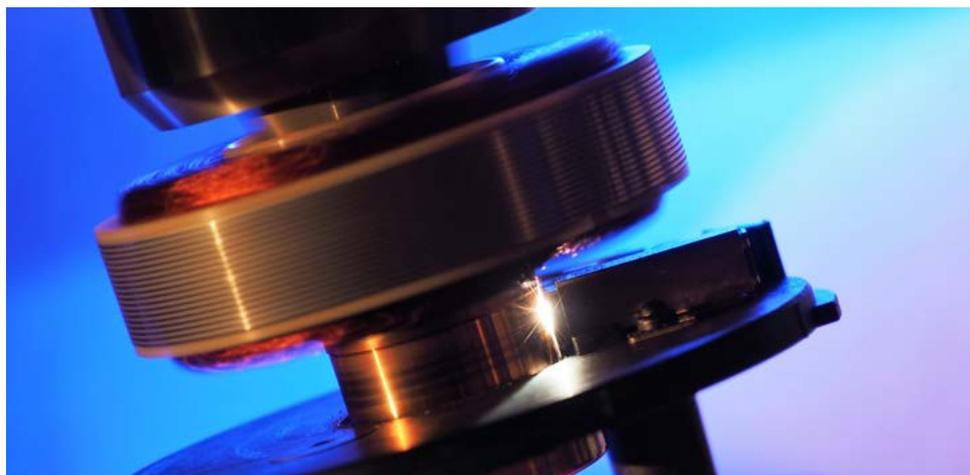


Christoph Wolz

## Ein Simulationsmodell für Kommutatormotoren kleiner Leistung





Christoph Wolz

**Ein schnelles und genaues Simulationsmodell für  
permanentmagneterregte Kommutatormotoren kleiner Leistung  
mit Zahnspulen unter Berücksichtigung nichtlinearer Eigenschaften**

Die Schriftenreihe *Elektrische Energietechnik an der TU Berlin*  
wird herausgegeben von:  
Prof. Dr. Sibylle Dieckerhoff,  
Prof. Dr. Julia Kowal,  
Prof. Dr. Ronald Plath,  
Prof. Dr. Uwe Schäfer

Christoph Wolz

**Ein schnelles und genaues Simulationsmodell für  
permanentmagneterregte Kommutatormotoren kleiner  
Leistung mit Zahnspulen unter Berücksichtigung  
nichtlinearer Eigenschaften**

## **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

## **Universitätsverlag der TU Berlin, 2017**

<http://verlag.tu-berlin.de>

Fasanenstr. 88, 10623 Berlin

Tel.: +49 (0)30 314 76131 / Fax: -76133

E-Mail: [publikationen@ub.tu-berlin.de](mailto:publikationen@ub.tu-berlin.de)

Zugl.: Berlin, Techn. Univ., Diss., 2017

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Gerhard Huth

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Kempkes

Die Arbeit wurde am 10. Februar 2017 an der Fakultät IV unter Vorsitz von Prof. Dr.-Ing. Clemens Gühmann erfolgreich verteidigt.

Diese Veröffentlichung – ausgenommen Zitate und Abbildungen – ist unter der CC-Lizenz CC BY 4.0 lizenziert.

Lizenzvertrag: Creative Commons Namensnennung 4.0

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

Umschlagfoto:

Christoph Wolz, 2017

CC BY 4.0 | <http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>

Druck: Meta Systems Publishing & Printservices GmbH, Wustermark  
Satz/Layout: Christoph Wolz

**ISBN 978-3-7983-2934-8 (print)**

**ISBN 978-3-7983-2935-5 (online)**

**ISSN 2367-3761 (print)**

**ISSN 2367-377X (online)**

Zugleich online veröffentlicht auf dem institutionellen Repositorium der Technischen Universität Berlin:

DOI 10.14279/depositonce-5911

<http://dx.doi.org/10.14279/depositonce-5911>

# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Technologie-Transfer-Zentrum Elektromobilität der Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt. Je zur Hälfte wurde die Forschungsarbeit von der Firma Brose GmbH und Co. Kommanditgesellschaft Würzburg und dem Freistaat Bayern finanziert.

Besonders danken möchte ich den Herren Prof. Dr.-Ing. Joachim Kempkes, Prof. Dr.-Ing. Ansgar Ackva und Prof. Dr. rer. nat. Jürgen Hartmann für die hervorragenden Rahmenbedingungen, die kontinuierliche Begleitung und die inspirierenden Diskussionen. Sie haben es mir ermöglicht, auf dem oft unterschätzten Gebiet der permanentmagneterregten Gleichstrommotoren zu forschen sowie Erfahrungen im Betreuen studentischer Arbeiten und im Organisieren von Projekten zu sammeln. Für das mir entgegengebrachte Vertrauen, selbstständig und frei an dem Thema forschen und die Ergebnisse auf internationalen Konferenzen präsentieren zu dürfen, möchte ich mich ganz herzlich bedanken. Auf dem wissenschaftlichen Kolloquium für elektrische Energietechnik und Elektromobilität WiKE<sup>3</sup> sowohl das eigene Thema regelmäßig vor einem Fachpublikum aus Professoren und Doktoranden der nordbayerischen Hochschulen zu präsentieren und intensiv zur Diskussion zu stellen als auch andere Vorträge zu diesem breiten Themenbereich zu hören, war mir eine große Bereicherung und gab mir ein wichtiges Feedback.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer danke ich vielmals für die universitäre Betreuung, das Vertrauen in mein Promotionsvorhaben und die aufschlussreichen Anregungen, die ich immer als großen Gewinn empfunden habe. Großen Dank auch an Herrn Prof. Dr.-Ing. Gerhard Huth für das entgegengebrachte Interesse und die Übernahme des Zweitgutachtens.

Bedanken möchte ich mich bei den Herren Dr. Christian Böttger, Dr. Tobias Heidrich und Dr. Matthias Willig für den wissenschaftlichen Austausch und die fachliche Auseinandersetzung mit meiner Arbeit.

Weiterhin bedanke ich mich bei den Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern der Firma Brose, die ich z. T. bereits seit meiner Zeit als Auszubildender kenne, für die anregenden Arbeitskreistreffen sowie für das mir entgegengebrachte Engagement, v. a. bei Prüflingspräparationen, CAD-Konstruktionen und Dauerversuchsmessungen. Namentlich nennen möchte ich in alphabetischer Reihenfolge die Herren

Dr. Jacek Junak, Christian Klingler, Matthias Koch, Fabian Mahr, Peter Pszola, Manfred Schenk und Frau Dr. Ioana Vintiloiu.

Meinen herzlichen Dank möchte ich meinen Kolleginnen und Kollegen aussprechen für die konstruktiven und unverzichtbaren Gespräche, die stetige Hilfsbereitschaft, das ausgezeichnete Arbeitsklima und die schöne Zeit miteinander! Namentlich genannt seien die Frauen Sabine Keß und Rebekka Wilhelm sowie die Herren Bernd Dreßel, Julian Endres, Maximilian Greger, Heinrich Kirchner, Wolfgang Kübert, Sebastian Moros, Felix Oberdorf, Johannes Reß, Alexander Spiegel, Maximilian Schmitt, Dr. Harald Wießmann sowie Christian Weber und Benjamin Wüchner, denen ich besonders danken möchte für das sowohl professionelle als auch freundschaftliche Arbeiten in unserem Büro.

Gedenken möchte ich meinem lieben Vater Edwin, der diese Arbeit leider nicht mehr in seinen Händen halten kann. Gerne hätte ich ihm ebenso wie meiner Mutter Gertrud damit Freude und Stolz bereitet. Zu guter Letzt bedanke ich mich bei meiner Familie, meinen beiden Söhnen Simon und Jacob und ganz besonders bei meiner Frau Sabine für die mentale Unterstützung, aber auch für das Durchhaltevermögen in dieser Zeit. Ihnen ist diese Arbeit gewidmet.

Würzburg, den 20. Juli 2016

Christoph Wolz

## Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit präsentiert ein virtuelles Motormodell (kurz: VRAM – virtual rapid analysis model) für permanentmagneterregte Gleichstrommotoren nach einer Reduced-Order-Model-Methode, d. h. die Komplexität einer FEM-Berechnung wird signifikant herabgesetzt. Mit einer neu entwickelten Berechnungsmethode (kurz: RCM – rapid calculation method) wird mit Hilfe von Lookup-Tabellen die Überlagerung der magnetischen Durchflutungsquellen quasi-analytisch unter Berücksichtigung magnetischer Sättigung berechnet. Dynamische Spulen- (Strom, Spannung, Flussverkettung) und Motorwerte (Strom, Spannung, Drehzahl und Drehmoment) werden im VRAM schnell und in hoher Genauigkeit bis hin zu Bürstenfeuer simuliert. Die nichtlinearen Werte für Flussverkettung und Drehmoment sind praktisch identisch mit denen aus 3D-FEM-Berechnungen und bestätigen die Genauigkeit. Das VRAM kann für die Optimierung von Parametern, welche nicht direkt den Magnetkreis beeinflussen, verwendet werden. Berechnete Motorkennlinien spiegeln das nichtlineare Verhalten des Magnetkreises sehr deutlich wieder. Außerdem lassen sich Regelalgorithmen am virtuellen Motor testen. Die dem VRAM zugrunde liegende schnelle Rechenzeit gegenüber konventionellen Methoden stellt hierdurch eine kostengünstige Alternative zu etablierten Simulationsprogrammen dar.



## **Abstract**

This thesis presents a virtual rapid analysis model (VRAM) replacing the conventional reduced order systems model for physical value calculation of permanent magnet DC brush motors. The newly developed rapid calculation method (RCM) computes the superposition of magnetomotive forces with the aid of look-up tables while taking into account magnetic circuit saturation. Dynamic coil (current, voltage, flux linkage) and motor values (current, voltage, speed and torque) are calculated quickly and with high accuracy (including brush arcing) by the VRAM. Nonlinear flux linkage and torque values are almost identical to validated 3D finite element analysis, therefore verifying the model's accuracy. The VRAM can be used to optimize nonmagnetic parameters, determine torque curves or develop control algorithms. The VRAM's relative calculation speed versus conventional methods is an inexpensive alternative for research and development.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Inhaltsverzeichnis .....</b>	<b>XI</b>
<b>Symbol- und Abkürzungsverzeichnis.....</b>	<b>XIII</b>
Allgemeine Nomenklatur.....	XIII
Häufig verwendete Indizes .....	XIV
Symbole .....	XIV
Abkürzungen .....	XVIII
Analysierte Motoren .....	XX
<b>1 Überblick .....</b>	<b>1</b>
1.1 Untersuchte Motorkategorie.....	2
1.2 Stand der Technik .....	3
1.3 Motivation zur Wahl des Themas.....	10
1.4 Aufbau der Arbeit .....	11
<b>2 Virtuelles Motormodell.....</b>	<b>13</b>
2.1 Grundwellenbetrachtung der Gleichstrommaschine.....	13
2.2 Workflow .....	17
2.3 Struktur .....	18
<b>3 Prüfstand .....</b>	<b>23</b>
3.1 Messung der Motorgrößen am Serienprüfling.....	23
3.2 Messung der Spulengrößen am modifizierten Prüfling .....	24
3.3 Messung der Lamellenpotentiale am Serienprüfling .....	28

<b>4</b>	<b>Beschreibung, Modellierung und Analyse des Motors .....</b>	<b>31</b>
4.1	Nut-Polpaar-Kombination .....	31
4.2	Magnetkreis .....	36
4.3	Wickelschema .....	55
4.4	Kommutierung .....	68
4.5	Schleifkontakt .....	83
4.6	Drehmoment .....	111
4.7	Bürstenfeuer .....	119
4.8	Motorauslegung .....	133
<b>5</b>	<b>Anwendungsgebiete des Motormodells.....</b>	<b>137</b>
5.1	Verifikation des VRAMs.....	137
5.2	Rapid Prototyping.....	139
5.3	Simulation der Motorkennlinie.....	143
5.4	Ansteuerung .....	145
5.5	Diagnostik .....	148
<b>6</b>	<b>Fazit .....</b>	<b>155</b>
6.1	Zusammenfassung .....	155
6.2	Ausblick .....	157
<b>A</b>	<b>Anhang .....</b>	<b>159</b>
A.1	Daten des Motorprüfstands.....	159
A.2	Weitere Wickelschemata .....	160
A.3	Drehmomentmessung.....	162
	<b>Publikationsliste .....</b>	<b>169</b>
	<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>171</b>

# Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

## Allgemeine Nomenklatur

$V$	physikalische Größe mit Einheit (Großbuchstaben), $V \in \{U, I, \Psi, T, \dots\}$ , z. B. $I$ (A)
$v(t)$	zeitvariante physikalische Größe mit Einheit (Kleinbuchstaben), $v \in \{u, i, \psi, \tau, \dots\}$ . Der Übersicht halber wird die Zeitabhängigkeit in Klammern in dieser Arbeit i. d. R. weggelassen.
$\vec{V}$	gerichtete Feldgröße
$v_{\text{rad}}, v_{\text{tan}}$	Radial-, Tangentialkomponente
$v_{\text{d}}, v_{\text{q}}$	Komponenten der komplexen Größen einer dreiphasigen Motorwicklung im rotierenden d/q-Koordinatensystem
$v^n, v^\nu$	phys. Größe der betrachteten $n$ -ten und gekoppelten $\nu$ -ten Spule $\nu \neq n$
$\mathbf{v}$	Vektor aller Spulengrößen $\mathbf{v} = [v^1 \dots i^n \dots i^W]$
$v_{1\text{D}}$	Größe mit einer Abhängigkeit aus einer 1D-Lookup-Tabelle (1D-LUT)
$v_{1\text{D},\text{Eigen}}$	Größe $v_{1\text{D}}$ ohne Berücksichtigung von Spulenkopplungen
$v_{2\text{D}}$	Größe mit zwei Abhängigkeiten aus einer 2D-LUT
$v_{\text{FEM},\text{ref}}$	Referenzgröße aus FEM-Berechnung
$\tilde{v}$	mathematische Ersatzgröße (z. B. Ersatzstrom $\tilde{I}_{\text{M}}$ )
$\bar{v}$	zeitlich gemittelte Größe
$f(t)$	(nichtlineare) Funktion im Zeitbereich
$F(s)$	Funktion im Frequenzbereich (Laplace-Transformierte)
$g(t)$	inverse Funktion im Zeitbereich
$f_{1\text{D}}$	Funktion mit einer Abhängigkeit (1D-LUT)
$f_{1\text{D},\text{Eigen}}$	Funktion $f_{1\text{D}}$ ohne Berücksichtigung von Spulenkopplungen
$f_{2\text{D}}$	Funktion mit zwei Abhängigkeiten (2D-LUT)
$f_{\Psi\alpha}^n$	$\Psi(\alpha)$ -Kennlinie der $n$ -ten Spule
$f_{\Psi I}^{n,n}$	Eigen- $\Psi(I)$ -Kennlinie: Flussverketzung der $n$ -ten Spule aufgrund eines Stromes der $n$ -ten Spule

$f_{\Psi\alpha}^{n,n}$	Eigen- $\Psi(\alpha, I)$ -Kennfeld: Flussverkettung der $n$ -ten Spule aufgrund eines Stromes der $n$ -ten Spule in Abhängigkeit des Winkels
$f_{\Psi I}^{n,\nu}$	Koppel- $\Psi(I)$ -Kennlinie: Flussverkettung der $n$ -ten Spule aufgrund eines Stromes der $\nu$ -ten Spule
$f_{\Psi\alpha}^{n,\nu}$	Koppel- $\Psi(\alpha, I)$ -Kennfeld: Flussverkettung der $n$ -ten Spule aufgrund eines Stromes der $\nu$ -ten Spule in Abhängigkeit des Winkels
$f_c, f_\tau, f_\psi$	nichtlineare Funktionen zur Berechnung des Bürstenkontakts, des Drehmoments und der Flussverkettung

## Häufig verwendete Indizes

$v_A$	den Anker betreffend
$v_{\text{arc}}$	den Lichtbogen betreffend
$v_c$	den Kontakt betreffend
$v_{\text{coil}}$	die Spule betreffend (z. B. $u_{\text{coil}}, i_{\text{coil}}, \psi_{\text{coil}}$ )
$v_{\text{el}}$	elektrische Größe (z. B. $p_{\text{el}}$ )
$v_{\text{Fe}}$	den Eisenkern betreffend
$v_M$	von den Permanentmagneten herrührend (z. B. $\psi_M$ )
$v_{M,I}$	von den Magneten und Ströme herrührend
$v_I$	von den Spulenströmen herrührend (z. B. $\psi_I$ )
$v_m$	Mindestschwelle einer Größe
$v_{\text{mech}}$	mechanische (Ausgangs-)Größe (z. B. $\omega_{\text{mech}}, \tau_{\text{mech}}$ )
$v_{\text{mot}}$	elektrische (Eingangs-)Größe des Motors (z. B. $u_{\text{mot}}, i_{\text{mot}}$ )
$v_{\text{mut}}$	Größe aufgrund einer magnetischen Kopplung zwischen Spulen
$v_{\text{tot}}$	Größe aus aufsummierten Spulengrößen
$v_\delta$	physikalische Größe den Luftspalt betreffend

## Symbole

$\vec{A}$	$\text{m}^2$	Fläche
<b>A</b>		Systemmatrix
$A$	V	Lichtbogenkoeffizient
$2a$		Anzahl paralleler Ankerzweige
$\vec{B}$	T	magnetische Flussdichte
$B_R$	T	Remanenzflussdichte
<b>B</b>		Eingangsmatrix

---

$B$	W	Lichtbogenkoeffizient
$b_b$	m	tangentiale Bürstenbreite
$b_{b,\max}$	m	maximal zulässige, tangentiale Bürstenbreite
$b_{b,\text{geo}}$	m	geometrische, tangentiale Bürstenbreite
$b_{b,\text{ges}}$	m	tangentiale Breiten aller Bürsten einer Polarität
$b_1$	m	tangentiale Lamellenbreite
$b_s$	m	Schlitzbreite zwischen zwei Kommutatorlamellen
$c$	N/m	Federkonstante
$C$		Kontur
$C$	V/m	Lichtbogenkoeffizient
$C_{1D}^{\text{pre}}, C_{2D}^{\text{pre}}$		Anzahl der Rechenschritte für die Erstellung von 1D- und 2D-LUTs
$D$	W/m	Lichtbogenkoeffizient
$D_K$	m	Kommutatordurchmesser
$\vec{D}$	As/m <sup>2</sup>	elektrische Flussdichte
$d, d_i$	m	Drahtquerschnitt, Durchmesser, Innendurchmesser
$\vec{E}$	V/m	elektrische Feldstärke
$E$	V	induzierte Spannung (EMK)
$\vec{F}$	N	Kraft
$f_0$	Hz	Eigenfrequenz (0. Ordnung)
$f_g$	Hz	Grundfrequenz
$G$	N/m <sup>2</sup>	Schubmodul
$g_c$	S	Kontaktleitwert
$\vec{H}$	A/m	magnetische Feldstärke
$H_C$	A/m	Koerzitivfeldstärke
$H'_C$	A/m	fiktive Koerzitivfeldstärke
$h$	m	Höhe
$I_p$	m <sup>4</sup>	polares Flächenträgheitsmoment
$I, i$	A	elektrische Stromstärke
$i_c$	A	Strom durch einen Schleifkontakt
$i_w$	A	Spulenstrom
$I_{\max}$	A	Anlaufstrom
$\vec{J}, \vec{j}$	A/m <sup>2</sup>	elektrische Stromdichte
$\vec{J}_l$	A/m <sup>2</sup>	Leitungsstromdichte
$\vec{J}_v$	A/m <sup>2</sup>	Verschiebungsstromdichte
$J$	kg·m	Trägheitsmoment
$k$		Anzahl an Winkelschritten für die Erstellung von Lookup-Tabellen
$K$		Anzahl an Kommutatorlamellen
$L$	H	lineare Induktivität

*SYMBOL- UND ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS*

---

$l$		Laufvariable der Kommutatorlamellen ( $l$ -te Lamelle)
$l$		Anzahl an Stromschritten für die Erstellung von Lookup-Tabellen
$l_F$	m	Länge der Drehstabfeder
$m$	kg	Masse
$N$		Windungszahl
$n$		Laufvariable der Spulen ( $n$ -te Spule)
$n$		Lichtbogenkoeffizient
$n$	$\text{min}^{-1}$	Drehzahl
$n_0$	$\text{min}^{-1}$	Leerlaufdrehzahl
$p$		Polpaarzahl
$P, p$	W	Leistung
$Q$		Nutzahl
$R, r$	$\Omega$	elektrischer Widerstand
$R_i$	$\Omega$	Innenwiderstand
$R^n$	$\Omega$	Widerstand der $n$ -ten Spule
$R_B$	$\Omega$	Längswiderstand der Bürste
$R_S$	$\Omega$	Spulenwiderstand
$R_Q$	$\Omega$	Querwiderstand der Bürste (tangential)
$R_V$	$\Omega$	Vorwiderstand
$r_{cp}, r_{cm}$	$\Omega$	Kontaktwiderstand zwischen Lamelle und Plus- bzw. Minusbürste
$\vec{s}$	m	Strecke
$s$		Spulenweite
$s$		komplexe Frequenz $s = \sigma + j\omega$
$S_M$		Messverlauf
$S_S$		Simulationsverlauf
$t$	s	Zeit
$T_K$	s	Kommutierungszeit
$T_d$	s	Verzögerungszeit für nicht ideale Differenzierer
$T_t$	s	Verriegelungszeit zwischen den Umrichterschalthandlungen
$\vec{T}, \vec{\tau}$	Nm	Drehmoment (häufig werden bei Kleinmotoren Ncm verwendet)
$T_{\max}$	Nm	Anlaufmoment
$U, u$	V	elektrische Spannung
$U_{PS}$	V	Betriebsspannung
$U_B$	V	Bürstenspannung
$U_0$	V	konstante Lichtbogenbrennspannung
$U_{ZK}$	V	Zwischenkreisspannung
$u_{\text{ind}}$	V	induzierte Spannung

---

$u_t$	V	gemessene Hilfsspannung
$\mathbf{u}$		Eingangsvektor
$\vec{v}$	m/s	Geschwindigkeit
$V_{DC}^{\pm}$	V	Bürstenpotential
$V$	A	magnetischer Spannungsabfall
$W$		Spulenzahl
$W, w$	J	Energie
$w_M, w'_M$	J	magnetische Energie und Koenergie
$w_{\theta}$	J	Wärme
$\mathbf{x}$		Zustandsvektor
$z_m$		Anzahl der direkt unter Magneten stehenden Zähne
$z_r$		Anzahl der Rastungen
$\alpha_{\theta}$	K <sup>-1</sup>	konstanter Temperaturkoeffizient
$\alpha$	°	Rotorwinkel (zwischen stator- und rotorfestem Bezugssystem)
$\gamma$	rad	Umfangswinkel
$\gamma_B$	°	Verdrehwinkel einer Bürste
$\gamma_V$	°	Verschaltungswinkel oder Kommutierungswinkel (Verdrehung beider Bürsten zur Beeinflussung der Motorkennlinien)
$\gamma_Z$	°	Verdrehung der Zusatzbürste bzgl. der Hauptbürste
$\delta$	m	Luftspaltlänge
$\varepsilon$	F/m	Permittivität, dielektrische Leitfähigkeit $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$
$\varepsilon$	°	Kippwinkel einer Bürste
$\varepsilon$	[V]	absolute Abweichung
$\varepsilon_{rel}$	%	relative Abweichung
$\tilde{\varepsilon}_{rel}$	%	relative Abweichung zwischen Signalen mit gleichem arithmetischem Mittelwert
$\varepsilon_{rms}$	%	quadratischer Mittelwert der relativen Abweichung
$\tilde{\varepsilon}_{rms}$	%	quadratischer Mittelwert der Abweichung zwischen Signalen mit gleichem arithmetischem Mittelwert
$\xi_P$		Grundfeld-Wicklungsfaktor für Zweischicht-Zahnspulwicklung
$\theta$	A	magnetische Durchflutung
$\vartheta$	K	Temperatur
$\vartheta_0$	K	Referenztemperatur
$\mu$	H/m	Permeabilität, magnetische Leitfähigkeit $\mu = \mu_0 \mu_r$
$\mu_d$	Nm·s	Koeffizient für viskose Reibung
$\mu_s$	Nm	Koeffizient für trockene Reibung
$\eta$	%	Wirkungsgrad
$\nu$		Laufvariable der Nachbarspulen ( $\nu$ -te Nachbarspule)
$\sigma$	S/m	elektrische Leitfähigkeit

$\tau_n, \tau_p$		Nut- und Polteilung
$\tau_c$	Nm	Rastmoment (cogging torque)
$\tau_f$	Nm	Reibmoment (friction torque)
$\tau_{fd}$	Nm	Gleitreibung, viskose Reibung (dynamic friction)
$\tau_{fs}$	Nm	Haftreibung, trockene Reibung (static friction)
$\tau_i$	Nm	inneres/elektrisches Drehmoment
$\tau_L$	Nm	Lastmoment
$\varphi$	°	Winkelverdrehung der Drehstabfeder
$\Phi, \phi$	Wb	magnetischer Fluss
$\Psi, \psi$	Wb	magnetische Flussverkettung einer Spule
$\hat{\Psi}$	Wb	Scheitelwert der Flussverkettung, Proportionalitätsfaktor für die Grundgleichungen der Gleichstrommaschine
$\vec{\omega}$	rad/s	Winkelgeschwindigkeit
$\Omega_0$	rad/s	Winkelgeschwindigkeit im Leerlauf

## Abkürzungen

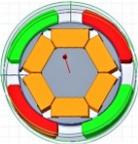
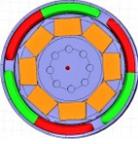
1D, 2D, 3D	ein-, zwei, dreidimensional
ABS	Antiblockiersystem
AC	Wechselstrom
AZ	Ankerzweig
A-Seite	Abtriebsseite eines DC-Motors
B-Seite	Betriebsseite eines DC-Motors
BLDC	Bürstenloser Gleichstrommotor
CAD	computer-aided design
CSA	current signature analysis
DC	Gleichstrom
DMS	Dehnungsmessstreifen
EMK	Elektromotorische Kraft
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FEM	Finite Elemente Methode
FFT	fast fourier transform
FPGA	field programming gate array
HIL	hardware in the loop
IGBT	insulated gate bipolar transistor
Kfz	Kraftfahrzeug
LUT	Lookup-Tabelle

---

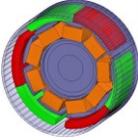
Q8p3K24	Bezeichnung der Motoren in dieser Arbeit mit $Q$ Nuten, $p$ Polpaaren und $K$ Kommutatorlamellen. Beispiel: der Motor Q8p3K24 hat acht Nuten, drei Polpaare und 24 Lamellen.
PMDC	permanentmagneterregte/-r Gleichstrommaschine/-motor
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
RC	passives Filter bestehend aus Widerständen und Kondensatoren
RCM	Rapid Calculation Method (selbst entwickelte Methode zur Berechnung von Flussverkettungen in Abhängigkeit der Dauermagnete und aller Spulenströme)
SIL	software in the loop
SMC	soft magnetic composite
SMD	surface mounted device (Elektronikbauteile)
SW	Schleifenwicklung
VRAM	Virtual Rapid Analysis Model (selbst entwickeltes Simulationsmodell)
WW	Wellenwicklung

## Analysierte Motoren

**Tab. 1:** PMDC-Motoren für Hilfsantriebe im Automobil, die in dieser Arbeit analysiert wurden.

Bezeichnung	Daten	Verweise
<p><b>Q6p2K6</b></p> 	<p>Motor für eine Kfz-Bremsanlage</p> <p>Wicklungstyp: Schleifen-Zahnspulenwicklung</p> <p>Rotordurchmesser: <math>d_{\text{Rotor}} = 49 \text{ mm}</math></p> <p>Fläche einer Bürste: <math>A_{\text{Bürste}} = 0,4 \text{ cm}^2</math></p> <p>Arbeitspunkt:  <math>P_{\text{mech}} = 210 \text{ W}</math>, <math>\eta = 76 \%</math>,  <math>I_{\text{A}} = 23 \text{ A}</math> für <math>U_{\text{A}} = 12 \text{ V}</math>,  <math>T_{\text{L}} = 40 \text{ Ncm}</math>,  <math>n_{\text{mech}} = 5000 \text{ min}^{-1}</math></p>	<p>Schnitt: Abb. 1, S. 3</p> <p><math>\Psi</math>-Kennlinien: Abb. 18, S. 42</p> <p>Wickelschema: Abb. 34, S. 62</p> <p>Kontaktmessung: Abb. 60– Abb. 62, Abb. 64, S. 102 ff.</p> <p>Ansteuerung: Abb. 90, S. 145.</p>
<p><b>Q8p3K24</b></p> 	<p>Motor für eine Kfz-Bremsanlage</p> <p>Wicklungstyp: Wellen-Zahnspulenwicklung</p> <p>Rotordurchmesser: <math>d_{\text{Rotor}} = 60,5 \text{ mm}</math></p> <p>Fläche einer Bürste: <math>A_{\text{Bürste}} = 0,2 \text{ cm}^2</math></p> <p>Arbeitspunkt:  <math>P_{\text{mech}} = 140 \text{ W}</math>,  <math>\eta = 63 \%</math>,  <math>I_{\text{A}} = 17 \text{ A}</math> für <math>U_{\text{A}} = 13 \text{ V}</math>,  <math>T_{\text{L}} = 40 \text{ Ncm}</math>,  <math>n_{\text{mech}} = 3300 \text{ min}^{-1}</math></p>	<p>Schnitt: Abb. 1, S. 3</p> <p>Prüfstand: Abb. 12–Abb. 14, S. 27 f.</p> <p><math>\Psi</math>-Kennlinien: Abb. 20, Abb. 26, Abb. 28, Kap. 4.2, Abb. 69, S. 114</p> <p>Wickelschema: Abb. 33, S. 60</p> <p>Spulenwerte: Abb. 40, Abb. 45, S. 72 ff.</p> <p>Kontakt: Abb. 43, S. 76, Abb. 63, S. 105, Abb. 68, S. 111</p> <p>Drehmoment: Abb. 71, Abb. 72, S. 117, Abb. 102–Abb. 107, Kap. A.3</p> <p>Lichtbogen: Abb. 74, Abb. 77, Abb. 78, Abb. 80, Abb. 82, Abb. 83, Kap. 4.7</p> <p>Kennlinien: Abb. 73, S. 119, Abb. 79, S. 128, Abb. 89, S. 144</p> <p>Verifikation: Abb. 85, S. 139</p> <p>Ansteuerung: Abb. 91, Abb. 93, Kap. 5.4</p> <p>Fehleranalyse: Abb. 94– Abb. 98, S. 150 ff.</p>

### Q9p3K18



Motor für eine Kfz-Bremsanlage

Wicklungstyp: Parallel verschaltete Latour-Zahnspulenkwicklung

Rotordurchmesser:

$$d_{\text{Rotor}} = 60,5 \text{ mm}$$

Fläche einer Bürste:

$$A_{\text{Bürste}} = 0,2 \text{ cm}^2$$

Arbeitspunkt:

$$P_{\text{mech}} = 140 \text{ W},$$

$$\eta = 63 \%,$$

$$I_{\text{A}} = 17 \text{ A für } U_{\text{A}} = 13 \text{ V},$$

$$T_{\text{L}} = 40 \text{ Ncm},$$

$$n_{\text{mech}} = 3300 \text{ min}^{-1}$$

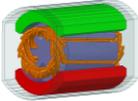
Wickelschema: Abb. 36, S. 66

Kommutierung: Abb. 46, S. 82

Zusatzbürste: Abb. 86–Abb. 88, S. 140 ff.

Fehleranalyse: Abb. 99, S. 153

### Q8p1K8



Motor für einen Kfz-Fensterheber

Wicklungstyp: verteilte Schleifenwicklung über drei Zähne

Rotordurchmesser:

$$d_{\text{Rotor}} = 24 \text{ mm}$$

Fläche einer Bürste:

$$A_{\text{Bürste}} = 0,12 \text{ cm}^2$$

Arbeitspunkt:

$$P_{\text{mech}} = 37 \text{ W},$$

$$\eta = 40 \%, I_{\text{A}} = 7 \text{ A für}$$

$$U_{\text{A}} = 13 \text{ V},$$

$$T_{\text{L}} = 7 \text{ Ncm},$$

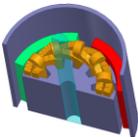
$$n_{\text{mech}} = 5000 \text{ min}^{-1}$$

Prüfstand: Abb. 10–Abb. 12, S. 26 ff.

Kommutierung: Abb. 39, S. 70

Wickelschema: Abb. 100, S. 161

### Q10p2K10



Motor für einen Kfz-Fensterheber

Wicklungstyp: verteilte Schleifenwicklung über zwei Zähne

Rotordurchmesser:

$$d_{\text{Rotor}} = 24 \text{ mm}$$

Fläche einer Bürste:

$$A_{\text{Bürste}} = 0,12 \text{ cm}^2$$

Arbeitspunkt:

$$P_{\text{mech}} = 37 \text{ W},$$

$$\eta = 40 \%,$$

$$I_{\text{A}} = 7 \text{ A für } U_{\text{A}} = 13 \text{ V},$$

$$T_{\text{L}} = 7 \text{ Ncm},$$

$$n_{\text{mech}} = 5000 \text{ min}^{-1}$$

Wickelschema: Abb. 101, S. 161

$\Psi$ -Kennlinien: Abb. 29, S. 53

Foto, CAD: Abb. 30, S. 54



# 1 Überblick

Der Gleichstrommotor mit mechanischer Kommutierung war die erste Bauform eines Elektromotors. In den letzten Jahrzehnten wurden große Gleichstromantriebe weitestgehend durch umrichter gespeiste Drehstromantriebe verdrängt und sind mittlerweile nur noch ein Nischengeschäft. Hingegen existiert im Bereich der Kleinmotoren nach wie vor ein sehr großer Markt. Gerade bei einfachen Anwendungen und im Kurzzeitbetrieb ist der Kommutatormotor oft die kostengünstigste Lösung und wird deshalb auch in naher Zukunft noch in sehr hoher Stückzahl produziert werden.

Im Mittelpunkt dieser Arbeit steht die Analyse von Hilfsantrieben im Automotive-Bereich. Steigende Ambitionen in Bezug auf Energie- und Kosteneffizienz sowie die Einhaltung der EMV-Richtlinien und der geforderten Lebensdauer verlangen nach einer optimierten Auslegung der Antriebe. Bisher wurden Motoren kleiner Baugröße analytisch berechnet und im Versuch anhand von Prototypen optimiert. Bewegt man sich an den physikalischen Grenzen einzelner Komponenten, ist diese Auslegungsmethodik nicht mehr effizient bzw. sogar nicht mehr zufriedenstellend anwendbar. Deshalb steigt auch bei der Auslegung von Kleinmotoren der Einsatz von Simulationsprogrammen. Um bspw. Den magnetischen Kreis effizient auszunutzen, wird dieser z. T. gesättigt betrieben. Mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode kann der nichtlineare magnetische Kreis hochgenau berechnet werden. Von Nachteil ist der enorme Zeit- und Rechenaufwand solcher Simulationen. Gerade bei dreidimensionalen Modellen müssen Rechenzeiten für eine Rotorumdrehung von mehreren Stunden bis Tage angesetzt werden. Für die Untersuchung dynamischer Vorgänge wie bspw. Der Kommutierung ist eine solche Simulation nicht praxistauglich.

Aus dieser Motivation heraus wurde ein Motormodell (VRAM) entwickelt, welches in der Lage ist, mittels überschaubarem FEM-Einsatz hochgenaue Ergebnisse in verhältnismäßig kurzer Zeit (im Sekundenbereich) zu generieren. Vergleiche zu Messungen am selbst entwickelten Motorprüfstand und zu FEM-Berechnungen zeigen sehr gute Übereinstimmungen und verifizieren das Motormodell.

Mit dem entwickelten Simulationswerkzeug ergeben sich neue Möglichkeiten einen Motor zu analysieren und aufgrund der kurzen Rechenzeiten zu optimieren.

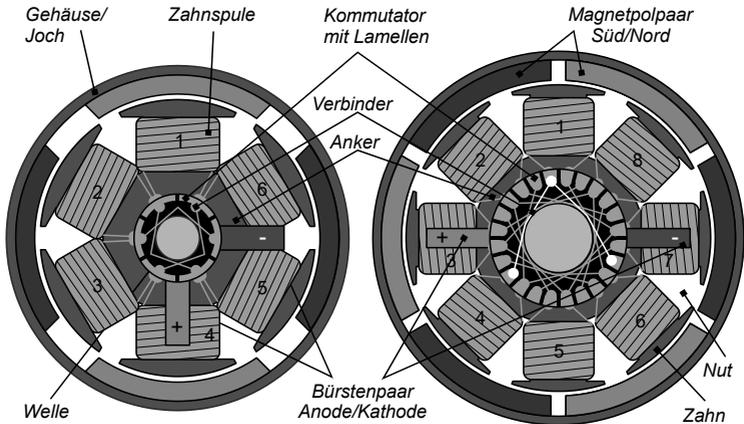
Durch die Variation verschiedener Parameter sind die Auswirkungen auf die Kommutierungen sehr anschaulich darstellbar. Es ist möglich, das Simulationsmodell mit den gleichen Ansteuer- und Regelungsalgorithmen zu fahren wie am Prüfling, um die Dynamik zu bewerten. Durch die flexible Programmstruktur können Zusatzfunktionen leicht realisiert werden.

### 1.1 Untersuchte Motorkategorie

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Analyse von permanentmagneterregten Gleichstrommotoren (PMDC-Motoren) mit elektromechanischer Kommutierung. Die untersuchten Radialfeldmotoren bestehen aus einem Anker, der wiederum aus einer Welle mit einem aufgedrückten Blechpaket mit  $Q$  Nuten besteht, in denen  $W$  Spulen mit  $N$  Windungen gewickelt sind. Die Spulenseiten sind an  $K$  Lamellen eines auf der Welle montierten Kommutators (segmentierter Kupfering) angeschlossen. Der Stator besteht aus einem tiefgezogenen, weichmagnetischen Gehäuse mit eingesetzten Permanentmagneten (i. d. R. Ferrit) der Polpaarzahl  $p$ . Die Stromkommutierung der Spulen geschieht über ein Kommutator-Bürsten-System, je nach Ausführung mit einem oder bis zu  $p$  Bürstenpaaren. Die Ankerwelle ist an der A- und B-Seite gelagert, wobei sowohl Gleit- als auch Wälzlager zum Einsatz kommen. Da bei dieser Motorkategorie tiefgezogene Gehäuse verwendet werden, befindet sich der Kommutator mit der Bürstenplatte an der A-Seite. Zwei Beispielmotoren, einer mit sechs Nuten und zwei Polpaaren sowie einer mit acht Nuten und drei Polpaaren, sind in Abb. 1 gezeigt.

*Für eine leichtere Unterscheidung sind in dieser Arbeit die Motoren mit einer Kennung versehen, die sich aus der Anzahl der Nuten, Polpaare und Lamellen zusammensetzt (vgl. Abkürzungsverzeichnis). Die Motoren in Abb. 1 werden folglich mit Q6p2K6 und Q8p3K24 bezeichnet.*

Diese Maschinenkategorie wird typischerweise für kostengünstige Applikationen kleiner Leistung in sehr hoher Stückzahl eingesetzt. Kennzeichnend sind der einfache mechanische Aufbau, der robuste Betrieb, v. a. gegenüber hohen Anlaufströmen sowie die spezifische Auslegung auf ein Projektgeschäft (im Gegensatz zur Katalogware aus dem Produktgeschäft bei Normmotoren). Das Kommutator-Bürstensystem ist allerdings auch mit einigen Nachteilen verbunden. Eine zentrale Rolle spielt dabei die Kommutierung des Stroms in den Spulen, welche sehr stark von zahlreichen Parametern abhängt. Hinzu kommt die begrenzte Standzeit des Kontaktsystems aufgrund von Verschleiß der Bürsten und des Kommutators.



**Abb. 1:** Elektromechanisch kommutierender, permanentmagneterregter Gleichstrommotor mit Zweischicht-Zahnspulenwicklung. Es sind zwei gängige Exemplare dargestellt. Um Bürstenpaare einzusparen, sind bei der sechsnutigen Ausführung die gegenüberliegenden Lamellen und bei der achtnutigen Ausführung jede achte Lamelle miteinander verbunden.

## 1.2 Stand der Technik

Zunächst wird der Stand der Wissenschaft, Forschung und Technik aufgeführt, der sich explizit auf das Kernthema der Arbeit bezieht – der Modellierung von Kommutatorkleinmotoren. Anschließend werden jüngere wissenschaftliche Arbeiten vorgestellt, welche fundierte Einsteige in die jeweiligen Spezialgebiete zum Thema Bürstenmotoren ermöglichen.

### 1.2.1 Modellierung von Kommutatorkleinmotoren

Ein Kommutatormotor ist besonders als Kleinmotor und dem damit verbundenen Kostendruck einer Großserie prinzipiell ein hochgradig nichtlineares System: Die magnetischen Materialien werden im gesättigten Bereich betrieben, die Kommutierung der Spulen hängt von zahlreichen Parametern und Umwelteinflüssen ab und wird von Lichtbogen begleitet. Hinzu kommen große Fertigungstoleranzen für die kostengünstige Herstellung, real vorhandene Fehler (z. B. durch Verschleiß) sowie nichtstetige Ansteuerung (Pulsweitenmodulation, PWM). Die Modellierung des Gesamtsystems verlangt demnach einen erhöhten Anspruch an Detailtiefe, um einzelne Vorgänge ausreichend genau beleuchten zu können. Zahl-

reiche Simulationsmodelle mit unterschiedlichen Strategien wurden in den vergangenen Jahren erarbeitet, um das Verhalten von Kommutatormotoren zu verstehen, die Kommutierung zu optimieren und neue Designrichtlinien zu erstellen. Ziel der Modelle ist die Berechnung transienter Strom- und Spannungswerte der Spulen unter Berücksichtigung parasitärer Einflüsse. Die Detailtiefe sollte möglichst hoch sein, um die Kommutierungsenergie bewerten zu können.

Analytische Kommutierungsmodelle in Form von Differentialgleichungen geben nur spärliche Auskünfte über den gesamten Kommutierungsvorgang. Bspw. Berechnen die in [61] (S. 37–45) beschriebenen Gleichungen den Stromdichtewert an der ablaufenden Bürstenkante. Durch den Vergleich verschiedener Eingangsparameter werden Designrichtlinien abgeleitet (vgl. [87], S. 81–83 und [16]).

Die Beschreibung des Schaltvorgangs am Kommutator geht in ein nichtlineares, steifes Differentialgleichungssystem über. In [34] werden abhängig vom Rotorwinkel verschiedene Reluktanznetzwerke aufgestellt und berechnet. Man erhält ein magnetisch gekoppeltes System. Das Ziel besteht darin, verschiedene Fehlerfälle (z. B. Wicklungsschluss) zu simulieren.

Einen zeitlichen Verlauf der Spulenwerte berechnet ein Simulationsmodell, welches in einem Schaltungssimulator aufgebaut wird (z. B. in [3, 4, 88–90]). Die verwendeten konzentrierten Bauelemente verkörpern Induktivität und Widerstand der Spulen. Der Kommutator wird im einfachsten Fall mit Schaltern realisiert. Der Vorteil liegt darin, dass für jedes Element in jedem Zeitschritt ein Spannungs- und ein Stromwert berechnet werden. Mehrere Spannungsquellen in einem Netzwerk beeinflussen sich gegenseitig. Die Bauelemente des elektrischen Kreises sind in einem solchen Modell elektrisch gekoppelt.

Für eine hohe Ausnutzung der hart- und weichmagnetischen Werkstoffe werden kleine Motoren i. d. R. bis in den gesättigten Bereich des magnetischen Kreises betrieben. Derartige Effekte werden mit Hilfe der Finiten Elemente Methode (FEM) berechnet. Die Kopplung der FEM-Rechnung mit einem Schaltungssimulator liefert z. T. hoch genaue, transiente Ergebnisse: die Flussverteilung in der Motorgeometrie, die Spulenwerte (Flussverkettung, Strom und Spannung) sowie die wirkenden Kräfte auf die Geometrie bzw. das Drehmoment des Motors. Der Nachteil der FEM ist der Zeitaufwand. Folglich sind möglichst wenige Rechenzeitschritte anzustreben. Hieraus ergibt sich die Motivation, die Berechnungen zu beschleunigen, ohne dabei unnötig auf eine Detailtiefe der Ergebnisse verzichten zu müssen. Aufgrund der deutlich reduzierten Rechenzeit ist die Betrachtung sämtlicher Parameter des Motors möglich (z. B. Arbeitspunkt, Wirkungsgrad, Lichtbogenenergie, Bürstenbreite, Verschaltungswinkel, Wickelschema, Windungsanzahl, u. v. a.).

Im Hinblick einer Optimierung beschreibt [1] ein Vorgehen, die Rechenzeit von FEM-Modellen zu verkürzen. Die Berechnung basiert auf den Grundgleichungen der Gleichstrommaschine. Das thermische Verhalten wird mit Hilfe eines elektrischen Ersatznetzwerkes mit konzentrierten Elementen analytisch berechnet und empirisch verifiziert. Kommutierungsverluste werden berücksichtigt, deren Berechnung ist allerdings nicht näher beschrieben. Die Motorkonstanten zur Berechnung der induzierten Spannung und des Drehmomentes werden mittels eines dreidimensionalen FEM-Modells und des thermischen Modells gemittelt. Um Rechenzeit zu sparen, ersetzt ein kalibriertes 2D-FEM-Modell das 3D-FEM-Modell. Darin werden der axiale Magnetüberhang durch angepasste Materialparameter und der Gehäuseüberhang durch eine stärkere Gehäusedicke im 2D-Modell ersetzt. Dieser Workflow wird mit einem Experiment verifiziert und liefert Skalierungsfaktoren für Modelle weiterer Motoren.

Ein ähnliches Vorgehen zeigt [23]. Abhängig von der Spezifikation und den gewünschten Anforderungen werden zunächst die Anzahl der Nuten, Pole, Bürsten und Kommutatorsegmente festgelegt. Anschließend wird das Wickelschema bestimmt. Den magnetischen Kreis berechnet ein 2D-FEM-Modell. Die Daten werden einem analytischen elektrischen Modell zugeführt, welches Motorkennlinien und Zeitverläufe berechnet. Die Optimierung der Ergebnisse erfolgt iterativ durch Geometrievariation des magnetischen Kreises.

Eine transiente FEM-Berechnung stellt [59] im Ausblick vor. Die Schalthandlungen am Kommutator werden in einem Schaltungssimulator und der magnetische Kreis im 2D-FEM-Modell berechnet. Allerdings war mit der damaligen Computerleistung ein effektiver Einsatz des Verfahrens nicht gegeben. Der Ansatz wurde später in [37] weiter verfolgt und damit hochaufgelöste Kommutierungsverläufe berechnet. Trotz der rasanten Computerentwicklung lag der Zeitaufwand bei mehreren Stunden.

Mit Lookup-Tabellen (LUTs) sind sehr genaue und schnelle Simulationsberechnungen möglich. In einer Vorrechnung wird in [88–90] mit Hilfe eines zweidimensionalen FEM-Modells eine Induktivitätsmatrix in Abhängigkeit des Rotorwinkels und Motorstrom erstellt. Die Induktivitätsmatrix charakterisiert den nichtlinearen magnetischen Kreis. Sie gibt die Beziehung zwischen Ankerzweig- und Kommutierungsstrom bzgl. Den entsprechenden Flussverkettungen an. Unterschieden werden die Selbstinduktivitäten der Ankerzweig- und Kommutierungersatzspule sowie die Koppelinduktivität zwischen den beiden Spulen. Für einen vertretbaren Zeitaufwand wird der magnetische Kreis nur an drei Rotorpositionen für diskrete Stromwerte ausgewertet. Die Wickelkopfinduktivität wird empirisch bestimmt. Ebenfalls mit Hilfe eines 2D-FEM-Modells wird eine Widerstandsmatrix der Bürste aufgestellt. Es wird zwischen einer Kontaktierung der

Bürste von maximal zwei ([89, 90]) und drei ([88]) Lamellen unterschieden. Eine Weiterentwicklung des Bürstenmodells beschreiben [94, 92]. Das Modell berechnet die zeitlichen Verläufe von Motorstrom, induzierter Spannung und Strom der kommutierenden Spule. Ein ähnliches Modell stellt [12] vor. Interessant ist die Entwicklung, mit Hilfe von Kondensatoren direkt am Kommutator das sog. Bürstenfeuer zu reduzieren. Für die Beschreibung des Kontakts wird eine Abbrandzone an der ablaufenden Bürstenkante mit einem 50fach größeren Widerstandswert berücksichtigt. Sobald der Lichtbogen zündet, hat dieser Widerstand keine Bedeutung mehr. Einen Überblick über verschiedene Ansätze zur Beschreibung des Kontaktübergangs gibt [37] (S. 13). Die Nachbildung des Kontaktes erfolgt für PMDC-Motoren mit einer Klemmenspannung von 12 V.

Direkt mit dem Thema Stromkommutierung bei Kommutatormotoren ist das Phänomen der Lichtbogen zwischen Bürsten und Lamellen verknüpft. Das Bürstenfeuer hat großen Einfluss auf die Standzeit des Kontaktsystems und ist deshalb Gegenstand zahlreicher Analysen. Für die Modellierung ist ein gutes Verständnis über die physikalischen Abläufe nötig. Auch zu diesem Thema haben die Autoren der Veröffentlichungen [3, 4, 12, 77, 78, 88–90, 94, 92] Simulationen vorgestellt. Es wird angemerkt, dass die im Lichtbogen umgesetzte elektrische Energie als Bewertungskriterium für das Kommutierungsverhalten herangezogen werden kann (vgl. [89]). Anhand von Spannungskurven über den Lichtbogenstrom aufgetragen legt [69] die Zündbedingungen für Lichtbogen fest. Ziel ist es, lange Lichtbogen zu vermeiden und dadurch den Verschleiß des Kontaktsystems zu reduzieren. Der Ansatz wird in [67, 68] weiter verfeinert. Eine Lichtbogenlogik stellt [37] vor. Brenndauer und Energieumsatz werden ebenfalls für die Bewertung der Kommutierung verwendet.

Die Maschinenberechnung auf einem Echtzeitrechner verifiziert das Maschinenverhalten in einer Hardware-in-the-loop-Anordnung (HIL) am Prüfstand. Dadurch lassen sich kostengünstig Steuerungs- und Regelungsalgorithmen für Motoren testen, welche real nicht existieren müssen. In diversen Veröffentlichungen hat Dufour Echtzeit-Simulationen an permanentmagneterregten Synchronmotoren auf FPGA-Karten präsentiert. Die Struktur zeigt bspw. [28]. In einem kommerziellen FEM-Programm (JMAG) werden Daten für Induktivitäten und Drehmoment vorberechnet und auf einem FPGA-Bord abgespeichert. Das FPGA berechnet sowohl den Umrichter mit den Leistungsschaltern (IGBT) als auch den Motor. Ein zu testender Regler erhält vom FPGA die Rotorposition sowie die Phasenströme des virtuellen Motors. Der Regler berechnet einen Spannungsvektor. Mit der Raumzeigermodulation wird dieser in ein Pulsmuster umgerechnet und dem FPGA-Bord zur Ansteuerung der Stromventile übergeben. Alternativ lässt

sich ein Regelalgorithmus auch direkt in einer Softwareumgebung testen (software in the loop, SIL).

## 1.2.2 Generelle wissenschaftliche Betrachtung von Kleinmaschinen

Die Fachbuchreihe „Technologie kleiner Elektromaschinen“ [48–50] zeigt sehr anschaulich den Aufbau und Produktionsprozess von Kleinmotoren. Einen übersichtlichen Einstieg in die theoretischen Grundlagen zur Wirkungsweise und Berechnung findet man in den Büchern [33, 40, 60, 82, 83] bzw. vertieft in [14, 62–64, 71].

Im Folgenden sind wissenschaftliche Arbeiten aufgelistet, die beim Einlesen in die Thematik beitragen. Eine jeweilige kurze Zusammenfassung soll dem interessierten Leser weitere themenspezifische Quellen liefern. Die Arbeiten sind umgekehrt chronologisch sortiert.

**Matthias Willig** schrieb 2013 die Dissertation “Contributions to the Commutation Analysis of uncompensated Single Phase Universal Motors” an der Universität Glasgow [92]. Mit einer ausführlichen Literaturbewertung führt er die Themenschwerpunkte Kommutierungs- und Lichtbogenanalyse bei Universalmotoren ein. Das entwickelte Simulationsmodell berechnet Verläufe für unterschiedlich breite Bürsten, welche zwei und drei Lamellen gleichzeitig kontaktieren können. Analytische Ansätze führen zu Bürsten- und Induktivitätsmatrizen. Die Kopplung zwischen Anker- und Feldwicklung findet Berücksichtigung. Messungen am Motorprüfstand verifizieren das Modell.

**Tobias Heidrichs** Dissertation „Kommutierungsberechnung bei permanentmagneterngetten Kommutatormotoren kleiner Leistung“ an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau aus dem Jahr 2012 [37] beschäftigt sich mit dem Kommutierungsvorgang an PMDC-Motoren mit verteilter Wicklung. Neben klassischen Methoden zur Kommutierungsdiagnose stellt er eine direkte Messung des Spulenstroms und der Lamellenpotentiale an einem präparierten Motor vor. Eine transiente FEM-Simulation berechnet die Spulenwerte. Dabei ist das Modell in Module aufgeteilt: Ansteuerschaltung, Kontaktsystem, Magnetkreis, Lichtbogenmodell und Mechanik. Die Wickelkopfinduktivität findet Berücksichtigung. Heidrich zeigt Anwendungsgebiete des Modells (Optimierung der Kommutierung durch Verschaltungswinkel, PWM-Betrieb, Bewertung des Magnetmaterials u. a.) sowie die Grenzen der Untersuchung.

Die nächsten beiden Arbeiten beschäftigen sich mit der elektromagnetischen Verträglichkeit bei Bürstenmotoren und bauen gewissermaßen aufeinander auf. Der

Titel der Dissertation von **Christian Spratler** an der Technischen Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg aus dem Jahr 2012 lautet: „Einflussgrößen und Vorhersagbarkeit der elektromagnetischen Störaussendung von Gleichstrommotoren“ [80]. Er zeigt einen interessanten Prüfstand, bei dem ein Lamellenpotential über einen Flüssigmetallkontakt nahezu rauschfrei aus dem rotierenden System geführt wird. Die Bürstenbreite und -position beeinflussen die elektromagnetische Störaussendung. Die Störaussendung wird mit Netzwerkmodellen nachgebildet. Allerdings muss für eine zuverlässige Vorhersagbarkeit für die Übertragungsfunktionen der tatsächliche, im Motor vorherrschende Kontaktierungszustand bekannt sein.

**Jens Beneckes** Dissertation „Modellierung der Hochfrequenz-Eigenschaften kleiner Gleichstrommotoren“ an der Fakultät für Elektrotechnik der Universität der Bundeswehr Hamburg im Jahr 2009 [11] führt in die Hochfrequenzbetrachtung der einzelnen Bauelemente von PMDC-Motoren ein. Er stellt ein Schaltbild vor, das die Kapazitäten zwischen den einzelnen Geometrien, z. B. zwischen den einzelnen Windungen der Spulen, beinhaltet. Der Schleifkontakt wird nur am Rande betrachtet und durch eine Kontaktimpedanz modelliert. Die vom Modellgenerator erstellte Netzliste wird in einem Schaltungssimulator analysiert. Das entwickelte Optierungsverfahren modifiziert zielgerichtet die Konstruktionsparameter, um einen gewünschten Impedanzverlauf des Motors zu erhalten.

**Arndt Josef Kelleter** beschäftigte sich in seiner Dissertation „Steigerung der Ausnutzung elektrischer Kleinmaschinen“ im Fachgebiet Energiewandlungstechnik der Technischen Universität München in 2009 [52] mit dem Vergleich von Blech und SMC (Eisenpulverwerkstoff mit isolierten Partikeln) am Beispiel eines PMDC-Motors mit Zahnspulenwicklung. Die Eisenverlustberechnung sowie die thermische Modellierung stehen hierbei im Vordergrund. Eine neue Berechnungsmethode beschreibt Wirbelstromeffekte im SMC-Werkstoff: global in der Geometrie und lokal in den einzelnen Eisenpartikeln. Die Eisenverluste sind die Eingangsgröße für ein detailliertes thermisches Netzwerkmodell. Damit berechnete Kelleter Temperaturkennfelder, um die Ausnutzung und die thermischen Grenzen der Motoren vorherzusagen. Der Vergleich mit Messungen zeigt sehr gute Übereinstimmungen. Zwei Neuentwürfe für die optimale Verwendung von Blech und SMC konnten jeweils eine starke Steigerung der Ausnutzung erzielen, wobei kein Material einen klaren Vorteil erringen konnte. Generelle Entwurfskriterien z. B. Zahnspulenwicklung mit größerer Polpaarzahl steigerten zum größten Teil die Ausnutzung.

**Andreas Möckel** widmete sich in seiner Habilitationsschrift „Kontaktsystem und Kommutierung der Kommutatormotoren kleiner Leistung“ an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau aus

dem Jahr 2008 [59] v. a. der messtechnischen Analyse und Auswertung der Stromkommutierung bei PMDC- und Reihenschlussmotoren sowie deren Modellbildung und Optimierung.

**Markus Sarasas** Dissertation „Einsatz neuer weichmagnetischer Werkstoffe bei elektrischen Maschinen im Kraftfahrzeug“ an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München aus dem Jahr 2006 [72] verfolgt ein ähnliches Thema wie die von Kelleter. Sarasa beschäftigte sich mit kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Werkstoffen. Mit hochgefüllten Polymeren seien neben der dreidimensionalen Flussführung komplexere Geometrien als mit Pulverbundwerkstoffen möglich. Allerdings sind die magnetischen und mechanischen Eigenschaften mit Elektroblech nicht vergleichbar. Die Berechnung der Wirbelstromverlustleistung erfolgt analytisch. Da die Wirbelstromverluste in Prüflingen aus dem neuen Werkstoff praktisch nicht messbar waren, war der Vergleich mit berechneten Werten nicht möglich. Die Korrektheit der Rechenmethode wird allerdings an separaten Prüfkörpern verifiziert.

**Leandro G. Cravero** schrieb die Dissertation „Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung“ an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau im Jahr 2005 [22]. Die Arbeit geht auf verschiedene Nut-Polpaar-Kombinationen für Einsicht- und Zweischicht-Zahnspulenwicklungen ein und beleuchtet Nutrastmomente und Drehmomentschwankungen im Hinblick auf Fertigungstoleranzen. Cravero stellt ein Entwurfsprogramm vor, das aus einer analytischen Berechnung des stationären magnetischen Feldes, einer Nachberechnung durch ein FEM-Programm, einer Wicklungsberechnung und einem Simulationsmodul zur Nachbildung der dynamischen Vorgänge besteht. Messungen bestätigen die berechneten Werte hinreichend genau.

Mit der Kontakttheorie beschäftigt sich **Marcos Fraile Gómez** in der Dissertation „Characterization and Modelling of Brush contacts“ im Fachbereich Elektrotechnik der Universität der Bundeswehr Hamburg aus dem Jahr 2005 [35]. Etablierte Theorien bzgl. Des sog. Engewiderstandes werden mittels analytischer und numerischer Simulation untersucht, mit Messungen unter Einfluss definierter Umwelteinflüsse verglichen und anschließend bewertet. Basierend auf Parameterabhängigkeiten der Messergebnisse entwickelte Gómez ein virtuelles Modell im Schaltungssimulator. Ohm'sche Widerstände repräsentieren darin jeweils physikalische Teileffekte. Der Großteil wird durch Gleichungen beschrieben, einige hängen von empirisch ermittelten Werten ab. Durch eine hierarchische Optimierung werden die Gleichungen derart variiert, dass die Simulationsergebnisse den Messwerten möglichst nahe kommen.

## 1.3 Motivation zur Wahl des Themas

Ein schnelles aber genaues Motormodell mit Berücksichtigung von Nichtlinearitäten zu entwickeln war das Ziel des Forschungsprojektes. Ein erstes Brainstorming lieferte die Grundidee: Die magnetischen Flussverketungen einer Spule werden in Abhängigkeit der Ströme und des Rotorwinkels mittels FEM berechnet; die Kopplung des magnetischen und elektrischen Kreises erfolgt danach im elektrischen Ersatzschaltbild. Die Simulationskette ist modular aufgebaut, sodass Teilgebiete gesondert betrachtet und verschiedene Motordesigns leichter und schneller implementiert, analysiert und verglichen werden können.

Nach Sichtung der Literatur fällt auf, dass der Schwerpunkt der Forschung für die Simulation von kleinen Gleichstrommaschinen in jüngster Zeit bei elektronisch kommutierenden Varianten (BLDC-Motor) liegt. Elektromechanisch kommutierende Motoren wurden in zahlreichen Arbeiten des letzten Jahrhunderts behandelt. Für eine möglichst saubere Kommutierung der Spulenströme werden verteilte Wicklungen bevorzugt. Um die Leistungsdichte zu erhöhen, werden vermehrt höherpolige Motoren mit Zahnspulenwicklungen eingesetzt. Im Hinblick auf Kommutierungsenergien entstehen hierdurch jedoch größere Herausforderungen, um Bürstenverschleiß und EMV-Verhalten im Griff zu behalten.

Die rasante Entwicklung von Softwaretools ermöglicht neue Berechnungsmethoden. Folglich lohnt sich der Versuch, die permanentmagneterregte Gleichstrommaschine für eine kostenoptimale Herstellung neu zu beleuchten.

Mit diesem Ansatz konnte bereits nach kurzer Zeit ein erstes Modell in Betrieb genommen werden, das sehr vielversprechende Ergebnisse lieferte. Die Motivation bestand darin, das Modell weiter zu entwickeln, um nichtlineare Effekte im Motor, häufig auftretende Fehler (z. B. Verschleiß) sowie unkonventionelle Bauformen und Wicklungssysteme flexibel, schnell und trotzdem genau analysieren zu können. Der Ansatz bietet zudem die Möglichkeit, das komplexe Maschinenverhalten in einer HIL-Anordnung am Prüfstand zu verifizieren. So lassen sich Steuergeräte bereits vor Prototypenbau an virtuellen Motoren testen. Auch die Weiterentwicklung der Computertechnologie und der kommerziellen Rechenprogramme stellt neue Anwendungen in Aussicht. Allerdings ist bei der Entwicklung von Methoden darauf zu achten, dass das parallele Ausführen eines FEM-Modells auf mehreren Prozessorkernen anzustreben ist, um eine praxistaugliche Rechenlaufzeit zu erreichen.

## 1.4 Aufbau der Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein virtuelles Motormodell (VRAM) entwickelt, welches die dynamischen Zustände in den Ankerspulen berechnet. Für die Modellbildung gehen die Untersuchungen auf jedes relevante Bauelement ein. Die Verifikation der Simulationsergebnisse erfolgt durch den Vergleich mit Messungen am Prüfstand.

Damit der Workflow der Modellerstellung vorab überblickt werden kann, werden in Kap. 2 die Grundstruktur des VRAMs sowie in Kap. 3 der Prüfstand und die Messmethoden vorgestellt.

In Kap. 4 wird anschließend der gezeigte Workflow der Reihe nach ausgeführt. Dieser besteht aus Modulen, welche jeweils ein Bauteil oder einen Themenbereich bearbeiten. Hierbei werden die Zusammenhänge anhand der Literaturrecherche, durch empirische Analysen und Vorberechnungen erarbeitet. Dieses Wissen ist Grundlage für die Formulierung einer Berechnungsmethode, welche anschließend im VRAM implementiert wird. Wenn sinnvoll, wird bereits auf Modulebene die Simulationsroutine mit geeigneten Messungen verglichen (z. B. Lichtbogenanalyse). Für ein valides Modell ist die Untersuchung unterschiedlicher Motorvarianten erforderlich. In dieser Arbeit wird deshalb die Auswertung der Ergebnisse nicht durchgängig an einem expliziten Motor durchgeführt, sondern die spezifischen Effekte an mehreren Motoren unterschiedlicher Bauformen und Topologien gezeigt (s. Tab. 1 im Abkürzungsverzeichnis).

Kap. 5 präsentiert verschiedene Anwendungsmöglichkeiten des entwickelten Motormodells. Im Vordergrund steht die Analyse der Spulenwerte mit Berücksichtigung von Fertigungstoleranzen, Bauteilversagen und Verschleiß am Kontaktsystem. Nichtlineares Verhalten des magnetischen Kreises zeigt sich besonders bei der Kennlinienerstellung. Neben der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie gibt es noch weitere interessante Relationen. Außerdem wird eine messtechnische und simulationsbasierte Bewertung des Motors aufgrund seines Bürstenfeuers gezeigt. Ein weiterer Vorteil des VRAMs ist seine Vielseitigkeit. So können auch exotische Bauformen berechnet werden.

Die Zusammenfassung der Arbeit sowie fortführende Themen sind in Kap. 6 zu finden.



## 2 Virtuelles Motormodell

Für die Berechnung elektrischer Maschinen wurden zahlreiche Modelle entwickelt (vgl. [1, 3, 4, 12, 13, 18, 19, 23, 27, 34, 37, 38, 57, 61, 67–69, 77, 78, 88–90, 93, 94, 92]). Analytische Ansätze geben meist das Grundwellenverhalten für eine schnelle, grobe Abschätzung in ausreichender Genauigkeit wieder. Die Rechenleistung heutiger Computer ermöglicht umfangreiche FEM-Simulationen. Damit lassen sich sehr detaillierte Ergebnisse generieren. Dennoch sind gerade bei dreidimensionalen Feldproblemen Rechenzeiten im Stundenbereich anzusetzen. Optimierungsaufgaben sind damit nicht praxistauglich.

Das in dieser Arbeit entwickelte Motormodell (VRAM) hat zum Ziel, hochgenaue Ergebnisse in sehr schneller Zeit zu berechnen. Hierbei werden Lookup-Tabellen (LUTs) verwendet, in denen nichtlineare Materialeigenschaften hinterlegt sind. Neue Simulationsanwendungen erweitern die Kenntnisse über die Abläufe in der Maschine. Sog. „Schmutzeffekte“ in Messungen (z. B. asynchrone Kommutierung der Spulen an Plus- und Minusbürste, transiente Erwärmung der Ankerwicklung während einer Messung, Verschleißzustand der Bürsten u. v. a.) können einfach separiert und getrennt beobachtet werden. Hier klingt bereits mit, dass sowohl sehr kurze (Lichtbogen) als auch längere Zeitabschnitte (Motorhochlauf) in der Simulation entsprechend aufgelöst werden müssen. Wegen der kurzen Rechenzeit des VRAMs sind zahlreiche Parameteroptimierungen möglich.

### 2.1 Grundwellenbetrachtung der Gleichstrommaschine

Für PMDC-Motoren ist das in Abb. 2 gezeigte Ersatzschaltbild allgemein bekannt. Der Motor wird dabei an einer idealen Gleichspannungsquelle betrieben. In der stromführenden Ankerwicklung wird durch den magnetischen Fluss der Permanentmagnete eine von der Drehzahl abhängige Spannung induziert. Die Wicklung stellt somit eine verlustbehaftete Induktivität und eine in Reihe geschaltete Spannungsquelle dar. Eine Ankerspule wird durch den verketteten Fluss

$\psi(t) = N\phi(t)$  durchflutet. Die zeitliche Änderung der Flussverketung induziert eine Spannung

$$u_{\text{ind}}(t) = - \frac{d\psi(t)}{d\alpha(t)} \cdot \frac{d\alpha(t)}{dt} \quad (1)$$

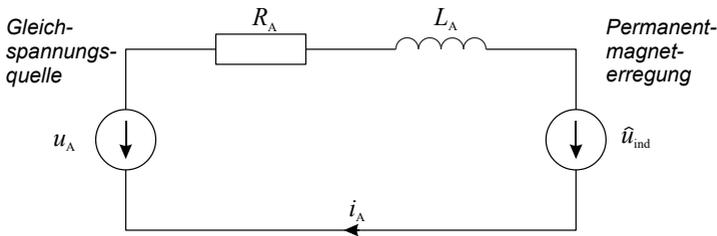
in die bewegte Ankerspule. Die magnetische Kopplung zwischen den Ankerspu- len wird vernachlässigt. Die Flussverketung einer um den Winkel  $\alpha$  verdrehten Spule berechnet sich zu

$$\psi(t) = \widehat{\Psi} \cdot \sin \alpha(t) \quad (2)$$

Der Kommutator sorgt dafür, dass Anker- und Erregerfluss stets senkrecht aufei- nander stehen. In der Realität pendelt die Richtung des Ankerfeldes aufgrund der näherungsweise blockförmigen Wicklungsströme und des kontinuierlich rotierenden Spulenaufbaus um die Orthogonale zum Erregerfeld. Für Maschinen mit vie- len Ankerspulen bleibt der wirksame Spulenwinkel klein, sodass für die induzierte Spannung näherungsweise

$$\hat{u}_{\text{ind}}(t) = -\widehat{\Psi} \omega_{\text{mech}}(t) \quad (3)$$

geschrieben werden kann (vgl. [47], S. 208–213). Im Ersatzschaltbild Abb. 2 ist das negative Vorzeichen aus (3) durch die umgekehrte Pfeilrichtung bzgl. Der Motorspannung berücksichtigt. Oft wird der Bürsten-Kommutator-Kontakt durch einen stromrichtungsabhängigen Spannungsabfall, ähnlich einer Diode, und einen konstanten ohmschen Widerstand modelliert. Für ein möglichst übersichtliches und einfaches Grundmodell soll der nichtlineare Spannungsabfall am Bürsten- Kommutator-Kontakt vernachlässigt werden.



**Abb. 2:** Ersatzschaltbild der Gleichstrommaschine mit Permanentmagnetenerregung. Durch die Ankerdrehung ändert sich in der Wicklung die magnetische Flussverketung und induziert eine elektrische Spannung, die ihrer Ursache entgegen- wirkt.

Ein Maschenumlauf im Ankerkreis in Abb. 2 ergibt:

$$L_A \frac{di_A(t)}{dt} + R_A i_A(t) = u_A(t) - \hat{u}_{\text{ind}}(t) \quad (4)$$

Nach Umstellen sowie Einsetzen von (3) erhält man eine Differentialgleichung 1. Ordnung für den elektrischen Teil des Motors:

$$\frac{di_A(t)}{dt} = -\frac{R_A}{L_A} i_A(t) - \frac{\hat{\Psi}}{L_A} \omega_{\text{mech}}(t) + \frac{1}{L_A} u_A(t) \quad (5)$$

Die mechanische Differentialgleichung erfolgt aus der Drehmomentbilanz

$$J \dot{\omega}_{\text{mech}}(t) = \tau_i(t) - \tau_f(t) - \tau_L(t) \quad (6)$$

Die vom Motor abgegebene, elektrische Leistung ist das Produkt aus induzierter Spannung und Ankerstrom, welche über den Luftspalt in mechanische Leistung gewandelt wird.

$$\tau_i(t) = \frac{P_\delta(t)}{\omega_{\text{mech}}(t)} = \frac{\hat{u}_{\text{ind}} i_A(t)}{\omega_{\text{mech}}(t)} = \hat{\Psi} i_A(t) \quad (7)$$

Das Reibmoment  $\tau_f$  setzt sich i. d. R. aus trockener und viskoser Reibung zusammen

$$\tau_f(t) = \tau_{\text{fs}}(t) + \tau_{\text{fd}}(t) \quad (8)$$

$$\tau_{\text{fs}} = \mu_s \cdot \text{sgn}(\omega_{\text{mech}}(t)) \quad (9)$$

$$\tau_{\text{fd}}(t) = \mu_d \cdot \omega_{\text{mech}}(t) \quad (10)$$

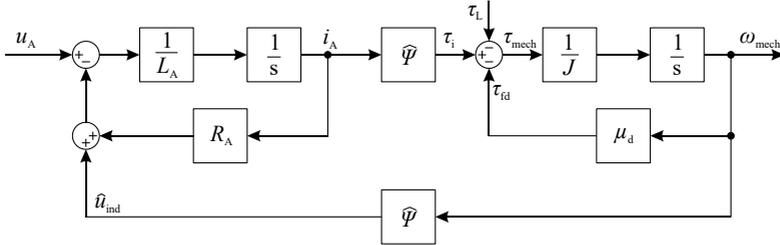
Im Folgenden wird nur viskose Reibung  $\tau_{\text{fd}}$  berücksichtigt. Es ergibt sich nach Einsetzen von (7) und (8) in (6) und Umstellen eine Differentialgleichung 1. Ordnung für den mechanischen Teil des Motors:

$$\dot{\omega}_{\text{mech}}(t) = \frac{\hat{\Psi}}{J} i_A(t) - \frac{\mu_d}{J} \omega_{\text{mech}}(t) - \frac{1}{J} \tau_L \quad (11)$$

Die Zustandsgrößen des Systems sind der elektrische Strom  $i_A(t)$  und die mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{mech}}(t)$ . Die Differenzialgleichungen (5) und (11) lassen sich in der Zustandsraumdarstellung zusammenfassen:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_A(t) \\ \dot{\omega}_{\text{mech}}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_A}{L_A} & -\frac{\hat{\Psi}}{L_A} \\ \frac{\hat{\Psi}}{J} & -\frac{\mu_d}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A(t) \\ \omega_{\text{mech}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_A} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ \tau_L(t) \end{bmatrix} \\ \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (12)$$

Die Kopplung zwischen elektrischem und mechanischem Teil erfolgt über den Faktor der Flussverknüpfung  $\hat{\Psi}$ . Gleichung (12) ist in Abb. 3 in einem Signalflussplan dargestellt.



**Abb. 3:** Signalflussplan der Gleichstrommaschine mit Permanentmagneterregung. Die Integrierer sind im Laplace-Bereich dargestellt.

Aus den grundlegenden Gleichungen der Gleichstrommaschine (4), (3) und (7):

$$\begin{aligned}
 u_A(t) &= L_A \frac{di_A(t)}{dt} + R_A i_A(t) + \hat{u}_{\text{ind}}(t) \\
 \hat{u}_{\text{ind}}(t) &= \hat{\Psi} \omega(t) \\
 \tau_i(t) &= \hat{\Psi} i(t)
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

lässt sich die Motorkennlinie ermitteln (Abb. 4). Im stationären Fall gilt für den Leerlauf, dass die induzierte Spannung  $\hat{u}_{\text{ind}}(t)$  die Ankerspannung  $U_A$  erreicht hat und der Ankerstrom gegen null geht. Demnach ist die natürliche Winkelgeschwindigkeit im Leerlauf

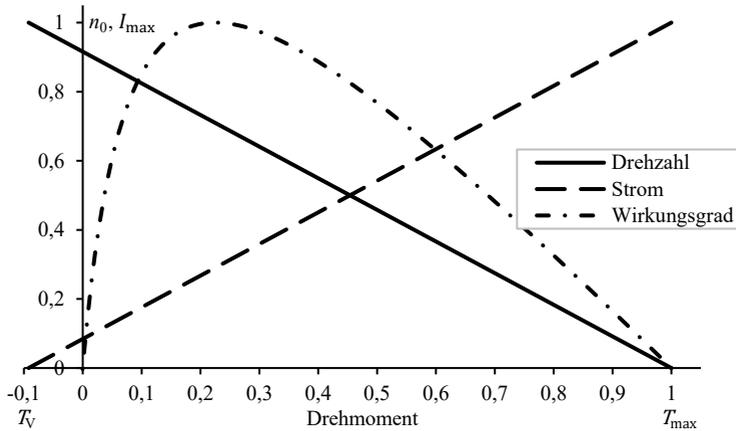
$$\omega_0 = \frac{U_A}{\hat{\Psi}}
 \tag{14}$$

Da ein realer Motor verlustbehaftet ist, liegt die Drehzahl bei Lastmoment gleich null entsprechend darunter. Das maximale Drehmoment wird bei blockiertem Rotor erreicht. Die differentiellen Größen verschwinden, sodass nur der ohmsche Widerstand der Ankerwicklungen und die Vorwiderstände im Bürstensystem den Strom bestimmen. Das Strommaximum berechnet sich zu

$$I_{\text{max}} = \frac{U_A}{R_A}
 \tag{15}$$

und das zugehörige maximale Drehmoment zu

$$T_{\text{max}} = \hat{\Psi} I_{\text{max}}
 \tag{16}$$



**Abb. 4:** Typische normierte Kennlinien eines PMDC-Motors bei konstanter Ankerspannung  $U_A$ : Treibt man den Motor mit ideeller Leerlaufdrehzahl  $n_0$  an, steht an der Welle ein Drehmoment  $T_V$  an, welches sich aus den Gesamtverlusten im Motor (Reibung, Luftverwirbelungen, Kommutierungs-, Eisen-, Wirbelstromverluste u. a.) zusammensetzt. Bei blockiertem Motor fließt der maximale Strom.

## 2.2 Workflow

Für das in dieser Arbeit entwickelte VRAM wurde ein Workflow erstellt. Er unterteilt den Simulationsprozess in mehrere Teilprozesse, welche als in sich abgeschlossene Module nacheinander durchlaufen werden können (s. Abb. 5). Anschließend werden die Module zu einem Simulationsmodell zusammengeführt. In Kap. 4 werden die einzelnen Arbeitsschritte bzw. Module ausführlich beschrieben. Die Struktur kann somit als dessen Inhaltsverzeichnis verstanden werden.

Das VRAM wird durch Vergleiche der Simulationsergebnisse mit Messungen oder mit Ergebnissen aus etablierten Simulationsmethoden verifiziert. Falls die Ergebnisse sich nicht ausreichend genau mit den Referenzdaten decken, müssen die einzelnen Module in einem weiteren Durchlauf nachgebessert und optimiert werden. Die Allgemeingültigkeit (Validierung) erfolgt in einem erneuten Zyklus mit einem anderen Motortyp. Der Workflow wurde anhand mehrerer Motortypen validiert.

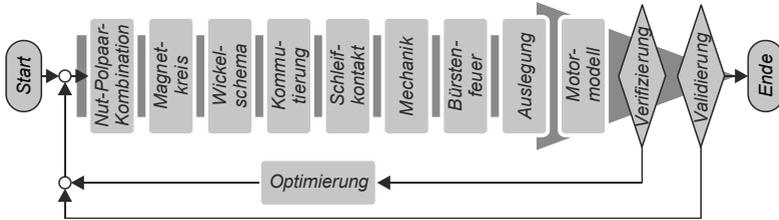


Abb. 5: Workflow zur Auslegung eines PMDC-Motors (s. Abb. 1) und zur Erstellung des VRAMs

## 2.3 Struktur

Die Simulation wurde mit MATHWORKS® MATLAB/SIMULINK (R2012b) programmiert. Die Struktur ist modular aufgebaut, d. h. die Berechnung wird in verschiedene Bereiche mit unterschiedlichen Programmiererebenen unterteilt (s. Abb. 6).

Das Modell wird über eine Benutzeroberfläche in MATLAB gesteuert (s. Abb. 7). Der Benutzer legt Simulationsart, Startwerte, Motortyp, Fehlerart und weitere Vorgaben fest. Nach dem Programmstart wird die Parameterliste geladen. Die Werte stammen aus zuvor durchgeführten Messungen oder Berechnungen. Als erstes wird der magnetische Kreis mit einem FEM-Modell in ANSYS®/MAXWELL (Electromagnetics Suite Version 15.0.0) berechnet. Der Aufbau des FEM-Modells mit den relevanten geometrischen Parametern über ein parametrierbares Skript wäre prinzipiell möglich, wurde aber noch nicht umgesetzt. Eine automatisierte Modellerstellung stellt MAXWELL/RMXPRT bereit. Dabei wird mit relativ wenigen Eingabeparametern ein 2D- bzw. 3D-FEM-Modell entwickelt.

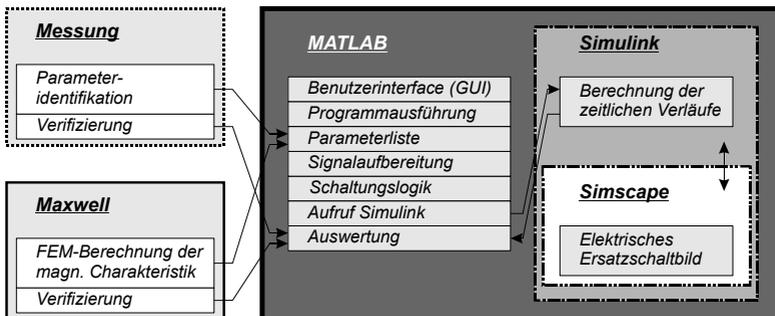


Abb. 6: Struktur des VRAMs

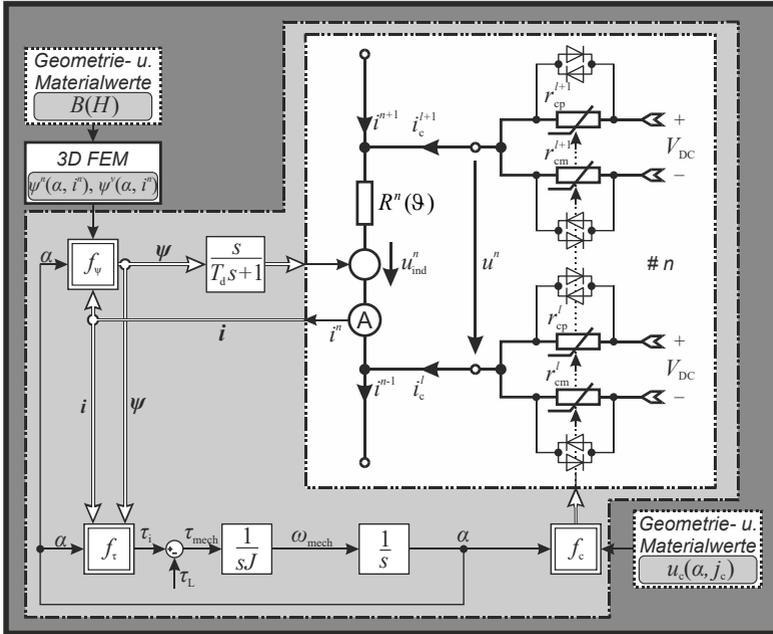


Abb. 7: Benutzeroberfläche des VRAMs

Anhand von Parametern wird im VRAM die Schaltungslogik des Kommutators berechnet und die richtige Winkellage eingestellt. Es besteht die Möglichkeit künstlich Nichtidealitäten einzubauen, um z. B. das Verhalten eines stark abgenutzten Bürstensystems zu analysieren.

Ziel des VRAMs ist, die Spulengrößen Strom, Spannung und Flussverkettung zu berechnen. Die erste Idee war, den *Signalflussplan* einer Gleichstrommaschine aus Abb. 3 auf jede Spule anzuwenden. Bei der Umsetzung war es aber nicht möglich, die einzelnen Spulen sowohl elektrisch als auch magnetisch miteinander zu koppeln. Die zweite (erfolgreiche) Idee war, das *Ersatzschaltbild* der DC-Maschine aus Abb. 2 auf jede Spule anzuwenden.

In Abb. 8 ist die Struktur aus Abb. 6 in Form eines Signalflussplans mit integriertem elektrischem Ersatzschaltbild dargestellt. Der Signalflusssimulator SIMULINK berechnet mit den von MATLAB übergebenen Systemvariablen die zeitlichen Verläufe. Abhängig vom berechneten Winkel werden Kontaktwiderstände und Flussverkettungen aus Lookup-Tabellen der nachfolgenden Berechnung zugeführt. Der elektrische Kreis wird mit dem Schaltungssimulator SIMSCAPE (Toolbox in SIMULINK für die Berechnung mit physikalischen Größen) aufgebaut. Eine Spule besitzt zwei Anschlüsse, welche im VRAM gemäß dem Wickelschema jeweils an einer Kommutatorlamelle oder an den Anschlüssen einer anderen Spule kontaktiert sind.



**Abb. 8:** Signalflussplan mit integriertem Ersatzschaltbild eines PMDC-Motors im virtuellen Modell am Beispiel einer einzelnen Spule. Die Funktionen  $f_\psi, f_\tau, f_c$  verkörpern die nichtlinearen Berechnungen der Flussverketungen, des Drehmoments und der Kontaktwiderstände mit Kontaktierung der Plus- oder Minusbürste bzw. keiner Bürste. Die in verschiedenen Graustufen und mit Linien gekennzeichneten Blöcke entsprechen der Struktur in Abb. 6.

Der Spulendraht weist einen von Drahtquerschnitt, -länge und -material sowie von der Wicklungstemperatur abhängigen ohmschen Widerstand auf. Mit steigender Temperatur erhöht sich der Widerstandswert gemäß dem linearen Ansatz

$$R(\vartheta) = R(\vartheta_0) \cdot (1 + \alpha_\vartheta \cdot (\vartheta - \vartheta_0)) \quad (17)$$

Hierbei ist  $\vartheta$  die Temperatur der Spule,  $\vartheta_0$  die Referenztemperatur und  $\alpha_\vartheta$  der konstant angenommene Temperaturkoeffizient.

Die Kommutatorlamellen werden abhängig vom Rotorwinkel  $\alpha$  mit den Klemmenpotentialen kontaktiert. Die Schaltungslogik und die nichtlinearen Kontaktbedingungen zwischen Bürsten und Lamellen werden im Voraus in Abhängigkeit der Kontaktfläche und Stromdichte berechnet bzw. messtechnisch bestimmt und

in Form von Lookup-Tabellen bereitgestellt (Funktionsblock  $f_c$  in Abb. 8). Dioden mit einstellbarer Durchlassspannung modellieren das Bürstenfeuer mit konstanter Brennspannung.

Die Spule umschließt mit ihren  $N$  Windungen einen Fluss  $\Phi^n | n \in \{1, 2, \dots, W\}$ , der von den Magneten in Abhängigkeit der Rotorposition  $\alpha$ , dem Spulenstrom  $I^n$  und infolge magnetischer Kopplung von allen anderen Spulenströmen  $I^v | v \in \{1, 2, \dots, W\}$  für  $v \neq n$  des Motors erzeugt wird. Die Flussverketung  $\Psi^n = N\Phi^n$  einer Spule ist von der Rotorposition und den Spulenströmen  $\mathbf{I} = [I^1, I^2, \dots, I^W]$  abhängig:  $\Psi^n(\alpha, \mathbf{I})$ .

Die Überlagerung der magnetischen Durchflutungen von Spulenstrom und Permanentmagneten wird in einem SIMULINK-Block realisiert und ist in Abb. 8 mit der Funktion  $f_\psi$  dargestellt. Die zeitliche Änderung der transienten Flussverketungen induzieren Spannungen in den Spulen. SIMULINK weist die berechneten Werte in SIMSCAPE gesteuerten Spannungsquellen in den Spulen zu. Die Spannungen wiederum beeinflussen in der elektrischen Domäne unter Berücksichtigung der kirchhoffschen Gesetze die Spulenströme. Somit sind die einzelnen Spulen elektrisch und magnetisch miteinander gekoppelt.

Die Differentiation führt in der numerischen Simulation zu sog. Steifen Differentialgleichungen mit sowohl sehr schnellen als auch sehr langsamen Lösungsanteilen. Schnelle Stromänderungen, die v. a. am Ende einer nicht vollständigen Kommutierung des Spulenstromes auftreten, erzeugen hohe Spannungsamplituden mit steilen Gradienten. Diese sind in der Simulation mitunter erwünscht und beschreiben die Lichtbogenspannungen. Unter Umständen bricht der Lösungsalgorithmus bei zu schnellen Vorgängen ab. In SIMULINK ist ein entsprechender Solver für steife Differentialgleichungen zu wählen. Für eine stabile Simulation wird die Differentiation um ein Tiefpassglied mit ausreichend großer aber vernachlässigbar kleiner Zeitkonstante  $T_d$  erweitert. Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass das hier verwendete Tiefpassglied keine Modellierung eines physikalischen Vorgangs, sondern notwendig für die Stabilität der numerischen Berechnung ist. In Abb. 8 finden die Laplace-Transformierten für Differenzierer und Integrierer Verwendung:

$$u(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} \xrightarrow{F(s)=\mathcal{L}\{f(t)\}} u(s) = s \cdot \psi(s) \approx \frac{s}{T_d s + 1} \psi(s) \quad (18)$$

$$\alpha(t) = \int \omega(t) \cdot dt \xrightarrow{F(s)=\mathcal{L}\{f(t)\}} \alpha(s) = \frac{1}{s} \omega(s) \quad (19)$$

Dieser Lösungsweg berechnet die transienten Verläufe der Spulengrößen mit großen Strom- und Spannungsgradienten, die bei Kommutatormaschinen in der Realität auftreten. Lösungsansätze, die ausschließlich Integrierer verwenden (wie in Kap. 2.1), sind nur für Grundwellenbetrachtungen ausreichend.

Das Drehmoment wird mit der Funktion  $f_{\tau}$  u. a. mit dem Prinzip der virtuellen Verschiebung berechnet. Hierbei werden die Energien der Spulen für zwei benachbarte Winkelschritte ausgewertet und daraus das Drehmoment berechnet. Durch Integration der Drehzahl erhält man den Rotorwinkel. Dieser wird für die Berechnung der Flussverkettungen, der Schaltungslogik am Kommutator sowie des Drehmoments zurückgekoppelt.

## 3 Prüfstand

Empirische Analysen und Messungen zur Verifizierung von Simulationsergebnissen stellen einen wichtigen Teil der vorliegenden Arbeit dar. In diesem Kapitel werden die grundlegenden, selbst entwickelten Messmethoden vorgestellt. Der Prüfstand für die Durchführung der Untersuchungen ist derart aufgebaut, dass verschiedene Messarten verwendet und unterschiedliche Motoren gemessen werden können. Die Grundelemente und Daten des Prüfstands sind Tab. 4 (S. 159) zu entnehmen. Mit Hilfe von Adaptern lassen sich verschiedene Motortypen mit spezifischen Gehäusen anflanschen.

### 3.1 Messung der Motorgrößen am Serienprüfling

Für die Messung von Motorstrom und -spannung an den Eingangsklemmen von Serienprüflingen wird ein klassischer Aufbau verwendet (s. Abb. 9). Prüfling und Lastmaschine sind mit Montagewinkeln auf ein Maschinenbett geschraubt. Führungsnuten gewährleisten die axiale Ausrichtung. Eine Messwelle zwischen den Motoren detektiert Drehzahl und Drehmoment. Motor- und Messwellenenden sind über Balgkupplungen miteinander kraftschlüssig verbunden. Ein PC-gesteuerter Umrichter treibt die Lastmaschine an. Die Betriebsspannung der Gleichstrommaschine liefert ein spannungs- bzw. stromgeregeltes Netzteil.

Ein Oszilloskop zeichnet den Motorstrom und die Klemmenspannung hochaufgelöst auf. Anhand des Stromrippels (= dem Gleichstromwert überlagerter Wechselanteil) können bereits Aussagen über das Kommutierungsverhalten, den Einlaufzustand der Bürsten oder Fehler (z. B. nichtleitende Schweißstelle am Kommutator) getroffen werden.

Der zu untersuchende Arbeitspunkt wird durch eine geregelte Drehzahl der Lastmaschine und eine feste Ankerspannung am Prüfling eingestellt. Der Motorstrom und das Drehmoment stellen sich folglich ein. Bei der Versuchsdurchführung muss die relativ geringe Wärmekapazität des Prüflings beachtet werden, da die untersuchten Kleinmotoren für den Kurzzeitbetrieb und für eine im Vergleich zu

Industrieantrieben deutlich kleinere Gesamtbetriebsdauer ausgelegt sind. Um eine Überhitzung der Motoren zu vermeiden, muss grundsätzlich bei allen Versuchen mit größeren Motorströmen die Wicklungstemperatur beobachtet werden. Abhängig von der Belastung steigt der Ankerwiderstand proportional zur Temperaturerhöhung, sodass infolgedessen der Ankerstrom und das Drehmoment abnehmen. Für einen mechanisch definierten Arbeitspunkt stellt ein zusätzlicher Drehmomentregler die Ankerspannung ein. Das gewünschte Drehmoment wird hierdurch stabil erreicht und Temperatureinwirkungen kompensiert.

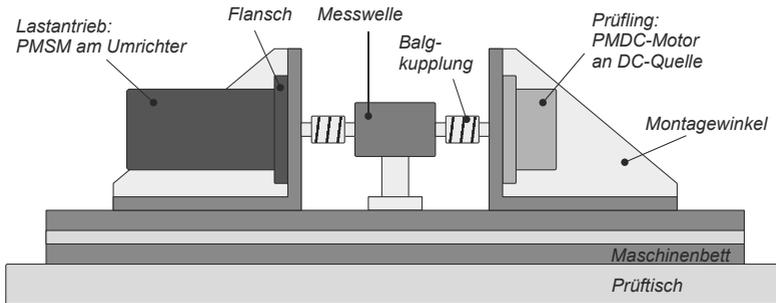


Abb. 9: Skizze des Prüfstands zur Messung der Motorgrößen am Serienprüfling

## 3.2 Messung der Spulengrößen am modifizierten Prüfling

Kommutierungsvorgänge sind schwer aus den zusammengeführten Klemmengrößen zu beurteilen. Von besonderem Interesse sind deshalb die Spulenströme und Lamellenpotentiale der untersuchten Motorkategorie. Die Schwierigkeit besteht darin, die Größen direkt an den drehenden Komponenten des Prüflings zu messen.

In [37] (S. 28 ff.) wird folgende Methode vorgestellt: Über einen ausreichend niederohmigen, temperaturkonstanten Widerstand innerhalb einer Ankerspule wird der Strom über einen Spannungsabfall dargestellt, mit einem Operationsverstärker auf ein übertragbares Spannungsniveau skaliert und über ein separates Schleifringkontaktsystem als Messsignal übertragen. Die Messleitungen werden innerhalb einer aufgebohrten Welle am Kommutator vorbeigeführt und auf die Schleifringe gelegt. Die Messabweichung aufgrund des zusätzlichen Widerstandes wird mit 2 % als vernachlässigbar klein beziffert. Über ein weiteres Schleifringssystem wird die Potentialdifferenz zweier Lamellen herausgeführt und am Oszilloskop

dargestellt ([3] zeigt eine vergleichbare Methode). Der Prüfstand liefert hochauflösende Messergebnisse, an denen Kommutierungsvorgänge aussagekräftig erklärt werden können. Mit dem Verweis auf die Arbeit [59] wird eine alternative, indirekte Messung von Rotorgrößen für Motoren genannt, bei denen eine Modifikation ausgeschlossen ist. Hier bedient man sich einer Flussmessspule und misst den magnetischen Fluss am Gehäuserücken über den Magneten. Der Fluss wird von den kommutierenden Spulen erzeugt und induziert in der Messspule eine Spannung, anhand derer die Kommutierung bewertet werden kann.

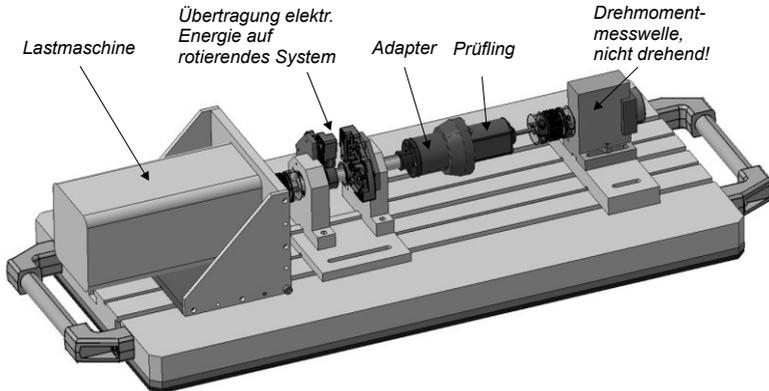
Wang [89] unterbricht ebenfalls die Ankerwicklung und führt den Spulenstrom über ein entsprechend ausgelegtes Schleifringssystem aus dem Motor heraus. Die am Shunt-Widerstand abfallende Spannung ist proportional zum Strom.

Das in dieser Arbeit für die Rotorgrößenmessung zugrunde liegende Prinzip ist das Vertauschen der Bezugssysteme: Der Anker steht fest und das Gehäuse dreht. Diese Methode hat folgende offensichtliche Vorteile:

- berührungslose, temperaturunabhängige Strommessung mit Strommesszangen
- direkter Potentialabgriff an den Lamellen
- leichter Zugriff auf *alle* Lamellenpotentiale und Spulenströme
- direkte Temperaturüberwachung an den Wicklungen
- lediglich zwei robuste Schleifringkontakte wegen des rotierenden Bürstenapparates

Zu beachten ist hingegen, dass auch mit dieser Methode eine Präparierung von Anker und Gehäuse nötig ist. Außerdem reduziert die Zentripetalkraft drehzahlabhängig die Federkraft auf die Bürsten. Der Einbau stärkerer Federn ermöglicht die Messung bei höheren Drehzahlen.

In der Konstruktionszeichnung (Abb. 10) ist der mechanische Aufbau zu sehen. An die Lastmaschinenwelle ist ein Schleifringkontaktsystem für den Stromtransport angekuppelt. Zwei breite Kupferschleifringe sind auf einer gelagerten Welle appliziert. Wiederum zwei parallel geschaltete, um 90° versetzte Kohlebürsten je Schleifring gewährleisten eine geringe Stromdichte. Gegenüber Bürstenspringern verfügen sie bei hohen Drehzahlen über eine robuste Stromübertragung. Massive Kupferdrähte verbinden die Schleifringe mit den Motorklemmen des Prüflings. Um die Drähte einfach durch die Lagerstellen zu führen, wurden symmetrisch angeordnete Nuten axial in die Welle gefräst.



**Abb. 10:** Konstruktionszeichnung des Prüfstands zur Messung der Spulengrößen am Prüfling

Das Gehäuse des Prüflings mit Bürstenplatte ist über einen Adapter an die Antriebswelle geflanscht. Der Anker, mit der Kommutatorseite dem Adapter zugewandt, ist mit einer verlängerten Welle versehen. Diese wird an der gegenüberliegenden Seite des Motors aus einer aufgedrehten Öffnung im Gehäuseboden herausgeführt und an einer abtriebseitig blockierten Messwelle angekuppelt.

Die letzte Windung jeder Spule ist verlängert und wird durch die Bohrung im Gehäuseboden entlang der feststehenden Welle in Richtung der Messwelle herausgeführt. Außerhalb können eine bzw. auch mehrere Strommesszangen die zu messenden Spulenströme erfassen. Separate Leitungen führen die Lamellenpotentiale durch die Nuten des Blechpaketes heraus, sodass sowohl die Spannung zwischen zwei Lamellen einer Spule als auch z. B. die Spannung zwischen den Lamellen mit gleichzeitigem Bürstenkontakt gemessen werden können. Die Temperatur erfasst ein Thermoelement im Nutgrund direkt an den Spulen. Das erzeugte innere Drehmoment im Luftspalt wird reibungsfrei bis auf das Lager im Adapter über die Ankerwelle an die blockierte Messwelle übertragen. In Abhängigkeit der Drehzahl regen Pendelmomente die Motorwelle an. Es ist darauf zu achten, dass die als Torsionsfeder mit Masse wirkende Welle nicht in Resonanz gerät. Gemessene Drehmomentverläufe für den Abgleich mit Simulationen müssen deshalb weit von der Resonanzfrequenz entfernt erfolgen (s. Anhang A.3).

Die Drehzahl wird durch die geregelte Lastmaschine fest vorgegeben und ggf. mit einem optischen Sensor überwacht. In Abb. 11 ist der Prüfstand für die Vermessung eines Fensterhebermotors gezeigt und in Abb. 12 ist eine vergrößerte Ansicht der Spulenstrommessung an einem ABS-Motor zu sehen.

### 3.2 Messung der Spulengrößen am modifizierten Prüfling

Mit der direkten Messung mehrerer Spulenströme und Lamellenspannungen lassen sich das Kommutierungsverhalten, Lichtbogen und andere nichtlineare Vorgänge sehr genau studieren. Zusätzlich zu den Spulengrößen werden die Klemmengrößen aufgezeichnet. Der Vergleich verschafft Erkenntnis, welche Vorgänge im Motor anhand der leichter zugänglicheren Klemmgrößen bereits beobachtet werden können.

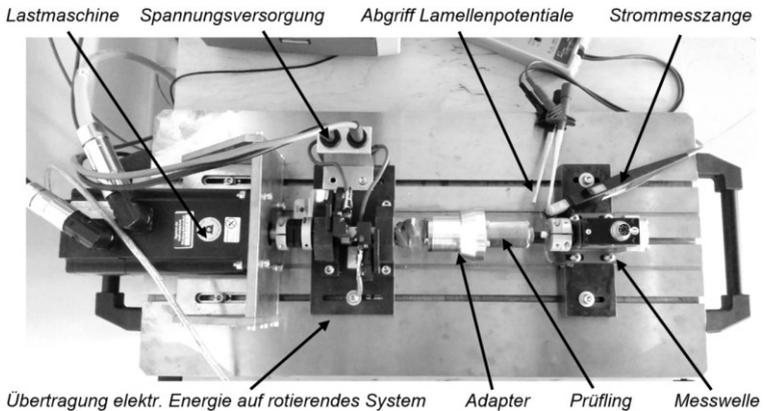


Abb. 11: Prüfstand zur Messung der Spulengrößen am Prüfling

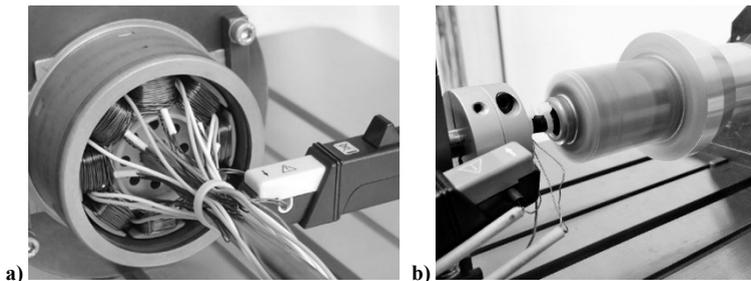


Abb. 12: Messung von Spulenstrom und Lamellenspannungen am Motor a) Q8p3K24 und b) Q8p1K8

### 3.3 Messung der Lamellenpotentiale am Serienprüfling

Der Nachteil des dargestellten Messkonzeptes (Kap. 3.2) ist, dass der Anker vorher aufwändig präpariert werden muss. Für die herausgeführten Windungen muss ein Ankerkern neu bewickelt, der Gehäuseboden geöffnet sowie die Welle verlängert werden.

Für den Abgriff der Lamellenpotentiale an Serienmotoren wurde folgendes Konzept entwickelt. Der Modifikationsaufwand der Prüflinge wird hierbei auf ein Minimum reduziert. Das Prinzip des drehenden Gehäuses und des stehenden Ankers bleibt bestehen. Der Motor wird in einem eigens hierfür angefertigten Adapter gespannt (s. Abb. 13). Bei diesem Aufbau befindet sich der Kommutator auf der vom Adapter abgewandten Seite, die Kontaktierung der Lamellen erfolgt über dünne Lackdrähte, welche direkt an die Kommutatorhaken gelötet sind. Die Drähte werden in den Isolationsschlitzen zwischen den Lamellen nach vorne herausgeführt (s. Abb. 14). Über Differenzastköpfe werden die Spannungen mit einem Oszilloskop gemessen. Die Motorwelle wird ggf. mit einer Adapterwelle verlängert und an eine blockierte Messwelle gekuppelt.

Die Messung von Spulenströmen ist bei dieser Methode ohne weitere Modifikation der Prüflinge nicht möglich. Allerdings lassen sich zahlreiche Untersuchungen zur Beeinflussung des Bürstenfeuers schnell und kostengünstig an Ankern direkt aus der Serie durchführen.

Besonders im Automobil spielen EMV-Richtlinien eine immer größere Rolle. In der Regel werden Funkstörungen im Frequenzbereich betrachtet. Ein Lichtbogen ist jedoch eine sehr breitbandige Störquelle und damit in der Frequenzdomäne schwer zu charakterisieren. Eine größere Aussagekraft über dessen Zündung und Löschung erhält man im Zeitbereich, sodass demzufolge der Ursache effektiver entgegengewirkt werden kann.

Beispiele für gezielte Einflussmöglichkeiten auf die Lichtbogen bei der Kontaktierung sind passive und aktive Bauelemente zwischen den Lamellen (s. Abb. 14a) und die Verdrehung der Bürstenplatte gegenüber den Magneten. Der Vergleich von Serienankern direkt von der Fertigungslinie, nach Prüftests oder aus dem Feld mit unterschiedlichen Verschleißzuständen erweitert die Untersuchung. Hierzu ist eine einfache und schnelle Kontaktierung der Kommutatorlamellen vorausgesetzt.

### 3.3 Messung der Lamellenpotentiale am Serienprüfling

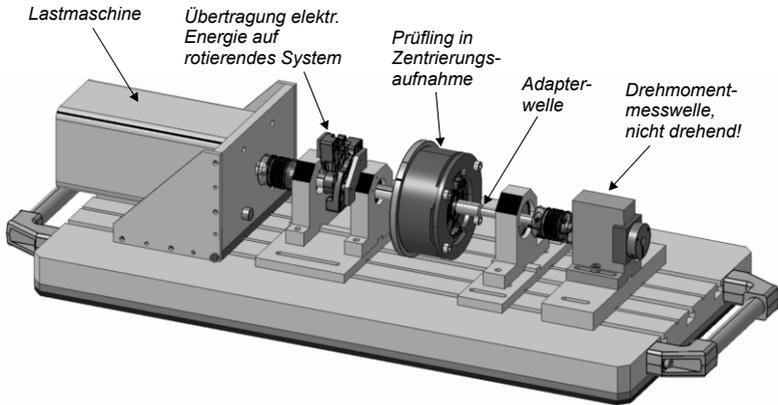


Abb. 13: Messung der Lamellenspannungen am Serienmotor

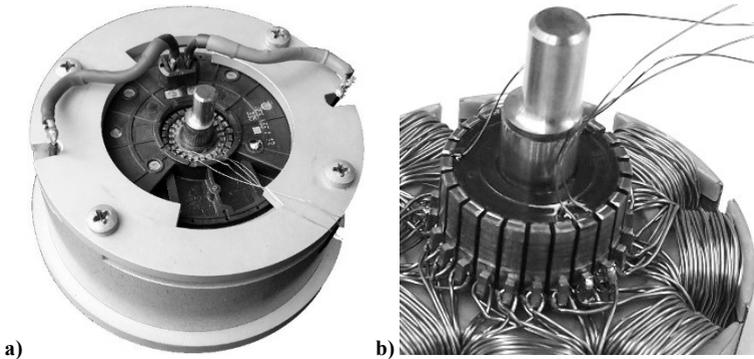


Abb. 14: a) Prüfling in Zentrierungsaufnahme zur Messung von Lamellenpotentialen (hier mit RC-Gliedern zwischen den Kommutatorlamellen) b) Kontaktierung der Lamellen: Lackdrähte sind an bestimmte Lamellenhacken angelötet und durch Lamellenschlitze nach vorne herausgeführt



## 4 Beschreibung, Modellierung und Analyse des Motors

Dieses Kapitel beleuchtet die einzelnen Komponenten des permanentmagneterregten Gleichstrommotors (PMDC-Motor) mit elektromechanischer Kommutierung. Ziel ist es, die Zusammenhänge durch Literaturrecherche, Messanalysen und Berechnungen darzustellen und diese im virtuellen Motormodell (VRAM) umzusetzen. Die Modellierung erfolgt nach dem Leitsatz: So einfach wie möglich und so genau wie nötig. Denn Simulationen sollen als Vorbereitung für Experimente dienen und folglich eine kurze Implementierungs- und Rechenzeit aufweisen. Auf Kommutierungsverhalten und Bürstenfeuer liegt ein hoher Anspruch auf Genauigkeit, hingegen werden Wirbelströme und Eisenverluste in dieser Arbeit vorerst vernachlässigt. Das Kapitel ist gemäß der Reihenfolge des in Kap. 2.2 vorgestellten Workflows zur Erstellung des Motormodells gegliedert.

### 4.1 Nut-Polpaar-Kombination

Gleichstrommotoren kleiner Leistung werden überwiegend projektbezogen und nicht wie andere Antriebe als Katalogware produktbezogen als Baureihe entwickelt. Bspw. Sind je nach Arbeitspunkt, notwendige Leistungsdichte, Stückzahl und Fertigungsprozess verschiedene Nut-Polpaar-Kombinationen sinnvoll. Sie unterscheiden sich zunächst in der Anzahl der gleichzeitig, mittig unter Magneten stehenden Zähne (s. Abb. 15):

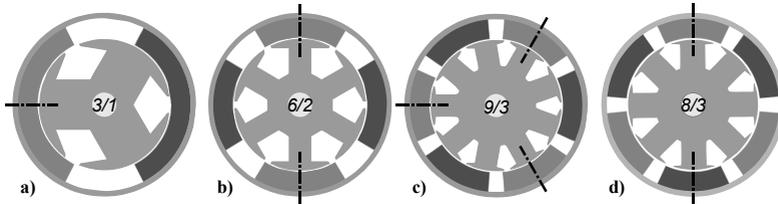
$$z_m = \text{ggT}(Q, 2p); \quad z_m \in \mathbb{N} \quad (20)$$

Für Zweischicht-Zahnspulenwicklungen (jeder Zahn ist mit einer Spule bewickelt, d. h. es liegen zwei Spulenseiten in einer Nut, in einer Einschicht-Zahnspulenwicklung ist nur jeder zweite Zahn bewickelt, s. [45]) gibt die Zahl  $z_m$  an, wie viele Spulen gleichzeitig den Ankerzweig wechseln. In [52] (S. 81) wird  $z_m$  als die Anzahl der gemeinsam einlaufenden Magneten bezeichnet. Gilt  $z_m = 1$ , resultieren Radialkräfte, welche zu frühzeitigen Lagerschäden führen können. Hinge-

gen steigert eine große mögliche Anzahl an direkt unter Magneten stehenden Zähnen die Robustheit gegenüber Fertigungstoleranzen (vgl. [29]). Unter akustischen Gesichtspunkten ist ebenfalls eine hohe Zahl  $z_m$  zu wählen, um tieffrequente mechanische Moden des Gehäuses weniger stark anzuregen. Für die verschiedenen  $Q/p$ -Kombinationen unterscheidet man zwischen gleicher und ungleicher Polarität der mittig über den Zähnen stehenden Magneten. Definition (21) drückt dies mathematisch aus.

$$(Q + p) \begin{cases} \text{gerade} & \rightarrow \text{gleiche Polarität} \\ \text{ungerade} & \rightarrow \text{ungleiche Polarität} \end{cases} \quad (21)$$

Kommutierende Spulen unter Magneten ungleicher Polarität kontaktieren folglich heteropolare Bürsten oder haben ungleiche Wicklungssinne.



**Abb. 15:** Nut-Polpaar-Kombinationen  $Q/p$  mit a) einem, b) zwei, c) drei und d) zwei gleichzeitig direkt unter Magneten stehenden Zähnen. Bei einem bewickelten Anker kommutieren die Zahnspulen, welche sich direkt unter den Magneten befinden. Bei den ersten drei Kombinationen haben diese Magneten gleiche Polarität, bei der 8/3-Kombination ungleiche Polarität.

Für Motoren mit Zahnspulen bestimmt i. d. R. (es gibt Ausnahmen, s. z. B. [84]) die Anzahl der Grundrastmomentperioden

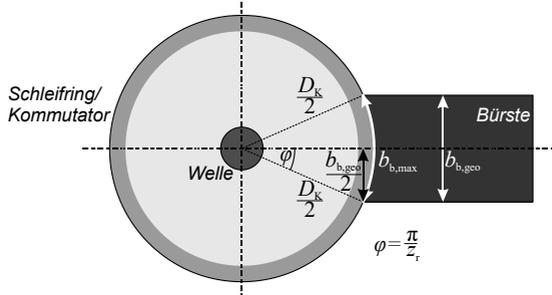
$$z_r = \text{kgV}(Q, 2p); \quad z_r \in \mathbb{N} \quad (22)$$

pro Ankerumdrehung die maximal zulässige tangentielle Bürstenbreite

$$b_{b,\max} = \frac{D_K \pi}{z_r} \quad (23)$$

mit dem Kommutatordurchmesser  $D_K$ . Falls die Bürstenmitte direkt über der Rotorachse liegt (s. Abb. 16), ergibt sich die geometrische Bürstenbreite

$$b_{b,\text{geo}} = D_K \sin \frac{\pi}{z_r} \quad (24)$$



**Abb. 16:** Tangentiale und geometrische Bürstenbreite

Es verbleibt folglich ein Reservemaß der Bürste von einer Kommutatorschlitzbreite  $b_s$ , sodass keine zusätzliche Spule kurzgeschlossen bzw. dass kein Kurzschluss zwischen der Plus- und Minusbürste auftritt. Die Kommutierungszeit berechnet sich in Abhängigkeit der Drehzahl  $n$  zu:

$$T_K = \frac{b_b - b_s}{D_K \pi n} \quad (25)$$

Kommutatormotoren besitzen bis zu  $p$  Bürstenpaare. Ziel ist es, für einen vertretbaren Verschleiß die Stromdichte in den Bürsten klein und die Kommutierungszeit groß zu halten. Das Verhältnis aus Polpaarzahl bzw. Bürstenpaarzahl zu der Anzahl an Rastungen ist folglich möglichst groß zu wählen:

$$b_{b,ges} = p b_{b,max} = D_K \pi \frac{p}{z_r} \quad (26)$$

Ein Rotor mit  $Q$  Nuten besitzt eine Nutteilung

$$\tau_n = \frac{D_\delta \pi}{Q} \quad (27)$$

und ein Stator mit  $p$  Polpaaren eine Polteilung

$$\tau_p = \frac{D_\delta \pi}{2p} \quad (28)$$

$D_\delta$  bezeichnet den Durchmesser in der Luftspaltmitte (= Rotoraußendurchmesser + Luftspaltlänge). Die Überdeckung zwischen einer Pol- und Nutteilung wird mit dem Grundfeld-Wicklungsfaktor (Sehnungsfaktor) für Zweischicht-Zahnspulenwicklungen

$$\xi_P = \sin\left(\frac{\tau_n}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{p}{Q}\pi\right), \quad \xi_P \in \{0 \dots 1\} \quad (29)$$

berechnet (vgl. [14], S. 176). Er ist eine Maßzahl für die Flusskopplung zwischen Zahn und Pol und sollte für eine effektive Energieübertragung möglichst groß sein – darf aber nicht eins werden, da sonst alle Zahnspulen gleichzeitig mittig unter Magneten stehen und kommutieren würden. Der PMDC-Motor wäre im Anlauf nicht robust und ggf. sogar funktionsunfähig. Bei Motoren mit dreiphasiger Drehstromwicklung muss die Nutzahl zusätzlich durch drei teilbar sein. Für Zahnspulen ist der mögliche Wicklungsfaktor maximal, wenn sich Nut- und doppelte Polpaarzahl um eins unterscheiden. Diese Kombinationen besitzen allerdings nicht ausgeglichene Radialkräfte. Sie erzeugen zusätzliche Geräusche im unteren Frequenzbereich. Außerdem werden die Lager stärker beansprucht und führen zum früheren Ausfall (vgl. [22], S. 82). Dies ist v. a. bei BLDC-Motoren zu beachten, deren Lebensdauer praktisch nur von den Lagern begrenzt ist. Abhilfe verschafft eine verteilte Wicklung über zwei Nuten mit doppelter Nutzahl, aber gleicher Spulenweite. Abb. 101 (S. 161) zeigt eine abgewinkelte Darstellung und das Ersatzschaltbild eines PMDC-Motors mit zehn Nuten und zwei Polpaaren. Der Grundfeld-Wicklungsfaktor ist mit der Zahnspulenwicklung mit fünf Zähnen und zwei Polpaaren identisch. Die Wickelkopflänge ist trotzdem vergleichsweise klein.

An dieser Stelle sei ebenfalls eine Kompensation von nicht ausgeglichenen Radialkräften bei Designs mit  $z_m > 1$  erwähnt. Einseitig resultierende Radialkräfte treten aufgrund von nicht exakt symmetrischen Spulenströmen auf. Die Ursache sind z. B. unterschiedliche ohmsche Widerstände in den Ankerzweigen oder nicht synchron kommutierende Spulen an Plus- und Minusbürste. In [91] werden deshalb die Spulen halbiert und die anderen Hälften in der Position getauscht. Bei einem zweipoligen Motor werden die jeweiligen zweiten Spulenhälften durch die gegenüberliegenden Nuten gewickelt. Resultierende Radialkräfte wirken nun in gegensätzlicher Richtung in gleicher Intensität. Sie kompensieren sich folglich gegenseitig. Zu beachten ist der etwas höhere Wickelaufwand. Für Nut-Polpaar-Kombinationen mit  $Q + p$  gerade und  $z_m > 1$  ist dieser Mehraufwand nicht nötig, da die Spulen an Plus- und Minusbürste abwechselnd kommutieren.

Für ein sinnvolles Motordesign sind Kriterien zu treffen, innerhalb derer sich für den speziellen Anwendungsfall optimale Parameter ergeben. In dieser Arbeit wird mit folgenden Randbedingungen für Bürstenmotoren mit Zahnspulenwicklung gearbeitet:

- mehr als ein Zahn direkt unter Magneten ( $z_m > 1$ ), um geringe resultierende Radialkräfte und Geräusche zu erreichen

- nicht mehr als 24 Rastperioden ( $z_r \leq 24$ ) für eine genügend große tangentielle Bürstenbreite
- Wicklungsfaktor im Bereich  $1 > \xi_p \geq 0,8$  für eine gute Flusskopplung

Diese Kriterien schränken die Anzahl der möglichen Nut-Polpaar-Kombinationen ein. Die für weitere Betrachtungen letztendlich interessantesten Kombinationen sind in Tab. 2 aufgeführt.

**Tab. 2:** *Empfohlene Nut-Polpaar-Kombinationen für Bürstenmotoren mit Zahnspulenwicklung kleiner Leistung*

Nut-Polpaar-Kombination $Q/p$	$z_m$ Zähne mittig unter Magneten	$z_r$ Rastmomentperioden	Grundfeld-Wicklungsfaktor $\xi_p$
6/2	2	12	0,866
9/3	3	18	0,866
12/4	4	24	0,866
8/3	2	24	0,924

Die ersten drei Nut-Polpaar-Kombinationen 6/2, 9/3, 12/4 haben das gleiche  $Q/p$ -Verhältnis und somit ein sehr ähnliches magnetisches Verhalten. Die direkt unter Magneten stehenden Zähne haben gleiche Polarität und der Wicklungsfaktor ist identisch. Sie unterscheiden sich jedoch aufgrund der verschiedenen Nutzahl in der Anzahl an Rastmomentperioden und damit in der Bürstenbreite und -anzahl. Die Summe der Bürstenbreiten bleibt allerdings nach (26) gleich. Schmale Bürsten haben (zumindest relativ) größere Fertigungstoleranzen und sind tendenziell anfälliger gegenüber Beschädigungen. Maschinen mit mehr Polpaaren nutzen grundsätzlich den Magnetkreis besser aus und weisen somit eine größere Leistungsdichte auf. Allerdings nimmt mit steigender Nutzahl auch der Wickelaufwand zu.

Die Kombination 8/3 hat einen sehr großen Wicklungsfaktor, also eine hervorragende Flusskopplung. Es existieren zwei Zähne, die gleichzeitig mittig unter zwei heteropolaren Magneten stehen können. Folglich kommutiert nach (21) je eine Spule an der Plus- und an der Minusbürste. Nachteilig ist die große Anzahl an Rastperioden, sodass sich nach (24) relativ kleine Kohlebreiten ergeben.

## 4.2 Magnetkreis

Ein magnetischer Kreis besteht aus Reluktanzen und Durchflutungen. Reluktanzen führen den magnetischen Fluss, der durch stromführende Spulen oder Dauermagnete generiert wird. Die Auslegung des Magnetkreises von Elektromotoren, hier PMDC-Motoren, entscheidet mit über den Wirkungsgrad und die Amplitude des Pendelmoments. Hierbei kommt es auf die richtige Wahl der Materialien und Geometrie der Zähne, des Gehäuses und der Magneten an. Gerade im Automotive-Bereich wird – getrieben durch Preisdruck und CO<sub>2</sub>-Einsparungsziele – der Magnetkreis der Hilfsantriebe sehr stark ausgenutzt. Die Materialien werden im nichtlinearen Bereich betrieben. Letztendlich beeinflusst die Auswahl auch den Bürstenverschleiß und folglich die Standzeit der Motoren. Die Auslegung stellt somit ein Optimierungsproblem dar.

Für die grobe Auslegung reichen analytische Berechnungen und magnetische Ersatzschaltbilder aus (vgl. [7, 8, 54]). Die Feinabstimmung unter Berücksichtigung von lokaler, magnetischer Sättigung ist nur mit Hilfe von FEM-Programmen möglich. Dürfen Stirneffekte (besonders bei kurzen Motoren) nicht vernachlässigt werden, sind dreidimensionale Modelle erforderlich. Der große Rechenaufwand stellt eine entscheidende Herausforderung dar. Insbesondere die automatisierte Optimierung stößt hierbei an Grenzen der Realisierbarkeit.

Der nichtlineare Magnetkreis soll mit den vorhandenen Möglichkeiten schnell berechnet werden, um die Ergebnisse effektiv nutzen zu können. Hierbei sind die Optimierung des Magnetkreises und die Optimierung der übrigen Parameter zu unterscheiden. Für ersteres ist für jeden Schritt eine komplett neue Berechnung des Magnetkreises erforderlich. Die Performance hängt entscheidend von der Methode ab. Hingegen haben die Parameter Arbeitspunkt, Bürstenbreite, Verschaltungswinkel, Wickelschema, Windungsanzahl, u. a. keinen direkten Einfluss auf die Reluktanzen des Magnetkreises. Optimierungskriterien können ein großer Wirkungsgrad, kleine Lichtbogenenergien oder kleine Stromrippel sein. Für die Variation dieser Parameter wird der Anspruch erhoben, dass eine einzige Charakterisierung des Magnetkreises genügen muss.

Zunächst werden die Grundlagen des magnetischen Kreises erläutert und anschließend die entwickelte Methode RCM (rapid calculation method) zur Überlagerung von Durchflutungsquellen und zur Berechnung der Flussverkettung bei Berücksichtigung von magnetischer Sättigung gezeigt.

### 4.2.1 Physikalische Grundlagen

Magnetische Materialien werden durch ihre  $B(H)$ -Kennlinie charakterisiert. Hartmagnetische Materialien weisen eine relativ große Hysterese auf. Eine hohe Remanenzflussdichte  $B_R$  und Koerzitivfeldstärke  $H_C$  sind für Erregerpole wünschenswert. Weichmagnetisches Dynamoblech zur Flussführung hingegen soll geringe Ummagnetisierungsverluste und einen kleinen Magnetisierungsbedarf aufweisen. Deshalb sind für diese Anwendung eine schmale Hystereseckennlinie und eine möglichst hohe Permeabilität erwünscht.

Zur Unterdrückung von Wirbelströmen bieten Werkstoffe auf Basis der Pulvermetallurgie mit isolierten Eisenpartikeln (SMC: soft magnetic composite) eine Alternative (vgl. [52, 73]). Allerdings ist SMC i. d. R. teurer und hat eine geringere Festigkeit als Blech, sodass es nicht in der Massenfertigung zum Einsatz kommt. Außerdem ist die Permeabilität im Vergleich zu Dynamoblech deutlich kleiner. SMC wird üblicherweise bei hohen Frequenzen und bei Topologien mit dreidimensionaler Flussführung eingesetzt.

Das Gehäuse der untersuchten Motorkategorie besteht aus tiefgezogenem Stahl und bildet den magnetischen Rückschluss. Wirbelströme spielen hier eine untergeordnete Rolle. Die Stahlsorten sind in erster Linie für den Tiefziehprozess ausgelegt. Messmethoden zur Ermittlung der Stoffwerte sind in [81] ausführlich beschrieben.

Ein Magnetkreis (vgl. [9, 82, 83]) besteht prinzipiell aus einem weichmagnetischen Eisenkern und einem Luftspalt der Länge  $\delta$ . Die magnetischen Durchflutungsquellen sind eine Spule sowie ein Permanentmagnet (s. Abb. 17).

Dem magnetischen Kreis liegen zunächst die Maxwell'schen Gleichungen zu Grunde:

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (30)$$

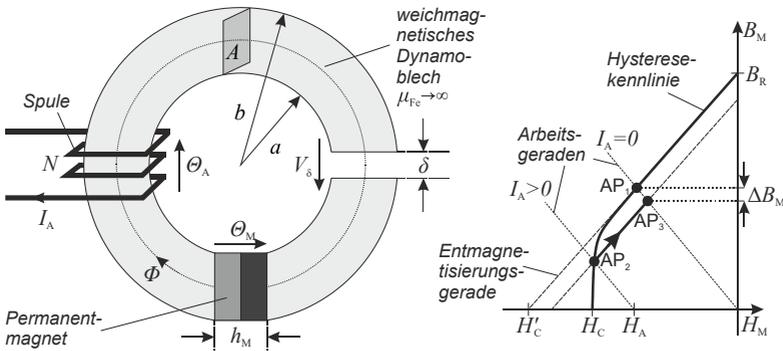
$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J}_1 + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (31)$$

Die erste Gleichung besagt, dass ein Magnetfeld quellenfrei und somit ein Wirbelfeld ist. Die zweite Gleichung beschreibt das Durchflutungsgesetz. Das magnetische Wirbelfeld hängt von der Leitungsstromdichte  $\vec{J}_1 = \sigma \vec{E}$  und der Verschiebungsstromdichte  $\vec{J}_v = \varepsilon \partial_t \vec{E}$  ab. Für den betrachteten Fall ist die Leitungsstromdichte dominant ( $\sigma \gg \omega \varepsilon$ ), sodass die Verschiebungsstromdichte im Folgenden vernachlässigt wird. Das Durchflutungsgesetz vereinfacht sich und lautet in integraler Form:

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_A \vec{j} \cdot d\vec{A} = \theta \quad (32)$$

Das Wegintegral der magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$  längs einer beliebigen, geschlossenen Kontur  $C$  mit dem gerichteten Wegelement  $d\vec{s}$  ist gleich der Durchflutung  $\theta$ , die die von der Kontur  $C$  umschlossene Fläche  $\vec{A}$  durchsetzt. Die magnetische Spannung  $V_{M12}$  zwischen den beiden Punkten  $P_1$  und  $P_2$  ist als Linienintegral der magnetischen Feldstärke definiert:

$$V_{M12} = \int_{P_1}^{P_2} \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (33)$$



**Abb. 17:** Prinzipdarstellung eines Magnetkreises mit einer Spule und einem Permanentmagneten als Durchflutungsquelle und einem Luftspalt als magnetischen Widerstand. In Motoren werden Magneten im zweiten Quadranten der  $B(H)$ -Hysteresekennlinie betrieben. Die Entmagnetisierungs- und die Arbeitsgerade (Gleichung (38) und (37)) bestimmen den Arbeitspunkt. Eine entmagnetisierende Durchflutung der Spule verschiebt die Arbeitsgerade nach links. Verlässt der Arbeitspunkt den linearen Teil der Hysteresekennlinie, kommt es zu einem irreversiblen Verlust der Magnetflussdichte.

Die magnetische Durchflutung  $\theta$  kann gemäß (32) sowohl durch eine Spule mit  $N$  Windungen und dem Strom  $I_A$  als auch durch einen Permanentmagnet mit der Feldstärke  $H_M$  und der Magnethöhe  $h_M$  erzeugt werden:

$$\theta_A = N \cdot I_A \quad (34)$$

$$\theta_M = H_M \cdot h_M \quad (35)$$

In Analogie zum elektrischen Kreis ist die Summe aller Spannungsabfälle einer geschlossenen Masche gleich null. Für einen Magnetkreis mit einem Permanentmagnet, einer Spule und einem Luftspalt im Eisenkern ergibt sich:

$$\begin{aligned} \Theta_M - \Theta_A &= V_\delta + V_{Fe} \\ H_M h_M - NI_A &= H_\delta \delta + H_{Fe} l_{Fe} \end{aligned} \quad (36)$$

Ein Dauermagnet in einem magnetischen Kreis wirkt ähnlich einer Spannungsquelle im elektrischen Kreis und wird hier durch die entgegen gerichtete Durchflutung der stromdurchflossenen Spule geschwächt. Die (magnetischen) Spannungsabfälle am Luftspalt, Eisenkern und Innenwiderstand des Magneten stellen die Belastung für die resultierende Gesamtdurchflutung dar. Mit der Annahme einer unendlich großen Permeabilität des Eisenkerns ( $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$ ) gilt für die Flussdichte im Luftspalt:

$$B_\delta = \mu_0 \frac{h_M}{\delta} (H_M - H_A) \quad \text{mit } H_M < 0 \text{ und } H_A = \frac{\Theta_A}{h_M} \quad (37)$$

Im Luftspalt haben magnetische Feldstärke und Flussdichte die gleiche Richtung. Im Permanentmagneten sind sie entgegen gerichtet. Ein Dauermagnet wird folglich im zweiten Quadranten der  $B(H)$ -Hysteresekennlinie betrieben (s. Abb. 17). Der Kurvenast kann durch die Geradengleichung

$$B_M = B_R + \mu H_M \quad \text{mit } H_M < 0 \quad (38)$$

approximiert werden. Es ergibt sich eine fiktive Koerzitivfeldstärke

$$H'_C = -\frac{B_R}{\mu} \quad (39)$$

Die fiktive magnetische Spannung  $V'_C = H'_C h_M$  entspricht der Spannungsquelle eines elektrischen Ersatzschaltbildes. Der magnetische Widerstand – entsprechend dem Innenwiderstand einer technischen Spannungsquelle im elektrischen Kreis – des Magnets lautet  $R_1 = h_M / \mu A_M$ . Die Spannung des Magneten fällt somit am Innenwiderstand und am Luftspalt ab. Bei Magnetkreisen mit großen Magnethöhen wirken sich folglich Maßtoleranzen des Luftspaltes weniger stark aus als bei Magnetkreisen mit kleinen Magnethöhen.

Gleichung (38) ist nur im linearen Bereich des Kurvenasts gültig. Der Arbeitspunkt des magnetischen Kreises wird oft graphisch bestimmt und ist der Schnittpunkt der beiden Geraden nach (37) und (38). Die Steigung der Entmagnetisierungskennlinie ist durch die Permeabilität des Magnetmaterials fest vorgegeben. Die Steigung der Arbeitsgerade nach (37) hängt vom Verhältnis Magnethöhe zu

Luftspaltlänge ab. Der magnetische Spannungsabfall des Jochs kann durch eine Vergrößerung der Luftspaltlänge berücksichtigt werden.

Um keine irreversible Entmagnetisierung des Dauermagneten zu verursachen, muss der Schnittpunkt der beiden Geraden sich im linearen Bereich des Kurvenastes im zweiten Quadranten der Hysterese Kennlinie befinden. Bei Materialien mit kleiner Koerzitivfeldstärke (z. B. AlNiCo) ist deshalb eine große Steigung der Arbeitsgerade und damit ein großes Verhältnis  $h_M/\delta$  nötig. Bei Seltenerdmaterialien hingegen kann das Verhältnis  $h_M/\delta$  deutlich kleiner ausfallen, ohne dass die Flussdichte wesentlich abnimmt. Durch den Spulenstrom verschiebt sich die Arbeitsgerade horizontal. Wirkt die elektrische Durchflutung feldschwächend, rückt die Gerade nach links, der Schnittpunkt wandert in Richtung des Entmagnetisierungsknickpunktes. Wird dieser Punkt überschritten, kommt es zu einer irreversiblen Entmagnetisierung (s. Abb. 17).

Außerdem ist zu beachten, dass die Magnetmaterialien temperaturabhängig sind. Der Temperaturkoeffizient der Remanenzflussdichte ist bei Magneten stets negativ. Für Ferrite ist der Temperaturkoeffizient der Koerzitivfeldstärke positiv und für Seltenerdmaterialien (NdFeB, SmCo) negativ. Ferrite dürfen deshalb eine Mindesttemperatur nicht unter- und Seltenerdmaterialien eine Maximaltemperatur nicht überschreiten, um keine irreversible Entmagnetisierung zu erfahren. In [83] (S. 23) ist eine Liste charakteristischer Eigenschaften gängiger Magnetmaterialien angegeben. Der kritische Arbeitspunkt eines Motors mit Ferritmagneten ist somit der Anlauf bei niedrigen Temperaturen. Dabei werden die ablaufenden Polkanten durch das Ankerquerfeld geschwächt. Die Magnethöhe ist dementsprechend auszurechnen, dass eine irreversible Entmagnetisierung ausgeschlossen ist. Die Überlastfähigkeit eines Motors verursacht folglich die Magnetkosten.

## 4.2.2 RCM – Überlagerung von magnetischen Durchflutungen

Im vorherigen Abschnitt wurde der Magnetkreis anhand der  $B(H)$ -Kennlinie beschrieben. Der Magnetkreis eines permanenterregten Motors besitzt neben den Dauermagneten Spulen als Durchflutungsquellen. Eine Spule mit  $N$  Windungen detektiert den verketteten Fluss

$$\Psi = N\Phi = N \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (40)$$

Der Spulenstrom erzeugt gemäß (32) die Durchflutung  $\theta_A = NI_A$ . Mit Berücksichtigung magnetischer Sättigung ist eine Überlagerung der von Spulen und Magneten erzeugten Magnetfelder nach dem Superpositionsprinzip nicht gültig. Die Idee ist, die von den Permanentmagneten erzeugte Flussverkettung  $\Psi_M$  einer Spule in einen Ersatzspulenstrom  $\tilde{I}_M$  zu transformieren, die die gleiche Flussverkettung zur Folge hätte (vgl. [96, 97]):

$$\theta_M = H_M h_M \stackrel{\text{def}}{=} N \tilde{I}_M \quad (41)$$

Die  $B(H)$ -Kennlinie des Eisenkerns wird mit den Beziehungen (40) und (41) auf die  $\Psi(I)$ -Kennlinie skaliert und die Hysterese vernachlässigt. Im Folgenden wird das dynamische Verhalten des magnetischen Kreises analysiert. Wirbelströme werden in dieser Arbeit noch nicht berücksichtigt. Für die Beschreibung hat sich in dieser Arbeit die folgende Nomenklatur etabliert (vgl. auch Symbolverzeichnis):

*Die zeitabhängigen Größen stehen in Kleinbuchstaben, die Zeit  $t$  in Klammern wird der Übersicht halber weggelassen. Ersatzgrößen sind mit einer Tilde gekennzeichnet. Die  $W$  Spulen des Motors werden mit der Laufvariable  $n \in \{1, 2, \dots, W\}$  nummeriert und die Spulenwerte entsprechend im hochgestellten Index gekennzeichnet. Bspw. Wird der Strom der  $n$ -ten Spule mit  $i^n$  dargestellt. In der vorliegenden Arbeit wurde darauf geachtet, dass es nicht zu Verwechslungen mit Potenzen kommt. Falls sie dennoch auftauchen, sind sie im Kontext eindeutig. Der tiefgestellte Index gibt Auskunft über die Herkunft und Beziehung des Magnetfeldes. Der allgemeine Zusammenhang wird mit der  $\Psi(\alpha)$ -Kennlinie als Funktion  $f_{\Psi\alpha}^n(\alpha^n)$  in Abhängigkeit der Spulenposition beschrieben (s. Abb. 18a).*

Die Spule des  $n$ -ten Rotorzahns detektiert in Abhängigkeit des Winkels  $\alpha$  und der Spulenposition  $A^n$  ( $\alpha^n = \alpha + A^n$ ) die Flussverkettung

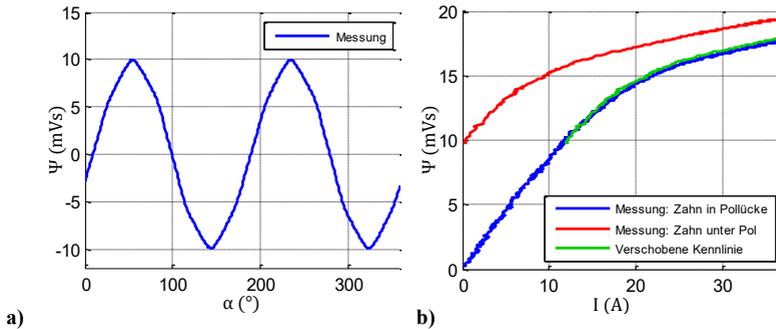
$$\psi_M^n = f_{\Psi\alpha}^n(\alpha^n) \quad (42)$$

Diese Flussverkettung  $\psi_M^n(\alpha^n)$  wird nur von den Dauermagneten erzeugt, die Spulen des Motors sind dabei stromlos.

Ein Strom in der  $n$ -ten Spule erzeugt die Flussverkettung  $\psi_1^n(i^n)$  in der  $n$ -ten Spule. Die  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi_1}^{n,n}(i^n)$  ist eine Funktion, welche genau die Flussverkettung der  $n$ -ten Spule beschreibt, die ausschließlich durch den Strom der  $n$ -ten Spule erzeugt wird (s. blaue Kennlinie in Abb. 18b):

$$\psi_1^n = f_{\Psi_1}^{n,n}(i^n) \quad (43)$$

Hierbei bezeichnet das erste Element des hochgestellten Index die beobachtete Spule und das zweite Element die agierende Spule (Wirkung, Ursache). Die auf den ersten Blick kompliziert wirkende Nomenklatur ermöglicht jedoch einen übersichtlichen Signalflussplan und eine einfache Implementierung in SIMULINK.



**Abb. 18:** Messung am Motor Q6p2K6: a)  $\Psi(\alpha)$ -Kennlinie einer Zahnspule bei einem Motor mit entnommenen Bürstensystem. Es wird ausschließlich magnetischer Fluss von den Magneten detektiert. b)  $\Psi(I)$ -Kennlinie einer Zahnspule in der Polücke (blaue Linie) und unter einem Magnetpol (rote Linie). Durch die horizontale Verschiebung der roten auf die blaue Kennlinie entsteht die grüne Linie. Das Vorgehen entspricht (44), d. h. der Transformation der Flussverkettung der Magneten in einen Ersatzstrom. Der physikalische Spulenstrom wird in (45) zu diesem Ersatzstrom addiert. Mit (46) generiert der Gesamtersatzstrom entlang der grünen  $\Psi(I)$ -Kennlinie die Flussverkettung in der Zahnspule.

Mit einer magnetostatischen FEM-Simulation wird die  $\Psi(\alpha)$ -Kennlinie  $f_{\Psi\alpha}^n$  berechnet. Die Schrittweite betrug bei der Simulation ein Grad. Das gleiche Modell mit deaktivierten Magneten (non-model objects) berechnet in einer transienten Simulation die  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi_1}^{n,n}$ . Über einen Spannungssprung wird der Strom einer Spule von null bis zum Endwert stetig erhöht. Ein negativer Spannungswert erzeugt den Kennlinienast im dritten Quadranten.

Gemäß dem Ansatz (41) wird eine Flussverkettung der  $n$ -ten Spule, welche von den Magneten erzeugt wird, anhand der inversen  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $g_{\Psi_1}^{n,n} = (f_{\Psi_1}^{n,n})^{-1}$  in einen Ersatzstrom transformiert:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_M^n &= g_{\Psi I}^{n,n}(\psi_M^n) \\ &= g_{\Psi I}^{n,n}(f_{\Psi \alpha}^n(\alpha^n))\end{aligned}\quad (44)$$

Dieser Aufwand, die verschiedenen Flussverkettungen in Ersatzströme zu transformieren, hat den Vorteil, dass das Superpositionsprinzip im elektrischen Kreis angewendet werden kann. Die Summe aus dem physikalischen Spulenstrom  $i^n$  und dem Ersatzstrom  $\tilde{i}_M^n$  ergibt den totalen Ersatzstrom

$$\tilde{i}_{\text{tot}}^n = i^n + \tilde{i}_M^n \quad (45)$$

Entlang der nichtinvertierten  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi I}^{n,n}$  erhält man die gesuchte Flussverkettung  $\psi_{1D,\text{Eigen}}^n$  der  $n$ -ten Zahnspule:

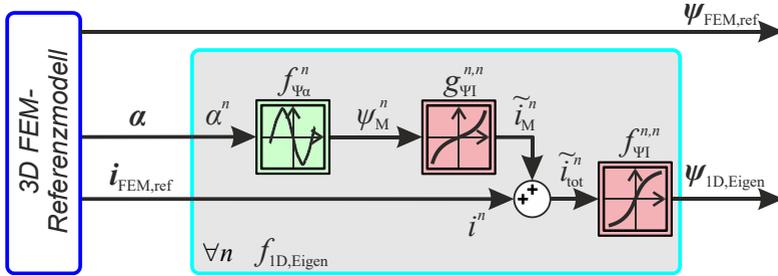
$$\psi_{1D,\text{Eigen}}^n = f_{\Psi I}^{n,n}(\tilde{i}_{\text{tot}}^n(\alpha, i^n)) \quad (46)$$

Die Bezeichnung „1D,Eigen“ weist auf die Berechnung der Flussverkettung aus eindimensionalen LUTs hin. Es wird dabei keine magnetische Kopplung zwischen den Spulen berücksichtigt, sondern nur die Eigeninduktivität berechnet. Die Zeilenmatrix  $\boldsymbol{\psi}_{1D,\text{Eigen}}$  fasst die Flussverkettungen aller Zahnspulen zusammen:

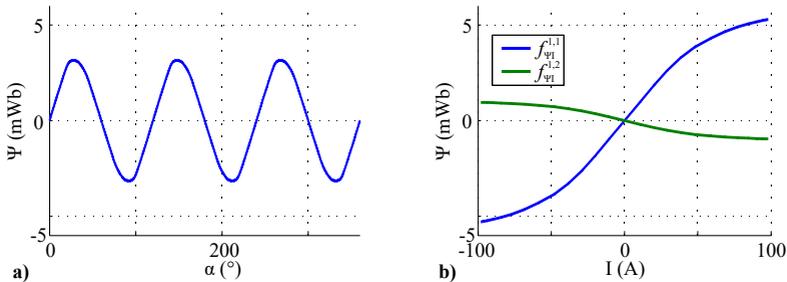
$$\begin{aligned}\boldsymbol{\psi}_{1D,\text{Eigen}} &= f_{1D,\text{Eigen}}(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{i}) \\ \boldsymbol{\alpha} &= [\alpha^1 \dots \alpha^n \dots \alpha^W], \quad \boldsymbol{i} = [i^1 \dots i^n \dots i^W], \quad \boldsymbol{\psi} = [\psi^1 \dots \psi^n \dots \psi^W]\end{aligned}\quad (47)$$

Diese Methode zur schnellen Berechnung der Flussverkettungen wird in dieser Arbeit mit RCM (rapid calculation method) bezeichnet. Das Vorgehen ist in Abb. 18 graphisch anhand der Kennlinien erklärt und in Abb. 19 als Signalfussplan dargestellt. Bei Motoren mit schwach gekoppelten Spulen liefert diese erste Version der RCM bereits gute Ergebnisse. Der FEM-Aufwand ist minimal, da nur zwei Kennlinien notwendig sind. Diese können bei bestehendem Motor relativ einfach gemessen werden. Genauigkeit, Anzahl der Stützstellen und Zeitaufwand sind ggf. deutlich besser.

Der vom Strom  $i^n$  erzeugte Fluss fließt z. T. auch durch die übrigen Spulen  $v$ ,  $\forall v \neq n$ . In der Veröffentlichung [98] wird die Kopplung (mutual) zwischen der  $n$ -ten Spule als Ursache und  $v$ -ten Spule ( $v \in \{1, 2, \dots, W\}, v \neq n$ ) als Wirkung über eine weitere  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi I}^{v,n}$  beschrieben (s. grüne Kennlinie in Abb. 20b).



**Abb. 19:** Signalflussplan der RCM (Version 1) zur Berechnung der Flussverkettungen, generiert durch Permanentmagnete und Spulenströme. Die gegenseitige magnetische Kopplung der Spulen ist nicht berücksichtigt. Die Berechnung basiert auf ID-LUTs, welche im Vorfeld in einem FEM-Modell berechnet oder am realen Prüfling gemessen werden. Gleiche Datensätze sind mit der gleichen Farbe markiert. Abhängig vom Winkel  $\alpha$  detektiert die  $n$ -te Zahnspule die von den Magneten erzeugte Flussverkettung  $\psi_M^n$ . Über die inverse  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $g_{\Psi I}^{n,n}$  erhält man den Ersatzstrom  $\tilde{i}_M^n$ . Zusammen mit dem physikalischen Spulenstrom  $i^n$  ergibt sich der totale Ersatzstrom  $\tilde{i}_{tot}^n$ . Über die  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi I}^{n,n}$  steht die gesuchte Flussverkettung  $\psi_{ID,Eigen}^n$  für einen direkten Vergleich mit Referenzdaten aus einem FEM-Modell zur Verfügung.



**Abb. 20:** 3D-FEM-Berechnung des Motors Q8p3K24. a)  $\Psi(\alpha)$ -Kennlinie einer Spule bei stromlosem Motor. Eine Magnetschale beinhaltet ein Polpaar, sodass Pollücken zwischen Schalen und innerhalb einer Schale entstehen. b)  $\Psi(I)$ -Kennlinien der ersten und zweiten (direkt benachbarten) Spule. Die Magnetisierung der Dauermagneten ist deaktiviert (non-model object). Ein Strom in der ersten Spule erzeugt eine Flussverkettung in dieser Spule (blauer Graph) und negative Flussverkettungen in allen anderen Spulen – hier exemplarisch der zweiten Spule (grüner Graph).

$$\psi_{mut}^{v,n} = f_{\Psi I}^{v,n}(i^n), \quad v \neq n \quad (48)$$

Die Kopplung funktioniert bidirektional. In der  $n$ -ten Spule wird die Flussverkettung  $\psi_{mut}^{n,v}$  durch den Strom  $i^v$  der  $v$ -ten Spule erzeugt.

$$\psi_{mut}^{n,v} = f_{\Psi I}^{n,v}(i^v), \quad v \neq n \quad (49)$$

$$f_{\Psi_1}^{n,v} = f_{\Psi_1}^{v,n} \quad (50)$$

In der Simulation zur Bestimmung der Eigen- $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi_1}^{n,n}$  in (43) wird die  $\Psi(I)$ -Kennliniengruppe  $f_{\Psi_1}^{n,v}$  bereits mit erzeugt, sodass der FEM-Aufwand nicht zunimmt. Die Koppelbeziehung zwischen den Spule  $n$  und  $v$  wird einmal konkret berechnet und anschließend auf die anderen Spulen appliziert. Dabei werden identische Spulen vorausgesetzt. In Abb. 21 ist der Sachverhalt skizziert: Bspw. Ist die Koppelbeziehung von der ersten auf die zweite Spule die gleiche wie von der zweiten auf die dritte.

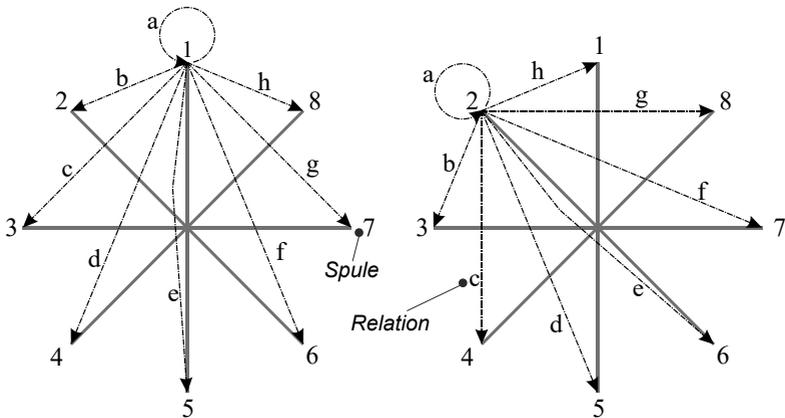


Abb. 21: Skizze der magnetischen Koppelbeziehung zwischen den Spulen bei Betrachtung der ersten und zweiten Spule.

Die Durchflutungsüberlagerung erfolgt analog, wobei jetzt alle Spulen miteinander gekoppelt sind. Für die Betrachtung der magnetischen Kopplung werden nicht die Spulenströme  $i^n$  selbst, sondern die totalen Ersatzströme  $\tilde{i}_{\text{tot}}^n$  herangezogen. Eine Flussverkettung  $\psi_{\text{mut}}^{n,v}$  in der  $n$ -ten Spule, die durch den totalen Ersatzstrom  $\tilde{i}_{\text{tot}}^v$  in der  $v$ -ten Spule, erzeugt wird, wird durch einen Ersatzstrom  $\tilde{i}_{\text{mut}}^{n,v}$  in der  $n$ -ten Spule dargestellt.

$$\psi_{\text{mut}}^{n,v} = f_{\Psi_1}^{n,v}(\tilde{i}_{\text{tot}}^v(\alpha, i)), \quad v \neq n \quad (51)$$

Die Flussverkettung  $\psi_{\text{mut}}^{n,v}$  besteht aus zwei Teilen: Der erste Teil  $\psi_1^{n,v}$  wird ausschließlich durch Ströme erzeugt und der weiterführenden Berechnung zugeführt.

Der durch die Dauermagneten erzeugte zweite Teil  $\psi_M^{n,v}$  wird hier für die Berücksichtigung der magnetischen Sättigung des Magnetkreises gebraucht – allerdings ist er bereits durch  $\tilde{i}_M^n$  berücksichtigt (vgl. auch [98]):

$$\psi_M^{n,v} = f_{\Psi_I}^{n,v}(\tilde{i}_M^n), \quad v \neq n \quad (52)$$

$$\psi_I^{n,v} = \Delta\psi^{n,v} = \psi_{\text{mut}}^{n,v} - \psi_M^{n,v}, \quad v \neq n \quad (53)$$

$$\tilde{i}_{\text{mut}}^{n,v} = g_{\Psi_I}^{n,n}(\psi_I^{n,v}), \quad v \neq n \quad (54)$$

In Abb. 22 wird der Zusammenhang der Gleichungen (51) – (54) graphisch dargestellt. Die Subtraktion in (53) wird als Koordinatensystemverschiebung verstanden.

Die Summe der Ersatzströme aller Nachbarspulen  $v \neq n$  ergibt den Ersatzstrom

$$\tilde{i}_{\text{mut}}^n = \sum_{v=1}^W \tilde{i}_{\text{mut}}^{n,v}, \quad v \neq n \quad (55)$$

Die Summe des physikalischen Spulenstroms  $i^n$  sowie der Ersatzströme  $\tilde{i}_M^n$  aufgrund des Erregerflusses und  $\tilde{i}_{\text{mut}}^n$  aufgrund des Koppelflusses hervorgerufen durch die Ströme in den Nachbarspulen ergibt den totalen Ersatzstrom  $\tilde{i}_{\text{tot}}^n$  der  $n$ -ten Spule:

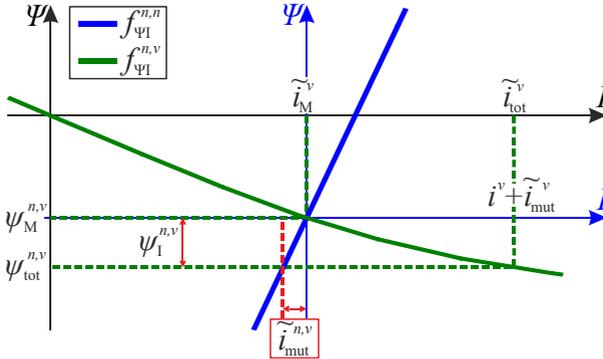
$$\tilde{i}_{\text{tot}}^n = i^n + \tilde{i}_M^n + \tilde{i}_{\text{mut}}^n \quad (56)$$

Die Flussverkettung  $\psi_{1D}^n$  der  $n$ -ten Spule erhält man mit der  $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi_I}^{n,n}$ :

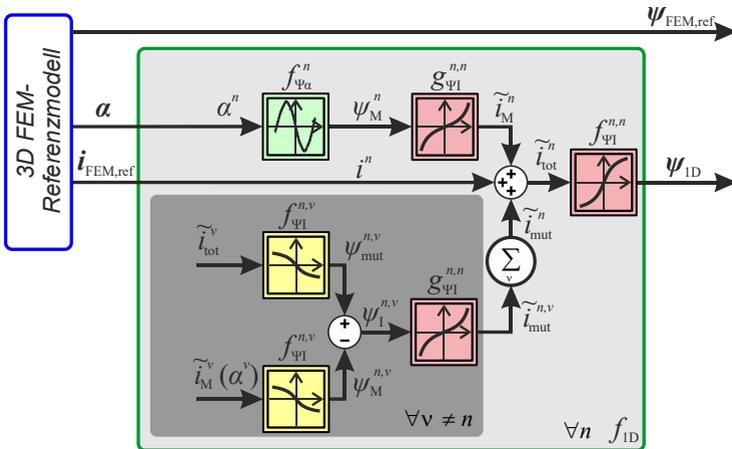
$$\psi_{1D}^n = f_{\Psi_I}^{n,n}(\tilde{i}_{\text{tot}}^n(\alpha, i^n, i^v)) \quad (57)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{1D} = f_{1D}(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{i}) \quad (58)$$

Die um die magnetische Kopplung der Spulenströme erweiterte RCM (Version 2) ist in Abb. 23 als Signalfussplan dargestellt.

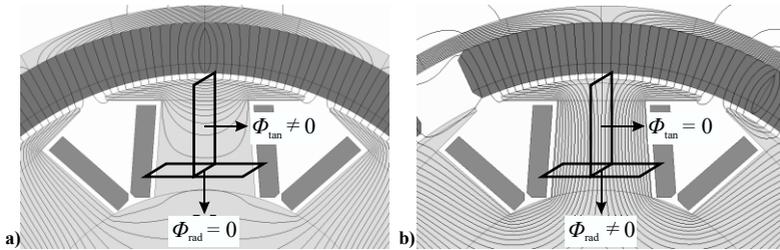


**Abb. 22:** Ähnlich wie in Abb. 18b wird das Vorgehen der RCM (Version 2) an den Kennlinien erklärt. Ein Gesamtersatzstrom  $\tilde{i}_{\text{tot}}^{n,v}$  der Nachbarspule  $v$  würde eine Flussverkettung  $\psi_{\text{tot}}^{n,v}$  in der Spule  $n$  erzeugen (grüne Kennlinie im schwarzen Koordinatensystem, entnommen aus Abb. 20b und vergrößert dargestellt). Die Überlagerung aller Magnete ist aber bereits in der  $\Psi(\alpha)$ -Kennlinie enthalten. Sie darf hier nicht noch einmal durchgeführt werden. Deshalb wird das Koordinatensystem um den Ersatzstrom  $\tilde{i}_M^{n,v}$  nach rechts und um die Flussverkettung  $\psi_M^{n,v}$  nach unten verschoben. Der verbleibende Flussanteil  $\psi_I^{n,v}$  wird an der Eigen- $\Psi(I)$ -Kennlinie  $f_{\Psi I}^{n,n}$  in einen Ersatzstrom  $\tilde{i}_{\text{mut}}^{n,v}$  transformiert. Dies geschieht für jede Spule. Die Anteile werden anschließend zu dem Ersatzstrom  $\tilde{i}_{\text{mut}}^{n,v}$  summiert.

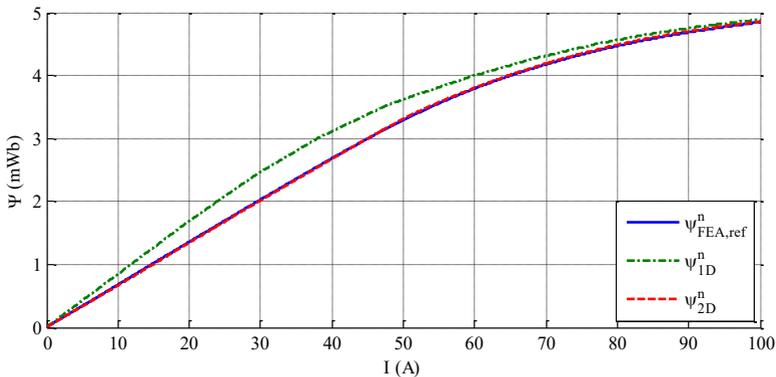


**Abb. 23:** Erweiterter Signalflussplan der RCM (Version 2): Die überlagerten Durchflusquellen aller Permanentmagnete und Spulenströme erzeugen die Flussverkettungen. Die gegenseitige magnetische Kopplung der Spulen wird hier nun berücksichtigt. Die Berechnung basiert ebenfalls auf 1D-LUTs, welche im Vorfeld in einem FEM-Modell berechnet werden. Gleiche Datensätze sind mit der gleichen Farbe markiert. Die Flussverkettung  $\psi_{1D}^n$  hängt nun vom Winkel  $\alpha$ , dem physikalischen Spulenstrom  $i^n$  und allen anderen Spulenströmen  $i^v$ ,  $v \neq n$ , ab. Der Vergleich mit Referenzdaten aus einem FEM-Modell bewertet die Genauigkeit der Methode (vgl. Abb. 25, Abb. 28).

Mit der Methode aus Abb. 23 besteht immer noch eine nicht zu vernachlässigende Abweichung der Flussverkettung im Vergleich zur FEM-Referenz. Das zeigt folgendes Beispiel: Die Position, bei der die betrachtete Spule zwischen zwei Magneten steht, kann nicht korrekt abgebildet werden. In dieser Ankerstellung fließt bereits bei stromlosen Spulen ein großer Fluss tangential durch den Zahnkopf (s. Abb. 24a). Die große Flussdichte sättigt dort das Eisen, obwohl der die Spule durchsetzende Fluss null ist. Folglich weichen die  $\Psi(I)$ -Kennlinien mit und ohne Erregung durch die Dauermagneten im FEM-Modell für diese Position voneinander ab (s. Abb. 25). Ein weiterer Nachteil ist, dass rotationssymmetrische Gehäuse vorausgesetzt werden. Bspw. Haben Fensterhebermotoren im Auto aufgrund des beschränkten Einbaumaßes oft ein abgeflachtes Gehäuse.



**Abb. 24:** Magnetostatische FEM-Simulation bei stromlosen Ankerspulen: a) Der Zahn steht zwischen zwei Polen. Der Fluss fließt nur tangential durch den Zahn, sättigt das Eisen, wird aber nicht von der Spule erfasst. b) Der Zahn steht unter einem Pol. Der Fluss wird komplett von der Spule erfasst.



**Abb. 25:**  $\Psi(I)$ -Kennlinie für die Ankerposition in Abb. 24 a). Der grüne Verlauf wird nach der RCM (Version 2) berechnet und würde dem FEM-Verlauf mit deaktivierten (non model objects) bzw. entnommenen Magneten entsprechen. Der blaue bzw. rote Verlauf spiegelt das Verhalten wieder, wenn die Magneten aktiviert sind und den Zahnkopf vorsättigen.

In [95] wird ein dritter Entwicklungsschritt der RCM mit 2D-LUTs vorgestellt. Bei der vorangehenden zweiten Version der RCM wird für die  $\Psi(\alpha)$ -Kennlinie eine statische Simulation für  $k$  Winkelschritte berechnet. Motorsymmetrien können hierbei ausgenutzt werden. Die  $\Psi(I)$ -Kennlinie geht aus einer Simulation mit  $l$  Stromschritten hervor. Der Rechenaufwand liegt für die zwei voneinander unabhängigen 1D-LUTs in Summe bei  $C_{1D}^{\text{pte}} = k + l$ . Bei der dritten Version der RCM wird für jeden Winkelschritt eine  $\Psi(I)$ -Kennlinie berechnet. Der Rechenaufwand ist folglich mit  $C_{2D}^{\text{pte}} = k \cdot l$  für die 2D-LUTs deutlich größer. Für die Erstellung der LUTs wurde eine Winkelschrittweite von einem Grad und ca. 30 Stromwerten pro  $\Psi(I)$ -Kennlinie eingestellt.

Da die Berechnungen der Kennlinien für jede Rotorposition völlig unabhängig voneinander sind, ist eine starke parallelisierte Rechnung auf mehrere Prozessorkerne möglich und kann dadurch die Rechenzeit erheblich verkürzen. Eine zusätzliche Methode zur Reduzierung der Rechenzeit wäre die Verwendung eines kalibrierten 2D-FEM-Modells anstelle des 3D-FEM-Modells. Die Windungsanzahl und die Gehäusedicke oder alternativ die Remanenzflussdichte der Magneten und die  $B(H)$ -Kennlinie des Gehäuses werden derart angepasst, dass z. B. die  $\Psi(I)$ -Kennlinien einer beliebigen Rotorposition (z. B. in der Pollücke) möglichst deckungsgleich sind und innerhalb der Toleranz liegen. Anschließend erfolgt die Berechnung des Kennfeldes mit dem kalibrierten 2D-FEM-Modell in wesentlich kürzerer Zeit.

Die 2D-LUTs geben die Relation zwischen Strom und Flussverkettung jeder Spule in Abhängigkeit vom Winkel und aller Ströme wieder:

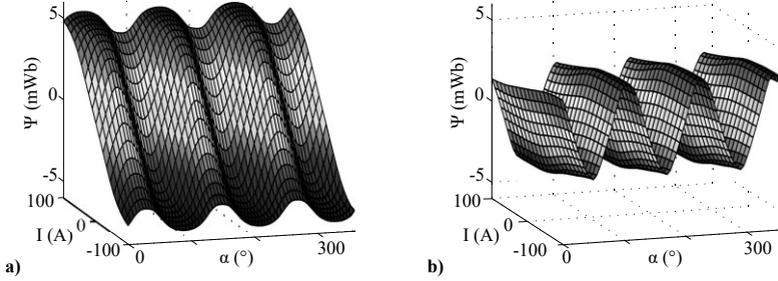
$$\psi_{M,I}^{n,n} = f_{\Psi\alpha I}^{n,n}(\alpha^n, i^n) \quad (59)$$

$$\psi_{M,I}^{v,n} = f_{\Psi I}^{v,n}(\alpha^n, i^v), \quad v \neq n \quad (60)$$

Eine Polynominterpolation der Kennfelder in beide Abhängigkeitsrichtungen liefert stetige Wertebereiche (s. Abb. 26). Die Eigen- und Koppelfunktionen sind wieder kommutativ und umkehrbar:

$$f_{\Psi\alpha I}^{n,v} = f_{\Psi\alpha I}^{v,n}, \quad v \neq n \quad (61)$$

$$g_{\Psi\alpha I}^{n,n} = (f_{\Psi\alpha I}^{n,n})^{-1} \quad (62)$$



**Abb. 26:** 3D-FEM-Simulation des Magnetkreises des Motors Q8p3K24: a)  $\Psi(\alpha, I)$ -Eigenkennfeld  $f_{\Psi\alpha I}^{n,n}$  der ersten Spule. b)  $\Psi(\alpha, I)$ -Koppelkennfeld  $f_{\Psi\alpha I}^{v,n}$  der zweiten Spule auf dem direkt benachbarten Zahn. Die Flussverkettung der beiden Kennfelder wird jeweils durch alle Magneten und den Strom in der ersten Spule erzeugt. Die 2D-LUTs aller Spulen werden innerhalb desselben Simulationsvorgangs berechnet.

Das prinzipielle Vorgehen der dritten Version der RCM gleicht den voranstehenden Beschreibungen. Bei 2D-LUTs sind die Kopplungen der Durchflutungen der Dauermagneten bereits enthalten. Lediglich die gegenseitigen Kopplungen der Spulen müssen berechnet werden. Der physikalische Spulenstrom generiert zusammen mit dem Ersatzstrom  $\tilde{i}_{\text{mut}}^n$  die gesuchte Flussverkettung  $\psi_{2D}^n$  dieser Spule. Hierbei generiert der Strom der  $v$ -ten Spule eine Flussverkettung  $\psi_{M,I}^{n,v}$  in der  $n$ -ten Spule.

$$\psi_{M,I}^{n,v} = f_{\Psi\alpha I}^{n,v}(\alpha^n, i^v), \quad v \neq n \quad (63)$$

Über das inverse Eigenkennfeld erhält man den Ersatzstrom

$$\tilde{i}_{\text{mut}}^{n,v} = g_{\Psi\alpha I}^{n,n}(\alpha^n, \psi_{M,I}^{n,v}), \quad v \neq n, \quad (64)$$

der die gleiche Flussverkettung erzeugen würde. Alle Spulenersatzströme zusammen ergeben

$$\tilde{i}_{\text{mut}}^n = \sum_{v=1}^W \tilde{i}_{\text{mut}}^{n,v}, \quad v \neq n \quad (65)$$

und addiert mit dem physikalischen Spulenstrom  $i^n$  erhält man den totalen Ersatzstrom

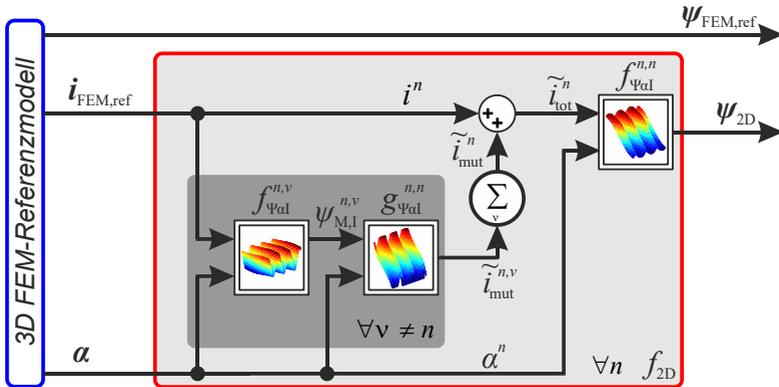
$$\tilde{i}_{\text{tot}}^n = i^n + \tilde{i}_{\text{mut}}^n \quad (66)$$

Abschließend korrespondiert dieser Ersatzstrom für den Winkel  $\alpha^n$  mit der Flussverkettung

$$\psi_{2D}^n = f_{\Psi_{\text{Gl}}}^{n,v}(\alpha^n, \tilde{i}_{\text{tot}}^n) = f_{2D}(\alpha^n, i^n, i^v), \quad v \neq n \quad (67)$$

$$\psi_{2D} = f_{2D}(\alpha, i) \quad (68)$$

In Abb. 27 ist die RCM (Version 3) mit der mathematischen Beschreibung (63)–(68) als Signalflussplan dargestellt.



**Abb. 27:** Signalflussplan der RCM (Version 3) zur Berechnung der Flussverketungen mit 2D-LUTs, welche im Vorfeld in einem FEM-Modell berechnet werden. Die überlagerten Durchflutungsquellen aller Permanentmagnete und Spulenströme erzeugen die Flussverketungen. Die gegenseitige magnetische Kopplung der Spulen wird nun berücksichtigt. Die Flussverketung  $\psi_{2D}^n$  hängt vom Winkel  $\alpha$ , dem physikalischen Spulenstrom  $i^n$  und allen anderen Spulenströmen  $i^v$  ab. Der Vergleich mit Referenzdaten aus einem FEM-Modell in Abb. 28 bewertet die Genauigkeit der Methode. Auch Abb. 25 zeigt die sehr gute Übereinstimmung der Flussverketungen. Die Methode funktioniert für beliebige Spulenströme innerhalb des Wertebereiches der LUT.

Die Genauigkeit der RCM wurde folgendermaßen untersucht: Hierzu wird ein Arbeitspunkt mit relativ hoher Belastung, sodass magnetische Sättigung erwartet wird, innerhalb eines 3D-FEM-Modells simuliert. Die Eingangsgrößen der RCM-Versionen (Funktionen  $f_{1D}$  und  $f_{2D}$ ) sind die Spulenströme des zuvor berechneten FEM-Modells. Die von den Funktionen berechneten Flussverketungen werden anschließend mit denen des FEM-Modells verglichen (s. Abb. 28).

Mit der vorgestellten RCM ist es gelungen, die magnetischen Durchflutungen der Magneten und aller Spulen zu überlagern. Für die Charakterisierung des magnetischen Kreises ist eine Kennfelderstellung für eine einzige stromführende Spule für Ströme und Winkel im Wertebereich notwendig. Dabei werden die Flussverketungen aller Spulen aufgenommen. Die Ausnutzung von Motorsymmetrien be-

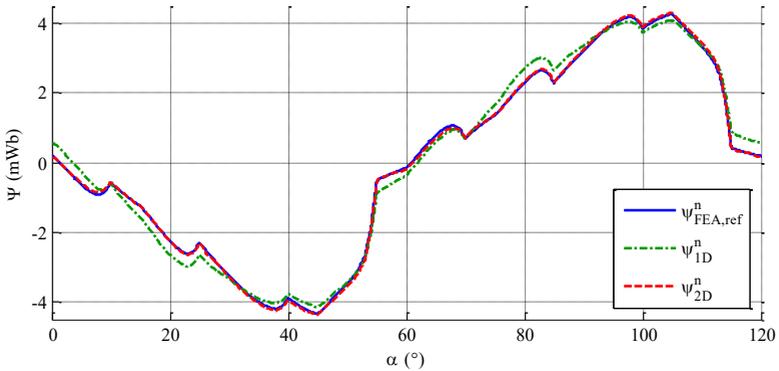
schleunigt den Vorgang. Weiter sei angemerkt, dass die Wickelkopf- und Streuinduktivität bereits innerhalb der LUT-Erstellung Berücksichtigung finden. Die Nomenklatur führt zu einem übersichtlichen Flussdiagramm bzw. Programmcode. Die Methode hat den Vorteil, dass sämtliche Simulationen des Motors, welche keiner Änderung des magnetischen Kreises bedürfen, außerhalb des zeitintensiven Feldberechnungsprogrammes erfolgen können. Die Genauigkeit der Ergebnisse bleibt dabei bestehen. Hierdurch erhält man zahlreiche neue Simulationsmöglichkeiten, welche den Entwurf, die Analyse und die Optimierung von Motoren signifikant beschleunigen.

Die RCM wurde auch auf Motoren mit verteilter Wicklung appliziert. Der Prüfling Q10p2K10 besitzt eine verteilte Zweischicht-Schleifenwicklung. Der Wicklungsschritt beträgt zwei, d. h. die Spulen sind über zwei Zähne gewickelt (vgl. Abb. 101, S. 161). Den Verlauf der Flussverkettung einer Spule zeigt Abb. 29. FEM-Daten und mit der RCM berechnete Simulationenwerte sind praktisch deckungsgleich. Die Klemmenspannung beträgt 13 V, der Motor dreht mit  $1000 \text{ min}^{-1}$ , was einer relativ großen Belastung entspricht. Das Ankerfeld verschiebt sich deutlich bezüglich der  $\Psi(\alpha)$ -Kennlinie (grüner Verlauf).

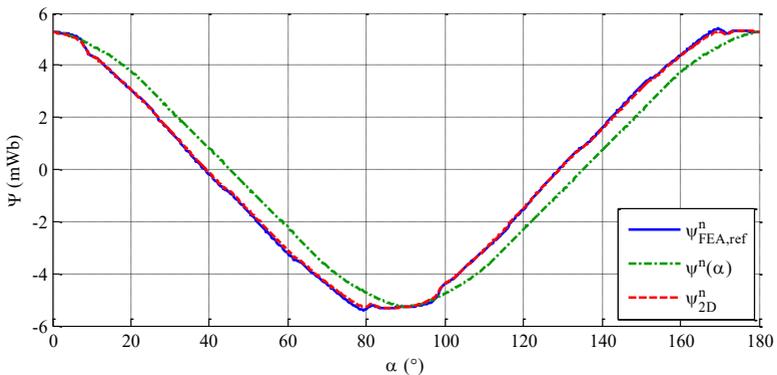
Bei der RCM wird die Flussverkettung einer Spule in Abhängigkeit aller Spulenströme und der Durchflutung der Magneten betrachtet. Ein großer Vorteil besteht darin, dass die Berechnung der Spulenflüsse frei vom Wickelschema erfolgt. Bspw. Ist ein Vergleich zwischen Schleifen- und Wellenwicklung sehr einfach realisierbar. Hierbei müssen lediglich das Ersatzschaltbild geändert sowie für die Erhaltung der gleichen Kennlinie die Parameterwerte für Windungsanzahl und Drahtquerschnitt angepasst werden. Die erneute Erstellung der 2D-LUTs ist nicht nötig.

Bei Zahnspulenwicklungen liegen die Wicklungen eng am Ankerblech. Der Spulenfluss wird folglich fast vollständig im Eisen geführt. Bei verteilter Wicklung mit ausladenden Wickelköpfen hingegen kann die Wickelkopfstreuung besonders auch wegen der kurzen axialen Baulänge nicht vernachlässigt werden. Deshalb spielt bei der Erstellung der 2D-LUTs die Form und Lage der Spulen eine Rolle.

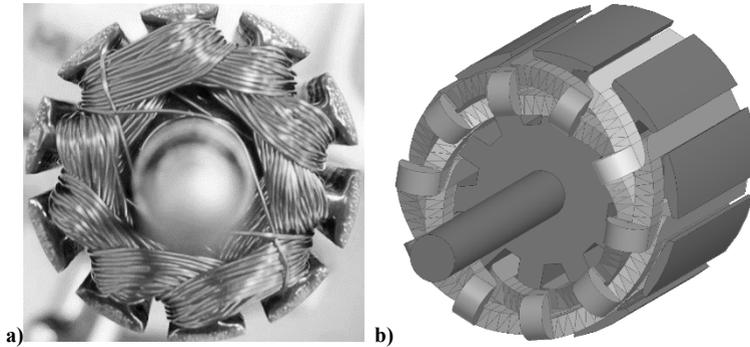
Es fiel auf, dass bei dem automatisierten Modellentwurf in ANSYS<sup>®</sup>/MAXWELL aus RMXprt (analytisches Berechnungsprogramm) in ein 2D- bzw. 3D-FEM-Modell die Induktivitäten hiervon betroffen sind. Für den Motor Q10p2K10 mit verteilter Schleifenwicklung ist der Unterschied bzgl. Form und Lage der Spulen sehr anschaulich (s. Abb. 30). Die Prüfung dieser Unterschiede auf die Auswirkung des Betriebsverhaltens ist deshalb bei der automatisierten Modellerstellung erforderlich.



**Abb. 28:** Flussverkettung der  $n$ -ten Spule des Motors Q8p3K24. Der Motor wird mit 13 V versorgt und die Motordrehzahl beträgt  $1000 \text{ min}^{-1}$ . Die Flussverkettung ist von den Durchflutungsquellen aller Ströme und Magneten abhängig. Die Überlagerung der Durchflutungen erfolgt nach der RCM Version 2 (s. Abb. 23) mit 1D- und nach Version 3 (s. Abb. 27) mit 2D-LUTs. Gespeist werden die Berechnungen mit Stromwerten eines FEM-Modells. Die berechneten Flussverkettungen stehen im direkten Vergleich mit den FEM-Daten und sind damit unabhängig von nicht berücksichtigten Einflüssen wie etwa durch Wirbelströme.



**Abb. 29:** Flussverkettung der  $n$ -ten Spule des Motors Q10p2K10 mit verteilter Zweischicht-Schleifenwicklung. Der Arbeitspunkt des Motors sowie die Berechnung erfolgt analog wie in Abb. 28.



**Abb. 30:** *Unterschiedliche Spulenform und -lage am Motor Q10p2K10 zwischen einem realen Anker mit verteilter Flyerwicklung und einem entsprechenden 3D-FEM-Modell mit symmetrischer Zweischiichtwicklung. Die Induktivitätswerte weichen folglich voneinander ab.*

Es sei noch vorweggenommen, dass für die Berechnung des Drehmoments (Kap. 4.6.2) sehr genaue Flussverkettungswerte vorliegen müssen. Hierbei ist die magnetische Kopplung zwischen den Spulen und den Magneten entscheidend. Bei sehr ausladenden Wickelköpfen existieren u. U. nicht zu vernachlässigende Streuflüsse. Diese tragen nicht zum Drehmoment bei, allerdings werden sie von den Spulen detektiert und führen in der Drehmomentberechnung zu fehlerhaften Ergebnissen. Bei Zahnpulenwicklungen mit entsprechend eng um die Zähne gewickelten Spulen sind die festgestellten Abweichungen jedoch vernachlässigbar.

Weiter wurde in [79] die RCM sowohl an einer geschalteten Reluktanzmaschine mit Zahnpulenwicklung als auch an einer Synchron-Reluktanzmaschine mit verteilter Drehfeldwicklung getestet. Wie erwartet zeigt sich bei der Zahnpulenwicklung eine hohe Deckung im Vergleich zu FEM-Daten, sodass sehr präzise Werte mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit (wird in Kap. 4.6.2 erklärt) für das Drehmoment berechnet werden konnten. Bei der verteilten Wicklung ergaben sich aus den oben genannten Gründen etwas größere Abweichungen, sodass die Form des Pendelmoments gerade an den Rändern des Wertebereichs für die komplexen Ströme  $I_d$ ,  $I_q$  nicht exakt getroffen wurde.

## 4.3 Wickelschema

Allgemein existieren bei Nutenwicklungen für DC-Motoren kleiner Leistung mehrere Möglichkeiten die einzelnen Spulen zu einer geschlossenen Kommutatorwicklung zu verschalten. Hierbei ist auf einen gleichmäßigen Wicklungsaufbau zu achten, d. h. alle Spulen müssen die gleiche Spulenweite besitzen (vgl. [64]). Allerdings gibt es auch zahlreiche Ausnahmen wie etwa Anker mit anisotropen Zahn- oder Nutenweiten (vgl. [32, 84]). Um eine vollständige Kommutierung zu erhalten, sollte die kommutierende Spule eine kleine Induktivität aufweisen, um eine möglichst kleine magnetische Energie innerhalb der vorgegeben Kommutierungszeit besser abbauen zu müssen. Deshalb werden Spulen meist auf mehrere Nuten verteilt gewickelt, sodass ein kleinerer Spulenteil eines Ankerzweiges kommutiert.

Nachteilig bei verteilten Wicklungen ist das Überkreuzen von Spulen an den beiden Stirnseiten des Ankerpakets im Wickelkopf. Wickelköpfe tragen nicht zur Drehmomentbildung bei, vergrößern den axialen Bauraum und erhöhen die ohmschen Verluste im Rotor. Sie lassen sich verkleinern, wenn höhere Polpaarzahlen und Spulen mit kleinem Wicklungsschritt verwendet werden. Bei der Zahnspulenwicklung wird jede Spule um einen Zahn gewickelt. Folglich kreuzen sich keine Spulen. Die resultierenden kurzen Wickelköpfe und die damit hohe Leistungsdichte sind der zentrale Vorteil von Zahnspulenwicklungen. Außerdem sind die Drahtlängen bzw. elektrischen Widerstände aller Spulen in etwa gleich groß. Nachteilig sind besonders bei Motoren mit kleiner Paketlänge relativ zum Rotordurchmesser die geringere thermische Masse, die tendenziell schlechteren Kommutierungsbedingungen und ggf. ein aufwändigeres Applizieren der Wicklungen.

### 4.3.1 Vorbemerkungen

Die Theorie und Gesetzmäßigkeiten von Wicklungen rotierender elektrischer Maschinen sind z. B. in [14, 53, 64] für verteilte Wicklungen aufgeführt. Die wichtigsten Definitionen sollen hier kurz wiedergegeben und für den Sonderfall der Zahnspulenwicklung umgeformt werden. Die Fachartikel [24, 44, 45] beschäftigen sich mit Zahnspulenwicklungen an permanentmagneterregten AC-Servomotoren. In enger Verwandtschaft zur untersuchten Motortopologie steht die sogenannte modulare Dauermagnetmaschine (vgl. [32, 54, 55]) bzw. weit gefasst das Thema Bruchlochwicklungen (Zahnspulenwicklungen entsprechen entarteten Zweischicht-Bruchlochwicklungen, vgl. [76]). Die Dissertation [85] stellt ein

Verfahren vor, welches Zahnspulenwicklungen an der PMSM entsprechend modifiziert, um v. a. das Geräuschverhalten zu verbessern.

Für Zahnspulen ist die Spulenweite  $s$  gleich der Nutteilung  $\tau_n$ . Eine hohe Flusskopplung zwischen Rotor und Stator fordert, dass Spulenweite und Polteilung möglichst gleich groß sind. Der Zustand, dass alle Zähne gleichzeitig mittig unter Magneten stehen bzw. alle Spulen gleichzeitig kommutieren, ist zu vermeiden. So sind zwangsläufig die Spulenweite und die Polteilung nicht exakt gleich groß und deshalb der Grundfeld-Wicklungsfaktor  $\xi_p < 1$ .

Je nach Anwendungsfall sind folgende Wicklungstypen möglich:

- Schleifenwicklung mit parallel verschalteten Spulen
- Wellenwicklung mit seriell verschalteten Spulen
- Kombination aus Schleifen- und Wellenwicklung mit in Serie verschalteten parallelen Spulengruppen

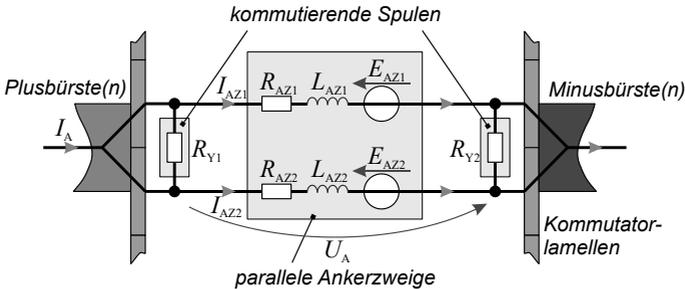
Im Gegensatz zu verteilten Wicklungen ist der Wicklungstyp von Zahnspulenwicklungen auf den ersten Blick nicht mehr sofort erkennbar. Die Unterscheidung bleibt jedoch im Wesentlichen erhalten.

Um die gleiche Motorkennlinie zu erhalten, muss unabhängig vom Wickelschema prinzipiell gelten, dass die gleiche Spannung zwischen den Bürsten induziert wird und die Verschaltung den gleichen ohmschen Gesamtwiderstand besitzt. Jeder Wicklungsaufbau lässt sich prinzipiell in das in Abb. 31 gezeigte Ersatzschaltbild umformen. Drahtquerschnitt und Windungszahl müssen folglich bei einem anderen Wicklungsaufbau entsprechend angepasst werden. Die Windungszahl geht quadratisch in die Spuleninduktivität ein, welche die Kommutierung beeinflusst. Auch kann der Nutfüllfaktor eine Erhöhung der Windungszahl und des Drahtquerschnitts begrenzen. Fertigungstechnische Gesichtspunkte wie die Drahtführung, die Verfügbarkeit und die Schweißbarkeit im Kommutatorhaken von sowohl sehr dünnen als auch sehr dicken Querschnitten spielen bei diesen in Großserie produzierten Motoren eine erhebliche Rolle. Die Windungszahl kann durch Magnetmaterial mit höherer Energiedichte reduziert werden. Für jede Anwendung ist folglich ein Wicklungsaufbau zu wählen, der verschiedenen Zielen unter Berücksichtigung mehrerer Randbedingungen genügt.

Generell gilt, dass für  $2a = 2p$  parallele Ankerzweige zunächst  $p$  Bürstenpaare benötigt werden. Bei der Schleifenwicklung werden die Ankerzweige parallel geschaltet. Im Gegensatz zur verteilten Wicklung stellt bei der Zahnspulenwicklung eine Spule einen ganzen Ankerzweig dar. Beide Spulenseiten sind an benachbarten Kommutatorlamellen angeschlossen. Der Kommutator hat demzufolge

$$K = Q \quad (69)$$

Lamellen. Da die Teilwicklungen aufgrund von Fertigungstoleranzen nie exakt gleich gewickelt werden können, entstehen Potentialdifferenzen zwischen den Spulen. Damit der Bürstenstrom sich gleichmäßig auf die Ankerzweige verteilt, werden Lamellen mit gleichen Potentialen mit sog. Ausgleichverbindern verbunden. Dies trifft jedoch nur für Motordesigns zu, deren Nutzahl im ganzzahligen Verhältnis zur Polpaarzahl steht. Dadurch wird es andererseits möglich, nur zwei Bürsten vorsehen zu müssen. Bei der Schleifen-Zahnspulenwicklung ist zusätzlich zu beachten, dass zwischen zwei Lamellen immer die gesamte Ankerspannung anliegt, sodass unbedingt ein Kurzschluss aufgrund von z. B. zu eng tolerierten Bürstenbreiten oder leitfähigem Kohleabrieb in den Lamellenschlitz zu verhindern ist. Die Schleifenwicklung ist insofern für hohe Motorströme und niedrige Klemmenspannungen zweckmäßig. Für eine höhere Motorspannung ist umgekehrt evtl. ein Wechsel von Schleifen- auf Wellenwicklung sinnvoll.



**Abb. 31:** Grundersatzschaltbild des Ankerkreises: Für die Forderung gleicher Kennlinien muss die Windungszahl und der Drahtquerschnitt angepasst werden, damit unabhängig vom Wickelschema zwischen den beiden Bürstenpotentialen der gleiche ohmsche Widerstand wirkt und die gleiche Spannung induziert wird.

Die Wellenwicklung (WW) besitzt aus Prinzip immer  $2a = 2$  parallele Ankerzweige unabhängig von der Polpaarzahl, sodass in diesem Fall nur ein Bürstenpaar vorgesehen werden muss. Da jeweils die Hälfte der Spulen in Reihe geschaltet ist, muss, um im Vergleich zur Schleifenwicklung (SW) die gleiche induzierte Spannung zwischen den Bürsten zu erhalten, die Windungszahl  $N$  um den Faktor

$$\frac{N_{WW}}{N_{SW}} = 1/p \quad (70)$$

reduziert werden. Die Induktivität einer Spule nimmt folglich ab, der Spulenstrom ist allerdings größer und beträgt den halben Ankerstrom. Außerdem ist der Wi-

derstand eines Ankerzweiges über den Drahtquerschnitt  $d$  anzupassen. Im Vergleich zur Schleifenwicklung ist bei der Wellenwicklung der Drahtquerschnitt um den Faktor  $\sqrt{p}$  größer:

$$\frac{R_{SW}}{p} = p \cdot R_{WW} \quad (71)$$

$$\frac{R_{WW}}{R_{SW}} = \frac{1}{p^2} \quad (72)$$

$$\frac{\frac{N_{WW}}{d_{WW}^2}}{\frac{N_{SW}}{d_{SW}^2}} = \frac{1}{p} \cdot \frac{d_{SW}^2}{d_{WW}^2} = \frac{1}{p^2} \quad (73)$$

$$\frac{d_{WW}}{d_{SW}} = \sqrt{p} \quad (74)$$

Hierbei ist der Einfluss eines größeren Wicklungsumfangs für außenliegende Windungen nicht berücksichtigt, sodass der Umrechnungsfaktor (von Schleifen- auf Wellenwicklung) in der Realität kleiner ist.

### 4.3.2 Ausgewählte Wickelschemata

In diesem Abschnitt werden die in Tab. 2 (S. 35) empfohlenen Nut-Polpaar-Kombinationen verwendet und hierfür mögliche Wickelschemata vorgestellt.

#### Variante Q8p3

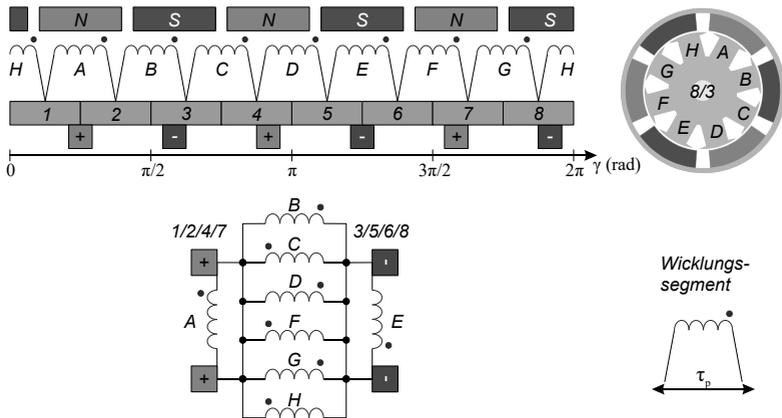
Diese Nut-Polpaar-Kombination hat nach (20) zwei Zähne, welche gleichzeitig direkt unter Magneten stehen können. Die Polarisierung der Magnete ist nach Definition (21) ungleich ( $Q + p$  ist ungerade). Daraus folgt, dass jeweils eine Spule an der Plus- und Minusbürste gleichzeitig kommutiert, und die  $Q$  Zahnpulen den gleichen Wickelsinn haben. Pro mechanischer Umdrehung muss jede Spule  $p$ -mal an einer Plus- und Minusbürste kommutieren. Um resultierende Radialkräfte und damit v. a. zusätzliche Geräusche zu vermeiden, ist auf einen möglichst symmetrischen Wicklungsaufbau und eine synchrone Kommutierung zu achten.

#### Schleifenwicklung

Bei der SW sind die Spulenenden mit benachbarten Lamellen verbunden. Für die betrachtete Kombination werden acht Zahnpulen an acht Kommutatorlamellen

kontaktiert. Mit den drei Bürstenpaaren ergeben sich sechs parallele Ankerzweige. Da die Nutzahl kein ganzzahliges Vielfaches der Polpaarzahl darstellt, existieren keine Lamellen mit stets zeitlich gleichen Potentialen. Folglich müssen  $p = 3$  Bürstenpaare vorgesehen werden. Die maximal zulässige Bürstenbreite berechnet sich in Abhängigkeit der Grundrastperioden nach (22)–(24) unabhängig vom Wickelschema.

Oben in Abb. 32 ist der Motor mit Magneten, Spulen, Kommutatorlamellen und Bürsten abgewickelt dargestellt. Darunter befindet sich das dazugehörige Ersatzschaltbild. Der Wickelsinn der Spulen ist mit der Punktkonvention (s. [2], S. 231 f.) gekennzeichnet. Die Spulen sind mit A, B, C, ... sowie die Lamellen mit 1, 2, 3, ... durchnummeriert. In der gezeigten Rotorstellung kommutieren die Spulen A und E. Die restlichen Spulen sind parallel zwischen den Bürstenpotentialen geschaltet. Pro Umdrehung kommutiert eine Spule je dreimal an einer Plus- und Minusbürste.

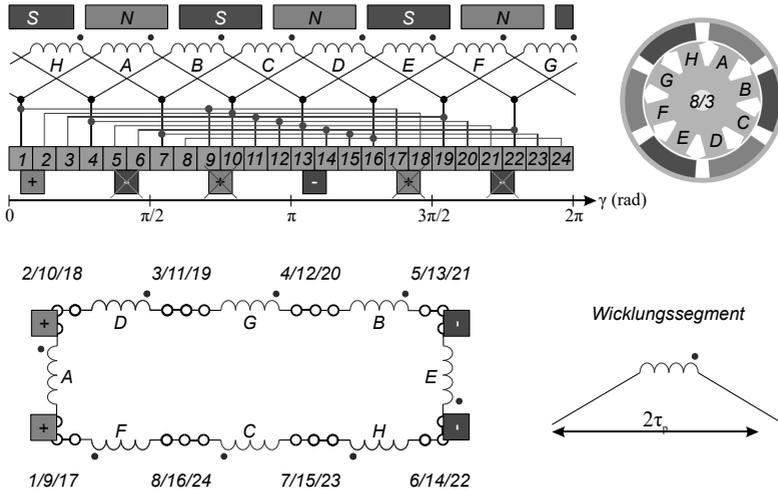


**Abb. 32:** Abgewickelte Darstellung und Ersatzschaltbild des Motors Q8p3K8 mit Schleifen-Zahnspulenwicklung. Die Spulenweite beträgt  $6/8 = 75\%$  einer Polteilung. Es sind sechs Ankerzweige parallel geschaltet. Hierzu werden drei Bürstenpaare benötigt.

### Wellenwicklung

Bei der WW werden die Ankerzweige nicht wie bei der SW parallel, sondern in Serie verschaltet, sodass prinzipiell immer zwei parallele Ankerzweige vorliegen (s. Ersatzschaltbild in Abb. 33). Damit jede Spule pro Umdrehung je dreimal an der Plus- und Minusbürste kommutiert, sind Zusatzlamellen „zwischen den Spulen“ nötig. Bei dieser Wellen-Zahnspulenwicklung sind  $K = Q \cdot p = 8 \cdot 3 = 24$

Kommutatorlamellen nötig. Für die Konstruktion des Wickelschemas werden die beiden Spulenseiten nach außen geklappt und an Lamellen mit einem Abstand von annähernd zwei Polteilungen kontaktiert. Bspw. wird die Spule A an Lamelle 1 und an Lamelle  $2 + 8 = 10$  angeschlossen. Bürstenbreiten und -positionen sind unabhängig vom Wickelschema. Die drei Lamellen mit gleichzeitig äquivalenten Potentialen (jede achte) werden mit Ausgleichverbindern verbunden. Die Bürstenanzahl kann für kosteneffiziente Anwendungen auf ein Paar reduziert werden, allerdings ist die max. zulässige Stromdichte der Bürsten zu beachten.



**Abb. 33:** Abgewickelte Darstellung und Ersatzschaltbild des Motors Q8p3K24 mit Wellenzahnspulwicklung. Die Spulenweite beträgt annähernd zwei Polteilungen. Für den Kommutator mit 24 Lamellen werden drei Bürstenpaare benötigt. In den zwei parallelen Ankerzweigen sind jeweils drei Spulen in Reihe geschaltet. Lamellen mit gleichem Potential zu jeder Zeit (jede Achte) können verbunden und somit zwei Bürstenpaare eingespart werden.

### Varianten Q6p2, Q9p3, Q12p4

Diese Nut-Polpaar-Kombinationen haben gemeinsam, dass die direkt unter Magneten stehenden Zähne ( $z_m = 2, 3, 4$ ) die gleiche Polarität besitzen, da  $Q + p$  gerade ist. Dies bedeutet, dass die Spulen unter diesen Magneten an den Bürsten mit demselben Potential kommutieren. Sie kommutieren folglich nicht gleichzeitig, sondern abwechselnd an Plus- und Minusbürste(n).

Der Vollständigkeit halber und zum leichteren Verständnis wird die Variante Q3p1 zusätzlich aufgeführt, da die anderen  $Q/p$ -Kombinationen auf diese zurück-

geführt werden können. Alle besitzen den gleichen Grundwellen-Wicklungsfaktor  $\xi_p = 0,866$ . Bei der Variante Q3p1 steht nur ein Zahn mittig unter einem Magneten. Dies führt zu einer umlaufenden Radialkraft, welche die Standzeit der Lager und das Geräuschverhalten negativ beeinflusst. Abgesehen davon ergibt sich allerdings ein ähnliches Ersatzschaltbild, das als Grundlage für die höherpoligen Varianten dient.

### Schleifenwicklung

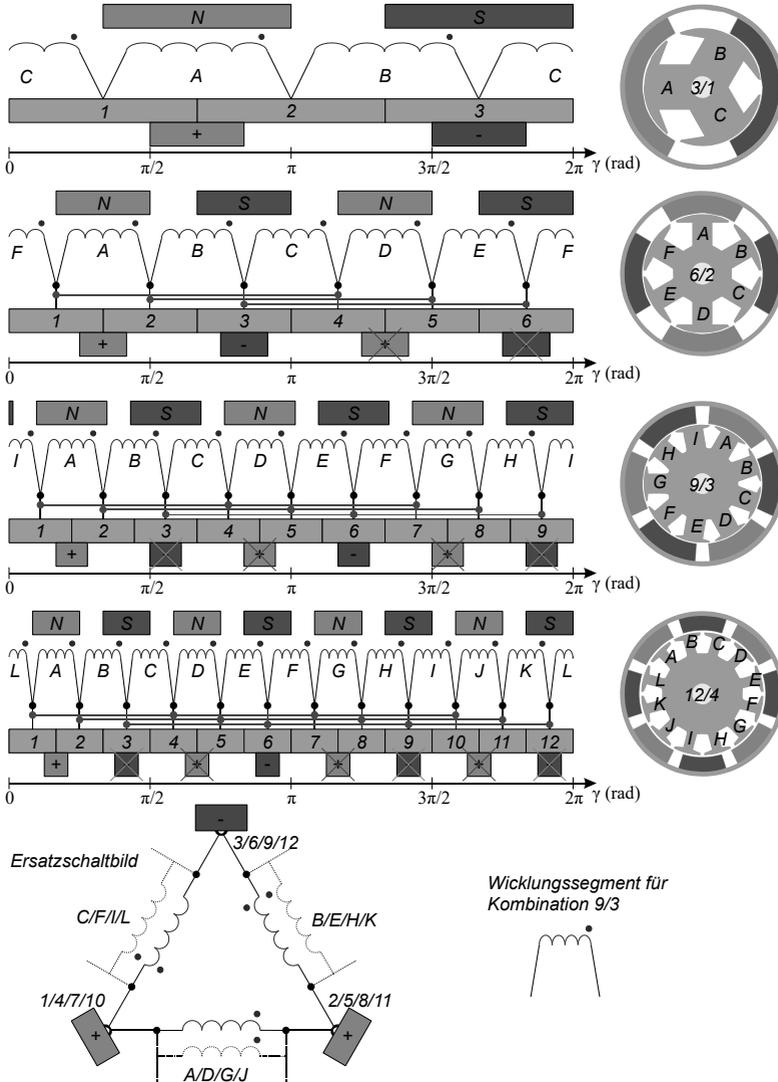
Die SW wird zunächst auf die Variante Q3p1 angewandt. Die Spulen werden per Definition an benachbarte Lamellen kontaktiert. Das Bürsten- und Polpaar werden gegenüber auf einer Achse über dem Rotorzentrum platziert. Oben links in Abb. 34 sind analog zu Abb. 32 die abgewickelten Darstellungen der SW und darunter das Ersatzschaltbild angeordnet. Für das Ersatzschaltbild ergibt sich eine Dreieckschaltung aus jeweils  $p$  parallel geschalteten Spulen.

In der gezeigten Rotorposition kommutiert die Spule A, die Spulen B und C sind währenddessen parallel geschaltet. Wenn beide Bürsten für einen kurzen Moment lediglich nur eine Lamelle berühren, ergibt sich ein asymmetrischer Ankerkreis. Dann liegt an einer Spule die volle Ankerspannung an. Die anderen beiden Spulen sind in diesem Fall in Reihe geschaltet, sodass sich die Ankerspannung auf diese aufteilt.

Für die höherpoligen Varianten wird die geometrische Anordnung am Umfang  $p$ -mal wiederholt. Die Nutzahl ist ein ganzzahliges Vielfaches der Polpaarzahl, sodass Lamellen mit zeitlich gleichem Potential miteinander verbunden werden können und folglich ein Bürstenpaar für den Betrieb des Motors ausreichend ist. Nicht zwingend erforderliche Bürsten sind in Abb. 34 durchgestrichen. Das Ersatzschaltbild wird durch Parallelschalten der weiteren Spulen mit  $p$  Durchläufen im Dreieck erweitert. Die nummerierten Lamellen mit gleichem Potential sind mit Ausgleichsverbindern verbunden und befinden sich an den Ecken der Dreieckschaltung.

### Wellenwicklung

Bei der WW werden die Spulenseiten üblicherweise nach außen geklappt und an Lamellen mit dem Abstand von ca. zwei Polteilungen kontaktiert. Hier ist es zweckmäßig sich die Verschaltung am Ersatzschaltbild zu überlegen. Per Definition werden bei der WW die Spulen in Serie verschaltet. Die Variante Q3p1 bleibt zunächst konstant – weder das Ersatzschaltbild noch die abgewickelte Darstellung ändern sich. Für höherpolige Varianten wird jede dritte Spule miteinander verbunden, sodass  $p$  Spulen in Reihe verschaltet sind. Folglich ist bei diesem Schema nicht jede Spulenseite mit einer Lamelle verbunden.

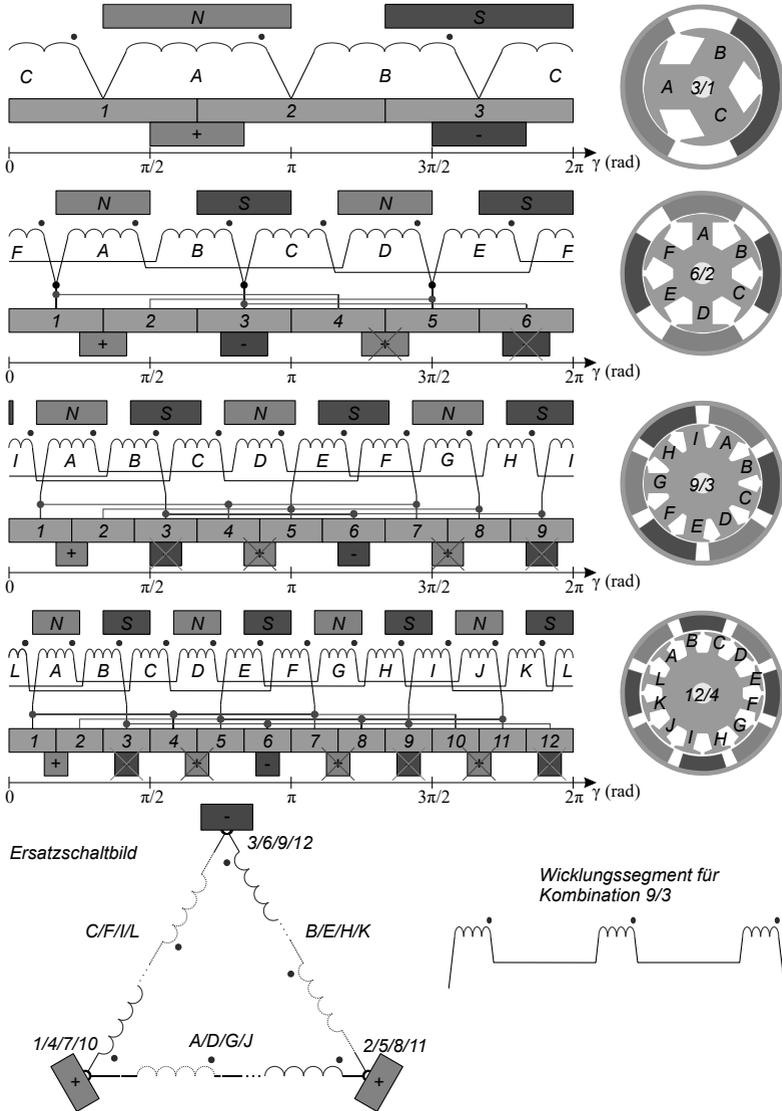


**Abb. 34:** Schleifen-Zahnspulenwicklung bei einem Motor mit drei Nuten und einem Polpaar ( $Q_{3p1}$ ) sowie Varianten mit jeweils ganzzahligen Vielfachen ( $Q_{6p2}$ ,  $Q_{9p3}$ ,  $Q_{12p4}$ ). Es kommutieren die Spulen abwechselnd an der Plus- und Minusbürste. Die Bürstenbreite ist folglich wesentlich kleiner als die Lamellenbreite zu wählen, um Kurzschlüsse über Lamellen auszuschließen. Da die Nutzahl  $Q$  bei höherpoligen Topologien ein ganzzahliges Vielfaches der Polpaarzahl ist, können Lamellen mit zeitlich gleichem Potential miteinander verbunden werden und die Bürstenpaarzahl auf eins reduziert werden. Das Ersatzschaltbild erweitert sich pro Polpaar um jeweils eine zusätzliche parallele Wicklung pro Strang (gepunktet).

Rechts oben in Abb. 35 sind die abgewickelten Darstellungen und darunter das Ersatzschaltbild für die untersuchten Varianten abgebildet. Auch hier gilt, dass bei gleicher Kennlinie die WW weniger Windungen braucht, um die gleiche induzierte Spannung zwischen den Bürsten zu erzeugen. Der Drahtquerschnitt muss dabei nach (74) um ca. den Faktor  $\sqrt{p}$  größer als bei der SW sein.

Neben diesen Grundwicklungsarten existieren noch weitere Möglichkeiten. In [84] ist bspw. eine Zweischicht-Zahnspulenwicklung für einen DC-Motor mit 9/4-Kombination gezeigt. Interessant hierbei sind die unterschiedlichen Spulenweiten, da die Zahnköpfe unterschiedliche Segmentwinkel aufweisen. Auch hier sind, wie für die Topologien in Abb. 35, die Spulen in drei Stränge aufgeteilt und im Dreieck verschaltet. Dabei sind immer drei benachbarte Zahnspulen direkt miteinander verknüpft und der Wickelsinn der Wicklungen eines Stranges ist unterschiedlich. Laut (22) ergeben sich für die vorliegende Nut-Polpaar-Kombination 72 Grundrastmomentperioden und die tangentiale Bürstenbreite ist gemäß (23) sehr klein. Ähnlich wie die 12/4-Kombination in Abb. 35, lassen sich die drei Stränge in Verbindung mit den vier Polpaaren im Ständer ebenfalls mit einem Kommutator mit zwölf Lamellen ansteuern. Die tangentiale Kohlebreite orientiert sich folglich an einer Nut-Polpaar-Kombination mit 24 Rastmomentperioden. Die 9/4-Kombination hat prinzipiell einen großen Grundwellen-Wicklungsfaktor, allerdings führt die variable Zahnkopfweite zu einem kleineren Wert. Zu berücksichtigen ist die resultierende Radialkraft. Das unkonventionelle Wickelschema verstärkt diese zusätzlich.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, mehrere Spulen auf einen Zahn zu wickeln. Dies findet z. B. bei der Latourwicklung Anwendung.



**Abb. 35:** Wellen-Zahnspulenwicklung bei einem Motor mit drei Nuten und einem Polpaar ( $Q3p1$ ) sowie Varianten mit jeweils ganzzahligen Vielfachen ( $Q6p2$ ,  $Q9p3$ ,  $Q12p4$ ). Es kommutieren die Spulen abwechselnd an der Plus- und an der Minusbürste. Eine WW hat grundsätzlich zwei parallele Ankerzweige, sodass der Betrieb mit einem Bürstenpaar möglich ist. Das Ersatzschaltbild erweitert sich pro Polpaar um jeweils eine zusätzliche serielle Wicklung pro Strang (gepunktet).

### Latour'sche Wicklung (Froschbeinwicklung)

Der Sachverhalt, dass bei den betrachteten Nut-Polpaar-Kombinationen Spulen abwechselnd an der Plus- und Minusbürste kommutieren, lässt sich durch eine sogenannte Latourwicklung oder Froschbeinwicklung beheben. Zwei Schleifenwicklungen im Abstand einer Polpaarteilung werden mit einer Wellenwicklung verbunden. Die Froschbeinwicklung hat somit die doppelte Anzahl an Spulen und Lamellen. Auf jedem Zahn befinden sich zwei Spulen mit entgegengesetztem Wicksinn.

Damit der Strom gleichsinnig um den Zahn fließt, müssen die Stromrichtungen in den Spulen verschieden sein. Folglich kommutieren die beiden Spulen unter demselben Pol an der Plus- und Minusbürste. Findet die Kommutierung an den Bürsten nicht synchron statt, wird aufgrund der guten magnetischen Kopplung Kommutierungsenergie von einer in die andere Spule transformiert. Dadurch tritt das Bürstenfeuer an der Plus- und Minusbürste deutlich unterschiedlich stark auf.

Abb. 36 zeigt in analoger Weise zu den obigen Wickelschemen eine parallel verschaltete Latour-Zahnspulenwicklung. Anhand eines Wicklungssegments, der Kombination aus Wellen- und Schleifenwicklung, ist die Namensgebung der Froschbeinwicklung ersichtlich. Abb. 37 zeigt eine seriell verschaltete Froschbeinwicklung. In [31] sind weitere Verschaltungsmöglichkeiten mit mehreren Spulen auf einem Zahn gezeigt. Ziel ist die Erhöhung der Leistungsdichte und des Wirkungsgrads.

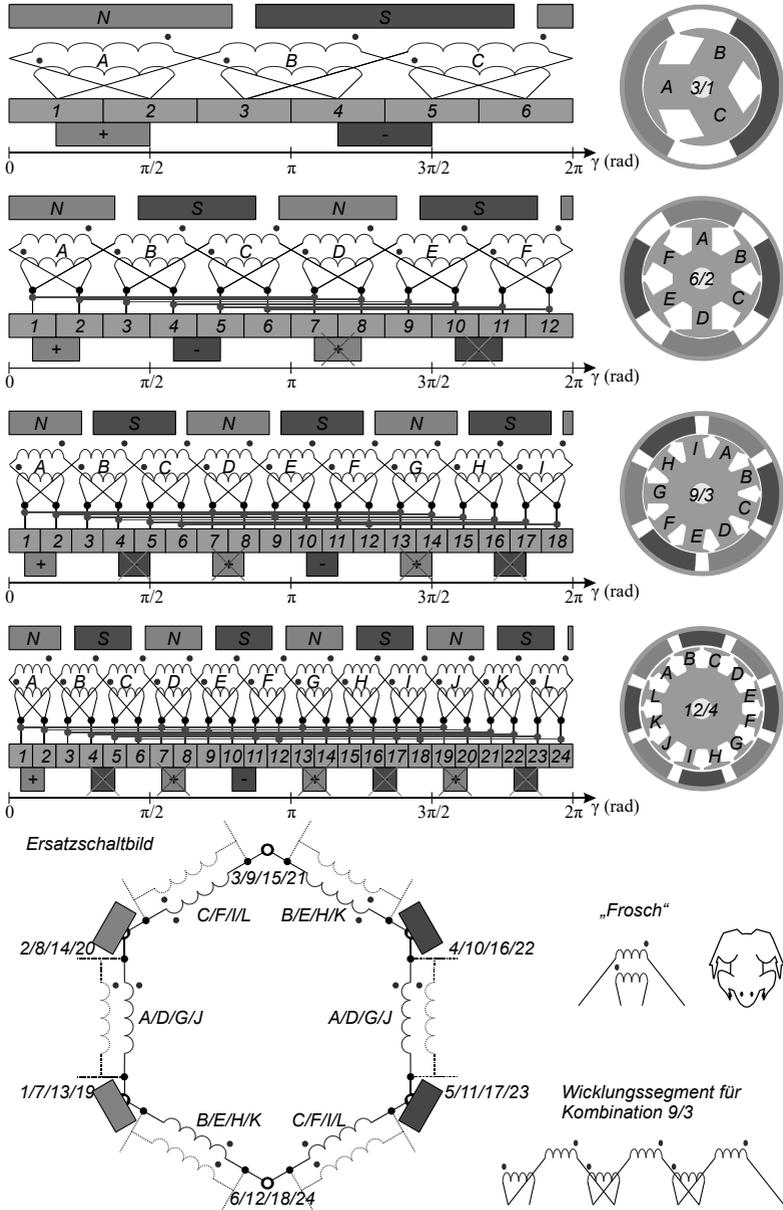


Abb. 36: Parallel verschaltete Latour-Zahnspulenwicklung. Ein Zahn besitzt zwei gegenseitig gewickelte Spulen, die gleichzeitig an heteropolaren Bürsten kommutieren.

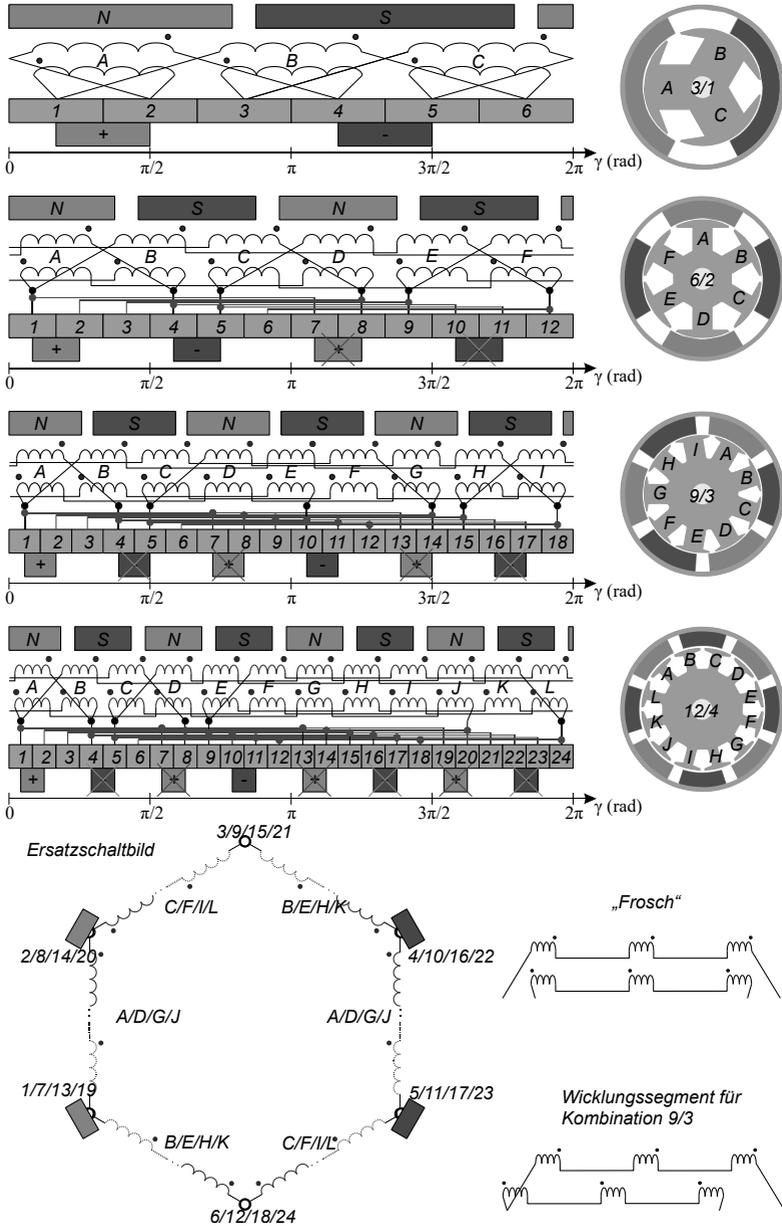


Abb. 37: Seriell verschaltete Latour-Zahnspulenwicklung. Ein Zahn besitzt zwei gegenseitig gewickelte Spulen, die gleichzeitig an heteropolaren Bürsten kommutieren.

## 4.4 Kommutierung

Der Kommutierungsprozess der Spulenströme spielt eine zentrale Rolle bei Bürstenmotoren. Für die gleichsinnige Drehmomentbildung müssen die Spulenströme bei einem Richtungswechsel des magnetischen Erregungsflusses ebenfalls das Vorzeichen ändern. Die Spule wechselt dabei im Ersatzschaltbild von einem Ankerzweig in den Nächsten. Der Fokus dieses Abschnittes liegt auf den Vorgängen während dieser Kommutierungsphase. Die Grundlagen sind z. B. in [14, 74] bzw. ausführlicher in den Arbeiten [13, 37, 59] zu finden. Verschiedene Beeinflussungen auf die Kommutierung sollen im VRAM analysiert und durch Messungen bestätigt werden.

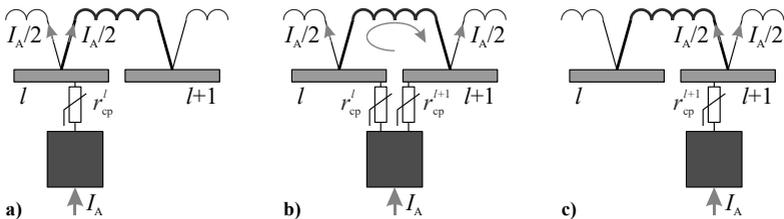
### 4.4.1 Prinzip

Es wird ein Kommutatormotor mit zwei Ankerzweigen betrachtet. Das Grundprinzip der Stromwendung kann in drei Abschnitte unterteilt werden und ist in Abb. 38 wie folgt dargestellt:

- a) Vor der Kommutierung befindet sich die betrachtete Spule im ersten Ankerzweig. Eine Bürste kontaktiert über einen in erster Linie von der Kontaktfläche abhängigen Widerstand  $r_{cp}^l$  die Lamelle  $l$ , welche mit der linken Seite der betrachteten Spule verbunden ist.
- b) Im zweiten Schritt läuft die Bürste auf die Lamelle  $l+1$  auf, welche mit der rechten Spulenseite kontaktiert ist. Die Spule wird dadurch kurzgeschlossen. Abhängig von den zeitvarianten Kontaktwiderständen  $r_{cp}^l$  und  $r_{cp}^{l+1}$  zwischen der Bürste und den beiden Lamellen  $l$  und  $l+1$  reversiert der Spulenstrom. Das Verhältnis zwischen dem ohmschen Widerstand der Spule zu den Kontaktwiderständen ist hierbei sehr wichtig und sollte für eine lineare Kommutierung möglichst klein sein. Die Bürste fungiert dann wie ein Strompotentiometer. Bei großen Antrieben sind diese deshalb aus Graphit mit dem zusätzlichen Vorteil einer guten Gleiteigenschaft. Bei einer Ankerspannung von 12 V entsteht hierbei ein Konflikt, da für einen hohen Wirkungsgrad der Spannungsabfall an den Bürsten möglichst gering ausfallen sollte.
- c) Im Idealfall erreicht der Spulenstrom den Wert des zweiten Ankerzweiges, wenn die Bürste die Lamelle  $l$  verlässt. Die betrachtete Spule befindet sich nun im zweiten Ankerzweig und es fließt in ihr ein Strom in entgegengesetzter Richtung.

Wird der Stromwert des zweiten Ankerzweiges beim Verlassen der Lamelle  $l$  nicht erreicht, liegt eine nicht-ideale Kommutierung vor. Es werden zwei Phänomene unterschieden:

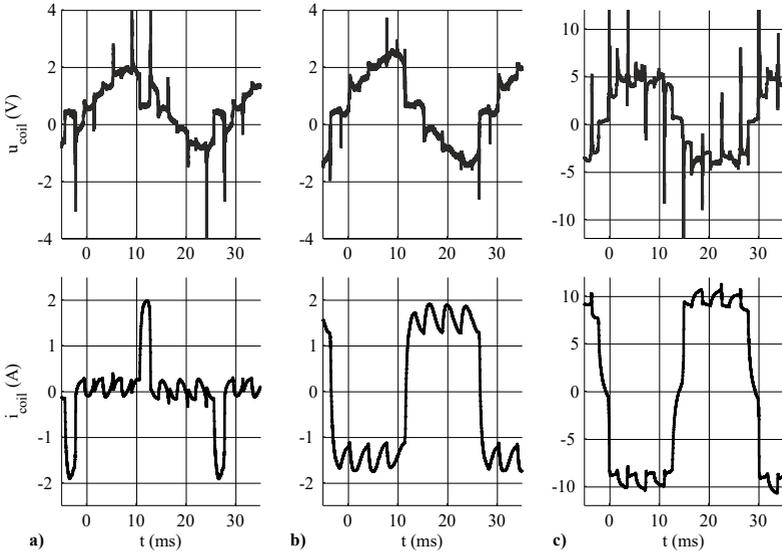
1. Der Endwert des Spulenstroms wird nach der Kommutierung nicht erreicht. Die magnetische Energie der Spule kann während der Kommutierungszeit nicht vollständig aufgebaut werden. Allerdings zwingt der Kommutator am Ende der Kommutierung die Spule in den zweiten Ankerzweig mit dem hier vorherrschenden Strom. Der Strom durch eine Spule (Induktivität) muss stetig sein, sodass als einziger Ausweg der Stromfluss über einen Lichtbogen zwischen den ablaufenden Kanten von Bürste und Lamelle verbleibt. Man spricht hier von einer *Unterkommutierung*, welche bei kleinen Drehzahlen und großer Drehmomentanforderung auftritt.
2. Der Spulenstrom am Kommutierungsende erreicht einen bereits höheren Wert als der des Ankerzweigstroms. In der kurzgeschlossenen Spule fließen relativ große Ausgleichströme. Auch hier erzwingt die Bedingung eines stetigen Spulenstroms einen Lichtbogen, wenn die Spule in den anderen Ankerzweig wechselt. Man spricht von einer *Überkommutierung*, welche bei hohen Drehzahlen und geringer Drehmomentanforderung auftritt.



**Abb. 38:** Kommutierung einer Spule in den nächsten Ankerzweig

Eine Beispielmessung an einem PMDC-Motor Q8p1K8 mit verteilter SW zeigt Abb. 39. Die drei Kommutierungsarten (vollständige Kommutierung sowie Über- und Unterkommutierung) sind gut zu erkennen.

Der Kommutierungsvorgang findet in der Zone statt, wenn die Flächennormale der betrachteten Spule sich mittig unter einem Erregerpol befindet, d. h. die Spule umschließt den betragsmäßig maximalen Erregerfluss und kann keinen Beitrag zum Drehmoment liefern.



**Abb. 39:** Messung der Spulenspannung (= Lamellenspannung) (oben) und des Spulenstroms (unten) am Motor Q8p1K8 mit verteilter Schleifenwicklung am Prüfstand nach Kap. 3.2. Die Auflösung beträgt 5 MS/s. Der Motor dreht jeweils mit  $2000 \text{ min}^{-1}$  (durch Lastmaschine fest vorgegeben) und die Klemmspannungen  $U_{PS}$  wird variiert, sodass sich verschiedene Kommutierungsarten einstellen: a) Überkommutierung bei  $U_{PS} = 2,2 \text{ V}$ , z. B. im Leerlaufbetrieb, erzeugt während der Kommutierung hohe Kommutierungsströme. b) Vollständige Kommutierung bei  $U_{PS} = 4,8 \text{ V}$  weist im Idealfall keine Lichtbogen auf, da der Kommutierungsstrom genau den Wert des nächsten Ankerzweiges erreicht. c) Unterkommutierung bei  $U_{PS} = 15 \text{ V}$  ist durch große Motorströme charakterisiert und verursacht heftiges Bürstenfeuer, da die geforderte magnetische Energie einer Spule nicht innerhalb der Kommutierungszeit aufgebaut werden kann.

Aufgrund der Selbstinduktivität der Spule kann der Spulenstrom nicht beliebig schnell reversieren. Die Selbstinduktionsspannung verzögert die Stromänderung, sodass im Fall der Unterkommutierung zum Ende der Wert des zweiten Ankerzweigstroms noch nicht erreicht ist und der Strom folglich über einen Lichtbogen weiterfließen muss. Um das Bürstenfeuer zu vermeiden, wird bei größeren Maschinen und höheren Maximaldrehzahlen die Selbstinduktionsspannung an der kommutierenden Spule in der neutralen Zone durch die von seriell zur Ankerwicklung geschalteten Wendepolspulen erzeugten Bewegungsinduktions-Spannung aufgehoben.

Eine weitere Maßnahme bei elektrisch erregten Maschinen ist die Kompensation der sog. *Ankerrückwirkung* durch Kompensationswicklungen in den Polschuhen,

die in Reihe zur Ankerwicklung geschaltet sind. Die Spulenströme im Anker verzerren das Erregerfeld, sodass abhängig vom Motorstrom andere Kommutierungsbedingungen vorherrschen. Die Luftspaltinduktion wird hierdurch an einer Polseite geschwächt und an der anderen so weit verstärkt, dass ggf. das Eisen gesättigt wird und sich damit insgesamt eine schwächere Flusskopplung einstellt.

Aus Kostengründen und auch bauartbedingt sind bei permanentmagneterregten Kleinmotoren Kompensations- und Wendepolspulen nicht vorgesehen. Zur Verbesserung der Kommutierung werden stattdessen i. d. R. die Bürsten um den sog. *Kommutierungs- oder Verschaltungswinkel*  $\gamma_V$  entgegen der Drehmomentrichtung gedreht, sodass der Kommutierungsvorgang in der Zone stattfindet, wenn die betrachtete Spule die betragsmäßig maximale Flussverkettung umschließt und die induzierte Spannung daraufhin möglichst klein ist. Alternativ können auch die Magnete oder der Kommutator in die entsprechende Richtung verdreht werden.

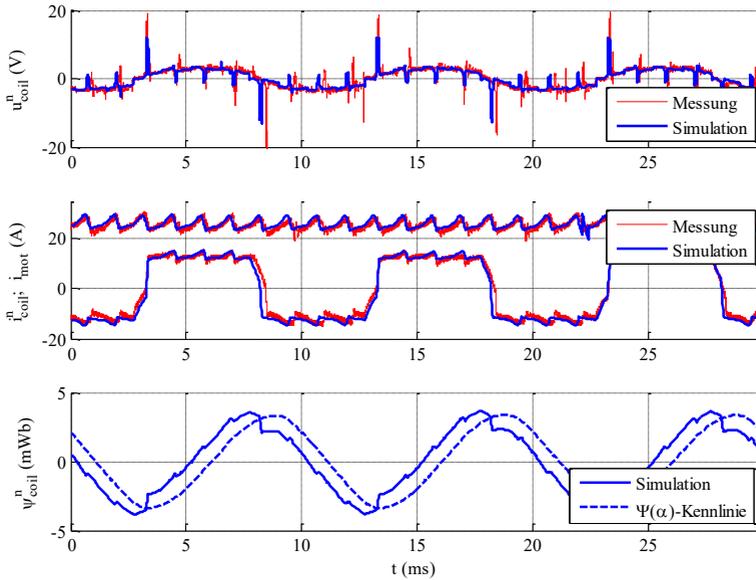
Diese Kompensationsmethode ist allerdings nur für den eingestellten Arbeitspunkt optimal. Für reversierende Motoren mit annähernd gleichen Lastzyklen in beide Richtungen, bspw. für einen Fensterheber, ist das Verdrehen der Bürsten in eine Richtung folglich zwecklos. Bei elektromechanisch kommutierenden Antrieben in Elektrowerkzeugen wird z. T. die Bürstenbrücke bei Umschaltung der Drehrichtung mit verdreht.

Die Effekte werden am Kleinmotor Q8p3K24 mit Zahnspulenwicklung betrachtet. In Abb. 40 ist ein Arbeitspunkt eingestellt, der zu einem unterkommutierenden Verhalten führt. Für die Betrachtung der Verläufe in der Zeit einer Kommutierung ist in Abb. 41 der Zeitbereich vergrößert.

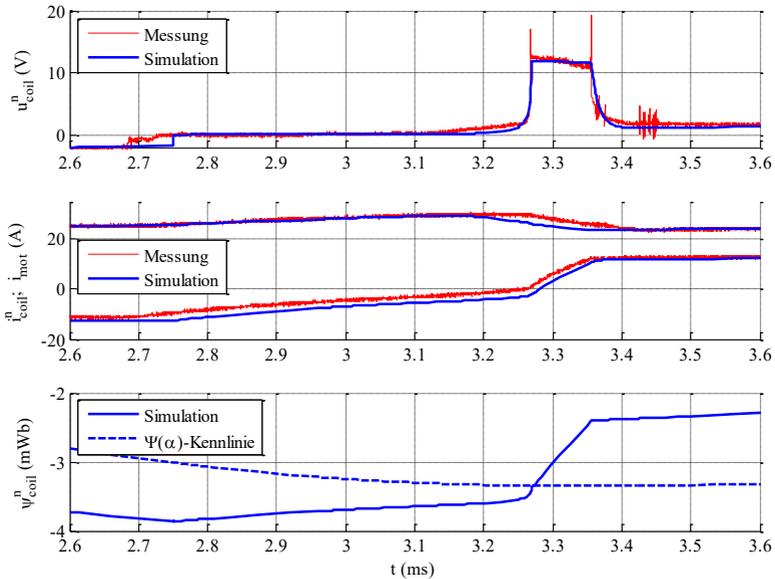
Im unteren Graphen sind die Flussverkettungen einmal bei Belastung und einmal ohne Spulenströme (reine Erregerflussverkettung) dargestellt. Hier ist die Ankerückwirkung sehr deutlich zu erkennen: Der Ankerstrom verzerrt den Feldverlauf im Luftspalt und es kommt zu einer Phasenverschiebung der Flussverkettung. Die Auswirkungen nehmen mit steigender Belastung zu.

Mit einer Verdrehung der Bürstenplatte um den Verschaltungswinkel  $\gamma_V$  kann zwar die Ankerrückwirkung nicht kompensiert, allerdings das Bürstenfeuer reduziert werden. Durch die Verdrehung kann für einen Arbeitspunkt die Flusskopplung und damit die Drehmomentbildung verbessert werden. Der Wirkungsgrad nimmt zu, d. h. bei gleicher Drehmomentanforderung ist ein niedrigerer Ankerstrom notwendig. Dadurch ist die restliche Energie in der kommutierenden Ankerspule kleiner oder sogar gleich null, sodass ein kürzerer bzw. idealerweise kein Lichtbogen zündet. Folglich wird durch die Verdrehung der Bürstenplatte die Motorkennlinie verstellt. Bei gleicher Ankerspannung gelten andere Arbeitspunkte,

welche ggf. eine vollständige aber immerhin eine bessere Kommutierung mit kürzerem Lichtbogen zulassen (genauere Ausführung s. Kap. 4.7).



**Abb. 40:** Vergleich von Messung und Simulation mit VRAM am Motor Q8p3K24 bei einer Ankerspannung von 9,5 V und einer Drehzahl von 2000  $\text{min}^{-1}$ . Es ist eine mechanische Umdrehung dargestellt: Spulenspannung (oben), Spulen- und Motorstrom (Mitte) sowie Flussverkettung einer Spule (unten). Zum Vergleich ist gestrichelt die ausschließlich von den Magneten erzeugte Flussverkettung aufgetragen (Bürsten entnommen). Aufgrund der Belastung stellt sich in der Flussverkettung eine Feldverzerrung (Ankerrückwirkung) ein, die sich durch eine Phasenverschiebung auswirkt. Die Simulationszeit beträgt ca. eine Minute.



**Abb. 41:** Dieselben Verläufe wie in Abb. 40 mit vergrößertem Zeitbereich für die Betrachtung der Kommutierung.

## 4.4.2 Kommutierungsmodell

In der Literatur werden unterschiedliche Kommutierungsmodelle diskutiert. Die Arbeiten [37, 59, 92] geben eine umfangreiche Literaturbewertung zum Thema Kommutierungsmodellierung an. Zunächst sind zwei Intentionen zu unterscheiden:

1. Modelle, die das eigentliche Kommutierungsverhalten beschreiben. Aus ihnen lassen sich z. B. Designrichtlinien ableiten.
2. Modelle, mit denen der zeitliche Verlauf von Strom und Spannung dargestellt werden soll. Die Ergebnisse sollen möglichst genau mit Messdaten übereinstimmen. Diese Modelle sind u. U. in der Lage auch die erste Intention befriedigen zu können.

Mohr beschreibt in [61] ein analytisches Kommutierungsmodell (vgl. auch [16, 80, 87]). Der Kommutierungskreis mit kommutierender Spule, einem Kontakt je Spulenseite und einer Kohlebürste wird auf ein Ersatznetzwerk bzw. auf eine Differentialgleichung abgebildet. Dabei sind einige Vereinfachungen zu treffen: es wird eine vollständige Kommutierung vorausgesetzt, der magnetische Kreis ist linear und die Kopplung der Spulen wird vernachlässigt.

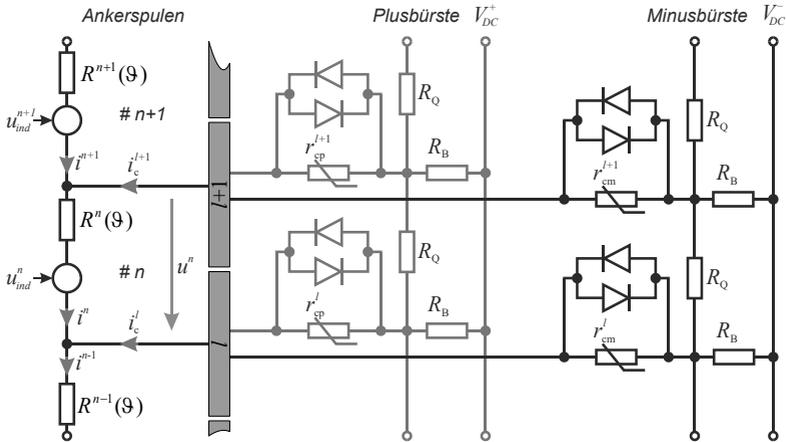
Die Kontaktwiderstände selbst hängen von zahlreichen Parametern ab. Die Kontaktflächen und damit die Kontaktwiderstände sind v. a. winkelabhängig. Außerdem beeinträchtigt die Stromdichte in den Kontaktzonen stark die Widerstände. Umwelteinflüsse wirken sich chemisch und physikalisch auf die Kontaktwiderstände aus.

Eine vollständige analytische Lösung der Differentialgleichung ist nach [59, 80] nicht möglich. Um dennoch eine brauchbare Lösung zu erhalten, ist in [16] ein Ansatz mit dem Ziel beschrieben, den Wertebereich signifikanter Parameter zu berechnen, welche eine vollständige Kommutierung gewährleisten.

Aussagekräftiger sind Simulationen der Spulenwerte. Die Arbeiten [3, 4, 37, 88–90, 94, 92] setzen bereits numerische Simulationen ein, um Kommutierungsverläufe von Universal- und Gleichstrommotoren zu generieren. Auch die vorliegende Arbeit hat zum Ziel mit dem VRAM möglichst realitätsnahe Spulenwerte zu berechnen. Wie bereits in Kap. 2 erklärt, findet die Berechnung der Verläufe im Signalflosssimulator SIMULINK statt. Die Spulen sind im integrierten Schaltungssimulator SIMSCAPE implementiert. In Abb. 42 ist der Schaltplan bzw. ein Wicklungsausschnitt dargestellt. Alle Spulen des Motors sind in dieser Weise modelliert und dem Wickelschema nach entsprechend verschaltet (vgl. Kap. 4.3 „Wickelschema“). Hierbei ergibt sich ein sehr großer Freiheitsgrad der Implementierung, was der Vielzahl an existierenden Wickelschemata gerecht wird. Alle für diese Arbeit durchgeführten Untersuchungen waren mit diesem Verfahren erfolgreich umsetzbar. Ebenso sind typische Ausfälle und Verschleißstadien wie bspw. ein Wicklungskurzschluss oder eine nichtleitfähige Lamelle relativ einfach im VRAM zu integrieren (in Kap. 5.5 werden Beispiele gezeigt).

In Kap. 2.3 wurde bereits die zeitliche Ableitung der berechneten Flussverkettung einer Spule angesprochen. Der berechnete Wert wird der gesteuerten Spannungsquelle einer Spule im Ersatzschaltbild zugeführt. Die Ableitung verursacht sehr große transiente Gradienten, mit denen das durch eine nicht vollständige Kommutierung auftretende Bürstenfeuer modelliert wird.

Die Schwierigkeit bei der vorgestellten Methode liegt in der richtigen Auswahl des Simulationslösers (Solver), der für steife Differentialgleichungen geeignet sein muss. Die Toolbox SIMSCAPE besitzt einen eigenen Solver, dessen Zeitschrittweite an die darüber liegende Instanz angepasst sein muss. Um eine stabile Simulation zu erhalten, beschränkt ein Tiefpassfilter mit einer ausreichend großen, aber für die Auswertung vernachlässigbar kleinen Zeitkonstante die Gradienten. Dieses Tiefpassfilter ist nur wegen der numerischen Stabilität erforderlich und hat keinen weiteren physikalischen Hintergrund.



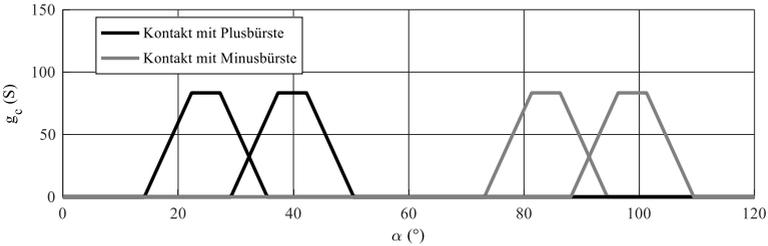
**Abb. 42:** Schaltplan des elektrischen Kreises. Es ist ein Spulensegment dargestellt. Abhängig vom Ankerwinkel  $\alpha$  nehmen die Kontaktwiderstände unterschiedliche Werte an, sodass der Strompfad zur Plus- bzw. Minusbürste leitfähig wird. Hierbei werden nichtlineare Kontakteigenschaften berücksichtigt. Der Querwiderstand  $R_Q$  hat bei metallhaltigen Bürsten auf den Kommutierungsverlauf keine große Wirkung, da er in der Größenordnung des Bürstenkörperwiderstandes  $R_B$  liegt (s. Kap. 4.4.2.2). Das Bürstenfeuer wird mit Hilfe von antiparallelen Dioden zwischen Bürsten- und Lamellenpotential modelliert. Sie besitzen eine der Brennspannung des Lichtbogens entsprechende Vorwärtsspannung. Alternativ können auch zwei antiserielle Zenerdioden verwendet werden, welche allerdings in der Bauteilbibliothek in SIMSCAPE nicht zur Verfügung stehen. Die induzierte Spannung in den einzelnen Spulen wird im Flussmodell aus Kap. 4.2.2 berechnet. Im Schaltungssimulator stehen für jedes Element in jedem Zeitschritt das elektrische Potential und der elektrische Strom für die Auswertung zur Verfügung.

Die Ansteuerung der Spulen geschieht im Modell mit Hilfe der Kontaktwiderstände  $r_{cp}$  und  $r_{cm}$ . In erster Linie ist der Kontaktleitwert direkt proportional zur Kontaktfläche. Bürste und Lamelle schieben sich übereinander, sodass die Fläche linear zunimmt, dann für die Differenz der beiden tangentialen Breiten konstant bleibt und wieder linear zu null abnimmt, bis die Bürste die Lamelle verlässt. Gleichung (75) berechnet winklabhängig die Kontaktfläche aus der Faltung der tangentialen Breiten von Lamelle und Bürste.

$$A(\alpha) = b_l * b_b \quad (75)$$

Der Amplitudenwert wird auf Mess- (vgl. Kap. 4.5.2) oder Erfahrungswerte skaliert. Da die Simulationsumgebung endliche Werte fordert, ist der Leitwert auf ein Minimum begrenzt. Durch den Kehrwert ergibt sich ein maximaler Kontaktwiderstand (z. B. 1 M $\Omega$ ). Abb. 43 zeigt die simulierten Verläufe der Kontaktierung zweier benachbarter Lamellen mit den Plus- und Minusbürsten. In Kap. 4.5 wird

noch genauer auf die Modellierung der Kontaktwiderstände bzw. -leitwerte eingegangen.



**Abb. 43:** Modellierung des Kontaktleitwerts zwischen einer Bürste und zwei benachbarten Lamellen in Abhängigkeit des Winkels für einen 24-lamelligen Kommutator mit drei Bürstenpaaren. Der Leitwert ist direkt proportional zur Kontaktfläche. Der Amplitudenwert wird empirisch bestimmt. Die tangentielle Bürstenbreite ist aufgrund von Verschleiß oder nicht vollständig eingelaufenen Bürsten kleiner als die geometrische Breite.

### 4.4.2.1 Geometrie und Position der Bürsten

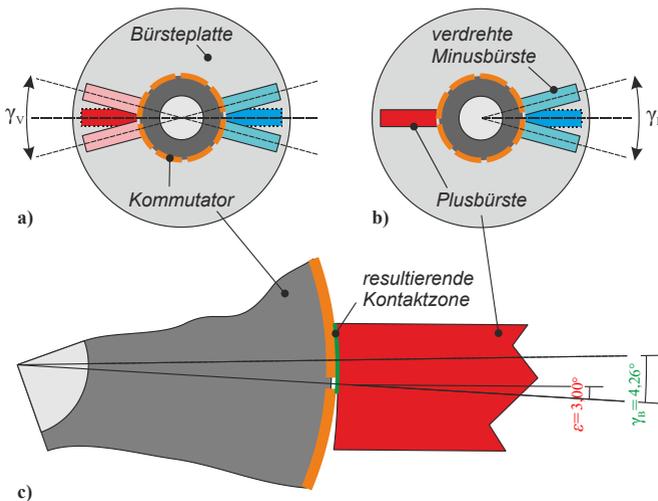
Eine sehr große Auswirkung auf die Kommutierung haben die Geometrieparameter der Kohlebürsten. Entscheidend sind die Schaltzeitpunkte am Kommutator, d. h. die Positionen der Bürsten. Sie bestimmen sehr stark die Stromverläufe in den Spulen. Aufgrund der für die kostengünstige Herstellung relativ großen Fertigungstoleranzen sind mehrere Effekte an den untersuchten Motoren beobachtbar.

Durch die Verdrehung der Bürstenplatte um den Verschaltungswinkel  $\gamma_V$  entgegen der Drehmomentrichtung wird die Motorkennlinie steiler, d. h. sie ist durch eine höhere Leerlaufdrehzahl und ein schwächeres Haltemoment definiert – die Verdrehung wirkt wie eine Feldschwächung. Hierdurch lässt sich wie bereits geschildert gezielt die Kommutierung für einen Arbeitspunkt beeinflussen.

Stehen die heteropolaren Bürsten nicht exakt um eine Polteilung auseinander, kommt es zu einer asynchronen Kommutierung der Spulen. Der Motorstrom weist hierbei typischerweise eine doppelte Rippelanzahl auf (s. Abb. 45). Die Verdrehung der Achsen (Kontaktmitte) tritt durch einen Winkelfehler des Bürstenköchers, Verkipfung der Bürste innerhalb des Köchers oder durch Beschädigung der Bürste auf. In [91] wird ein ungleichmäßiger Verschleiß von Hammerbürsten an Plus- und Minuspol genannt. Die schematische Darstellung der Winkelfehler zeigt

Abb. 44. Ein robusteres Verhalten gegenüber Fertigungstoleranzen sowie Bürstenspringern besteht bei höherpoligen Motoren mit entsprechend vielen Bürstenpaaren.

Ebenfalls spielt die Pressrichtung der Kohlebürste eine Rolle über die Toleranz der Abmessungen. Die Ausdehnung aufgrund von Alterung, Quellverhalten und Temperaturerhöhung ist in Pressrichtung am größten. Deshalb ist eine axial gepresste Bürste sinnvoll. Sie kann enger in tangentialer Richtung toleriert werden und pendelt im Betrieb weniger stark im Bürstenhalter. Allerdings wird der Bau- raum aufgrund der axial herausgeführten Litze größer. Deshalb werden oft tangential gepresste Kohlen verwendet. Radial gepresste Kohlen haben bei gleicher Materialzusammensetzung i. d. R. kürzere Standzeiten. Hammerhalterbürsten werden sehr gut geführt. Rollbandfedern ermöglichen die längste Bürstenlänge, allerdings sind sehr enge Toleranzen erforderlich. Eine Schenkelfeder lässt eine ähnlich lange Bürstenlänge zu, benötigt aber relativ viel Platz innerhalb der Bürstenplatte, was gerade bei mehreren Bürstenpaaren problematisch wird.

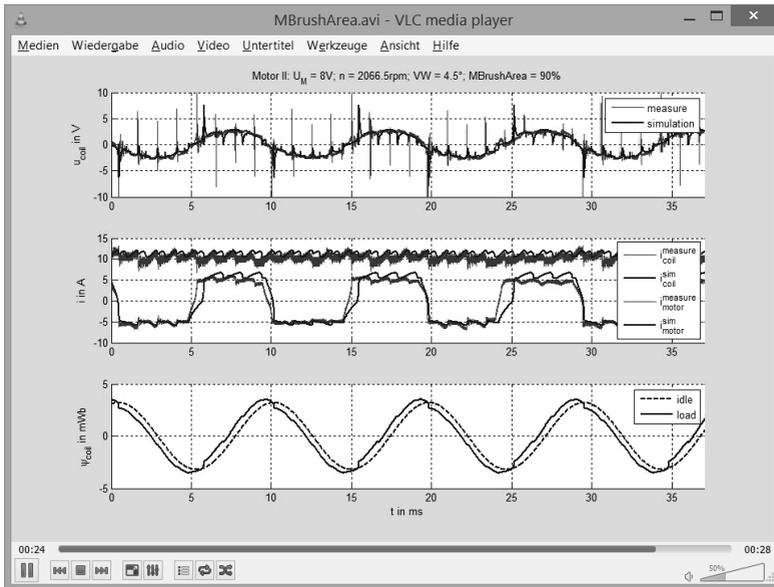


**Abb. 44:** Winkelfehler am Bürstensystem (z. T. überzeichnet dargestellt): a) beide Bürsten sind um den Verschaltungswinkel  $\gamma_V$  verdreht, b) nur eine Bürste ist um den Winkel  $\gamma_B$  verdreht, c) Verkipfung der Bürste um den Winkel  $\epsilon$  während des Betriebs. Hierdurch stellt sich ein Winkel  $\gamma_B$  der Kontaktmitte bzgl. der nominalen Bürstenmitte ein. Die Kontaktzone ist grün eingefärbt. Eine beschädigte Bürstenkante (z. B. Abbrandzone) hat dieselbe Auswirkung.

Mit dem in Kap. 2 vorgestellten VRAM können Strom- und Spannungsverläufe der Spulen sehr schnell für eine Studie verschiedener Winkel- und Bürstenfehler

berechnet werden. Das Zusammensetzen der einzelnen Verläufe in ein Video (Zeichentrickprinzip) veranschaulicht sehr deutlich die Auswirkungen auf die Kommutierung. In Abb. 45 ist beispielhaft eine Videoauswertung für die Variation der tangentialen Breite der Minusbürste am Motor Q8p3K24 dargestellt.

Im gezeigten Augenblick ist bei einer Verkleinerung der Bürstenbreite um 10 % ein unsymmetrischer Stromverlauf zu beobachten. In der oberen Halbwelle sind drei ausgeprägte Rippel, in der unteren fast vier weniger ausgeprägte Rippel zu erkennen. Der Motorstrom besitzt die doppelte Anzahl an Rippel, die in ihrer Amplitude deutlich kleiner sind. Dieses Phänomen wurde auch am Prüfstand beobachtet. Ob durch diesen homogeneren Motorstromverlauf das Geräuschverhalten positiv beeinflusst wird, wurde aus Zeitgründen nicht überprüft. Allerdings resultieren durch das asynchrone Kommutieren der gegenüberliegenden Spulen an heteropolaren Magnetpolen Radialkräfte, welche verstärkt zu schwer zu dämpfenden Geräuschen im unteren Frequenzbereich führen können (vgl. [91]).



**Abb. 45:** Videoauswertung einer Parameterstudie am Motor Q8p3K24 mit dem Vergleich von Simulations- (blau) und Messwerten (rot). Oben: Spulenspannung; Mitte: Motor- und Spulenstrom; Unten: Flussverknüpfung einer Spule im belasteten Fall und ohne jeglichen Strömen (Bürsten entnommen). Die tangentiale Breite der Minusbürste wurde variiert. Hierdurch kommt es zu einer asynchronen Kommutierung der Spulen an den heteropolaren Bürsten. Der Motorstromrippel verändert sich hierdurch. Die Berechnung der Videosequenz benötigt abhängig der Anzahl an Variationen ca. zehn Minuten.

Mit diesem Verfahren wurden weitere Parameterstudien durchgeführt (Ankerspannung, Verschaltungswinkel, Winkelfehler eines Bürstenköchers, tangentiale Bürstenbreite, Wicklungswiderstand, Windungsanzahl).

Bei der in Abb. 45 (bzw. sehr deutlich auch in Abb. 40, S. 72) gezeigten Auswertung handelt es sich um einen Motor, bei dem die drei Polpaare auf drei Magnetschalen verteilt sind. Es existieren folglich Pollücken zwischen zwei Magnetschalen und innerhalb einer Magnetschale. Die Flussverkeftung einer Spule weist demnach eine gewisse Asymmetrie auf, welche ebenfalls Auswirkungen auf die Kommutierung hat. Es ist u. U. nicht möglich, einen Arbeitspunkt mit gleichzeitiger, vollständiger Kommutierung an der Plus- oder an der Minusbürste zu finden.

### 4.4.2.2 Querwiderstand

Einerseits wird für einen großen Wirkungsgrad ein kleiner Kontaktwiderstand gefordert. Andererseits ist für eine möglichst lineare Kommutierung ein großer Kontaktwiderstand notwendig. Während der Kommutierung fließt ein Strom in tangentialer Richtung durch die Bürste. Ein sehr gut leitendes Bürstenmaterial führt dazu, dass sich der Strom an der bereits stark beanspruchten Kontaktzone konzentriert und diese zusätzlich erwärmt. Die Folge ist ein erhöhter Verschleiß.

Eine gängige Maßnahme, die Verschleißrate zu verbessern ist, den Querwiderstand der Kohlebürste (Widerstand in tangentialer Richtung) zu erhöhen. Die Bürste leitet den Strom dann in radialer Richtung besser als in tangentialer Richtung. Ein zusätzlicher Hintergrund neben der lineareren Kommutierung ist, dass der Querstrom sich innerhalb der Bürste besser verteilen kann und keine ausgeprägten Stromdichtemaxima, v. a. in der Kontaktzone, entstehen. Hierzu gibt es gängige Methoden:

1. eine Schichtkohle mit einer schlechter leitenden Schicht an der ablaufenden Kante (vgl. [3])
2. eine Schlitzkohle bzw. eine Kohle mit einer isolierenden Schicht innerhalb der tangentialen Kohlebreite (ferner gibt es Anwendungen mit mehreren tangential aufgereihten Bürsten) oder
3. eine Bürste mit anisotroper Zusammensetzung. In anisotropen Bürsten werden längliche Kupferpartikel (z. B. plättchenförmig oder dendritisch, vgl. [15, 42]) in radialer Ausrichtung zugesetzt und zu einer Bürste gepresst. Eine tangentiale Pressrichtung erhöht zusätzlich den Querwiderstand. Insgesamt kann eine Anisotropie mit einem bis zu fünffach größeren Widerstandes in tangentialer Richtung bei einem Kupferanteil zwischen 30–50 % erreicht werden.

Bei metallhaltigen Kohlen spielt der Querwiderstand aufgrund der hohen Leitfähigkeit des Bürstenmaterials für die Kommutierung (wohl aber für den Verschleiß) eine untergeordnete Rolle. Im Ersatzschaltbild Abb. 42 (S. 75) ist dennoch der Querwiderstand  $R_Q$  der Vollständigkeit halber mit aufgeführt. Der Querwiderstand ist nur wirksam, wenn dieser in der Größenordnung des Kontaktübergangswiderstandes liegt (vgl. [16]).

Bei Universalmotoren mit Graphitbürsten hat ein großer Querwiderstand einen größeren Einfluss auf die Kommutierung. Schichtkohlen kommen dort häufig zum Einsatz. In den Arbeiten [89, 93, 94] wird ausführlich eine Widerstandsmatrix für Elektrographitkohlen für Universalmotoren berechnet. Die Berechnung wurde erweitert und an breiten Bürsten angewandt, welche drei Lamellen gleichzeitig kontaktieren können.

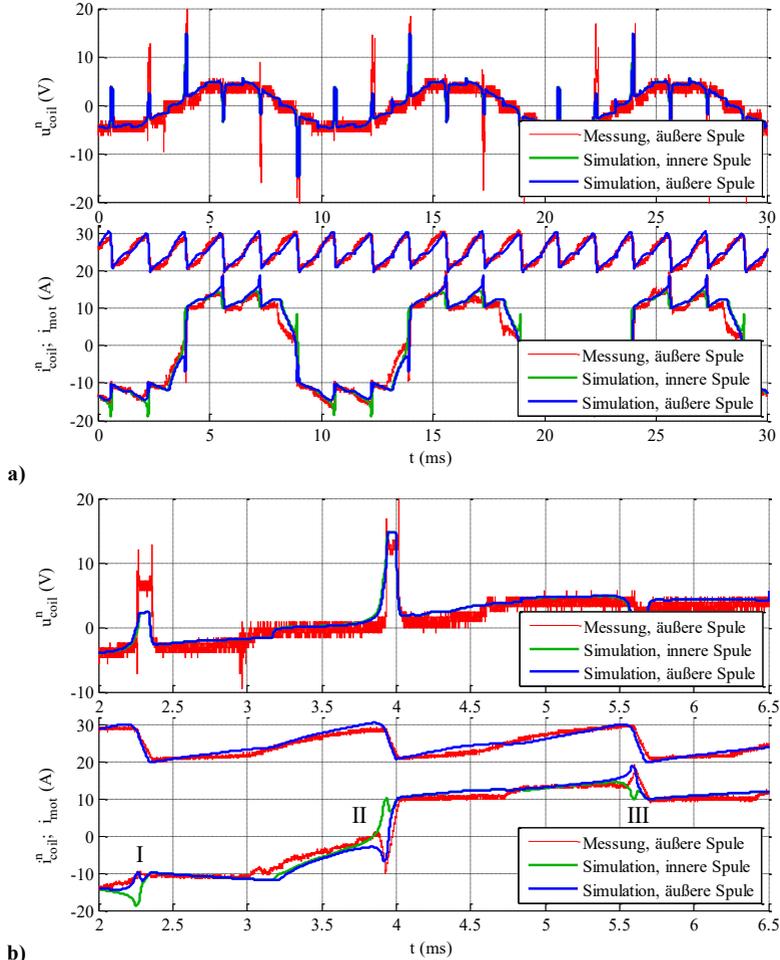
### 4.4.2.3 Induktive Kopplung

Bei der Latour-Zahnspulenwicklung befinden sich zwei gegensinnig gewickelte Spulen auf einem Zahn, die gleichzeitig an Plus- und Minusbürste kommutieren (vgl. Abb. 36, S. 66). In der Realität geschieht dies selten exakt gleichzeitig, sondern die eine Bürste verlässt ihre Lamelle etwas früher als die andere. Falls der Strom nicht vollständig kommutieren kann und die Spule in den zweiten Ankerzweig (AZ) gezwungen wird, ändert sich aufgrund der schnellen Stromänderung proportional der magnetische Fluss im Zahn. Da beide Spulen über den Zahn sehr gut miteinander gekoppelt sind, wird die magnetische Energie in die etwas später kommutierende Spule transformiert. Man erkennt dies in Abb. 46b, Markierung II, an den beiden auseinanderlaufenden, simulierten Stromverläufen. Die Änderung des Stroms der späteren Spule wechselt sogar das Vorzeichen, sodass deren Kommutierungsvorgang noch weiter verzögert wird. Verlässt diese Bürste nun die Lamelle, muss die nun größere gespeicherte Energie über einen längeren Lichtbogen fließen. Der Vergleich des oberen Spannungs- und des unteren Stromverlaufs zeigt, dass der Lichtbogen erst dann zündet, wenn die nachlaufende Bürste die Lamellenkante verlässt. Die beiden simulierten Stromverläufe divergieren, wenn die vorausseilende Bürste die Lamellenkante verlässt.

Durch das einseitige Bürstenfeuer verschleißt zunächst die Kante der nachlaufenden Bürste. Die tangentiale Bürstenbreite nimmt so weit ab, bis die Kante der anderen Bürste die Lamelle später verlässt. Es stellt sich ein Gleichgewicht ein. Ebenso verursachen zufällige Bürstenbewegungen im Köcher aufgrund von Rundheit- und Exzentrizitätsabweichungen des Kommutators asynchrone Kom-

mutierungen. Bei der Latour-Wicklung wirkt sich eine asynchrone Kommutierung nicht durch zusätzliche resultierende Radialkräfte aus, da aufgrund der räumlichen Anordnung der Spulen sich diese aufheben.

Abb. 46b, Markierung I und III, zeigt einen Vergleich zwischen Messung und Simulation der Kommutierungen von Spulen im ersten und zweiten AZ. Aufgrund der asynchronen Kommutierung entstehen zwei spiegelsymmetrische, um  $180^\circ$  elektrisch phasenverschobene Stromverläufe. Der Stromfluss des einen AZs wird verzögert, der des anderen beschleunigt. Messung und Simulation liegen sehr gut übereinander.



**Abb. 46:** Messung und Simulation der Spulenspannungen (jeweils in a) und b) oben) sowie der Spulen- und Motorströme (jeweils unten) am Motor Q9p3K18 mit paralleler Latour-Zahnpulswicklung und einem Bürstenpaar. Die Drehzahl beträgt  $2000 \text{ min}^{-1}$  und die Klemmspannung  $10 \text{ V}$ : a) Eine mechanische Umdrehung. b) Drei Kommutierungen. Es sind die Verläufe zweier Spulen auf einem Zahn gezeigt: I) Eine Spule eines Zahns befindet sich im ersten, die andere im zweiten Ankerzweig (AZ), während die Spulen eines anderen Zahns den AZ wechseln. II) Die betrachteten Spulen wechseln den AZ. III) Die betrachteten Spulen befinden sich im jeweils anderen AZ, während die Spulen eines anderen Zahns den AZ wechseln. Da die Spulen an den beiden Bürsten nicht exakt synchron kommutieren, divergieren die Ströme der inneren und äußeren Zahnpule während der Kommutierungszeit.

## 4.5 Schleifkontakt

Mit dem elektrischen Kontaktübergang zwischen den rotierenden Segmenten des Kommutators und den am Ständer befestigten Bürsten sind sehr komplexe Phänomene verbunden, die zahlreichen Einflussfaktoren unterliegen und deshalb nur schwer reproduzierbar zu messen sind. Aus diesem Grund werden immer noch neue Mess- und Simulationsmethoden zur Beschreibung des Schleifkontakts entwickelt. Die neu entwickelten und vom Stand der Technik abweichenden Methoden werden im Folgenden dargestellt. Als einschlägige Standardwerke sind [17, 30, 41, 86, 87] zu nennen.

### 4.5.1 Physikalische Grundlagen, Stand der Technik

Ein elektrischer Kontakt dient dazu, innerhalb von Schaltkreisen eine elektrische Verbindung aufzubauen. Ziel ist ein möglichst gleiches elektrisches Potenzial auf beiden Kontaktseiten. Man unterscheidet zwischen stationärem Kontakt (Klemme, Lötstelle), Schaltkontakt (Schalter, Relais) und Schleifkontakt (Schleifring, Stromschiene, Kommutator). Ein offener Kontakt wird durch eine Isolationschicht (z. B. Luft) getrennt.

In dieser Arbeit wird eine Schleifkontaktpaarung zwischen Kupfer und metallhaltigem Graphit untersucht. Zunächst ist die Oberflächenbeschaffenheit der Kontaktpartner mikroskopisch zu betrachten. Die Kommutatorsegmente bestehen aus Kupfer bzw. einer Kupferlegierung. In der Umgebungsatmosphäre bildet sich an der Oberfläche eine Filmschicht, bestehend aus einer Kupferoxidschicht, einer Wasserhaut und eingewalkten Bürstenpartikeln. Die Beschaffenheit dieser Filmschicht variiert je nach umgebender Atmosphäre (Temperatur, Feuchtigkeit, Druck, chemische Verbindungen), Alterung, Betrieb (Lang-, Kurzzeitbetrieb, Stromstärke, Drehzahl) und Zustand (Verschleiß), um nur einige Einflussfaktoren zu nennen.

Das Thema Schleifkontakt spielt nicht nur bei kleinen Kommutatormotoren eine große Rolle. Die Arbeit [70] zeigt die Wechselwirkungen der Umgebungseinflüsse und das Verschleißverhalten am Kontaktsystem Fahrdracht-Schleifleiste (Kupfer-Kohle) bei Schienenfahrzeugen. Die Arbeiten [43, 99] beschäftigen sich mit der Stromübertragung zwischen Graphitbürsten und Kupferschleifringen bei doppelt-gespeisten Asynchrongeneratoren für Windkraftanlagen.

Kohlebürsten werden üblicherweise aus Pulvern in Form gepresst und anschließend einer Wärmebehandlung unterzogen. Das Bürstenmaterial besteht aus Graphit, Metallpartikeln (Kupfer, Silber, selten auch Molybdän), Binder (Duroplast, z. B. Bakelit oder Thermoplast, z. B. Polyamid) und anderen Zusatzstoffen (z. B.  $\text{SiO}_2$  als Putzmittel oder  $\text{MoS}_2$  zur Verbesserung der Gleiteigenschaften). Ein Metallgehalt bis 20 % verbessert die Kontaktleitfähigkeit, allerdings garantiert erst ein höherer Metallgehalt, dass sich die Metallpartikel berühren und der Strom durchgängig in diesen fließen kann. Längs ausgerichtete Metallpulver mit Vorzugsrichtung erzeugen eine Anisotropie in der Leitfähigkeit des Bürstenkörpers. Am oberen Ende der Bürste ist eine Kupferlitze eingepresst. Die Leitfähigkeit wird zusätzlich durch die Pressrichtung bei der Herstellung des sog. Grünlings beeinflusst. Sie ist in Pressrichtung geringer als senkrecht zur Pressrichtung (vgl. [51]). Für einen gewünschten großen, tangentialen Querwiderstand  $R_Q$  wird eine tangential gepresste Bürste verwendet. Direkt an der Berührungsfläche kehren sich die Verhältnisse um – bei radial gepresster Bürste ist der Oberflächenanteil aus Kupfer und damit der Übergangswert größer (vgl. [15]). Allerdings ist mit einem erhöhten mechanischen Verschleiß der Bürste zu rechnen, da bei gleicher Materialzusammensetzung die Scherfestigkeit geringer ist als bei einem tangential gepressten Grünling.

Bürsten für Motoren im Niederspannungsbereich (12 V) besitzen einen sehr hohen Kupferanteil, um die Kontaktspannung möglichst gering zu halten. Der spezifische Widerstand von Metallgraphit liegt bei ca. 0,1-10  $\mu\Omega\text{m}$  und die Strombelastung bei Dauerbetrieb beträgt etwa 25  $\text{A}/\text{cm}^2$  (vgl. [87], S. 10). Netzbetriebene Motoren (Universalmotoren) werden hingegen mit metallfreien Kohlebürsten bestückt, um aufgrund des höheren Kontaktwiderstandes eine möglichst vollständige Kommutierung zu erreichen und um Spannungsüberschläge zwischen Bürstenkanten und Segmenten zu reduzieren.

Die Oberfläche der Bürste hängt in erster Linie vom Materialgefüge ab. Hierbei spielen die Körnung und der Härtegrad der einzelnen Bestandteile eine große Rolle. Die Bürste liegt v. a. an den Metallpartikeln auf. In den Zwischenräumen sammelt sich Kohlestaub an. Dieser beeinflusst je nach Zusammensetzung u. a. die mechanische Schmiereigenschaft (vgl. [75]) sowie die unterschiedliche Bildung von Frittstellen an der Plus- und Minusbürste (vgl. [10]). An der ablaufenden Bürstenkante tritt z. T. sichtbar das Bürstenfeuer auf. Die hohe Temperatur im Lichtbogen zwischen Kommutatorlamelle und Bürstenkante lässt Metallpartikel verdampfen und Graphit oxidieren. Letztlich verbleibt eine poröse Matrix aus Binder, welche jedoch relativ schnell aufgrund der hohen Temperaturen und mechanischen Spannungen verschleißt, sodass weitere Partikel leicht ausbrechen und die Kontaktfläche beschädigen können.

Durch die raue Oberfläche berühren sich beide Kontaktpartner nur an relativ wenigen Stellen, wobei die Auflagefläche zusätzlich vom Elastizitätsmodul der Materialien abhängig ist. Nichtleitende Berührungsstellen sind durch eine isolierende Oxidschicht getrennt. Eine leitende Verbindung (in der Literatur oftmals Spot genannt) ist bei einer Metall-Metall-Verbindung gewährleistet. Sie wird durch Aufbrechen der Isolierschicht aufgrund mechanischer Spannungen oder Durchschlagen der Schicht aufgrund hoher Feldstärke erreicht. Man unterscheidet demnach zwischen (vgl. [35], S. 6):

- Scheinfläche  $A_a$ : (makroskopische) Überlappung der beiden Kontaktpartner
- Auflagefläche  $A_b$ : (mikroskopische) Gesamtfläche der Berührungsstellen
- Kontaktfläche  $A_c$ : (mikroskopische) Gesamtfläche der elektrisch leitfähigen Kontaktstellen

wobei  $A_a > A_b > A_c$  gilt.

Im Bürstenkörper geht man zunächst genügend weit entfernt von der Kontaktzone von einer konstanten Stromdichte aus. Die Leitfähigkeit in der Kontaktzone wird zusätzlich durch den sogenannten Engewiderstand beeinflusst. In Richtung zu den relativ wenigen Kontaktstellen verengen sich die Strompfade – die Stromdichte nimmt stetig zu. Der Engewiderstand ist demnach abhängig von der Anzahl, Größe und Form der Kontaktstellen.

Zusätzlich zu den Metall-Metall-Kontaktstellen erfolgt ein Ladungsträgertransport durch die Oxidschicht (vgl. [41], S. 247). Sehr dünne Oxidschichten können von Elektronen durchtunnelt werden. Dicke Oxidschichten werden infolge eines elektrischen Durchschlags und der Bildung von metallischen Brücken leitfähig. Dieser Vorgang wird als *Fritting* bezeichnet. Man unterscheidet zwischen A-Fritting, d. h. der Bildung neuer Metallbrücken, und B-Fritting, d. h. der Vergrößerung der Brückendurchmesser.

Der Spannungsabfall und die Frittingsart hängen zudem von der Stromrichtung ab. In [41] (S. 245 ff.) wurde dieser Effekt an Elektrographitbürsten auf Schleifringen nachgewiesen. An der kathodischen Bürste werden aufgrund des elektrischen Feldes Kupferionen des Schleifrings in die Patina transportiert, welche zu Kupferoxid reagieren. Ein Stromfluss erfordert eine wiederholte A-Fritting. An der anodischen Bürste werden Ionen transport und Oxidschichtwachstum durch das elektrische Feld behindert. Die Tunneleigenschaft einer dünnen Oxidschicht verhindert eine weitere Oxidation [15]. An der anodischen Bürste dominiert daher die B-Fritting, weshalb der Spannungsabfall geringer und gleichmäßiger (d. h. mit kleinerem Rauschanteil) als an der kathodischen Bürste ist (vgl. [15, 41, 66]).

Bei Metallgraphitbürsten ist der Polarisierungseffekt weniger stark ausgeprägt (vgl. [15]). Er kehrt sich bei kupferhaltigen Bürsten (im Gegensatz zu silberhaltigen Bürsten) sogar um, d. h. an der Plusbürste kann ein größerer Spannungsabfall beobachtet werden (vgl. [10]). Leitfähiger Bürstenabrieb in den Rauigkeitstälern des Schleifrings trägt zusätzlich zum Stromfluss parallel zu den Frittungschanellen bei. Die Oxidschicht enthält Fehlstellen, sodass das metallische Kupfer durch den leitfähigen Bürstenabrieb gut kontaktiert wird. Nach [10, 15] nimmt die Auswirkung der Polarisierung aufgrund der konkurrierenden Stromtransportmechanismen ab. Die Bildung von Frittstellen unter dem Bürstenabrieb ist von der Richtung des Stroms und der Stromdichte abhängig. Messungen in [16] und in eigenen Experimenten in Kap. 4.5.2 zeigen einen signifikanten Spannungsunterschied  $\Delta U_+ > \Delta U_-$  an Plus- und Minusbürste – sowohl am Schleifring als auch am Kommutator. In [10] wird das Phänomen sehr genau durch Messungen erklärt und durch ein Ersatzschaltbild beschrieben.

Die Arbeit [35] zeigt eine numerische Simulation (FEM) des Kontaktwiderstandes und vergleicht die Ergebnisse mit denen aus der gemeinen analytischen Kontakttheorie. In der Literatur wird häufig vermutet, dass aufgrund der starken Abhängigkeit der Parameter durch zahlreiche Einflussfaktoren sich bis jetzt kein funktionierendes Bürstenkontaktwiderstandsmodell etablieren konnte und wahrscheinlich auch nie etablieren wird. Der Filmwiderstand muss demzufolge messtechnisch für jeden Anwendungsfall neu bestimmt werden (vgl. [15, 37, 92]).

Der Übergangswiderstand zwischen einer Kohlebürste und einer Kommutatorlamelle bestimmt das Verhältnis Spannungsabfall zu Stromstärke am bzw. durch den Kontakt. In [94] wird der Spannungsabfall über ein Kommutator-Bürsten-System gemessen. Hierbei sind an einem 24-lamelligen Kommutator drei gegenüberliegende Lamellenpaare kurzgeschlossen und das Bürstenpaar ist mit einer Gleichspannungsquelle verbunden. Aus dem Widerstandsverlauf entnehmen die Autoren einen einzelnen Widerstandswert, für den die Kontaktflächen beider Bürsten konstant sind und der Widerstandsverlauf sich zeitlich kaum ändert. Der ermittelte Wert entspricht dem zweifachen Filmwiderstand am Kontakt und dem zweifachen Bürstenkörper-Widerstand. Da es sich bei der untersuchten Maschine um einen Universalmotor im AC-Betrieb handelt, spielen Polaritäten keine Rolle, sodass die Bildung des Mittelwerts auch zulässig ist. Ohm'sche Widerstände der Lamellen- und Kurzschlussverbinder werden vernachlässigt. Der Bürstenkörperwiderstand wird mit einer Vierdrahtmessung ermittelt.

In [87] (S. 84) wird die Spannung zwischen einer Bürste und dem sich drehenden Kommutator mit einem zusätzlichen stromlosen Hilfskontakt gemessen. Es wird angeführt, dass die Kontaktspannung nicht proportional zur Stromdichte ist, sondern dass für den Patinawiderstand vielmehr der maximale Stromdichtewert an

einer bestimmten Stelle entscheidend ist. An der ablaufenden Lamellenkante ist die Stromdichte am größten und deshalb der gesamte Übergangswiderstand klein. Dies gilt auch für alle kleineren Stromdichtewerte, solange die Patina sich zeitlich nicht signifikant verändert hat. Für die Berechnung der Kommutierung ist folglich der Übergangswiderstand aus dynamischen Strom-Spannungs-Kennlinien zu entnehmen, welche wiederum von der maximalen Stromdichte während der Kommutierung abhängig sind.

## 4.5.2 Messtechnische Analyse

Ein stromführender Schleifkontakt wird durch den Spannungsabfall in Abhängigkeit der Stromstärke oder Stromdichte charakterisiert. Man unterscheidet *statische* und *dynamische* Kennlinien (vgl. [16, 86]). Statische Kennlinien werden aus Langzeitmessungen mit zeitlich stabilen Patinazuständen erstellt. Das schnelle Durchfahren eines geeigneten Wertebereichs erzeugt dynamische Kennlinien. Der Zustand der Patina wird annähernd konstant angenommen, sodass weitestgehend ohmsches Verhalten erwartet wird.

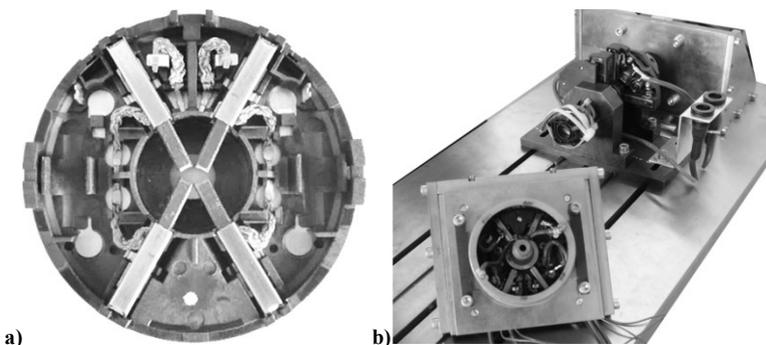
Für gewöhnlich wird bei Untersuchungen die Stromdichte durch Variation der Stromstärke verändert. Bei den in dieser Arbeit betrachteten Motoren werden abhängig von der Polpaarzahl Bürstensysteme mit mehreren Bürstenpaaren eingesetzt. Um Fertigungskosten zu sparen, wird ggf. auf Bürstenpaare verzichtet, wodurch sich eine stärkere Belastung des Kontaktes einstellt. Die Kontaktfläche variiert deshalb je nach Anforderung mit der Bürstenzahl. Des Weiteren ändert sich die Kontaktfläche beim Überstreichen der Bürsten bzgl. der rotierenden Lamellen. An den ablaufenden Lamellen- bzw. Bürstenkanten treten aufgrund sehr kleiner Kontaktflächen extrem große Stromdichtewerte auf.

In der Literatur werden einschlägige Messungen beschrieben, die oft direkt am Kommutator der zu untersuchenden Maschine durchgeführt wurden (s. z. B. [37, 87, 94, 92]). Eine gängige Methode ist es, die Lamellen untereinander kurzzuschließen. Ist die Kommutatorschlitzbreite nicht vernachlässigbar schmal, variiert die Kontaktfläche je nach Rotorstellung um eine Schlitzfläche. In der vorliegenden Arbeit werden relativ schmale Bürsten verwendet. Um den Einfluss der Kommutatorschlitze auf die Stromdichte auszuschließen, wird eine erste Untersuchung auf einem Kupferschleifring mit gleichem Durchmesser durchgeführt. Im Vordergrund stehen die qualitativen Eigenschaften des Bürstenmaterials für verschiedene Stromdichten. Anschließend werden in einer zweiten Untersuchung der Kontakt zwischen Bürste und Kommutatorlamelle unter Motorbedingungen analysiert und die Erkenntnisse des ersten Experiments übertragen. Anhand der Messungen wird das physikalische Verhalten des Schleifkontakts beobachtet.

Die verwendeten Messmethoden unterscheiden sich z. T. stark von den gängigen Verfahren aus der Literatur und Praxis. Es muss darauf hingewiesen werden, dass die Aussagekraft einzelner Messungen nicht eindeutig ist, diese jedoch zum Verständnis durchaus beitragen können. Hier werden auch Fehler in der Durchführung dokumentiert. Außerdem muss beachtet werden, dass alle die am Schleifring auftretenden Phänomene immer noch nicht vollständig und eindeutig nachvollziehbar erklärt werden können.

### 4.5.2.1 Messung dynamischer und statischer Kontaktspannungs-Kennlinien an einem Bürstensystem mit vier Kohlebürsten

Gegenstand der Untersuchung ist der von der Kontaktfläche abhängige Kontaktwiderstand. Der Prüfaufbau besteht aus einem Bürstensystem mit vier gleichen Kohlebürsten auf einem Schleifring (s. Abb. 47a). Eine relativ groß gewählte Ringdicke und -länge gewährleistet eine hohe Stromtragfähigkeit und thermische Trägheit. Stromtransport und Spannungsmessung werden getrennt über zwei separat herausgeführte Leitungen vorgenommen. Sie sind direkt an jeder Bürstenlitze angelötet.



**Abb. 47:** a) Bürstensystem mit vier Kohlebürsten b) demontierter Messaufbau (vgl. auch Abb. 48)

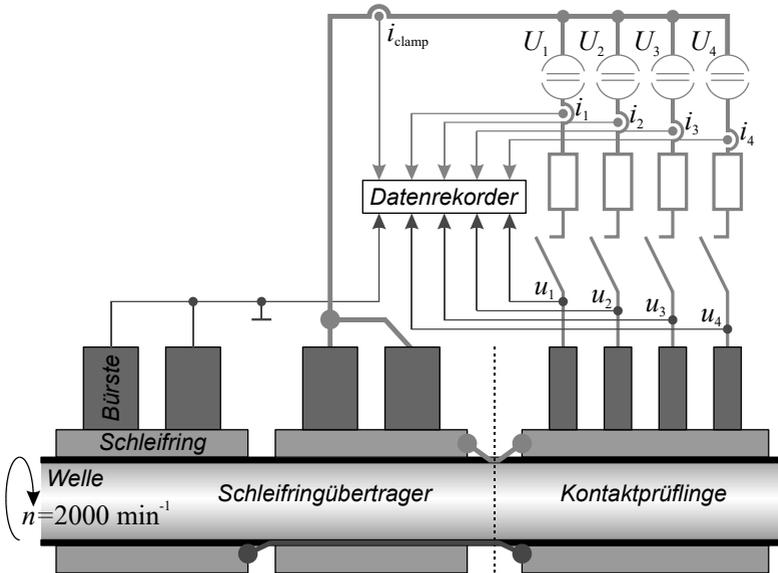
Diese Arbeit beschränkt sich auf die Abhängigkeit der Kontaktparameter von Fläche und Strom sowie deren Zeitverhalten. Auf die Aufzeichnung der Bürstentemperatur wird verzichtet, da bei schnellen Stromänderungen innerhalb einer Sekunde eine konstante Bürsten- und Ringtemperatur angenommen werden kann.

Für stationäre Zustände sind Stromstärke bzw. -dichte und die auf die Stromwärmeverluste zurückzuführende Temperatur fest miteinander gekoppelt. Der Einfluss von Umgebungstemperatur und Feuchtigkeit ist in einer geeigneten Klimakammer zu untersuchen. Jüngere Untersuchungen hierzu wurden in [35] (S. 75 ff.) veröffentlicht. In [41] (S. 249) wird der thermische Einfluss jedoch als gering bewertet.

Um in jeder Bürste einen festen Strom vorgeben zu können, werden diese an separate stromgeregelterte Spannungsquellen angeschlossen. Die Bürsten haben alle positives Potential und laufen auf einem gemeinsamen Schleifring. Dieser besitzt negatives Potential und ist über ein getrenntes Schleifringssystem mit zwei parallelen Bürsten mit verhältnismäßig großem Querschnitt verbunden. Die Kontaktspannungen zwischen Bürsten und Schleifring werden über zusätzliche Leitungen an den Litzen und einem dritten Schleifringssystem spannungsrichtig gemessen. Die Bürstenströme werden mit Strommesszangen erfasst. Die Anordnung ist in Abb. 48 skizziert. Die Messparameter sind Tab. 5 (S. 160) zu entnehmen.

Eine alternative Möglichkeit für den Abgriff des Ringpotentials wäre ein Flüssigmetallkontakt. Dieser Kontakt hat die Vorteile einer weitgehend rauschfreien Spannungsmessung, großen Stromtragfähigkeit und Unempfindlichkeit gegenüber geometrischen Toleranzen (vgl. [80], S. 50 f.). Um hochgiftiges Quecksilber zu vermeiden, kommen eutektische Galliumlegierungen zum Einsatz.

Vor den Messungen laufen die Bürsten über 24 h bei einem konstanten Strom von je 5 A ein. Die vierte Spannungsquelle ist über einen Computer programmierbar. Um eine dynamische Kennlinie zu erzeugen, wird eine trapezförmige, 300 ms lange Stromsequenz mit einer Anstiegs- und Plateauzeit von je 100 ms eingestellt. Nach einer Sekunde wiederholt sich die Sequenz, allerdings mit einer Anstiegszeit von 2 s und einer Plateauphase von 1 s. Das Stromprofil ist links unten in Abb. 49 gezeigt. Der am sich drehenden Schleifkontakt abfallenden Spannung ist ein Signal mit Umdrehungsfrequenz überlagert. Entlang des Umfangs sind unterschiedlich viele Spots leitfähig. Außerdem ändern sich durch das Drehen periodisch die mechanischen Kontaktbedingungen. Für kleine Bürstenspannungen fällt das Rauschen viel kleiner aus als bei großen Spannungsabfällen. Grund ist die niedrigere Anzahl leitfähiger Spots bei schwacher Strombelastung. Die Messdaten wurden deshalb nachträglich gefiltert (Savitzky-Golay-Filter 3. Ordnung über 200 ms). Da die Kennlinien der kurzen und langen Sequenz etwa die gleiche Einhüllende haben, werden für die Auswertungen stets die langen Sequenzen herangezogen.

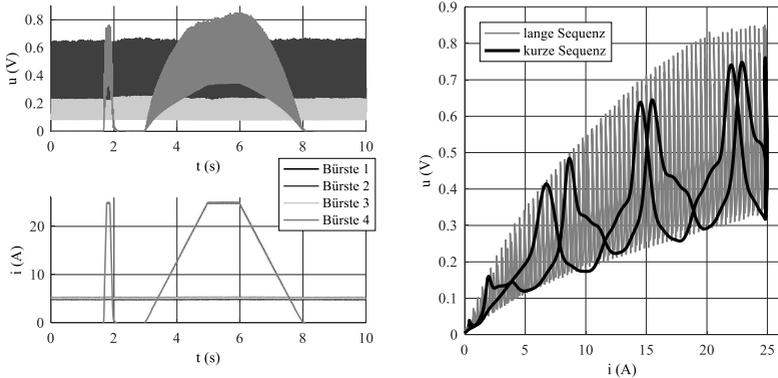


**Abb. 48:** Skizze des Prüfstands zur Untersuchung einer Bürstenplatte mit vier Kohlebürsten auf einem Schleifring. In dieser Darstellung sind die Kohlen nebeneinander angeordnet. In der Realität laufen die Kohlen hintereinander auf derselben Bahn. Für den Messaufbau wird jede Kohle an eine separate stromgeregelte Spannungsquelle angeschlossen, um gleiche Ströme zu garantieren. Um eine Parallelschaltung der Spannungsquellen (alle Minuspole liegen auf gemeinsamem Potential) zu vermeiden, wird jede mit einem nennenswerten Widerstand belastet. So sind die Pluspole voneinander getrennt und eine stabile Stromregelung gewährleistet.

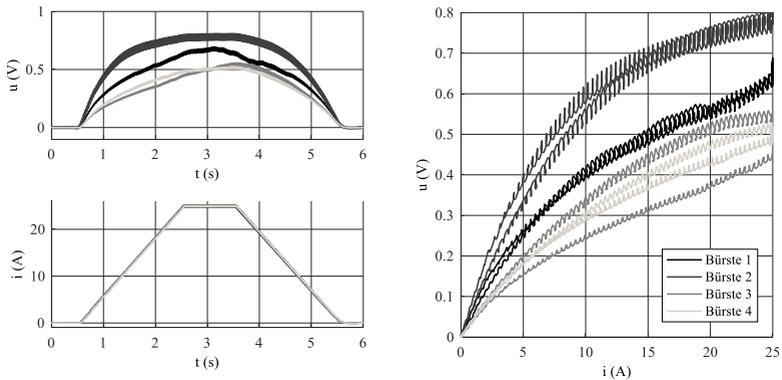
### Experiment I – dynamische Kennlinien an vier gleichen Bürsten

Im ersten Experiment wird nach einem stabilen Einlaufzustand von 5 A pro Bürste eine trapezförmige Stromsequenz in jede Bürste eingepreßt. Die Kontaktspannungen sind in Abb. 50 rechts über den Strom aufgetragen. Der Graph stellt die dynamischen Kennlinien der Schleifkontakte dar. Gewöhnlich unterscheidet sich die Kontaktspannung bei steigender und fallender Stromrampe. In [35] (S. 70 f.) ist eine ähnliche Messung beschrieben. Die steigende Stromrampe besitzt eine höhere Kontaktspannung als die fallende. Das Phänomen wird dadurch begründet, dass bei der steigenden Rampe die A-Fritting und bei der fallenden Rampe die B-Fritting dominiert, da die leitfähigen Spots in der Kontaktzone sich nicht mehr neu bilden müssen. In der Messung in Abb. 50 ist ersichtlich, dass weitere Einflussfaktoren auf die Bürste wirken müssen, da der Effekt z. T. umgekehrt auftritt. Auch die unterschiedlichen Verläufe der gleich angeordneten Bürsten zeigen, wie stark die Messungen an Bürsten streuen können. Nichtsdestoweniger weist die

Form aller Kennlinien starke Ähnlichkeit mit aus der Literatur bekannten Verläufen auf (z. B. [35], S. 77).



**Abb. 49:** Messungen von dynamischen Kennlinien: Für die vierte Spannungsquelle wird eine Stromsequenz eingestellt. Die anderen Spannungsquellen treiben weiter konstante Ströme von 5 A. Der Spannungsverlauf der zweiten Bürste ist unruhiger als jene an den anderen Kontakten. Aufgrund der großen Spannungsamplitude mit Umdrehungsfrequenz werden für nachfolgende Auswertungen nur lange Sequenzen herangezogen und anschließend gefiltert.

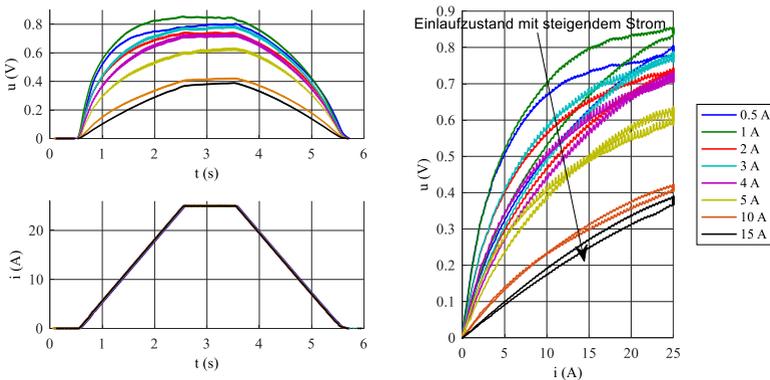


**Abb. 50:** Messungen von dynamischen Kennlinien an vier gleichen Bürsten: Die Bürsten liefen mit einem Strom von je 5 A bei 2000 min<sup>-1</sup> über 24 h ein. In jede Bürste wird eine trapezförmige Stromsequenz eingepreßt mit der An- und Absteigszeit von zwei Sekunden und einem Plateau von einer Sekunde. Die Amplitude beträgt 25 A (s. links unten). Die sich einstellende Kontaktspannung ist links oben dargestellt. Auf der rechten Seite ist für jede Bürste die Kontaktspannung in Abhängigkeit des Stroms aufgetragen. Die Legende gilt für alle Subgraphen.

### Experiment II – dynamische Kennlinien für unterschiedliche Einlaufströme

Nach der Initialisierung führen wieder alle Bürsten den gleichen Strom. Die Auswertung erfolgt allerdings nur an der vierten Kohle. Nacheinander werden verschiedene konstante Ströme, mit kleinen Werten beginnend, über mindestens 30 min eingeprägt, sodass sich stabile Kontaktspannungen einstellen. Nach jeder Einlaufphase wird für die vierte Kohle die in Abb. 49 gezeigte Stromsequenz eingestellt, um dynamische Kennlinien zu erzeugen.

Rechts in Abb. 51 ist zu erkennen, dass mit steigender (kontinuierlicher) Strombelastung der Bürste der Spannungsabfall abnimmt bzw. die dynamischen Kennlinien flacher werden. In Abb. 52 ist die Auswertung der Kontaktspannungen für den Maximalwert der Stromsequenz von 25 A dargestellt. Auch hier ergibt sich ein nichtlinearer Zusammenhang. Die Beobachtung stimmt mit aus [16, 35] bekannten Aussagen überein.

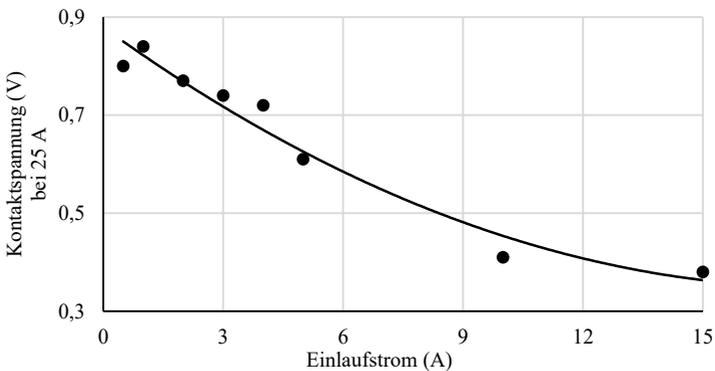


**Abb. 51:** Messungen von dynamischen Kennlinien für verschiedene Einlaufströme an der vierten Bürste: Jede Bürste ist an eine separate stromgeregelte Spannungsquelle gemäß Abb. 48 angeschlossen und läuft mit den in der Legende gezeigten Strömen über mind. 30 min mit kleinen Werten beginnend ein. Nach den Einlaufphasen wird in die vierte Bürste das links unten gezeigte Stromprofil eingeprägt. Die anderen Bürsten werden währenddessen nicht betrieben. Läuft die Kohle mit einem großen Strom ein, ergibt sich für die Sequenz ein kleinerer Spannungsabfall. Die Legende gilt für alle Subgraphen.

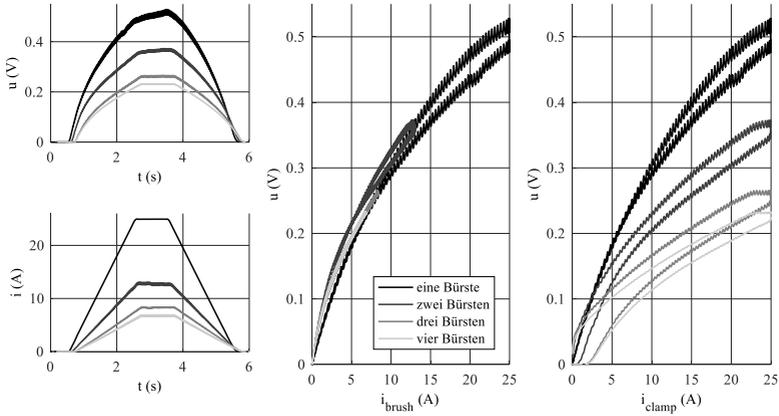
### Experiment III – dynamische Kennlinien mit unterschiedlichen Kontaktflächen

Im nächsten Experiment werden unterschiedlich viele gleichartige Bürsten an eine stromgeregelte Spannungsquelle angeschlossen und die Sequenz aus Abb. 49 eingepägt. Der Gesamtstrom teilt sich auf die Bürsten entsprechend des Kontaktwiderstandes auf. Durch das Parallelschalten von Bürsten nimmt die Stromdichte in den einzelnen Bürsten ab. Die Messung muss möglichst zügig durchgeführt werden, sodass der Zustand der Kontaktzonen sich nicht nennenswert ändert.

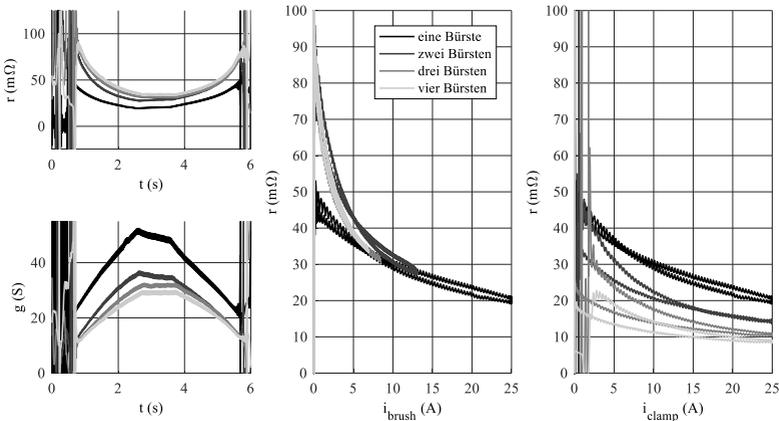
Die Hauptaussage dieser Messung ist im mittleren Graphen der Abb. 53 zu erkennen: Eine schnelle Flächen- und Stromänderung bzw. eine schnelle Änderung in der Stromdichte hat wenig Einfluss auf den Kontaktwiderstand. Dieses Experiment bestärkt somit die Schilderungen aus [16]. Der rechte Graph zeigt die Kennlinie, wenn statt der Bürstenströme der Gesamtstrom herangezogen wird. Die Spannungsendwerte sind entsprechend der Bürstenanzahl skaliert. Abb. 54 zeigt den Widerstands- und Leitwertverlauf ( $r(t)$ ,  $g(t)$ ). Die Werte ergeben sich aus den Gradienten der Kurven aus Abb. 53. Im mittleren Graph ist zu sehen, dass der Widerstandswert für kleine Ströme sehr stark streuen kann.



**Abb. 52:** Der Graph zeigt eine Auswertung der Messungen aus Abb. 51. Das System läuft mit verschiedenen Strömen ein. Nach jeder Einlaufphase wird eine Stromsequenz mit einem Maximalwert von 25 A eingepägt. Der erreichte Spannungswert bei 25 A Bürstenstrom ist über den Einlaufstrom aufgetragen. Mit zunehmendem Strom nimmt der Spannungsabfall nichtlinear ab. Für große Strombelastungen stellt sich ein flacher Kennliniengradient ein.



**Abb. 53:** Messungen von dynamischen Kennlinien für verschiedene Kontaktflächen: In das Bürstensystem mit unterschiedlicher Anzahl an parallelen gleichen Bürsten wird eine Stromsequenz mit einem Maximalwert von 25 A eingepreßt. Mit zunehmender Kontaktfläche nimmt die Stromdichte ab. Der Spannungsabfall über das Gesamtsystem nimmt durch die schnelle Flächenänderung dabei schrittweise ab. Die Legende gilt für alle Subgraphen.



**Abb. 54:** Messungen von dynamischen Kennlinien für verschiedene Kontaktflächen: Entsprechend zu Abb. 53 ist mit Hilfe des ohmschen Gesetzes der Widerstands- und Leitwertverlauf aufgezeichnet. Die Legende gilt für alle Subgraphen.

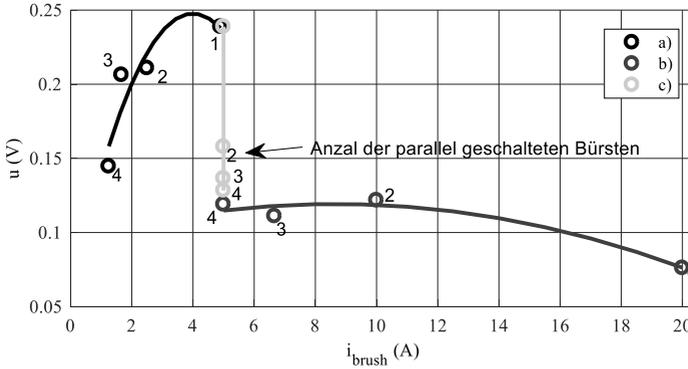
### **Experiment IV – Arbeitspunkte der Bürste für unterschiedliche Ströme und Kontaktflächen**

Für die nächste Auswertung werden für zehn Sekunden bei konstantem Einlaufstrom die Kontaktspannungen aufgezeichnet. Die zeitlichen Mittelwerte der Signale sind in Abb. 55 eingetragen. Für die blaue Kennlinie wird zunächst eine Bürste mit 5 A betrieben. Anschließend werden weitere Bürsten parallel zur ersten geschaltet. Der Strom je Bürste nimmt folglich reziprok ab. Durch die Parallelschaltung von mehreren Bürsten nimmt der Spannungsabfall über das Gesamtsystem ab. Allerdings müsste im eingeschwungen Zustand laut Aussage von Abb. 52 mit fallender Stromdichte der Spannungsabfall pro Bürste wieder steigen.

Die grüne Kennlinie zeigt eine Wiederholung des Experimentes mit 20 A Gesamtstrom. Der Verlauf unterscheidet sich signifikant im Vergleich zur Kennlinie mit 5 A Gesamtstrom (blau).

Zum Zeitpunkt der Messung war die kausale Abhängigkeit der Patina noch nicht ausreichend bekannt. Einerseits ist das System zwischen den Zuständen nicht ausreichend lange eingelaufen. Andererseits dauerte das Umschalten auf die nächste Bürstenanzahl und die anschließende Messung zu lange, sodass nicht mehr von konstanten Zuständen ausgegangen werden darf. Für sehr starke Strombelastungen erfolgt der Einlaufzustand schneller als bei geringer Belastung. Demnach unterscheiden sich die beiden Kennlinien stark in Bezug auf ihre Form.

Für die rote Kennlinie wird die Anzahl der Kohlen mit vier beginnend schrittweise verringert. Dabei wird der Gesamtstrom erhöht, sodass im Mittel in jeder Kohlebürste ein Strom von konstant 5 A fließt. Hierbei ist zu beachten, dass der Bürstenstrom zwar konstant ist, allerdings der Strom im Schleifring variiert. Offensichtlich wird die Patina durch die Gesamtzahl der Bürsten auf derselben Schleifringbahn und deren Ströme beeinflusst. Mit steigender Strombelastung des Schleifrings nimmt die Anzahl an leitfähigen Spots bis zur Sättigung zu und folglich der Spannungsabfall nichtlinear ab.

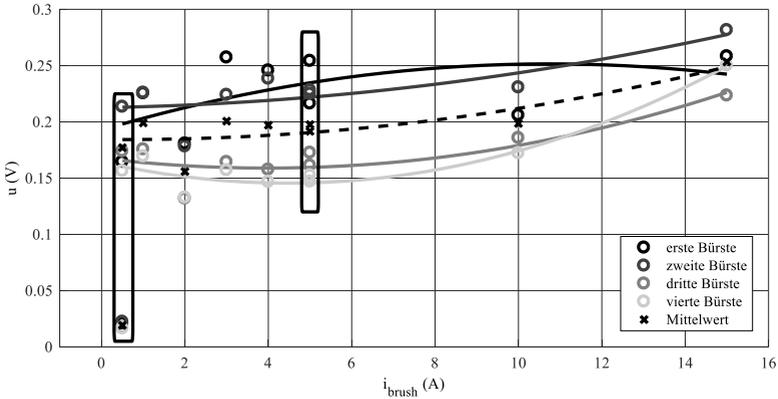


**Abb. 55:** Messungen mit variabler Kontaktfläche. Die einzelnen Messungen an den Bürsten erfolgen nach kurzzeitigem Umbau und schwingen nicht ein. Es wird jeweils der Mittelwert des Spannungsabfalls über das Bürstensystem für zehn Sekunden gebildet. a) Eine Bürste ist an einer DC-Stromquelle mit 5 A angeschlossen. Nacheinander wird eine Bürste parallel zur ersten hinzugefügt. b) Die Messung wird mit einem Strom von 20 A wiederholt. c) Der Strom wird so eingestellt, dass in einer Bürste immer konstant 5 A fließen. Die Trendlinien sind Polynome 2. Ordnung.

### Experiment V – statische Kennlinien mit ausreichend langer Einlaufzeit

Die Bürsten werden wieder an separate, stromgeregelte Spannungsquellen angeschlossen. Vor den Messungen wird der Prüfstand mit den vorgegebenen Bürstenströmen betrieben, bis sich stabilisierte Kontaktspannungen eingestellt haben (jedoch mind. 30 min). In Abb. 56 ist die Kontaktspannung gemittelt über zehn Sekunden eingetragen. Aus den beiden Messungen bei einem Strom von 5 A ist zu erkennen, dass auch ein weiteres Einlaufen über ca. 15 h keine signifikanten Änderungen in der Kontaktspannung bewirkt. Das System ist somit nach einem konstanten Betrieb von mehr als 30 min ausreichend stabil. Nur die erste Bürste zeigt hier eine Ausnahme.

Die beiden Messungen bei 0,5 A bestätigen, wie stark die Kontaktspannung vom vorherigen Betriebszustand abhängig ist. Kurz nach einem Betrieb mit 15 A je Kohle stellt sich eine sehr kleine Spannung ein. Nach 4,5 h ist die Spannung um ein Vielfaches größer. Dieser Effekt wird im nächsten Experiment über eine längere Messzeit beobachtet.



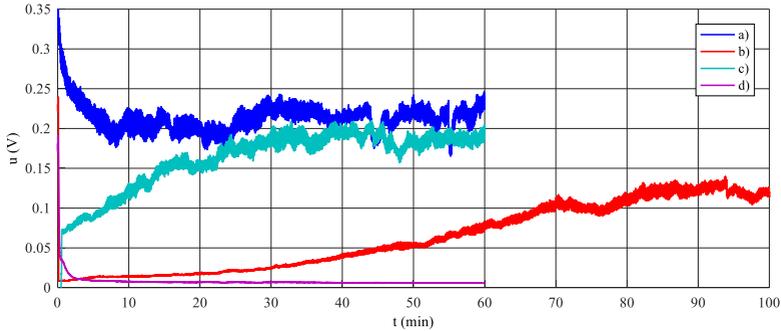
**Abb. 56:** Messungen von statischen Kennlinien: Zwischen jedem Messpunkt werden die Bürsten mit dem entsprechenden Einlaufstrom mind. 30 min lang betrieben. Eine Ausnahme bildet die Messung bei einem Strom von 0,5 A. Hier wird sofort nach dem Betrieb mit 15 A gemessen. Eine weitere Messung mit 0,5 A nach 4,5 h zeigt, wie sich das Bürstensystem in dieser Zeit verändert hat. Es stellt sich ein viel größerer Spannungsabfall ein. Auch bei 5 A wurden zwei Messungen durchgeführt. Die erste nach einer Einlaufzeit von 30 min, die zweite nach weiteren 15 h. Außer bei der ersten Kohle gibt es keine signifikante Änderung. Die Trendlinien sind Polynome 2. Ordnung.

### Experiment VI – Einlaufverhalten

Um das Verhalten der Kontaktzone nach einem Betriebswechsel zu dokumentieren, wird die Messzeit auf 60 min erhöht. Für die Abtastzeit werden 100 Samples pro Sekunde (S/s) eingestellt und das Signal mit dem geräteinternen Besselfilter mit 1 Hz Eckfrequenz geglättet. Die Dateien sind für den Export aus dem Gerät zu groß, sodass die Abtastrate beim Speichern auf 10 S/s nachträglich reduziert wird. Der Vergleich der Recorderanzeige mit dem am PC erstellten Graphen zeigt den gleichen Verlauf.

Die im nächsten Experiment vorgenommene Messung erfolgte nach einem Strom von 0,5 A für 4,5 h (vgl. Abb. 56). Danach wird der Prüfstand abgeschaltet. Nach sechs Tagen werden wiederum alle vier Bürsten mit 0,5 A betrieben und hierbei die Kontaktspannung über 60 min aufgezeichnet. In Abb. 57 ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nur der vierte Messkanal dargestellt. Die qualitativen Spannungsverläufe an den anderen Bürsten waren identisch. Die Kontaktspannung sinkt in den ersten zehn Minuten um ca. 40 %. Temperatureinflüsse können bei der geringen Stromstärke vernachlässigt werden. Wahrscheinlicher ist, dass die sich am Schleifkontakt während der Stillstandszeit aufgebaute Oxidschicht durch die mechanische Beanspruchung wieder dünner wird. Die relativ großen Schwankungen im Spannungsverlauf können in allen Messkanälen festgestellt werden.

Vermutlich hat sich die Bürste im Bürstenköcher wegen der Lose geringfügig bewegt. Damit variieren die Auflagefläche und folglich die Betriebsbedingungen der Bürste.



**Abb. 57:** Messung der Kontaktspannung stets an der vierten Kohlebürste bei einem Bürstenstrom von jeweils 0,5 A: a) Nach einer Stillstandszeit von sechs Tagen b) Unmittelbar nach einem Betrieb der Bürsten mit 15 A für eine Stunde (die Messzeit wurde auf 100 min erweitert) c) Nach einem Betrieb der Bürsten mit 15 A für eine Stunde und 15 h Ruhezeit d) Nach einem Betrieb der Bürsten mit 0,5 A für eine Stunde. Während der Messung wurden die Bürsten 1 & 2 jeweils mit 15 A, die Bürsten 3 & 4 weiter jeweils 0,5 A betrieben.

Für die nächste Messung läuft zuvor das Bürstensystem eine Stunde lang mit 15 A je Bürste ein. Bei der unmittelbar nachfolgenden Messung mit einem Strom von 0,5 A je Bürste ist der Spannungsabfall nur noch ein Bruchteil so groß wie in der Messung zuvor. Die Spannung steigt kontinuierlich über die gesamte Messzeit von 60 min hinweg an, sodass diese auf 100 min erweitert wurde. Erst ab ca. 80 min stabilisiert sich das System. Die Kontaktspannung bleibt jedoch unterhalb des Startwerts.

Auch hier kann eine Temperaturabhängigkeit ausgeschlossen werden. Bei dem Betrieb mit einem hohen Strom von 15 A erwärmen sich die Bürsten zwar sehr stark, aufgrund der kleinen Massen kühlen sie nach der Belastung aber auch wieder schnell ab. Eine Fremdbelüftung beschleunigte die Abkühlung des gut zugänglichen Kontaktsystems. Jedoch steigt innerhalb von 30 min die Kontaktspannung nur schwach an, sodass folglich der Zustand der Patina Grund für die geringe Kontaktspannung sein muss. Durch den mechanischen Verschleiß und die einsetzende Oxidation regeneriert die Patina und es stellt sich ein stabiler Zustand für den entsprechenden Strom ein. Auch hier ist wieder sehr deutlich zu sehen, dass das Rauschen mit steigender Kontaktspannung zunimmt. Wie bereits erwähnt, liegt der Grund in den schwindenden, leitfähigen Spots.

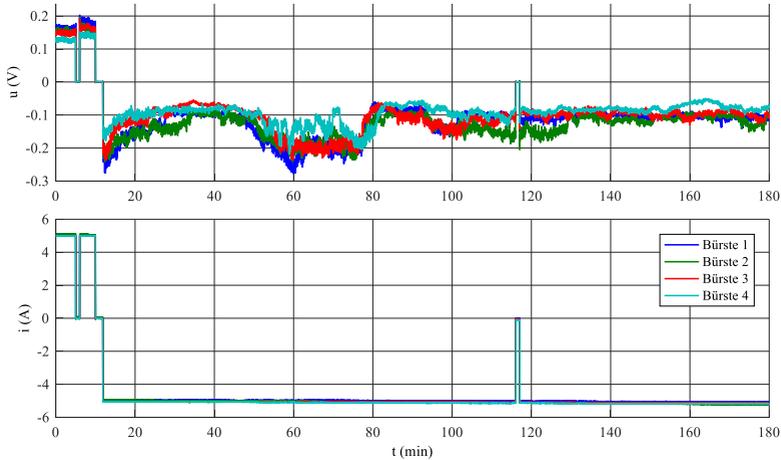
Die nächste Messung soll zeigen, ob der Zustand der Patina über eine Ruhezeit von ca. 15 h erhalten bleibt. Das Bürstensystem wird hierzu erneut für eine Stunde mit 15 A belastet und der Prüfstand danach abgeschaltet. Nach 15 h stellt sich eine höhere Kontaktspannung ein als unmittelbar nach dem Betrieb mit hohem Bürstenstrom. Ebenso nimmt hier die Kontaktspannung während des Betriebs mit 0,5 A stetig zu und das System stabilisiert sich nach ca. 30 min. Die Begründung ist wiederum, dass sich die Patina durch mechanischen und elektrischen Verschleiß regeneriert.

In der letzten Messung dieses Experimentes soll überprüft werden, ob die Patina des Schleifrings oder der Bürstenkontaktfläche den entscheidenden Einfluss auf die Kontaktspannung trägt. Hierzu werden nach der vorherigen Messung mit geringer Stromlast nun die ersten beiden Bürsten mit 15 A und die anderen beiden weiterhin mit 0,5 A betrieben. In Abb. 57 ist die Reaktion sehr gut zu erkennen (Verlauf d) und bestätigt die für Verlauf c in Abb. 55 getroffene Vermutung: Die Kontaktspannung ist trotz des geringen Bürstenstroms sehr klein. Die Patina wird durch den hohen Bürstenstrom und durch die auf derselben Bahn laufenden Bürsten beeinflusst. Der Zustand ist bereits nach wenigen Minuten stabil.

### **Experiment VII – Polarität**

In den Grundlagen wurde bereits der Einfluss der Polarität erwähnt. Abhängig von der Stromrichtung stellen sich unterschiedliche Oxiddicken auf der Kupferoberfläche ein. Diese brechen mit zunehmender Dicke immer schwerer auf und sind daher für den Stromtransport schwerer überwindbar, sodass sich eine höhere Kontaktspannung einstellt. In Abb. 58 ist ein Versuch gezeigt, der den kleineren Spannungsabfall an der Minusbürste für kupferhaltige Kohlebürsten bestätigt.

Abschließend lautet das Fazit, dass für stabile Kontaktspannungsverläufe eine Einlaufzeit von mehreren Stunden anzusetzen ist, v. a. wenn eine höhere Strombelastung vorangegangen ist. Für schnelle Stromänderungen bleibt der Zustand der Patina in erster Näherung konstant. Hohe Stromdichten verändern relativ schnell die Kontakteigenschaften und bleiben verhältnismäßig lange bestehen, auch wenn anschließend ein Betrieb mit niedrigerer Stromdichte erfolgt. Die Kontaktspannung kann mit steigender Belastung nicht beliebig tief fallen, sondern geht in Sättigung, wenn nahezu alle möglichen Spots leitfähig geworden sind. Zu beachten ist die Beeinflussung der Patina von mehreren Bürsten auf derselben Schleifbahn. Bei Gleichstromanwendungen spielen die Polarisierung und die Materialpaarung der Bürsten und des Schleifrings bzw. Kommutators eine große Rolle.



**Abb. 58:** Messung der Kontaktspannung an allen vier Bürsten bei einem Bürstenstrom von je 5 A mit wechselnder Polarität. Die Vorrichtung war eine Stunde lang eingelaufen und die Verläufe stabil. Fünf Minuten nach Messbeginn wurden für eine Minute die Stromquellen abgeschaltet. Nach zehn Minuten wurde erneut abgeschaltet und nach zwölf Minuten mit umgekehrter Polarität wieder eingeschaltet. Nach ca. 115 Minuten wurde erneut eine stromlose Pause von einer Minute durchgeführt. Die Verläufe sind nach der Umpolung zunächst sehr instabil. In der letzten Stunde stabilisierten sich die Kontaktstellen. Im eingeschwungenen Zustand ergibt sich in dieser Messung für Bürsten mit Pluspotential (Elektronen fließen vom Ring in die Bürste) ein im Mittel um ca. 40 % höherer Spannungsabfall als mit Minuspotential.

### 4.5.2.2 Messung des Kontaktleitwertes zwischen Bürste und Kommutatorlamelle

#### Experiment VIII – Leitwertprofil am Prüfling

Die Messung wird mit dem Aufbau nach Kap. 3.2 durchgeführt. Der Anker des modifizierten Prüflings hat herausgeführte Spulenwindungen zur Messung des Spulenstroms  $i_w$  mit Strommesszangen und Leitungen zum Abgriff der Lamellenpotentiale. Das Gehäuse samt Magneten und Bürsten ist drehend gelagert und der Anker ist blockiert. Für die Bestimmung des Kontaktleitwertes werden die Ströme in zwei elektrisch benachbarten Spulen, das Potential der gemeinsamen Lamelle bzgl. des Plus- bzw. Minuspols (Spannung  $u_t$ ) sowie der Strom  $i_{mot}$  in der Motorzuleitung gemessen. In Abb. 59 ist der Versuchsaufbau skizziert.

Der Bürstenstrom teilt sich auf die kontaktierten Lamellen auf. Der Strom in einem Lamellenkontakt  $i_{c2}$  berechnet sich nach Kirchhoff aus der Differenz zweier benachbarter Spulenströme:

$$i_{c2} = i_{w2} - i_{w1}. \quad (76)$$

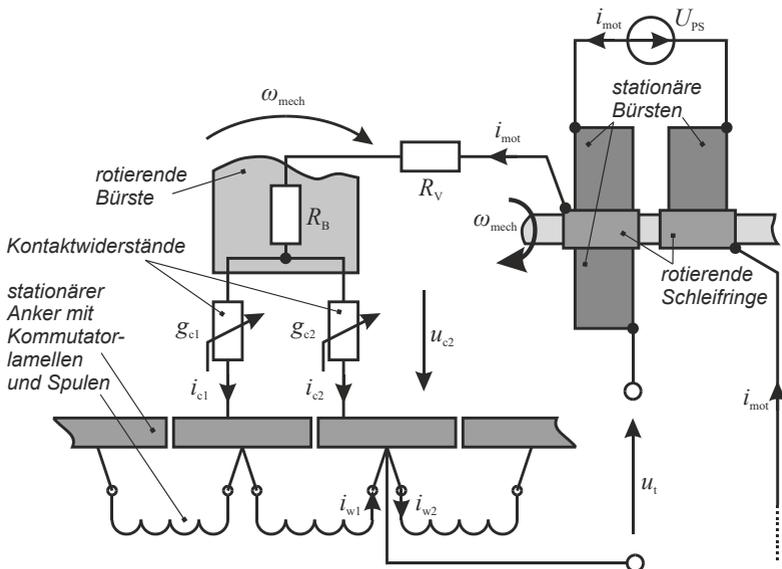
Die Kontaktspannung  $u_{c2}$  wird durch die Differenz der Lamellenspannung  $u_t$  bzgl. eines Bezugspotentials der Spannungsquelle und der abfallenden Spannungen am Bürstenkörperwiderstand  $R_B$  und an Zuleitungswiderständen  $R_V$  gebildet:

$$u_{c2} = -u_t - (R_B + R_V) \cdot i_{mot}. \quad (77)$$

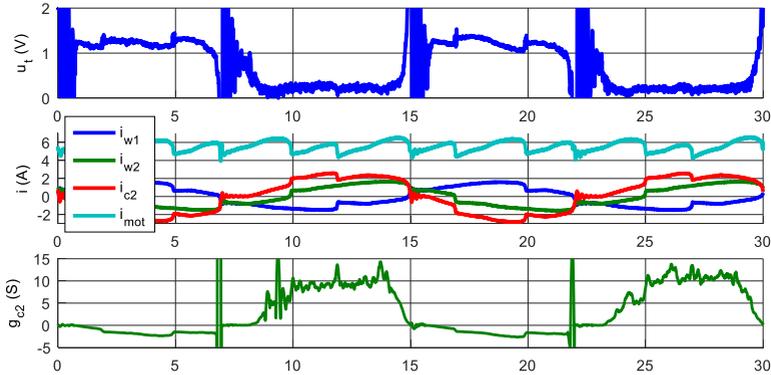
Der (zeitabhängige) Kontaktleitwert berechnet sich mithilfe des ohmschen Gesetzes zu:

$$g_{c2} = \frac{i_{c2}}{u_{c2}}, \quad \forall u_{c2} \neq 0 \quad (78)$$

Abb. 60 zeigt eine zugehörige Messung am Motor Q6p2K6 mit Schleifen-Zahnspulenwicklung. Dieses Design wurde gewählt, da die Lamellen in tangentialer Richtung wesentlich breiter als die Bürsten sind. Das erwartete Leitwertprofil weist demnach ein breites Plateau auf, sodass die Effekte besser beobachtbar sind.



**Abb. 59:** Skizze der Messmethode zur Bestimmung des Kontaktleitwertes zwischen einer Bürste und einer Kommutatorlamelle. Der Anker ist stehend, das Bürstensystem drehend gelagert. Die Spannungsversorgung des Motors erfolgt über ein Schleifringssystem.



**Abb. 60:** Messung am Motor Q6p2K6 mit Schleifen-Zahnpulenwicklung. Die Drehzahl beträgt  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  und der Motorstrom  $\bar{i}_{\text{mot}} = 5 \text{ A}$ . Für die Berechnung des Leitwertverlaufs wurden die Zuleitungswiderstände  $R_Y$  und  $R_B$  vernachlässigt.

Der Messaufbau hat den Vorteil, dass der Kontakt zwischen einer Bürste und einer Lamelle am betriebenen Motor mit Berücksichtigung der Polarität gemessen werden kann. Für die quantitative Auswertung der Messungen müssen die Zuleitungswiderstände im gesamten Strompfad bekannt sein. Die Anordnung könnte noch verbessert werden, wenn der Potentialabgriff direkt an der Bürstenlitze erfolgen würde. Hierzu wären ein drittes Schleifringssystem und eine separate Leitung zwischen Schleifring und Bürstenlitze des Prüflings notwendig. Diese Modifikationen am Prüfstand bedeuten einen erheblichen Umbaufwand und wurden deshalb nicht realisiert. Für eine Neuaufgabe des Prüfstandes ist die Integration zusätzlicher Schleifringe zu empfehlen.

Für die gezeigten Messungen sind die Magneten entfernt, sodass lediglich die Spulen als Durchflutungsquellen wirken. Zu beachten ist, dass die Anpresskraft der Bürsten auf den Kommutator durch die Zentripetalkraft drehzahlabhängig reduziert wird. Alle Messungen erfolgen deshalb bei konstanter Drehzahl von  $2000 \text{ min}^{-1}$  und einem Motorstrom von im Mittel  $5 \text{ A}$ . Die Abtastung beträgt  $100 \text{ kS/s}$ . Die Verläufe sind mit dem Savitzky-Golay Filter 3. Ordnung über 51 Werte geglättet. Aufgrund der geringen thermischen Kapazität der Ankerwicklung werden die Messungen nur im eingeschwungen Zustand und mit geregelt Motorstrom durchgeführt.

Den Vergleich von Leitwertverläufen mit unterschiedlichen Betriebshistorien zeigt Abb. 61 (hierbei sind für die Berechnung der Leitwerte die Zuleitungswiderstände  $R_Y$  und  $R_B$  vernachlässigt): a) nach einem über vier Stunden mit einem Motorstrom von  $5 \text{ A}$  eingelaufenen Motor, b) nach einer Ruhezeit von einer Woche ohne erneutes Einlaufen, c) nach einem Kurzzeitbetrieb mit einem Strom von

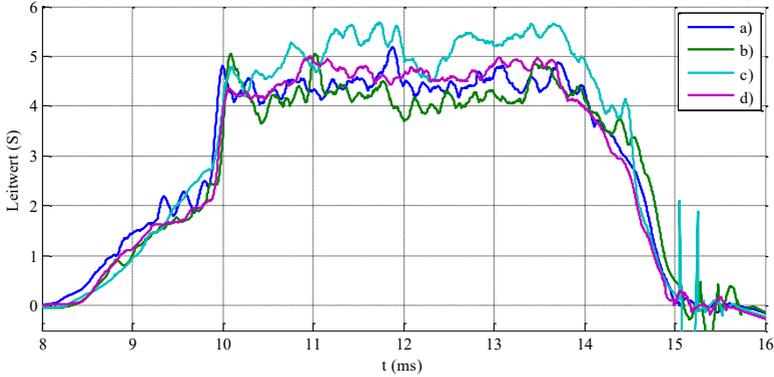
10 A und d) nach einer erneuten Einschwingzeit bei 5 A. Es wurden noch weitere Versuche mit verschiedenen Belastungen durchgeführt, allerdings folgen die Verläufe praktisch demselben Profil.

Es konnte, im Gegensatz zum vorherigen Kap. 4.5.2.1, keine signifikante Beeinflussung der Patina aufgrund eines längeren Stillstands und einer kurzzeitig erhöhten Stromlast festgestellt werden. Lediglich der Verlauf c zeigt eine etwas größere Leitfähigkeit. Temperatureinflüsse spielen offensichtlich nach Vergleich der Verläufe a und b keine gravierende Rolle. Auffällig sind die beiden Unstetigkeiten in der steigenden und fallenden Flanke zwischen ca. zwei bis drei Siemens. Bei der steigenden Flanke findet zu diesem Zeitpunkt der Lichtbogen mit einem hohen erwarteten Leitwert statt, der allerdings nur für eine sehr kurze Zeit brennt. Der zugewonnene Anteil bleibt aber für die gesamte nachfolgende Dauer konstant.

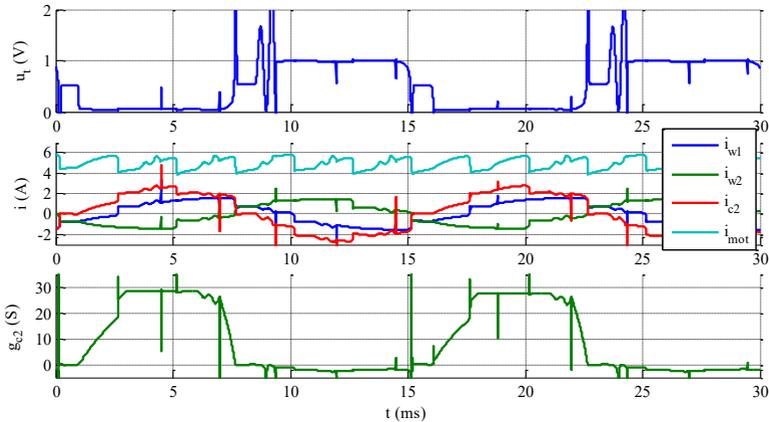
Die Ursache der Unstetigkeiten wurde mit Hilfe des Simulationsmodells gefunden. Werden in den Zuleitungen Widerstände berücksichtigt, weist das Leitwertprofil eine zur Messung ähnliche Form auf und zeigt markante Abknickungen in den Flanken (s. Abb. 62). Die Neigung zu Systemschwingungen für diesen Betriebsmodus ist sowohl in den Mess- als auch in den Simulationsverläufen zu sehen. Die Simulation wurde auch am Motor Q8p3K24 wiederholt (s. Abb. 63) und zeigt ähnliches Verhalten.

Ausschlaggebend für das Messergebnis ist offensichtlich die Bestimmung des Spannungsabfalls an den Zuleitungswiderständen. Diese sind allerdings nur sehr schwer genau genug bestimmbar. Abb. 64 zeigt den Verlauf aus Abb. 61 mit Berücksichtigung eines konstanten Wertes der Zuleitungswiderstände in (77). Das Profil zeigt nur schwache Unstetigkeiten in den Flanken, wobei der Verlauf sehr stark rauscht.

*Hierzu sei noch einmal darauf hingewiesen, dass der Potentialabgriff der Bürste direkt an der Litze über ein separates Schleifringsystem mit separaten Leitungen erfolgen muss und die Messung aufgrund des erheblichen Umbaufwands nicht wiederholt wurde.*



**Abb. 61:** Messung von Leitwertprofilen am Motor Q6p2K6 bei einer Drehzahl  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  und einem Motorstrom von jeweils  $i_{\text{mot}} = 5 \text{ A}$  bei Vernachlässigung der Zuleitungswiderstände  $R_V$  und  $R_B$ . Die Verläufe zeigen eine Unterschätzung des Einflusses eines längeren Stillstands und einer kurzzeitig erhöhten Stromlast: a) Das System ist aktuell über vier Stunden bei  $i_{\text{mot}} = 5 \text{ A}$  eingelaufen, die Temperatur der Ankerspule beträgt  $\vartheta = 50^\circ\text{C}$  b) Wiederholung der Messung nach einer Woche ohne erneutes Einlaufen ( $\vartheta = 21^\circ\text{C}$ ) c) Nach Kurzzeitbetrieb (ca. 3 s) mit  $i_{\text{mot}} = 10 \text{ A}$  bei  $\vartheta = 22^\circ\text{C}$ ; d) Nach erneutem Einlaufvorgang von 40 min mit  $i_{\text{mot}} = 5 \text{ A}$ ,  $\vartheta = 53^\circ\text{C}$ .



**Abb. 62:** Simulation am Motor Q6p2K6. Die Drehzahl beträgt  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  und der Motorstrom  $i_{\text{mot}} = 5 \text{ A}$ . Für die Berechnung des Leitwertverlaufs wurden die Zuleitungswiderstände  $R_V$  und  $R_B$  vernachlässigt.

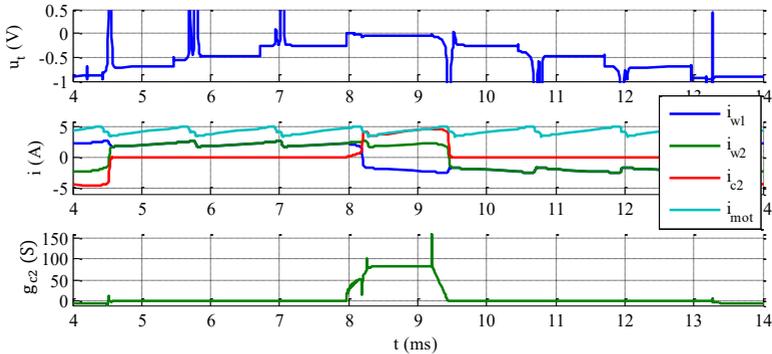


Abb. 63: Simulation analog zu Abb. 62 am Motor Q8p3K24

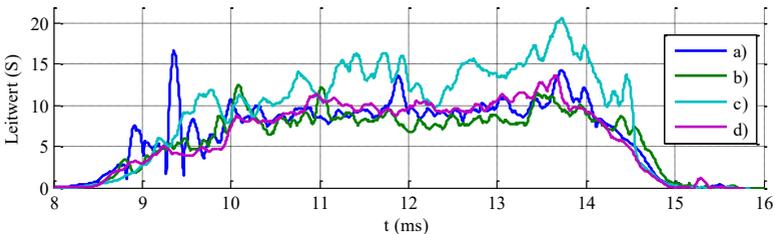
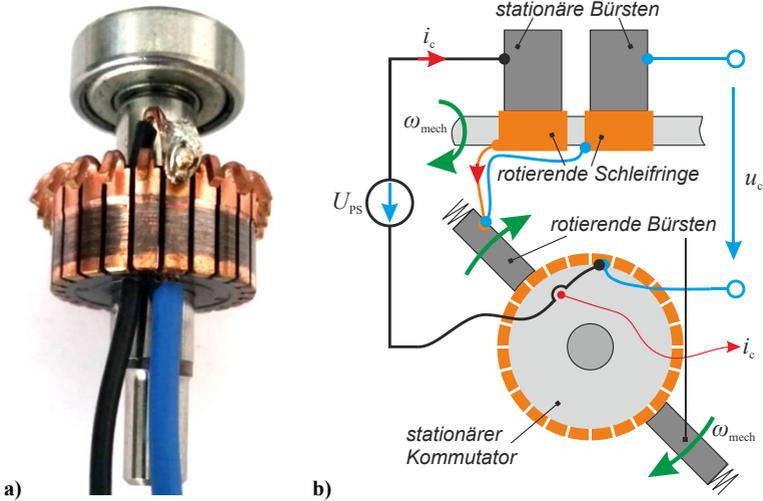


Abb. 64: Messung aus Abb. 61 mit Berücksichtigung eines Zuleitungswiderstandes in (77) von  $R_V = 50 \text{ m}\Omega$

### Experiment IX – Leitwertprofil am Kommutator

Die nächste Messung versucht den Leitwert ohne Einfluss von Zuleitungswiderständen zu ermitteln. Hierzu wurde ein Kommutatorprüfling aufgebaut (s. Abb. 65a). Der Prüfling besteht lediglich aus der im Gehäuse gelagerten Welle mit aufgezogenem Kommutator und Bürstensystem. Wie in Kap. 3.3 beschrieben, wird der Anker fest gehalten und das Gehäuse samt Bürstenplatte gedreht. Mit diesem Messaufbau ist es möglich eine einzelne Lamelle sehr genau zu untersuchen. Die Stromversorgung und der Potentialabgriff erfolgen getrennt über zwei Schleifringssysteme (s. Skizze in Abb. 65b). Hierbei wird das Bürstenpotential direkt an der Litze über eine zusätzliche Leitung an den Schleifring geführt und mit einer großflächigen Bürste abgegriffen. Am Kommutatorprüfling ist eine Lamelle mit zwei massiven Leitungen kontaktiert: Über die Erste fließt der Strom zurück zur Spannungsquelle, über die Zweite wird das Lamellenpotential spannungsrichtig abgegriffen.



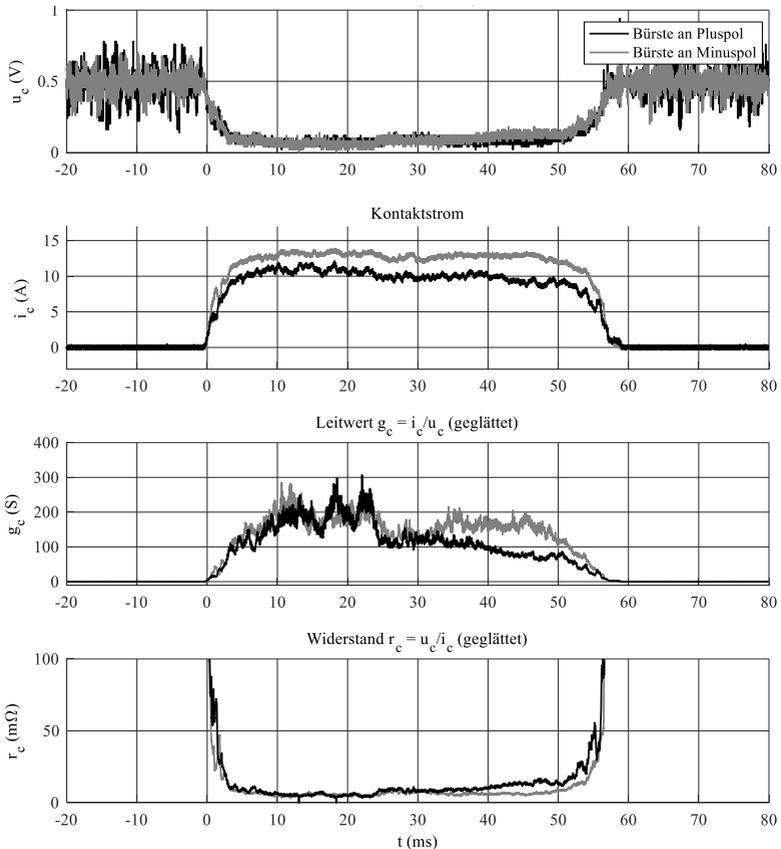
**Abb. 65:** Messung des dynamischen Kontaktleitwertes zwischen Bürste und Lamelle am Kommutatorprüfling mit einer kontaktierten Lamelle. Der Kommutator ist starr, die Bürsten drehend gelagert. b) Skizze des Messaufbaus.

Das Gehäuse mit den Bürsten dreht mit  $n = 60 \text{ min}^{-1}$ , die Klemmen werden mit einer konstanten Spannung von  $V_{DC} = \pm 0,5 \text{ V}$  versorgt. Das Kontaktsystem hat Raumtemperatur und ist vorher über mehrere Stunden eingelaufen. In Abb. 66 sind die Kontaktspannung und der Kontaktstrom in Abhängigkeit der Zeit aufgetragen. Der Leitwert berechnet sich zu:

$$g_c = \frac{i_c}{u_c}, \quad \forall u_c \neq 0 \quad (79)$$

Der Widerstand ergibt sich aus dessen Kehrwert  $\forall i_c \neq 0$ . Dass ein aus dem Kontakt in die Bürste hineinfließender Strom einen tendenziell größeren Leitwert bewirkt, deckt sich mit den Messungen in Abb. 58. Die markanten Unstetigkeiten der Leitwertflanken, wie sie in der Messanordnung nach Abb. 59 auftreten, sind nicht zu erkennen. Im Plateau ist bei ca. 25 ms ein Leitwertabfall um ca. 50 % zu beobachten. Insgesamt sind die Verläufe um ein Vielfaches größer als in den vorangehenden Messungen. Dies hat mehrere Gründe:

1. wurden die Messungen an verschiedenen Kommutator-Bürsten-Systemen mit spezifischen Materialparametern und
2. mit unterschiedlichen Kontaktströmen durchgeführt.
3. wirken sich in Abb. 65 (im Gegensatz zu Abb. 59) die Transportwiderstände nicht auf das Ergebnis aus.



**Abb. 66:** Messung von Kontaktspannung und -strom am Kommutatorprüfling (s. Abb. 65a) mit einer Auflösung von 1 MS/s. Der Leitwert- und Widerstandsverlauf werden daraus berechnet.

Die örtliche Stromverteilung auf der Lamelle wird bei den Untersuchungen mit Induktivitäten in den Strompfaden durch die induzierten Spannungen erzwungen. Hingegen stellt sich die Stromverteilung auf der Lamelle bei dieser Untersuchung (ohne Induktivitäten) frei ein. Die Messung (nach Abb. 65) wurde mit einer Spule im Strompfad wiederholt. Die eingebrachte Induktivität zeigte keine signifikanten Auswirkungen auf das Leitwertprofil.

### 4.5.2.3 Zusammenfassung der Messergebnisse

Wie erwartet war die messtechnische Grundlagenanalyse des Schleifkontakts mit einem relativ großen Aufwand verbunden. Dabei wurden eigene Ideen umgesetzt, um die nichtlinearen Eigenschaften des verwendeten Kontaktsystems möglichst präzise beschreiben zu können. Einerseits ist der Bürste-Kommutator-Kontakt ein sehr robustes System, welches ein gutes Überlastverhalten zeigt. Andererseits reagiert es sehr empfindlich auf zahlreiche Einflüsse. Dies macht die Bewertung der Verläufe schwierig, da sie sehr stark schwanken. Reproduzierbare Ergebnisse zu erreichen stellt demnach die größte Herausforderung dar.

Im Vordergrund der Untersuchung stand die Abhängigkeit von der Stromdichte. Der Zustand der Patina der Kommutatorlamellen hängt nicht nur von der momentan vorherrschenden Stromdichte ab, sondern auch von der historischen Belastung. Diese leichten Veränderungen scheinen auf den ersten Blick vernachlässigbar zu sein, allerdings wirken sie während der gesamten Lebensdauer auf das Kontaktsystem und bestimmen dadurch den Verschleiß und folglich die Standzeit der Kontaktpartner.

Der Erkenntnisgewinn aus den vorgestellten Messungen liegt darin, dass für die Modellierung des nichtlinearen Schleifkontakts dynamische  $U(I)$ -Kennlinien eingesetzt werden können. In erster Näherung ist ein konstanter Widerstandswert durchaus plausibel (vgl. [16]). Weiter konnte zumindest die Annahme nicht widerlegt werden, dass die örtlich vorherrschende Stromdichte auf der Lamelle den Leitwert auch örtlich beeinflusst. Das dadurch entstehende Leitwertprofil könnte Auswirkungen auf den Kommutierungsverlauf und besonders auf das Bürstenfeuer haben. Im folgenden Abschnitt werden diese Beobachtungen in ein Modell eingepflegt und anschließend die Simulationsergebnisse mit Messwerten verglichen.

### 4.5.3 Modellansatz

Die Übergangsspannung  $U_b$  oder der Übergangswiderstand  $R_b$  zwischen Bürste und Kommutator wird in der Literatur oft durch Näherungsfunktionen in Abhängigkeit der Stromdichte  $J$  beschrieben. Der Kontaktübergang wird in den nachstehenden Quellen unterschiedlich mathematisch ausgedrückt:

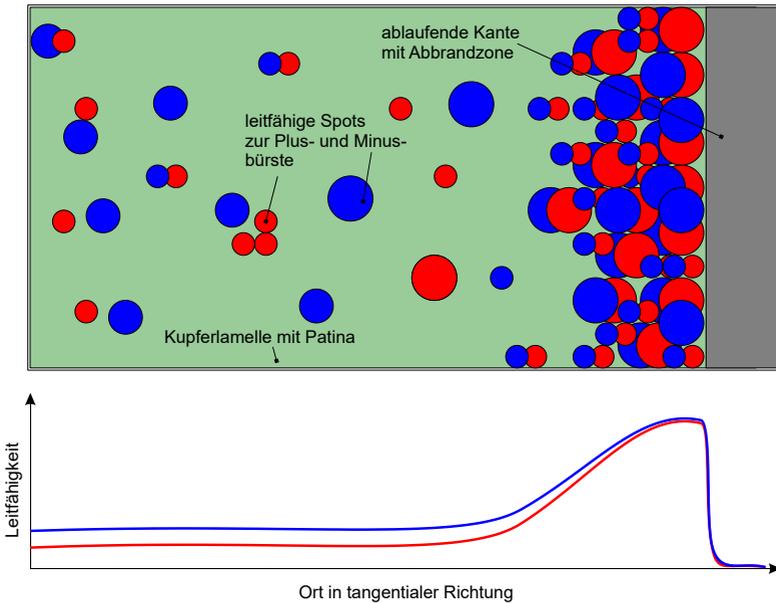
[52]: Der Bürstenspannungsabfall berechnet sich gemäß  $U_b = a \cdot J + \tanh(c \cdot J)$ . Die Parameter  $a, b, c$  sind vom Bürstentyp und -anpressdruck abhängig.

- [37]: Der Kontaktwiderstand berechnet sich gemäß  $R_b = r_{K0} \cdot J^{-\gamma}$ . Die Parameter  $r_{K0}, \gamma$  erlauben eine Anpassung der Potenzfunktion an das verwendete Kontaktsystem.
- [12, 89]: Auch hier wird der Kontaktwiderstand durch eine Potenzfunktion beschrieben:  $R_b = R_{full} (A_{full}/A(\alpha))^{0,75}$ ,  $A(\alpha) \leq A_{full}$ . In der Gleichung ist die Flächenabhängigkeit bereits enthalten.
- [56] Der Spannungsabfall über eine Bürste, welche drei Lamellen berührt, wird mit  $v_{bn} = A_0 (1 - \exp(-B_0 \cdot i_n/S_{bn}))$  berechnet. Die Konstante  $A_0$  gibt die gesättigte Spannung für unendlich große Stromdichten  $i_n/S_{bn} \rightarrow \infty$  an. Die Konstante  $B_0$  wird anhand der gemessenen Spannungs-Stromdichte-Charakteristik bestimmt.
- [57]: Es wird zwischen einer statischen ( $U_b = k \cdot I^{1/n}$ ) und einer dynamische Charakteristik ( $U_b = k_1 \cdot i_b^{1/m} = k \cdot I^{m-n} \cdot i_b^{1/m}$  mit  $k > 0, n > m \geq 1$ ) unterschieden. Die Parameter  $k, n, m$  sind vom Bürstenmaterial abhängige Konstanten. Der Koeffizient  $k_1$  hängt vom Strom  $I$  ab.
- [25, 26]: Der Kontaktwiderstand hängt nur minimal von der Drehzahl ab. Bei konstanter Stromdichte wird der Ansatz nach [57] angewandt.
- [4]: Der Kontaktwiderstand hängt vom Winkel und vom Strom ab. Die Winkelabhängigkeit resultiert klassisch aus den Geometriebedingungen. Anschließend wird die Stromabhängigkeit darüber moduliert. Der Kontaktwiderstand folgt zunächst einer linearen Charakteristik. Beginnend mit einem Startwert von  $3 \cdot r_{sat}(i = 0)$  nimmt dieser linear bis zum Wert  $r_{sat}(i = i_{sat})$  ab. Für höhere Stromwerte bleibt der Kontaktwiderstand konstant.

In Kap. 4.4.2 „Kommutierungsmodell“ wurde zunächst ein flächenabhängiger Kontaktleitwert zwischen Bürste und Lamelle berücksichtigt. Abhängig vom Rotorwinkel berechnet (75) einen trapezförmigen Leitwertverlauf (s. Abb. 43). Aus der Untersuchung in Abb. 57 wird deutlich, dass die Leitfähigkeit des Bürsten-Kupfer-Kontakts bzw. der Patina von der Vergangenheit der Stromdichte abhängig ist. Außerdem stellen sich unterschiedliche Zustände zwischen dem Kontakt einer Lamelle mit einer Plus- und einer Minuskohle ein.

Wendet man diesen Zusammenhang auf einen Kommutator an, folgt der Ansatz: Die ablaufende Lamellenkante ist einer erhöhten Stromdichte ausgesetzt und die Kontaktfläche schwindet schneller als die Stromstärke. Deshalb müsste die ablaufende Lamellenkante eine höhere Leitfähigkeit aufweisen als die übrige Lamellenfläche. Der Kontakt mit einer Minusbürste hat größere Spots, da die Oxidschicht an den Kontaktstellen dünner ist (vgl. Kap. 4.5.1). Steigt die Stromdichte weiter an, verbrennt die Oberfläche und der Leitwert nimmt rapide ab. Abb. 67 zeigt eine Skizze der Bürstenfläche zur Erläuterung der Leitfähigkeit einer Kommutatorlamelle.

Für die Simulation wird die Faltung der örtlichen Leitwertverläufe von Bürste und Lamelle gemäß Gleichung (75) durchgeführt. In diesem Fall werden die abgebrannten Flächen an Lamelle und Kohle entfernt und eine schmale Breite (z. B. 30 %) mit einem hohen Leitwert (z. B. dreifach) für die jetzt ablaufende Lamellenkante gewählt. Mit einem konstanten oder quadratischen Gradienten des Leitwertes in Richtung der ablaufenden Kante kann die Modellierung weiter verfeinert werden. Außerdem wird eine größere Leitfähigkeit an der Minusbürste (vgl. Abb. 58) berücksichtigt.



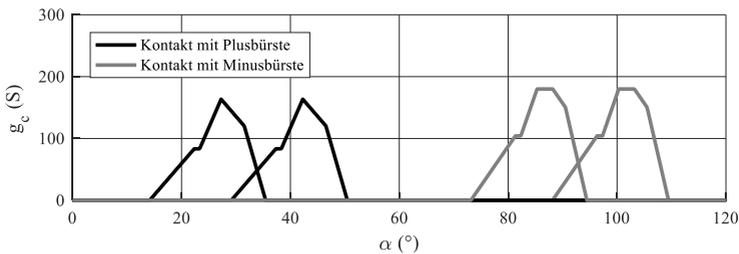
**Abb. 67:** *Vorstellungsmodell für die Leitfähigkeit der Patina. Das Rechteck stellt eine Kupferlamelle mit Patina dar, die farbigen Kreise verkörpern leitfähige Spots zur Plus- und Minusbürste. Eine hohe Stromdichte reißt die Patina auf, sodass der Kontakt leitfähiger wird. Es bilden sich neue Spots mit vergrößertem Durchmesser. Man nennt diese Effekte A- und B-Fritting (vgl. [35]). An der ablaufenden Kante herrscht eine große Stromdichte. Folglich befindet sich aufgrund der oben aufgeführten Annahme in diesem Gebiet eine große Menge an Spots mit großem Durchmesser. Steigt die Stromdichte weiter bzw. entsteht bei der Kommutierung Bürstenfeuer, verbrennen die ablaufenden Kanten von Lamelle und Bürste. Eine schwachleitende Zunderschicht bedeckt die Kontaktfläche.*

In Abb. 68 ist der berechnete Leitwertverlauf eines Bürste-Lamellen-Kontakts in Abhängigkeit des Winkels dargestellt. Die Form des Leitwertprofils konnte zwar

mit den Messverfahren aus Kap. 4.5.2.2 aufgrund der fehlenden separaten Schleifringe nicht eindeutig nachgewiesen, aber auch die Theorie, dass ein örtliche Leitfähigkeit vorliegt, nicht widerlegt werden.

Die Implementierung des neuen Leitwertprofils zeigt signifikante Auswirkungen beim Zündvorgang des Lichtbogens. Die Abweichungen zwischen dem Simulations- und Messverlauf sind deutlich kleiner. Der Vergleich wird erst im Kap. 4.7 „Bürstenfeuer“ gezeigt, da in das Thema zuvor eingeführt werden soll.

In [67] wird eine ähnlich lokal wirkende Kontaktwiderstandsveränderung bei Universalmotoren beschrieben. An der ablaufenden Bürstenkante entsteht eine Abbrandzone, welche einen bis zu 50fach größeren Kontaktwiderstand besitzt als an der auflaufenden Kante. Anhand von Schnittbildern durch die Kohlebürste sind die Zonen sogar optisch erkennbar. Der Widerstandsverlauf ist ähnlich dem einer Schichtkohle mit einem weniger leitfähigen Kohlematerial an der ablaufenden Kohlekante (vgl. [12] und für PMDC-Motoren [3]).



**Abb. 68:** Simulation des Kontaktleitwertes zwischen einer Bürste und zwei benachbarten Lamellen. Es wird eine abgebrannte, nicht leitfähige Bürstenkante von 10 % der tangentialen Bürstenbreite berücksichtigt. Außerdem besitzt die ablaufende Lamellenkante mit 30 % der tangentialen Lamellenbreite einen dreifachen Leitwert. Durch die Faltung (75) ergibt sich ein verzerrtes Profil.

## 4.6 Drehmoment

Für die Bestimmung des im Luftspalt erzeugten Drehmomentes sind mehrere Methoden möglich:

Die Berechnung der Lorentz-Kraft auf bewegte Ladungsträger in einem magnetischen Feld ist bei Luftspaltwicklungen möglich.

In FEM-Programmen ist die räumliche Feldverteilung gelöst. Die differentielle Kraft auf einen Punkt im Luftspalt berechnet sich mit dem maxwellschen Spannungstensors.

Für das in dieser Arbeit vorgestellte Motormodell werden Motoren mit Nutwicklungen berechnet. Hier liegen die Wicklungen idealer Weise im feldfreien Raum. Des Weiteren liegt der Anspruch darin, aufgrund der langen Rechenzeit ausdrücklich auf eine komplette Feldrechnung zu verzichten. Für die Ermittlung des Drehmoments werden zwei Methoden vorgestellt:

- 1) die Bilanzierung der Leistungen und Energien und
- 2) das Prinzip der virtuellen Arbeit.

### 4.6.1 Leistungs- und Energiebilanz

Es gilt der Energieerhaltungssatz. D. h., dass in einem isolierten System die enthaltene Energie zeitlich konstant bleibt bzw. die Summe der hinein- und herausfließenden Energien null ist. Die folgende Herleitung wurde in [98] veröffentlicht. Auch hier wird die Nomenklatur aus Kap. 4.2.2 auf Seite 40 verwendet (vgl. Symbolverzeichnis).

Die elektrische Gleichung der  $n$ -ten Spule ( $n \in \{1, 2, \dots, W\}$ ) lautet (vgl. Signalflussplan in Abb. 8):

$$u^n = Ri^n + u_{\text{ind}}^n \quad (80)$$

Im Schaltungssimulator ist die pro Zeitschritt in eine Spule hineinfließende Energie bekannt. Die elektrische Leistung ist das Produkt der Momentanwerte aus Spannung und Strom:

$$p_{\text{el}}^n = u^n \cdot i^n \quad (81)$$

Ein Teil der Eingangsspannung fällt bereits am ohmschen Widerstand der Spule  $R(\vartheta)$  ab. An ihm wird die Leistung

$$\begin{aligned} p_{\text{V}}^n &= u_{\text{R}}^n \cdot i^n \\ &= R(\vartheta) \cdot (i^n)^2 \end{aligned} \quad (82)$$

in Wärme umgesetzt. Der Drahtwiderstand ist stark temperaturabhängig und sein Wert kann sich bei der untersuchten Motorkategorie während des Betriebs je nach Arbeitspunkt in wenigen Sekunden verdoppeln.

Der zweite Teil ist die induzierte Spannung. Sie ist die zeitliche Ableitung der Flussverketzung:

$$u_{\text{ind}}^n = \frac{d\psi^n(\alpha, \mathbf{i})}{dt} \quad (83)$$

Diese hängt vom Ankerwinkel  $\alpha$  und von allen Spulenströmen  $\vec{i} = [i^1, i^2, \dots, i^W]$  ab. Das Produkt aus induzierter Spannung und Spulenstrom definiert die magnetische Leistung

$$p_M^n \stackrel{\text{def}}{=} u_{\text{ind}}^n \cdot i^n \quad (84)$$

welche sich auf Spule und Luftspalt verteilt. Die im Luftspalt gespeicherte Energie entspricht dem elektromagnetischen Drehmoment des Motors. Im Luftspalt koppeln die Magnetfelder der Magneten und Spulen und es kommt zu Anziehungen und Abstoßungen. Der Ansatz für die Berechnung der tangentialen Kraft auf einen Zahn lautet, dass die von den Dauermagneten erzeugte Flussverkettung einer Spule mit deren Strom interagiert. Konform ausgedrückt entspricht das Produkt aus der ausschließlich von den Magneten induzierten Ersatzspannung

$$\tilde{u}_M^n = \frac{d\psi_M^n(\alpha)}{dt} \quad (85)$$

und dem Strom  $i^n$  dem Anteil der Luftspaltleistung

$$p_\delta^n \stackrel{\text{def}}{=} \tilde{u}_M^n \cdot i^n \quad (86)$$

der  $n$ -ten Spule. Alle Spulenanteile zusammen ergeben die Luftspaltleistung

$$p_\delta = \sum_{n=1}^Z p_\delta^n \quad (87)$$

des Motors.

*Im Gegensatz zu (83) ist in (85) die induzierte Spannung mit einer Tilde versehen. Es handelt sich hier um keine im Motor im Normalbetrieb vorkommende Spannung, sondern wird als mathematische Ersatzgröße verwendet.*

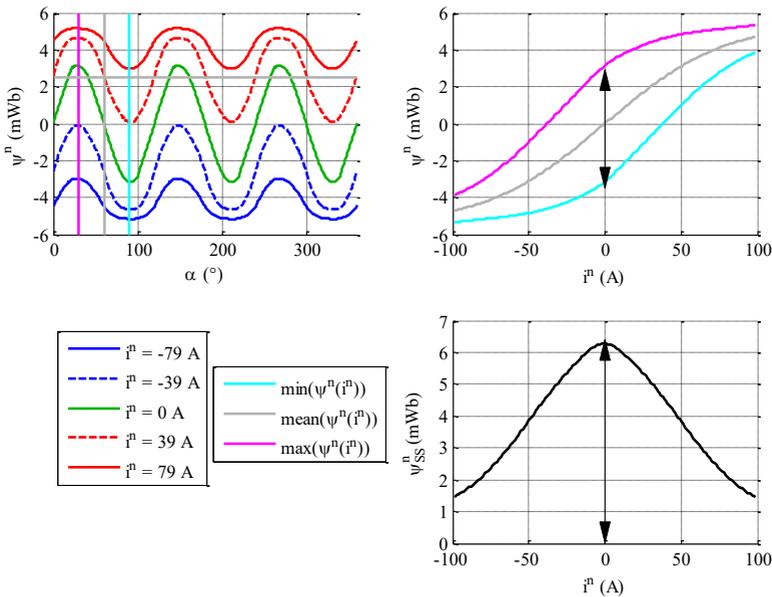
Die Flussverkettung  $\psi_M^n$  ist eine Funktion des Winkels  $\alpha$  (s. Kennlinie  $f_{\Psi\alpha}^n(\alpha)$  in Abb. 20a), sodass die Ersatzspannung weiter umgeformt werden kann:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_M^n &= \frac{d\psi_M^n}{dt} \\ &= \frac{d\psi_M^n}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dt} \\ &= \frac{d(f_{\Psi\alpha}^n(\alpha))}{d\alpha} \cdot \omega_{\text{mech}} \end{aligned} \quad (88)$$

Der Term  $d(f_{\Psi\alpha}^n(\alpha))/d\alpha$  bildet wiederum eine Kennlinie und besitzt einen vom Strom unabhängigen Amplitudenwert. Das innere Drehmoment  $\tau_1$  berechnet sich eingesetzt in (86) und (87) mit dieser ersten Methode zu

$$\begin{aligned} \tau_{i1,\text{lin}} &= \frac{p\delta}{\omega_{\text{mech}}} \\ &= \sum_{n=1}^Z \frac{d(f_{\Psi\alpha}^n(\alpha))}{d\alpha} \cdot i^n \end{aligned} \quad (89)$$

und ist direkt proportional zum Spulenstrom  $i^n$ .



**Abb. 69:** Auswirkung der Sättigung des magnetischen Kreises am Motor Q8p3K24 in Abhängigkeit des Winkels und Stroms. Mit zunehmenden Spulenstrom nimmt die Amplitude der Flussverkettung ab und die Form des Verlaufs verzerrt sich. Die Amplitude in Abhängigkeit des Stroms kann als Faktor für die Drehmomentberechnung verwendet werden, um die Sättigung zu berücksichtigen.

Für die Berücksichtigung des nichtlinearen magnetischen Kreises muss auch die Kennlinie  $d(f_{\Psi\alpha}^n(\alpha))/d\alpha$  vom Strom abhängig sein. Der gesuchte Faktor ist aus der 2D-LUT in Abb. 26a) zu entnehmen. In Abb. 69 ist der Sachverhalt noch einmal graphisch dargestellt. Der Wechselanteil des Kennfeldes in Richtung des Winkels  $\alpha$  verändert sich abhängig vom Strom. Mit zunehmendem Strombetrag

nimmt die Amplitude der Flussverkettung  $\psi_{35}^n$  degressiv ab, sodass folglich bei gesättigtem Kreis weniger Drehmoment erzeugt werden kann.

Aufgrund der sehr präzisen Berechnung der Flussverkettungen mit der RCM nach Kap. 4.2.2 ist die Methode nach dem Prinzip der virtuellen Arbeit möglich.

## 4.6.2 Prinzip der virtuellen Arbeit

Das Prinzip der virtuellen Arbeit ist ein bewährtes Werkzeug und wird häufig für die Berechnung mechanischer Kräfte in elektromechanischen System verwendet (vgl. [58]). Die Methode ist in der einschlägigen Literatur, z. B. [14, 39, 63, 71], erklärt. Die folgende Herleitung wurde in [95] veröffentlicht und basiert auf [71] (S. 25–32).

Wie bereits im vorgehenden Abschnitt bildet die Spannungsgleichung die Grundlage:

$$u^n = R \cdot i^n + \frac{d\psi^n}{dt} \quad (90)$$

Gleichung (90) mit dem Spulenstrom  $i^n$  multipliziert und nach der Zeit abgeleitet ergibt das elektrische Energiedifferenzial

$$dw_{el}^n = p_{el}^n dt = R \cdot (i^n)^2 dt + i^n d\psi^n \quad (91)$$

Ein isoliertes System vorausgesetzt und Wirbelströme sowie Eisenverluste vernachlässigt wird die elektrische Energie in Wärme am ohmschen Widerstand, in magnetische Energie durch die Durchflutungsquelle des Spulenstroms und in mechanische Energie über das Luftspaltfeld gewandelt:

$$dw_{el}^n = dw_{\theta}^n + dw_M^n + dw_{mech}^n \quad (92)$$

Arbeit resultiert aus dem Produkt Kraft mal Weg bzw. Drehmoment mal Winkel. Die im Luftspaltfeld gespeicherte Energie entspricht dem elektromechanischen, inneren Drehmoment, multipliziert mit der Winkelverschiebung  $d\alpha$  des Rotors:

$$dw_{mech}^n = \tau_i^n d\alpha \quad (93)$$

Die graphische Interpretation der magnetischen Energie  $w_M^n$  einer Spule ist die Fläche unter der inversen  $\Psi(I)$ -Kennlinie. Im Gegensatz dazu wird die Fläche unter der  $\Psi(I)$ -Kennlinie als Koenergie  $w_M'^n$  bezeichnet. Sie berechnet sich aus der Differenz des Produkts  $i^n \psi^n$  und der magnetischen Energie:

$$w_M'^n(i^n, \alpha^n) = i^n \psi^n - w_M^n(\psi^n, \alpha^n) \quad (94)$$

Die Differenziale  $d(i\psi) = i d\psi + \psi di$  und  $dw_M^n = i^n d\psi^n - dw_{\text{mech}}^n$  aus (91) und (92) in (94) eingesetzt, ergibt die magnetische Koenergie

$$dw_M^n(i^n, \alpha^n) = \psi^n di^n + \tau_i^n d\alpha \quad (95)$$

Die Koenergie ist nun von den zwei unabhängigen Variablen  $i^n$  und  $\alpha^n$  abhängig. Aus der partiellen Ableitung von (95) resultiert schließlich die Flussverketung und das innere Drehmoment

$$\psi^n = \frac{\partial w_M^n(i^n, \alpha^n)}{\partial i} \quad (96)$$

$$\tau_i^n = \frac{\partial w_M^n(i^n, \alpha^n)}{\partial \alpha} \quad (97)$$

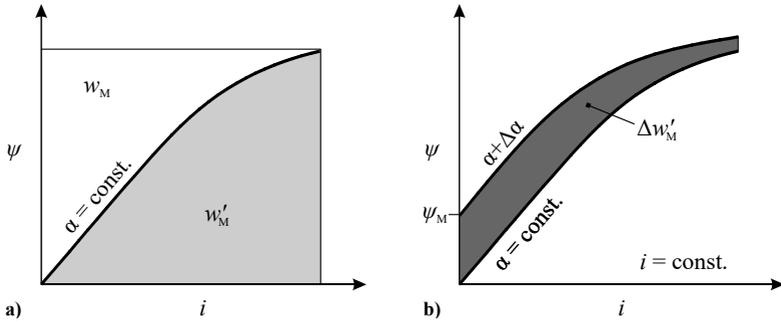
Die Koenergie einer Spule berechnet sich mit der Flussverketung aus (96) zu

$$w_M^n(i^n, \alpha^n) = \int_0^{i^n} \psi^n(i^n, \alpha_0^n) di \quad (98)$$

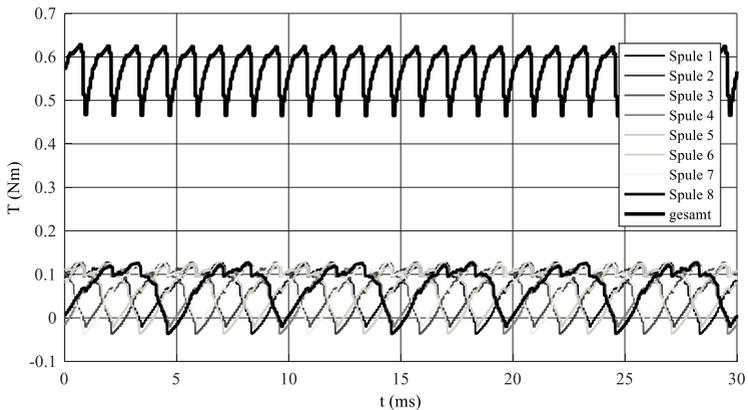
Sie entspricht der Fläche unter der  $\Psi(I)$ -Kennlinie (Abb. 70a) und wird für die numerische Berechnung im Modell aus (98) mit der Trapezregel approximiert. Das Drehmoment aus (97) resultiert aus einer *virtuellen Verschiebung*. Hierbei wird die Koenergie zunächst für den Winkel  $\alpha^n$  und zusätzlich für einen Winkel  $\alpha^n + \Delta\alpha$  berechnet. Der Spulenstrom wird während der kleinen, virtuellen Ver-rückung als konstant angenommen. Die Differenz der beiden Ergebnisse geteilt durch das Winkelinkrement gibt den Drehmomentanteil einer Spule an. Der Anteil entspricht der markierten Fläche in Abb. 70b. Auch bei dieser zweiten Methode setzt sich das innere Drehmoment  $\tau_i$  zwischen Stator und Rotor aus der Summe der einzelnen Spulenteile zusammen.

$$\tau_{i2,\text{nl},\text{lin}} = \sum_{n=1}^W \frac{w_M^n(\alpha^n + \Delta\alpha) - w_M^n(\alpha^n)}{\Delta\alpha} \quad (99)$$

Bei der FEM werden mit dem Maxwell'schen Spannungstensors die Kräfte auf jeden Elementknoten berechnet, sodass z. B. die auf einen Zahn *wirkenden* Kräfte beobachtet werden können. Mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit ist es im Gegensatz dazu möglich, die von den einzelnen Zahnspulen *erzeugten* Kräfte bzw. Momente einzeln zu betrachten. Dadurch kann an den Verläufen festgestellt werden, ob negative Zahnmomente auftreten, welche am überlagerten Ankermoment an der Welle nicht mehr sichtbar sind (s. Abb. 71).



**Abb. 70:** Energie und Koenergie einer Spule eines magnetischen Kreises: a) Die Koenergie entspricht der Fläche unter der  $\Psi(I)$ -Kennlinie. b) Eine Winkelverschiebung bei konstantem Strom ruft eine Variation der  $\Psi(I)$ -Kennlinie hervor. Die Variation der Fläche bzw. der Koenergie korrespondiert mit dem elektromechanischen Drehmoment.

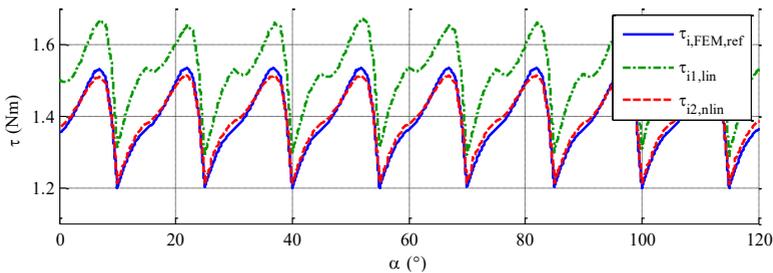


**Abb. 71:** Durch die Zahnspulen erzeugte Momente und gesamtes inneres Drehmoment am Motor Q8p3K24. In dieser Simulation gibt es Winkel, in denen entgegen der Drehrichtung gerichtete Momente von der Zahnspule erzeugt werden. Aufgrund der asynchronen Kommutierung der Spulen an der Plus- und Minusbürste und der unterschiedlichen Polflächen durch die sechs Pole verteilt auf drei Magnetschalen liegen die Verläufe gegenüberliegender Zahnspulen nicht exakt aufeinander. Im VRAM wird für die Berechnung des Drehmoments eine größere Zeitschrittweite verwendet, um eine schnelle Simulationszeit zu erhalten.

Für die Anwendung des Prinzips der virtuellen Arbeit sind möglichst genaue Werte der Flussverkettungen Voraussetzung. Außerdem ist ein minimaler Spulenstrom nötig, sodass folglich kein reines Rastmoment aufgrund des auf die Ro-

torgeometrie winkelabhängig wirkenden Erregerfeldes der Dauermagneten berechnet werden kann. Weiter muss noch überprüft werden, wie sich das Rastmoment mit zunehmenden Spulenströmen aufgrund der bei Sättigung veränderter Permeabilitätswerte variiert. Bei permanentmagneterregten Maschinen wäre ggf. ein möglicher Ansatz, die Durchflutung der Magneten nicht bereits überlagert, sondern getrennt als Ersatzströme zu betrachten. In [6, 20, 21] wird der Einfluss der Sättigung auf das Pendelmoment bei PM-Maschinen behandelt und hierfür die „Frozen-Permeability-Method“ vorgestellt.

In Abb. 72 ist ein Drehmomentverlauf in Abhängigkeit der Zeit für den Motor Q8p3K24 dargestellt. Der Verlauf aus einer FEM-Simulation bildet die Referenz. Die Energiebilanz-Methode nach (89) verfolgt einen linearen Ansatz und weicht bei großer Drehmomentanforderung von der Referenz ab. Die Methode nach dem Prinzip der virtuellen Arbeit (99) berücksichtigt den nichtlinearen magnetischen Kreis und der Verlauf ist nahezu deckungsgleich mit FEM-Referenzdaten.



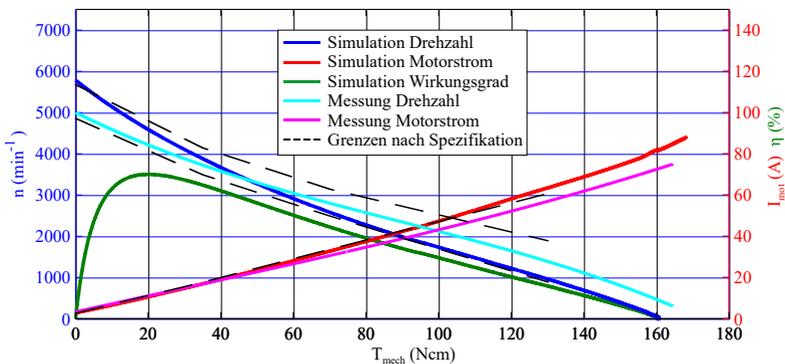
**Abb. 72:** Berechnung des Drehmoments für den Motors Q8p3K24 an 13 V Spannungsversorgung bei einer Drehzahl  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ . Ähnlich wie in Kap. 4.2.2 werden die Berechnungen mit FEM-Daten verglichen. Die erste Methode nach (89) verfolgt einen linearen Ansatz und weicht bei großer Drehmomentanforderung zunehmend vom Ist-Verlauf ab. Die zweite Methode nach (99) mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit berücksichtigt den nichtlinearen magnetischen Kreis. Der Verlauf deckt sich sehr gut mit der FEM-Referenz. Allerdings werden hierzu sehr genaue Werte der Flussverketungen vorausgesetzt.

Wie in Kap. 2.1 bereits erwähnt, bilden die Drehmomentkennlinien eine wichtige Charakterisierung des Motors für die Grundwellenbetrachtung. In Abb. 73 sind die Drehzahl, der Wirkungsgrad und der Motorstrom über das Drehmoment aufgetragen. Die Berechnung der Motorwerte erfolgt mit einer konstanten Klemmenspannung. Die Drehzahl wird variiert. Beginnend mit der Leerlaufdrehzahl wird der Motor degressiv bis zum Stillstand gefahren. Anschließend befreit ein Filter die Verläufe vom Wechselanteil.

Zwei Effekte sind im Vergleich zu Abb. 4 festzustellen:

1. Eine Verdrehung der Bürsten entgegen der Drehrichtung zur Reduzierung des Bürstenfeuers im Arbeitspunkt bewirkt eine höhere Leerlaufdrehzahl. Die Flusskopplung zwischen Magnetpol und Zahnspule ist geringer, sodass eine feldschwächende Wirkung eintritt.
2. Für hohe Drehmoment- bzw. Stromwerte weicht die Strom-Drehmoment-Kennlinie ( $I(T)$ -Kennlinie) von ihrem linearen Verlauf ab. Es ist zunehmend ein größerer Motorstrom  $I_{\text{mot}}$  notwendig, um das geforderte Drehmoment  $T_{\text{mech}}$  erzeugen zu können.

Das VRAM ist folglich in der Lage Motorkennlinien in kurzer Zeit zu berechnen, welche in großem Maße den Kennlinienverläufen aus Messungen entsprechen.



**Abb. 73:** Berechnung der Drehmomentkennlinien für den Motor Q8p3K24 mit dem VRAM. Die RCM (s. Kap. 4.2.2) berechnet den magnetischen Kreis mit 2D-LUTs, das Drehmoment wird mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit berechnet. Die Werte sind gefiltert (Savitzky-Golay). Durch die Verdrehung der Bürstenplatte steigt unter anderem die Leerlaufdrehzahl. In der  $I(T)$ -Kurve ist die Sättigung des magnetischen Kreises für hohe Ströme gut zu erkennen – für die gleiche Drehmomentanforderung wird mehr Strom benötigt als im linearen Fall. Für das Ergebnis wird eine Rechenzeit von ca. einer Minute benötigt. Der Vergleich mit gemessenen Kennlinien hat keinen Anspruch auf genaue Deckung der Verläufe. Wichtig für einen Abgleich ist die genaue Implementierung der realen Parameter. Ein wichtiger Auslegeparameter für die Leerlaufdrehzahl ist der Kommutierungswinkel. Ein größerer Wert führt zu steileren Kennlinien.

## 4.7 Bürstenfeuer

Bei nicht vollständiger Kommutierung brennt beim Öffnen des Bürste-Lamelle-Kontakts an den ablaufenden Kanten ein Lichtbogen. Durch die immer kleiner

werdende Kontaktfläche steigt die Stromdichte. Die Temperatur in den leitfähigen Kanälen steigt rasant an und führt zum Aufschmelzen bis hin zum Verspritzen des Materials (vgl. [80], S. 13). In Mikroskopaufnahmen weisen feine Kupferkügelchen auf diesen Vorgang hin. Aufgrund der hohen Feldstärke zwischen den Kontaktpartnern ionisiert lokal der Metaldampf, sodass ein leitfähiger Plasmabogen entsteht. Der Vorgang des Lichtbogens ist sehr charakteristisch bei Kommutatormotoren.

Die Spannung zwischen zwei Lamellen steigt zunächst moderat bis auf eine Schwellenspannung von ca. 5 V an. Ab dieser Schwellenspannung zündet der Lichtbogen. Die Spannung zwischen den Lamellen ist dann nahezu konstant und beträgt je nach Polarität zwischen 12 und 15 V. Wird ein Mindeststrom unterschritten, erlischt der Lichtbogen. Die Spannung kehrt exponentiell auf ihren Ausgangswert zurück. Ein typischer Verlauf ist in Abb. 74 an einem PMDC-Motor gezeigt.

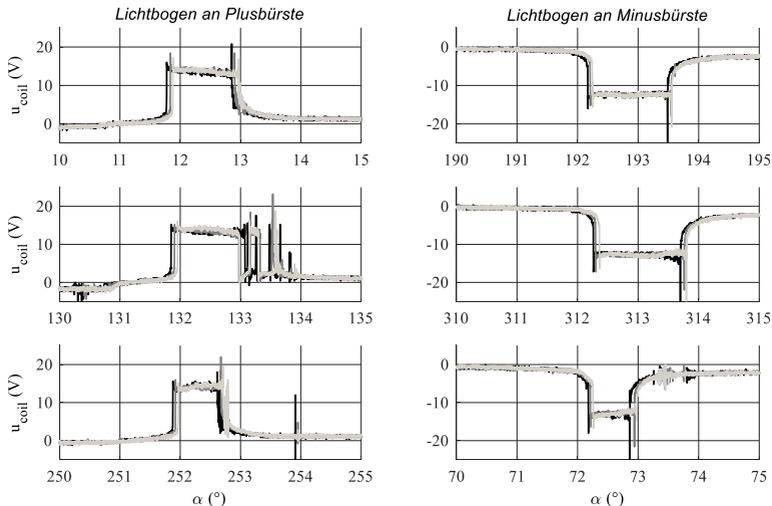
Die Lichtbogenspannung berechnet sich in [89] aus dem Wegintegral der elektrischen Feldstärke über die Lichtbogenlänge. Es wird eine konstante elektrische Feldstärke  $E_{\text{arc}} = 10^6$  V/m und eine konstante Volumenleitfähigkeit  $\sigma_{\text{arc}} = 100$  S/m im Lichtbogen angenommen. Für den Fall, dass die Bürste die Lamelle noch nicht vollständig verlassen hat, ergibt sich eine konstante Lichtbogenlänge. Diese ist auch von der Materialpaarung des Kontakts abhängig und entspricht der Patinaschichtdicke auf der Kommutatorlamelle, sodass folglich der Lichtbogen mit konstanter Spannung brennt.

Für die in dieser Arbeit untersuchten Motoren stellt sich für kupferhaltiges Kohlegraphit auf Kupfer eine Brennspannung von ca. 12 V ein. Die Brennspannung ist an der Plusbürste um ca. 2-3 V größer als an der Minusbürste (vgl. Abb. 74). Das Phänomen ist mit einer dickeren Oxidschicht am Plusbürstenkontakt zu erklären. Aufgrund der konstanten Brennspannung ändern sich die Flussverkettung und damit der Strom der kommutierenden Spule während der Zeit des Lichtbogens linear.

Für den anderen Fall, dass die Bürste die Lamelle verlassen hat, vergrößern sich Lichtbogenlänge und –spannung entsprechend. Verschlossene Bürsten mit abgebrannter ablaufender Kante (vgl. [67]) und springende Bürsten neigen bevorzugt zu langen Lichtbogen, die bis zum Rundfeuer ausarten können. Der Lichtbogen erlischt, bis ein Mindeststromwert unterschritten wird.

In [89] wird angemerkt, dass die im Lichtbogen umgesetzte elektrische Energie als Bewertungskriterium für das Kommutierungsverhalten herangezogen werden kann. Anhand von Spannungskurven über den Lichtbogenstrom aufgetragen werden in [69] die Zündbedingungen für Lichtbogen festgelegt. Ziel ist es, lange

Lichtbogen zu vermeiden und dadurch den Verschleiß des Kontaktsystems zu reduzieren. Der Ansatz wird in [67, 68] weiter verfeinert. Eine Lichtbogenlogik wird in [37] (S. 76 f.) vorgestellt. Brenndauer und Energieumsatz werden ebenso für die Bewertung der Kommutierung verwendet.



**Abb. 74:** Messung von Lichtbogen am Motor Q8p3K24 bei  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  und  $u_{\text{mot}} = 12 \text{ V}$ : Die Spannung wurde zwischen zwei Lamellen für drei mechanische Umdrehungen aufgezeichnet. Der Zeitverlauf ist über den Ankerwinkel aufgetragen, sodass mehrere Umdrehungen übereinander gefaltet sind. Jede Umdrehungsperiode ist mit einer eigenen Farbe gekennzeichnet. Die Ausschnitte zeigen Lichtbogen beim Öffnen des Kontakts, wenn eine Bürste die kontaktierte Lamelle verlässt. In der linken Spalte der Abbildung befinden sich Kontaktierungen mit der Plusbürste und in der rechten Spalte mit der Minusbürste. Bei dem Motor ist jede achte Lamelle fest verbunden. Die Graphen derselben Zeile zeigen die Kontaktierungen desselben Lamellenpaares. Die Lichtbogenspannung ist konstant. An der Pluskohle beobachtet man eine um ca. 2-3 V größere Brennspannung. Dafür ist die Brenndauer etwas kürzer, sodass sich etwa die gleiche Spannungszeitfläche wie an der Minusbürste ergibt.

### 4.7.1 Lichtbogenmodell

Die Literatur ist in der Lichtbogentheorie nicht konsistent (vgl. auch [92], S. 82 ff.):

Die Arbeiten [3, 4, 25, 26, 77] verfolgen das „Ayrton“-Modell [5] (S. 186). Die Brennspannung  $u_{\text{arc}}$  ist vom Lichtbogenstrom  $i_{\text{arc}}$  und der Lichtbogenlänge  $l_{\text{arc}}$  abhängig.

$$u_{\text{arc}}(i_{\text{arc}}, l_{\text{arc}}) = A + \frac{B}{i_{\text{arc}}} + C \cdot l_{\text{arc}} + D \cdot \frac{l_{\text{arc}}}{i_{\text{arc}}} \quad (100)$$

Die Koeffizienten  $A, B, C, D$  werden empirisch ermittelt:  $A, B$  mit der Annahme, dass  $l_{\text{arc}} = 0$  gilt und  $C, D$  mit der Annahme, dass  $l_{\text{arc}} = 0,5$  mm gilt und der Lichtbogen nicht länger werden kann (vgl. [26]). Der Lichtbogen zündet ab einer Mindestspannung  $U_m$  und erlischt nach Unterschreiten eines Mindeststroms  $I_m$ . Bspw. werden in [26] für einen 1,25 kW-Universalmotor an 200 V, 50 Hz, Netzspannung folgende Koeffizienten verwendet:  $A = 13$  V für die Plusbürste,  $A = 20$  V für die Minusbürste (Elektrographit),  $B = 3,52$  W,  $C = 15,4$  kV/m und  $D = 18,1$  kW/m. Dabei richtet sich  $U_m$  nach der Minusbürste ( $U_m \approx 20$  V,  $I_m \approx 0,43$  A) und  $I_m$  nach der Plusbürste ( $U_m \approx 13$  V,  $I_m \approx 0,03$  A). In [4] werden die Koeffizienten  $A, D$  vernachlässigt, sodass sich (100) vereinfacht zu

$$u_{\text{arc}}(i_{\text{arc}}, l_{\text{arc}}) = \frac{B}{i_{\text{arc}}} + C \cdot l_{\text{arc}} \quad (101)$$

In [77] wird Ayrton's Gleichung (100) ebenfalls vereinfacht, sodass sich eine konstante Lichtbogenspannung  $u_{\text{arc}} = U_0$  bei überlappendem Kontakt und ein von der Lichtbogenlänge abhängige Spannung

$$u_{\text{arc}}(l_{\text{arc}}) = A + C \cdot l_{\text{arc}} \quad (102)$$

bei sich trennendem Kontakt berechnet. Die Ergebnisse mit der vereinfachten Gleichung (102) zeigen sehr gute Übereinstimmung mit Messungen. Es ist ein Energiefehler von 0,5 % angegeben. Wird Gleichung (102) weiter vereinfacht und der zweite Term vernachlässigt, steigt der Energiefehler auf nur ein Prozent an. Bei Vernachlässigung des Lichtbogens im Modell schwillt der Energiefehler auf 7,7 % an. Es wird angemerkt, dass die Berechnung der Lichtbogenenergie für eine Energiebilanzierung notwendig ist, um eine Drehmomentberechnung in einer FEM-Berechnung validieren zu können.

Auch die Arbeiten [67–69] unterscheiden Lichtbogen zwischen überlappendem (short arc) und trennendem Kontakt (drawn arc). Dieser „gezogene Lichtbogen“ ist stärker für den Verschleiß des Kontaktsystems verantwortlich und folglich zu verhindern (vgl. [68]). Es wird ein sehr interessanter Ansatz zur mathematischen Beschreibung des Lichtbogenphänomens gezeigt. Allerdings wird nicht ausreichend erklärt, wie die Parameter und Randbedingungen generiert werden. Das Vorgehen sei kurz skizziert (vgl. [68]): Der Spannungsabfall  $u_{\text{arc}}$  über einen Lichtbogen und dessen Länge  $l_{\text{arc}}$  wird anhand von hyperbolischen Kennlinien bestimmt. Für den stationären Fall lautet diese

$$(u_{\text{arc}} - u_{\text{m}}) \cdot (i_{\text{arc}} - i_{\text{m}})^{n(l_{\text{arc}})} = C(l_{\text{arc}}) \quad (103)$$

Die Werte  $u_{\text{m}}$  und  $i_{\text{m}}$  sind die Zündspannung und der Mindeststrom des Lichtbogens. Die Koeffizienten  $n, C$  hängen von der Lichtbogenlänge ab und beschreiben die Hyperbeln. Für einen kurzen Lichtbogen wird für dessen Länge die Patinadicke (einige Nanometer) angenommen. Ab einer Schwellenspannung  $u_{\text{arc}} = u_{\text{m}}$  zündet der Lichtbogen mit vollem Lichtbogenstrom. Mit sinkendem Lichtbogenstrom verläuft der Arbeitspunkt auf dem waagrechten Ast der Hyperbel (gestrichelte Kennlinie in Abb. 75a). Die Brennspannung bleibt annähernd konstant. Nähert sich der Lichtbogenstrom dem Mindeststrom (senkrechte Asymptote), welcher für die Aufrechterhaltung des Lichtbogens erforderlich ist, nimmt die Brennspannung theoretisch sehr hohe Werte an. Verlässt die Bürste die Lamelle, nimmt die Lichtbogenlänge folglich zu und der Arbeitspunkt verläuft sodann auf anderen, von der Lichtbogenlänge abhängigen Hyperbeln. Der tangentielle Schnittpunkt der Arbeitsgeraden (durchgezogene Linie) mit einer Hyperbel gibt an, mit welchem Strom, welcher Spannung und welcher Länge der Lichtbogen laut Definition erlischt. Dabei wird eine ohmsche Last angenommen. Das Schalten einer induktiven Last ist besonders problematisch, da die Zündspannung rapide steigt und sich der Lichtbogen über eine größere Länge bis zum Erlöschen zieht (strichpunktierte Trajektorie). Für andere Kontaktmaterialien verschieben sich die Asymptoten, d. h. für  $u_{\text{m}}$  und  $i_{\text{m}}$  sind materialspezifische Werte zu verwenden (vgl. [69]). Hohe thermische Plasmaenergie beeinflusst die Ionisation des Metaldampfes im Lichtbogen und führt zu verzerrten Hyperbeln (s. dynamische  $U(I)$ -Charakteristik in Abb. 75b). Neben der Länge lässt sich außerdem die Lichtbogenenergie und -dauer ablesen (vgl. [68]).

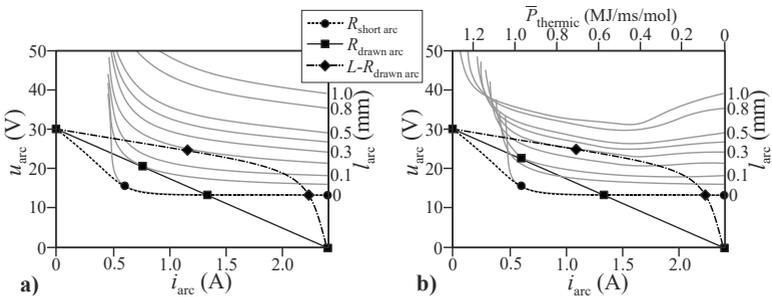
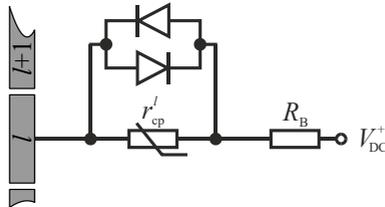


Abb. 75: a) statische und b) dynamische  $U(I)$ -Charakteristik eines Lichtbogens (vgl. [68])

Mit Hilfe einer zusätzlichen Kapazität parallel zum Schaltkontakt oder parallel zur Wicklung wird in [12, 68] versucht, den Lichtbogen zu dämpfen. Beide Methoden seien gleichermaßen geeignet, hohe induktive Lasten zu kompensieren. Auch der Nadelimpuls in der Spannung (Spike) am Ende eines Lichtbogens wird effektiv unterdrückt.

Der kurze Spike entsteht aufgrund der restlichen magnetischen Energie in der Spule, welche nicht mehr über den Lichtbogen abgebaut werden kann und vergleichsweise sehr hohe Spannungswerte erreicht. In eigenen Messungen an PMDC-Motoren wurden Werte bis 100 V gemessen. In [12] wird eine Verlängerung der Standzeit der Bürsten aufgrund der integrierten Kondensatoren um 25–30 % angegeben.

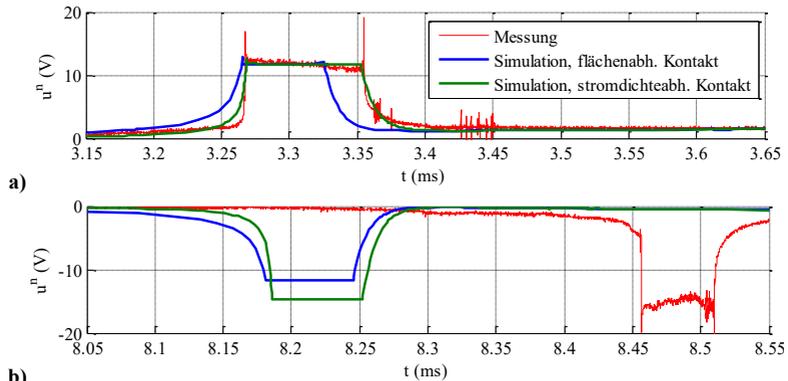
Wie in Abb. 8 und Abb. 42 bereits vorgestellt, ist im VRAM das Lichtbogenverhalten mit einem Diodenübergang modelliert (s. Abb. 76). Beim Überschreiten einer Durchlassspannung zündet der Lichtbogen parallel zum Kontaktwiderstand bzw. wird der Strompfad zwischen Bürstenkörper und getrennter Lamelle wieder leitfähig. Die Löschbedingung ist erfüllt, wenn der Lichtbogenstrom einen Mindestwert unterschreitet. Das VRAM berechnet die Spulenspannung im Zeitbereich des brennenden Lichtbogens bereits sehr präzise (vgl. Abb. 46b, S. 82).



**Abb. 76:** Ersatzschaltbild des Lichtbogenmodells: Bei der Kontaktierung der Bürste mit der Lamelle fließt ein Strom über den veränderlichen Kontaktwiderstand  $r_{cp}^l$ . Verlässt die Bürste die Lamelle, nimmt  $r_{cp}^l$  sehr große Werte an, sodass die Kontaktspannung steigt. Beim Überschreiten einer Schwellenspannung zündet der Lichtbogen. Dieses Verhalten wird durch eine entsprechende Durchbruchspannung einer Diode modelliert. Beide Fließrichtungen werden durch eine antiparallele Anordnung berücksichtigt. Der Diodenübergang wird hochohmig, wenn der Strom einen Mindestwert unterschreitet. Alternativ kann eine Serienschaltung aus Zenerdiode mit entsprechenden Sperrspannungen benutzt werden.

Eine weitere Verbesserung schafft die Implementierung eines von der örtlichen Stromdichte abhängigen Leitwertprofils. Dabei wird der Ansatz aus Kap. 4.5.3 angewandt, d. h. an der ablaufenden Lamellenkante wird eine höhere Leitfähigkeit angenommen (vgl. Abb. 43, S. 76 und Abb. 68, S. 111). Außerdem ist die Lichtbogenbrennspannung an der Plusbürste höher (vgl. Abb. 74). Der Vergleich

in Abb. 77 zeigt einen etwas steileren Zündvorgang bei der stromdichteabhängigen Kontaktmodellierung an der Plus- (Verlauf a) und an der Minusbürste (Verlauf b) und entspricht damit mehr dem gemessenen Verlauf.



**Abb. 77:** VRAM-Simulation am Motor Q8p3K24 bei einer Klemmenspannung von 9,5 V und einer Drehzahl von  $2000 \text{ min}^{-1}$ . Die Verläufe an der a) Minus- und b) Plusbürste zeigen die Spulenspannung während der Zeit des Lichtbogens im Vergleich zur Messung. Es sind zwei Simulationen ohne und mit örtlicher Stromdichteabhängigkeit der Lamelle nach Abb. 43 (S. 76) bzw. Abb. 68 (S. 111) dargestellt. Die verbesserte Modellierung führt zu einem steileren Zündvorgang.

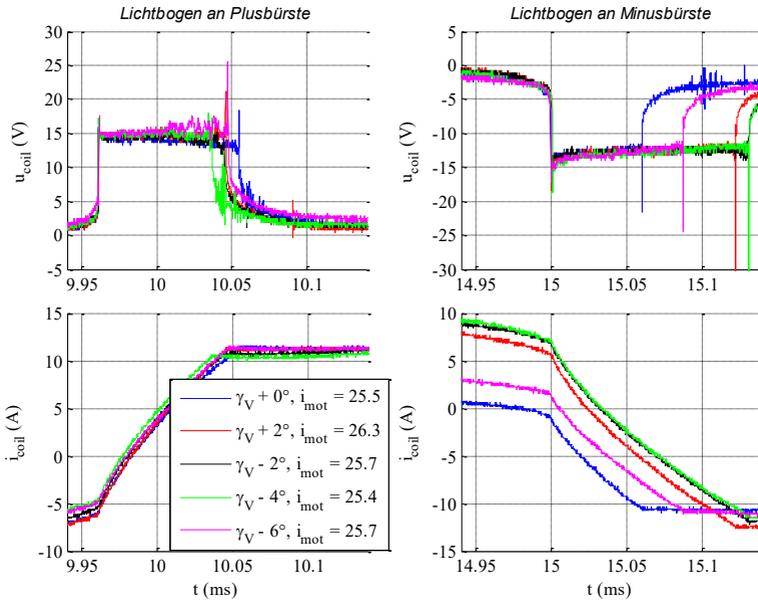
An dieser Stelle kommt der Vorteil des VRAMs mit enthaltener RCM zum Tragen, denn in einer transienten FEM-Berechnung sind vergleichbar präzise Ergebnisse nur mit einer sehr kleinen Rechenschrittweite erzielbar, was einen enormen Rechenaufwand bedeuten würde.

## 4.7.2 Analyse

Ziel der Untersuchung in dieser Arbeit ist es, das Bürstenfeuer zu beeinflussen, um die Bürstenstandzeit zu erhöhen. In [68] werden Vorschläge gemacht: Neben der bereits genannten Möglichkeit, Kondensatoren am Kommutator zwischen den einzelnen Lamellen zu verbauen (s. [12, 68]), zeigt die Arbeit [67] eine Optimierung der Kommutatorgeometrie. Der elektrisch verursachte Verschleiß wird hierdurch minimiert. Auch die Wahl des Kontaktmaterials (vgl. [69]) und der Oberflächenbehandlung (z. B. gebimster Kommutator) entscheidet über die Verschleißrate. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, Ursachen für schlechtes Kommutierungsverhalten zu erkennen und wenn möglich zu eliminieren. Zwei Experimente werden im Folgenden beschrieben.

### Experiment I: Änderung des Kommutierungswinkels

In dieser Untersuchung wird die Kommutierung durch den sog. Kommutierungs- oder Verschaltungswinkel  $\gamma_V$  beeinflusst. Ziel ist es, eine möglichst vollständige Kommutierung herzustellen, sodass sich Lichtbogen weniger stark ausbilden. Die messtechnische Untersuchung des Motors Q8p3K24 mit Wellen-Zahnspulenkwicklung erfolgt am Prüfstand nach Kap. 3.2 (S. 24). Die Bürstenplatte lässt sich bzgl. der Magneten um  $\gamma_V$  verdrehen. Für die Verläufe in Abb. 78 sind verschiedene Verschaltungswinkel eingestellt. Der Arbeitspunkt war jeweils bei gleicher Klemmenspannung und Drehzahl ( $u_{\text{mot}} = 12 \text{ V}$ ,  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$ ). Der zeitliche Ausschnitt zeigt anhand der Spulenspannungen und -ströme die Lichtbogen am Ende der Spulenkommütierung an der Plusbürste in der linken Spalte und an der Minusbürste in der rechten Spalte.



**Abb. 78:** Verdrehung der Bürstenplatte aus der nominellen Position um den Verschaltungswinkel  $\gamma_V$ . Die Messung erfolgte am Motor Q8p3K24 bei einem mechanischen Arbeitspunkt von  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  und  $\tau_L = 53 \text{ Ncm}$  bzw. einem Motorstrom von  $i_{\text{mot}} = 25 \text{ A}$ : Es sind die Ausschnitte einer Spulenkommütierung an der Plus- und Minusbürste gezeigt. Am Ende der Kommutierung brennt ein Lichtbogen. Da die Lichtbogenbrenndauer hauptsächlich von der Belastung abhängig ist, ist der zeitliche Mittelwert des Motorstromes mit aufgeführt. Bürstenbewegungen haben zusätzlich Einfluss auf die Kommutierungszeit und folglich auf die Brenndauer des Lichtbogens.

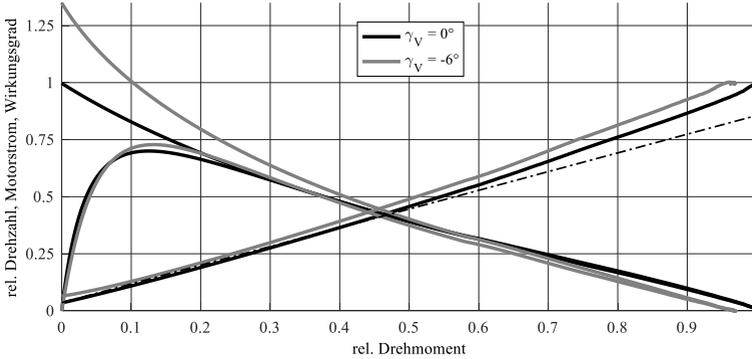
Anhand der Verläufe ist zu erkennen, dass die Brenndauer des Lichtbogens von der Differenz zwischen dem Strom der kommutierenden Spule und dem des folgenden Ankerzweigs abhängt. Diese Beobachtung wird in Abb. 78 besonders an der Minusbürste deutlich. Die Kommutierungszeit  $T_K$  ist nach (25) indirekt proportional zur Drehzahl. Folglich ist bei gleicher Drehzahl die Stromdifferenz für höhere Motorströme größer, die Lichtbogen sind entsprechend länger. In Abb. 78 sind deshalb die über drei Umdrehungen gemittelten Motorströme mit angegeben. Abhängig von der Ankertemperatur stellen sich entsprechend dem Ankerwiderstand leicht verschiedene Stromwerte ein. Außerdem verfälschen Bürstenbewegungen die Kommutierungszeit und damit die Lichtbogenbrenndauer. Offensichtlich ist die Brenndauer vom Verschaltungswinkel unabhängig, da keine signifikante Korrelation zwischen Brenndauer und Verschaltungswinkel erkennbar ist. Eine Messung an einem Motor mit ausgebauten Magneten zeigt ebenfalls vergleichbares Kommutierungsverhalten mit Lichtbogen, was beweist, dass die Brenndauer v. a. vom Motorstrom abhängig ist.

Mit dem Verschaltungswinkel  $\gamma_V$  der Bürstenplatte (nur sinnvoll entgegen der Drehrichtung) werden in erster Linie die Motor-Kennlinien verstellt. Der Verschaltungswinkel verschlechtert die magnetische Kopplung zwischen Spule und Permanentmagnet. Der Erregerfluss wird geschwächt und der Motor besitzt folglich eine höhere Leerlaufdrehzahl. Das Anlaufmoment nimmt dabei ab. Für einen Arbeitspunkt im mittleren Drehzahlbereich kann aufgrund der Ankerrückwirkung ein größerer Wirkungsgrad als ohne Verschaltungswinkel erzielt werden.

Der Sachverhalt wird mit Hilfe des VRAMs untersucht. Der Vergleich zweier Simulationen am selben Motordesign mit unterschiedlichen Verschaltungswinkeln veranschaulicht den Zusammenhang in Abb. 79. Hier fällt auf, dass die Strom-Drehmomentkennlinie mit zunehmenden Verschaltungswinkel im Mittel steiler wird. Die Begründung liegt darin, dass infolge der Ankerrückwirkung der Verlauf der Flussverkettung verzerrt wird. Daraus ergibt sich letztendlich eine bessere Kopplung, sodass die „Drehmomentkonstante“ nur bei sehr kleinen Strömen abnimmt.

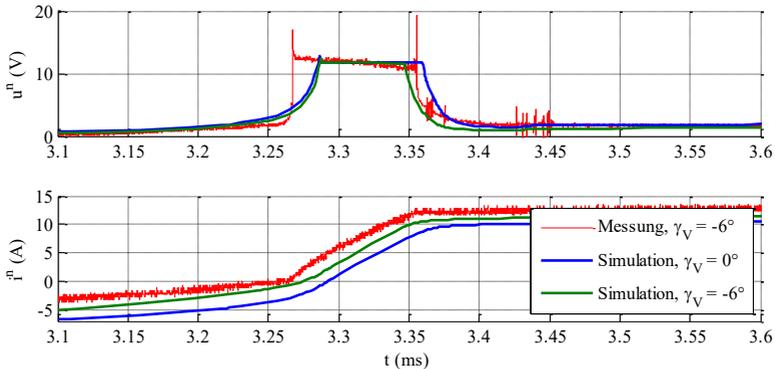
Über den Verschaltungswinkel kann der Wirkungsgrad des Motors für einen Arbeitspunkt gezielt verbessert werden (hier zwischen dem 0,1- bis 0,3-Fachen des Anlaufmoments). Durch  $\gamma_V < 0$  steigen zunächst für ein gefordertes Drehmoment die Drehzahl und der Motorstrom. Die Lichtbogenbrenndauer wird hierdurch zunächst größer. Für einen festen mechanischen Arbeitspunkt (Drehmoment und Drehzahl konstant) muss die Spannung reduziert werden. Dadurch sinken wiederum der Strom und die Lichtbogenbrenndauer. Weiter wird der Wirkungsgrad des Motors verbessert, indem die durch  $\gamma_V$  verstellten Kennlinien durch Anpassung des Motors wieder der Originalkennlinie gleicht. Dies wird durch eine Erhöhung

der Windungsanzahl und des Drahtquerschnitts erreicht. Dabei ist die Einhaltung des maximal möglichen Nutzfällfaktors zu beachten.



**Abb. 79:** VRAM-Simulation der Motorkennlinien (Rechenzeit ca. 2x2 min) für den Vergleich zweier Verschaltungswinkel  $\gamma_v$  am Motor Q8p3K24 bei einer Klemmenspannung von 13 V. Die nichtlinearen Eigenschaften des magnetischen Kreises sind sehr deutlich erkennbar. Die Beeinflussung der Erwärmung können in der Simulation abgeschaltet werden, welche bei Messungen zwangsläufig überlagert sind und zu (nicht definiert) niedrigeren Drehzahlen bei hoher Drehmomentanforderung führen. Ein Verschaltungswinkel verursacht eine höhere Leerlaufdrehzahl und ein etwas niedrigeres Anlaufmoment. Der Motorstrom ist zwar im gesamten Wertebereich größer, allerdings ist der Wirkungsgrad aufgrund der Ankerrückwirkungen und damit besseren Flusskopplung trotzdem zwischen dem hier 0,1- und 0,3-Fachen des Drehmoments besser als ohne Verschaltungswinkel.

Das VRAM bietet die Möglichkeit den Simulationsverlauf zeitlich sehr stark aufzulösen. In Abb. 80 sind die Spannung und der Strom einer Zahnspule für die Zeit des Lichtbogens gezeigt. Die Flankengradienten werden von der Simulation nicht ganz genau getroffen. Allerdings ist gut zu beobachten, dass sich durch den Verschaltungswinkel im gezeigten Arbeitspunkt ( $u_{\text{mot}} = 9,5 \text{ V}$ ,  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$ ) eine kürzere Lichtbogenbrenndauer einstellt.



**Abb. 80:** VRAM-Simulation und Messung am Motor Q8p3K24 bei einer Klemmspannung von 9,5 V und einer Drehzahl von 2000  $\text{min}^{-1}$ . Die Verläufe zeigen die Spulenspannung und den Spulenstrom während der Zeit des Lichtbogens. Es werden zwei Verschaltungswinkel  $\gamma_V$  bzgl. einer Messung verglichen. Für den gezeigten Arbeitspunkt bewirkt ein Verschaltungswinkel einen kürzeren Lichtbogen.

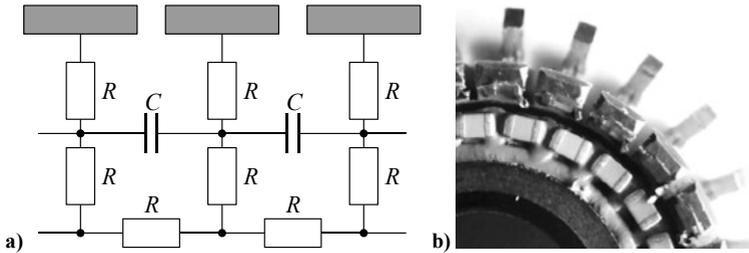
## Experiment II: Schaltung am Kommutator zur Dämpfung elektromagnetischer Störungen

Das Bürstenfeuer bei Kommutatormotoren stellt eine elektromagnetische Störquelle dar. Störungen werden sowohl leitungs- also auch feldgebunden emittiert und können ggf. Grenzwerte aus EMV-Richtlinien/-Normen verletzen und im schlimmsten Fall zum Totalausfall angrenzender Geräte führen. Falls erforderlich werden Dämpfungsglieder (i. d. R. Drosseln, Kondensatoren, Ferrite) vornehmlich in der Versorgungsleitung oder direkt auf der Bürstenplatte zur Entstörung eingesetzt.

Wie eingangs schon erwähnt, setzen die Autoren von [12, 68] Kondensatoren am Kommutator ein, um das Bürstenfeuer zu schwächen und hierdurch die Standzeit des Kontaktsystems zu erhöhen. Der Ursache wird sehr nahe am Entstehungsort entgegengewirkt. Alternativ, aber teuer, können Varistoren statt passiver Bauelemente eingesetzt werden.

Mit dem Prüfverfahren nach Kap. 3.3 (s. S. 28) können Lamellenpotentiale an Ankern ohne große Vorbereitung, z. B. direkt aus der Fertigung, beobachtet werden. Es sind lediglich dünne Leitungen an die jeweiligen Lamellen zu kontaktieren. Anschließend wird der Anker in ein Seriengehäuse geführt und eine leicht präparierte Bürstenplatte montiert (s. Abb. 14). Auch hier ist der Anker stehend und das Gehäuse drehend gelagert. Die herausgeführten Drähte werden mit Messköpfen eines Oszilloskops verbunden.

In diesem Versuch soll dem Bürstenfeuer mittels einer Dämpfungsschaltung aus Widerständen und Kondensatoren (RC-Glieder) am Kommutator entgegengewirkt werden (s. Abb. 81). Das Ziel ist, die hohen Nadelimpulse, welche beim Zünden und v. a. beim Löschen des Plasmabogens auftreten, zu eliminieren und dadurch die EMV qualitativ zu verbessern. Da es sich um sehr kleine Bauteile handelt, müssen die Widerstandswerte relativ groß gewählt werden, um einerseits den Wirkungsgrad des Motors nicht zu schmälern und andererseits die Bauteile vor Überhitzung zu schützen. Für die Kondensatoren ist eine Spannungsfestigkeit von ca. 100 V vorzusehen.

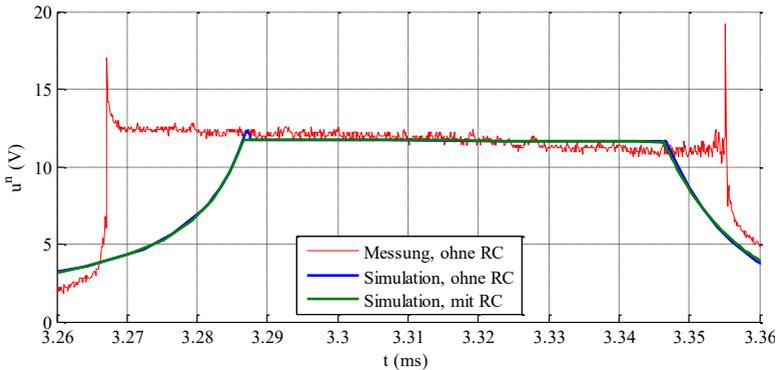


**Abb. 81:** Kommutator mit Dämpfungsschaltung mit passiven Bauelementen: a) Ersatzschaltbild einer Beispielschaltung aus Widerständen und Kondensatoren. b) Realisierung am Kommutator. Für eine kompakte Anordnung werden SMD-Bauteile und leitfähiger Kleber verwendet.

Durch eine Simulation soll zuvor untersucht werden, inwieweit das Bürstenfeuer durch die Beschaltung beeinflusst werden kann. Die Schaltung wird hierzu analog zu Abb. 81a mit konzentrierten Bauelementen in das VRAM in SIMSCAPE eingepflegt. Einen Vergleich zwischen zwei Simulationen ohne und mit Dämpfungsschaltung am Kommutator zur Bewertung des Bürstenfeuers zeigt Abb. 82. Die Messung in Rot (dieselbe wie in Abb. 80) ist als Referenz hinterlegt. Dabei geht es weniger darum, die Brenndauer des Lichtbogens zu treffen, sondern den Zünd- und Löschvorgang abzubilden. In dieser Simulationsanalyse kann der Lichtbogen zwar nicht signifikant beeinflusst werden, allerdings werden beim Zünden und Löschen Spannungszeitflächen in der Größenordnung der Nadelimpulse aus der Messung eliminiert. Folglich ist die Wahrscheinlichkeit groß, hochtransiente Spannungsverläufe mit diesem passiven Filter effektiv dämpfen zu können.

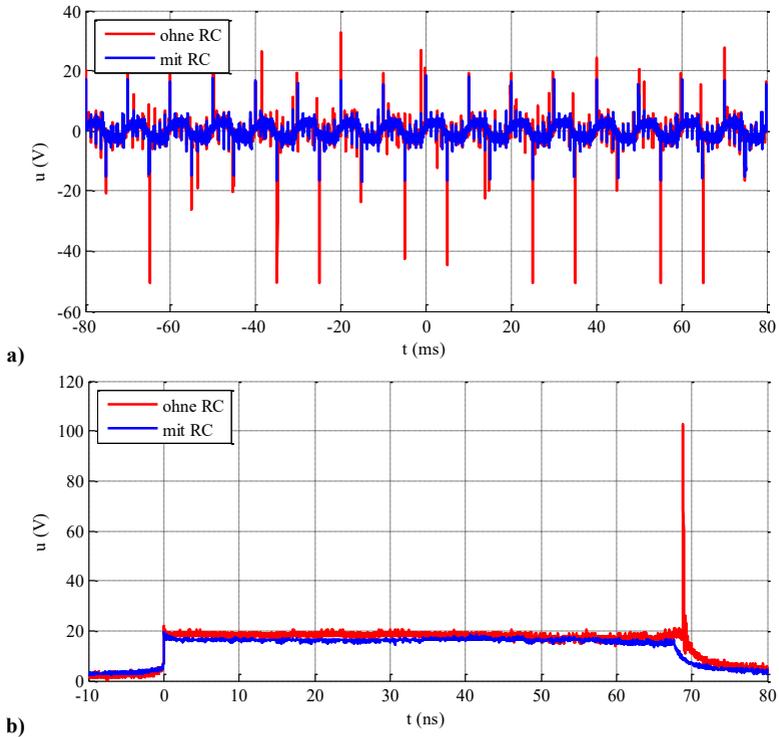
Anhand dieser Simulation sind die Grenzen der Simulationsmethodik ersichtlich. Eine noch höhere Präzision konnte während der Erstellung dieser Arbeit aufgrund der möglichen Solvereinstellungen in MATLAB/SIMULINK für die Lösung des steifen Differentialgleichungssystems nicht erzielt werden. Hierzu wäre eine andere,

spezialisierte Modell-Struktur einzusetzen. Trotzdem sind die Ergebnisse weit besser, als sie innerhalb MAXWELL zu berechnen sind.



**Abb. 82:** Vergleichssimulationen zur Bewertung von Lichtbogen am Kommutator mit und ohne Filter. Zur Orientierung ist eine Messung hinterlegt. Die Simulation wird am Motor Q8p3K24 durchgeführt. Ausgleichverbinder schließen immer drei Lamellen (jede Achte) kurz. Im Simulationsmodell wird die RC-Schaltung nur einfach zwischen den kurzgeschlossenen Lamellen appliziert.

In Abb. 83 wird das passive Filter messtechnisch analysiert. Auch hier ist keine signifikante Änderung der Lichtbogendauer (Graph b) zwischen aktivierter und deaktivierter RC-Schaltung zu sehen. Allerdings ist deutlich zu erkennen, wie der Spike beim Löschen des Plasmabogens durch die Schaltung beseitigt wird. In anschließenden EMV- und Verschleißtests wurde ersichtlich, dass unterschiedliche Netzwerke und Bauteilwerte die EMV oder den Verschleiß verbessern und dass somit nicht zwangsläufig eine Korrelation zwischen beiden besteht. Außerdem spielt der Arbeitspunkt eine große Rolle. Als Fazit kann festgehalten werden, dass wohl für den Verschleiß die Länge der Plasmabogen und für die EMV die Ausbildung von Nadelimpulsen entscheidend sind.



**Abb. 83:** Vergleichsmessungen zur Bewertung von Lichtbogen am 24-lamelligen Kommutator mit und ohne Dämpfungsschaltung (s. Prüfstand in Abb. 14a). Für die Graphen aus a) und b) wurden verschiedene Messungen bei unterschiedlichen Zeitbereichen herangezogen. Bei der groben Auflösung werden die Amplitudenwerte der Nadelimpulse nicht komplett erfasst. Jedoch ist für beide Auflösungen in den Messverläufen zu erkennen, dass mit der Entstörschaltung hohe Nadelimpulse in der Spulenspannung gedämpft werden.

## 4.8 Motorauslegung

Kap. 4 beschäftigte sich grundlegend mit den einzelnen Teilgebieten von Bürstenmotoren. Die wichtigsten Erkenntnisse werden hier am Beispiel eines PMDC-Motors nach Abb. 1 (S. 3) noch einmal knapp zusammengefasst und der Workflow nach Abb. 5 (S. 18) zur Erstellung des VRAMs aber auch allgemein zur Motorauslegung vom Prinzip her durchgeführt.

### 0. Randbedingungen

Ausgangspunkt sind die zunächst linear angenommen Motorkennlinien ( $n(T)$ - und  $I(T)$ -Kennlinie). Mit den drei Punkten Leerlaufdrehzahl, Leerlaufstrom (bei Berücksichtigung von Verlusten) und Haltemoment laut Anforderungsspezifikation werden die Kennlinien definiert. Der Haltestrom berechnet sich im linearen Fall aus dem Dreisatz: Das Verhältnis aus induzierte Spannung im Leerlauf zu Leerlaufdrehzahl ist gleich dem Verhältnis Haltestrom zu Haltemoment. Durch die Kennlinien sind ebenfalls die Höhe der induzierten Spannungen und der Widerstände der Ankerzweige bekannt. Meist sind auch die maximalen geometrischen Abmessungen, das Leistungsgewicht und der Wirkungsgrad als Randbedingungen im Vorfeld festgelegt.

### 1. Nut-Polpaar-Kombination

Für die erste Konkretisierung ist für die nachfolgenden Kriterien eine sinnvolle Nut-Polpaar-Kombination zu wählen. Ein großer Grundwellen-Wicklungsfaktor (Sehnungsfaktor) gewährleistet eine hohe Flusskopplung. Die  $Q/p$ -Kombination hat direkt Einfluss auf den Bürstenwinkel. Dieser sollte für einen vertretbaren Verschleiß zu einer tangential möglichst breiten Kohlebürste führen. Außerdem werden mit der  $Q/p$ -Kombination die Frequenz und Intensität des Strom- und Drehmomentrippels festgelegt. Auch das Auftreten von resultierenden Radialkräften und damit verbundenen Geräuschen kann bereits abgeschätzt und für den Entwurf eines robusten Designs berücksichtigt werden. Aus fertigungstechnischen Gesichtspunkten sind breite Nuten für einen hohen Füllfaktor und gute Wickelbarkeit vorteilhaft. Allerdings steht diese Forderung im Konflikt zu einer endlichen Permeabilität des Eisens und damit zu einer gleichmäßigen magnetischen Flussdichte bzw. Sättigung.

2. **Magnetkreis**

Die radiale Höhe der Ferrit-Magneten ist bei minimal zulässiger Temperatur mit maximal zulässigem Motorstrom zu bestimmen. Dabei darf die magnetische Feldstärke des Spulenfeldes das Magnetmaterial nicht irreversibel entmagnetisieren. Die Gehäusestärke, die Zahngeometrie und das Luftspaltmaß sind innerhalb eines FEM-Programms zu optimieren. Kriterien sind i. d. R. eine gleichmäßige Flussdichte und eine hohe induzierte Spannung im Leerlauf.

Mit einem FEM-Modell sind die LUTs der Flussverkettung aller Spulen in Abhängigkeit von Winkel und eines Spulenstroms zu bestimmen. Mit der vorgestellten RCM werden für beliebige und voneinander unabhängige Spulenströme die Flussverkettungen mit Berücksichtigung gegenseitiger magnetischer Kopplung sehr genau und schnell berechnet.

3. **Wickelschema**

Abhängig von der Nut-Polpaar-Kombination stehen verschiedene Wickelschemata (Schleifen-, Wellen-, Latourwicklung etc.) zur Auswahl. Evtl. kann bei höherpoligen Topologien auf Bürstenpaare verzichtet werden. Bei der Wahl des Schemas ist auf den fertigungstechnischen Ablauf Acht zu geben, da die Anzahl an Spulen, Windungen und Kommutatorkontaktierungen sowie die Möglichkeit, die Wicklung ohne Drahtabsatz zu wickeln, Einfluss auf die Taktzeit haben. Für die automatisierte Verschweißung der Drähte unter den Kommutatorhaken sind möglichst wenige Drähte mit geeignetem Durchmesser vorzusehen. Für eine ausreichende Temperaturstabilität ist das Verhältnis aus Kupfermasse zu Wärmemenge in einem Lastspiel genügend groß einzuplanen. Dabei ist für die Berechnung der maximal zulässigen Temperatur die Ankerwicklung bei der untersuchten Motorkategorie in erster Näherung als ein adiabates System zu betrachten. Auch ist in der ersten Designphase die Skalierbarkeit im Blick zu halten. Bspw. sind evtl. Nut-Polpaar-Kombinationen und Wickelschemata besonders für eine einfache Adaption zwischen 12 V und 48 V Bordspannung geeignet.

4. **Kommutierung**

Bei einer vollständigen Kommutierung kann die in der Spule gespeicherte Energie gänzlich innerhalb der Kommutierungszeit das Vorzeichen wechseln. Dabei spielt die Größe der Spuleninduktivität eine große Rolle, die von der Art der Wicklung und vom magnetischen Kreis abhängt. Folglich ist für die Optimierung der Kommutierung der Workflow in Abb. 5 i. d. R. in meh-

ren Optimierungssequenzen zu durchlaufen. Die Analyse der Kommutierung und die Beeinflussung des Bürstenfeuers kann mit dem Simulationsmodell VRAM durchgeführt werden. Somit muss für diesen Designpunkt der Workflow bereits mindestens einmal durchlaufen sein und eine erste Version des VRAMs vorliegen. Die Verstellung des Kommutierungswinkels wird einer der ersten Optimierungsmaßnahmen sein.

5. **Schleifkontakt**

Die Bürsten sind die Verschleißteile eines Bürstenmotors. Für eine lange Standzeit ist deshalb eine maximale Stromtragfähigkeit mit Stromstärke und Zeit nicht zu überschreiten. Für eine gute Kommutierung ist der Kontaktwiderstand ein wichtiger Parameter. Die Zusammensetzung der Bürste mit anisotropen Eigenschaften kann gerade an der Belastungsgrenze zum entscheidenden Konstruktionsparameter führen.

6. **Drehmoment**

Die Berechnungsmethode RCM liefert sehr genaue Werte der Flussverkettungen, sodass das Prinzip der virtuellen Arbeit für die Drehmomentberechnung angewendet werden kann. Die dynamischen Verläufe zeigen neben den Mittelwerten auch die Rippel an. Für die vorherigen Designschritte kann so z. B. eine Aussage über die Wahl bestimmter Nut-Polpaar-Kombinationen oder Arbeitspunkte für die Beeinflussung des Rast- und Pendelmoments getroffen werden.

7. **Bürstenfeuer**

Das Bürstenfeuer ist eine direkte Auswirkung des Kommutierungsverlaufs, wenn eine Ankerspule den Ankerzweig wechselt. Somit kann das Bürstenfeuer bzw. die Länge der Lichtbogen als Bewertungskriterium für die Kommutierung und den Wirkungsgrad herangezogen werden. Messungen können hierbei automatisiert ausgelesen werden und anhand derer die Kommutierungseigenschaften quantifiziert werden.

8. **Modellverifikation**

Wenn das VRAM so weit vollständig ist und plausible Werte liefert, ist eine Verifikation der Ergebnisse notwendig. Der Vergleich der Ergebnisse aus Messungen oder anderen Simulationsmethoden gibt eine Aussage über die Zuverlässigkeit der Ergebnisse wider. Ist der Vergleich nicht zufriedenstellend, ist eine Überprüfung oder Optimierung des VRAMs und/oder der Messmethode durchzuführen.

9. **Workflowvalidierung**

Um die Allgemeingültigkeit des Workflows zu bestätigen, wurde dieser auf verschiedene Motoren angewandt. Auch hier sind evtl. Optimierungssequenzen notwendig, um den gesamten Workflow neu auszurichten oder ggf. zu erweitern, sodass eine generelle Gültigkeit vorliegt. So können bspw. die Untersuchungen von Fehlern und Fertigungstoleranzen als eigenständiger Punkt ergänzt werden.

# 5 Anwendungsgebiete des Motormodells

Im vorherigen Kapitel wurden zentrale Teilgebiete über die Wirkungsweise von PMDC-Motoren sowie der Workflow zur Erstellung des Motormodells VRAM beschrieben. Dabei konnten bereits physikalische Zusammenhänge an zahlreichen Simulationsbeispielen erklärt werden. Dieses Kapitel zeigt weitere Anwendungsmöglichkeiten des VRAMs, welche die Vielseitigkeit und Leistung eines solchen Werkzeugs für die Auslegung und Analyse von Kleinmotoren unterstreichen. Das Baumdiagramm in Abb. 84 zeigt eine Übersicht bereits mit dem Motormodell durchgeführter (grün gerahmt) und noch offener Anwendungsfelder.

## 5.1 Verifikation des VRAMs

Bei der Analyse von physikalischen Vorgängen durch Messung, Berechnung oder numerischer Simulation ist zunächst grundsätzlich eine Verifikation der ermittelten Ergebnisse notwendig, da immer Abweichungen zwischen der zu bestimmenden Größe und der erfassten bzw. berechneten Größe bestehen. Diese Fehlergröße gilt es zu quantifizieren, um eine qualitative Aussage über die Güte der Analyse treffen zu können.

Die absolute Abweichung (oder der absolute Fehler)  $\varepsilon$  zwischen einem Simulations-  $S_S$  und einem Messverlauf  $S_M$  berechnet sich zu

$$\varepsilon = S_M - S_S \quad (104)$$

Die relative Abweichung wird z. B. auf den Messverlauf bezogen:

$$\varepsilon_{\text{rel}} = \frac{S_M - S_S}{S_M} \cdot 100 \% \quad (105)$$

Für den Vergleich bietet sich ein Signal an, das keine Nulldurchgänge hat (z. B. der Motorstrom), da bei kleinen Bezugswerten die Abweichung  $\varepsilon_{\text{rel}}$  sehr große Werte erreichen kann. In Abb. 85 ist für den Motor Q8p3K24 der Motorstrom für eine Umdrehung bei einem Arbeitspunkt  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  und  $U_{\text{PS}} = 12 \text{ V}$  über die

Zeit aufgetragen. Der Gleichrichtmittelwert der Abweichung zwischen Simulations- und Messverlauf beträgt hier  $\overline{|\varepsilon_{rel}|} = 5,9\%$  und der quadratische Mittelwert  $\varepsilon_{rms} = 7,0\%$ . Um die Form bzw. den Wechselanteil besser bewerten zu können, werden die arithmetischen Mittelwerte der Zeitverläufe aufeinandergelegt, sodass sich die Fehlermittelwerte  $\overline{|\varepsilon_{rel}^{\sim}|} = 2,8\%$  und  $\varepsilon_{rms}^{\sim} = 3,6\%$  berechnen. Messtoleranzen sind hierbei nicht berücksichtigt, können aber aus den Datenblättern der verwendeten Messinstrumente ergänzt werden.

Die Fehlermittelwerte geben eine Größenordnung der Verifikationsgüte von Zeitverläufen aus der Simulation mit Messwerten an. Hierbei ist zu beachten, dass die physikalischen, wahren Werte am Prüfstand zahlreichen, z. T. nicht vorhersagbaren Umwelteinflüssen ausgesetzt sind. Aus diesem Grund ist die qualitative Aussagekraft der blanken Zahlenwerte bei dieser Analyse schwer zu bewerten und deshalb ein visueller, subjektiver Vergleich der Zeitverläufe zu ergänzen (vgl. z. B. Abb. 46, S. 82).

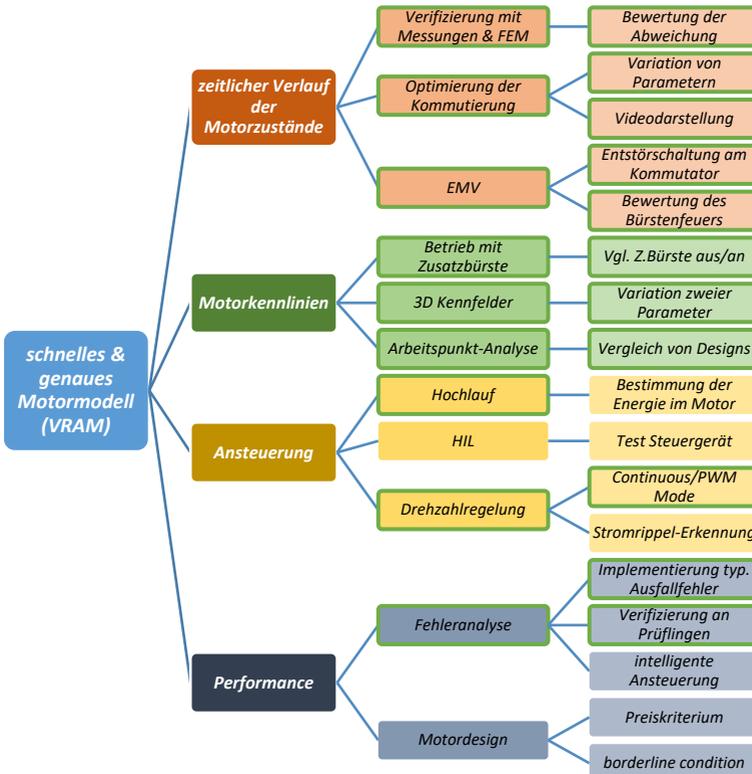
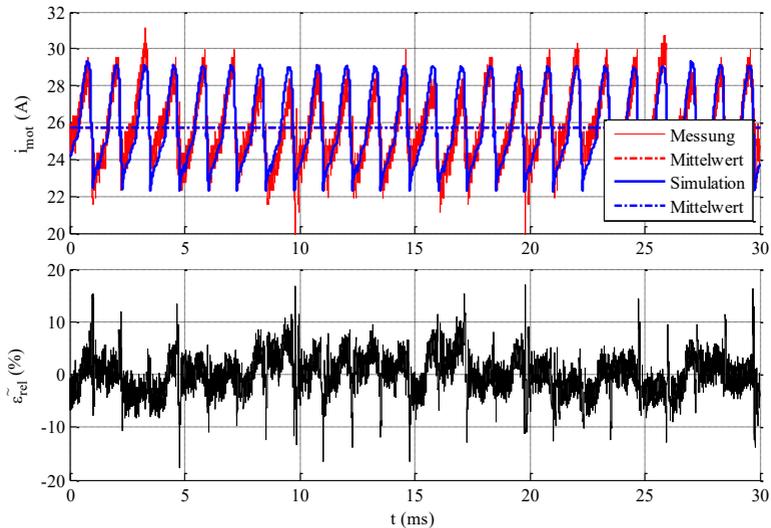


Abb. 84: Anwendungsbereiche des VRAM

Kommutierungsbewertungen können bspw. durch eine Videodarstellung, wie in Abb. 45 (S. 78) gezeigt, effektiv vorgenommen werden. Hierbei können Parameter wie Ankerspannung, Lastmoment, Bürstenbreite, Bürstenstellwinkel, Windungsanzahl, Drahtquerschnitt, Kontaktwiderstand u. v. a. variiert und die Kommutierung beobachtet werden.



**Abb. 85:** Relative Abweichung  $\tilde{\epsilon}_{rel}$  zwischen dem simulierten und gemessenen Verlauf (mit gleichen Mittelwerten) bzgl. des gemessenen Verlaufs am Motor Q8p3K24.

## 5.2 Rapid Prototyping

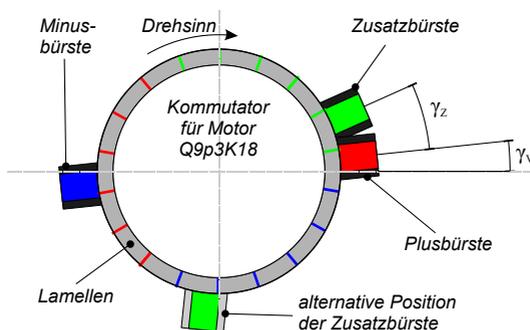
Die Implementierung der einzelnen Spulen im Schaltungssimulator bietet einen großen Gestaltungsfreiraum für neue Motorvarianten. Um möglichst schnell ein funktionsfähiges Muster mit optimalen Parametern aufbauen zu können und Erwartungswerte für eine anschließende Messung zu erhalten, ist eine vorgeschaltete Simulation unabdingbar. In Kap. 4.7 wurde bereits eine RC-Filterschaltung zur Dämpfung elektromagnetischer Störemissionen vorgestellt, welche direkt am Kommutator appliziert ist. Die Schaltung konnte schnell im Schaltplan ergänzt und die Simulation gestartet werden.

Ein weiteres Beispiel ist der Betrieb eines PMDC-Motors mit einer Zusatzbürste.

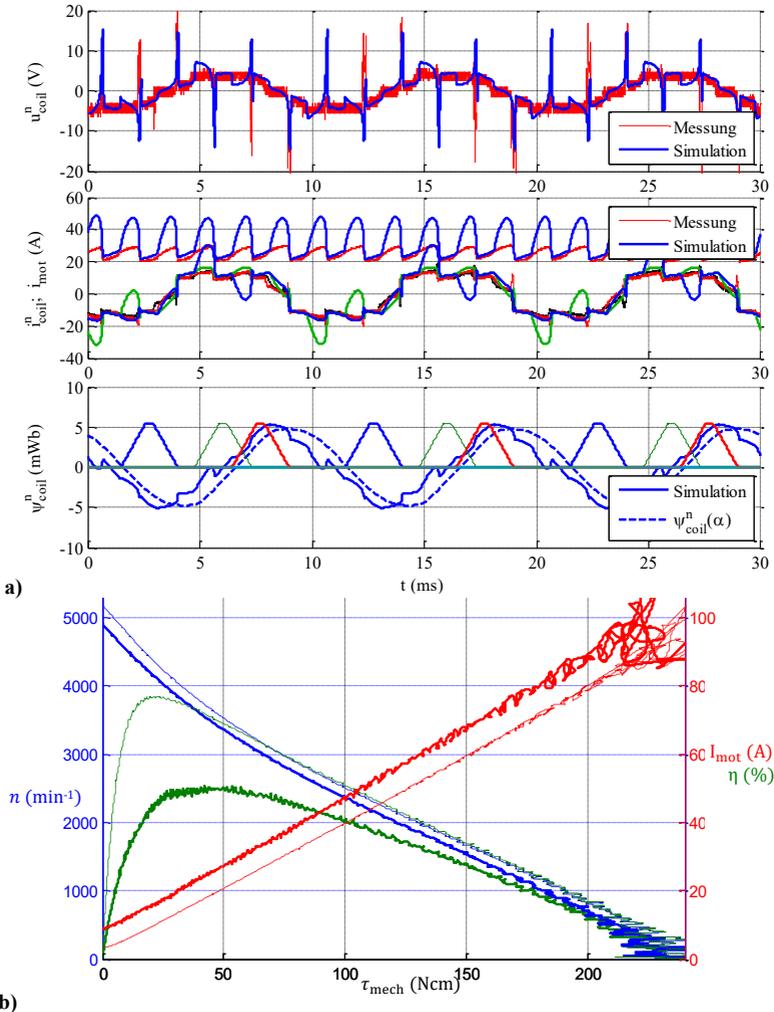
Diese sehr kostengünstige und konstruktiv einfache Lösung, um einen Gleichstrommotor mit zwei umschaltbaren Drehzahlstufen betreiben zu können, wird bspw. bei Scheibenwischermotoren im Kraftfahrzeug eingesetzt (vgl. [36, 65, 82, 91]). Durch die Zusatzkohle, welche um den Winkel  $\gamma_z$  bzgl. der eigentlichen Bürste verdreht ist, entsteht – ähnlich wie bei einem großen Verschaltungswinkel  $\gamma_v$  – ein Feldschwächbetrieb mit hoher Drehzahl. Auch hier kann die Schaltung im VRAM schnell umgebaut werden. Lediglich ein weiterer, um den Winkel  $\gamma_z$  verdrehter Schleifkontakt sowie ein Schalter für die Spannungsaufschaltung wird im Schaltplan hinzugefügt. Abb. 86 zeigt eine Skizze zur Veranschaulichung.

Die Auswirkungen sind sowohl in den zeitlichen Verläufen bei einem festen Arbeitspunkt  $U_{PS} = 10 \text{ V}$ ,  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  als auch in den Motorkennlinien bei  $U_{PS} = 13 \text{ V}$  sehr deutlich zu beobachten (s. Abb. 87 mit passiver und Abb. 88 mit aktiver Zusatzbürste). Zu beachten ist, dass eine passive Zusatzbürste bereits signifikant große Einflüsse auf die Spulenwerte hat. Durch die passive Zusatzkohle wird eine weitere Spule kurzgeschlossen. Über den Bürstenkontakt fließt der nahezu vollständige Ankerzweigstrom. Bei erhöhter Stromaufnahme und reduzierter Drehmomentabgabe fällt der Wirkungsgrad rapide ab.

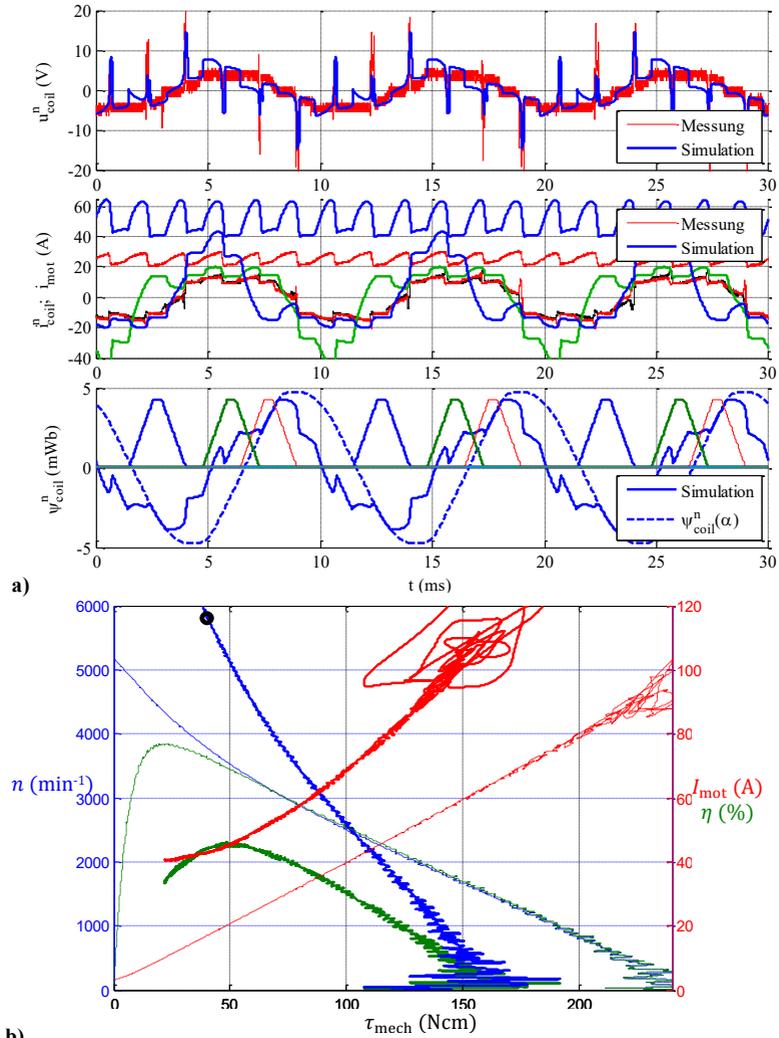
Bei passiver Plus- und aktiver Zusatzbürste verschlechtert sich der Wirkungsgrad weiter und die Spulenstromverläufe weichen stark von der Ursprungsform ab. Außerdem ist mit einer hohen Verschleißrate der Bürste zu rechnen, sodass diese Methode bei diesem Motor, wenn überhaupt, nur für den Kurzzeitbetrieb zu empfehlen ist. Evtl. macht es Sinn, beide Bürsten mit Spannung zu versorgen, um den Bürstenquerstrom der sonst passiven Bürste zu mindern, allerdings ist dann ein größerer Wert für  $\gamma_z$  notwendig.



**Abb. 86:** Bürsten-Kommutator-System mit Zusatzbürste für zwei Drehzahlstufen am Motor Q9p3K18. Dass die Bürsten nicht mit voller geometrischer tangentialer Breite aufliegen, ist farblich abgesetzt dargestellt. Es ist konstruktiv aus Platzgründen zu empfehlen, die Zusatzbürste bei dem hier gezeigten sechspoligen Motor um  $120^\circ$  oder  $240^\circ$  zu verdrehen.



**Abb. 87:** Motor Q9p3K18 mit Latour-Wicklung und einem Bürsten-Kommutator-System mit Zusatzbürste. Diese ist ohne Bezugspotential und läuft unter einem Winkel von  $\gamma_Z = 20^\circ$  bzgl. der Plusbürste. a) Es ist ein Vergleich der Spulenverläufe bei  $U_{PS} = 10$  V zwischen einer Messung ohne und einer Simulation mit Zusatzbürste gezeigt (vgl. auch Abb. 46, S. 82). Im mittleren Graph sind die Ströme der beiden auf einem Zahn gewickelten Spulen in der Messung rot und schwarz sowie in der Simulation blau und grün dargestellt. Im unteren Graph sind zusätzlich die von den Bürsten in der gezeigten Position kontaktierten Lamellen analog zu Abb. 86 eingezeichnet. Der Motorstrom und Stromrippel nehmen zu und das Kommutierungsverhalten sowie das Bürstenfeuer verschlechtern sich. b) Simulierte Kennlinien bei  $U_{PS} = 13$  V mit (durchgezogene Linien) im Vergleich zu einer Kennlinie am Motor ohne Zusatzbürste (gestrichelte Linien). Die Drehmomentberechnung erfolgte über die Methode der Energiebilanz (vgl. Kap. 4.6.1).



**Abb. 88:** Darstellung analog zu Abb. 87 mit aktiver Zusatzbürste (Plusbürste läuft jetzt passiv mit). Der Motorstrom nimmt signifikant zu und die Ströme der Spulen eines Zahnes weichen extrem voneinander ab. Durch den großen Kommutierungswinkel der Bürste ergibt sich eine sehr hohe Leerlaufdrehzahl. Der geforderte Arbeitspunkt (durch einen schwarzen Kreis gekennzeichnet) wird erreicht, allerdings mit einer massiven Stromaufnahme und starken Sättigung des Magnetkreises verbunden. Der Wirkungsgrad ist entsprechend niedrig.

## 5.3 Simulation der Motorkennlinie

Das Einhalten der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie ist das wichtigste Auslegungskriterium bei PMDC-Motoren. Mit dem VRAM ist es möglich Kennlinien mit verschiedenen Parametern (z. B. unterschiedliche Verschaltungswinkel  $\gamma_V$ , s. Abb. 79, S. 128) oder verschiedene Motordesigns direkt miteinander zu vergleichen. Die Darstellung wird mit der gleichzeitigen Abhängigkeit zweier Parameter und Betrachtung verschiedener Ausgabewerte erweitert. In Abb. 89 sind der Wirkungsgrad, die Lichtbogenenergie, das Drehmoment und der Motorstrom über die Drehzahl und über den Verschaltungswinkel aufgetragen. Dabei werden die Werte jeweils über eine mechanische Umdrehung gemittelt bzw. integriert.

Der Wirkungsgrad berechnet sich aus dem Verhältnis Ausgangs- zu Eingangsleistung:

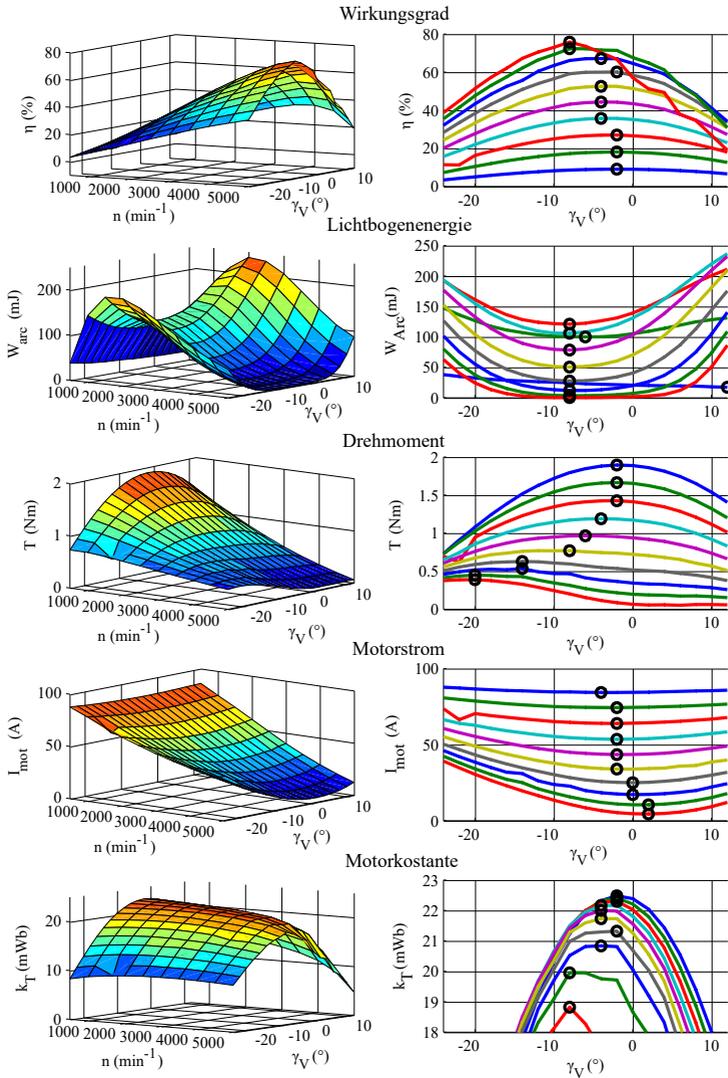
$$\eta = \frac{\bar{\tau}_{\text{mech}} \cdot \bar{\omega}_{\text{mech}}}{\bar{u}_{\text{mot}} \cdot \bar{i}_{\text{mot}}} \cdot 100 \% \quad (106)$$

Die Lichtbogenenergie ist das Produkt aus Spannung und Strom über die Zeit an der Diode im Simulationsmodell (s. Abb. 76, S. 124):

$$W_{\text{arc}} = \int_0^T u_d \cdot i_d dt \quad (107)$$

Das Drehmoment und der Motorstrom stammen direkt aus der VRAM-Berechnung und werden über eine Umdrehung gemittelt.

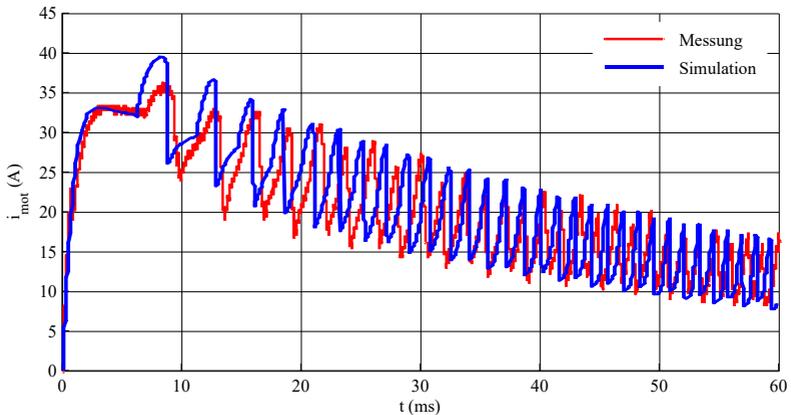
In den dreidimensionalen Darstellungen (links) sind die Zusammenhänge schnell ersichtlich, in welchen Bereichen der Motor je nach Auslegungskriterium optimal betrieben werden sollte. In den jeweils rechts danebenstehenden Darstellungen sind die Extrema der einzelnen Kurven gekennzeichnet, die zu einer Trajektorie verbunden werden können. Es ist sehr anschaulich zu sehen, dass mit steigender Belastung das maximale Drehmoment durch die Verdrehung der Bürstenplatte (Kommutierungswinkel  $\gamma_V$ ) entgegen der Drehrichtung erreicht wird.



**Abb. 89:** Im VRAM wird hier für den Motor O8p3K24 für verschiedene Verschaltungswinkel  $\gamma_V$  eine Motorkennlinie abgefahren. Hierbei wird bei konstanter Klemmenspannung der Motor vom Leerlauf bis in den Stillstand gefahren. Es interessieren nun verschiedene Ausgangsgrößen: Wirkungsgrad, Lichtbogenenergie (über eine Umdrehung integrierte Lichtbogenleistung), Drehmoment (klassische Motorkennlinie), Motorstrom und die Motorkonstante zwischen Drehmoment und Motorstrom. In der linken Spalte sind die Ergebnisse dreidimensional dargestellt. In der rechten Spalte sind die Ergebnisse über den Verschaltungswinkel aufgetragen. Die Extrema sind mit einem Kreis markiert.

## 5.4 Ansteuerung

Bisher wurden im Simulationsmodell eine konstante Gleichspannung und Drehzahl als Eingangsgrößen fest vorgegeben – die Spulenströme und das innere Drehmoment stellten sich daraufhin ein. In der Realität ist i. d. R. die Drehzahl eine Zustandsgröße und das Lastmoment eine Eingangsgröße. Mithilfe der Bewegungsgleichung (11) wird in Abhängigkeit des Trägheitsmoments die Drehzahl und die Ankerposition berechnet. Abb. 90 zeigt am Motor Q6p2K6 den Motorstromverlauf bei einem Motorhochlauf aus dem Stillstand bei einer Ankerspannung von 13 V und ohne Lastmoment.

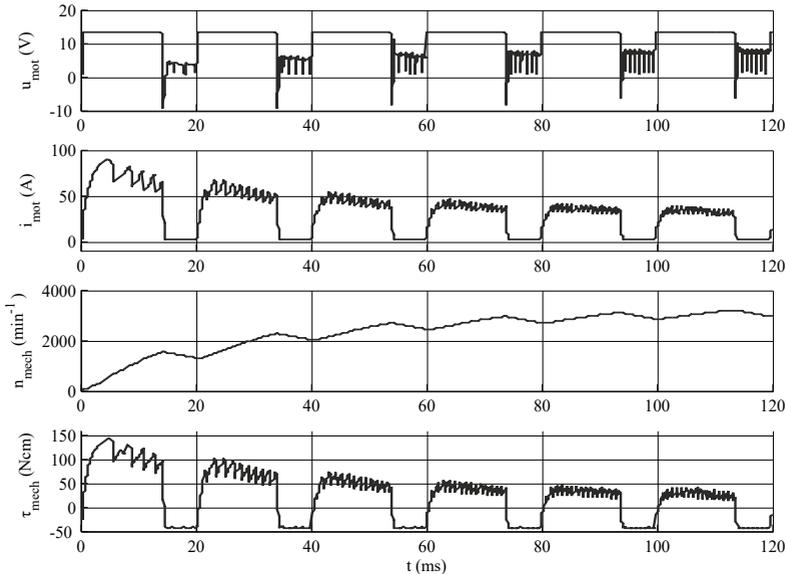


**Abb. 90:** Vergleich des Motorstroms des Motors Q6p2K6 zwischen Messung und VRAM-Simulation bei einem Motorhochlauf aus dem Stillstand bei 13 V Ankerspannung und ohne Lastmoment.

Der Arbeitspunkt von DC-Hilfsantrieben wird gewöhnlich durch eine pulsweitenmodulierte Ankerspannung (PWM-Spannung) eingestellt. Abb. 91 zeigt für den Motor Q8p3K24 eine Simulation eines Motorhochlaufs unter Last bei PWM-Ansteuerung.

Im unteren Graphen sind die Drehzahlschwankungen deutlich zu erkennen, sodass das akustische Verhalten des Antriebs beachtet werden sollte. Im oberen Graphen ist die Ankerspannung aufgetragen. Während der Ausschaltdauer wirkt der Antrieb generatorisch und die induzierte Spannung (EMK) liegt an den Motorklemmen an. Bei PMDC-Motoren ist der Mittelwert der EMK näherungsweise direkt proportional zur Drehzahl. Folglich kann durch die Detektion der EMK während der Ausschaltzeit der PWM auf die Motordrehzahl geschlossen werden. Die

Schaltfrequenz der PWM wird deshalb sehr niedrig (z. B. 50 Hz) gewählt, um eine zuverlässige Rückführgröße zu erhalten.

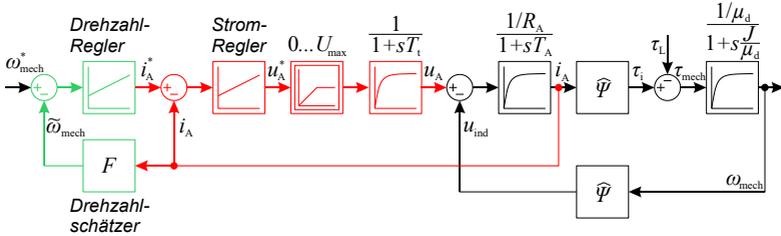


**Abb. 91:** VRAM-Simulation der Klemmenspannung, des Motorstroms und der Drehzahl des Motors Q8p3K24 bei einem Motorhochlauf aus dem Stillstand bei einer PWM-Ansteuerung (Zwischenkreisspannung  $U_{ZK} = 12\text{ V}$ , Schaltfrequenz  $f = 50\text{ Hz}$  und Tastgrad  $\delta = 0,7$ ). Das Lastmoment beträgt  $60\text{ Ncm}$  und das Reibmoment  $3\text{ Ncm}$ .

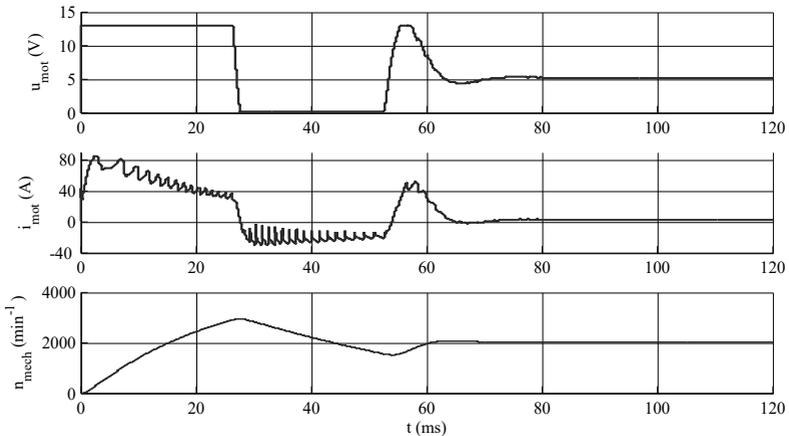
Mit dem VRAM können Regelalgorithmen in einer SIL-Anordnung (software in the loop) entwickelt und getestet werden. Im Signalflussplan Abb. 92 ist eine Kaskadenregelung und in Abb. 93 eine Simulation für den Motor Q8p3K24 unter Last gezeigt. Zu beachten ist die Nichtlinearität des Regelkreises aufgrund der begrenzten Stellgröße (Ankerspannung).

Eine weitere Herausforderung stellt die sensorlose Drehzahlregelung dar. Vor allem aus Kostengründen, aber auch um die Ausfallwahrscheinlichkeit zu mindern, möchte man auf einen Drehzahlgeber verzichten. Allerdings ändert sich bei der untersuchten Motorkategorie aufgrund der hohen Ströme und generierten Wärme der Ankerwiderstand sehr rasch und zusätzlich ist das Lastmoment nicht vorhersehbar (z. B. beim Fensterheber vereiste Scheibe etc.). Die Implementierung eines Drehzahlgeschätzers wurde im Simulationsmodell noch nicht abschließend bearbeitet, das VRAM bietet aber das Potential solche Untersuchungen durchführen zu

können. Die Schwierigkeit besteht darin, die Beobachterparameter, v. a. den Ankerwiderstand und das Lastmoment, genau genug zu bestimmen. Hierzu ist eine zusätzliche Widerstands- und Lastmomentadaption notwendig, die für sich auch funktionieren, deren Zusammenwirken aber bisweilen zu einem nicht beobachtbaren Gesamtsystem führen.



**Abb. 92:** Drehzahlgeberlose Kaskadenregelung mit einem inneren Strom- und äußeren Drehzahlregelkreis. Die Drehzahl wird von einem Drehzahl-schätzer berechnet. Für die Stellung der Ankerspannung wird eine Stellgrenze von  $U_{max}$  und eine Totzeit  $T_i$  des Umrichters berücksichtigt.



**Abb. 93:** VRAM-Simulation der Klemmenspannung, des Motorstroms und der Drehzahl des Motors Q8p3K24 bei implementierter Kaskadenregelung mit einer Stellgrenze von  $U_{max} = 13$  V. Es ist ein Hochlauf, Auslauf und eine Drehzahlregelung auf  $2000 \text{ min}^{-1}$  gezeigt. Für die Rückführgröße des Drehzahlreglers wurde die berechnete Drehzahl des Modells verwendet. Das Lastmoment beträgt  $60 \text{ Ncm}$  und das Reibmoment  $3 \text{ Ncm}$ .

Eine Möglichkeit, die Drehzahl aus den noch vorhandenen Messgrößen Motorspannung und -strom zu ermitteln, wurde bereits genannt: die Detektion der zur

Drehzahl direkt proportionalen EMK während der Ausschaltzeit bei PWM-Ansteuerung. Diese Methode ist Stand der Technik und wird in der Praxis bereits eingesetzt. Ein weiterer Weg ist, die Anzahl der Motorstromrippel zu zählen. Für eine möglichst fehlerfreie Erfassung ist ein ausgeprägter Stromrippel nötig, welcher u. U. wiederum negative Einflüsse auf die Kommutierung und Geräusche hat. Mithilfe des VRAMs können verschiedene Nut-Polpaar-Kombinationen mit unterschiedlichen Wickelschemen in relativ kurzer Zeit untersucht und ein für die Anwendung geeignetes Design gefunden werden.

## 5.5 Diagnostik

Eine weitere Anwendung für das VRAM ist die Analyse von Fehlerfällen bei Bürstenmotoren. Hierzu wurden typische Ausfallfehler im VRAM implementiert und die Ergebnisse mit Messungen an Prüflingen aus Dauerlaufversuchen oder an eigens präparierten Mustern verglichen (s. Tab. 3).

Abb. 94 zeigt exemplarisch einen Vergleich mit einer Messung am Motor Q8p3K24 aus einem Dauerversuch, der offensichtlich eine verschlissene Lamelle oder eine schlechte Kontaktierung eines Drahtes am Kommutatorhaken besitzt. Der Motorstrom bricht infolgedessen ein und an der Bürste entsteht beim Überstreichen der betroffenen Lamelle ein langer Lichtbogen. Eine verschlissene Lamelle kann zusätzlich sog. Bürstenspringer verursachen. Dabei verlässt die Bürste die Lamelle und zieht ebenfalls einen Lichtbogen und führt zu weiterem Verschleiß des Kontaktsystems. Im VRAM wurde für die Modellierung des Effekts ein Widerstand zwischen einer Lamelle und den kontaktierten Spulen eingefügt.

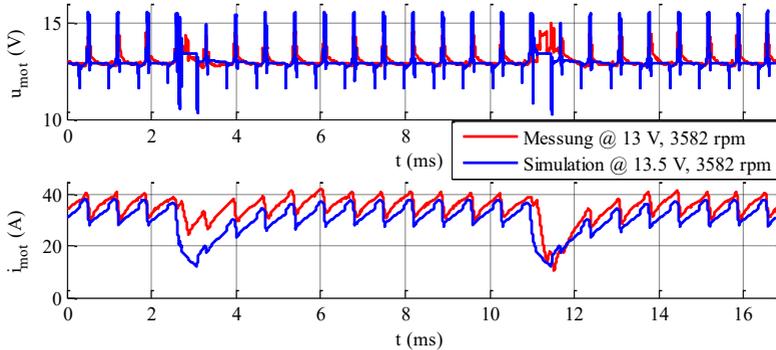
Ein weiteres Beispiel zeigt Abb. 95, bei dem die ablaufende Kante einer Bürste abgetragen wurde. Dieser Fall tritt in der Realität beim Einlaufvorgang oder bei einem Ausbrechen des Kohlematerials auf. Die Folge ist, dass die Bürsten nicht gleichzeitig an der Plus- und Minusbürste kommutieren und aufgrund der resultierenden Wechselkräfte ggf. zusätzliche Geräusche entstehen. Die Flusskopplung ist geringer und führt zu einer höheren Leerlaufdrehzahl. Im VRAM wurde für diesen Effekt das Kontaktleitwertprofil (vgl. Abb. 43, S. 76) für die verschlissene Bürstengeometrie neu berechnet.

**Tab. 3:** Fehlermodifikationen an Prüflingen und innerhalb des VRAMs

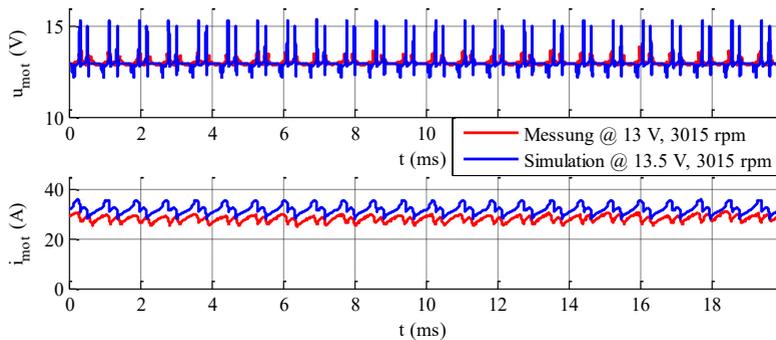
Pos.	Möglicher auftretender Fehler	Modifikation am Prüfling	Implementierung im VRAM
1	Referenz	Keine	Keine
2	Beschädigter Schweißkontakt oder es befindet sich ein Draht nicht im Haken	Einen Haken geöffnet und die Drähte von der Lamelle getrennt, allerdings die Drähte nicht durchtrennt	Widerstand und Schalter zwischen Schleifkontakt und Draht eingefügt
3	Beschädigte Lamelle führt zu Bürstenspringern	Eine Lamelle um ca. 100 $\mu\text{m}$ radial abgetragen	s. Pos. 2
4	Federbruch, ungleichmäßige Bürstenanpresskraft	Eine Feder und Bürste gekürzt	Noch keine Lösung gefunden
5	Lamellenkurzschluss	Drahtbrücke über zwei benachbarte Haken gelötet	Elektrische Verbindung zwischen zwei Lamellen hergestellt
6	Windungskurzschluss	Zwei Windungen kurzgeschlossen	Anzahl an Windungen einer Spule reduziert
7	Beschädigte Bürste	Die ablaufende Kante einer Bürste zur Hälfte um 0,5 mm radial abgenommen	Leitwertprofil nach neuer Bürstengeometrie berechnet
8	Beschädigter Magnet	Eine teilweise entmagnetisierte Magnetschale eingesetzt	Fehler im FEM-Modell implementiert und 2D-LUTs neu berechnet

Die Verläufe zeigen, dass das VRAM die Fehlerfälle sehr gut nachbilden kann. Nichtideale Vorgänge können separat aktiviert und beobachtet werden, sodass die Zusammenhänge zwischen der Ursache von Fehlern und deren Auswirkungen zu einem tieferen Systemverständnis führen.

In diesem Zusammenhang wurde eine Messmethode entwickelt, die Art des Fehlers bzw. das generelle Vorliegen eines Fehlers automatisiert aus einem Messverlauf (z. B. am End-of-Line-Test oder durch die Ansteuerlektronik am Einbauort) zu detektieren. In [46] wird eine sog. „Current Signature Analysis“ (CSA) präsentiert, um online Fehler an PMDC-Motoren zu diagnostizieren. Es wird angemerkt, dass derzeit generell sehr wenig Forschung in diesem Bereich für PMDC-Motoren betrieben wird. An präparierten Prüflingen mit Verstellung eines Magneten, aller Magneten und einem Lamellenkurzschluss werden Messungen der Oberflächenbeschleunigung und des Motorstroms in Abhängigkeit der Motordrehzahl gezeigt.



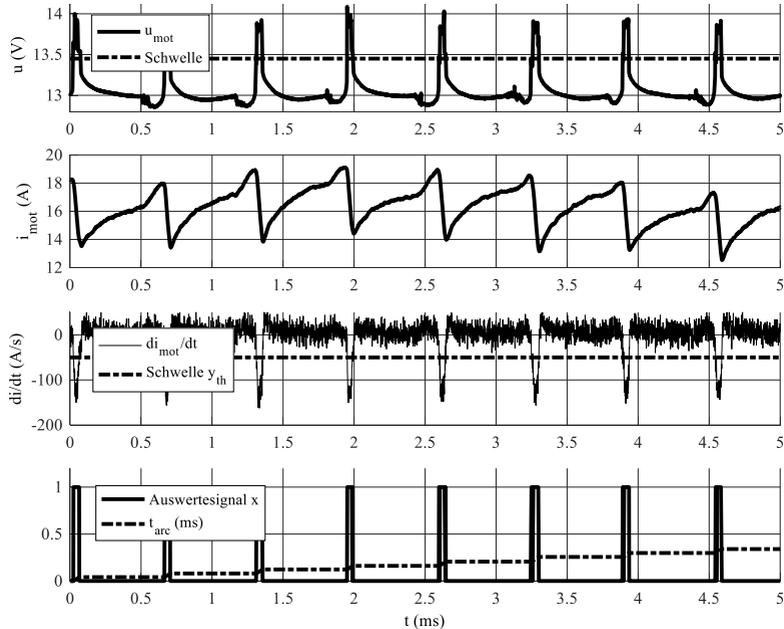
**Abb. 94:** VRAM-Simulation des Fehlerfalls Pos. 2/3 aus Tab. 3 am Motor Q8p3K24: Eine Lamelle ist verschlissen bzw. eine Kontaktierung zwischen Wicklungsdraht und Kommutatorhaken schwach leitfähig. An der Bürste brennt in diesem Zeitraum ein langer Lichtbogen, der das Kontaktsystem weiter negativ beeinträchtigt.



**Abb. 95:** VRAM-Simulation des Fehlerfalls Pos. 7 aus Tab. 3 am Motor Q8p3K24: Eine Bürstenkante ist verschlissen und führt zu einem Kommutierungswinkel dieser Bürste (vgl. Abb. 44b, S. 77). Die Plus- und Minusbürste kommutieren folglich nicht gleichzeitig. Aufgrund der resultierenden Radialkräfte entstehen ggf. zusätzliche Geräusche.

In der vorliegenden Arbeit wird folgendes Konzept verfolgt: Der mit hoher Auflösung abgetastete und nach der Zeit abgeleitete Motorstrom entspricht in seiner Form der Eingangsspannung des Motors und beinhaltet die Information der Lichtbogenbrenndauern. Der Lichtbogen brennt mit konstanter Spannung, sodass z. B. bei einer Unterkommutierung die Lichtbogenbrenndauer mit der Belastung steigt. Im Motorstrom ist hierbei ein großer Gradient mit konstanter Steigung zu beobachten. Bzgl. eines Schwellenwertes  $y_{th}$  sind folglich die Brenndauern aus dem differenzierten Motorstromverlauf relativ einfach erfassbar. Das der Auswertung

zugrunde liegende Prinzip ist in Abb. 96 graphisch anhand der Verläufe erklärt. Alternativ kann auch der Wechselanteil der Motorspannung für die Auswertung herangezogen werden. Mit der Verwendung des Motorstroms konnten tendenziell reproduzierbarere und für die Anwendung auf mehrere Motoren stabilere Ergebnisse erzielt werden.



**Abb. 96:** Messauswertung am Motor Q8p3K24. Anhand der Motorspannung oder des Motorstroms werden die Lichtbogenbrenndauern bestimmt und integriert. Daraus folgt die Größe  $t_{\text{arc}}$ , die für die Bewertung der Kommutierungsgüte herangezogen werden kann.

Die Integration der Lichtbogenbrenndauern bzw. des Auswertesignals

$$x = \begin{cases} 0 & \text{falls } \frac{di_{\text{mot}}}{dt} \leq y_{\text{th}} \\ 1 & \text{falls } \frac{di_{\text{mot}}}{dt} > y_{\text{th}} \end{cases} \quad (108)$$

innerhalb einer definierten Zeit (z. B. für eine Sekunde oder für ein festes Vielfaches der Periodendauer  $T$  einer Umdrehung) ergibt eine Vergleichsgröße

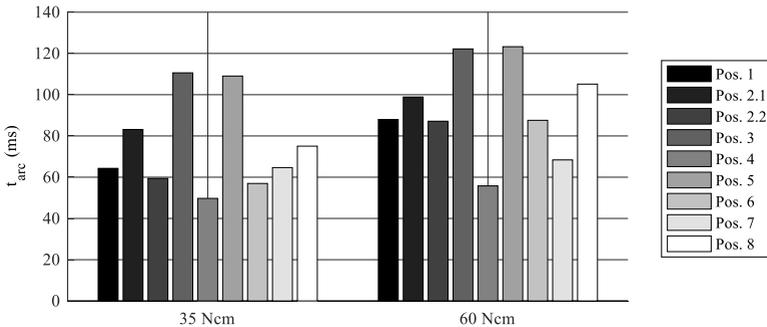
$$t_{\text{arc}} = \int_0^{k \cdot T} x \, dt \quad k \in \mathbb{N} \quad (109)$$

zur Abschätzung der Kommutierungsgüte und damit ggf. auch für die Verschleißrate der Bürsten.

Die Größe  $t_{\text{arc}}$  hängt zum einen vom Arbeitspunkt (v. a. Strom, Last), zum anderen aber auch von Faktoren ab wie z. B. Verschleiß und Fehler am Kontaktsystem oder der Dimensionierung des Magnetkreises. Für einen Vergleich mehrerer Motoren ist folglich ein fester Arbeitspunkt (Lastmoment) einzustellen, um dann die Lichtbogenbrenndauern aufgrund von nichtidealen Vorgängen bewerten zu können.

Eine Auswertung verschiedener Motoren mit unterschiedlichen Fehlern nach Tab. 3 zeigt Abb. 97. Die Fehlerfälle Pos. 3 (verschlissene Lamelle) und Pos. 5 (Lamellenkurzschluss) stechen hierbei besonders sowohl bei geringer als auch bei hoher Belastung mit starkem Bürstenfeuer heraus. Hingegen weist der Fehlerfall Pos. 4 (schwache Bürstenanpresskraft) ein besseres Verhalten als die Referenz auf.

Auch der Einlaufzustand des Kontaktsystems beeinflusst die Lichtbogenbrenndauer. So ist  $t_{\text{arc}}$  bei allen für diesen Vergleich herangezogenen Prüflingen im Neuzustand deutlich größer als bei eingelaufenen Bürsten (s. Abb. 98).

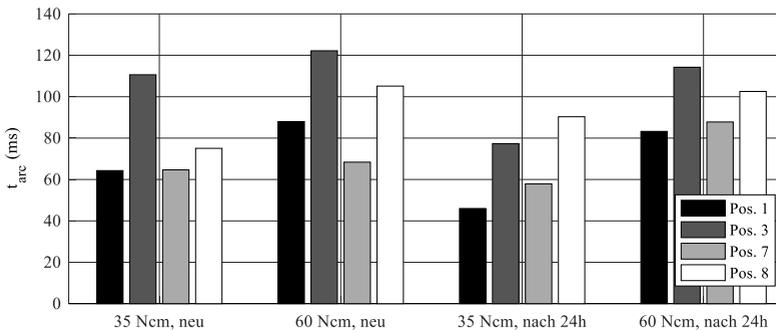


**Abb. 97:** Auswertung der Lichtbogenbrenndauer mit der Vergleichsgröße  $t_{\text{arc}}$  über eine Sekunde integriert von Messungen an präparierten Prüflingen des Typs Q8p3K24 mit eingebauten Fehlern nach Tab. 3.

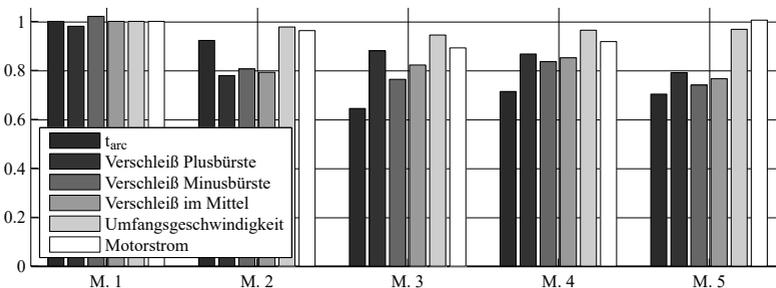
Eine weitere Untersuchung wurde an fünf Motoren des Typs Q9p3K18 im Dauerversuch über 250 Stunden durchgeführt, um einen möglichen Zusammenhang zwischen Lichtbogenbrenndauer und Verschleißrate zu entdecken. Es handelt sich

hierbei um Motoren für ABS-Systeme. Die Prüflinge wurden am Versuchsstand darauf geregelt, einen im Hydrauliksystem konstanten Druck herzustellen.

Die Auswertung in Abb. 99 zeigt, dass der Prüfling M. 3 offenbar das geringste Bürstenfeuer aufweist, allerdings waren bei diesem Prüfling auch der Motorstrom und die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors am kleinsten. D. h. M. 3 wurde in der Messung weniger stark belastet, sodass im Vornherein eine kürzere Lichtbogenbrenndauer erwartet wird. Der Motor M. 5 dagegen hat trotz des hohen Motorstroms ein relativ geringes Bürstenfeuer, was sich deutlich im Verschleiß widerspiegelt.



**Abb. 98:** Auswertung von Messungen analog zu Abb. 97 mit unterschiedlichen Einlaufzuständen des Kontaktsystems. Die Messung wurde mit neuem Kontaktsystem und nach einer Einlaufzeit von 24 Stunden durchgeführt.



**Abb. 99:** Auswertung von Messungen an fünf Prüflingen des Typs Q9p3K18 aus einer Dauerversuchsmessung über 250 Stunden. Die Werte sind auf den jeweiligen Wert des ersten Prüflings normiert.

Die vorgestellte CSA-Messmethode steht noch am Anfang der Entwicklung, allerdings zeigen die Experimente interessante Zusammenhänge. Um eine aussagekräftige Relation zwischen den Fehlerfällen, Arbeitspunkten der Prüflinge und die dazugehörigen Verschleißraten herstellen zu können, ist eine Durchführung der CSA-Methode mit statistischer Auswertung an einer größeren Prüflingsgruppe notwendig.

Ziel der vorangegangenen Untersuchung ist schließlich, die Beobachtungen in den messtechnischen Experimenten auf das VRAM zu übertragen, um evtl. eine Prognose über die Verschleißrate eines Motors (ggf. mit Fehlern) treffen zu können. Dieses Vorhaben wird als Ausblick für weiterführende Arbeiten am VRAM gegeben.

## 6 Fazit

Ziel der vorliegenden Arbeit war es, ein Simulationswerkzeug für PMDC-Motoren, vornehmlich mit Zahnspulenwicklungen, unter Berücksichtigung von nicht-linearen Materialeigenschaften zu entwickeln. Das virtuelle Motormodell soll zum besseren Verständnis des Systemverhaltens sowie zu aussagekräftigen Ergebnissen hinsichtlich Kommutierungsverhalten und Bürstenfeuer führen. Durch die ganzheitliche Betrachtung soll die Motorauslegung effektiver, d. h. schneller, kostengünstiger und präziser werden.

### 6.1 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Simulationsworkflow erstellt, der die Modellierung der zentralen Bauelemente und Vorgänge im Motor beinhaltet. Die Schwerpunkte wurden dabei auf die Wahl sinnvoller Nut-Polpaarkombinationen, die Berechnung des nichtlinearen Magnetkreises, verschieden mögliche Wickelschemata, den Kommutierungsvorgang, die Flächen- und Stromabhängigkeit des Schleifkontakts, die Erzeugung des Drehmoments und die Berechnung des Lichtbogenverlaufs gelegt. Im Vordergrund stand dabei immer eine möglichst effiziente Rechenmethode, um detailtiefe Ergebnisse in kurzer Zeit berechnen zu können.

Aus dem Workflow heraus wurde das virtuelle Motormodell VRAM (Virtual Rapid Analysis Model) entwickelt und mit diesem sowohl zahlreiche Untersuchungen zur Erklärung besonderer physikalischer Vorgänge im Motor durchgeführt als auch neue, innovative Anwendungen für die Optimierung von Motorparametern gezeigt. Das VRAM wurde in MATLAB/SIMULINK implementiert, wobei der elektrische Kreis mit dem internen Schaltungssimulator SIMSCAPE erstellt wurde.

Für die effiziente Berechnung des Magnetkreises wurde die RCM (Rapid Calculation Method), eine Model-Order-Reduction-Methode, entwickelt. Der Magnetkreis wird einmalig im FEM-Programm MAXWELL für alle Spulenströme und Winkel berechnet und die Ergebnisse in LUTs (Lookup-Tabellen) abgespeichert. In der RCM werden dann in der Simulation die magnetischen Durchflutungsquellen der Ströme und Magneten überlagert und die Flussverkettungen der Spulen in

Abhängigkeit des Winkels und aller Spulenströme berechnet. Hierdurch werden auch Koppelinduktivitäten zwischen den einzelnen Spulen berücksichtigt. Außerdem müssen die Spulenströme nicht gegenseitig voneinander abhängen, was eine Notwendigkeit bei der Modellierung von Bürstenmotoren (im Gegensatz zu Drehfeldmaschinen in Sternschaltung) ist. Die Verifikation der RCM mit FEM-Daten zeigt äquivalente Verläufe der berechneten Flussverkettungen.

In MAXWELL kann man zwar Reduced-Order-Models erzeugen und in SIMPLORER eine von der Feldberechnung entkoppelte, entsprechend schnelle Simulation starten. Allerdings ist die Berechnung mit der impliziten Felddlösung nur für stetige, lineare Vorgänge möglich und kann auf einen Bürstenmotor mit starkem nichtlinearem Systemverhalten offiziell nicht angewandt werden. Hingegen wäre es möglich, das VRAM mit RCM auch in SIMPLORER zu implementieren.

Die mit der RCM berechneten Flussverkettungen werden nach der Zeit abgeleitet und die Werte an Spannungsquellen im Schaltungssimulator übergeben. Diese sind die Induktionsspannungen der einzelnen Motorspulen und beeinflussen die Spulenströme. In dieser Arbeit werden folglich keine konstanten Induktivitäten wie in klassischen Ersatzschaltbildern verwendet. Durch die RCM werden die Induktivitäten durch  $\Psi(I)$ -Kennlinien ausgedrückt, sodass magnetische Sättigung berücksichtigt wird.

Für die Berechnung des Drehmoments wurden zwei Lösungswege vorgestellt: 1) die Methode der Leistungs-/Energiebilanz und 2) das Prinzip der virtuellen Arbeit. Mit der RCM konnten in Verbindung mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit sehr präzise Ergebnisse erzielt werden.

An zahlreichen Beispielen wurde durchweg die Genauigkeit des VRAMs anhand von Vergleichen mit Messungen an verschiedenen Kleinmotorvarianten bis hin zu Lichtbogen am Kommutierungsende belegt. Für die Verifikation wurde ein innovatives Messkonzept vorgestellt. Das Prinzip ist, dass sich das Gehäuse samt Bürstenplatte dreht und der Anker blockiert ist. Über herausgeführte Windungen kann der Spulenstrom mittels einer Strommesszange berührungslos und ohne große Beeinflussung der niederohmigen Spulen gemessen werden. Weiter werden die Lamellenpotentiale direkt abgegriffen und die Temperatur im Nutgrund über ein Thermoelement sehr genau bestimmt.

Somit ist das VRAM ein verifiziertes und validiertes Simulationswerkzeug, mit dem sich aufgrund der schnellen und genauen Berechnung der Motorwerte neue Anwendungsgebiete erschließen. Ob für das Analysieren ausgefallener Motortopologien, Variieren verschiedener Parameter, Testen neuer Regelalgorithmen oder Diagnostizieren typischer Ausfallfehler – das VRAM konnte hierzu vielfältig und erfolgreich eingesetzt werden.

## 6.2 Ausblick

Um das VRAM noch leistungsstärker zu machen, wäre eine objektorientierte Programmierstruktur zu empfehlen. So können unterschiedliche, aber doch sehr ähnliche Motortopologien effizient erstellt und im VRAM eingepflegt werden.

Für eine noch präzisere Modellierung ist für die Leistungs- bzw. Energiebilanz die Betrachtung von Wirbelströmen und Eisenverlusten notwendig. Außerdem beeinflussen transiente Temperaturverteilungen das Materialverhalten. Auch hier wäre eine Model-Order-Reduction anzustreben. Wenn erforderlich, müsste auch das Lichtbogenmodell erweitert werden, um den Fall abzubilden, dass der Lichtbogen zwischen Lamelle und Bürste gezogen wird. Dieser Fall tritt z. B. bei einem stark verschlissenen Kommutator auf. Die Lichtbogenspannung ist dann nicht mehr annähernd konstant, sondern steigt mit zunehmenden Kontaktabstand progressiv an.

Am Schleifring wurden statische und dynamische  $U(I)$ -Kennlinien gemessen und die Zusammenhänge auf den Kommutator appliziert. Hieraus entstand die Theorie, dass auf der Kommutatorlamelle eine örtlich unterschiedliche Leitfähigkeit herrscht. Diese Theorie konnte durch mehrere empirische Experimente nicht eindeutig bewiesen werden, allerdings führt im VRAM die Implementierung einer leitfähigeren ablaufenden Lamellenkante zu einer besseren Übereinstimmung des Lichtbogenverlaufs bzgl. der Messung. Im Hinblick auf Auswirkungen der Lichtbogen auf den Verschleiß lohnt es sich, die gezeigten Messmethoden weiter zu verbessern und die physikalischen Zusammenhänge am Schleifkontakt noch tiefer zu verstehen.

Der nächste Entwicklungsschritt der RCM in Verbindung mit der Drehmomentberechnung sollte die Berechnung des reinen Rastmoments bei stromlosen und die Verzerrung des Rastmomentverlaufs bei stromführenden Ankerspulen enthalten. Hierzu wurden in Kap. 4.6 bereits Ansätze genannt.

Auch die automatisierte Sensitivitätsanalyse und Optimierungen von Motoren z. B. mit DYNARDO<sup>®</sup> OPTISLANG lässt eine schnellere und anschaulichere Auswertung erwarten.

Interessant wäre das Verhalten des VRAMs auf einer programmierbaren integrierten Schaltung zu testen. Der am Anfang eines Entwicklungsprozesses in der Realität noch nicht existierende Motor wäre somit in Form einer „Black Box“ bereits verfügbar. An diesem virtuellen Motor mit seinen zahlreichen nichtlinearen Eigenschaften und ggf. Fehlern könnte man die Funktion von Steuergeräten in einer HiL-Anwendung ausgesprochen realitätsnah testen bzw. umgekehrt evtl. Designrichtlinien für die Auslegung des realen Motors festlegen.



# A Anhang

## A.1 Daten des Motorprüfstands

Tab. 4: *Grundelemente und Daten des Prüfstands*

<b>Bauelement</b>	<b>Daten</b>
<b>Lastmaschine:</b>	Permanenterregte Synchronmaschine mit Resolver Baumüller DSD2-045SO64U-60-54 $n_{\max} = 8000 \text{ min}^{-1}$ , $M_{0,\max} = 12 \text{ Nm}$
<b>Umrichter:</b>	Baumüller BM4413 Netzspannung: 400 V nicht rückspeisefähig, Bremswiderstand Steuerung über PC-Software ProDrive
<b>Gleichstromversorgung:</b>	Gossen Metrawatt SSP 3000-52 Gossen Metrawatt Syskon P4500
<b>Maschinenbett:</b>	Abmessungen: $l = 670 \text{ mm}$ , $b = 370 \text{ mm}$ Drei T-Nuten für Verschraubungen Zwei Passnuten für axiale Führung
<b>Schleifringübertrager:</b>	Zwei Schleifringe mit je zwei Kohlebürsten Bürstenquerschnitt: $b_{\tan} = 7 \text{ mm}$ , $t_{\text{ax}} = 9 \text{ mm}$
<b>Drehmomentsensor:</b>	Messwelle: Kistler 4502A2RAU, Messverstärker: Kistler CoMo Torque Type 4700 Piezo-Reaktionsmomentsensor: Kistler 9339A, Ladungsmeter: Kistler 5015A
<b>Strommesszangen:</b>	Tektronix Tek TCP202 Univ. Stuttgart ILA SMZ 200
<b>Tastkopf:</b>	Tektronix Tek P5050
<b>Differenzastkopf:</b>	Agilent Technologies N2791A

**Messgerät:** Vierkanal-Oszilloskop Tektronix TDS5034B, Abtast-  
rate bis 5 MS/s  
Datenrecorder HBM GEN3i, 12 Kanäle  
Flussmesser Magnetphysik EF5

**Thermoelement:** Typ K, NiCr-Ni

**Tab. 5:** Messparameter für die Untersuchung am Bürstensystem mit vier Kohlebürsten

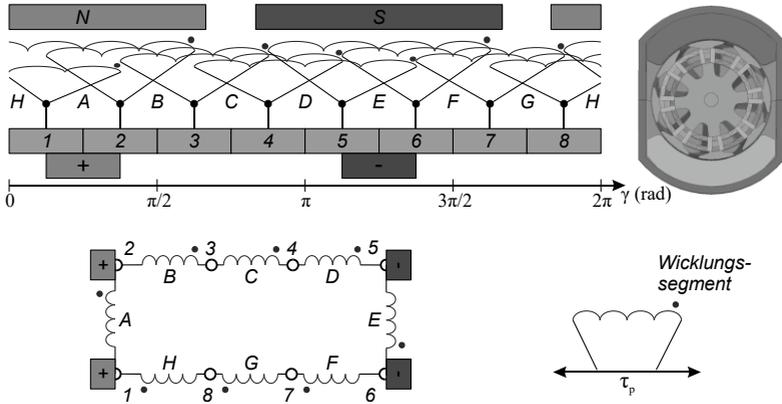
<b>Messgerät:</b>	Datenrecorder HBM GEN3i
<b>Abtastrate:</b>	10 kS/s
<b>Filter:</b>	Bessel-Filter 100 Hz
<b>Kanäle:</b>	4x Spannung, 4x Strom
<b>Wertebereich:</b>	Spannung: $\pm 1$ V Strom: $\pm 20$ A
<b>Strommesszangen:</b>	ILA SMZ 200
<b>Bürstenfläche:</b>	$A_{\text{Bürste}} = 3,5 \times 5,8 \text{ mm}^2$

## A.2 Weitere Wickelschemata

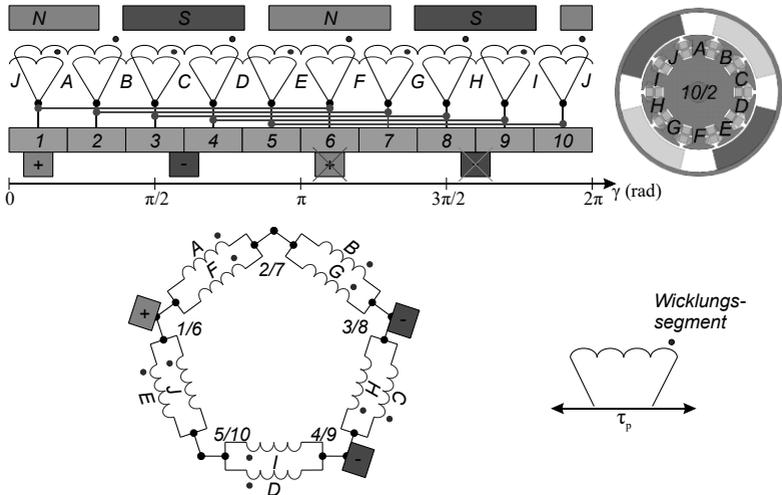
In der vorliegenden Arbeit wurden Motoren mit Zahnspulenwicklungen untersucht. Für die Validierung der Allgemeingültigkeit wurden die Methoden und Messungen auch an Motoren mit verteilter Wicklung angewandt. Folgende Motordesigns mit jeweils einer Schleifenwicklung wurden hierzu herangezogen:

- Motor Q8p1K8, s. Abb. 100
- Motor Q10p2K10, s. Abb. 101

Im Gegensatz zur Schleifen-Zahnspulenwicklung liegt zwischen zwei Lamellen nicht die komplette Ankerspannung. Folglich sind Topologien mit verteilter Schleifenwicklung robuster gegenüber Kurzschlüssen aufgrund von zu breit tolerierter Bürsten oder leitfähigem Bürstenabrieb in den Kommutatorschlitzten.



**Abb. 100:** Abgewinkelte Darstellung und Ersatzschaltbild des Motors Q8p1K8 mit einer über drei Zähne gewickelten Schleifenwicklung und geschränktem Blechpaket. Die Spulenweite beträgt annähernd eine Polteilung. Der Kommutator besitzt acht Lamellen. Es sind zwei Ankerzweige parallel geschaltet, sodass ein Bürstenpaar benötigt wird. Das Gehäuse ist für ein schmales Einbaumaß abgeflacht und somit nicht rotationssymmetrisch.

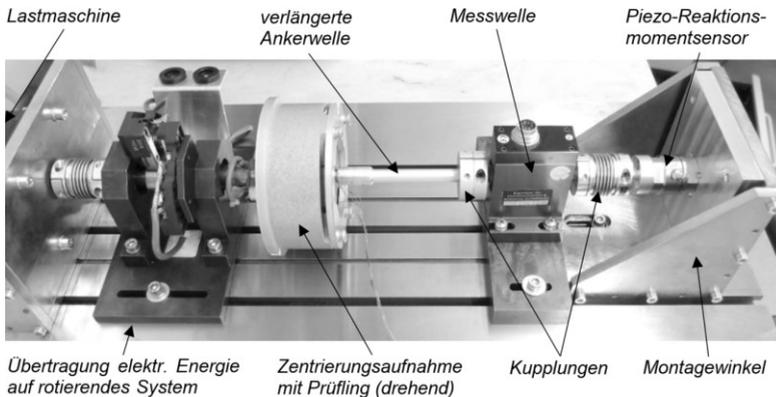


**Abb. 101:** Abgewinkelte Darstellung und Ersatzschaltbild des Motors Q10p2K10 mit einer über zwei Zähne gewickelten Schleifenwicklung. Die Spulenweite beträgt annähernd eine Polteilung. Der Kommutator besitzt zehn Lamellen. Es sind vier Ankerzweige parallel geschaltet, sodass zwei Bürstenpaare notwendig sind. Durch Ausgleichverbinder kann auf ein Bürstenpaar verzichtet werden.

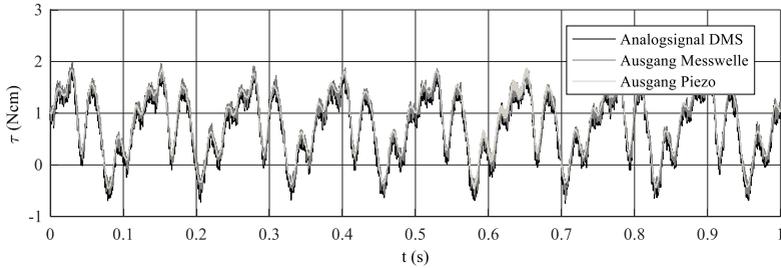
## A.3 Drehmomentmessung

Für die Messung des Drehmoments wurde am Prüfstand eine Messwelle verwendet (s. Daten aus Tab. 4, S. 159). Das Torsionsmoment wird darin mit Dehnungsmessstreifen (DMS) erfasst. Nach dem Messprinzip aus den Kap. 3.2 und 3.3 wird die Messwelle nicht wie gewöhnlich in Rotation sondern ähnlich einer Pendelmaschine im Stillstand betrieben. Um eine mögliche fehlerhafte Anwendung der Messwelle auszuschließen, wurden Messungen an der Messwelle mit denen an einem für diese Anwendung vorgesehen Piezo-Reaktionsmomentsensor verglichen (s. Abb. 102). Der Piezosensor ist an einer Seite fest montiert, an der anderen Seite steht das zu messende Torsionsmoment an. Die Messwelle befindet sich in Reihe zwischen Piezosensor und Anker.

Reines Rastmoment kann unabhängig von der Beschaltung der Spulen und deshalb mit entnommenen Bürsten bei niedriger Drehzahl ( $60 \text{ min}^{-1}$ ) aufgenommen werden. In Abb. 103 sind die zeitlichen Verläufe des Rastmoments dargestellt. Das Signal des DMS der Messwelle wird mit den Ausgangssignalen der Messverstärker von Messwelle und Piezosensor verglichen. Die Messergebnisse sind praktisch deckungsgleich, allerdings sind den Signalen Oberschwingungen überlagert.



**Abb. 102:** Prüfstand zur Messung des zeitlichen Verlaufs des Rastmoments am Motor Q8p3K24. Dabei ist ein Serienprüfling in einer Zentrierungsaufnahme gespannt (vgl. Kap. 3.3, S. 28). Für die Auswertung werden die Ausgangssignale der Messwelle und des Piezosensors miteinander verglichen (s. Abb. 103).



**Abb. 103:** Zeitlicher Verlauf des gemessenen Rastmoments  $\tau(t)$  am Motor Q8p3K24 bei einer Drehzahl von  $60 \text{ min}^{-1}$  am Prüfstand (s. Abb. 102). Für die Auswertung werden das Analogsignal des DMS sowie die Ausgangssignale der Messverstärker der Messwelle und des Piezosensors miteinander verglichen.

Dieser Effekt verstärkt sich noch bei der Drehmomentmessung bei Motoren mit stromführenden Spulen und höheren Drehzahlen. Am Prüfstand ist an der B-Seite des Motors die verlängerte Ankerwelle herausgeführt und an den Piezosensor geflanscht. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass der Anker, bestehend aus Welle, Kommutator, Blechpaket und Wicklung, einer massebehafteten Drehstabfeder (Feder-Masse-System) entspricht, welche im Betrieb zu Eigenschwingungen angeregt wird.

Zunächst berechnet sich allgemein das polare Flächenträgheitsmoment eines Zylinders mit dem Durchmesser  $d$  zu

$$I_P = \frac{\pi}{32} \cdot d^4 \quad (110)$$

und die Winkelverdrehung  $\varphi$  der Drehstabfeder zu

$$\varphi = \frac{T \cdot l_F}{I_P \cdot G} \quad (111)$$

mit dem Torsionsmoment  $T$ , Schubmodul  $G$  und Federlänge  $l_F$ . Damit erhält man für die Federkonstante der Drehstabfeder die Formel:

$$c = \frac{T}{\varphi} = \frac{\pi}{32} \cdot d^4 \cdot \frac{G}{l_F} \quad (112)$$

Das Trägheitsmoment  $J$  eines Hohlzylinders mit der Masse  $m$  berechnet sich zu

$$J = m \frac{d^2 + d_i^2}{8} \quad (113)$$

Für den massiven Zylinder wird in (113) der Innendurchmesser  $d_1$  gleich null gesetzt.

Die Eigenfrequenz  $f_0$  der Drehstabfeder erhält man mit der Formel:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{J}} \quad (114)$$

Die Grundfrequenz  $f_g$  des zu messenden Pendelmoments bestimmt sich aus der Drehzahl  $n$  und aus der Anzahl der Grundrastperioden  $z_r$ :

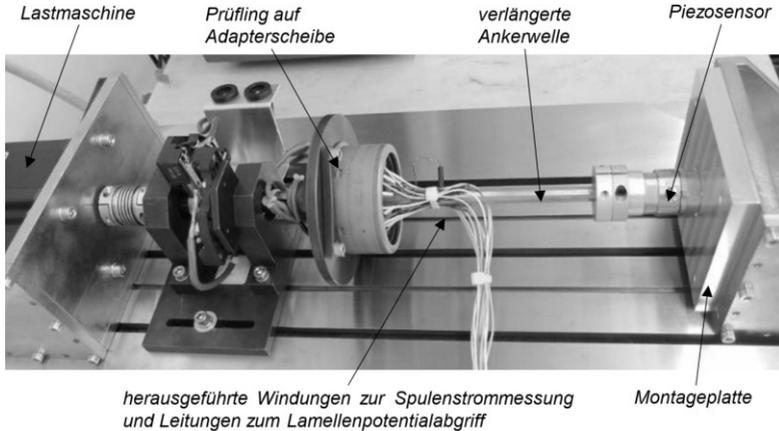
$$f_g = \frac{n}{60} \cdot z_r \quad (115)$$

Für den Motor Q8p3K24 ergibt sich bei einer Drehzahl von  $500 \text{ min}^{-1}$  eine Grundfrequenz von  $f_g = 200 \text{ Hz}$ . Der Motorstrom  $I_{\text{mot}}$  und das Drehmoment  $T$  besitzen bzgl. dem Wert der Grundfrequenz und dessen ganzzahligen Vielfachen i. d. R. ein vergleichbares Frequenzspektrum. Allerdings ist dem Drehmoment die Eigenfrequenz des Feder-Masse-Systems (hier ca. 1,6 kHz) überlagert (s. Vergleich in Abb. 106).

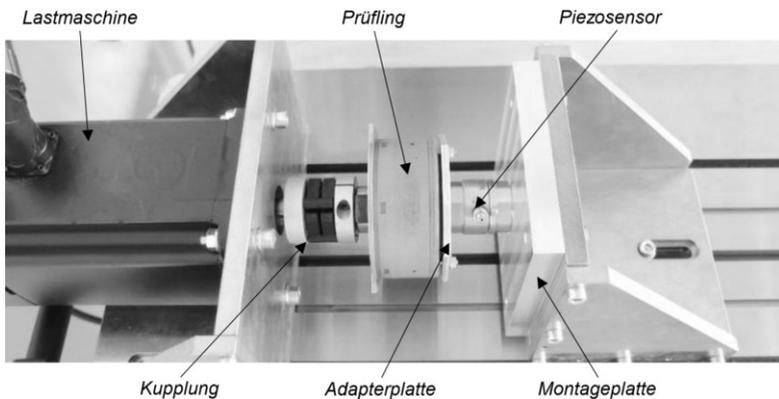
Liegt die Eigenfrequenz  $f_0$  des Messaufbaus nahe oder unterhalb der Grundfrequenz, kann das Messsignal nicht korrekt abgebildet werden. Im in Abb. 104 gezeigten Beispiel besitzt das Feder-Masse-System aufgrund der langen Ankerwelle des für die Spulenstrommessung modifizierten Prüflings eine Eigenfrequenz von  $f_0 = 360 \text{ Hz}$ . Korrekte Messungen der Rippel sind bei dieser Anordnung kaum möglich. Bereits bei niedrigen Drehzahlen (hier  $500 \text{ min}^{-1}$ ) ist der Verlauf des Pendelmoments, verursacht rein durch die Motorgeometrie und die stromführenden Spulen, nicht mehr beobachtbar.

Folglich ist für eine möglichst hohe Eigenfrequenz eine möglichst steife, d. h. eine dicke, kurze Ankerwelle zu wählen. Außerdem ist das Trägheitsmoment zu reduzieren.

Für den gezeigten Aufbau wurde ein Prüfling aus der Serie verwendet. Die Rotationsbezugssysteme wurden wieder umgekehrt, sodass eine klassische Anordnung vorliegt, d. h. der Anker rotiert und das Gehäuse wird festgehalten. Das Gehäuse ist fest über eine kurze Adapterplatte mit dem Piezosensor verbunden, sodass sich eine höhere Eigenfrequenz von  $f_0 = 1,6 \text{ kHz}$  des nun drehsteiferen Feder-Masse-Systems ergibt. Folglich können bei kleiner Drehzahl das Frequenzspektrum und der Zeitverlauf analysiert werden. Für das gewählte Beispiel können bei einer Drehzahl von  $n = 500 \text{ min}^{-1}$  neben der Grundfrequenz auch mehrere Oberschwingungen betrachtet werden. Der für die Drehmomentmessung verbesserte Aufbau ist in Abb. 105 und die Messergebnisse sind in Abb. 106 abgebildet.



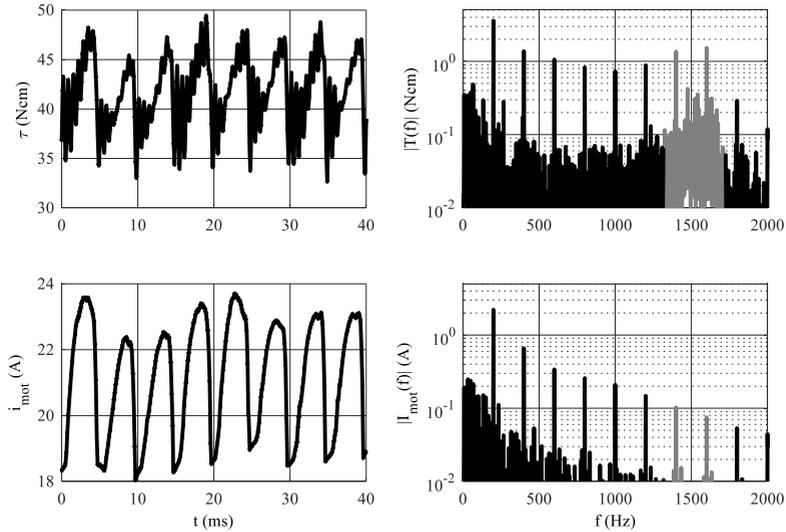
**Abb. 104:** Prüfstand zur Messung des Drehmoments am Motor Q8p3K24 mit einem Piezosensor. Durch die lange Ankerwelle liegt ein Feder-Masse-System mit einer tiefen Eigenfrequenz ( $f_0 = 360 \text{ Hz}$ ) vor.



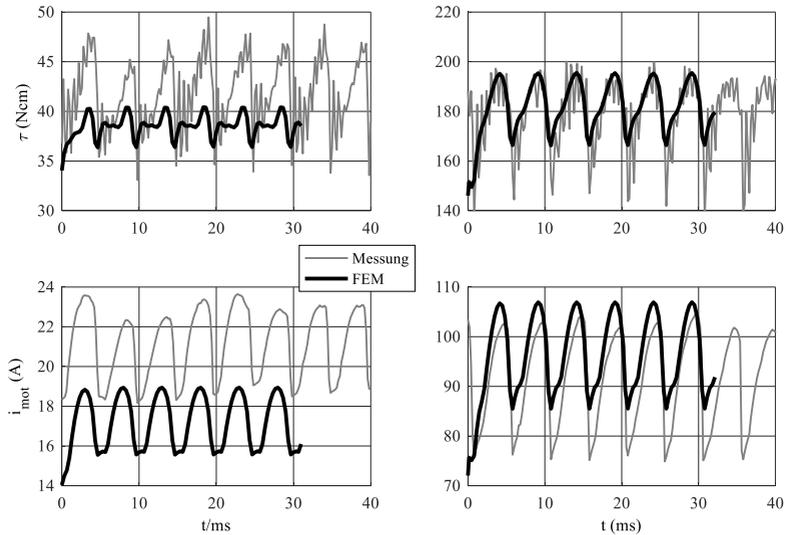
**Abb. 105:** Verbessertter Aufbau zur Messung des Drehmoments am Motor Q8p3K24 mit einem Piezosensor. Durch die kurze Anbindung an das Gehäuse stellt sich eine höhere Eigenfrequenz ( $f_0 = 1,6 \text{ kHz}$ ) des nun drehsteiferen Feder-Masse-Systems ein als in der Anordnung in Abb. 104.

Die Messergebnisse werden im Folgenden mit FEM-Daten verglichen. Diese berechneten Werte sind frei von angeregten Schwingungen, parasitärer Reibung und Einflüssen aufgrund einer exzentrischen Lagerung und entstehen ausschließlich aufgrund der Motorgeometrie und der Spulenströme. Für den Vergleich in

Abb. 107 werden zwei verschiedene Lastmomente eingepreßt: Bei 40 Ncm weichen die Drehmomentverläufe stark voneinander ab, allerdings wird der Gleichanteil relativ gut getroffen. Hingegen liegen die Verläufe bei einer Last von 180 Ncm besser aufeinander. Die Form und Amplitude der Stromripple sind in beiden Fällen sehr ähnlich. Ergänzend kann aus dem Messsignal mit einem Band- oder Tiefpass die Eigenfrequenz  $f_0$  und höhere Harmonische des Feder-Masse-System herausgefiltert werden.



**Abb. 106:** Zeitlicher Verlauf und Frequenzspektrum des gemessenen Pendelmoments und Motorstromrippels (FFT ohne Gleichanteil) am Motor Q8p3K24 bei einer Drehzahl von  $500 \text{ min}^{-1}$  und einem Lastmoment von 40 Ncm (s. Messaufbau in Abb. 105). Die Grundfrequenz beträgt 200 Hz und die Eigenfrequenz des Feder-Masse-Systems ca. 1,6 kHz.



**Abb. 107:** Zeitlicher Verlauf des gemessenen Drehmoments (oben) und Motorstroms (unten) am Motor Q8p3K24 (s. Messaufbau in Abb. 105) bei einer Drehzahl von  $500 \text{ min}^{-1}$  und Lastmomenten von 40 Ncm (links) und 180 Ncm (rechts). Die Messwerte werden mit Ergebnissen aus einer 3D-FEM-Simulation verglichen.



## Publikationsliste

- [96] Wolz, C.; Kempkes, J.; Ackva, A.; Schäfer, U.: “Nichtlineare Berechnung von permanentmagneterregten Gleichstrommotoren mit konzentrierten Wicklungen” in *ETG-Fachbericht*, Bd. 138, *Antriebssysteme 2013: Elektrik, Mechanik und Hydraulik in der Anwendung*, VDE/VDI (Hg.), Berlin: VDE-Verl., 2013, S. 128–133. <https://www.vde-verlag.de/proceedings-de/453546021.html>
- [97] Wolz, C.; Kempkes, J.; Ackva, A.; Schäfer, U.: “Nichtlineare Berechnung von permanentmagneterregten Gleichstrommotoren mit konzentrierten Wicklungen”, *FHWS Science Journal*, 1. Jg. (2013), H. 2, S. 89–98. URN: urn:nbn:de:bvb:863-opus-507
- [98] Wolz, C.; Wüchner, B.; Greger, M.; Kempkes, J.; Schäfer, U.: “A virtual rapid analysis model for DC motors with single tooth windings” in *XXI International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, S. 38–44. DOI: 10.1109/ICELMACH.2014.6960156
- [95] Wolz, C.; Greger, M.; Wüchner, B.; Kempkes, J.; Schäfer, U.: “Calculation of nonlinear flux linkage and torque for permanent magnet DC motors” in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, S. 147–153. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409052
- [79] Spiegel, A.; Wolz, C.; Wüchner, B.; Kempkes, J.: “Examining a Rapid Calculation Method of Flux Linkages for Reluctance Machines” in *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016. DOI: 10.1109/ICELMACH.2016.7732547



## Literaturverzeichnis

- [1] Ackva, A.; Ombach, G.; Junak, J.: “Numerical coupled analysis of DC motors including saturation and commutation effects” in *11th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, 6 ff.
- [2] Albach, M.: *Grundlagen der Elektrotechnik I: Erfahrungssätze, Bauelemente, Gleichstromschaltungen*. München: Pearson Studium, 2004.
- [3] Andreux, R.; Fontchastagner, J.; Takorabet, N.; Labbe, N.; Metral, J.-S.: “Magnetic field-electric circuit coupled method for brush DC motor simulations” in *XX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, S. 2683–2688.
- [4] Andreux, R.; Fontchastagner, J.; Takorabet, N.; Labbe, N.; Metral, J.-S.: “A General Approach for Brushed DC Machines Simulation Using a Dedicated Field/Circuit Coupled Method”, *PIER*, 145. Jg. (2014), S. 213–227.
- [5] Ayrton, H.: *The Electric Arc*. Cambridge: Cambridge University Press, 1902.
- [6] Azar, Z.; Zhu, Z. Q.; Ombach, G.: “Influence of Electric Loading and Magnetic Saturation on Cogging Torque, Back-EMF and Torque Ripple of PM Machines”, *IEEE Trans. Magn.*, 48. Jg. (2012), H. 10, S. 2650–2658.
- [7] Bash, M. L.: *Modeling and Design of Wound-Rotor Synchronous Machines Using Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuits*. Dissertation, Purdue University, West Lafayette, IN USA, 2010.
- [8] Bash, M. L.; Pekarek, S.: “A magnetic equivalent circuit for automated design of wound-rotor synchronous machines” in *Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2011, S. 56–61.
- [9] Beckert, U.: *Berechnung magnetischer Kreise mit Permanentmagneten*. Vorlesungsskript, TU Bergakademie Freiberg, Institut für Elektrotechnik, Freiberg, 2008.
- [10] Belyi, V. A.; Konchits, V. V.; Savkin, V. G.: “Polar effects within the sliding contact of metal-containing brushes”, *Wear*, 78. Jg. (1982), 1-2, S. 249–258.
- [11] Benecke, J.: *Modellierung der Hochfrequenz-Eigenschaften kleiner Gleichstrommotoren*. Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik, Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr, Hamburg, 2009.

- [12] Benedicic, B.; Pavlovic, F.; Nastran, J.; Rejec, J.: “A commutator with integrated capacitors”, *Informacije MIDE M, Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, 34. Jg. (2004), H. 1, S. 43–53.
- [13] Biebighäuser, A.: *Neue Aspekte zur Kommutierung von Gleichstrommaschinen*. Düsseldorf: VDI-Verl, 1996.
- [14] Binder, A.: *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2012.
- [15] Böttger, C.: “Kontakttheorie und Kontaktspannung bei Kohlebürsten” in *22. Kleinmaschinenkolloquium*, A. Möckel (Hg.), Ilmenau, 2014, S. 37–48.
- [16] Böttger, C.: “Kommutierung, Kontakttheorie und Kohlebürsteneigenschaften” in *23. Kleinmaschinenkolloquium*, A. Möckel (Hg.), Ilmenau, 2015, S. 4–23.
- [17] Braunovic, M.; Konchits, V. V.; Myshkin, N. K.: *Electrical contacts: Fundamentals, applications and technology*. Boca Raton: CRC Press, 2007.
- [18] Brown, I. P.; Sizov, G. Y.; Demerdash, N.: “Rapid high fidelity finite element-based synchronous machine model for system simulations” in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2013, S. 944–951.
- [19] Chancharoensook, P.; Rahman, M. F.: “Dynamic modeling of a four-phase 8/6 switched reluctance motor using current and torque look-up tables” in *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2002, S. 491–496.
- [20] Chu, W. Q.; Zhu, Z. Q.: “Average Torque Separation in Permanent Magnet Synchronous Machines Using Frozen Permeability”, *IEEE Trans. Magn.*, 49. Jg. (2013), H. 3, S. 1202–1210.
- [21] Chu, W. Q.; Zhu, Z. Q.: “On-Load Cogging Torque Calculation in Permanent Magnet Machines”, *IEEE Trans. Magn.*, 49. Jg. (2013), H. 6, S. 2982–2989.
- [22] Cravero, L. G.: *Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung*. Ilmenau: ISLE, 2006.
- [23] Cros, J.; Sincero, G. C. R.; Viarouge, P.: “Design method for brush permanent magnet DC motors” in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2009, S. 1625–1632.
- [24] Cros, J.; Viarouge, P.: “Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings”, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 17. Jg. (2002), H. 2, S. 248–253.

- 
- [25] Di Gerlando, A.; Perini, R.: "Model of the Commutation Phenomena in a Universal Motor" in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2003, S. 173–179.
- [26] Di Gerlando, A.; Perini, R.: "Model of the Commutation Phenomena in a Universal Motor", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 21. Jg. (2006), H. 1, S. 27–33.
- [27] Dobra, P.; Trusca, M.; Sita, I. V.; Munteanu, R. A.; Munteanu, M.: "Model based approach in fault detection and diagnosis for DC motor" in *8th International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2011, S. 229–233.
- [28] Dufour, C.; Belanger, J.; Abourida, S.; Lapointe, V.: "Real-time simulation of finite-element analysis permanent magnet synchronous machine drives on a FPGA card" in *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, S. 1–10.
- [29] Endert, F.; Klausnitzer, M.: "Projekt UNITRIKE: Entwicklung eines Elektro-Lastendreirades" in *22. Kleinmaschinenkolloquium*, A. Möckel (Hg.), Ilmenau, 2014, S. 6–15.
- [30] Erle I. Shobert II: *Carbon Brushes: The Physics and Chemistry of Sliding Contacts*. New York: Chemical Publishing Company, Inc, 1965.
- [31] Foggia, A.; Berkouk, M.: "Machine électrique tournante à courant continu du type pourvu d'un collecteur", Frankreich FR2841400-B1, 26.12.2003.
- [32] Friedrich, J. K.-H.: *Bauformen und Betriebsverhalten modularer Dauermagnetmaschinen*. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, München, 1991.
- [33] Fuest, K.; Döring, P.: *Elektrische Maschinen und Antriebe*, 4. Aufl. Braunschweig, Wiesbaden: Vieweg, 1999.
- [34] Glowacz, Z.; Zdrojewski, A.: "Mathematical modelling of commutator DC motor in failure conditions" in *5th International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2005, S. 1–5.
- [35] Gómez, M. F.: *Characterisation and Modelling of Brush Contacts*. Dissertation, Fachbereich Elektrotechnik, Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr, Hamburg, 2005.
- [36] Hameyer, K.; Belmans, R. J.: "Permanent magnet excited brushed DC motors", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 43. Jg. (1996), H. 2, S. 247–255.
- [37] Heidrich, T.: *Kommutierungsberechnung bei permanentmagneterregten Kommutatormotoren kleiner Leistung*. Ilmenau: ISLE, 2012.
- [38] Heidrich, T.; Hackbart, M.; Möckel, A.: "Simulation of Auxiliary Drives in Motor Vehicles" in *European Automotive Simulation Conference*, 2009.

- [39] Hendershot, J. R.; Miller, T. J. E: *Design of brushless permanent-magnet motors*. Hillsboro, OH, Oxford: Magna Physics Pub.; Clarendon Press, 1994.
- [40] Hering, E.; Rolf, M.; Gutekunst, J.; Kempkes, J.: *Elektrotechnik und Elektronik für Maschinenbauer*, 2. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [41] Holm, R.: *Electric contacts: Theory and application*, 4. Aufl. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 1967.
- [42] Hoppach, E.; Tiemayer, P.; Vornberger, C.: "Tribologische Verbesserung der Bürstenmatrix bei DC-Motoren" in *ETG-Fachbericht*, Bd. 146, *Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik: Beiträge der 10. ETG/GMM-Fachtagung, 14. - 15. September 2015 in Köln*, G. Huth (Hg.), Berlin, Offenbach: VDE-Verl, 2015.
- [43] Houenouvo, A.; Hofmann, W.: "Finite element analysis of the contact problem between graphite-brushes and -slip rings in double-fed asynchronous generators" in *9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD)*, 2012, S. 1–6.
- [44] Huth, G.: "Permanent-magnet-excited AC servo motors in tooth-coil technology", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20. Jg. (2005), H. 2, S. 300–307.
- [45] Huth, G.; Qian, K.: "Permanentmagneterregte AC-Servomotoren mit vereinfachten Wicklungssystemen" in *ETG-Fachbericht*, Bd. 96, *Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik: Vorträge der ETG- /GMM-Fachtagung am 3. und 4. März 2004 in Darmstadt*, G. Huth (Hg.), Berlin u. a.: VDE-Verl, 2004, S. 15–22.
- [46] Iorgulescu, M.; Beloiu, R.: "Study of DC motor diagnosis based on the vibration spectrum and current analysis" in *International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, 2012, S. 1–4.
- [47] Isermann, R.: *Mechatronische Systeme*, 2. Aufl. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 2008.
- [48] Jordan, W.: *Technologie kleiner Elektromaschinen: Teil 1*, 2. Aufl. Klipphausen: Eigenverl. Technoexpert, 2013.
- [49] Jordan, W.: *Technologie kleiner Elektromaschinen: Teil 2*, 2. Aufl. Dresden: Eigenverl. Technoexpert, 2014.
- [50] Jordan, W.: *Technologie kleiner Elektromaschinen: Teil 3*. Dresden: Eigenverl. Technoexpert, 2015.
- [51] Katona, L.; Vorlauffer, G.; Reynvaan, C.: "Numerische und experimentelle Analyse von DC Kleinmotoren" in *23. Kleinmaschinenkolloquium*, A. Möckel (Hg.), Ilmenau, 2015, S. 144–148.

- 
- [52] Kelleter, A. J.: *Steigerung der Ausnutzung elektrischer Kleinmaschinen*. Dissertation, Fachgebiet Energiewandlungstechnik, Technische Universität München, München, 2010.
- [53] Klamt, J.: *Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen: Asynchronmotor, Synchronmaschine, Gleichstrommaschine, elektrische Schlupfkupplung*. Berlin: Springer Berlin, 1962.
- [54] Kolletschke, H.-D.: *Die Modulare Dauermagnetmaschine - Aufbau und Eigenschaften*. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, München, 1987.
- [55] Kraßer, B.: *Optimierte Auslegung einer Modularen Dauermagnetmaschine für ein Autarkes Hybridfahrzeug*. Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität München, München, 2000.
- [56] Kurihara, K.; Yamamoto, K.; Kubota, T.: "Commutation analysis of universal motors taking into account brush-to-bar voltage drop" in *12th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2009, S. 1–4.
- [57] Matsuda, T.: "Method for analysing the commutation in small universal motors", *IEE Proc, Electr. Power Appl*, 142. Jg. (1995), H. 2, S. 123.
- [58] McPherson, G.: "Deriving DC Machine Torque by the Principle of Virtual Work", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Syst*, PAS-90 (1971), H. 5, S. 2359–2362.
- [59] Möckel, A.: *Kontaktsystem und Kommutierung der Kommutatormotoren kleiner Leistung*. Ilmenau: ISLE, 2008.
- [60] Moczala, H.: *Elektrische Kleinstmotoren und ihr Einsatz*. Württemberg, W. Ger, Berlin: Expert Verlag; VDE-Verlag, 1979.
- [61] Mohr, A.: *Kleinmotoren mit Permanentmagneterregung: Grundlagen und konstruktiver Aufbau*: Robert Bosch GmbH, 1987.
- [62] Müller, G.; Ponick, B.: *Grundlagen elektrischer Maschinen*, 9. Aufl. Weinheim, Germany: Wiley-VCH, 2006.
- [63] Müller, G.; Ponick, B.: *Theorie elektrischer Maschinen*, 6. Aufl. Weinheim: Wiley-VCH, 2009.
- [64] Müller, G.; Vogt, K.; Ponick, B.: *Berechnung elektrischer Maschinen*, 6. Aufl. Weinheim: Wiley-VCH, 2008.
- [65] Oganezova, I. u. a.: "EMC model of low voltage DC motor" in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2014, S. 81–85.
- [66] Paulig, E.: *Der Kohlebürstengleitkontakt im Elektromaschinenbau*. Dissertation, Technische Universität Dresden, Dresden, 1980.
- [67] Pavlovic, F.: "The commutator optimization due to electrically caused wear" in *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010, S. 1–6.

- [68] Pavlovic, F.: “Commutator wear due to drawn arcs” in *XX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, S. 1227–1232.
- [69] Pavlovic, F.; Nastran, J.: “Avoiding Drawn Arcs Between Sliding Contacts of Commutators” in *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, S. 1808–1813.
- [70] Pintscher, F.: *Kontaktvorgänge und Verschleißverhalten des Systems Fahrdracht-Schleifleiste*. Dissertation, Fakultät Verkehrswissenschaften "Friedrich List", Technische Universität Dresden, 2003.
- [71] Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcová, V.: *Design of rotating electrical machines*. Chichester, U.K: Wiley, 2008.
- [72] Sarasa, M.: *Einsatz neuer weichmagnetischer Werkstoffe bei elektrischen Maschinen im Kraftfahrzeug*. Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität der Bundeswehr München, München, 2005.
- [73] Schoppa, A.; Delarbre, P.: “Soft Magnetic Powder Composites and Potential Applications in Modern Electric Machines and Devices”, *IEEE Trans. Magn.*, 50. Jg. (2014), H. 4, S. 1–4.
- [74] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*, 5. Aufl. Berlin, Heidelberg: Imprint: Springer Vieweg, 2013.
- [75] Schunk Group: *Technische Informationen*. Verfügbar: <http://www.schunk-group.com/de/presse/mediathek/technische-informationen/> (24.02.2015).
- [76] Sequenz, H.: *Die Wicklungen elektrischer Maschinen: Erster Band: Wechselstrom-Ankerwicklungen*. Wien: Springer, 1950.
- [77] Sincero, G.; Cros, J.; Viarouge, P.: “Arc Models for Simulation of Brush Motor Commutations”, *IEEE Trans. Magn.*, 44. Jg. (2008), H. 6, S. 1518–1521.
- [78] Sincero, G.; Ghannou, J.; Cros, J.; Viarouge, P.: “Collector model for simulation of brush machines”, *Mathematics and Computers in Simulation*, 81. Jg. (2010), H. 2, S. 340–353.
- [79] Spiegel, A.; Wolz, C.; Wüchner, B.; Kempkes, J.: “Examining a Rapid Calculation Method of Flux Linkages for Reluctance Machines” in *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016.
- [80] Spratler, C.: *Einflussgrößen und Vorhersagbarkeit der elektromagnetischen Störaussendung von Gleichstrommotoren*. Dissertation, Technische Fakultät, Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 2012.
- [81] Steingroever, E.; Ross, G.: *Messverfahren der Magnettechnik*. Köln: Magnet-Physik Dr. Steingroever GmbH, 2009.
- [82] Stölting, H.-D.; Beisse, A.: *Elektrische Kleinmaschinen: Eine Einführung*. Stuttgart: Teubner, 1987.

- 
- [83] Stölting, H.-D, Kallenbach, E, und Amrhein, W. (Hgg.): *Handbuch elektrische Kleinantriebe*, 4. Aufl. München: Hanser, 2011.
- [84] Tahehara, I.; Shigaru, O.; Yamamura, A.; Osawa, T.: "Variant-pole electric motor", Japan EP0221628A2, 13.05.1987.
- [85] Veeh, C.: *Oberwellenorientierte Wicklungsmodifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung*. Düsseldorf: VDI-Verl, 2013.
- [86] Vinaricky, E. (Hg.): *Elektrische Kontakte, Werkstoffe und Anwendungen: Grundlagen, Technologien, Prüfverfahren*, 3. Aufl. Berlin: Springer Berlin, 2014.
- [87] Volkmann, W.: *Kohlebürsten*. Giessen: Schunk u. Ebe, 1980.
- [88] Wang, R. H.; Walter, R. T.: "Computer aided simulation of performance and brush commutation for universal motors with two coils per armature slot" in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 1999, S. 559–561.
- [89] Wang, R. H.; Walter, R. T.: "Modeling of universal motor performance and brush commutation using finite element computed inductance and resistance matrices", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 15. Jg. (2000), H. 3, S. 257–263.
- [90] Wang, R. H.; Walter, R. T.: "Computer aided modeling of performance and brush commutation for small permanent magnet motors" in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2001, S. 939–944.
- [91] Weigold, T.; Roos, G.; Albrecht, M.; Saum, A.; Herbst, J.: "Elektrische Maschine", Deutschland DE 10 2006 011 550 A1, 20.09.2007.
- [92] Willig, M.: *Contributions to the Commutation Analysis of uncompensated Single Phase Universal Motors*. Dissertation, School of Engineering, University of Glasgow, Glasgow, 2013.
- [93] Willig, M.; Cossar, C.; Corral, I.: "A circuit model for the analysis of single phase universal motors using constant arc voltage drop" in *12th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, 2013, S. 455–460.
- [94] Willig, M.; Miller, T.; Corral, I.: "A brush model for detailed commutation analysis of universal motors" in *XX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, S. 1146–1152.
- [95] Wolz, C.; Greger, M.; Wüchner, B.; Kempkes, J.; Schäfer, U.: "Calculation of nonlinear flux linkage and torque for permanent magnet DC motors" in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, S. 147–153.

- [96] Wolz, C.; Kempkes, J.; Ackva, A.; Schäfer, U.: “Nichtlineare Berechnung von permanentmagneterregten Gleichstrommotoren mit konzentrierten Wicklungen” in *ETG-Fachbericht*, Bd. 138, *Antriebssysteme 2013: Elektrik, Mechanik und Hydraulik in der Anwendung*, VDE/VDI (Hg.), Berlin: VDE-Verl, 2013, S. 128–133.
- [97] Wolz, C.; Kempkes, J.; Ackva, A.; Schäfer, U.: “Nichtlineare Berechnung von permanentmagneterregten Gleichstrommotoren mit konzentrierten Wicklungen”, *FHWS Science Journal*, 1. Jg. (2013), H. 2, S. 89–98.
- [98] Wolz, C.; Wüchner, B.; Greger, M.; Kempkes, J.; Schäfer, U.: “A virtual rapid analysis model for DC motors with single tooth windings” in *XXI International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, S. 38–44.
- [99] Würfel, M.: *Diagnose der Übertragungseigenschaften von Schleifringssystemen in doppel gespeisenden Drehstrom-Asynchrongeneratoren*. Aachen: Shaker, 2007.

Schriftenreihe **Elektrische Energietechnik an der TU Berlin**

Hrsg.: Prof. Dr. Sibylle Dieckerhoff, Prof. Dr. Julia Kowal,

Prof. Dr. Ronald Plath, Prof. Dr. Uwe Schäfer

ISSN 2367-3761 (print)

ISSN 2367-377X (online)

---

**01: Dinca, Christian: Motor design for maximum material exploitation and magnetization procedure with in-line quality check for mass production.** - 2017. - XV, 168 S.  
ISBN 978-3-7983-2883-9 (print) EUR 13,00  
ISBN 978-3-7983-2884-6 (online)

**02: Gkountaras, Aris: Modeling techniques and control strategies for inverter dominated microgrids.** - 2017. - 169 S.  
ISBN 978-3-7983-2872-3 (print) EUR 12,00  
ISBN 978-3-7983-2873-0 (online)



### Ein Simulationsmodell für Kommutatormotoren kleiner Leistung

Die vorliegende Arbeit präsentiert ein virtuelles Motormodell (kurz: VRAM – virtual rapid analysis model) für permanentmagneterregte Gleichstrommotoren kleiner Leistung nach einer Reduced-Order-Model-Methode, d. h. die Komplexität einer FEM-Berechnung wird signifikant herabgesetzt. Mit einer neu entwickelten Berechnungs-Methode wird mit Hilfe von Lookup-Tabellen die Überlagerung der magnetischen Durchflutungsquellen quasi-analytisch unter Berücksichtigung magnetischer Sättigung berechnet. Dynamische Spulen- (Strom, Spannung, Flussverkettung) und Motorwerte (Strom, Spannung, Drehzahl und Drehmoment) werden im VRAM schnell und in hoher Genauigkeit bis hin zu Bürstenfeuer simuliert. Die nichtlinearen Werte für Flussverkettung und Drehmoment sind praktisch identisch mit denen aus 3D-FEM-Berechnungen und bestätigen die Genauigkeit. Das VRAM kann für die Optimierung von Parametern, welche nicht direkt den Magnetkreis beeinflussen, verwendet werden. Berechnete Motorkennlinien spiegeln das nichtlineare Verhalten des Magnetkreises sehr deutlich wieder. Das VRAM ist aufgrund seiner schnellen Rechenzeit eine kostengünstige Alternative zu etablierten Simulationsprogrammen.

ISBN 978-3-7983-2934-8 (print)

ISBN 978-3-7983-2935-5 (online)



ISBN 978-3-7983-2934-8



<http://verlag.tu-berlin.de>