz des Tiefpassanteils $f_{G,TP}$

$$N_K f_M < f_{G,TP} < (N_K + 1)f_M \quad (4.2)$$

in Abhängigkeit der Anzahl der Kommutierungen pro Umdrehung N_K . Hierdurch resultiert im Ausgangssignal der Filterung eine Sinusschwingung, deren Periode der Drehwinkeldifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Kommutierungsvorgängen entspricht. Zudem ergibt sich die Nebenbedingung, dass im Durchlassbereich keine weiteren Spektralanteile – bspw. aufgrund einer PWM-Ansteuerung oder äußeren elektromagnetischen Störung – auftreten dürfen, da dies aufgrund der Nähe der Frequenzen und in Abhängigkeit der Amplitudenverhältnisse zu einer Schwebung und somit einer Verfälschung des Signals führen würde [49 S. 407–408]. Weiterhin wird für die beobachtete Amplitudenreduktion eine vollständige Auslöschung der Kommutierungsfrequenz als unwahrscheinlich angenommen und eine ausreichend feine Quantisierung des Signals im Rahmen der Analog-Digital-Wandlung vorausgesetzt. Für praktisch realisierbare Filter muss zusätzlich der Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich berücksichtigt werden, wozu (4.1) und (4.2) mit dem Entwurfsparameter $x \in \mathbb{R}_{>0} \mid x < 1$ zu

$$(N_K - x)f_M \leq f_{D,HP} < N_K f_M \quad (4.3)$$

und

$$N_K f_M < f_{D,TP} \leq (N_K + x)f_M \quad (4.4)$$

verallgemeinert werden und worin $f_{D,HP}$ und $f_{D,TP}$ die entsprechenden Durchlassfrequenzen des Hoch- und Tiefpassanteils kennzeichnen. Die im Vergleich zu (4.1) und (4.2) verbleibenden Frequenzbänder $](N_K - 1)f_M, (N_K - x)f_M[$ und $](N_K + x)f_M, (N_K + 1)f_M[$ beschreiben somit die maximal verfügbare Bandbreite des jeweiligen Übergangsbereichs. Auf die in diesem Zusammenhang relevante Platzierung der Sperrfrequenzen wird im Rahmen des Filterentwurfs in Abschnitt 4.2.2 eingegangen. Anhand der Bedingungen ist zu erkennen, dass zur Bestimmung der Durchlassfrequenzen eine zumindest approximative Kenntnis der momentanen Drehzahl notwendig ist, weshalb aufgrund der Drehzahlvariabilität des Motors folgt, dass ebenso die Durchlassfrequenzen veränderlich sein müssen und somit ein auf den Betriebszustand einstellbares Filter resultiert. Unter Verwendung der zu ermittelnden approximativen Drehfrequenz \tilde{f}_M werden für die

Durchlassfrequenzen die allgemeinen Berechnungsvorschriften

$$f_{D,HP} = (N_K - y) \tilde{f}_M \quad (4.5)$$

und

$$f_{D,TP} = (N_K + y) \tilde{f}_M \quad (4.6)$$

mit einem weiteren Entwurfparameter $y \in \mathbb{R}_{>0}$ definiert, der die Breite des um \tilde{f}_M symmetrisch festgelegten Durchlassbereichs beschreibt. Dieser muss die Anforderungen (4.3) und (4.4) erfüllen und entsprechendes Einsetzen liefert mit

$$\frac{N_K - x}{N_K - y} f_M \leq \tilde{f}_M < \frac{N_K}{N_K - y} f_M \quad (4.7)$$

und

$$\frac{N_K}{N_K + y} f_M < \tilde{f}_M \leq \frac{N_K + x}{N_K + y} f_M \quad (4.8)$$

eine Aussage über die notwendige Genauigkeit der approximativen Drehzahlbestimmung. Da unterschiedliche untere und obere Grenzwerte auftreten, die den zulässigen Toleranzbereich einschränken, stellt sich die Frage nach einer optimalen Wahl der Entwurfparameter zur Minimierung der Genauigkeitsanforderung. Hierzu zeigt Abb. 4.1 einen beispielhaften Verlauf der Grenzwerte in Abhängigkeit von y normiert auf x sowie den dazwischenliegenden Toleranzbereich. Als Schnittpunkte der einzelnen Kurven ergeben sich nach (4.7) und (4.8) die definitionsgemäßen Grenzen $y_1 = 0$ und $y_4 = x$ sowie die Übergänge zwischen den jeweiligen oberen und unteren Schranken

$$y_2 = \frac{N_K x}{2N_K + x} \quad (4.9)$$

und $y_3 = N_K x / (2N_K - x)$. Für den Verlauf der Funktionen gilt, dass $N_K / (N_K - y)$ und $(N_K - x) / (N_K - y)$ in ihrem Definitionsbereich ($N_K \in \mathbb{N}_{\geq 2}$) bezüglich y streng monoton wachsend sowie $(N_K + x) / (N_K + y)$ und $N_K / (N_K + y)$ streng monoton fallend sind. Hieraus resultiert, dass der Toleranzbereich der approximativen Drehzahlbestimmung ausgehend von y_1 bis y_2 zunimmt

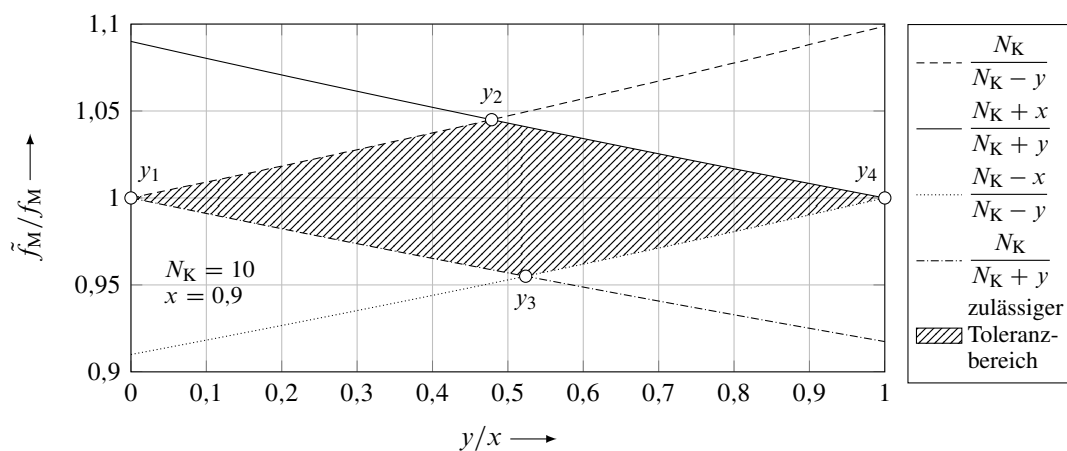


Abbildung 4.1: Beispielhafte Grenzwertverläufe der approximativen Drehzahlbestimmung in Abhängigkeit des Entwurfparameters y

und im Bereich von y_3 bis y_4 wiederum abnimmt, womit ein Maximum zwischen y_2 und y_3 existieren muss. Da die entsprechende Differenzfunktion

$$\frac{N_K + x}{N_K + y} - \frac{N_K}{N_K + y} = \frac{x}{N_K + y} \quad \text{für } y \in [y_2, y_3] \quad (4.10)$$

in ihrem Definitionsbereich bezüglich y ebenfalls streng monoton fallend ist, ergibt sich das Maximum des zulässigen Toleranzbereichs an der Stelle y_2 . Diese konvergiert für zunehmende Kommutierungen pro Umdrehung gemäß

$$\lim_{N_K \rightarrow \infty} y_2 = \lim_{N_K \rightarrow \infty} \frac{N_K x}{2N_K + x} = \lim_{N_K \rightarrow \infty} \frac{x}{2 + x/N_K} = \frac{x}{2} \quad (4.11)$$

gegen einen nachvollziehbaren Endwert. Einsetzen von (4.9) in (4.7) und (4.8) liefert die Bedingungen

$$\frac{2N_K^2 - N_K x - x^2}{2N_K^2} f_M \leq \tilde{f}_M < \frac{2N_K + x}{2N_K} f_M \quad (4.12)$$

und

$$\frac{2N_K + x}{2N_K + 2x} f_M < \tilde{f}_M \leq \frac{2N_K + x}{2N_K} f_M, \quad (4.13)$$

die unter Berücksichtigung der restriktiveren Grenzen zu

$$\frac{2N_K + x}{2N_K + 2x} f_M < \tilde{f}_M < \frac{2N_K + x}{2N_K} f_M \quad (4.14)$$

zusammengefasst werden können. Die Wahl des Parameters x wird im nachfolgenden Abschnitt unter Berücksichtigung der entsprechenden Abhängigkeiten behandelt – zunächst lässt sich jedoch festhalten, dass die Genauigkeitsanforderung mit kleiner werdendem x erwartungsgemäß zunimmt. Der maximal mögliche Toleranzbereich ergibt sich somit für $\lim_{x \rightarrow 1}$ und ist nur im Zusammenhang mit einer idealen Bandpassfilterung gemäß (4.1) und (4.2) zu erreichen. Abb. 4.2 zeigt die entsprechenden Grenzwerte von (4.12) und (4.13) sowie den aus (4.14) resultierenden Toleranzbereich in Abhängigkeit der Kommutierungen pro Umdrehung. Es ist zu erkennen, dass

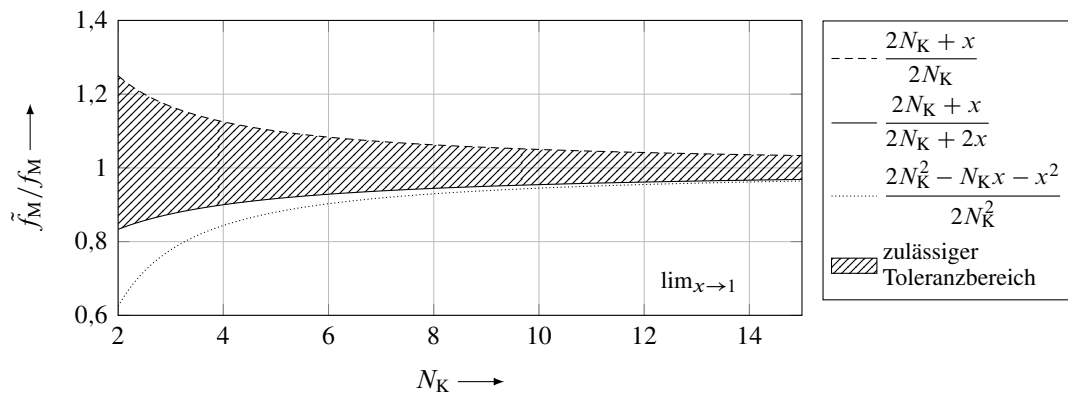


Abbildung 4.2: Maximal zulässiger Toleranzbereich der approximativen Drehzahlbestimmung im Fall einer idealen Bandpassfilterung in Abhängigkeit der Kommutierungen pro Umdrehung

die erforderliche Genauigkeit der approximativen Drehzahlbestimmung mit N_K zunimmt, da die Breite der zulässigen Toleranzbänder zur Platzierung der Durchlassfrequenzen in (4.3) und (4.4) unabhängig von N_K durch $x f_M$ gegeben ist. Somit muss ein zunehmendes N_K in (4.5) und (4.6) durch ein genaueres \tilde{f}_M kompensiert werden. Analog führt die hierbei vorgenommene Addition bzw. Subtraktion von y dazu, dass die aus dem Tiefpassanteil resultierende untere Grenze in (4.13) eine restriktivere Anforderung darstellt als die des Hochpassanteils. Für die vereinfachte approximative Wahl von $y = x/2$ ergeben sich für große N_K gemäß der vorherigen Grenzwertbetrachtung (4.11) keine nennenswerten Unterschiede sowie ein um $\tilde{f}_M/f_M = 1$ symmetrischer Toleranzbereich (vgl. [139]).

Die vorangegangenen Betrachtungen haben gezeigt, dass der approximativen Drehzahlbestimmung eine besondere Bedeutung hinsichtlich der Robustheit des Verfahrens zukommt, da ein Wert außerhalb der spezifizierten Anforderung unmittelbar zu einer fehlerhaften Einstellung des Bandpassfilters und somit einer fehlerhaften Drehwinkelmessung führt. Zusammenfassend lässt sich das vorgeschlagene Verfahren in die Teilfunktionen

- approximative Bestimmung der momentanen Drehzahl,
- einstellbare Bandpassfilterung sowie
- Detektion und Zählung der Winkelinkremente

gliedern, welche in Abb. 4.3 in Form eines Blockschaltbilds in ihrem Verhältnis zueinander dargestellt sind und im nachfolgenden Abschnitt entwickelt werden.

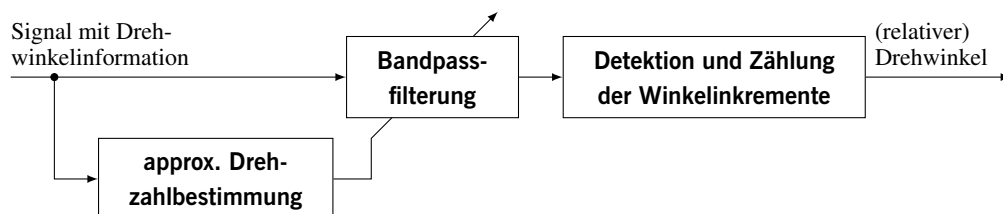


Abbildung 4.3: Blockschaltbild des vorgeschlagenen Verfahrens zur „sensorlosen“ Drehwinkelmessung

4.2 Entwicklung der Teilfunktionen

Zur Detaillierung der zuvor hergeleiteten allgemeingültigen Anforderungen und Funktionalität ist es notwendig, die systemischen Rahmenbedingungen der elektrischen Parkbremse zu berücksichtigen. Gemäß Abschnitt 2.1.1 sind diese im Wesentlichen durch die VDA-Empfehlung 305-100 gegeben, womit Messsignale für Motorstrom und -spannung anhand von auf dem Steuergerät vorgesehenen Messstellen vorliegen [129 S. 48]. Für diese gilt im Gegensatz zu den im vorangegangenen Kapitel verwendeten Messstellen, dass die Spannungsmessung durch die zusätzlichen Widerstände der Anschlussleitungen und Steckverbindungen beeinflusst wird und die Strommessung weder vorzeichenbehaftet ist, noch in allen Schaltzuständen der ansteuernden Elektronik dem physikalischen

Motorstrom entsprechen muss [129 S. 29]. Zusätzlich muss beachtet werden, dass die Signale üblicherweise eine große Messunsicherheit aufweisen [129 S. 50] und die Parameter des Motors als möglichst kostengünstiges Massenprodukt ebenfalls Schwankungen unterliegen. Um weiterhin die Allgemeingültigkeit des Verfahrens unter den gegebenen Rahmenbedingungen zu gewährleisten, findet die folgende Auslegung insbesondere unter Berücksichtigung konstruktiver Unterschiede der Motoren wie der Anzahl der Kommutierungen pro Umdrehung statt, wobei beispielhafte Betrachtungen anhand der in Tab. 3.1 definierten Motortypen vorgenommen werden.

4.2.1 Approximative Bestimmung der momentanen Drehzahl

Analog zur grundlegenden Klassifizierung der „sensorlosen“ Verfahren (vgl. Abb 2.11) lässt sich die approximative Bestimmung der momentanen Drehzahl ebenfalls anhand modell- oder signalbasierter Methoden vornehmen. Zwar wurde bereits erläutert, dass letztere aufgrund ihrer Parameterunabhängigkeit prinzipiell eine höhere Genauigkeit ermöglichen, für eine genauere Aussage ist jedoch eine Betrachtung beider Varianten unter Berücksichtigung der Rahmenbedingungen des vorliegenden Anwendungsfalls erforderlich, welche im Folgenden vorgenommen wird.

Modellbasierte Bestimmung

Wie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben, wird zur modellbasierten Bestimmung der Motordrehzahl üblicherweise die Differentialgleichung des vereinfachten Motorstromkreises gemäß (2.3) herangezogen, was sich im vorliegenden Fall ebenfalls anbietet. Entsprechend der gegebenen Rahmenbedingungen wird diese zu

$$\tilde{f}_{M,\text{mod}} = \frac{|u'_M| - (R_V + R_M) i'_M}{2\pi k \Phi_M} \quad (4.15)$$

umformuliert, wobei u'_M und i'_M die auf dem Steuergerät gemessenen Spannungs- und Stromsignale kennzeichnen und R_V alle Widerstandsanteile zwischen den massebezogenen Spannungsmessstellen und Motoranschlussklemmen beinhaltet. Aufgrund der vorzeichenlosen Strommessung ergeben sich zulässige Ergebnisse nur im ersten und dritten Quadranten der u - i -Ebene gemäß dem Öffnen und Schließen der EPB – andere Systemzustände wie Bremsvorgänge des Motors können hingegen nicht richtig abgebildet werden. Die vereinfachende Vernachlässigung des induktiven Anteils ergibt sich aus einer Betrachtung der Eigenwerte

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{R_M}{L_M} + \frac{d_M}{J_M} \right) \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{R_M}{L_M} - \frac{d_M}{J_M} \right)^2 - \frac{(k \Phi_M)^2}{J_M L_M}} \quad (4.16)$$

von (2.3), wobei die Integration zum Drehwinkel aus der Systembeschreibung herausgenommen wurde. Eine getrennte Betrachtung von elektrischem und mechanischem Teilsystem ohne Berücksichtigung der Kopplung liefert für die vorliegenden Motoren als Verhältnis der resultierenden Eigenwerte $|R_M/L_M| \gg |d_M/J_M|$. Die zusätzliche Berücksichtigung des Koppelterms in (4.16) verschiebt diese Eigenwerte in Analogie zur Betrachtung der Wurzelortskurve eines geschlossenen Regelkreises gemäß dem in Abb. 4.4 dargestellten Beispiel geringfügig entlang der reellen

Achse aufeinander zu, wobei der aus dem mechanischen Anteil resultierende Eigenwert aufgrund der deutlich größeren Zeitkonstanten das Systemverhalten dominiert und somit die Dynamik des elektrischen Kreises vernachlässigt werden kann.¹ Der Eigenwert dieses um die Induktivität reduzierten Systems liegt in unmittelbarer Nähe zu λ_1 und ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt.²

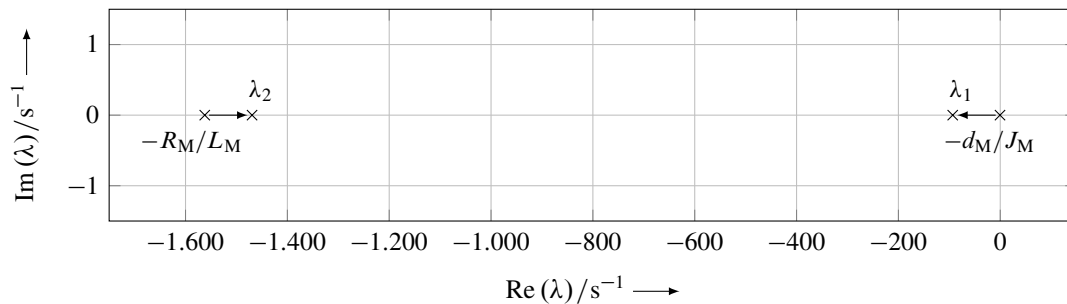


Abbildung 4.4: Eigenwerte des vereinfachten Motormodells sowie der entsprechenden Teilsysteme am Beispiel des Motortyps I

Zum Nachweis der Rechtmäßigkeit dieser Vereinfachung ist in Abb. 4.5 ein Vergleich der Sprungantworten des vollständigen und reduzierten Systems bei Änderung der Versorgungsspannung dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung und ein vergleichbares Verhalten ergibt sich ebenso bei einer sprunghaften Änderung des Lastmoments. Für das Gesamtsystem der EPB sind aufgrund der hohen Untersetzung in der dem Motor nachgelagerten Mechanik keine wesentlichen Abweichungen von diesem Verhalten zu beobachten.

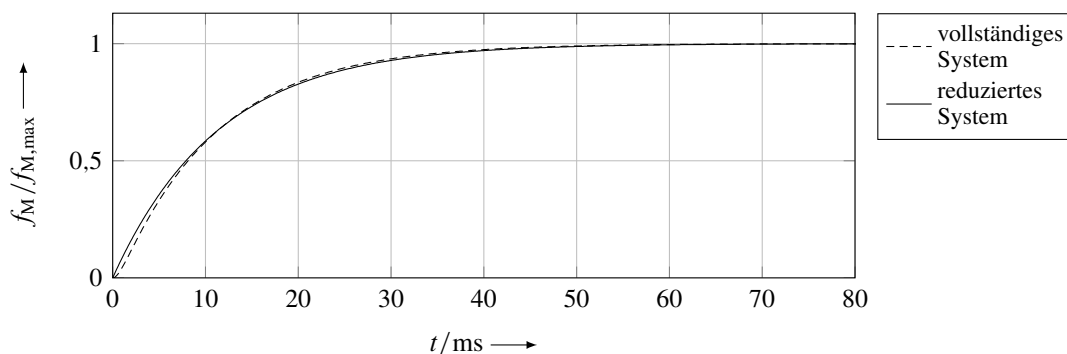


Abbildung 4.5: Sprungantworten des vereinfachten Motormodells unter Vernachlässigung der Induktivität am Beispiel des Motortyps I

Die erreichbare Genauigkeit der Drehzahlbestimmung (4.15) ergibt sich aus den Abweichungen der einzelnen Messgrößen und Parameter von ihren jeweiligen wahren Werten. Bezüglich der Messabweichungen $\Delta u'_M$ und $\Delta i'_M$ definiert [129 S. 50] maximal zulässige Grenzen und für die

¹ Die Systemstruktur der Gleichstrommaschine kann als geschlossener Regelkreis aufgefasst werden [7 S. 574], wobei das elektrische Teilsystem den Regler, das mechanische Teilsystem die Regelstrecke, u_V die Führungsgröße, M_L die Störgröße und $k\Phi_M$ die Reglerverstärkung darstellen (vgl. ebenso [80 S. 383]).

² Ähnliche Vereinfachungen finden sich bspw. in [33 S. 84–88, 79 S. 217–219].

Parameterabweichungen müssen sowohl Fertigungstoleranzen als auch mögliche Änderungen während des Betriebs in Betracht gezogen werden. Wesentliche Einflussfaktoren im letzteren Fall sind bspw. der verschleißbehaftete Bürstenkontakt (vgl. Abschnitt 3.3.1) oder die unbekannt-
te Temperatur der Komponenten, wobei sowohl die Eigenerwärmung des Motors als auch die Umgebungstemperatur des Gesamtsystems eine Rolle spielen. Für die temperaturbedingte Widerstandsänderung der Leiter gilt unter der Annahme einer konstanten Temperatur ϑ allgemein die lineare Näherung

$$R(\vartheta) = R_0 (1 + \alpha_R (\vartheta - \vartheta_0)), \quad (4.17)$$

die sich mit dem Temperaturkoeffizienten des verwendeten Kupferdrahts $\alpha_R = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ auf den jeweiligen Widerstandswert R_0 bei $\vartheta_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ bezieht [7 S. 525/545/664, 49 S. 245]. Der thermische Einfluss auf das Magnetmaterial wird üblicherweise analog zu (4.17) anhand der Temperaturkoeffizienten der Remanenzflussdichte und Koerzitivfeldstärke beschrieben und lässt sich somit in gleicher Weise auf Φ_M übertragen [40 S. 52, 87 S. 285, 121 S. 74]. Dementsprechend wird mit dem Bezugswert Φ_0

$$\Phi(\vartheta) = \Phi_0 (1 + \alpha_\Phi (\vartheta - \vartheta_0)) \quad (4.18)$$

definiert, wobei für die jeweiligen motorabhängigen Temperaturkoeffizienten α_Φ Herstellerangaben zur Verfügung stehen und von reversiblen Änderungen unterhalb der CURIE-Temperatur ausgegangen wird [64 S. 49–50, 121 S. 767]. Einsetzen von (4.17) und (4.18) in (4.15) liefert

$$\tilde{f}_{M,\text{mod}} = \frac{|u'_M| - (R_V + R_M) (1 + \alpha_R (\vartheta - \vartheta_0)) i'_M}{2\pi k \Phi_M (1 + \alpha_\Phi (\vartheta - \vartheta_0))}, \quad (4.19)$$

wobei Temperaturänderungen unter der Festsetzung von ϑ anhand einer entsprechenden Abweichung $\Delta\vartheta$ in Analogie zur Messunsicherheit von Strom und Spannung berücksichtigt werden. In diesem Zusammenhang wird vereinfachend eine gleichmäßige Temperaturverteilung im Bereich von $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ bis $85 \text{ }^\circ\text{C}$ angenommen.³ Die maximalen Abweichungen der verbleibenden Parameter ΔR_V , ΔR_M und $\Delta \Phi_M$ beschreiben somit die Fertigungstoleranzen und Änderungen während der Lebensdauer unter Nominalbedingungen und liegen anhand von Herstellerangaben vor.

Da die Geschwindigkeitsbestimmung für eine ordnungsgemäße Funktion der Bandpassfilterung immer innerhalb des definierten Toleranzbereichs liegen muss, ist in diesem Zusammenhang die ungünstigste Kombination der Einzelabweichungen zu berücksichtigen. Die hierbei entstehende Gesamtabweichung lässt sich unter Betrachtung der Fehlerfortpflanzung approximativ anhand von

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{f}_{M,\text{mod}} \approx & \left| \frac{\partial \tilde{f}_{M,\text{mod}}}{\partial i'_M} \Delta i'_M \right| + \left| \frac{\partial \tilde{f}_{M,\text{mod}}}{\partial u'_M} \Delta u'_M \right| + \left| \frac{\partial \tilde{f}_{M,\text{mod}}}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta \right| \\ & + \left| \frac{\partial \tilde{f}_{M,\text{mod}}}{\partial R_V} \Delta R_V \right| + \left| \frac{\partial \tilde{f}_{M,\text{mod}}}{\partial R_M} \Delta R_M \right| + \left| \frac{\partial \tilde{f}_{M,\text{mod}}}{\partial \Phi_M} \Delta \Phi_M \right| \end{aligned} \quad (4.20)$$

³ Der Maximalwert des in [129 S. 49] für das Steuergerät definierten Temperaturbereichs von $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ bis $120 \text{ }^\circ\text{C}$ besitzt aufgrund der kurzen Leitungslängen in der Nähe zum Verbrennungsmotor nur einen geringen Einfluss und wird daher vernachlässigt.

bestimmen, wobei beachtet werden muss, dass die angegebene Näherung auf einer linearen TAYLOR-Reihenentwicklung basiert und somit nur für kleine Abweichungen verlässliche Werte liefert [85 S. 21/29–30, 132 S. 74–78]. Abb. 4.6 zeigt ein beispielhaftes Ergebnis dieser Berechnung für den Motortyp I in Abhängigkeit der gemessenen Strom- und Spannungswerte. Auf der linken Seite ist der sich bei der Bestimmung der tatsächlichen Drehzahl n_M ergebende Toleranzbereich $\tilde{f}_{M,\text{mod}} \pm \Delta\tilde{f}_{M,\text{mod}}$ und auf der rechten Seite die entsprechende prozentuale Abweichung dargestellt. Zur Bewertung der Einhaltung der Genauigkeitsanforderung wird (4.14) zu

$$\frac{2N_K}{2N_K + x} \tilde{f}_{M,\text{mod}} < f_M < \frac{2N_K + 2x}{2N_K + x} \tilde{f}_{M,\text{mod}} \quad (4.21)$$

umgestellt, woraus die zulässige prozentuale Abweichung direkt ermittelt werden kann. Diese ist wie zuvor unter der Annahme einer idealen Bandpassfilterung gemäß $\lim_{x \rightarrow 1}$ zusätzlich im rechten Graphen eingezeichnet und zeigt, dass eine modellbasierte Drehzahlbestimmung in dieser Ausprägung nicht zur Einstellung des Filters geeignet ist.

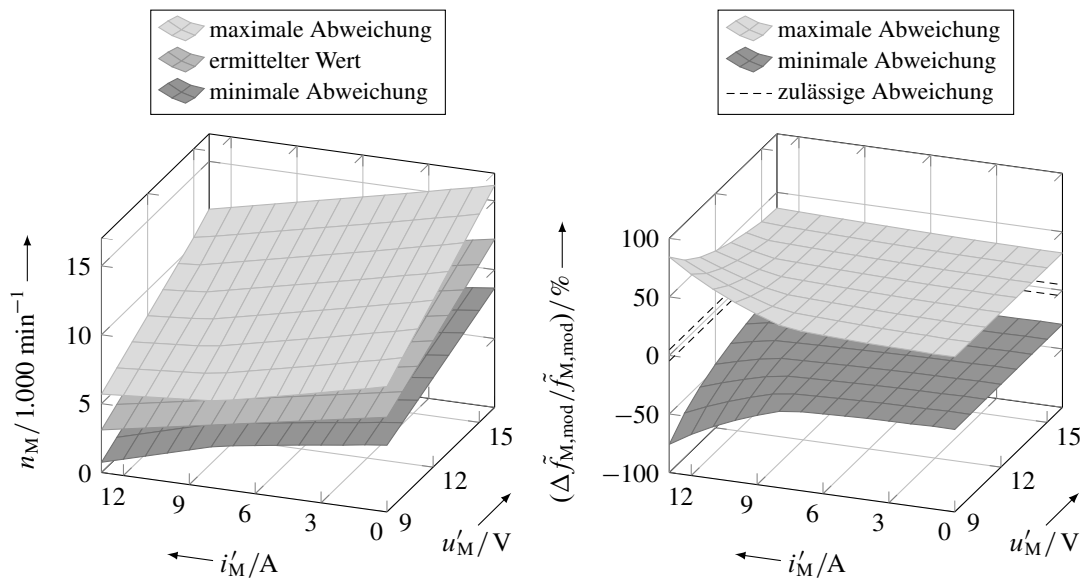


Abbildung 4.6: Abweichung der modellbasierten Drehzahlbestimmung am Beispiel des Motortyps I

Ergänzend zeigt Abb. 4.7 die variierende prozentuale Zusammensetzung der mittleren Abweichung bei einer konstanten Spannung von 12 V gemäß der entsprechenden Terme in (4.20). Hierbei fallen insbesondere die Sprungstellen bei niedrigen Stromwerten, die aus den unstetigen Toleranzgrenzen der Strommessung in [129 S. 50] resultieren, sowie der sich kurzzeitig kompensierende Temperatureinfluss auf.

Weitere modellbasierte Methoden werden an dieser Stelle nicht betrachtet, da bspw. Zustandsbeobachter basierend auf (2.3) die Kenntnis weiterer toleranzbehafteter Größen bzw. Parameter erfordern und eine Parameteridentifikation nicht unmittelbar ein Ergebnis vorweist, was aufgrund der nur kurzen und sporadischen EPB-Betätigung nicht zielführend ist. Vielmehr wird die vorliegende Drehzahlbestimmung als ergänzende Information für die nachfolgende signalbasierte

Entwicklungsstufe vorgehalten. In diesem Zusammenhang findet die Bestimmung der maximal möglichen Abweichungen zur Sicherstellung der Vermeidung von Linearisierungsfehlern in (4.20) anhand von

$$\tilde{f}_{M,\text{mod,max}} = \max_{\vartheta \in \{\vartheta_{\min}, \vartheta_{\max}\}} \frac{|u'_M|_{\max} - (R_{V,\min} + R_{M,\min}) (1 + \alpha_R (\vartheta - \vartheta_0)) i'_{M,\min}}{2\pi k \Phi_{M,\min} (1 + \alpha_\Phi (\vartheta - \vartheta_0))} \quad (4.22)$$

und

$$\tilde{f}_{M,\text{mod,min}} = \min_{\vartheta \in \{\vartheta_{\min}, \vartheta_{\max}\}} \frac{|u'_M|_{\min} - (R_{V,\max} + R_{M,\max}) (1 + \alpha_R (\vartheta - \vartheta_0)) i'_{M,\max}}{2\pi k \Phi_{M,\max} (1 + \alpha_\Phi (\vartheta - \vartheta_0))} \quad (4.23)$$

statt, wobei die beschränkte Gültigkeit für positive Zählerterme im vorliegenden Fall aufgrund eines nicht antreibend wirkenden Lastmoments ausreichend ist.

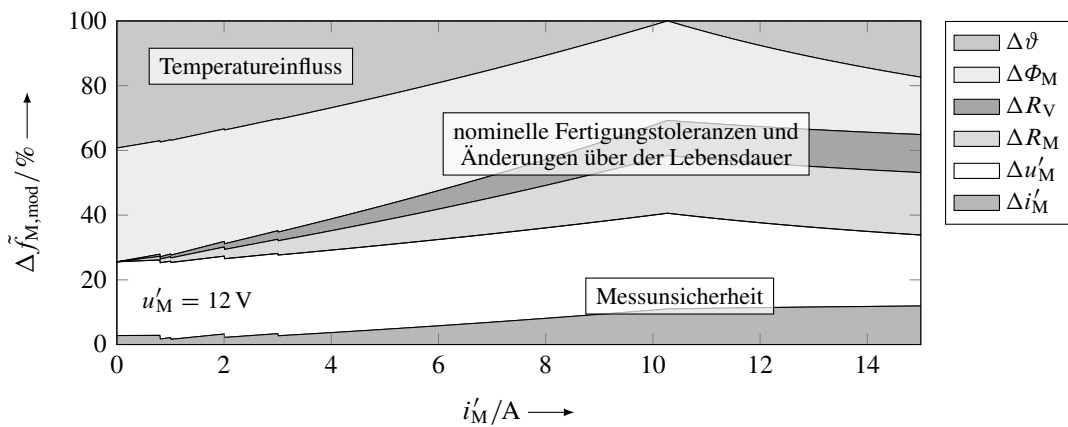


Abbildung 4.7: Zusammensetzung der mittleren Abweichung der modellbasierten Drehzahlbestimmung am Beispiel des Motortyps I bei konstanter Spannung

Signalbasierte Bestimmung

Wie zuvor bei der Herleitung der Anforderungen an die generelle Funktionsweise bzw. Bandpassfilterung wird mit Hinblick auf eine angestrebte allgemeingültige Lösung wiederum die in allen durchgeführten Untersuchungen beobachtbare Eigenschaft der drehzahlproportionalen Spektralanteile herangezogen. Hierbei zeigt sich eine grundsätzliche Ähnlichkeit mit akustischen Signalen wie stimmhafter Sprachanteile oder dem Ton eines Musikinstruments [100 S. 574–575/578–580/710/716–718], womit die in diesem Bereich zur Tonhöhen- bzw. Grundfrequenzbestimmung eingesetzten Verfahren (sog. *pitch determination/detection algorithms*) auf die vorliegende Problemstellung übertragen werden können. Allgemein birgt diese Aufgabe aufgrund einer unbekanntem Signalzusammensetzung, instationärem Verhalten etc. eine große Komplexität, weshalb bisher keines der unzähligen existierenden Verfahren nachweislich fehlerfrei funktioniert [8 S. 181–184, 46 S. 472]. In diesem Zusammenhang gilt das harmonische Produkt- bzw. Summenspektrum als eine der verlässlichsten Methoden und findet daher sowie aufgrund der logisch nachvollziehbaren Funktionsweise im Folgenden Anwendung [50 S. 417]. Hierbei wird die Grundfrequenz eines periodischen Signals durch mehrfache ganzzahlige Kompression der Frequenzachse

des entsprechenden Amplituden- oder Leistungsspektrums sowie anschließender Produkt- bzw. Summenbildung der resultierenden Teilspektren als das sich hierbei ergebende Maximum ermittelt [89, 108]. Da alle den Kompressionsfaktoren entsprechenden Harmonischen in die Ermittlung der Grundfrequenz einbezogen sind, kann dies als Bestimmung von deren größtem gemeinsamen Teiler angesehen werden.⁴ Für den vorliegenden Anwendungsfall findet zudem eine Beschränkung auf das harmonische Summenspektrum statt, da die Motivation für das Produktspektrum lediglich auf einer Summenbildung der logarithmierten Leistungsspektren gemäß dem allgemeinen Zusammenhang $\log_u(v) + \log_u(w) = \log_u(vw)$ basiert [89]. Somit ergibt sich das harmonische Summenspektrum für ein beliebiges kontinuierliches Amplitudenspektrum $|X(\omega)|$ formal zu

$$\Sigma_X(\omega) = \sum_k |X(k\omega)|, \quad (4.24)$$

wobei die Kompressionsfaktoren $k \in \mathbb{N}_{>0}$ üblicherweise beginnend von Eins fortlaufend bis zu einem frei definierbaren Maximalwert gewählt werden. Die Wirkung dieser Faktoren zeigt sich anhand der Skalierungseigenschaft der FOURIER-Transformation $X(k\omega) = \mathcal{F}\{1/|k| x(t/k)\}$, die für $k > 1$ eine Streckung des Signals x entlang der Zeitachse verursacht, wodurch das k -te Vielfache der Grundfrequenz an deren spektrale Position geschoben wird [80 S. 217]. Im Idealfall ergibt sich somit ein Spektrum mit einem eindeutigen Maximum, aus dem die Drehfrequenz des Motors anhand von

$$\tilde{f}_{M,\text{sig}} = \frac{1}{2\pi} \arg \max_{\omega} \Sigma_X(\omega) \quad (4.25)$$

ermittelt werden kann. Abb. 4.8 veranschaulicht die Funktionsweise beispielhaft anhand des Signals $\sum_{n=1}^4 \sin(n\omega_M t)$ mit $k \in \{1, 2, 3\}$. Anhand der Darstellung zeigt sich, dass eine korrekte Bestimmung der Drehzahl von den im Signal enthaltenen Frequenzen, der Wahl der Kompressionsfaktoren sowie der Qualität der Berechnung des zugrunde liegenden Spektrums abhängig ist. Hinsichtlich des letztgenannten Aspekts lassen sich zunächst die allgemeingültigen Anforderungen einer eindeutigen Separierbarkeit der Spektralanteile sowie einer genauen Lokalisierung des jeweiligen Maximums auf der Frequenzachse festhalten. Die Berechnung des Spektrums erfolgt aufgrund der Drehzahlvariabilität des Motors wie zuvor in Abschnitt 3.2.2 anhand der Kurzzeit-DFT mit einer Fensterlänge von 40 ms, einem Fortsetzintervall von 5 ms sowie *zero padding*. Abweichend wird anstatt der HAMMING- eine BLACKMAN-Fensterung vorgenommen, wodurch die Nebenmaxima der FOURIER-Transformierten aufgrund der höheren Seitenbanddämpfung wesentlich geringer ausfallen und somit nicht fälschlicherweise als Drehzahlharmonische interpretiert werden können [65 S. 305–307]. Die damit einhergehende Verbreiterung des Hauptmaximums muss dementsprechend in Kauf genommen werden und wird im Rahmen einer allgemeingültigen Betrachtung der Auswirkung des Leckeffekts im weiteren Verlauf dieses Abschnitts behandelt. Für die Wahl der Fensterlänge gilt, dass diese aufgrund der Zeit-Frequenz-Unschärfe immer einen Kompromiss zwischen abbildbarer Systemdynamik und erreichbarer Frequenzauflösung darstellt [55 S. 276–278]. Ein Vergleich mit der für alle betrachteten Aktoren im ein- bis zweistelligen Millisekundenbereich liegenden mechanischen Zeitkonstante (vgl. Abb. 4.5) zeigt, dass große Änderungen in der Versorgungsspannung oder dem Lastmoment nicht zuverlässig im Spektrum abgebildet werden

⁴ Eine mögliche Anwendung außerhalb der Tonhöhenbestimmung wurde bereits in [89] erwähnt.

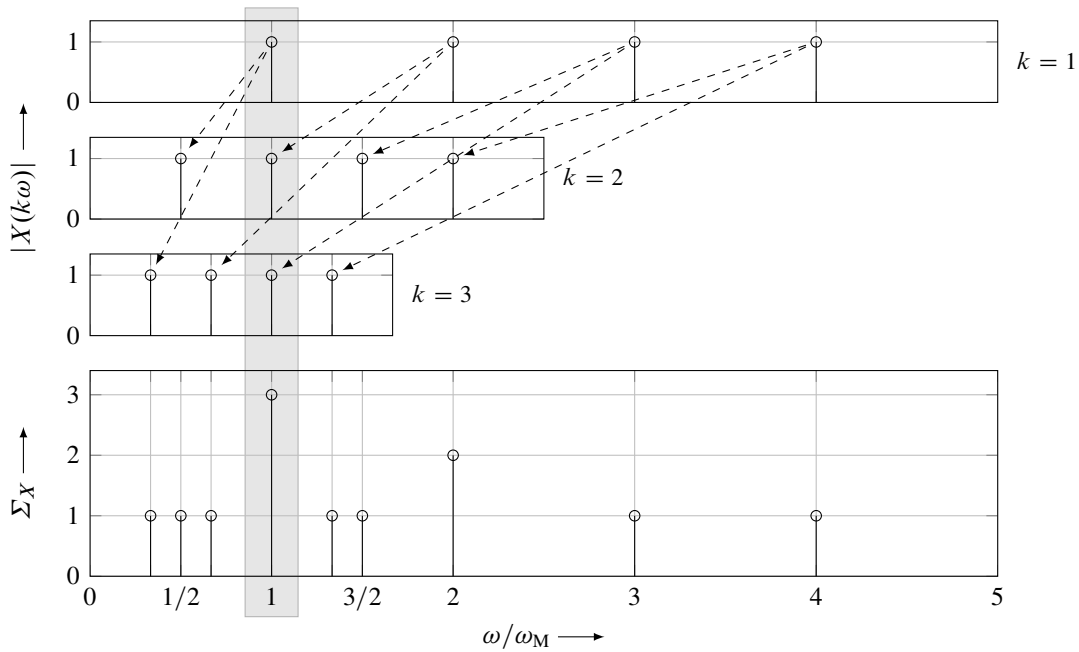


Abbildung 4.8: Berechnungsschema des harmonischen Summenspektrums (nach [89])

können, weshalb die Auswertung auf einen maximalen Beschleunigungswert beschränkt wird. In Phasen konstanter Drehzahl, in denen die Notwendigkeit eines kurzen Auswertungsfensters nicht gegeben ist, findet zusätzlich eine Vergrößerung auf die dem *zero padding* entsprechende Gesamtvektorlänge statt.

Zur Analyse des Einflusses der im Signal enthaltenen Spektralanteile sowie der Wahl der Kompressionsfaktoren wird der untere Teil des in Abb. 4.8 dargestellten Berechnungsschemas auf das in Abb. 4.9 dargestellte Frequenzhistogramm erweitert.⁵ Das nun beispielhaft zugrunde liegende Signal $\sum_{n=1}^{20} c_n \sin(n\omega_M t)$ besteht aus 20 Harmonischen der Grundfrequenz ω_M mit den individuellen Amplituden c_n . Eine Betrachtung aller relevanten Effekte wird mit der Wahl der Kompressionsfaktoren zu $k \in [1, 10]$ erreicht, womit zentrisch um die Grundfrequenz bis einschließlich $2\omega_M$ alle Signalanteile enthalten sind und was in den entsprechenden Teilausschnitten detailliert dargestellt ist. Die Ordinatenachse zeigt die Anzahl der an der jeweiligen Frequenz auftretenden Amplituden N_c , deren Herkunft durch entsprechende farbliche Zuordnung zu den Kompressionsfaktoren und deren Gewichtung durch entsprechende Nennung des jeweiligen Amplitudenwerts beschrieben wird. Unter Annahme der Verallgemeinerung $k \in [1, k_{\max}]$ zeigt sich, dass im Frequenzbereich unterhalb von ω_M nur Spektralanteile auftreten, deren Frequenz kleiner als $k_{\max}\omega_M$ ist und dass die Summe der jeweiligen Amplituden immer kleiner als die Summe an der Stelle ω_M sein wird, wenn $c_n > 0 \forall n \leq k_{\max}$ gilt. Oberhalb von ω_M treten die Amplituden aller Spektralanteile auf, deren Frequenz größer als die der Grundfrequenz ist. Um für diesen Bereich sicherzustellen, dass an der Stelle ω_M immer ein eindeutiges Maximum existiert, lässt sich aufgrund der Unbekanntheit der einzelnen Amplitudenwerte lediglich die Bedingung festhalten, dass k_{\max} nicht kleiner als die größte im Spektrum auftretende Harmonische der Grundfrequenz gewählt

⁵ Die Darstellung und Bezeichnung basiert auf [108] und kann als Vorläufer des harmonischen Produkt- bzw. Summenspektrums angesehen werden.

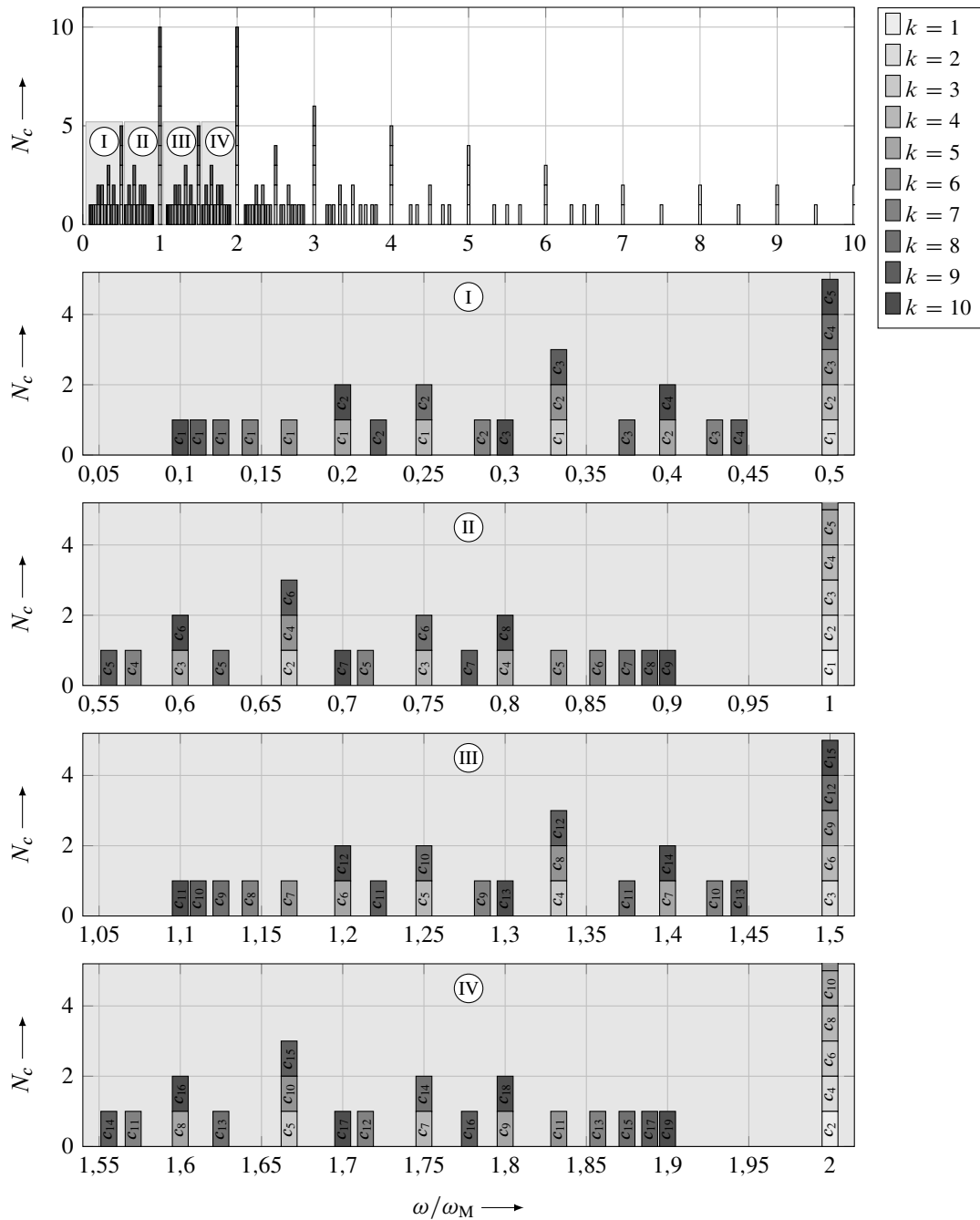


Abbildung 4.9: Beispielhaftes Frequenzhistogramm des harmonischen Summenspektrums

werden darf. Am vorliegenden Beispiel lässt sich dies u. a. daran erkennen, dass sowohl für ω_M als auch für $2\omega_M$ der Wert $N_c = 10$ gilt, womit aufgrund der unterschiedlichen Amplitudenzusammensetzung keine Aussage über die Frequenz gemacht werden kann, an der letztendlich das Maximum auftritt.⁶ Somit lässt sich zusammenfassend ableiten, dass Σ_X ein globales Maximum an der Stelle ω_M besitzt, wenn k_{\max} gleich der größten im Spektrum auftretenden Harmonischen der Grundfrequenz gewählt wird. Dies stellt allerdings nur eine idealisierte Betrachtung dar, da in der

⁶ Eine solche fehlerhafte Identifizierung von ganzzahligen Vielfachen bzw. Teilern der Grundfrequenz wird im Bereich der akustischen Signalverarbeitung als Oktavfehler bezeichnet (vgl. [8 S. 198]).

Praxis kein eindeutiger maximaler Spektralanteil existiert und die beobachtbaren Harmonischen aufgrund der Drehzahlvariabilität sowie der Bandbegrenzung durch Antialiasing-Filterung und Analog-Digital-Wandlung variieren. Weiterhin muss beachtet werden, dass hohe Kompressionsfaktoren zu einer zunehmenden Verdichtung niederfrequenter Amplituden im unteren Frequenzbereich des Summenspektrums führen, was bspw. im ersten Teilausschnitt von Abb. 4.9 anhand der asymptotischen Annäherung der Amplituden c_1 im Bereich $\omega < 0,2 \omega_M$ zu erkennen ist. Insbesondere bei kurzen Auswertungsfensterlängen und dem damit verbundenen verstärkten Auftreten des Leckeffekts kann die Summation in diesem Bereich Werte annehmen, die das eigentliche theoretische Maximum an der Stelle ω_M übersteigen. Um dies zu vermeiden, werden als Kompressionsfaktoren nur spezifische Werte entsprechend der Drehzahlharmonischen gewählt, deren Auftreten im zugrunde liegenden Spektrum als relativ sicher gilt und die hierdurch einen relevanten Anteil zur Bildung des Maximums an der Stelle ω_M beitragen. Vernachlässigt werden hingegen Werte, die Drehzahlharmonischen entsprechen, die gemäß den messtechnischen und simulativen Voruntersuchungen keine merkliche Amplitude aufweisen und somit lediglich zu einer Erhöhung der Nebenmaxima führen. In diesem Zusammenhang kann neben der offensichtlich zu berücksichtigenden Kommutierungsfrequenz bspw. das Auftreten von Harmonischen verursacht durch unterschiedliche Windungszahlen, dynamischer Exzentrizität oder einer gegensinnigen Bürstenverschiebung als sicher bzw. sehr wahrscheinlich angesehen werden, da diese entweder auf der nominellen Motorkonstruktion oder Fertigungstoleranzen basieren. Somit ergibt sich die Wahl der Kompressionsfaktoren für den Motortyp I nach Abschnitt 3.3.3 zu $k_I \in \{1, 2, 4, 5, 6, 10, 14, 20, 25, 30\}$, wobei die 15-fache Drehfrequenz gemäß der vorangegangenen Erläuterung eines möglichen negativen Einflusses von hohen nah beieinanderliegenden Kompressionsfaktoren vernachlässigt wird. Für die weiteren Motortypen gilt auf Basis der messtechnischen Untersuchungen $k_{II} \in \{2, 3, 4, 6, 12, 18, 24\}$ und $k_{III} \in \{1, 2, 4, 6, 7, 8, 10, 14, 21, 28\}$.⁷ Eine entsprechende Anpassung des in Abb. 4.9 dargestellten Frequenzhistogramms liefert beispielhaft für den Motortyp I im Frequenzbereich bis ω_M für die Amplitudenverhältnisse die Bedingungen

$$c_1 + c_2 + c_4 + c_5 + c_6 + c_{10} + c_{14} + c_{20} + c_{25} + c_{30} > \begin{cases} c_1 + c_2 + c_3 \\ c_3 + c_6 + c_9 \\ c_2 + c_4 + c_8 + c_{10} + c_{12} \\ c_1 + c_2 + c_3 + c_5 + c_7 + c_{10} + c_{15} \\ c_3 + c_6 + c_{12} + c_{15} + c_{18} \\ c_7 + c_{14} + c_{21} \\ c_3 + c_{15} \\ c_4 + c_8 + c_{16} + c_{20} + c_{24} \\ c_9 + c_{18} + c_{27} \end{cases} \quad (4.26)$$

unter der zusätzlichen Annahme, dass die an der Stelle ω_M auftretende Summe größer ist, als jede einzelne im Spektrum enthaltene Amplitude. Die Erfüllung dieser Bedingungen erscheint

⁷ Eine mögliche Adaption der Faktoren wurde unter dem Aspekt von nicht ganzzahligen Vielfachen sowie einer fehlenden Grundfrequenz bereits in [89] erwähnt.

zwar wahrscheinlich, kann allerdings aufgrund der prinzipiell unbekanntem Signalzusammensetzung nicht allgemeingültig gewährleistet werden. Es müssen somit weitere Maßnahmen zur Sicherstellung eines richtigen Berechnungsergebnisses getroffen werden:⁸

- Die im vorangegangenen Abschnitt betrachtete modellbasierte Drehzahlbestimmung wird herangezogen, um den Frequenzbereich zur Bestimmung des Maximums nach (4.25) unter Verwendung von (4.22) und (4.23) gemäß

$$\tilde{f}_{M,\text{sig}} = \frac{1}{2\pi} \arg \max_{2\pi\tilde{f}_{M,\text{mod},\text{min}} \leq \omega \leq 2\pi\tilde{f}_{M,\text{mod},\text{max}}} \Sigma_X(\omega) \quad (4.27)$$

einzuschränken. Insbesondere im Bereich der Leerlaufbetriebsdrehzahlen sowie unter geringer mechanischer Last können somit gewisse fehlerhafte Maxima ausgeschlossen werden (vgl. Abb. 4.6 rechts).

- Werte des Amplitudenspektrums, die durch Frequenzen außerhalb des Suchbereichs bedingt sind und aufgrund des Leckeffekts in diesen hineinreichen, werden innerhalb des Suchbereichs zu Null gesetzt, da diese die Summenbildung verfälschen. Dies gilt sowohl für das ursprüngliche Amplitudenspektrum als auch entsprechend der Drehzahlproportionalität für die komprimierten Spektren.
- Da die beabsichtigte digitale Implementierung mit einer Bandbegrenzung des auszuwertenden Signals einhergeht, werden aufgrund der Drehzahlvariabilität nur Kompressionsfaktoren angewendet, die gemäß des Abtasttheorems die Bedingung

$$k\tilde{f}_{M,\text{mod},\text{max}} < \frac{1}{2T_A} \quad (4.28)$$

mit der noch festzulegenden Abtastzeit T_A erfüllen. Dies stellt eine Annäherung an die eingangs erwähnte idealisierte Anforderung nach der Übereinstimmung der größten Harmonischen der Grundfrequenz und dem maximalen Kompressionsfaktor dar.

- Für aufeinanderfolgende Geschwindigkeitsbestimmungen gilt, dass diese gemäß der Systemdynamik nicht unabhängig voneinander sind. Hierfür wird ein dem Prozentsatz p entsprechendes Toleranzband um den zuvor ermittelten Geschwindigkeitswert und der modellbasiert ermittelten Geschwindigkeitsänderung bis zum aktuellen Zeitpunkt nach

$$\begin{aligned} \left(1 - \frac{p}{100\%}\right) \left(\tilde{f}_{M,\text{sig}}(t_{n-1}) + \tilde{f}_{M,\text{mod}}(t_n) - \tilde{f}_{M,\text{mod}}(t_{n-1})\right) &< \tilde{f}_{M,\text{sig}}(t_n) \\ &< \left(1 + \frac{p}{100\%}\right) \left(\tilde{f}_{M,\text{sig}}(t_{n-1}) + \tilde{f}_{M,\text{mod}}(t_n) - \tilde{f}_{M,\text{mod}}(t_{n-1})\right) \end{aligned} \quad (4.29)$$

definiert, innerhalb dessen das Maximum des harmonischen Summenspektrums liegen muss. Hierbei kommt zudem die vorteilhafte Eigenschaft zum Tragen, dass sich Messabweichungen von u'_M und i'_M wie Nullpunkt- oder Steigungsfehler bei geringfügigen Änderungen der

⁸ Aufgrund einer Weiterentwicklung des Verfahrens ergeben sich im Vergleich zur ursprünglichen Veröffentlichung in [139] gewisse Ergänzungen – dies begründet auch die abweichende Definition der Kompressionsfaktoren.

Messgröße aufgrund der Differenzbildung der modellbasiert ermittelten Geschwindigkeiten kompensieren. Um eine fehlerhafte Initialisierung zu vermeiden, wird vorausgesetzt, dass die Bedingung in drei aufeinanderfolgenden Zyklen erfüllt ist, bevor der Algorithmus aktiv wird.

Die Kompression der Frequenzachse wird im Rahmen der digitalen Implementierung durch entsprechendes *downsampling* des an den diskreten Frequenzstützstellen berechneten Spektrums realisiert. Um hierbei eine Unterabtastung analog der Verletzung des Abtasttheorems bei Zeitbereichssignalen zu vermeiden, wird zuvor die Auflösung des Spektrums um den maximalen Kompressionsfaktor durch lineare Interpolation erhöht.

Hinsichtlich der in Abschnitt 4.1 aufgestellten Genauigkeitsanforderung kann für die Berechnung des unkomprimierten Spektrums zunächst davon ausgegangen werden, dass die Frequenz einer Drehzahlharmonischen in Abhängigkeit der aus der Länge des betrachteten Zeitausschnitts bzw. der aus dem zusätzlichen *zero padding* resultierenden Frequenzauflösung Δf_{DFT} bis auf $\pm \Delta f_{\text{DFT}}/2$ bestimmbar ist. Die im Rahmen der Berechnung des harmonischen Summenspektrums stattfindende spektrale Kompression führt dazu, dass die an die Stelle der Grundfrequenz verschobenen Drehzahlharmonischen eine höhere Genauigkeit gemäß $\pm \Delta f_{\text{DFT}}/(2k)$ aufweisen. Eine allgemeingültige Aussage, wie sich diese Einzelanteile auf das Gesamtergebnis der Summenbildung auswirken, kann aufgrund der unbekanntenen Signalzusammensetzung bzw. Amplitudenwerte nicht angegeben werden. Daher wird vereinfachend angenommen, dass die Kommutierungsfrequenz i . A. den wesentlichen Anteil an der Summenbildung darstellt, womit sich die erreichbare Genauigkeit der signalbasierten approximativen Drehzahlbestimmung zu

$$\Delta \tilde{f}_{\text{M,sig}} \approx \frac{\Delta f_{\text{DFT}}}{2} \frac{1}{N_{\text{K}}} \quad (4.30)$$

abschätzen lässt. Da die zuvor gewählten Kompressionsfaktoren über die jeweilige Kommutierungsfrequenz hinausreichen, stellt dies eine konservative Abschätzung dar, weshalb angenommen werden kann, dass die tatsächliche Drehfrequenz innerhalb des durch (4.30) definierten Toleranzbandes

$$\tilde{f}_{\text{M,sig}} - \frac{\Delta f_{\text{DFT}}}{2} \frac{1}{N_{\text{K}}} \leq f_{\text{M}} \leq \tilde{f}_{\text{M,sig}} + \frac{\Delta f_{\text{DFT}}}{2} \frac{1}{N_{\text{K}}} \quad (4.31)$$

liegt. Wie im vorangegangenen Abschnitt wird die Genauigkeitsanforderung (4.14) durch entsprechendes Umstellen in die vergleichbare Form

$$\frac{2N_{\text{K}}}{2N_{\text{K}} + x} \tilde{f}_{\text{M,sig}} < f_{\text{M}} < \frac{2N_{\text{K}} + 2x}{2N_{\text{K}} + x} \tilde{f}_{\text{M,sig}} \quad (4.32)$$

gebracht, woraus zusammen mit (4.31) die Bedingungen

$$\frac{2N_{\text{K}}}{2N_{\text{K}} + x} \tilde{f}_{\text{M,sig}} < \tilde{f}_{\text{M,sig}} - \frac{\Delta f_{\text{DFT}}}{2} \frac{1}{N_{\text{K}}} \quad (4.33)$$

und

$$\tilde{f}_{\text{M,sig}} + \frac{\Delta f_{\text{DFT}}}{2} \frac{1}{N_{\text{K}}} < \frac{2N_{\text{K}} + 2x}{2N_{\text{K}} + x} \tilde{f}_{\text{M,sig}} \quad (4.34)$$

resultieren, welche beide zu

$$\Delta f_{\text{DFT}} < \frac{2N_{\text{K}}x}{2N_{\text{K}} + x} \tilde{f}_{\text{M},\text{sig}} \quad (4.35)$$

vereinfacht werden können. Hierbei zeigt sich die Abhängigkeit der Geschwindigkeitsbestimmung von der Frequenzauflösung und dass die Anforderung hin zu niedrigen Drehzahlen steigt. In Abb. 4.10 ist dieser Zusammenhang umgerechnet auf die zu ermittelnde Drehzahl $\tilde{n}_{\text{M},\text{sig}}$ für unterschiedliche Werte von x und N_{K} entsprechend den betrachteten Motortypen dargestellt. Die Anzahl der Kommutierungen pro Umdrehung besitzt hierbei nur einen geringen Einfluss und es zeigt sich eine deutliche Abhängigkeit von der Wahl des Entwurfsparameters x , wobei eine enge Platzierung der Durchlassfrequenzen um die Kommutierungsfrequenz wie zu erwarten eine hohe Frequenzauflösung erfordert. Mit Hinblick auf den Betriebsdrehzahlbereich der Motoren (vgl. Abb. 4.6) ergibt sich eine durchaus erfüllbare Anforderung, weshalb das Verfahren im Folgenden zur Einstellung des Bandpassfilters herangezogen wird. Für die zuvor ebenfalls in Betracht gezogene vereinfachte approximative Wahl von $y = x/2$ ergeben sich nur geringfügige Abweichungen (vgl. [139]).

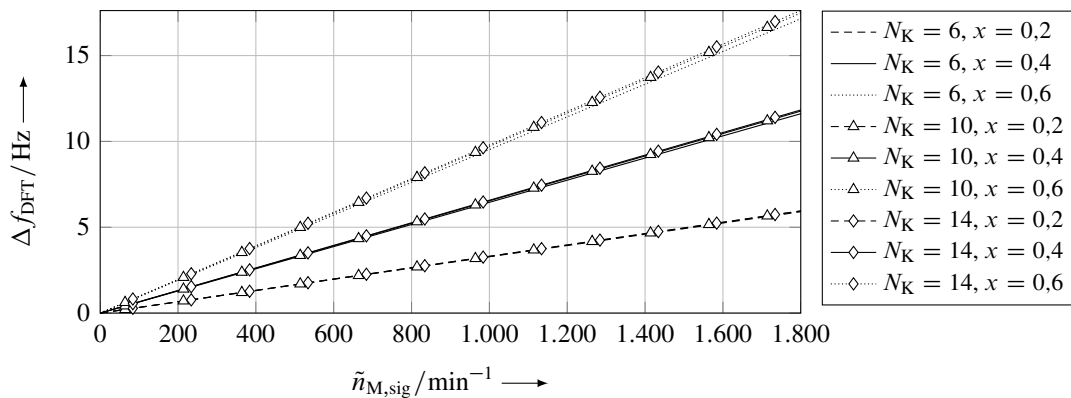


Abbildung 4.10: Erforderliche Frequenzauflösung der Kurzzeit-DFT bei Drehzahlbestimmung anhand des harmonischen Summenspektrums

4.2.2 Bandpassfilterung

Im Rahmen der Herleitung der Genauigkeitsanforderung an die approximative Drehzahlbestimmung in Abschnitt 4.1 wurden mit (4.5) und (4.6) bereits Berechnungsvorschriften zur Platzierung der Durchlassfrequenzen zwischen den benachbarten Drehzahlharmonischen angegeben. Analog zu dieser Definition erfolgt die Berechnung der Sperrfrequenzen anhand von

$$f_{\text{S,HP}} = (N_{\text{K}} - z) \tilde{f}_{\text{M}} \quad (4.36)$$

und

$$f_{\text{S,TP}} = (N_{\text{K}} + z) \tilde{f}_{\text{M}}, \quad (4.37)$$

wobei mit $z \in \mathbb{R}_{>0}$ ein weiterer Entwurfsparameter eingeführt wird, der zusammen mit x bzw. y die Breite des Übergangs vom Durchlass- in den Sperrbereich des Filters definiert. Mit Bezug

auf die tatsächliche Drehfrequenz ergeben sich gemäß (4.1) und (4.2) bzw. (4.3) und (4.4) die Anforderungen

$$(N_K - 1)f_M < f_{S,HP} \quad (4.38)$$

und

$$f_{S,TP} < (N_K + 1)f_M, \quad (4.39)$$

wobei durch entsprechendes Einsetzen von (4.36) und (4.37) mit

$$\frac{N_K - 1}{N_K - z} f_M < \tilde{f}_M < \frac{N_K + 1}{N_K + z} f_M \quad (4.40)$$

wieder eine Genauigkeitsanforderung an die approximative Drehzahlbestimmung ähnlich (4.14) entsteht.⁹ Um die zuvor aufgestellte Anforderung nicht weiter einzuschränken, müssen für die in (4.14) und (4.40) definierten Schranken die Bedingungen

$$\frac{N_K - 1}{N_K - z} \leq \frac{2N_K + x}{2N_K + 2x} \quad (4.41)$$

und

$$\frac{2N_K + x}{2N_K} \leq \frac{N_K + 1}{N_K + z} \quad (4.42)$$

gelten. Entsprechendes Umstellen nach dem bisher unbekanntem Parameter z liefert für (4.41)

$$z \leq \frac{2N_K - N_K x + 2x}{2N_K + x} \quad (4.43)$$

und für (4.42)

$$z \leq \frac{2N_K - N_K x}{2N_K + x}, \quad (4.44)$$

wobei letztere die restriktivere Bedingung darstellt und somit Anwendung findet. Da die Breite des Übergangsbereichs unmittelbaren Einfluss auf die notwendige Filterordnung besitzt, ist ein möglichst hoher Wert von z anzustreben, weshalb dieser auf das Maximum von (4.44) festgelegt wird. Abb. 4.11 zeigt zusammenfassend das Toleranzschema des Betrags der Filterübertragungsfunktion mit den noch zu definierenden Durchlass- und Sperrdämpfungen d_D und d_S . Die gepunkteten Flächen kennzeichnen den Toleranzbereich der Durchlass- und Sperrfrequenzen aufgrund der Ungenauigkeit der approximativen Drehzahlbestimmung, womit der Amplitudengang immer in den weißen oder gepunkteten Flächen verläuft – die schraffierten Flächen sind hingegen nicht erreichbar. Dementsprechend ist sowohl für die Kommutierungsfrequenz als auch deren benachbarte Drehzahlharmonische die ursprüngliche Anforderung nach einer jeweiligen Lage im Durchlass- oder Sperrbereich des Filters erfüllt. Zusätzlich fällt auf, dass die unteren Toleranzgrenzen des Hochpassanteils nicht bis an die in Abhängigkeit von f_M markierten Frequenzen heranreichen, was darin begründet liegt, dass die zuvor gewählten restriktiveren Bedingungen jeweils durch den Tiefpassanteil bedingt sind.

⁹ Eine obere Grenze für $f_{S,HP}$ bzw. eine untere Grenze für $f_{S,TP}$ sind in diesem Zusammenhang nicht notwendig, da die anschließende Wahl von z die triviale Bedingung $z > y$ gemäß dem Definitionsbereich $x < 1$ erfüllt.

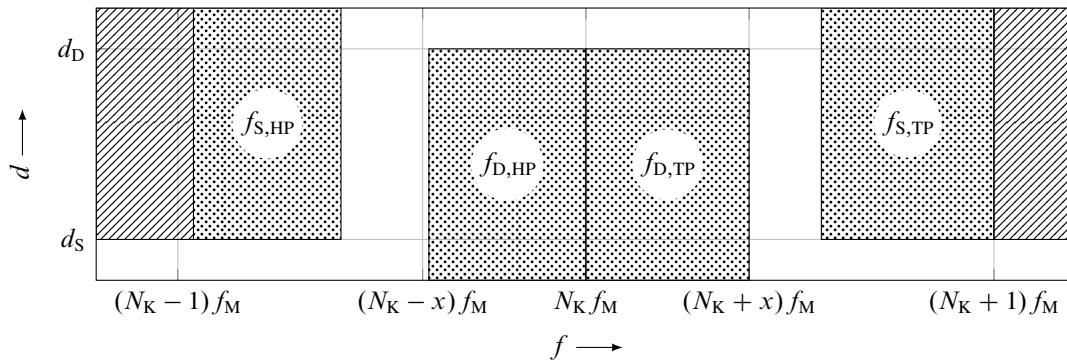


Abbildung 4.11: Toleranzschema des Betrags der Filterübertragungsfunktion sowie der entsprechenden Durchlass- und Sperrfrequenzen

Zur Umsetzung der gewünschten Übertragungsfunktion findet in einem ersten Auswahlsschritt die Analyse eines BUTTERWORTH-, TSCHEBYSCHJEFF- und CAUER-Filters hinsichtlich der benötigten Filterordnung statt.¹⁰ Aufgrund der bisher nicht genau festgelegten Parameter zur Platzierung der Durchlass- und Sperrfrequenzen wird zunächst von einer exakten Drehzahlbestimmung ausgegangen, womit für den Übergangsbereich des Filters die maximal mögliche Bandbreite zwischen den benachbarten Drehzahlharmonischen zur Verfügung steht. Weiterhin ist eine Vorgabe der im Durchlass- und Sperrbereich zu erfüllenden Dämpfungswerte erforderlich, wozu $d_D = -1$ dB und $d_S = -20$ dB gewählt werden (vgl. Abb. 4.11). Die Berechnung der benötigten Filterordnung N erfolgt gemäß den Angaben in [80 S. 331–332/341/350] und wird aufgrund der unterschiedlichen Definitionen der Durchlass- und Sperrfrequenzen von Hoch- und Tiefpassanteile jeweils separat anhand der normierten Prototyp-Tiefpässe vorgenommen. Abb. 4.12 stellt die Ergebnisse in Abhängigkeit der Kommutierungsanzahl pro Umdrehung dar und lässt in allen Fällen eine Zunahme der Ordnung in Abhängigkeit dieses Parameters erkennen. Für ein BUTTERWORTH-Filter zeigen sich erwartungsgemäß deutlich höhere Werte als für ein TSCHEBYSCHJEFF- oder CAUER-Filter,

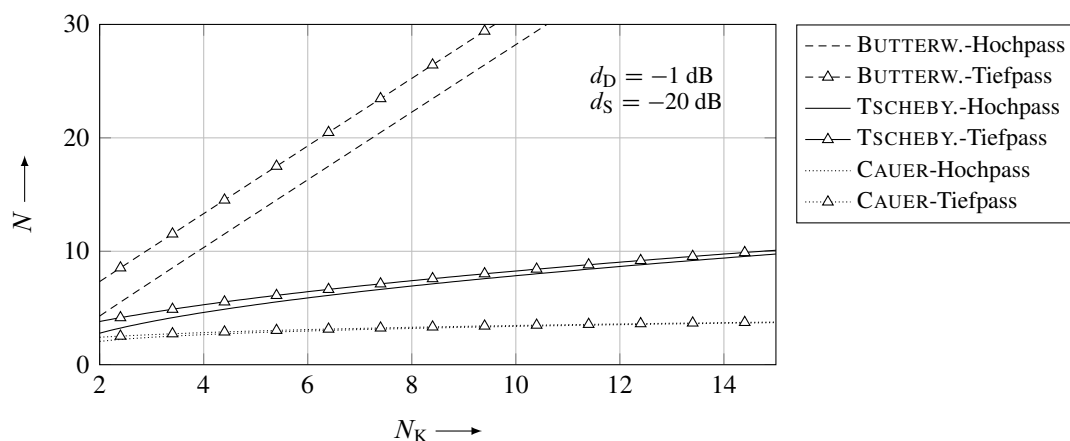


Abbildung 4.12: Minimal notwendige Ordnung unterschiedlicher Filtercharakteristiken bei exakter Drehzahlbestimmung

¹⁰ Die Angabe bezieht sich auf das sogenannte „Typ I“ TSCHEBYSCHJEFF-Filter, da „Typ II“ üblicherweise als inverses TSCHEBYSCHJEFF-Filter bezeichnet wird [55 S. 230, 80 S. 327–329].

womit dieses für eine praktische Umsetzung nur bedingt geeignet ist. Für die weitere Entwicklung wird das TSCHEBYSCHEFF- gegenüber dem CAUER-Filter trotz der höheren Ordnung gewählt, da dieses im Sperrbereich keine Welligkeit aufweist, was insbesondere bei geringen Amplituden der Kommutierungsfrequenz von Vorteil ist (vgl. Abb. 3.9 und 3.11) [80 S. 329]. Die Welligkeit im Durchlassbereich ist für die Anwendung hingegen nicht von Bedeutung. Weiterhin ist in allen Fällen zu erkennen, dass der Tiefpassanteil eine höhere Ordnung erfordert als der Hochpassanteil, was in dem geringeren relativen Abstand der entsprechenden Durchlass- und Sperrfrequenz begründet liegt. Da sich für das gewählte TSCHEBYSCHEFF-Filter in diesem Zusammenhang nur geringfügige Abweichungen zeigen, wird die Ordnung des Hochpassanteils dem des Tiefpassanteils gleichgesetzt und im weiteren Verlauf lediglich letzterer betrachtet.

Hinsichtlich des Einflusses der zuvor vernachlässigten approximativen Drehzahlbestimmung zeigt die entsprechende Berechnungsvorschrift der Filterordnung des Tiefpassanteils

$$N = \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{-d_s/10} - 1}{10^{-d_D/10} - 1}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{f_{S,TP}}{f_{D,TP}} \right)} = \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{-d_s/10} - 1}{10^{-d_D/10} - 1}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{N_K + z}{N_K + y} \right)} \quad (4.45)$$

die Abhängigkeit von den Entwurfsparametern y und z [80 S. 341]. Da diese wiederum Funktionen von x und N_K sind, gilt allgemein $N = f(d_D, d_s, x, N_K)$. Hierbei fällt auf, dass die drehzahlvariable Definition der Durchlass- und Sperrfrequenz keinen Einfluss auf die Filterordnung hat und diese somit im gesamten Drehzahlbereich Gültigkeit besitzt. Gleiches gilt analog für den Hochpassanteil sowie die zuvor betrachteten weiteren Filtercharakteristiken. Unter Beibehaltung des für die zulässige Welligkeit im Durchlassbereich definierten Werts $d_D = -1$ dB zeigt Abb. 4.13 den Einfluss der Variation der übrigen Parameter. Wie zu erwarten ergibt sich ein Zielkonflikt zur Genauigkeitsanforderung an die approximative Drehzahlbestimmung, da eine größere Toleranz das verbleibende Frequenzband des Übergangsbereichs zwischen den benachbarten Drehzahlharmonischen einschränkt und somit eine höhere Filterordnung erfordert.

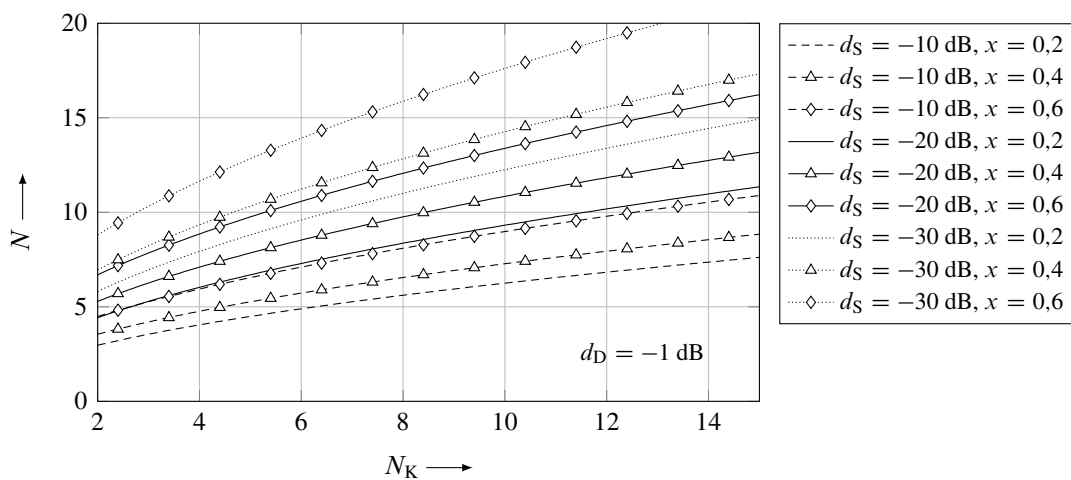


Abbildung 4.13: Notwendige Ordnung des Tiefpassanteils bei approximativer Drehzahlbestimmung sowie unterschiedlichen Sperrdämpfungen

Die Bestimmung der Übertragungsfunktion erfolgt gemäß der Angaben in [80 S. 338–342] anhand des auf die Durchlassfrequenz von 1 rad/s normierten Prototyp-Tiefpasses, dessen Amplitudengang zu

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega)}} \quad (4.46)$$

definiert ist. Hierin beschreibt der Faktor

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-d_b/10} - 1} \quad (4.47)$$

die Welligkeit im Durchlassbereich und T_N das TSCHEBYSCHEFF-Polynom erster Art der Ordnung N . Zur Ermittlung der entsprechenden Polstellen ergibt sich unter Verwendung der komplexen Konjugation

$$H(s)H(-s)|_{s=j\omega} = |H(\omega)|^2 \quad (4.48)$$

die Übertragungsfunktion

$$H(s)H(-s) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_N^2(s/j)}, \quad (4.49)$$

woraus durch Nullsetzen des Nennerpolynoms

$$\begin{aligned} s_n = & \sin\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right) \sinh\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \\ & + j \cos\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right) \cosh\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \end{aligned} \quad (4.50)$$

mit $1 \leq n \leq 2N$ resultiert. Für gegebenes N und ε liefern die Hyperbelfunktionen konstante Werte und können somit als Skalierungsfaktoren einer durch die Winkelfunktionen in der komplexen Zahlenebene um den Ursprung definierten Ellipse angesehen werden, auf der die Polstellen liegen. Für die gesuchte Übertragungsfunktion $H(s)$ sind nach (4.49) lediglich die stabilen Polstellen mit negativem Realteil relevant, womit sich diese für gerade Filterordnungen mit der aus (4.46) resultierenden stationären Verstärkung zu

$$H(s) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \frac{s_{N+1}s_{N+2} \dots s_{2N}}{(s - s_{N+1})(s - s_{N+2}) \dots (s - s_{2N})} \quad (4.51)$$

ergibt. Die Beschränkung auf gerade N hat zur Folge, dass in (4.51) nur $N/2$ konjugiert komplexe Polpaare der allgemeinen Form $\sigma_n \pm j\omega_n$ auftreten, womit die komplexen Faktoren in Zähler und Nenner zu reellen Faktoren der Form $\sigma_n^2 + \omega_n^2$ bzw. $s^2 - 2\sigma_n s + (\sigma_n^2 + \omega_n^2)$ zusammengefasst werden können.¹¹ Die hieraus resultierende neu indexierte Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \frac{1}{\left(\frac{s^2}{\sigma_1^2 + \omega_1^2} - \frac{2\sigma_1 s}{\sigma_1^2 + \omega_1^2} + 1\right) \dots \left(\frac{s^2}{\sigma_{N/2}^2 + \omega_{N/2}^2} - \frac{2\sigma_{N/2} s}{\sigma_{N/2}^2 + \omega_{N/2}^2} + 1\right)} \quad (4.52)$$

¹¹ Bei ungeraden N tritt neben den konjugiert komplexen Polpaaren eine zusätzliche reelle Polstelle auf.

bietet den Vorteil, dass die im Rahmen einer digitalen Implementierung zur Vermeidung von numerischen Fehlern bevorzugten Biquadsektionen somit bereits in der kontinuierlichen Form vorliegen [55 S. 244–245]. In diesem Zusammenhang stellt die Umwandlung des Prototyp-Tiefpasses in einen Bandpass mit $s \rightarrow (s^2 + \omega_{D,TP} \omega_{D,HP}) / (s (\omega_{D,TP} - \omega_{D,HP}))$ anhand der Durchlasskreisfrequenzen allerdings eine quadratische Transformation dar, durch die die Biquadsektionen verloren gehen und welche eine erneute Faktorisierung deutlich erschwert [2 S. 399–400, 80 S. 357]. Aus diesem Grund wird die Bandpassfilterung anhand einer Reihenschaltung von Hoch- und Tiefpass realisiert, da die vorliegende Faktorisierung durch die hiermit verbundenen Transformationen

$$s \rightarrow \omega_{D,HP}/s \quad (4.53)$$

und

$$s \rightarrow s/\omega_{D,TP} \quad (4.54)$$

erhalten bleibt [2 S. 399, 80 S. 342/353]. Hierbei muss beachtet werden, dass die Welligkeit im Durchlassbereich aufgrund der Überlagerung der Amplitudengänge auf $2d_D$ abfallen kann, während die Anforderung an die minimale Sperrdämpfung durch die mögliche Reduktion auf $d_S + d_D$ weiterhin erfüllt ist. Die Diskretisierung erfolgt zur Sicherstellung einer stabilen zeitdiskreten Übertragungsfunktion anhand der Bilineartransformation

$$s \rightarrow \frac{2}{T_A} \frac{z-1}{z+1}, \quad (4.55)$$

wobei der hierbei auftretende nachteilige Effekt der Verzerrung der Frequenzachse durch eine Vorverzerrung (sog. *prewarping*) an den Stellen der Durchlasskreisfrequenzen gemäß

$$\omega'_D = \frac{2}{T_A} \tan\left(\frac{\omega_D T_A}{2}\right) \quad (4.56)$$

kompensiert wird [2 S. 689–692, 55 S. 231–233]. Durch Anwendung von (4.53), (4.54) und (4.55) auf (4.52) ergeben sich somit die gesuchten drehzahlvariablen Übertragungsfunktionen, wobei die $N/2$ Biquadsektionen des Hochpassanteils die Form

$$\frac{4 - 8z^{-1} + 4z^{-2}}{\left(\frac{(T_A \omega'_{D,HP})^2}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} - \frac{4\sigma_n T_A \omega'_{D,HP}}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} + 4\right) + \left(\frac{2(T_A \omega'_{D,HP})^2}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} - 8\right) z^{-1}} + \left(\frac{(T_A \omega'_{D,HP})^2}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} + \frac{4\sigma_n T_A \omega'_{D,HP}}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} + 4\right) z^{-2} \quad (4.57)$$

und die des Tiefpassanteils die Form

$$\frac{(T_A \omega'_{D,TP})^2 (1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{\left(\frac{(T_A \omega'_{D,TP})^2}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} - \frac{4\sigma_n T_A \omega'_{D,TP}}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} + \frac{4}{\sigma_n^2 + \omega_n^2}\right) + \left(2(T_A \omega'_{D,TP})^2 - \frac{8}{\sigma_n^2 + \omega_n^2}\right) z^{-1}} + \left(\frac{(T_A \omega'_{D,TP})^2}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} + \frac{4\sigma_n T_A \omega'_{D,TP}}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} + \frac{4}{\sigma_n^2 + \omega_n^2}\right) z^{-2} \quad (4.58)$$

annehmen.

Aufgrund der zuvor erwähnten Abhängigkeit von Filterauslegung und approximativer Drehzahlbestimmung sind zur Festlegung der endgültigen Parametrierung die in den Abb. 4.10 und 4.13 dargestellten Zusammenhänge zu berücksichtigen. Da das Filter für alle betrachteten Motortypen Gültigkeit besitzen soll, liefert Abb. 4.13 für $N_K = 14$ und unter der Festlegung auf $d_D = -1$ dB und $d_S = -20$ dB einen eindeutigen Zusammenhang zwischen x und N . Weiterhin gilt für die Motortypen, dass die Erfassung der Kommutierungsfrequenz mit einer Wahl von $T_A = 0,1$ ms in allen Betriebsituationen sichergestellt ist und das der Betriebsdrehzahlbereich üblicherweise oberhalb von 1.000 min^{-1} liegt. Somit liefert die Wahl von $x = 0,3$ mit einer jeweiligen Filterordnung von $N = 12$ und einer geforderten Frequenzauflösung von $\Delta f_{\text{DFT}} \approx 4,88$ Hz und der daraus resultierenden DFT-Länge von 2.048 Punkten akzeptable Werte.

In Abb. 4.14 ist zunächst die Auswirkung der Diskretisierung und Vorverzerrung auf den Tiefpassanteil für beispielhafte Werte von \tilde{f}_M und N_K dargestellt. Es zeigt sich, dass die durch die Diskretisierung hervorgerufene Verzerrung der Frequenzachse zu einer deutlichen Abweichung von dem geforderten Verhalten führt und die Dämpfung an der Stelle der Durchlassfrequenz erst durch Anwendung der Vorverzerrung wieder mit der kontinuierlichen Übertragungsfunktion übereinstimmt. Da die Vorverzerrung allerdings nur für diese Frequenz Gültigkeit besitzt, treten im restlichen Frequenzbereich außer dem Nullpunkt weiterhin Abweichungen auf, was an der unterschiedlichen Welligkeit im Durchlassbereich sowie dem steileren Amplitudenabfall im Übergangs- bzw. Sperrbereich zu erkennen ist. Diese Abweichungen stellen jedoch keinen Konflikt mit den gestellten Anforderungen dar, da die Abbildungseigenschaft der Bilineartransformation dazu führt, dass an der Stelle der Sperrfrequenz immer eine größere Dämpfung auftritt, als durch die Vorgabe von d_S gefordert wird [2 S. 691–692]. Diese Betrachtung gilt analog ebenfalls für den Hochpassanteil.

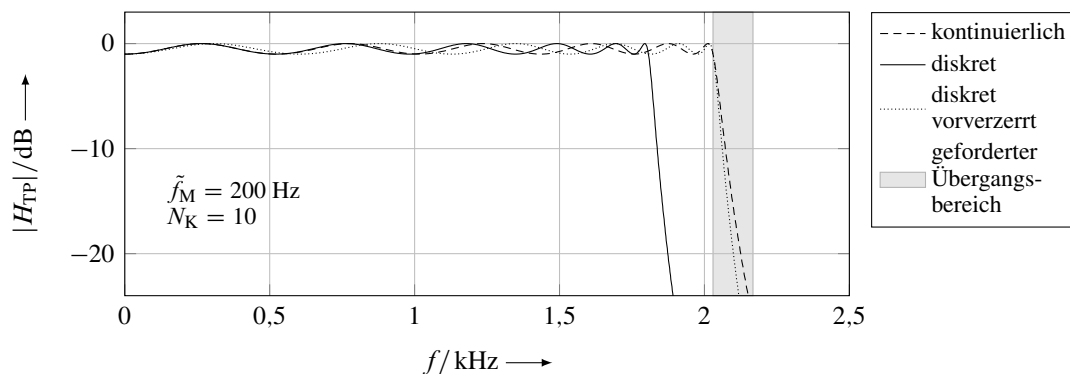


Abbildung 4.14: Beispielhafte Amplitudengänge des Tiefpassanteils in unterschiedlichen Entwicklungsstufen

Die Überlagerung beider Filteranteile zum gewünschten Bandpassverhalten ist in Abb. 4.15 im stationären Zustand anhand drei unterschiedlicher Drehfrequenzen sowie der wiederum beispielhaften Wahl von $N_K = 10$ dargestellt. Wie zuvor erwähnt, ist in allen Fällen der steilere Amplitudenabfall der diskreten vorverzerrten Übertragungsfunktion im Vergleich zur kontinuierlichen Übertragungsfunktion zu beobachten. In diesem Zusammenhang fällt weiterhin auf, dass die Steilheit aufgrund der Darstellung entlang der linearen Frequenzachse zu niedrigeren Drehfrequenzen zunimmt, was

die zuvor nachgewiesene Unabhängigkeit der benötigten Filterordnung von der Drehzahl verdeutlicht. Der zusätzlich dargestellte Phasengang zeigt im Durchlassbereich eine vertretbare maximale Abweichung von ca. $\pm 180^\circ$, wobei dieser Wert im Diskreten eine Abhängigkeit von der Lage der Durchlassfrequenzen besitzt und mit diesen zunimmt.

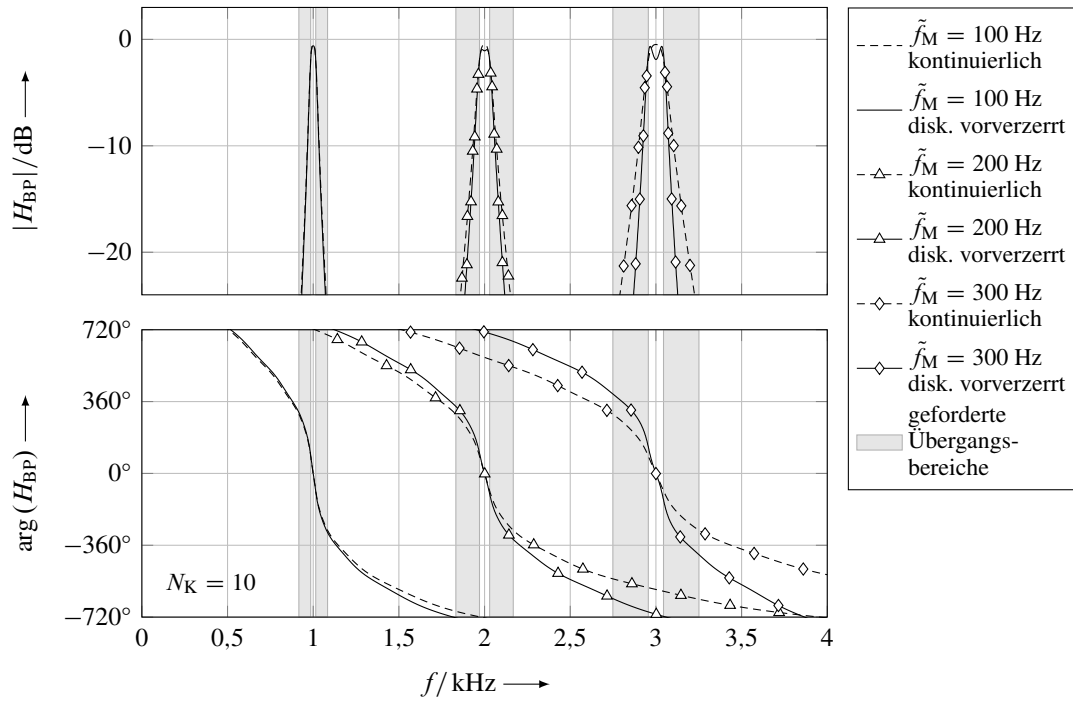


Abbildung 4.15: Beispielhafte stationäre Frequenzgänge des Bandpassfilters bei unterschiedlichen Motordrehzahlen

Da die approximative Drehzahlbestimmung wie zuvor erwähnt auf eine minimal zulässige Geschwindigkeit sowie eine maximal zulässige Beschleunigung beschränkt ist, muss diese Einschränkung auch im Rahmen der Bandpassfilterung berücksichtigt werden. Um in diesen für die „sensorlose“ Drehwinkelbestimmung eigentlich unzulässigen Betriebsbereichen dennoch ein Ergebnis mit verringerter Genauigkeit zu erhalten, wird der Durchlassbereich entsprechend den modellbasiert berechneten Grenzwerten (4.22) und (4.23) kurzzeitig vergrößert, womit sich die drehzahlvariable Filtereinstellung zusammenfassend zu

$$f_{D,HP} = \begin{cases} (N_K - y) \tilde{f}_{M,sig} & \text{für } |\dot{\tilde{n}}_M| < 40.000 \text{ min}^{-1}\text{s}^{-1} \\ & \wedge \tilde{n}_M > 1.000 \text{ min}^{-1} \\ N_K \tilde{f}_{M,mod,min} & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.59)$$

und

$$f_{D,TP} = \begin{cases} (N_K + y) \tilde{f}_{M,sig} & \text{für } |\dot{\tilde{n}}_M| < 40.000 \text{ min}^{-1}\text{s}^{-1} \\ & \wedge \tilde{n}_M > 1.000 \text{ min}^{-1} \\ N_K \tilde{f}_{M,mod,max} & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.60)$$

ergibt. Die Einhaltung der Grenzwerte wird hierbei sowohl anhand der modell- als auch der signalbasierten Drehzahlbestimmung bei entsprechender Aktivität überprüft. Zudem reduziert

dieses Vorgehen größere sprunghafte Änderungen der Filterkoeffizienten, was aufgrund des vorliegenden zeitvarianten und schwach gedämpften dynamischen Systems zu einem unerwarteten Ausgangssignal führen kann.

4.2.3 Detektion und Zählung der Winkelinkremente

Für die zuvor festgelegte Bedingung, dass das Messsignal lediglich aus drehzahlproportionalen Spektralanteilen besteht, liefert die Bandpassfilterung bei korrekter approximativer Drehzahlbestimmung und ausreichender Dämpfung eine rein harmonische und somit einfach auszuwertende Schwingung um die Nulllage der Frequenz $N_K f_M$. Hierbei wird eine Detektion der Nulldurchgänge vorgenommen, womit sich die resultierende Winkelauflösung anhand der Winkellage der Kommutierungsvorgänge φ_K zu

$$\Delta\varphi_K = \frac{2\pi}{2N_K} = \frac{\pi}{N_K}, \quad (4.61)$$

ergibt. Dies führt im vorliegenden System zusammen mit der Untersetzung im Getriebe der Aktoreinheit sowie der Gewindespindel zu einer mehr als ausreichenden Positionsauflösung der Druckmutter von weniger als $2\ \mu\text{m}$. Die aus der Zählung der Nulldurchgänge bzw. Winkelinkremente resultierende Anzahl n_N liefert durch Multiplikation mit der Winkelauflösung den entsprechenden zurückgelegten relativen Drehwinkel des Motors

$$\tilde{\varphi}_M = n_N \Delta\varphi_K = n_N \frac{\pi}{N_K}. \quad (4.62)$$

Zur Ermittlung der Drehrichtung kann aufgrund der vorzeichenlosen Strommessung lediglich auf das Vorzeichen der Spannungsmessung zurückgegriffen werden. Die Auswirkung dieser Einschränkung wurde im Rahmen der modellbasierten approximativen Drehzahlbestimmung bereits in Abschnitt 4.2.1 diskutiert, wobei anhand Abb. 4.6 zudem zu erkennen ist, dass Mess- und Parameterabweichungen ebenfalls das Vorzeichen der berechneten Drehzahl beeinflussen können. Aus diesem Grund erfolgt eine In- bzw. Dekrementierung von n_N lediglich anhand der über die Spannungsversorgung vorgenommenen Steuerung der Drehrichtung gemäß $\text{sgn}(u'_M)$, was für die im Rahmen der signalbasierten approximativen Drehzahlbestimmung möglichen Betriebsbereiche des vorliegenden Systems gemäß der zuvor eingeführten Beschränkungen (4.59) und (4.60) ausreichend ist.

4.3 Verifikation und Validierung

Zum Nachweis der Funktion des entwickelten Verfahrens werden wie zuvor in Abschnitt 3.2 einleitend zunächst Versuchsaufbau und -parameter erläutert. Die anschließende Analyse der Berechnungsergebnisse orientiert sich am Verfahrensablauf gemäß Abb. 4.3 und betrachtet die einzelnen Schritte anhand exemplarischer Teilergebnisse, wobei die im Rahmen der Entwicklung relevanten Aspekte hervorgehoben werden. Abschließend wird die Gesamtgenauigkeit des Verfahrens sowie ein repräsentativer Vergleich zum Stand von Wissenschaft und Technik angegeben.

4.3.1 Versuchsaufbau und -parameter

Der Versuchsaufbau basiert auf dem in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Vorgehen, wobei die Messgrößen Motorstrom und Motorspannung nun lediglich vom RCP-System über die jeweiligen Messstellen auf der Platine des Vierquadrantenstellers erfasst werden. Gemäß der vorherigen Festlegung der Abtastzeit im Rahmen der Diskretisierung des Bandpassfilters beträgt die Abtastfrequenz 10 kHz, wobei zur Vermeidung von Aliasing eine entsprechende analoge Tiefpassfilterung vorgesehen wird. Die grundsätzliche Möglichkeit der Implementierung des Verfahrens auf dem RCP-System ist somit zwar gegeben, dennoch sind alle nachfolgend dargestellten Ergebnisse simulativ anhand aufgezeichneter Messdaten erzeugt, was den Versuchsaufwand im Entwicklungsprozess so gering wie möglich halten sollte. Die Ergebnisse sind in beiden Varianten identisch. Zur Validierung des Verfahrens wird in Ergänzung zur Drehwinkelmessung zwischen Aktoreinheit und Bremssattel erstere dahingehend modifiziert, dass eine zusätzliche Winkelmessung direkt an der Motorwelle über einen inkrementalen Drehgeber erfolgt, um eine negative Beeinflussung durch Umkehrspiel und Elastizitäten im Getriebe ausschließen zu können. Wie zuvor findet sich eine Aufzählung der verwendeten Komponenten sowie eine schematische Darstellung des Versuchsaufbaus in Anhang A.2.

Als Versuchsobjekte kommen ebenfalls die in Abschnitt 3.2.2 verwendeten Aktoreinheiten zum Einsatz, womit wiederum insgesamt 18 verschiedene Exemplare der 3 Motortypen in jeweils 3-facher neuwertiger und gebrauchter Ausführung zur Verfügung stehen. Die automatisierten Testsequenzen werden dahingehend erweitert, dass zunächst zur Bewertung der durch Beschleunigungsvorgänge verursachten Abweichung ein wiederholtes Starten und Stoppen des Motors sowohl in uni- als auch in bidirektionaler Richtung erfolgt. Zur sicheren Vermeidung eines Spannkraftaufbaus sowie des hinteren Endanschlags ist die Aktoreinheit hierbei vom Bremssattel getrennt. Im Zusammenbau hingegen werden wiederholte Spann- und Lösevorgänge sowie ein komplettes Durchfahren des möglichen Wegs von aufgebrachtener Spannkraft bis zur Wartungsposition in beiden Richtungen betrachtet. Der zuletzt beschriebene Versuch findet zudem unter Variation der Versorgungsspannung in den Stufen 9 V, 12 V und 16 V sowie der Umgebungstemperatur in den Stufen $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$, $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $65\text{ }^{\circ}\text{C}$ statt – alle anderen Versuche werden bei Raumtemperatur und Nominalspannung durchgeführt. Insgesamt resultiert dies in 1.242 Datensätzen mit einer Länge zwischen 5,2 s und 52,4 s bzw. einer Gesamtlänge von ca. 10,7 h. Eine schematische Darstellung der Testsequenzen mit Nennung der entsprechenden Versuchsparameter findet sich in Anhang A.3.

4.3.2 Analyse der Berechnungsergebnisse

Als erster Verfahrensschritt wird die signalbasierte approximative Drehzahlbestimmung betrachtet, wozu in Abb. 4.16 ein Amplitudenspektrum des Motorstromsignals während dem Spannkraftaufbau sowie daraus berechnete harmonische Summenspektren dargestellt sind. Ersteres zeigt, dass die Kommutierungsfrequenz ähnlich dem unteren Teil von Abb. 3.9 nur eine geringe Amplitude aufweist und das globale Maximum bei der halben Kommutierungsfrequenz liegt. Zudem tritt aufgrund des kurzen Auswertungszeitfensters ein deutlich ausgeprägter Leckeffekt auf, was im unteren

Graphen bei fortlaufender Wahl der Kompressionsfaktoren des harmonischen Summenspektrums, wie in Abschnitt 4.2.1 beschrieben, zu einem Anstieg des durchschnittlichen Funktionswerts hin zu niedrigen Frequenzen führt und wodurch das Maximum fälschlicherweise ungefähr bei der halben Drehfrequenz liegt. Die selektive Wahl der Kompressionsfaktoren reduziert diesen Effekt und sorgt für eine eindeutigerere Identifizierbarkeit der Maxima im unteren Frequenzbereich. Dennoch liegt das globale Maximum dieser Funktion weiterhin bei der halben Drehfrequenz, was in den geringen Amplituden der 6- und 8-fachen gegenüber der 3- und 4-fachen Drehfrequenz begründet liegt, da diese die Summenbildung an der Stelle der halben Drehfrequenz durch die Kompressionsfaktoren 6 und 8 erhöhen. Auch wenn die dargestellte Situation einen Ausnahmefall darstellt und das Maximum üblicherweise wesentlich deutlicher an der Stelle der Drehfrequenz auftritt (vgl. [139]), wird die Schwierigkeit in der allgemeingültigen Wahl der Kompressionsfaktoren aufgrund der unbekanntem Signalzusammensetzung verdeutlicht. Die Detektion des der Drehfrequenz entsprechenden Maximums wird im vorliegenden Fall durch die systembedingte Beschränkung der Geschwindigkeitsänderung im Vergleich zum vorangegangenen Zeitschritt erreicht, womit das an der Stelle der halben Drehfrequenz auftretende Maximum als ungültig erklärt wird und die entsprechenden Funktionswerte zu Null gesetzt werden. Die in diesem Zusammenhang zusätzlich an den Rändern des modellbasiert bestimmten Drehfrequenzbereichs zu beobachtenden Unstetigkeiten sind durch das Nullsetzen der dem Leckeffekt zuzuordnenden Amplitudenwerte der außerhalb dieses Bereichs auftretenden Maxima in den der Berechnung zugrunde liegenden Teilspektren begründet.

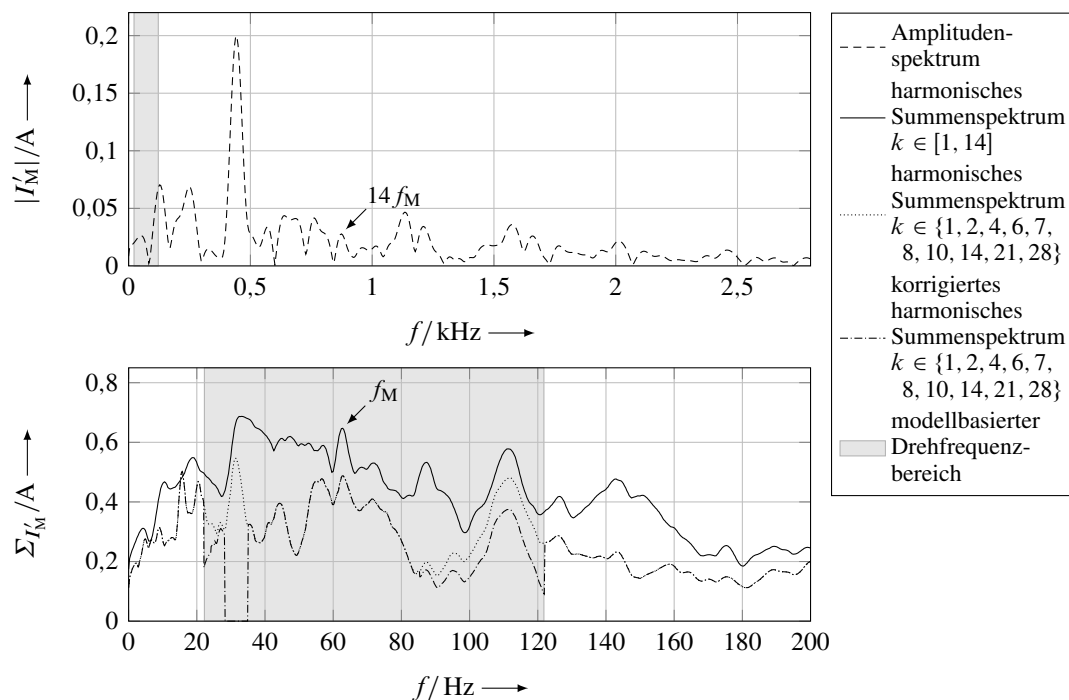


Abbildung 4.16: Approximative Drehzahlbestimmung anhand des harmonischen Summenspektrums während eines Spannkraftaufbaus (Motortyp III)

Aufbauend auf diesem Ergebnis zeigt Abb. 4.17 den Zeitverlauf der aus der approximativen Drehzahlbestimmung berechneten Durchlassfrequenzen des Bandpassfilters beim Schließen und Öffnen der EPB in dem aus dem Motorstromsignal ermittelten Spektrogramm. Im Großteil des Betäti-

gungszyklus sind die zuvor definierten Anforderungen an eine minimale Drehzahl bzw. maximale Drehzahländerung erfüllt und es lässt sich erkennen, dass die Sollwerte der Grenzfrequenzen erwartungsgemäß unmittelbar ober- und unterhalb der eindeutig hervortretenden Kommutierungsfrequenz verlaufen und den durch die mechanische Last verursachten Drehzahländerungen sauber folgen. Lediglich zu Beginn und am Ende einer jeden Betätigung zeigt sich aufgrund der hohen Beschleunigungswerte eine kurzzeitige Erweiterung auf die modellbasierte Berechnung gemäß dem definierten Verhalten. Zusätzlich ist der Effekt der variablen Fensterlänge zur Berechnung der Kurzzeit-DFT zu erkennen, wodurch die Spektrallinien bei konstanter Drehzahl zunehmend schärfer werden und beim Eintreten von Drehzahländerungen wiederum verschmieren.

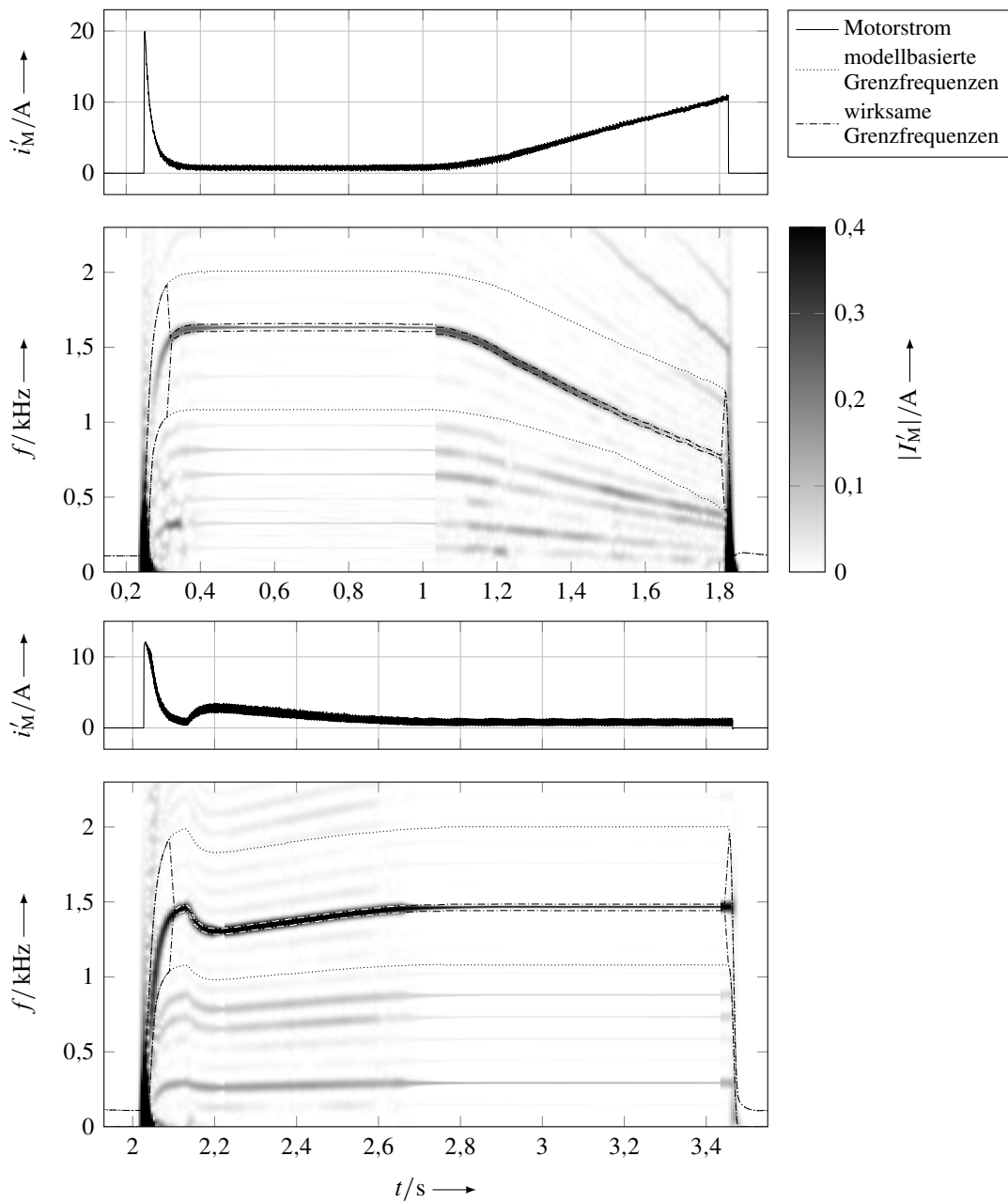


Abbildung 4.17: Grenzfrequenzverlauf des Bandpassfilters bei einem EPB-Betätigungszyklus (Motortyp I, oben: Schließen, unten: Öffnen)

Die Wirkung der Bandpassfilterung bzw. deren signalbasierter Grenzfrequenzeinstellung ist in Abb. 4.18 anhand eines Ausschnitts des Motorstroms im Spannkraftaufbau dargestellt, wobei das mit vielen Störanteilen behaftete Messsignal in einen eindeutig auswertbaren Sinusverlauf überführt wird.¹² Die Markierungen zeigen zudem die detektierten und der Winkelauflösung (4.61) entsprechenden Nulldurchgänge, die im ursprünglichen Signal nur schwer auszumachen sind und somit die Notwendigkeit des Vorgehens verdeutlichen. Weiterhin ist der durch den Spannkraftaufbau verursachte Drehzahlabfall anhand der geringfügig zunehmenden Periodendauer des gefilterten Signals zu erkennen.

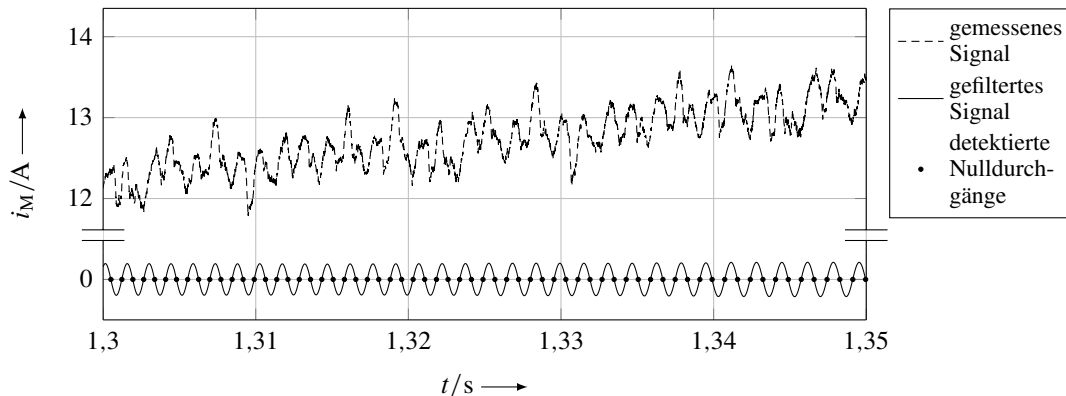


Abbildung 4.18: Wirkung der Bandpassfilterung und detektierte Nulldurchgänge im Spannkraftaufbau (Motortyp III)

Zur Bewertung der Genauigkeit der „sensorlosen“ Drehwinkelbestimmung wird ein Vergleich mit dem an der Motorwelle gemessenen Drehwinkel φ_M vorgenommen, was für drei aufeinanderfolgende EPB-Betätigungszyklen entsprechend Abb. 4.17 anhand des Fehlersignals

$$e_{\tilde{\varphi}_M} = \tilde{\varphi}_M - \varphi_M \quad (4.63)$$

in Abb. 4.19 dargestellt ist. Die grau hinterlegten Bereiche kennzeichnen die Zeitabschnitte in denen das entwickelte Verfahren gemäß den in (4.59) und (4.60) definierten Bedingungen bzw. der in Abb. 4.17 dargestellten signalbasierten Platzierung der Grenzfrequenzen um die Kommutationsfrequenz aktiv ist. Die hierbei annähernd konstanten Werte von $e_{\tilde{\varphi}_M}$ zeigen, dass zunächst keine nennenswerten Abweichungen auftreten und die Dicke der Linie entspricht im Wesentlichen der Winkelauflösung (4.61). In den übrigen Bereichen hingegen zeigen sich Zu- und Abnahmen im Fehlersignal, die insbesondere in den Phasen großer Beschleunigungen zu Beginn und am Ende einer jeden Betätigung bei der modellbasierten Bestimmung der Grenzfrequenzen auftreten und zu einem Drift über die gesamte Versuchsdauer führen. In den Bereichen mit aufgebrachtener Spannkraft fällt zudem auf, dass die Abweichung trotz des vermeintlichen Stillstands des Motors zunimmt. Dies ist durch Elastizitäten im Getriebe begründet, die aufgrund der Selbsthemmung von Spindel und Druckmutter und dem fehlenden Haltemoment des Motors dazu führen, dass letzterer durch den Abbau der gespeicherten Energie zurückgedreht wird. Ungeachtet der geschwindigkeits- und beschleunigungsbedingten Einschränkungen des Algorithmus kann diese Bewegung im vor-

¹² Für eine deutlichere Darstellung wurden die zeitlich höher aufgelösten Daten aus Abschnitt 3.2.2 verwendet.

liegenden Systemaufbau grundsätzlich nicht erfasst werden, da die zum Vierquadrantensteller nachgelagerte Strommessung durch den hierbei auftretenden Schaltzustand nicht im Stromfluss liegt (vgl. Abb. 3.10–3.12 mit Abb. 4.17, S. 67 sowie Abb. A.4).

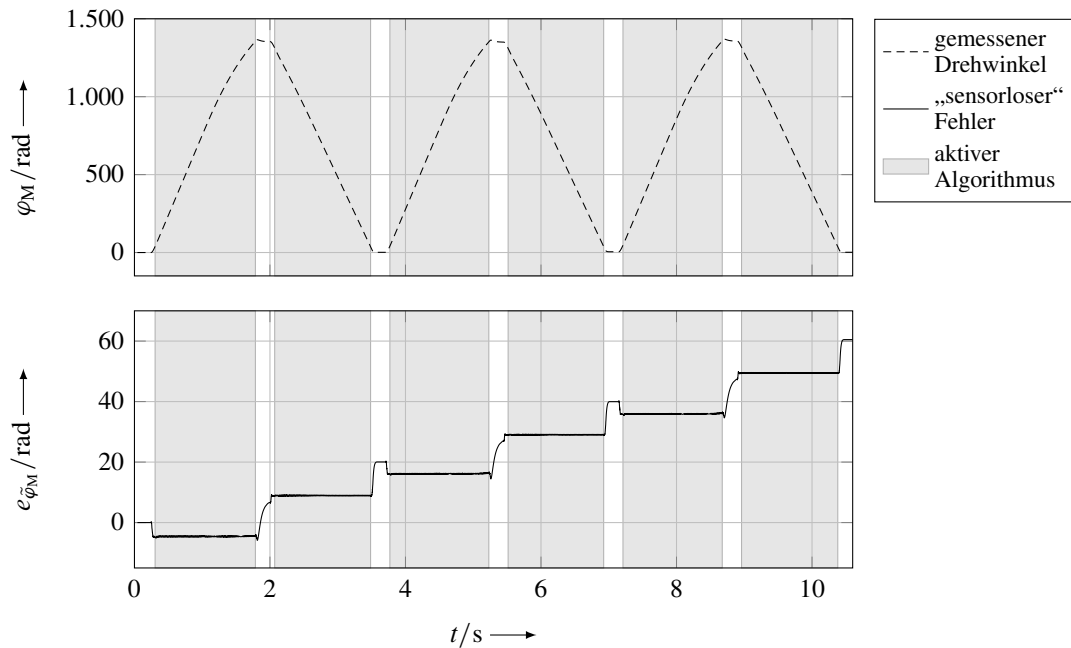


Abbildung 4.19: Abweichung der „sensorlosen“ Drehwinkelbestimmung bei drei aufeinanderfolgenden EPB-Betätigungszyklen (Motortyp I)

Zur gemeinsamen Analyse aller durchgeführten Versuche und der daraus möglichen Ableitung einer Aussage über die erreichbare Genauigkeit des Verfahrens wird ein weiteres Fehlermaß

$$\Delta e_{\tilde{\varphi}_M} = \max(e_{\tilde{\varphi}_M}) - \min(e_{\tilde{\varphi}_M}) \Big|_{f_{D,HP/TP}=(N_K \pm y) \tilde{f}_{M,sig}} \quad (4.64)$$

eingeführt, dass die maximale relative Winkelabweichung innerhalb eines jeden Auswertungsabschnitts der signalbasierten Grenzfrequenzbestimmung angibt. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.20 in Form von Boxplots kategorisiert nach den verschiedenen Motortypen dargestellt, wobei die jeweils linken Boxen der zuvor angegebenen Formel entsprechen. Als Ursachen der Abweichungen zeigen sich das Übertragungsverhalten des Motorstromkreises (vgl. Abb. 2.9), das Einschwingverhalten des Filters zu Beginn eines jeden Auswertungsabschnitts, Phasenverzögerungen durch Differenzen zwischen der ermittelten und der tatsächlichen Drehfrequenz insbesondere bei Geschwindigkeitsänderungen (vgl. Abb. 4.15) sowie eine geringfügige systematische Messabweichung von φ_M . Letztere ist dadurch bedingt, dass der Mittelpunkt der Motorwelle mit zunehmender mechanischer Last relativ zum Gehäuse des Drehgebers abgelenkt wird, was in der elastischen Lagerung des Motors innerhalb der Aktoreinheit begründet liegt. Für Motortyp III zeigt sich zusätzlich ein deutlich größeres Streuband, das allerdings lediglich durch vereinzelte Messungen hervorgerufen wird, bei denen unter erhöhtem Stromfluss Aliasing auftritt. Somit liegt die Fehlerursache an dieser Stelle in einer unzureichenden Analogfilterung und nicht dem Verfahren selbst, da die gestellten Voraussetzungen an die Signalqualität nicht erfüllt sind. Eine Beschränkung der Auswertung auf die jeweiligen Leerlaufphasen kann die durch den Sensor und das Aliasing verursachten Abweichungen

ausblenden und zeigt in den jeweils mittleren Boxen eine erreichbare Genauigkeit von etwas mehr als einer viertel Motorumdrehung, die bis an die theoretisch erreichbare Winkelauflösung (4.61) heranreicht. Ein zusätzlicher Vergleich mit der als Stand von Wissenschaft und Technik anzusehenden ungenaueren modellbasierten Einstellung der Grenzfrequenzen für die nach (4.64) definierten Auswertungsabschnitte zeigt in den jeweils rechten Boxen, dass die Abweichungen aufgrund der inkrementalen Winkelbestimmung über alle Grenzen wachsen können und verdeutlicht die Genauigkeit und Notwendigkeit des entwickelten Verfahrens.

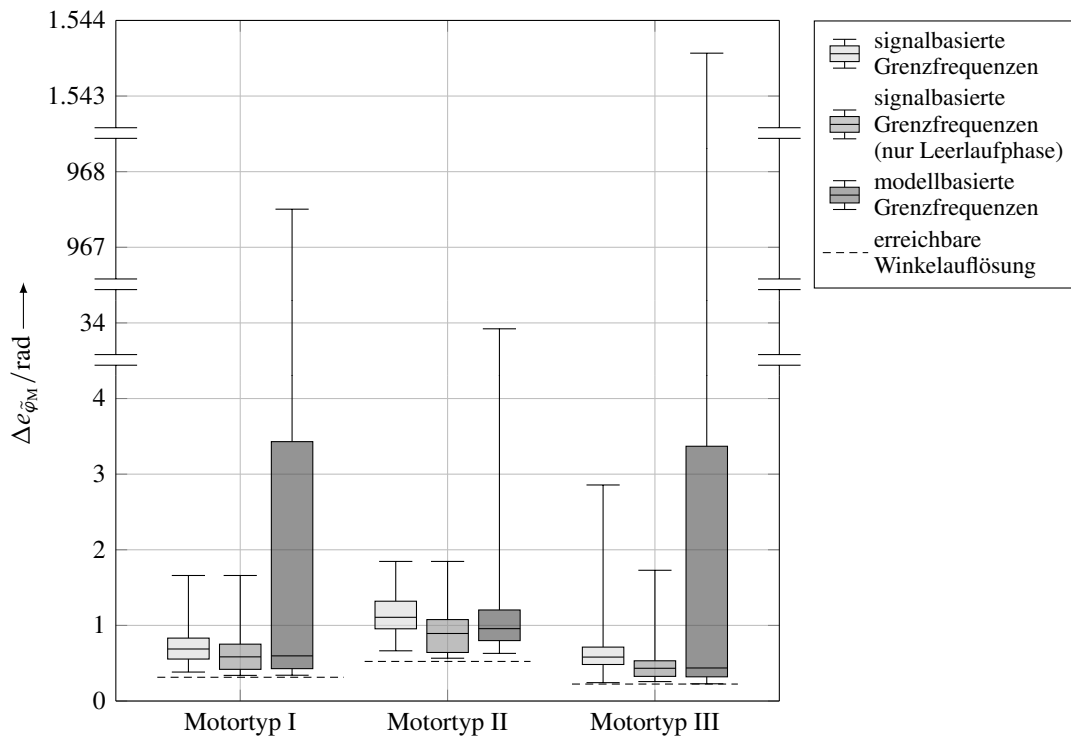


Abbildung 4.20: Maximale Motorwinkelabweichung aller durchgeführten Versuche in den Auswertungsabschnitten der signalbasierten Grenzfrequenzbestimmung (414 Versuche je Box)

5 Anwendung in Systemfunktionen einer elektrischen Parkbremse

Die folgenden Abschnitte stellen die Anwendung des entwickelten Verfahrens in ausgewählten Systemfunktionen einer sattelintegrierten EPB dar. In diesem Zusammenhang werden die Belagverschleißbestimmung sowie die Spannkraft- und Lüftspieleinstellung betrachtet, die für diese Funktionen in Abschnitt 2.4 ermittelten Defizite adressiert und die sich gegenüber bisherigen Methoden ergebenden Vorteile verdeutlicht. Die Versuchsdurchführung findet jeweils beispielhaft mit einem Exemplar der zuvor verwendeten Aktoreinheiten statt. Teilergebnisse dieses Kapitels wurden vorab in [140] publiziert.

5.1 Belagverschleißbestimmung

Die vielversprechende Bestimmung des Belagverschleißes anhand der Relation zum Motorwinkel der EPB wird durch das „sensorlose“ Verfahren ohne Winkelsensorik ermöglicht.¹ Da allerdings keine absolute Winkelinformation vorliegt und wiederholte Betätigungen zu einem Drift des Positionswerts führen, ist eine entsprechende Referenz zur Bestimmung des aktuellen Verschleißwerts notwendig. Hierzu bietet sich der hintere Endanschlag der Druckmutter an (vgl. Abb. 2.1), welcher üblicherweise für einen Belagwechsel als Wartungsposition angefahren wird [133 S. 589]. Somit kann diese Prozedur bzw. das sich daran anschließende Zurückfahren in eine betriebsbereite Position genutzt werden, um den Summenverschleiß von Belägen und Scheibe anhand einer Bestimmung des zurückgelegten Druckmutterwegs von der Wartungsposition bis zum Beginn des Spannkraftaufbaus zu ermitteln. Die Durchführung muss somit in regelmäßigen Abständen und unter den Bedingungen erfolgen, dass sich das Fahrzeug in einem sicheren Zustand befindet und die Spannkraft einer Bremse ausreichend ist, diesen aufrecht zu erhalten. Der entsprechende Verschleißwert ergibt sich unter Festlegung der Nulllage in der Wartungsposition zu

$$\tilde{w} = \tilde{s}_D(t_1) - \tilde{s}_{D,\min}(t_1), \quad (5.1)$$

worin \tilde{s}_D den aktuellen Druckmutterweg, $\tilde{s}_{D,\min}$ den initialen Druckmutterweg im neuwertigen Zustand und der Zeitpunkt t_1 den Beginn des Spannkraftaufbaus darstellen. Beide Positionswerte werden anhand des „sensorlos“ ermittelten Motorwinkels und der Getriebeübersetzung der Aktoreinheit $i_{G,1}$ sowie von Spindel und Druckmutter $i_{G,2}$ gemäß

$$\tilde{s}_D = \frac{\tilde{\varphi}_M}{i_{G,1}i_{G,2}} \quad (5.2)$$

¹ Die Problematik der Übertragbarkeit auf die nicht mit einer EPB ausgestatteten Fahrzeugachse wird in diesem Zusammenhang nicht behandelt, da der Fokus auf der Funktion der „sensorlosen“ Motorwinkelmessung liegt.

berechnet. Eine Bestimmung des initialen Wegs ist ebenso anhand von Konstruktionsdaten möglich, führt aufgrund von Fertigungstoleranzen i. d. R. jedoch zu ungenaueren Ergebnissen. Aufbauend auf diesem Wert wird unter Einführung des zulässigen Gesamtverschleißes w_{\max} der maximal zulässige Druckmutterweg

$$\tilde{s}_{D,\max}(t_1) = \tilde{s}_{D,\min}(t_1) + w_{\max} \quad (5.3)$$

festgelegt. Hierbei müssen Einflussfaktoren wie die minimale Restbelagdicke, Fertigungstoleranzen der Beläge oder Schräg- und Differenzverschleiß zwischen innerem und äußerem Belag berücksichtigt werden. Der prozentuale Gesamtverschleiß ergibt sich somit zu

$$p_{\tilde{w}} = \frac{\tilde{w}}{w_{\max}} 100 \% = \frac{\tilde{s}_D(t_1) - \tilde{s}_{D,\min}(t_1)}{w_{\max}} 100 \% \quad (5.4)$$

und kann gemäß

$$p_{\tilde{i}} = 100 \% - p_{\tilde{w}} = \frac{w_{\max} - \tilde{s}_D(t_1) + \tilde{s}_{D,\min}(t_1)}{w_{\max}} 100 \% \quad (5.5)$$

in die verbleibende prozentuale Belags- und Scheibendicke umgerechnet werden. Da die Beläge den größten Anteil am Summenverschleiß besitzen, können diese Werte als Abschätzung für den Belagverschleiß herangezogen werden. Abb. 5.1 zeigt die entsprechenden Zusammenhänge zum Druckmutterweg unter Beschränkung auf den Wertebereich von 0 % bis 100 %, was als Grundlage einer Rückmeldung an den Fahrer dienen kann.

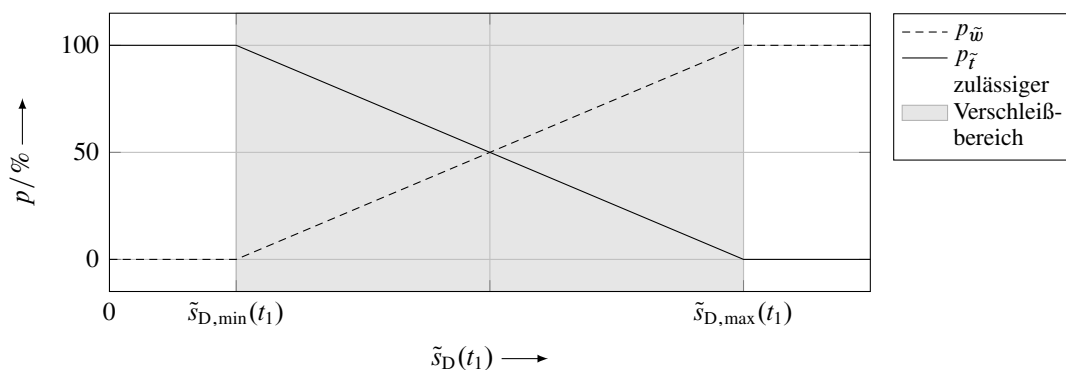


Abbildung 5.1: Prozentualer Verschleiß in Abhängigkeit des ermittelten Druckmutterwegs

In Ergänzung zur bereits diskutierten Genauigkeit der „sensorlosen“ Drehwinkelbestimmung sind zur Verschleißbestimmung zusätzlich der Übertragungspfad des Getriebes sowie die Erkennung der entsprechenden Endlagen des Messwegs relevant. Für die Wartungsposition ist dies aufgrund der blockierten Bewegung und dem damit zusammenhängenden hohen Stromgradienten einfach möglich. Für den Übergang aus der Leerlaufphase in den Spannkraftaufbau ergibt sich hingegen ein relativ langsamer Stromanstieg, der zudem durch eine mögliche Bewegung der Beläge oder des gesamten Sattels und den daraus resultierenden Reibkräften beeinträchtigt wird. Somit kann der Beginn des Spannkraftaufbaus zunächst nicht direkt von Schwankungen des Leerlaufstroms unterschieden werden. Aus diesem Grund wird das Ende der Wegmessung in den Anfangsbereich des Spannkraftaufbaus mit einem definierten Offset zum Leerlaufstrom gelegt, was aufgrund des höheren Stromgradienten eine genauere Lokalisierung ermöglicht. Der hierbei zusätzlich

erfasste Differenzweg wird durch die Subtraktion in (5.1) in gewissen Grenzen kompensiert.² Zur Analyse der Genauigkeit wird zunächst analog (4.63) ein Vergleich des „sensorlos“ bestimmten Motorwinkels mit den messtechnisch ermittelten Drehwinkeln anhand der beiden Fehlersignale

$$e_{\tilde{s}_D,1} = \frac{1}{i_{G,1}i_{G,2}} (\tilde{\varphi}_M - \varphi_M) \quad (5.6)$$

und

$$e_{\tilde{s}_D,2} = \frac{1}{i_{G,2}} \left(\frac{\tilde{\varphi}_M}{i_{G,1}} - \varphi_S \right) \quad (5.7)$$

vorgenommen, die zur anschaulicheren Darstellung auf den Druckmutterweg umgerechnet sind und worin φ_S den zwischen Aktoreinheit und Bremssattel gemessenen Spindelwinkel darstellt. Abb. 5.2 zeigt die entsprechenden Zeitverläufe mit einer Markierung von der Wartungsposition bis zum erkannten Beginn des Spannkraftaufbaus sowie das zugehörige Stromsignal. Wie zuvor ergibt sich bei reiner Betrachtung der am Motor ermittelten Größen zunächst eine geringfügige Abweichung im Anfahrvorgang aufgrund der hohen Beschleunigung. Beim Vergleich mit dem gemessenen Spindelwinkel tritt danach hingegen eine annähernd konstante Abweichung zum ersten Fehlersignal auf, die durch das Umkehrspiel im Getriebe bedingt ist, da zu Beginn der Messfahrt in der Wartungsposition eine Umkehr der Bewegungsrichtung stattfindet. Die zusätzlich vorhandenen Oszillationen sind auf eine ungleichförmige Übersetzung im Getriebe aufgrund von Fertigungstoleranzen zurückzuführen, wobei die niedrigste deutlich sichtbare Frequenz der Spindeldrehzahl entspricht.

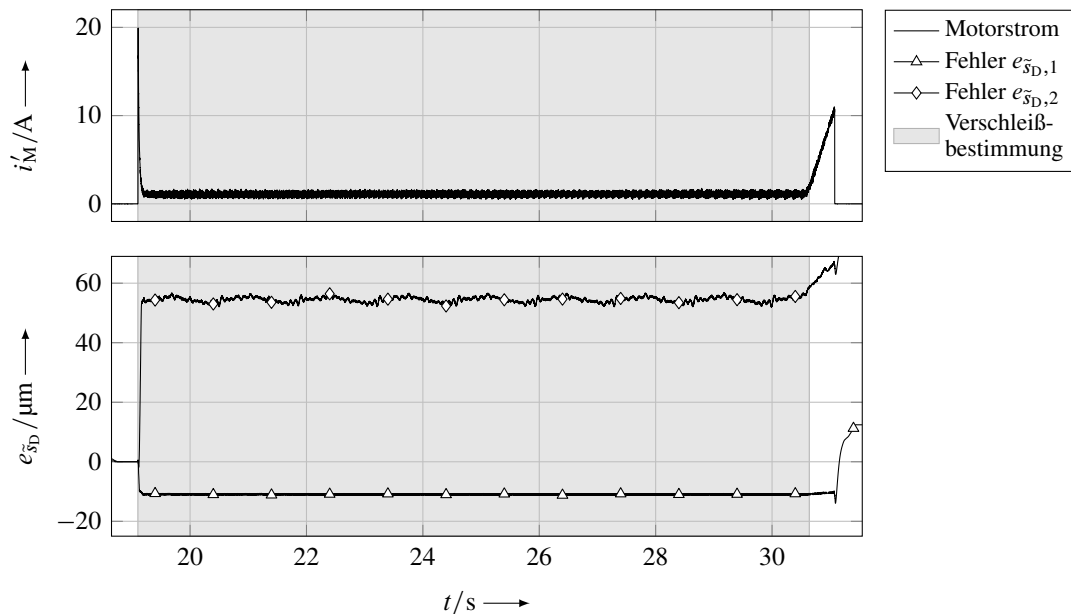


Abbildung 5.2: Motor- und Spindelwinkelabweichung während der Verschleißbestimmung ohne Umkehrspielkompensation (verschlissene Beläge)

² Die in [140] vorgestellte alternative Möglichkeit der postoperativen Kontaktpunkterkennung ermöglicht eine Unterscheidung von Schwankungen des Leerlaufstroms, führt aufgrund des geringen Stromgradienten insgesamt jedoch zu ähnlich großen Varianzen im endgültigen Positionswert.

Für die Verschleißbestimmung ist gemäß (5.1) lediglich der Endwert $e_{\tilde{s}_{D,2}}(t_1)$ zum Zeitpunkt des erkannten Spannkraftaufbaus relevant. Da das Umkehrspiel als konstruktionsbedingte bekannte Größe in der Berechnung des Druckmutterwegs (5.2) berücksichtigt werden kann, ist die verbleibende Abweichung der „sensorlosen“ Drehwinkelbestimmung somit im Wesentlichen durch den Anfahrvorgang und die Varianz im Übersetzungsverhältnis bestimmt. Abb. 5.3 zeigt die entsprechenden Werte für alle durchgeführten Versuche mit verschlissenen Belägen in Abhängigkeit der Versorgungsspannung, wobei jede Box eine Variation der Umgebungstemperatur in den bereits zuvor verwendeten Stufen -20 °C , 20 °C und 65 °C mit jeweils 10 Wiederholungen beinhaltet. Wie zu erwarten ergeben sich durch Anwendung der Umkehrspielkompensation Abweichungen in der Größenordnung von $e_{\tilde{s}_{D,1}}$ – Abhängigkeiten von der Versorgungsspannung oder der Umgebungstemperatur sind den Daten nicht zu entnehmen.

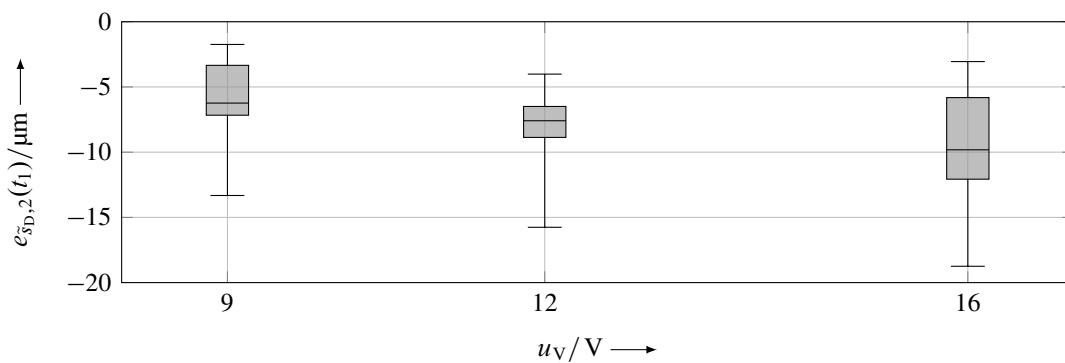


Abbildung 5.3: Druckmutterwegabweichung am Ende der Verschleißbestimmung mit Umkehrspielkompensation (verschlissene Beläge, 30 Versuche je Box)

Zur Genauigkeitsanalyse der Erkennung des Spannkraftaufbaus sind in Abb. 5.4 die entsprechenden Positionswerte mit Bezug auf den hinteren Endanschlag ermittelt aus dem gemessenen Spindelwinkel mit einer zusätzlichen Unterscheidung der verschiedenen Umgebungstemperaturen dargestellt. In Abhängigkeit der Versorgungsspannung zeigt sich zunächst eine zunehmend verspätete Erkennung, was in der höheren kinetischen Energie des Systems und einem dementsprechend geringeren Stromanstieg in Bezug auf die Drehwinkeländerung begründet liegt. Die Temperaturunterschiede sind hingegen auf die Materialpaarung der Bremsenkonstruktion zurückzuführen, da der in diesem Fall aus Aluminium gefertigte Bremsattel eine größere Ausdehnung aufweist, als die aus Stahl bestehenden Bauteile wie Spindel, Druckmutter, Kolben und Scheibe. Im Vergleich zu Abb. 5.3 zeigen sich deutlich größere Toleranzen und somit ein dominierender Einfluss auf die Genauigkeit der Verschleißbestimmung. Weiterhin muss beachtet werden, dass die Position des Endpunkts der Wegmessung durch ggf. vorhandenen hydraulischen Druck beeinträchtigt wird, weshalb das System während des Vorgangs drucklos sein sollte.

Für die Bestimmung der Genauigkeit des ermittelten Verschleißes werden die entsprechenden Werte anhand von

$$e_{p_{\tilde{i}}} = p_{\tilde{i}} - p_t \quad (5.8)$$

mit der tatsächlichen prozentualen Belagdicke p_t verglichen. Letztere wird per Messschieber bestimmt und aufgrund der geringen Differenz zwischen innerem und äußerem Belag deren Mittelwert

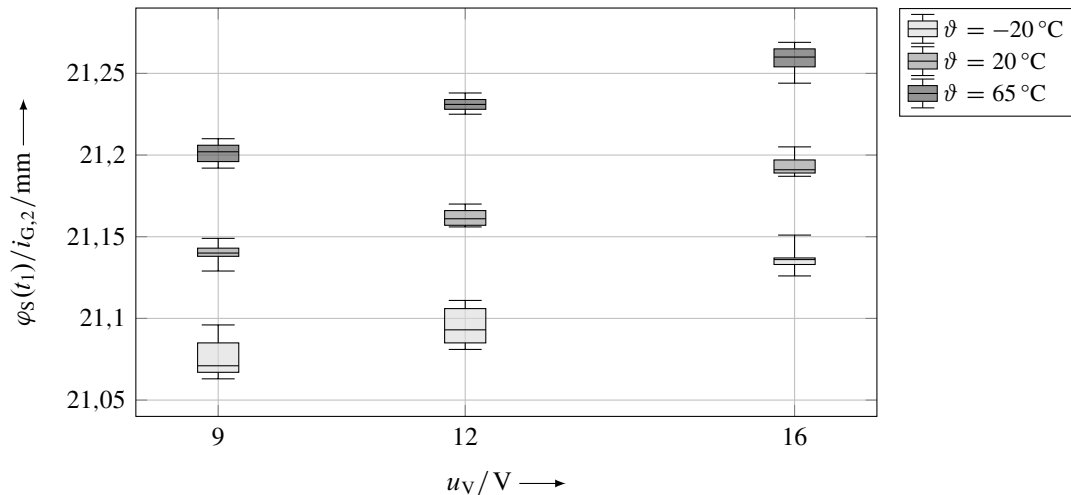


Abbildung 5.4: Druckmutterposition während der Erkennung des Spannkraftaufbaus als Endpunkt der Verschleißbestimmung (verschlissene Beläge, 10 Versuche je Box)

für die weitere Auswertung herangezogen. Die Ergebnisse sind in Abb. 5.5 für vier verschiedene Belagdicken dargestellt, wobei die unterschiedlichen Versorgungsspannungen und Umgebungstemperaturen der Versuche in den jeweiligen Boxen zusammengefasst sind. Es muss allerdings beachtet werden, dass die vertikale Lage des Toleranzfelds geringfügig variieren kann, da diese gemäß (5.1) von der Bestimmung des initialen Druckmutterwegs im neuwertigen Zustand abhängig ist. Unter der Annahme, dass dieser Vorgang unter definierten Umgebungsbedingungen stattfindet, kann eine endgültige Genauigkeit von ca. $\pm 1\%$ des zulässigen Gesamtverschleißes angegeben werden.³ Hinsichtlich einer vergleichenden Betrachtung mit dem Stand der Technik werden Endverschleißsensoren aufgrund von Fertigungstoleranzen eine Genauigkeit in ähnlicher Größenordnung aufweisen, allerdings mit dem Nachteil entsprechender Bauteil- und Fertigungskosten. Gleiches gilt aufgrund des dominierenden Einflusses in der Erkennung des Spannkraftaufbaus für eine üblicherweise nicht vorgesehene Winkelsensorik. Für modellbasierte Ansätze ist das Erreichen der dargestellten Genauigkeit hingegen als äußerst unwahrscheinlich anzusehen (vgl. Abschnitt 2.1.2 und 2.4).

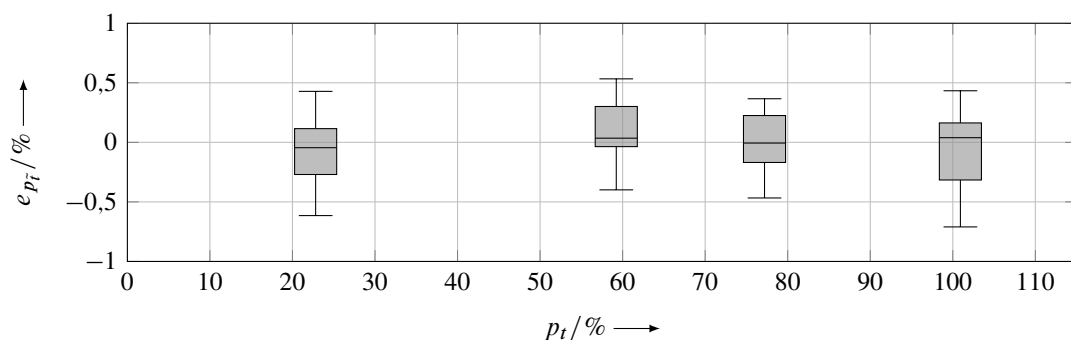


Abbildung 5.5: Genauigkeit der Verschleißbestimmung für verschiedene Belagdicken (paralleler symmetrischer Verschleiß, 90 Versuche je Box)

³ Die in [140] dargestellten genaueren Ergebnisse wurden ohne Temperatureinfluss ermittelt.

5.2 Spannkrafteinstellung

Die Unsicherheit in der Einstellung der Spannkraft anhand des Motorstromsignals lässt sich durch eine modellbasierte Abschätzung inklusive einer Bestimmung von zunächst nicht oder nur ungenau bekannten Streckenparametern verbessern. Gemäß (2.2) ist das aus dem Strom resultierende Motormoment vom mittleren magnetischen Luftspaltfluss abhängig, dessen Abweichung vom Nominalwert aufgrund von Fertigungstoleranzen, Änderungen über der Lebensdauer sowie eines Temperatureinflusses bereits in Abschnitt 4.2.1 betrachtet wurde. Zusätzlich beschreibt diese Größe gemäß (2.1) den Zusammenhang zwischen induzierter Spannung und Winkelgeschwindigkeit, wobei Letztere durch das entwickelte „sensorlose“ Verfahren bestimmbar ist. Für die induzierte Spannung gilt im vorliegenden Systemaufbau, dass diese gemäß Abb. 2.5 im stromlosen Auslaufen des Motors ebenfalls messbar ist. Eine Anwendung der Drehwinkel- bzw. Drehzahlbestimmung auf das Stromsignal ist somit nicht möglich, kann in diesem Fall aber anhand des Spannungssignals durchgeführt werden, da dessen Amplitude aufgrund des geöffneten Stromkreises nicht mehr durch (2.9) bestimmt wird, sondern allein gemäß Abb. 2.8 zustande kommt und dies üblicherweise in höheren Werten resultiert. Dementsprechend kann der aktuelle mittlere magnetische Luftspaltfluss in diesem Zustand allein durch Auswertung des Spannungssignals anhand von

$$k\Phi_M = \frac{u'_M}{\tilde{\omega}_M} \quad (5.9)$$

berechnet werden, wobei die Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit gemäß $\tilde{\omega}_M = d\tilde{\varphi}_M/dt$ numerisch erfolgt. Um eventuelle Parameteränderungen erkennen zu können, wird dieses Vorgehen kurzzeitig unmittelbar vor jedem Spannkraftaufbau durchgeführt, was in Abb. 5.6 anhand der entsprechenden Strom- und Spannungssignale mit einer Auslaufdauer von 100 ms dargestellt ist.

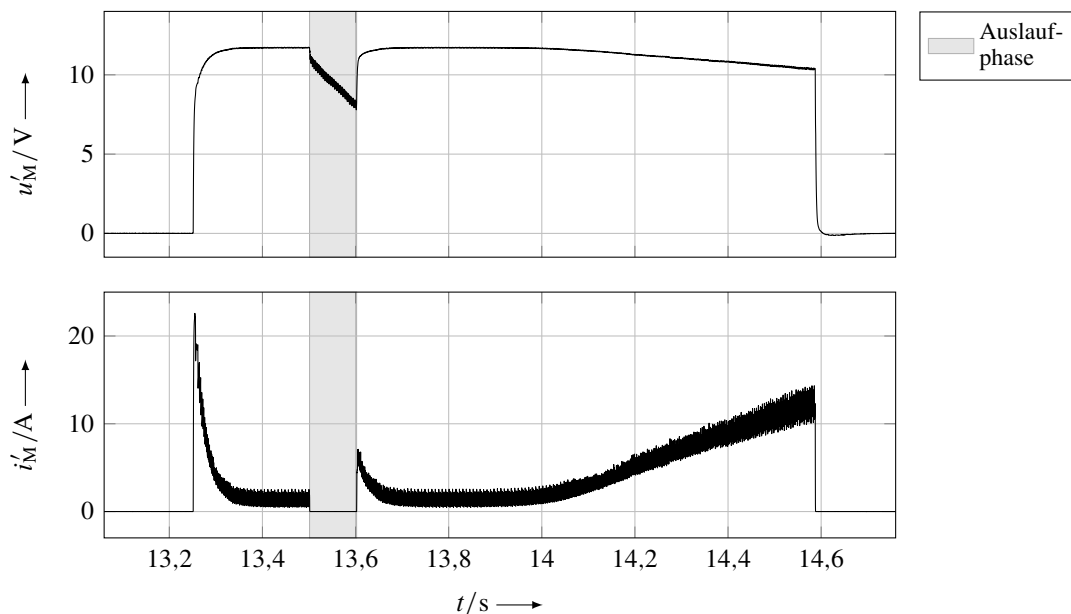


Abbildung 5.6: Auslaufphase des Motors zur Bestimmung des aktuellen Luftspaltflusses vor dem Spannkraftaufbau

Die in diesem Zeitfenster bestimmten Werte sind für die untersuchten Umgebungstemperaturen -20 °C , 20 °C und 65 °C in Abb. 5.7 dargestellt und beinhalten wie zuvor Variationen der Versorgungsspannung in den Stufen 9 V , 12 V und 16 V bei mehrfachen Wiederholungen. Es zeigt sich deutlich die in Abschnitt 4.2.1 erwähnte lineare Temperaturabhängigkeit in dem betrachteten Bereich sowie eine eindeutige Separierbarkeit der unterschiedlichen Temperaturniveaus. Die wesentlich größere Varianz bei -20 °C lässt bei einer tiefergehenden Analyse eine Abhängigkeit von der Versorgungsspannung erkennen – eine Ursache hierfür konnte jedoch nicht identifiziert werden.

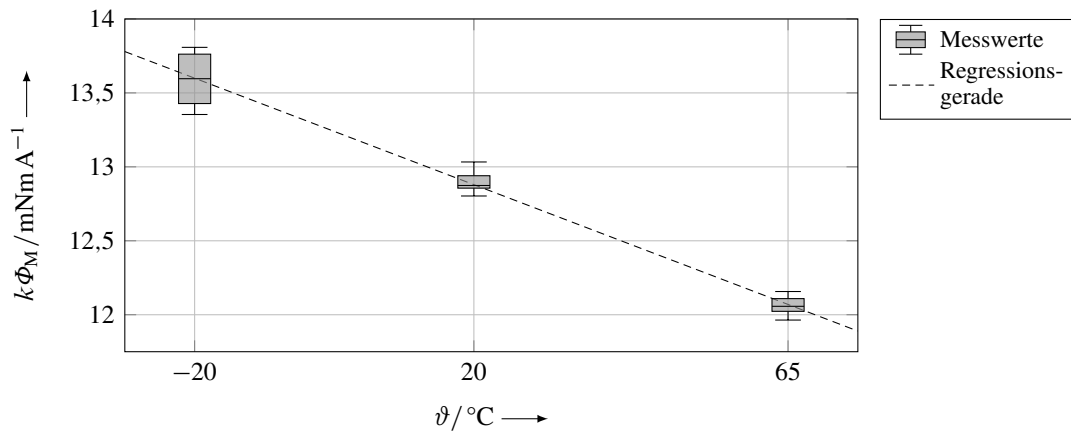


Abbildung 5.7: Ermittelte Werte des Luftspaltflusses in Abhängigkeit der Umgebungstemperatur (30 Versuche je Box)

Das somit genauer bestimmbare Motormoment M_M wird über das Getriebe der Aktoreinheit sowie Spindel und Druckmutter in die Spannkraft F_S gewandelt. Dieser Übertragungspfad wird im Folgenden vereinfacht anhand der jeweiligen Übersetzungsverhältnisse i_G mit dem Gesamtwirkungsgrad η_G anhand von

$$M_M i_{G,1} i_{G,2} \eta_G = F_S \quad (5.10)$$

modelliert. Da ein eindeutiger Zusammenhang zwischen ermitteltem Luftspaltflusses und Temperatur besteht, kann der Wirkungsgrad nach entsprechender Kalibrierung zudem temperaturabhängig definiert werden. Für eine vorgegebene zu erreichende Spannkraft ergibt sich der notwendige Abschaltstrom unter Verwendung von (2.2) somit zu

$$i_A = \frac{1}{k\Phi_M(\vartheta)} \frac{F_S}{i_{G,1} i_{G,2} \eta_G(\vartheta)}. \quad (5.11)$$

Zum Nachweis der Funktionalität wird der in Abschnitt 4.3.1 beschriebene Versuchsaufbau um eine Messung der Spannkraft erweitert, welche über ein spezielles, mit zwei parallel angeordneten Kraftsensoren ausgestattetes Bremsscheibenelement erfolgt. Die entsprechenden Ergebnisse sind unter Variation der Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur auf der rechten Seite von Abb. 5.8 zu sehen. Im Vergleich dazu stellt die linke Seite die Spannkräfte für eine einfache Ausführungsvariante mit konstantem Abschaltstrom dar und es zeigt sich mit dem vorgeschlagenen Verfahren eine deutliche Reduktion des gesamten Toleranzbandes um ca. 35%.⁴ Somit kann

⁴ Die in [140] dargestellten genaueren Ergebnisse wurden ohne Spannungseinfluss ermittelt.

die erforderliche Mindestspannkraft zuverlässiger eingestellt werden, was sich u. a. vorteilhaft auf die Dimensionierung des Bremsmittels unter dem Aspekt einer Gewichtsreduktion sowie die Vermeidung unzulässiger Belastungszustände auswirkt.

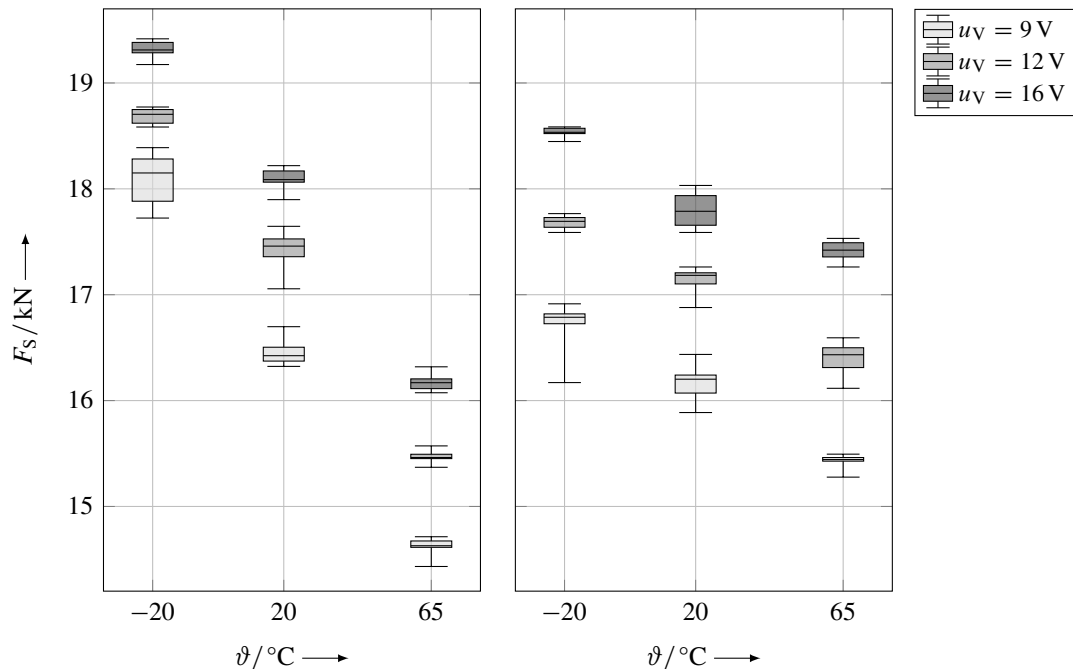


Abbildung 5.8: Gemessene Spannkraften in Abhängigkeit der Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur (links: konstanter Abschaltstrom, rechts: variabler Abschaltstrom, 10 Versuche je Box)

5.3 Lüftspieleinstellung

Zur Vermeidung von Restbremsmomenten ist, wie bereits beschrieben, ein Lüftspiel zwischen Scheibe und Belägen notwendig, welches durch die bisher verwendeten Belagrückstellfedern nicht zuverlässig eingestellt werden kann. Zur Lösung des Problems wird in einer im Zusammenhang mit dieser Arbeit entstandenen Masterthesis [62] eine im Vergleich zu Serienbauteilen erhöhte Federsteifigkeit untersucht, die die Funktionsweise verbessern soll. Die hiermit einhergehenden Federkräfte bergen jedoch die Gefahr einer zu weiten Rückstellung des Kolbens in den Sattel und somit von einem verzögerten Ansprechverhalten der Bremse durch die größere hydraulische Volumenaufnahme. Zur Vermeidung dieses Zustands wird die Beweglichkeit des Kolbens unter Ausnutzung der Druckmutter als Endanschlag beschränkt (vgl. Abb. 2.1), wodurch deren Position die Größe des Lüftspiels bestimmt. Da dieses Vorgehen eine präzise Positionierung erfordert, wird in Ergänzung zu [62] im Folgenden auf die hierbei erreichbare Genauigkeit eingegangen. Als Referenzpunkt der aufgrund des Belagverschleißes notwendigen relativen Positionierung dient der Übergang vom Ende des Spannkraftabbaus zur Leerlaufphase im Stromsignal (vgl. Abb. 2.3), wobei dessen mögliche Verschiebung durch eine hydraulische Drucküberlagerung zunächst vernachlässigt wird. Die Erkennung dieses mit t_2 gekennzeichneten Zeitpunkts ist dadurch realisiert, dass der

Stromgradient ein Toleranzband um die Nulllage erreicht. Die entsprechenden Positionswerte sind in Abb. 5.9 anhand des gemessenen Spindelwinkels mit Bezug auf den hinteren Endanschlag dargestellt und beinhalten wiederum Temperaturvariationen in den Stufen $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$, $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $65\text{ }^{\circ}\text{C}$ mit jeweils 10 Wiederholungen. Analog zu Abb. 5.4 zeigt sich eine verspätete Erkennung mit zunehmender Versorgungsspannung. Der zuvor beobachtete Einfluss der temperaturbedingten Längendehnung ist in den Messdaten ebenfalls enthalten, fällt jedoch aufgrund der geringeren Wegstrecke sowie der ungenaueren Lokalisierung des Übergangspunkts weniger deutlich aus, weshalb auf eine Darstellung verzichtet wurde.

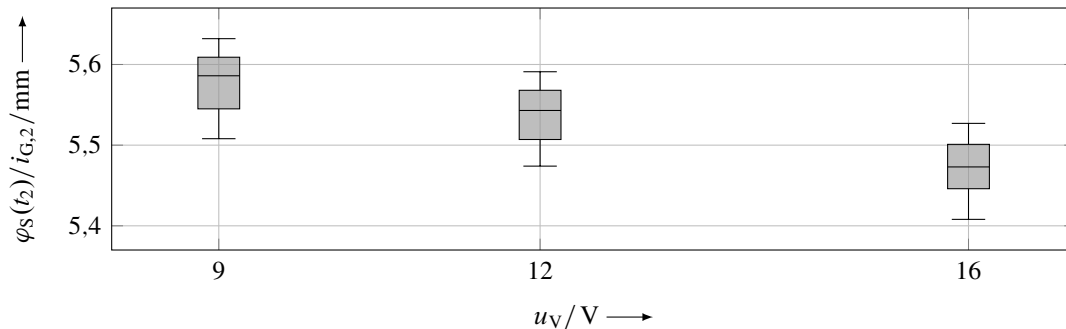


Abbildung 5.9: Druckmutterposition während der Erkennung des Spannkraftabbaus als Startpunkt der Lüftspieleinstellung (neuwertige Beläge, 30 Versuche je Box)

Das Lüftspiel wird anhand des „sensorlos“ ermittelten Motorwinkels bzw. Druckmutterwegs relativ zu dieser Position eingestellt, wofür im vorliegenden Fall ein Wert von 0,4 mm vorgesehen wird und nach dessen Erreichen zum Zeitpunkt t_3 ein Abschaltbefehl an die Motorsteuerung erfolgt. Die entsprechenden Positionswerte sind auf der rechten Seite von Abb. 5.10 zu sehen. Die erreichbare Genauigkeit wird wie zuvor bei der Belagverschleißbestimmung im Wesentlichen durch die Erkennung des Spannkraftabbaus dominiert, was anhand des annähernd konstanten Abstands von 0,4 mm im Vergleich zu Abb. 5.9 zu erkennen ist.⁵ Allerdings ist zu beachten, dass im Gegensatz zur Belagverschleißbestimmung nun eine Interaktion mit dem realen System stattfindet und Verzögerungen in der digitalen Signalverarbeitung durch das in Abschnitt 4.2 erläuterte Verfahren sowie die im Rahmen der Stromgradientenberechnung notwendigen Tiefpassfilterung ebenfalls zu Abweichungen führen. Dies hat zur Folge, dass die Positionen des tatsächlichen Spannkraftabbaus und des damit korrespondierenden idealen Abschaltzeitpunkts im Vergleich zu den dargestellten Werten ca. 0,05 mm bis 0,1 mm größer sind. Dennoch zeigt sich eine deutliche Verbesserung im Vergleich zu der auf der linken Seite dargestellten und als funktionale Referenz anzusehenden zeitbasierten Lüftspieleinstellung, bei der die Abschaltung nach 0,4 s mit Bezug auf den Punkt des erkannten Spannkraftabbaus erfolgt und die unterschiedlichen Motorgeschwindigkeiten zu größeren Positionsabweichungen führen. Somit kann die Nutzung der „sensorlosen“ Drehwinkel-messung einen entscheidenden Beitrag zu einer zuverlässigen Restbremsmomentvermeidung unter Verwendung von Belagrückstellfedern mit erhöhter Steifigkeit ohne die Gefahr eines unzulässig großen Pedalwegs leisten.

⁵ Die in [140] dargestellten genaueren Ergebnisse wurden mit einer alternativen Methode zur Erkennung des Spannkraftabbaus und ohne Temperatureinfluss ermittelt.

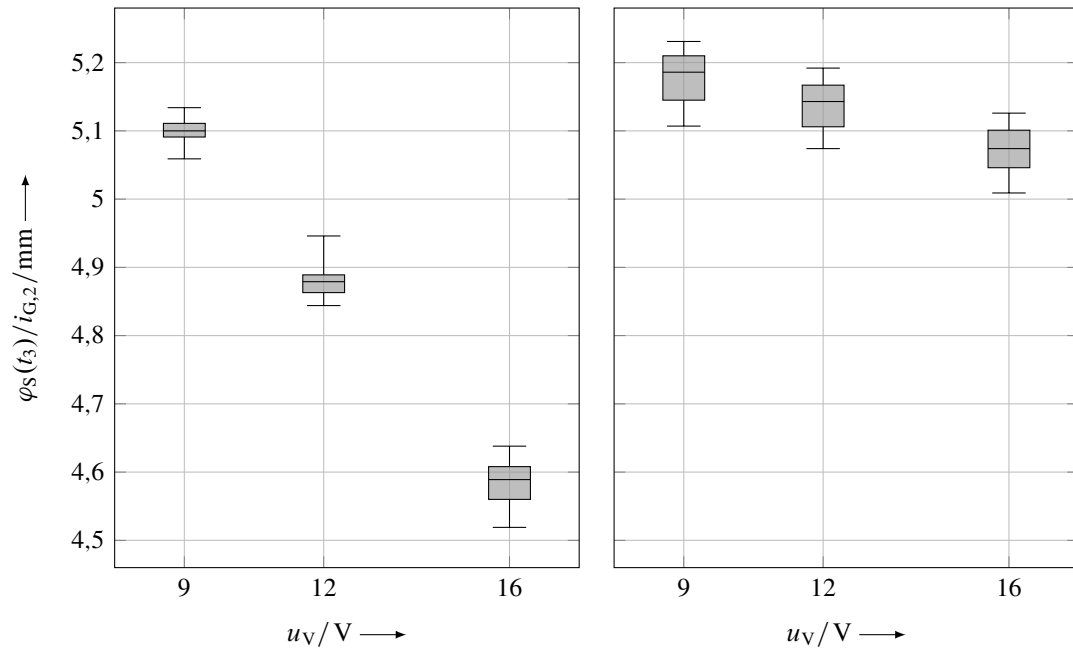


Abbildung 5.10: Druckmutterposition zum Abschaltzeitpunkt der Lüftspieleinstellung (links: zeitbasiert, rechts: wegbasiert, neuwertige Beläge, 30 Versuche je Box)

6 Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurde die „sensorlose“ Drehwinkelmessung mechanisch kommutierter Gleichstrommaschinen anhand von Oszillationen in den elektrischen Messgrößen behandelt und am Anwendungsbeispiel einer sattelintegrierten elektrischen Parkbremse umgesetzt. Für diese haben sich im Rahmen der Darstellung des Stands von Wissenschaft und Technik in **Kapitel 2** gewisse Defizite hinsichtlich der Einstellung von Spannkraft und Lüftspiel sowie in Erweiterung auf die Betriebsbremsfunktion bzgl. der Bestimmung des aktuellen Belagverschleißes gezeigt. Die in diesem Zusammenhang für eine Verbesserung des Verhaltens notwendigen Messgrößen stehen aus Kostengründen üblicherweise nicht zur Verfügung, weshalb sich der Einsatz von „sensorlosen“ Methoden anbietet. Hierbei ermöglichen die als signalbasiert charakterisierten Verfahren prinzipiell eine deutlich höhere Genauigkeit als die modellbasierten Ansätze und werden aus diesem Grund vorrangig behandelt. Eine grundlegende Betrachtung des Funktionsprinzips der mechanisch kommutierten Gleichstrommaschine mit Fokus auf die Spannungsinduktion durch die Permanentmagnete sowie den Kommutierungsvorgang hat gezeigt, dass in den elektrischen Signalen eine drehzahlproportionale Frequenz entsprechend der Anzahl der Kommutierungen pro Umdrehung enthalten ist, die in Hinblick auf eine Drehzahl- oder Drehwinkelbestimmung ausgewertet werden kann. Hierzu wird üblicherweise das Motorstromsignal aufgrund der größeren Amplitude herangezogen, welche maßgeblich durch die Spannungsinduktion hervorgerufen wird. Die zusätzlich auftretende Innenwiderstandsänderung besitzt i. d. R. nur einen geringen Einfluss, was anhand der hergeleiteten Formeln zur Abschätzung der Amplitude gezeigt wurde. Eine detaillierte Analyse der zur Auswertung der Signaloszillationen existierenden Verfahren hat ergeben, dass die Gewährleistung einer Fehlerfreiheit nach wie vor ein großes Problem darstellt und keine allgemeingültige Aussage über die erreichbare Genauigkeit getroffen werden kann. Hierbei spielen insbesondere die vielen unterschiedlichen Signalformen eine Rolle, die in Ergänzung zu der im Rahmen der analytischen Betrachtung beobachteten idealen und einfach auswertbaren Oszillation deutliche Störanteile besitzen. In diesem Zusammenhang wurde zudem ein Kategorisierungsschema entwickelt, mit dem sich alle existierenden Verfahren beschreiben lassen.

Zur Analyse der unterschiedlichen Signalformen wurden in **Kapitel 3** zunächst umfangreiche messtechnische Untersuchungen verschiedener Motorkonstruktionen und Verschleißzustände unter Variation der Versorgungsspannung und Drehrichtung sowie der Separierung des Einflusses der anliegenden Last vorgenommen. Die Betrachtung der Messsignale im Zeitbereich hat gezeigt, dass insbesondere für den Bürstenverschleiß ein deutlicher Zusammenhang mit dem Auftreten störender Signalanteile besteht und dass sich zudem geringe Abweichungen von zunächst als identisch anzunehmenden Versuchsexemplaren ergeben. Im Neuzustand hingegen zeigen sich für eine „sensorlose“ Drehzahl- bzw. Drehwinkelbestimmung als ideal zu charakterisierende Signalverläufe, die im Leerlauf durch eine Drehzahl- und Drehrichtungsänderung nahezu unbeeinflusst sind. In beiden Fällen ist eine Reproduzierbarkeit der Signalform für aufeinanderfolgende Motorumdrehungen bis auf vereinzelte Ausnahmen gegeben. Eine ergänzende Analyse der Messsignale im

Frequenzbereich hat gezeigt, dass alle auftretenden Spektralanteile Vielfache der Drehzahl sind und die im Zeitbereich beobachteten Störungen durch unterschiedliche Amplitudenverhältnisse dieser Frequenzen bedingt sind. Unter Einfluss einer äußeren Last, die durch den Spannkraftauf- und -abbau der elektrischen Parkbremse realisiert wurde, haben sich zudem Änderungen der spektralen Zusammensetzung bzw. der Amplitudenverhältnisse im Verlauf über der Zeit gezeigt. Zur Analyse der Ursachen der beobachteten Effekte wurde ergänzend die Modellbildung und Simulation eines beispielhaften Motors aus der Reihe der Versuchsobjekte vorgenommen, um die relevanten Einflussfaktoren genauer identifizieren und in ihrer Auswirkung abgrenzen zu können. Hierzu wurden Parametervariationen am Simulationsmodell vorgenommen, die am realen System nicht oder nur schwer umsetzbar sind, und deren Einfluss auf den Motorstromverlauf im Zeit- und Frequenzbereich betrachtet. Es hat sich gezeigt, dass einzelne Änderungen ein charakteristisches Amplitudenspektrum mit bestimmten drehzahlproportionalen Frequenzen verursachen und dass in Summe durch die Betrachtung unterschiedlicher Windungszahlen, einer dynamischen Exzentrizität sowie einer gegensinnigen Bürstenverschiebung alle im Rahmen der messtechnischen Untersuchung beobachteten relevanten Spektralanteile nachgebildet werden konnten. Wesentliche Änderungen des Signals im Zeitbereich ohne zusätzliche Spektralanteile ergeben sich bei Änderung der Bürstenkontaktfläche sowie einer gleichsinnigen Bürstenverschiebung, welche beide in der vorliegenden Motorkonstruktion wesentlich durch den Verschleiß beeinflusst werden.

Für die Entwicklung einer robusten „sensorlosen“ Drehwinkelmessung in **Kapitel 4** wurde im Rahmen einer allgemeingültigen Verfahrensherleitung zunächst die Nutzbarkeit einer Bandpassfilterung zur Extrahierung der Kommutierungsfrequenz aus dem Messsignal und der anschließenden Detektion der Winkelinkremente festgestellt. Dies basiert auf den Erkenntnissen der messtechnischen und simulativen Voruntersuchungen, dass im Zeitbereich keine eindeutig definierte Signalform vorliegt, im Frequenzbereich jedoch die universelle Eigenschaft drehzahlproportionaler Spektralanteile existiert. Hiermit konnten entsprechende Anforderungen an die Platzierung der Durchlassfrequenzen der Filterung formuliert werden, welche in der Notwendigkeit einer drehzahlvariablen Bandpassfilterung und daraus abgeleitet einer zuvor durchzuführenden approximativen Drehzahlbestimmung resultieren. Für diese wurden Genauigkeitsanforderungen abgeleitet und der resultierende Toleranzbereich unter Optimierung der entsprechenden Auslegungsparameter maximiert. Die anschließende detaillierte Entwicklung der einzelnen allgemeingültigen Teilfunktionen hat unter besonderer Berücksichtigung der systemischen Rahmenbedingungen der elektrischen Parkbremse stattgefunden. Hierbei hat sich im Rahmen der Betrachtung einer modellbasierten Drehzahlbestimmung gezeigt, dass die gestellten Genauigkeitsanforderungen aufgrund von Abweichungen in den Messgrößen und Parameterwerten nicht erfüllt werden können. Das anschließend betrachtete harmonische Summenspektrum als signalbasiertes Drehzahlbestimmungsverfahren ermöglicht hingegen die Erfüllung dieser Anforderungen, kann jedoch aufgrund der allgemein unbekanntem Signalzusammensetzung kein korrektes Berechnungsergebnis gewährleisten. Aus diesem Grund wurden weitere Maßnahmen zur Erhöhung der Robustheit getroffen, wie eine auf die jeweilige elektromechanische Motorkonstruktion angepasste selektive Wahl der Kompressionsfaktoren und eine Kopplung mit der zuvor betrachteten modellbasierten Drehzahlbestimmung. Hieraus resultiert ein hybrides Drehzahlbestimmungsverfahren, womit der gesamte Algorithmus ein mehrstufiges „sensorloses“ Verfahren darstellt, das ebenfalls durch das entwickelte Kategorisierungsschema bei entsprechender

Iteration abgebildet wird. Die Auslegung der variablen Bandpassfilterung wurde unter besonderer Berücksichtigung der Genauigkeit der approximativen Drehzahlbestimmung vorgenommen, wobei sich gezeigt hat, dass diese im Zielkonflikt mit der benötigten Filterordnung steht und die Wahl der entsprechenden Auslegungsparameter somit immer einen gewissen Kompromiss darstellt. Bei der Diskretisierung der Filterübertragungsfunktion wurden weiterhin gängige Maßnahmen hinsichtlich Stabilität und Genauigkeit wie eine Aufteilung in Biquadsektionen und eine Vorverzerrung der variablen Durchlassfrequenzen angewendet, um für die anschließende Detektion und Zählung der Winkelinkremente ein eindeutig auswertbares harmonisches Signal der Kommutierungsfrequenz zu erzeugen. Aufbauend auf den Erkenntnissen aus der Analyse des Stands der Technik sowie der messtechnischen und simulativen Voruntersuchungen über die vielfältigen möglichen Signalformen wurden im Rahmen der Verifikation und Validierung umfangreiche Versuche vorgenommen, um eine möglichst allgemeingültige Aussage über die Genauigkeit des Verfahrens zu erhalten. Hierbei konnte sowohl dessen Wirksamkeit im definierten Anwendungsbereich nachgewiesen als auch dessen Notwendigkeit gegenüber dem Stand der Technik verdeutlicht werden.

In **Kapitel 5** wurde die Anwendung des Verfahrens in beispielhaften Systemfunktionen der elektrischen Parkbremse dargestellt. Die entsprechende Implementierung hat bewusst unter Fokussierung auf die „sensorlose“ Drehwinkelbestimmung und unter Vernachlässigung weiterer ggf. möglicher Verbesserungsmaßnahmen stattgefunden, um den sich allein durch die Nutzung des ermittelten Motorwinkels ergebenden Vorteil zu verdeutlichen. Für die Belagverschleißbestimmung hat sich gezeigt, dass die mit dem Stand der Technik mögliche Genauigkeit problemlos erreicht werden kann mit den Vorteilen, dass während der gesamten Belaglebensdauer eine Rückmeldung über den aktuellen Verschleißzustand erfolgen kann und keine zusätzlichen Bauteil- und Fertigungskosten auftreten. Im Rahmen der Spannkraft- und Lüftspieleinstellung konnten die Varianzen der entsprechenden Zielgrößen deutlich reduziert werden, was sich vorteilhaft auf die Sicherheit, Bauteildimensionierung sowie die Vermeidung von Restbremsmomenten auswirkt. In allen Fällen wurde die bestehende Systemarchitektur einer sattelintegrierten elektrischen Parkbremse gemäß [129] zugrunde gelegt und die entsprechende Realisierung ist lediglich an die Erfüllung des Abtasttheorems zur Erfassung der relevanten drehzahlproportionalen Spektralanteile sowie eine ausreichende Quantisierung gebunden.

Hinsichtlich möglicher weiterführender Forschungsarbeiten hat sich im Rahmen der Modellbildung gezeigt, dass eine zuverlässige mathematische Beschreibung des Bürstenkontakts unter Berücksichtigung der relevanten physikalischen Einflüsse nach wie vor ein Problem darstellt und die prinzipielle Umsetzbarkeit aufgrund der vielfältigen Einflussfaktoren und komplexen Zusammenhänge fraglich erscheint. Mit Hinblick auf die durchgeführten Analysen konnten aus diesem Grund im Signalverlauf beobachtbare Störungen, die auf den Bürstenkontakt zurückgeführt wurden, nicht genauer abgebildet werden. In diesem Zusammenhang scheint vor allem die Mikrogeometrie der Bürsten- und Kommutatoroberfläche eine wesentliche Rolle zu spielen, was sich aus der vermutlichen Anregung der Eigenfrequenz des Systems aus Bürstenhalter und Bürste ergibt. Eine simulative Abbildung dieses Verhaltens, z. B. als Einmassenschwinger, der durch den Rundlauffehler des Kommutators angeregt wird und woraus von der Normalkraft abhängige Kontaktwiderstände resultieren, könnte neue Erkenntnisse liefern. Mit Hinblick auf die Verfahrens-

entwicklung wäre hierbei die Frage interessant, ob die als sehr unwahrscheinlich angenommene Auslöschung der Kommutierungsfrequenz aufgrund der vermuteten destruktiven Interferenz gerechtfertigt ist. Im gegenteiligen Fall wären somit Maßnahmen zu einer weiteren Steigerung der Robustheit vorzunehmen, wie bspw. eine situationsabhängige Wahl der Auswertungsfrequenz. Hinsichtlich des Verfahrens selbst bleibt insbesondere für die approximative Drehzahlbestimmung der Nachteil bestehen, dass aufgrund der unbekanntem Signalzusammensetzung eine allgemeingültige Fehlerfreiheit bisher nicht nachgewiesen werden kann. Hierbei spielt zudem bspw. der mögliche Einfluss äußerer elektromagnetischer Störungen eine Rolle, deren Auftreten zunächst ausgeschlossen wurde. Ein weiteres, bisher ungelöstes Problem stellt die dem Verfahren inhärente Beschränkung auf eine minimale Geschwindigkeit und maximale Beschleunigung dar. Hinsichtlich letzterer Restriktion bietet sich zumindest die einfache naheliegende Lösung an, über eine PWM-Ansteuerung den Drehzahlgradienten zu begrenzen, wobei die Schaltfrequenz nicht mit den auszuwertenden Drehzahlharmonischen in Konflikt stehen darf. Dieser Nachteil wirkt sich ebenso auf die Anwendung des Verfahrens im Rahmen der Belagverschleißbestimmung und den daraus resultierenden Referenzierungen in der Wartungsposition aus. Eine fehlerfreie Erfassung der Anfahr- bzw. Bremsvorgänge kann diese Notwendigkeit vermeiden oder zumindest reduzieren. Weiterhin können Verbesserungen in der Erkennung des Spannkraftaufbaus die Genauigkeit der Verschleißbestimmung erhöhen, was ebenfalls analog für die Erkennung des Spannkraftabbaus zur Lüftspieleinstellung gilt. Für die Spannkrafteinstellung scheinen weitere Verbesserungen ebenso möglich, da die verbleibenden Abweichungen zum geforderten Zielwert eine Systematik aufweisen, wobei insbesondere der mechanische Übertragungspfad mit den vorherrschenden Reibmomenten bzw. -kräften eine wesentliche Rolle spielt.

Anhang

A.1 Motorstromwelligkeit durch Innenwiderstandsänderung

Zur mathematischen Beschreibung der Motorstromwelligkeit wird das elektrische Teilsystem aus Abb. 2.5 gemäß der beispielhaft betrachteten Motorkonstruktion aus Abb. 2.4 auf die in Abb. A.1 dargestellten Ersatzschaltbilder erweitert. Die linke Seite beschreibt hierbei den Zustand, dass alle Spulen einem Ankerzweig zugeordnet sind und die rechte Seite den Kurzschluss einer Spule, wobei diese im Rahmen einer vereinfachten Betrachtung vernachlässigt wird. Dies ist im vorliegenden Fall zulässig, da die Entladung der kurzgeschlossenen Spule über interne Ausgleichsströme stattfindet und somit nicht nach außen hin im Motorstrom sichtbar ist. Gleiches lässt sich analog für die Stromwendung mit Hinblick auf den angestrebten Zweigstrom annehmen.

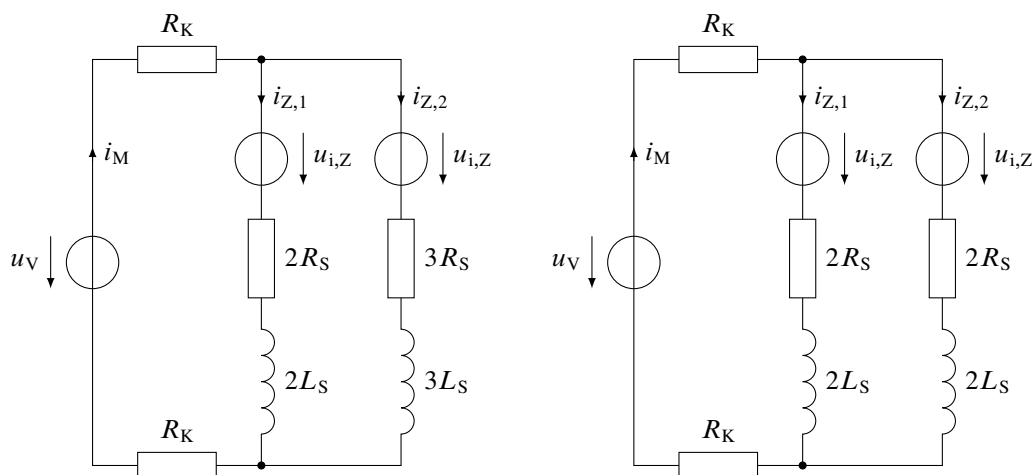


Abbildung A.1: Ersatzschaltbilder zur beispielhaften Betrachtung der durch eine Innenwiderstandsänderung verursachten Motorstromwelligkeit (links: alle Spulen in den Ankerzweigen, rechts: Kurzschluss einer Spule während der Kommutierung)

Eine Bilanzierung der Ströme und Spannungen gemäß der KIRCHHOFF'schen Gesetze liefert für das linke System die Gleichungen

$$u_V = 2R_K i_M + 2R_S i_{Z,1} + 2L_S \frac{di_{Z,1}}{dt} + u_{i,Z} \quad (\text{A.1})$$

$$u_V = 2R_K i_M + 3R_S i_{Z,2} + 3L_S \frac{di_{Z,2}}{dt} + u_{i,Z} \quad (\text{A.2})$$

$$i_M = i_{Z,1} + i_{Z,2}, \quad (\text{A.3})$$

die sich mit Hinblick auf die interessierende Größe des Motorstroms zu

$$u_V - u_{i,Z} = (2R_K + 6/5R_S) i_M + 6/5L_S \frac{di_M}{dt} \quad (\text{A.4})$$

zusammenfassen lassen. Entsprechend resultieren für das rechte System die Gleichungen

$$u_V = 2R_K i_M + 2R_S i_{Z,1} + 2L_S \frac{di_{Z,1}}{dt} + u_{i,Z} \quad (\text{A.5})$$

$$u_V = 2R_K i_M + 2R_S i_{Z,2} + 2L_S \frac{di_{Z,2}}{dt} + u_{i,Z} \quad (\text{A.6})$$

$$i_M = i_{Z,1} + i_{Z,2}, \quad (\text{A.7})$$

die wiederum zu

$$u_V - u_{i,Z} = (2R_K + R_S) i_M + L_S \frac{di_M}{dt} \quad (\text{A.8})$$

zusammengefasst werden. Ein Vergleich von (A.4) und (A.8) mit (2.3) lässt hierbei den Zusammenhang mit den gemittelten Parametern des Gesamtsystems erkennen. Zur Abgrenzung des Einflusses der Innenwiderstandsänderung wird die induzierte Spannung gemäß $u_{i,Z} = u_{i,M}$ als konstant angenommen, womit beide Gleichungen der allgemeinen Form

$$u = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{A.9})$$

folgen, deren Lösung durch

$$i(t) = \frac{u}{R} + \Delta i_{\max} e^{-\frac{R}{L}t} \quad (\text{A.10})$$

mit der aus der Anfangsbedingung resultierenden maximalen Stromänderung Δi_{\max} gegeben ist. Diese wird für den Zustand einer kurzgeschlossenen Spule als $\Delta i_{\max,1}$ zunächst durch die Annahme eines noch zu ermittelnden Minimalstroms gemäß $i_M(t_0 = 0 \text{ s}) = i_{M,\min}$ bestimmt, da aufgrund des geringeren Innenwiderstands im Vergleich zu (A.4) eine Zunahme des Motorstroms auftritt. Somit ergibt sich die Lösung der Differentialgleichung zu

$$i_M(t)|_{t_0 \leq t \leq t_1} = \frac{u_V - u_{i,M}}{2R_K + R_S} + \left(i_{M,\min} - \frac{u_V - u_{i,M}}{2R_K + R_S} \right) e^{-\frac{2R_K + R_S}{L_S}t}, \quad (\text{A.11})$$

welche bis zum Ende der Kurzschlussphase zum Zeitpunkt t_1 Gültigkeit besitzt. Für die darauffolgende Phase, in der alle Spulen den entsprechenden Ankerzweigen zugeordnet sind, ergibt sich gemäß (A.4) und (A.10) der Zeitverlauf

$$i_M(t)|_{t_1 \leq t \leq t_2} = \frac{u_V - u_{i,M}}{2R_K + 6/5R_S} + \Delta i_{\max,2} e^{-\frac{2R_K + 6/5R_S}{6/5L_S}t}, \quad (\text{A.12})$$

wobei der Zeitpunkt t_2 wiederum den Beginn der nächsten Kurzschlussphase beschreibt. Die Bestimmung von $\Delta i_{\max,2}$ erfolgt anhand der Übergangsbedingung

$$i_M(t_1)|_{t_0 \leq t \leq t_1} = i_M(t_1)|_{t_1 \leq t \leq t_2} \quad (\text{A.13})$$

woraus

$$\begin{aligned} i_M(t)|_{t_1 \leq t \leq t_2} &= \frac{u_V - u_{i,M}}{2R_K + 6/5R_S} + \frac{1/5R_S (u_V - u_{i,M})}{(2R_K + R_S)(2R_K + 6/5R_S)} e^{-\frac{2R_K + 6/5R_S}{6/5L_S}(t-t_1)} \\ &+ \left(i_{M,\min} - \frac{u_V - u_{i,M}}{2R_K + R_S} \right) e^{-\frac{2R_K + 6/5R_S}{6/5L_S}t - \frac{R_K}{3L_S}t_1} \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

resultiert. Anhand der zweiten Übergangsbedingung

$$i_M(t_2)|_{t_1 \leq t \leq t_2} = i_M(t_0)|_{t_0 \leq t \leq t_1} = i_{M,\min} \quad (\text{A.15})$$

wird der Kreis zu (A.11) geschlossen und der Minimalstrom ergibt sich zu

$$i_{M,\min} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{2R_K + 6/5R_S}{6/5L_S}t_2 - \frac{R_K}{3L_S}t_1}} \left(\frac{u_V - u_{i,M}}{2R_K + 6/5R_S} + \frac{1/5R_S(u_V - u_{i,M})}{(2R_K + R_S)(2R_K + 6/5R_S)} e^{-\frac{2R_K + 6/5R_S}{6/5L_S}(t_2 - t_1)} - \frac{u_V - u_{i,M}}{2R_K + R_S} e^{-\frac{2R_K + 6/5R_S}{6/5L_S}t_2 - \frac{R_K}{3L_S}t_1} \right). \quad (\text{A.16})$$

Die schlussendlich resultierende Schwingungsbreite des Motorstroms kann anhand der Differenz

$$\Delta i_M = i_M(t_1)|_{t_0 \leq t \leq t_1} - i_{M,\min} \quad (\text{A.17})$$

berechnet werden.

A.2 Versuchsaufbauten

Komponenten der Versuchsdurchführung in Abschnitt 3.2.1

- RCP-System: dSPACE MicroAutoBox II 1401/1511/1514
- Oszilloskop: Teledyne LeCroy HDO6034-MS
- Tastköpfe: Teledyne LeCroy PP008
- Stromzange: Teledyne LeCroy CP030A
- Gabellichtschranke: Honeywell HOA0901 (10 Inkr.)

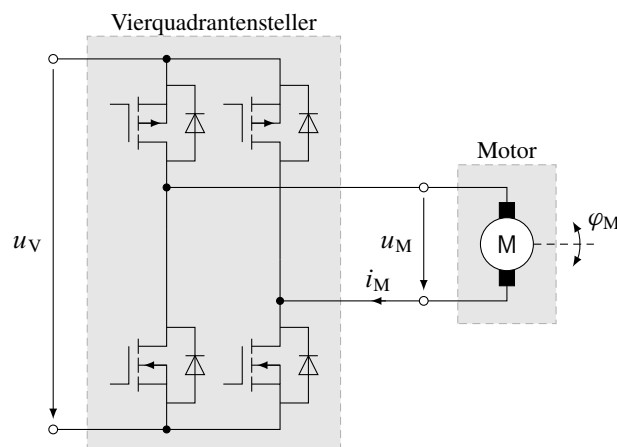


Abbildung A.2: Schematischer Versuchsaufbau und Messstellen zu Abschnitt 3.2.1

Komponenten der Versuchsdurchführung in Abschnitt 3.2.2

- RCP-System: dSPACE MicroAutoBox II 1401/1511/1514
- Oszilloskop: Teledyne LeCroy HDO6034-MS
- Tastköpfe: Teledyne LeCroy PP023
- Stromzange: Teledyne LeCroy CP030A
- Spindeldrehgeber: Baumer MIR10 (2048 Inkr.)

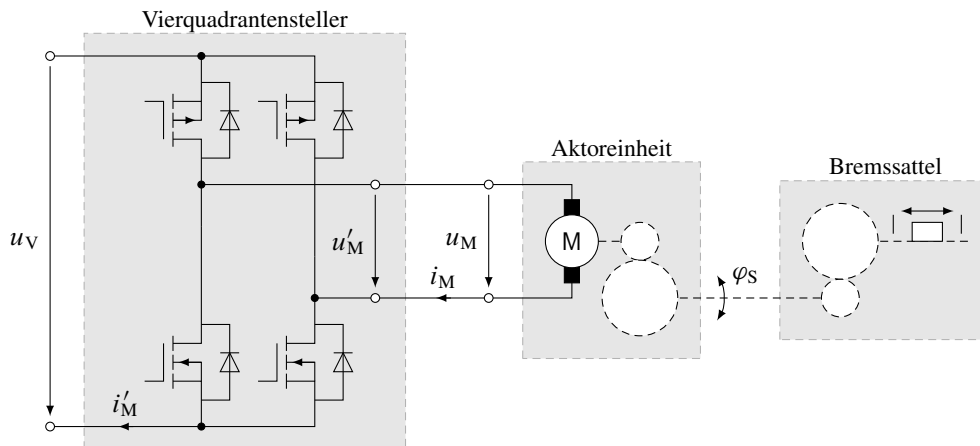


Abbildung A.3: Schematischer Versuchsaufbau und Messstellen zu Abschnitt 3.2.2

Komponenten der Versuchsdurchführung in Kapitel 4 und 5

- RCP-System: dSPACE MicroAutoBox II 1401/1511/1514
- Motordrehgeber: Avago Technologies HEDS-5500-G05 (360 Inkr.)
- Spindeldrehgeber: Baumer MIR10 (2048 Inkr.)
- Kraftsensoren: HBM C9C (nur Abschnitt 5.2)

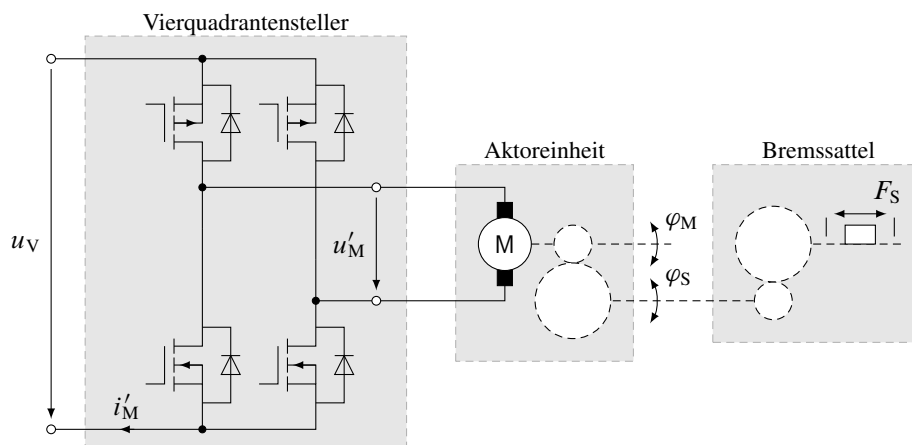


Abbildung A.4: Schematischer Versuchsaufbau und Messstellen zu Kapitel 4 und 5

A.3 Testsequenzen zum Funktionsnachweis

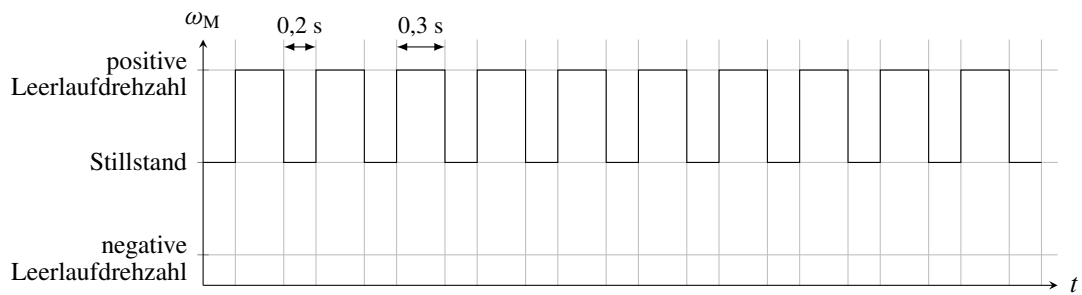


Abbildung A.5: Idealisierter Verlauf der Testsequenz A ($u_V = 12\text{ V}$, Raumtemperatur, 3 Wdh.)

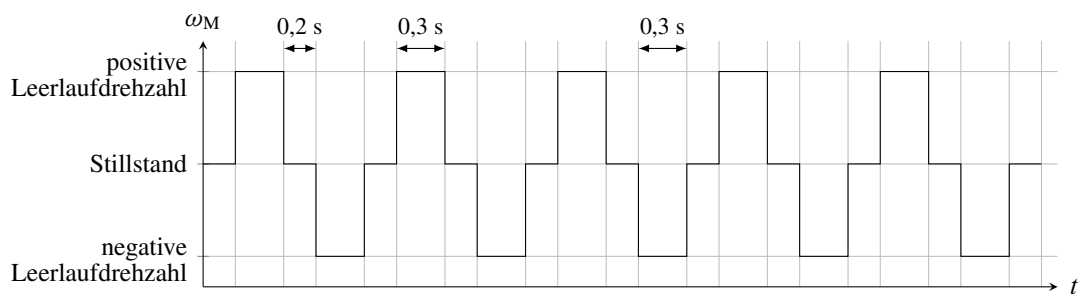


Abbildung A.6: Idealisierter Verlauf der Testsequenz B ($u_V = 12\text{ V}$, Raumtemperatur, 3 Wdh.)

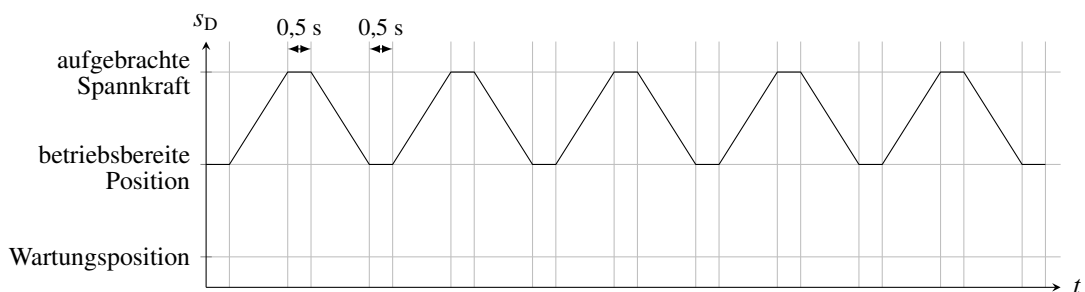


Abbildung A.7: Idealisierter Verlauf der Testsequenz C ($u_V = 12\text{ V}$, Raumtemperatur, 3 Wdh.)

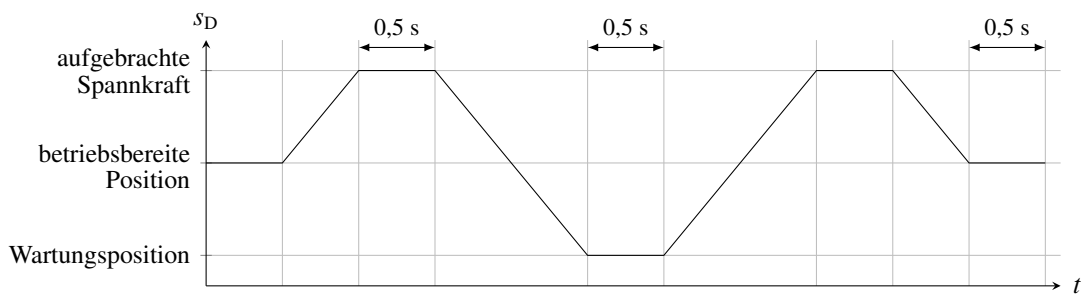


Abbildung A.8: Idealisierter Verlauf der Testsequenz D ($u_V = \{9\text{ V}, 12\text{ V}, 16\text{ V}\}$, Raumtemperatur sowie $\vartheta = \{-20\text{ }^\circ\text{C}, 20\text{ }^\circ\text{C}, 65\text{ }^\circ\text{C}\}$, 5 Wdh.)

Literaturverzeichnis

1. AFJEI, E.; NADIAN GHOMSHEH, A.; KARAMI, A.. Sensorless Speed/Position Control of Brushed DC Motor. *ACEMP'07 & Electromotion'07 Joint Conference: International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*. IEEE, 2007, S. 730–732. ISBN 1-4244-0891-1
2. AMBARDAR, Ashok. *Analog and Digital Signal Processing*. 2. Aufl.. Pacific Grove (Kalifornien): Brooks/Cole, 1999. ISBN 0-534-95409-X
3. ANDREUX, Raphaël; FONTCHASTAGNER, Julien; TAKORABET, Nouredine; LABBE, Nicolas; MÉTRAL, Jean-Sébastien. A General Approach for Brushed DC Machines Simulation Using a Dedicated Field/Circuit Coupled Method. *Progress In Electromagnetics Research*. EMW Publishing, 2014, Bd. 145, S. 213–227. ISSN 1070-4698
4. ANSYS, INC.. *Maxwell Online Help: Release 19.0* [PDF-Datei]. Canonsburg (Pennsylvania), Dez. 2017
5. AYDOGMUS, Omur; TALU, Muhammed Fatih. Comparison of Extended-Kalman- and Particle-Filter-Based Sensorless Speed Control. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. IEEE, Feb. 2012, Bd. 61, Nr. 2, S. 402–410. ISSN 0018-9456
6. BABIEL, Gerhard. *Elektrische Antriebe in der Fahrzeugtechnik: Lehr- und Arbeitsbuch*. 4., verb. und erw. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2020. ISBN 978-3-658-22175-1
7. BENDER, Beate; GÖHLICH, Dietmar (Hrsg.). *Dubbel Taschenbuch für den Maschinenbau 2: Anwendungen*. 26., überarb. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2020. ISBN 978-3-662-59712-5
8. BENESTY, Jacob; SONDHI, M. Mohan; HUANG, Yiteng (Hrsg.). *Springer Handbook of Speech Processing*. Berlin: Springer, 2008. ISBN 978-3-540-49125-5
9. BINDER, Andreas. *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. 2., aktual. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2017. ISBN 978-3-662-53240-9
10. BLACK & DECKER INC.. *Universal electric motor speed sensing by using Fourier transform method*. United States Patent 4 527 101. 2. Juli 1985
11. BODNICKI, M.; HAWŁAS, H. J.. Commutation Phenomena in DC Micromotor as Source Signal of Angular Position Transducer. In: BREZINA, Tomas; JABLONSKI, Ryszard (Hrsg.). *Recent Advances in Mechatronics: 2008–2009*. Berlin: Springer, 2009, S. 263–268. ISBN 978-3-642-05021-3
12. BOLTE, Ekkehard. *Elektrische Maschinen: Grundlagen · Magnetfelder · Erwärmung · Funktionsprinzipien · Betriebsarten · Einsatz · Entwurf · Wirtschaftlichkeit*. 2. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2018. ISBN 978-3-662-54687-1

13. BRANDT, Anders. *Noise and Vibration Analysis: Signal Analysis and Experimental Procedures*. Chichester (England): Wiley, 2011. ISBN 978-0-470-74644-8
14. BREUER, Bert; BILL, Karlheinz H. (Hrsg.). *Bremsenhandbuch: Grundlagen · Komponenten · Systeme · Fahrdynamik*. 5., überarb. und erw. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2017. ATZ/MTZ-Fachbuch. ISBN 978-3-658-15488-2
15. BUJA, Giuseppe S.; MENIS, Roberto; VALLA, María Inés. Disturbance Torque Estimation in a Sensorless DC Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. IEEE, Aug. 1995, Bd. 42, Nr. 4, S. 351–357. ISSN 0278-0046
16. BUNGARTZ, Hans-Joachim; ZIMMER, Stefan; BUCHHOLZ, Martin; PFLÜGER, Dirk. *Modellbildung und Simulation: Eine anwendungsorientierte Einführung*. 2., überarb. Aufl.. Berlin: Springer Spektrum, 2013. eXamen.press. ISBN 978-3-642-37655-9
17. ČALA, Martin; BENEŠ, Petr. A Method for Estimation of Motor Rotational Speed from STFT Spectrogram at a Non-stationary Conditions. *IFAC PapersOnLine*. Elsevier, 2018, Bd. 51, Nr. 6, S. 283–288. ISSN 2405-8963
18. CAPETRONIC (BSR) LTD.. *Motor pulse extraction system*. United States Patent 4 684 858. 4. Aug. 1987
19. CELLIER, François E.; KOFMAN, Ernesto. *Continuous System Simulation*. New York: Springer, 2006. ISBN 978-0-387-26102-7
20. CHI, Chieh-Tsung; YIN, Shih-An. Speed Measurement of a General DC Brushed Motor Based on Sensorless Method. *10th International Power and Energy Conference*. IEEE, 2012, S. 332–337. ISBN 978-1-4673-4584-2
21. CHIASSON, John. *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. Hoboken (New Jersey): Wiley-Interscience, 2005. IEEE Press Series on Power Engineering. ISBN 0-471-68449-X
22. CHOI, Jongwon. Robust Position-Sensorless Algorithm for DC Motor Using Ripple Current and Model-Based Method. *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia)*. IEEE, 2021, S. 2104–2109. ISBN 978-1-7281-6344-4
23. CONSOLI, A.; BOTTIGLIERI, G.; LETOR, R.; RUGGERI, R.; TESTA, A.; DE CARO, S.. Sensorless Position Control of DC Actuators for Automotive Applications. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference: 39th IAS Annual Meeting*. IEEE, 2004, S. 1217–1224. ISBN 0-7803-8486-5
24. DAHMEN, Wolfgang; REUSKEN, Arnold. *Numerik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. 2., korr. Aufl.. Berlin: Springer, 2008. ISBN 978-3-540-76492-2
25. DELPHI TECHNOLOGIES, INC.. *Voltage-sensitive oscillator frequency for rotor position detection scheme*. United States Patent US 7 352 145 B2. 1. April 2008
26. DIN 1311-1:2000-02, *Schwingungen und schwingungsfähige Systeme – Teil 1: Grundbegriffe, Einteilung*

27. DOPPELBAUER, M.. Neue Erkenntnisse über die Kommutierung von Gleichstrommaschinen aus Anwendung der Oberfeldtheorie. *Electrical Engineering*. Springer, 1997, Bd. 80, S. 41–50. [ISSN 0948-7921]
28. EL-MOS ELEKTRONIK IN MOS-TECHNOLOGIE GMBH. *Verfahren und Vorrichtung zur Ermittlung von relevanten relativen Extremwerten eines störbehafteten welligen Gleichstrommotor-Ankerstromsignals mit einer veränderlichen auf die Kommutierung zurückzuführenden Nutzfrequenz und mit davon verschiedenen Störfrequenzen*. Patentschrift DE 195 11 307 C1. 23. Jan. 1997
29. ELMOS SEMICONDUCTOR AG. *DC Motor 6 x Half Bridge with Sensorless Positioning: E910.72*. Rev. 2. Dortmund, 12. Mai 2016. Nr. 25DS0057E.02
30. ELMOS SEMICONDUCTOR AG. *Sensorless Position Control of DC-Motors, Ripple Counter IC: E910.40*. Rev. 2. Dortmund, 18. Mai 2006. Nr. 03AN0401E.01
31. ERTL, Daniel; WEBER, Luke. A Method for Real-Time Sensorless Speed Control of Brushed DC Motors in Cost Constrained Systems. *2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (IEEE GPECOM2020)*. IEEE, 2020, S. 152–157. ISBN 978-1-7281-6264-5
32. FORMENTIN, Simone; RALLO, Gianmarco; SAVARESI, Sergio M.. Data-driven clamping force control for an Electric Parking Brake without speed measurement. *2018 IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE, 2018, S. 5128–5133. ISBN 978-1-5386-1395-5
33. FRÄGER, Carsten; AMRHEIN, Wolfgang (Hrsg.). *Handbuch Elektrische Kleinantriebe: Band 1: Kleinmotoren, Leistungselektronik*. 5. Aufl.. Berlin: De Gruyter Oldenbourg, 2020. ISBN 978-3-11-056532-4
34. FUEST, Klaus; DÖRING, Peter. *Elektrische Maschinen und Antriebe: Lehr- und Arbeitsbuch*. 6., verb. und erg. Aufl.. Wiesbaden: Vieweg, 2004. ISBN 978-3-528-54076-0
35. GASCH, Robert; NORDMANN, Rainer; PFÜTZNER, Herbert. *Rotordynamik*. 2., vollst. neu bearb. und erw. Aufl., korr. Nachdruck. Berlin: Springer, 2006. ISBN 3-540-41240-9
36. GEVATTER, Hans-Jürgen; GRÜNHaupt, Ulrich (Hrsg.). *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik im Automobil: Fahrzeugelektronik, Fahrzeugmechatronik*. 2., vollst. bearb. Aufl.. Berlin: Springer, 2006. ISBN 978-3-540-21205-8
37. GHOSH, Mousam; GHOSH, Suman; SAHA, Pradip Kumar; PANDA, Goutam Kumar. Sensorless speed estimation of permanent magnet DC brushed motor considering the effect of armature teeth-slots and commutation. *IET Power Electronics*. The Institution of Engineering and Technology, 2017, Bd. 10, Nr. 12, S. 1550–1555. ISSN 1755-4535
38. GHOSH, Mousam; SAHA, Pradip Kumar; PANDA, Goutam Kumar. Hybrid Computational Mechanical Sensorless Fuzzified Technique for Speed Estimation of Permanent Magnet Direct Current Brushed Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. IEEE, Juni 2018, Bd. 65, Nr. 6, S. 4565–4573. ISSN 0278-0046

39. GHOSH, Suman; GHOSH, Mousam; PANDA, Goutam Kumar; SAHA, Pradip Kumar. Mechanical Contact-Less Computational Speed Sensing Approach of PWM Operated PMDC Brushed Motor: A Slotting-Effect and Commutation Phenomenon Incorporated Semi-Analytical Dynamic Model-Based Approach. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*. IEEE, Jan. 2018, Bd. 65, Nr. 1, S. 81–85. ISSN 1549-7747
40. GIERAS, Jacek F. *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. 3. Aufl.. Boca Raton (Florida): CRC Press, 2010. ISBN 978-1-4200-6440-7
41. GLÖCKLER, Michael. *Simulation mechatronischer Systeme: Grundlagen und Beispiele für MATLAB® und Simulink®*. 2., überarb. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2018. ISBN 978-3-658-20702-1
42. GREWAL, Mohinder S.; ANDREWS, Angus P. *Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB®*. 4. Aufl.. Hoboken (New Jersey): Wiley, 2015. ISBN 978-1-118-85121-0
43. HAJIAGHAJANI, Masoud; TOLIYAT, Hamid A.; PANAHI, Issa M. S.. Advanced Fault Diagnosis of a DC Motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. IEEE, März 2004, Bd. 19, Nr. 1, S. 60–65. ISSN 0885-8969
44. HAKEN, Karl-Ludwig. *Grundlagen der Kraftfahrzeugtechnik*. 5., aktual. Aufl.. München: Hanser, 2018. ISBN 978-3-446-45412-5
45. HAMMERSCHMIDT, Christoph. Automobilen droht der Nerveninfarkt. *VDI nachrichten*. Düsseldorf: VDI Verlag, 1. Aug. 2014, Jg. 68, Nr. 31/32, S. 14. ISSN 0042-1758
46. HAVELOCK, David; KUWANO, Sonoko; VORLÄNDER, Michael (Hrsg.). *Handbook of Signal Processing in Acoustics: Volume 1*. New York: Springer, 2008. ISBN 978-0-387-77698-9
47. HAYKIN, Simon. *Adaptive Filter Theory*. 5. Aufl.. Harlow (England): Pearson, 2014. ISBN 978-0-273-76408-3
48. HEIDRICH, Tobias. *Kommutierungsberechnung bei permanentmagneterregten Kommutatormotoren kleiner Leistung*. Ilmenau: Universitätsbibliothek Ilmenau, 2012. urn:nbn:de:gbv:ilm1-2012000124. Diss., Technische Universität Ilmenau
49. HERING, Ekbert; MARTIN, Rolf; STOHRER, Martin. *Physik für Ingenieure*. 12. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2016. ISBN 978-3-662-49354-0
50. HESS, Wolfgang. *Pitch Determination of Speech Signals: Algorithms and Devices*. Berlin: Springer, 1983. ISBN 978-3-642-81928-5
51. HEYNS, T.; HEYNS, P. S.; ZIMROZ, R. Combining discrepancy analysis with sensorless signal resampling for condition monitoring of rotating machines under fluctuating operations. *The International Journal of Condition Monitoring*. The British Institute of Non-Destructive Testing, Dez. 2012, Bd. 2, Nr. 2, S. 52–58. ISSN 2047-6426
52. HILAIRET, M.; AUGER, F.. Speed sensorless control of a DC-motor via adaptive filters. *IET Electric Power Applications*. The Institution of Engineering and Technology, Juli 2007, Bd. 1, Nr. 4, S. 601–610. [ISSN 1751-8660]

53. HKR CLIMATEC GMBH. *Verfahren und Vorrichtung zur Messung der Drehzahl eines Gleichstrom-Kommutatormotors*. Offenlegungsschrift DE 199 15 875 A1. 23. Nov. 2000
54. HOFFMANN, Josef; QUINT, Franz. *Simulation technischer linearer und nichtlinearer Systeme mit MATLAB®/Simulink®*. München: De Gruyter Oldenbourg, 2014. ISBN 978-3-11-034382-3
55. HOFFMANN, Rüdiger; WOLFF, Matthias. *Intelligente Signalverarbeitung 1: Signalanalyse*. 2. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2014. ISBN 978-3-662-45322-3
56. HOFFMANN, Rüdiger; WOLFF, Matthias. *Intelligente Signalverarbeitung 2: Signalerkennung*. 2. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2015. ISBN 978-3-662-46725-1
57. IDEADVANCE LTD. *DCM-MotionTechnology: electronic encoding for brushed DC motors*. März 2010. Nr. WP-01/10
58. IDEADVANCE LTD. *Sensor-less Rotation Counting in Brush Commutated DC motors*. Rev. 15032011. 2011. Nr. WP-02/10
59. IEEE STD 754™-2019, *IEEE Standard for Floating-Point Arithmetic*
60. ISERMANN, Rolf. *Mechatronische Systeme: Grundlagen*. 2. vollst. neu bearb. Aufl.. Berlin: Springer, 2008. ISBN 978-3-540-32336-5
61. ISO/IEC/IEEE 24765:2017-09, *Systems and software engineering – Vocabulary*
62. JAHNEN, Fabian. *Machbarkeitsstudie zur Regelung des Lüftspiels an einer Schwimmsattel-EPB*. Koblenz, 2019. Masterthesis, Hochschule Koblenz
63. JANG, Minseok; LEE, Young O.; LEE, Wongoo; LEE, Chong W.; CHUNG, Chung C.; SON, Youngsub. Novel Clamping Force Control for Electric Parking Brake Systems. *Proceedings of the 7th Asian Control Conference*. ACA [Asian Control Association], 2009, S. 1588–1593. ISBN 978-89-956056-9-1
64. KALLENBACH, Eberhard; EICK, Rüdiger; STRÖHLA, Tom; FEINDT, Karsten; KALLENBACH, Matthias; RADLER, Oliver. *Elektromagnete: Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendung*. 5. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2017. ISBN 978-3-658-14787-7
65. KAMMEYER, Karl-Dirk; KROSCHER, Kristian. *Digitale Signalverarbeitung: Filterung und Spektralanalyse mit MATLAB®-Übungen*. 8., korr. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2012. ISBN 978-3-8348-1644-3
66. KESSELGRUBER, Dirk. *Zur analytischen Modellbildung und schätzerbasierten Überwachung von PKW-Bremsbetriebsparametern*. Aachen: Shaker, 2001. Berichte aus der Fahrzeugtechnik. ISBN 3-8265-8965-3. Diss., Gerhard-Mercator-Universität Gesamthochschule Duisburg
67. KHOO, Brendan; MARIAPPAN, Muralindran; SAAD, Ismail. A Sensorless Speed Estimation for Brushed DC Motor at Start-up. *International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology*. Juni 2016, Bd. 3, Nr. 6, S. 73–79. ISSN 2348-7968

68. KNEŽEVIĆ, Jovan M.. Low-Cost Low-Resolution Sensorless Positioning of DC Motor Drives for Vehicle Auxiliary Applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. IEEE, Nov. 2013, Bd. 62, Nr. 9, S. 4328–4335. ISSN 0018-9545
69. LEE, C. W.; CHUNG, H. B.; LEE, Y. O.; CHUNG, C. C.; SON, Y. S.; YOON, P.. Fault detection method for electric parking brake (EPB) systems with sensorless estimation using current ripples. *International Journal of Automotive Technology*. KSAE [The Korean Society of Automotive Engineers], 2010, Bd. 11, Nr. 3, S. 387–394. ISSN 1229-9138
70. LEE, Young Ok; SON, Young Seop; CHUNG, Chung Choo. Clamping Force Control for an Electric Parking Brake System: Switched System Approach. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. IEEE, Sep. 2013, Bd. 62, Nr. 7, S. 2937–2948. ISSN 0018-9545
71. LEONHARD, Werner. *Control of Electrical Drives*. 2., kompl. überarb. und erw. Aufl.. Berlin: Springer, 1996. ISBN 978-3-642-97648-3
72. LEOPOLD KOSTAL GMBH & CO. KG. *Verfahren zum Bestimmen der Frequenz der im Ankerstromsignal eines kommutierten Gleichstrommotors enthaltenen Stromrippel*. Europäische Patentschrift EP 1 390 764 B1. 27. Februar 2008
73. LEOPOLD KOSTAL GMBH & CO. KG. *Verfahren zum Korrigieren einer Drehstellungsbestimmung einer Antriebswelle eines kommutierten Gleichstrommotors*. Europäische Patentschrift EP 1 390 763 B1. 13. Februar 2008
74. LETOR, R.; TESTA, A.; DE CARO, S.. Estimation of the shaft position on low-cost DC actuators. *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, 2010, S. 440–445. ISBN 978-1-4244-6392-3
75. LIEBL, Johannes; LEDERER, Matthias; ROHDE-BRANDENBURGER, Klaus; BIERMANN, Jan-Welm; ROTH, Martin; SCHÄFER, Heinz. *Energiemanagement im Kraftfahrzeug: Optimierung von CO₂-Emissionen und Verbrauch konventioneller und elektrifizierter Automobile*. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014. ATZ/MTZ-Fachbuch. ISBN 978-3-658-04450-3
76. LIN, D.; ZHOU, P.; FU, W. N.; IONESCU, B.; CENDES, Z. J.. A Flexible Approach for Brush-Commutation Machine Simulation. *IEEE Transactions on Magnetics*. IEEE, Juni 2008, Bd. 44, Nr. 6, S. 1542–1545. ISSN 0018-9464
77. LU, Siliang; QIN, Yi; HANG, Jun; ZHANG, Baohua; WANG, Qunjing. Adaptively Estimating Rotation Speed From DC Motor Current Ripple for Order Tracking and Fault Diagnosis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. IEEE, März 2019, Bd. 68, Nr. 3, S. 741–753. ISSN 0018-9456
78. LU, Siliang; YAN, Ruqiang; LIU, Yongbin; WANG, Qunjing. Tacholeless Speed Estimation in Order Tracking: A Review With Application to Rotating Machine Fault Diagnosis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. IEEE, Juli 2019, Bd. 68, Nr. 7, S. 2315–2332. ISSN 0018-9456
79. LUNZE, Jan. *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. 12., überarb. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2020. ISBN 978-3-662-60745-9

80. MANDAL, Mrinal; ASIF, Amir. *Continuous and Discrete Time Signals and Systems*. Cambridge: Cambridge University Press, 2007. ISBN 978-0-521-85455-9
81. MASCO CORPORATION. *Brushed motor position control based upon back current detection*. United States Patent Application Publication US 2006/0261763 A1. 23. Nov. 2006
82. MAUSBACH, Lucas Baraldi; BEHRENS, Frank Herman. Medição indireta de velocidade de motores elétricos de corrente contínua com escova. *Brazilian Technology Symposium*. 2017. ISSN 2447-8326
83. MEYER, Martin. *Signalverarbeitung: Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*. 7., verb. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014. ISBN 978-3-658-02611-0
84. MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *Sensorless Position Control of Brushed DC Motor Using Ripple Counting Technique: AN3049*. Chandler (Arizona), 2019. Nr. DS00003049A
85. MÜHL, Thomas. *Elektrische Messtechnik: Grundlagen, Messverfahren, Anwendungen*. 6. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2020. ISBN 978-3-658-29115-0
86. MÜLLER, Germar; PONICK, Bernd. *Grundlagen elektrischer Maschinen*. 9., völlig neu bearb. Aufl.. Weinheim: Wiley-VCH, 2006. ISBN 978-3-527-40524-4
87. MÜLLER, Germar; VOGT, Karl; PONICK, Bernd. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearb. Aufl.. Weinheim: Wiley-VCH, 2008. ISBN 978-3-527-40525-1
88. NEMEC, Dušan; JANOTA, Aleš; HRUBOŠ, Marián; ŠIMÁK, Vojtech. Design of an electronic odometer for DC motors. *Transportation Research Procedia*. Elsevier, 2019, Bd. 40, S. 405–412. ISSN 2352-1465
89. NOLL, A. Michael. Pitch Determination of Human Speech by the Harmonic Product Spectrum, the Harmonic Sum Spectrum, and a Maximum Likelihood Estimate. In: FOX, Jerome (Hrsg.). *Proceedings of the Symposium on Computer Processing in Communications*. New York: Polytechnic Press of the Polytechnic Institute of Brooklyn, 1970, S. 779–797. Microwave Research Institute Symposia Series, Bd. XIX. LCCN 77-122632
90. PACAS, Mario. Sensorless Drives in Industrial Applications: Advanced Control Schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*. IEEE, Juni 2011, Bd. 5, Nr. 2, S. 16–23. ISSN 1932-4529
91. PAPULA, Lothar. *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2: Ein Lehr- und Arbeitsbuch für das Grundstudium*. 14., überarb. und erw. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015. ISBN 978-3-658-07789-1
92. PISCHINGER, Stefan; SEIFFERT, Ulrich (Hrsg.). *Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik*. 9., erw. und erg. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2021. ATZ/MTZ-Fachbuch. ISBN 978-3-658-25556-5
93. RADCLIFFE, Pj; KUMAR, Dinesh. Sensorless speed measurement for brushed DC motors. *IET Power Electronics*. The Institution of Engineering and Technology, 2015, Bd. 8, Nr. 11, S. 2223–2228. ISSN 1755-4535

94. RAFFONE, E.. An Electric Parking Brake Motor-On-Caliper actuator model for robust drive away control design. *IFAC PapersOnLine*. Elsevier, 2017, Bd. 50, Nr. 1, S. 980–986. ISSN 2405-8963
95. RAJARAM, S.; MURUGESAN, S. A New Method for Speed Measurement/Control of DC Motors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. IEEE, März 1978, Bd. 27, Nr. 1, S. 99–102. ISSN 0018-9456
96. RAMLI, Roshahliza M.; MIKAMI, Naoki; TAKAHASHI, Hisashi. Adaptive filters for rotational speed estimation of a sensorless DC motor with brushes. *10th International Conference on Information Sciences, Signal Processing and their Applications (ISSPA 2010)*. IEEE, 2010, S. 562–565. ISBN 978-1-4244-7167-6
97. REIF, Konrad (Hrsg.). *Bremsen und Bremsregelsysteme*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2010. Bosch Fachinformation Automobil. ISBN 978-3-8348-1311-4
98. RIEFENSTAHL, Ulrich. *Elektrische Antriebstechnik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien, 2000. Leitfaden der Elektrotechnik. ISBN 978-3-663-09901-7
99. ROBERT BOSCH GMBH. *Verfahren und Einrichtung zur Drehzahlmessung eines mechanisch kommutierten Gleichstrommotors*. Europäische Patentschrift EP 0 689 054 B1. 6. Okt. 1999
100. ROSSING, Thomas D. (Hrsg.). *Springer Handbook of Acoustics*. 2. Aufl.. Berlin: Springer, 2014. ISBN 978-1-4939-0754-0
101. SAITO, Yuki. *Encoderless Angle Estimation Methods for Rotary Electric Actuator*. [Tokio], 2018. Diss., Keio University
102. SAUERBIER, Thomas. *Theorie und Praxis von Simulationssystemen: Eine Einführung für Ingenieure und Informatiker*. Braunschweig: Vieweg, 1999. ISBN 978-3-528-03866-3
103. SAURAV, Kumar; POTLURI, Ramprasad. Sensorless Speed Control of a Permanent Magnet DC Motor by Compensating the Plant Nonlinearities. *2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2013)*. IEEE, 2013, S. 1184–1187. ISBN 978-1-4673-5194-2
104. SCHRAMM, Dieter; HESSE, Benjamin; MAAS, Niko; UNTERREINER, Michael. *Fahrzeugtechnik: Technische Grundlagen aktueller und zukünftiger Kraftfahrzeuge*. Berlin: De Gruyter Oldenbourg, 2017. ISBN 978-3-486-85514-2
105. SCHRÖDER, Dierk. *Elektrische Antriebe – Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. 6., wesent. überarb. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2017. ISBN 978-3-662-55447-0
106. SCHRÖDER, Dierk. *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. 4. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2015. ISBN 978-3-642-30095-0
107. SCHRÖDER, R.; OBERRETL, K.. Neues Verfahren zur Berechnung der Kommutierung von Gleichstrommaschinen unter Berücksichtigung der Bürstenübergangswiderstände. *Archiv für Elektrotechnik*. Springer, 1990, Bd. 73, S. 69–79. [ISSN 0948-7921]

108. SCHROEDER, M. R.. Period Histogram and Product Spectrum: New Methods for Fundamental-Frequency Measurement. *The Journal of the Acoustical Society of America*. Acoustical Society of America, 1968, Bd. 43, Nr. 4, S. 829–834. [ISSN 0001-4966]
109. SCHWAB, Adolf J.; KÜRNER, Wolfgang. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. 6., bearb. und erg. Aufl.. Heidelberg: Springer, 2011. ISBN 978-3-642-16609-9
110. SCHWARZ, Ralf; ISERMANN, Rolf; BÖHM, Jürgen; NELL, Joachim; RIETH, Peter. Clamping Force Estimation for a Brake-by-Wire Actuator. *SAE technical paper series*. Society of Automotive Engineers, 1999, Nr. 1999-01-0482. [ISSN 0148-7191]
111. SHEN, Hanxin; LEI, Qiao; CHEN, Wenxiang. Modeling and simulation for micro DC motor based on simulink. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. IOP Publishing, 2017, Bd. 242, Nr. 012079. [ISSN 1757-899X]
112. SHILIN, A.; PETRUSHKIN, A.; BUKREEV, V. Method for Measuring Motor Speed Obtained from the Spectral Characteristics of Current Consumption Form. *2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*. IEEE, 2018. ISBN 978-1-5386-4307-5
113. SONG, Haijun; SHI, Wei; HUANG, Chuanjin; LEI, Gang. Research on a New Method of Indirect Velocity Measurement for DC Motors. *Sensors & Transducers*. International Frequency Sensor Association, Nov. 2013, Bd. 158, Nr. 11, S. 262–267. [ISSN 1726-5479]
114. STIEBLER, M.. Ein Verfahren zur Berechnung der Kommutierungsströme und Bürstenspannungen von Gleichstrommaschinen. *Archiv für Elektrotechnik*. Springer, 1983, Bd. 66, S. 309–316. [ISSN 0948-7921]
115. STÖLTING, Hans-Dieter; KALLENBACH, Eberhard; AMRHEIN, Wolfgang (Hrsg.). *Handbook of Fractional-Horsepower Drives*. Berlin: Springer, 2008. ISBN 978-3-540-73128-3
116. TEMIC TELEFUNKEN MICROELECTRONIC GMBH. *Verfahren zum Ermitteln der Drehzahl bei mechanisch kommutierten Gleichstrommotoren*. Patentschrift 197 29 238 C1. 27. Aug. 1998
117. TESTA, Antonio; DE CARO, Salvatore; SCIMONE, Tommaso; LETOR, Romeo. Pulse Counting Sensorless Detection of the Shaft Speed and Position of DC Motor Based Electromechanical Actuators. *Journal of Power Electronics*. KIPE [The Korean Institute of Power Electronics], Sept. 2014, Bd. 14, Nr. 5, S. 957–966. ISSN 1598-2092
118. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *Automotive Brushed-Motor Ripple Counter Reference Design for Sensorless Position Measurement: TI Designs: TIDA-01421*. Dallas (Texas), Juli 2017. Nr. TIDUD30
119. THE CHERRY CORPORATION. *Intelligent commutation pulse detection system to control electric d.c. motors used with automobile accessories*. United States Patent 5 497 326. 5. März 1996

120. THÖNNISSEN, Jochen; ROLLWAGE, Mathias; GOBERNATZ, Michael. Drehzahlmessung mit Hilfe der Cepstrumanalyse. *Bosch Technische Berichte: Technisch-wissenschaftliche Mitteilungen aus Forschung, Entwicklung und Fertigung der Bosch-Gruppe*. Robert Bosch GmbH, 1994, Nr. 56, S. 27–29. ISSN 0006-789X
121. TOLIYAT, Hamid A.; KLIMAN, Gerald B. (Hrsg.). *Handbook of Electric Motors*. 2. Aufl. Boca Raton (Florida): CRC Press, 2004. Electrical and Computer Engineering. ISBN 978-0-8247-4105-1
122. TRW KFZ AUSTRÜSTUNG GMBH. *Elektrische Park Bremse: Allgemeine Anleitung zum Erneuern von Bauteilen der Elektrischen Parkbremse der Firma TRW*. Neuwied (Rheinland-Pfalz), [kein Datum]. Nr. XZM200ADE
123. VAUQUELIN, Aurélien; VILAIN, Jean-Paul; VIVIER, Stéphane; LABBE, Nicolas; DUPEUX, Benoit. A New Modelling Of DC Machines Taking Into Account Commutation Effects. *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*. IEEE, 2008, Nr. 1231. ISBN 978-1-4244-1736-0
124. VÁZQUEZ SÁNCHEZ, Ernesto. *Contribución en el ámbito de la tecnología sensorless para la detección de velocidad y posición en motores dc monitorizando únicamente la corriente: mejora en la precisión, minimización del coste computacional y aplicabilidad a motores de alta potencia*. Valladolid, [2012]. Diss., Universidad de Valladolid
125. VÁZQUEZ SÁNCHEZ, Ernesto; GÓMEZ GIL, Jaime; RODRÍGUEZ ÁLVAREZ, Miguel. Accuracy Improvement Evaluation in Sensorless Dc Motor Speed Estimation by Combining the Dynamic Motor Model and the Ripple Component Detection. In: ISKANDER, Magued; KAPILA, Vikram; KARIM, Mohammad A. (Hrsg.). *Technological Developments in Education and Automation*. Dordrecht: Springer, 2010, S. 183–188. ISBN 978-90-481-3655-1
126. VÁZQUEZ-SÁNCHEZ, E.; GÓMEZ-GIL, J.; RODRÍGUEZ-ÁLVAREZ, M.. Analysis of three methods for sensorless speed detection in DC motors. *POWERENG2009 2nd International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives Proceedings*. IEEE, 2009, S. 117–122. ISBN 978-1-4244-2291-3
127. VÁZQUEZ-SÁNCHEZ, Ernesto; GÓMEZ-GIL, Jaime; GAMAZO-REAL, José Carlos; DÍEZ-HIGUERA, José Fernando. A New Method for Sensorless Estimation of the Speed and Position in Brushed DC Motors Using Support Vector Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. IEEE, März 2012, Bd. 59, Nr. 3, S. 1397–1408. ISSN 0278-0046
128. VAZQUEZ-SANCHEZ, Ernesto; SOTTILE, Joseph; GOMEZ-GIL, Jaime. A Novel Method for Sensorless Speed Detection of Brushed DC Motors. *Applied Sciences*. MDPI, Jan. 2017, Bd. 7, Nr. 1. ISSN 2076-3417
129. VERBAND DER AUTOMOBILINDUSTRIE. *Empfehlung zur Integration von Ansteuerungen elektrischer Parkbremsen in ESC-Steuergeräte*. Version 3. Berlin, [Juni 2018]. Nr. 305-100

130. VIDLAK, Michal; GOREL, Lukas; VAVRUS, Vladimir; MAKYS, Pavol. Sensorless speed control of brushed DC machine. *2021 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE)*. IEEE, 2021, S. 169–176. ISBN 978-1-6654-3235-1
131. VINARICKY, Eduard (Hrsg.). *Elektrische Kontakte, Werkstoffe und Anwendungen: Grundlagen, Technologien, Prüfverfahren*. 3. Aufl.. Berlin: Springer Vieweg, 2016. ISBN 978-3-642-45426-4
132. WALDI, Roland. *Statistische Datenanalyse: Grundlagen und Methoden für Physiker*. 2. Aufl.. Berlin: Springer Spektrum, 2019. ISBN 978-3-662-60644-5
133. WINNER, Hermann; HAKULI, Stephan; LOTZ, Felix; SINGER, Christina (Hrsg.). *Handbuch Fahrerassistenzsysteme: Grundlagen, Komponenten und Systeme für aktive Sicherheit und Komfort*. 3., überarb. und erg. Aufl.. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015. ATZ/MTZ-Fachbuch. ISBN 978-3-658-05733-6
134. WOLZ, Christoph. *Ein schnelles und genaues Simulationsmodell für permanentmagnet-erregte Kommutatormotoren kleiner Leistung mit Zahnspulen unter Berücksichtigung nichtlinearer Eigenschaften*. Berlin: Universitätsverlag der TU Berlin, 2017. Elektrische Energietechnik an der TU Berlin, Bd. 3. ISBN 978-3-7983-2935-5. Diss., Technische Universität Berlin
135. YUAN, Baoguo; HU, Zhihua; ZHOU, Zhengxin. Expression of Sensorless Speed Estimation in Direct Current Motor with Simplex Lap Winding. *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*. IEEE, 2007, S. 816–821. ISBN 1-4244-0828-8
136. ZF FRIEDRICHSHAFEN AG. *Handbremse ade: ZF schafft mit erster elektrischer Vorderachs-Parkbremse Platz im Kleinwagen-Cockpit*. Friedrichshafen, 12. März 2020. Verfügbar unter: https://press.zf.com/press/de/releases/release_15683.html. Presseinformation
137. ZHANG, Qi; WEN, Bin; HE, Yongling. Rotational speed monitoring of brushed DC motor via current signal. *Measurement*. Elsevier, 2021, Bd. 184. ISSN 0263-2241

Eigene Veröffentlichungen

138. HOSSFELD, Alexander; HIESTER, Felix; KONIGORSKI, Ulrich. Analysis of DC Motor Current Waveforms Affecting the Accuracy of “Sensorless” Angle Measurement. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. IEEE, 2021, Bd. 70. ISSN 1557-9662
139. HOSSFELD, Alexander; KONIGORSKI, Ulrich. A Method for Disturbance-Tolerant “Sensorless” Angle Measurement of DC Motors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. IEEE, 2022, Bd. 71. ISSN 1557-9662
140. HOSSFELD, Alexander; MICHELS, Erwin; BRIESE, Hermann; KONIGORSKI, Ulrich. Functional Enhancement of an Electric Parking Brake by “Sensorless” Motor Angle Measurement. In: PFEFFER, Peter (Hrsg.). *12th International Munich Chassis Symposium 2021: chassis.tech plus*. Berlin: Springer Vieweg, 2022, S. 693–707. Proceedings. ISBN 978-3-662-64549-9