

# **Kommutierungsberechnung bei permanentmagneterregten Kommutatormotoren kleiner Leistung**

## **Dissertation**

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

vorgelegt der  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der  
Technischen Universität Ilmenau

von  
Dipl.-Ing. Tobias Heidrich  
geboren am 20.01.1981  
in Bad Salzungen

1. Gutachter:	PD Dr.-Ing. habil. A. Möckel	Technische Universität Ilmenau
2. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. J. Waßmuth	Fachhochschule Bielefeld
3. Gutachter:	Dr. J. Olk	Hella KGaA Hueck & Co.

Tag der Einreichung: 24.08.2011

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 5.04.2012

## **Vorwort**

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Energie- und Steuerungstechnik im Fachgebiet Kleinmaschinen der Technischen Universität Ilmenau.

Mein besonderer Dank gilt Herrn PD Dr.-Ing. habil. A. Möckel, dem Leiter des Fachgebiets, für seine Unterstützung und die anregenden Diskussionen.

Bei den Gutachtern möchte ich mich für Ihr Interesse an dieser Arbeit und die Übernahme der Koreferate bedanken.

Weiterhin bedanke ich mich bei den Firmen, die mit Forschungsthemen und Motorenmustern zum Entstehen dieser Arbeit beitrugen.

Danken möchte ich auch meinen Kollegen für die konstruktiven Gespräche, die fachliche Unterstützung und das ausgezeichnete Arbeitsklima. Herrn Dr. Schuder und Dipl.-Ing. Kesting danke ich insbesondere für ihre praktischen Hinweise.

Ilmenau, den 22.08.2011

## **Kurzfassung**

In der vorliegenden Arbeit wird ein Verfahren zur Berechnung der Kommutierung bei permanentmagneterregten Kommutatormotoren (PM-DC-Motoren) vorgestellt. Darüber hinaus werden die Grundlagen der Stromwendung und die sie beeinflussenden Faktoren diskutiert. Im Rahmen der Arbeit erfolgt zudem eine Zusammenfassung der wichtigsten Methoden zur Messung und Beurteilung der Kommutierung, da diese Untersuchungen für die Kleinmaschinenentwicklung nach wie vor hoch relevant sind. Die Verfahren werden anhand von konkreten Beispielen erläutert und hinsichtlich Aufwand und ihrer Aussagekraft bewertet sowie zur Validierung des neuen Berechnungsansatzes herangezogen. Die Analyse bekannter Berechnungsverfahren auf deren Eignung und Grenzen schließt diesen Themenkomplex ab.

Mittels des neu entwickelten Simulationsansatzes für ein vollständiges Antriebssystem kann die Stromwendung in allen Betriebszuständen analysiert werden. Die Modellbeschreibung umfasst den Einfluss des Magnetkreises, der Ansteuerung, der Antriebsmechanik und des Kontaktsystems Bürste-Kommutator. Die Erstellung und Parametrierung der Antriebsmodelle wird unter Einbeziehung spezifischer Charakteristika von PM-DC-Motoren kleiner Leistung erörtert. Ein Schwerpunkt bildet dabei das Verhalten des Kontaktsystems und dessen Nachbildung mit allen wesentlichen Einflussgrößen.

Daran anschließend werden praxisrelevante Fragestellungen zum Kommutierungsverhalten mit Hilfe der Antriebssimulation analysiert. Aufbauend auf den Berechnungsergebnissen lassen sich Gesichtspunkte zur Konstruktion und Auslegung von PM-DC-Motoren ableiten.

## **Abstract**

This paper deals with the calculation of the commutation process in permanent magnet commutator motors (PM-DC motors). The theoretical principles and the influencing factors of the commutation are discussed. The paper also summarizes the most important measurement and assessment methods. The procedures are explained with the help of examples and evaluated in terms of effort and its significance. The analysis of known calculation techniques and their suitability and limitations concludes this topic.

The developed simulation model of a complete drive system allows studying the commutation in all operating conditions. The model includes the influence of the magnetic circuit, the motor control, the drive mechanism and the brush-commutator contact system. The creation and configuration of the drive models will be discussed, including specific characteristics of fractional horsepower PM-DC motors. A focus is the behavior of the contact system and its simulation with all the essential parameters.

Following this, the simulation models are used to analyze practical issues related to the commutation. The calculation results give directions for the construction and design of PM-DC motors.

## Inhaltsverzeichnis

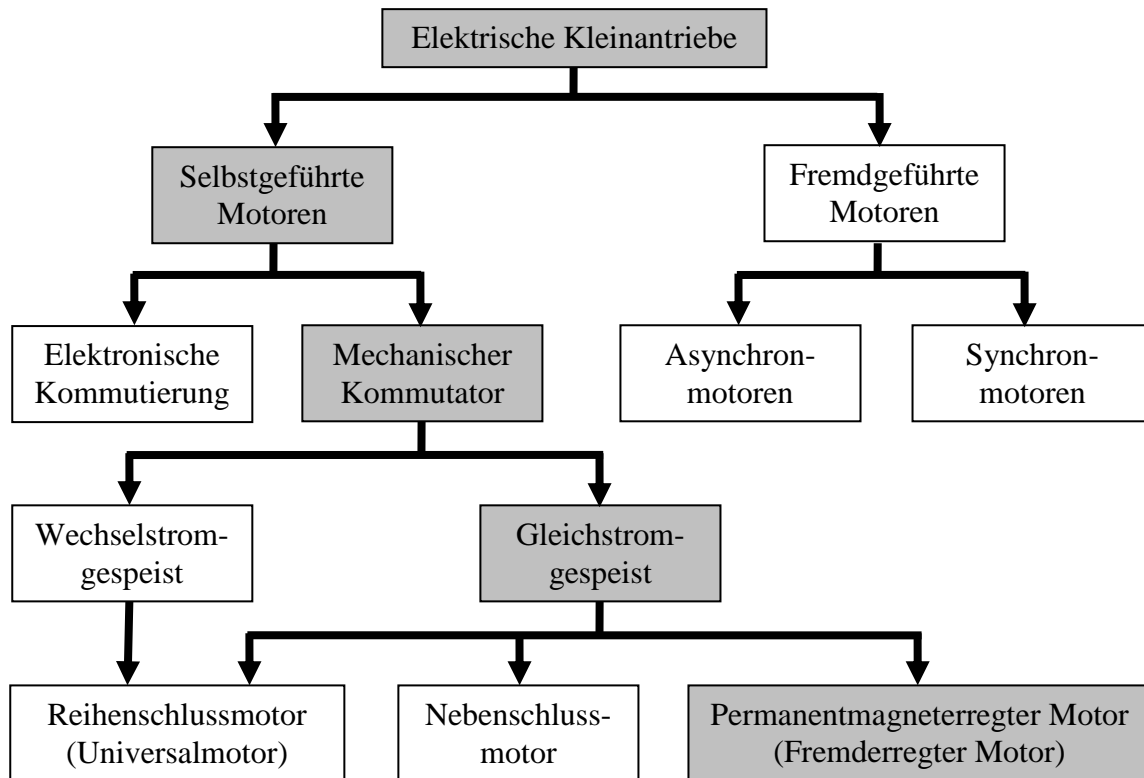
<b>1</b>	<b>Einleitung.....</b>	<b>7</b>
1.1	Einordnung und Verbreitung des permanentmagneterregten Kommutatormotors kleiner Leistung .....	7
1.2	Literaturbewertung .....	10
1.3	Motivation und Ziel der Arbeit.....	14
<b>2</b>	<b>Kommutierungsvorgang bei PM-DC-Motoren .....</b>	<b>15</b>
2.1	Theoretische Betrachtungen zur Stromkommutierung.....	15
2.1.1	Allgemeine Beschreibung unter Berücksichtigung des Magnetkreises .....	15
2.1.2	Kommutierungskreis und Funktion von Bürste und Kommutator .....	20
2.1.3	Prinzipielle Kommutierungsverläufe und deren Auswirkungen .....	23
2.2	Methoden zur Diagnose und Beurteilung der Kommutierung .....	27
2.2.1	Klassische Diagnoseverfahren.....	27
2.2.2	Direkte Messung des Kommutierungsstromes an präparierten Motoren .....	28
2.2.3	Auswertung der Kommutatorlamellenpotentiale.....	32
2.2.4	Kommutierungsanalyse mittels einer Flussmessspule .....	33
2.2.5	Auswertung des Motorstromes.....	36
2.3	Verfahren zur Vorausberechnung und Simulation .....	39
2.3.1	Analytische Berechnungsmethoden .....	39
2.3.2	Anwendung von numerischen Feldberechnungsprogrammen .....	40
2.3.3	Simulation der Stromwendung mit Hilfe der transienten FEM.....	42
2.4	Anwendungsgebiet und Grenzen der Untersuchungsmethoden .....	46
<b>3</b>	<b>Modellbasierter Ansatz zur Simulation des Kommutierungsverhaltens.....</b>	<b>48</b>
3.1	Gesamtstruktur des Antriebsmodells.....	48
3.2	Nachbildung der Ankerwicklung und des Magnetkreises.....	49
3.2.1	Berechnung der Ankerspulenflüsse mittels FEM.....	49
3.2.2	Bestimmung der Wickelkopfinduktivitäten .....	55
3.2.3	Ermittlung der Ankerspulenwiderstände und Verschaltung zur Wicklung.....	57
3.3	Beschreibung der Antriebsmechanik.....	59
3.4	Berücksichtigung der Ansteuerschaltung .....	61
3.5	Modellierung des Kontaktsystems Bürste Kommutator.....	62
3.5.1	Allgemeine Beschreibung des Kontaktverhaltens.....	62
3.5.2	Untersuchungen an Kontaktsystemen mit Metall-Graphitbürsten .....	66
3.5.3	Nachbildung des Bürstenübergangs zum Kommutator .....	71

3.5.4	Berücksichtigung von Lichtbogeneffekten .....	75
<b>4</b>	<b>Validierung des Modellansatzes .....</b>	<b>78</b>
4.1	Kommutierung bei einem PM-DC-Motor mit 8 Ankerspulen und 8 Nuten .....	78
4.2	Stromwendung bei einem PM-DC-Motor mit 12 Nuten und abgeflachtem Ständer .. .....	80
<b>5</b>	<b>Vereinfachung der Modellparametrierung.....</b>	<b>84</b>
5.1	Erforderliche Modellparameter .....	84
5.2	Automatische Parametrierung des Kontaktsystemmodells.....	85
<b>6</b>	<b>Anwendungsbeispiele .....</b>	<b>88</b>
6.1	Optimierung der Stromwendung durch Bürstenbrückenverdrehung .....	88
6.2	Einsatz von Hochenergiemagneten bei PM-DC-Motoren .....	89
6.3	Betrieb bei welliger und gepulster Gleichspannung .....	91
6.4	Kommutierungsverhalten mit stellungsabhängigem Lastmoment.....	94
6.5	Verschleißprognose bei geregelten Antrieben .....	96
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung .....</b>	<b>98</b>
7.1	Allgemeine Erkenntnisse der Anwendung.....	98
7.2	Ansätze zur Weiterentwicklung .....	99
<b>8</b>	<b>Anhang.....</b>	<b>100</b>
A1:	Verwendete Messschaltung zur direkten Aufnahme des Kommutierungsverlaufs	100
A2:	Verfahren zur Aufbereitung des Ankerstromes für die Kommutierungsbeurteilung .. .....	100
A3:	Überblick der Werkstoffdaten von Hartmagneten .....	101
A4:	Experimentelle Bestimmung der Wickelkopfstreuinduktivität.....	101
A5:	Messaufbau zur Bestimmung des Übergangswiderstands Bürste-Kommutator....	103
A6:	Abhängigkeit des Übergangswiderstandes Bürste-Kommutator von Anpresskraft, Luftfeuchtigkeit, Bürstenpolarität und Temperatur.....	103
A7:	Veränderungen am Kontaktsystem während des Einlaufens .....	105
<b>9</b>	<b>Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen .....</b>	<b>107</b>
<b>10</b>	<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>112</b>
	<b>Lebenslauf.....</b>	<b>118</b>

# 1 Einleitung

## 1.1 Einordnung und Verbreitung des permanentmagneterregten Kommutatormotors kleiner Leistung

Unter elektrischen Antrieben kleiner Leistung versteht man nach [1] im Allgemeinen Anwendungen mit Motoren, deren obere Leistungsgrenze bei etwa 1 kW liegt. Diese Umschreibung umfasst aber nicht alle Varianten und Ausführungsformen, die zu den Kleinmotoren gezählt werden. Da die Leistung bei gleichem Bauvolumen proportional mit der Motordrehzahl steigt, sind mit hochtourigen Kleinantrieben Leistungen deutlich über 1 kW möglich. Im Gegensatz dazu werden langsam drehende Maschinen im gleichen Leistungsbereich aufgrund ihrer großen Abmessungen nicht als Kleinantriebe bezeichnet. Eine genauere Definition von elektrischen Kleinantrieben mit Bezug auf das Bauvolumen oder die Drehzahl liegt im deutschsprachigen Raum nicht vor, sodass je nach Hersteller verschiedene Festlegungen bezüglich des Leistungsbereichs existieren. Für statistische Erhebungen, wie durch den Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V., (ZVEI) erfolgt eine Unterteilung in Kleinmotoren bis 750 W und Kleinstmotoren unter 75 W. Mit dem Begriff Elektrische Kleinantriebe werden außerdem, wie im Bild 1.1 dargestellt, verschiedene Motorprinzipien zusammengefasst. Der permanentmagneterregte Kommutatormotor, kurz PM-DC-Motor, gehört zur Gruppe der selbstgeführten Motoren. Bei diesen Motoren werden die Spulen in Abhängigkeit von der Lage gegenüber dem Permanentmagnetfeld selbsttätig geschaltet. Ziel dieser Steuerung der Stromrichtung in den Spulen ist es, ein möglichst konstantes Drehmoment zu erzeugen, sowie eine kontinuierliche Drehbewegung hervorzurufen. Dies erfordert ein Kommutierungssystem, das die Stromrichtung in den Spulen umkehrt, so dass die Richtung des erzeugten Drehmoments im Verlauf einer Umdrehung erhalten bleibt. Die Stromübertragung in die Ankerwicklung sowie die Kommutierung werden bei PM-DC-Motoren durch den mechanischen Gleitkontakt realisiert. Dieses Kontaktsystem besteht aus dem Kommutator und mindestens 2 Bürsten.

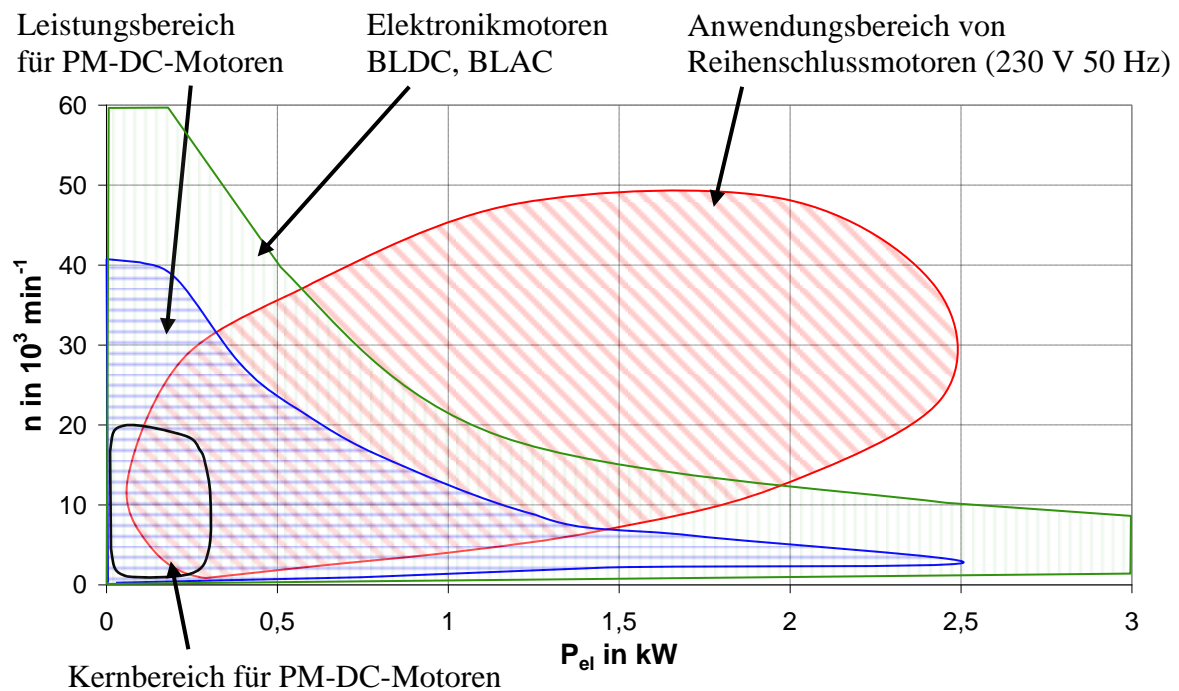


**Bild 1.1 Systematik der elektrischen Kleinantriebe**

Aufgrund des einfachen Aufbaus, der geringen Herstellungskosten und des hohen Wirkungsgrades sind Antriebslösungen mit PM-DC-Motoren weit verbreitet. Zum Einsatzgebiet gehören zum Beispiel Haushaltsgeräte, akkubetriebene Handwerkzeuge sowie eine Vielzahl an Kraftfahrzeughilfsantrieben. Der permanentmagneterregte Kommutatormotor wird überall dort eingesetzt, wo ein leistungsfähiger Antrieb ohne Dauerbetrieb zu einem niedrigen Preis und geringem Ansteueraufwand erforderlich ist.

Die Anwendungsbereiche heute verfügbarer Motoren mit mechanischer und elektronischer Kommutierung sind im Bild 1.2 dargestellt. In diesem Diagramm wurden die Angaben aus den Datenblättern verschiedener Motorhersteller ausgewertet. Das typische Einsatzgebiet der PM-DC-Motoren reicht von einigen Watt bis zu etwa 300 W bei Drehzahlen bis etwa 20000  $\text{min}^{-1}$ . Im Fall von besonderen Randbedingungen wie extremer Kurzzeitbetrieb oder geringe Betriebsstundenanzahl erweitert sich der Anwendungsbereich bis auf 2,5 kW und Drehzahlen über 40000  $\text{min}^{-1}$ . Während PM-DC-Motoren vor allem in mobilen Anwendungen mit Kleinspannung dominieren, werden bei Wechselspannungsversorgung und größeren Leistungen Reihenschluss- beziehungsweise Universalmotoren verwendet. Aktuelle Entwicklungstrends zielen aber darauf hin, im unteren Leistungsbereich der Reihenschlussmotoren zunehmend permanentmagneterregte Antriebe einzusetzen.





**Bild 1.2 Leistungsbereich derzeit eingesetzter Kommutator- und Elektronenmotoren (Nenn Drehzahl und aufgenommene elektrische Leistung)**

Die Grafik im Bild 1.3 zeigt die Wirkungsgrade verschiedener Motorkonzepte im Bereich der Kleinmaschinen. Bedingt durch die außerordentlich große Vielfalt an PM-DC-Motoren für unterschiedlichste Anwendungen ergeben sich Wirkungsgrade von 40 bis 90%. Die Mehrzahl der eingesetzten Motoren weisen Wirkungsgrade zwischen 60 und 70% auf.

In Konkurrenz zu den PM-DC-Motoren stehen die elektronisch kommutierten Motoren. Diese Antriebe decken bereits heute den Einsatzbereich der mechanisch kommutierten Motoren mit permanenter Erregung ab. Aufgrund des Kostenvorteils hinsichtlich der bestehenden Fertigung in Großserie und der einfachen Ansteuerung werden Kommutatormotoren in vielen Produkten weiterhin Bestand haben. Der Vorteil des elektronisch kommutierten Motors ist im Wesentlichen auf die Auslegung für hohe Betriebsstundenzahlen mit zum Beispiel höherwertigen Blechsorten zurückzuführen. Im für PM-DC-Motoren üblichen Kurzzeitbetrieb spielt der Wirkungsgrad meist eine untergeordnete Rolle.

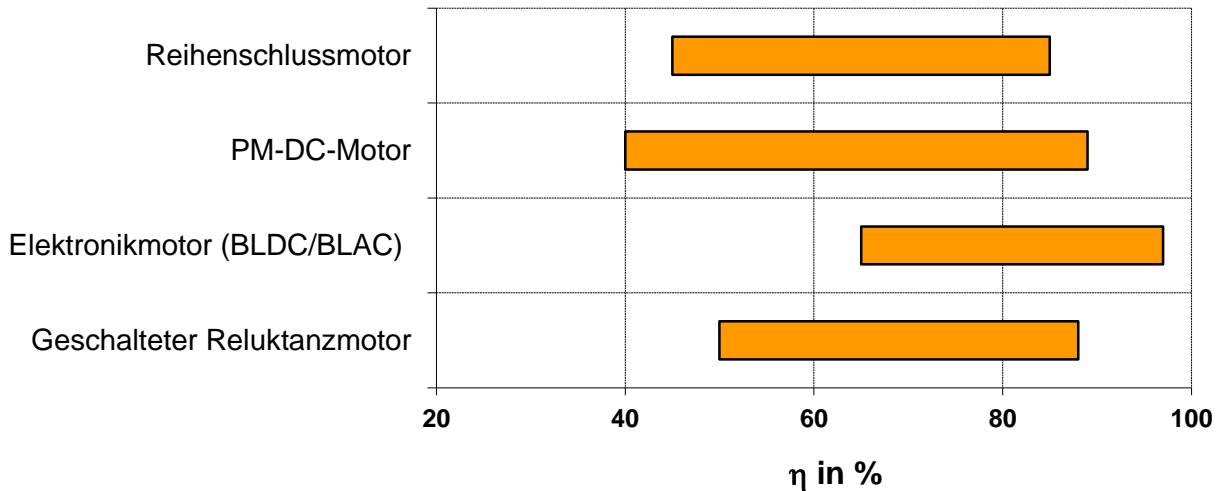


Bild 1.3 Vergleich der Wirkungsgrade derzeit eingesetzter Kleinmaschinen

## 1.2 Literaturbewertung

Die Lebensdauer eines PM-DC-Motors und die auf das Bauvolumen bezogene erzielbare Leistung werden im Wesentlichen durch das Kommutierungsverhalten begrenzt. Ungünstige Kommutierungsbedingungen führen zu verstärktem Bürstenfeuer und dadurch zu einem erhöhten Verschleiß des Kontaktsystems. Aus diesem Grund werden immer wieder Methoden gesucht, um die Kommutierung einer elektrischen Maschine mit mechanischem Kommutator vorzuberechnen und zu beurteilen. Zur Berechnung und Optimierung sind geeignete Modellbeschreibungen des Motors und der Einflussgrößen auf die Kommutierung notwendig. Eine abschließende Beurteilung ist aber aufgrund der vielfältigen Einflussfaktoren nur messtechnisch möglich.

Die wissenschaftlichen Veröffentlichungen zum Thema Kommutierung spiegeln die Bestrebungen wieder, adäquate Messmethoden und Berechnungsverfahren zu entwickeln. Erste Schritte zur Berechnung wurden bereits zur Jahrhundertwende unternommen. Hierbei mussten zahlreiche Vereinfachungen eingeführt werden, um die resultierenden Differentialgleichungen für einige Fälle analytisch lösen zu können [2].

Ein weiterer bedeutender Entwicklungsschritt ist die Theorie der Stromwendung von Pichelmayer [3]. Unter der Annahme einer „geradlinigen“ Kommutierung wurden daraus Gesetzmäßigkeiten zur Auslegung der Wendepole und der zu erwartenden Belastung des Kontaktsystems bei großen Gleichstrommaschinen abgeleitet.

Mit den Arbeiten von Dreyfus [4], [5] entstand eine leistungsfähigere Kommutierungstheorie. Er stellte Differentialgleichungssysteme mit der Voraussetzung einer „durchschnittlich

geradlinigen Kommutierung“ auf. Darunter ist zu verstehen, dass die Summe der Änderungsgeschwindigkeiten beziehungsweise induzierten Spannungen aller gleichzeitig kommutierenden Spulen stets konstant sein soll. Bei der analytischen Lösung der verschiedenen Differentialgleichungen für jeden Zeitabschnitt musste sich Dreyfus jedoch auf Einzelfälle beschränken.

Durch die fortschreitende Entwicklung der Rechentechnik und neue numerische Lösungsverfahren konnten weitere Autoren die Beschränkungen teilweise aufheben. Auf Basis der Arbeiten von Dreyfus berechnete Kranen [6] den Verlauf von Kommutierungsströmen bei Schleifenwicklungen. In [7] und [8] wurden weitere Lösungen für große Gleichstrommaschinen entwickelt. Um alle praxisrelevanten Wicklungsarten hinsichtlich der Kommutierungseigenschaften zu betrachten, erweiterte Maier [9] die bekannten Lösungsansätze. Auf die Problematik der Einbeziehung des Spannungsabfalls zwischen Bürste und Kommutator geht Lange [10] gesondert ein. Die genauesten Berechnungsergebnisse für den Kommutierungsstromverlauf wurden dabei unter Nutzung von gemessenen Verläufen des Bürstenübergangswiderstandes erreicht. Durch eine Reduzierung des Differentialgleichungssystems auf eine Differentialgleichung 1. Ordnung konnte Stiebler [11] die numerische Berechnung stark beschleunigen.

Mit der Modifikation einer für Asynchron- und Synchronmaschinen entwickelten Oberfeldtheorie beseitigte Schröder [12] weitere Vereinfachungen bei der Berechnung, wie konstante Erreger-, Anker- sowie Wendepolfelder während der Kommutierung. In [12] und [13] werden außerdem neue Feldberechnungsverfahren, wie die Finite-Differenzen-Methode, zur Kommutierungsberechnung eingeführt. Heseler und Doppelbauer erweiterten den Ansatz der Oberfeldtheorie, um Wendepol- und Kompensationswicklungen bei Gleichstrommaschinen [14] sowie großen Universalmotoren [15] zu berücksichtigen. Dabei flossen die stetigen Verbesserungen der Feldberechnungsverfahren und neue Erkenntnisse zum Verhalten des Bürstenkontaktes mit ein.

Den aktuellen Stand der Kommutierungsberechnung bei großen Nebenschlussmotoren stellt die Arbeit von Biebighäuser [16] dar. Die Kopplung der kommutierenden Maschen mit den übrigen Anker- und Erregerspulen wird hier ausführlich beschrieben.

Allen bisher vorgestellten Berechnungsverfahren gemeinsam ist aber, dass sie sich ausschließlich mit Kommutatormaschinen großer Leistung beschäftigen. Aufgrund von Konstruktionsunterschieden, wie zum Beispiel dem Fehlen von Wendepol- und Kompensationswicklungen sowie abweichenden Auslegungskriterien, können die Ergebnisse nicht direkt auf Kleinmotoren übertragen werden. Zudem sind einige Vereinfachungen, wie

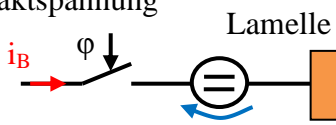
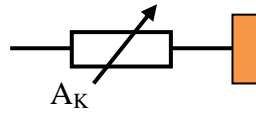
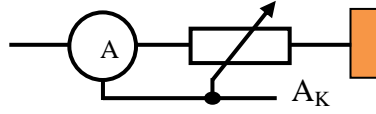
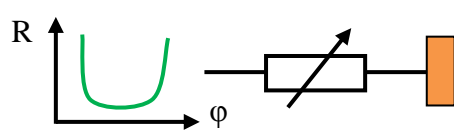
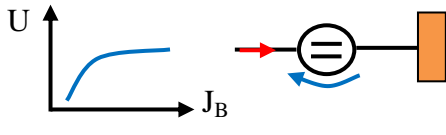
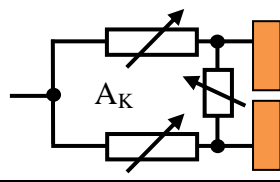
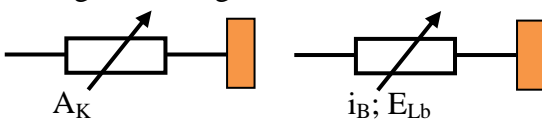
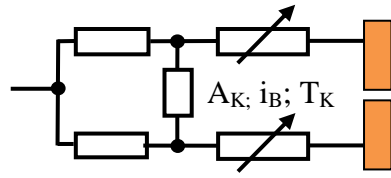
zum Beispiel die Vernachlässigung der Sättigung des Magnetkreises, bei den ausgeführten Maschinen kleiner Leistung meist nicht zulässig.

Im Fall von wechsellspannungsbetriebenen Reihenschlussmotoren kleiner Leistung wurden unter Nutzung der Finite-Elemente-Methode Lösungen für einzelne Motortypen in [17] und [18] dargelegt. Weitere Lösungsansätze für Kommutatormotoren kleiner Leistung werden in [19] diskutiert. Eine praxistaugliche Methode zur Berechnung des Kommutierungsverlaufs bei PM-DC- Motoren kleiner Leistung existiert jedoch noch nicht.

Abgesehen von der Modellierung des Magnetkreises hat sich in den vorliegenden Arbeiten die Beschreibung des Kontaktsystemverhaltens als besonders schwierig erwiesen. Mehrere Veröffentlichungen speziell zu diesem Thema befassten sich mit der Lösung des Problems [20], [21], [22]. Eine zufrieden stellende Beschreibung des Bürstenübergangs für die Kommutierungsberechnung wurde aber nicht gefunden. Die wichtigsten Ansätze sind in Tabelle 1.1 zusammengefasst und kurz erläutert.

Aus Ermangelung eines geeigneten Berechnungsverfahrens müssen nach wie vor umfangreiche Versuchsreihen durchgeführt werden, um einen Motor hinsichtlich des Kommutierungsverhaltens und der damit verbundenen Lebensdauer zu optimieren. Aus diesem Grund wurde auch die Weiterentwicklung der Messverfahren zur Kommutierungsanalyse in den letzten Jahren vorangetrieben [23], [24], [25], [26]. Der Schwerpunkt lag dabei jedoch auf den Reihenschluss- oder Universalmotoren am Wechsellspannungsnetz.

Tabelle 1.1 Ansätze zur Beschreibung des Kontaktübergangs Bürste Kommutator

Modellierungsansatz	Erläuterung
Schalter mit Kontaktspannung 	Schalter schließt bei Kontakt zwischen Bürste und Kommutatorlamelle, konstanter Spannungsabfall
Widerstand abhängig von Kontaktfläche 	Widerstand antiproportional zur Kontaktfläche zwischen Bürste und Lamelle, Leitwertfunktion (Stiebler [11])
Berücksichtigung von Bürstenstrom und Kontaktfläche 	Widerstand antiproportional zur Kontaktfläche und zum Bürstenstrom, Kontaktspannung proportional zur Stromdichte
Gemessener Widerstandsverlauf 	Über Versuchsaufbau ermittelte Widerstandsfunktion wird vorgegeben, Einfluss Bürstenstrom (Lange [10], Heseler [14])
Gemessener Verlauf der Übergangsspannung 	Spannungsabfall aus Versuchsaufbau wird als Quelle vorgegeben, Messungen beziehen Temperatur, mittlere Stromdichte und Atmosphäre mit ein (Herzig [21])
Unterteilung in inneren- und äußeren Bürstenwiderstand 	Äußerer Widerstand beschreibt Übergang des Ankerstromes in den Ankerkreis Innerer Widerstand für kommutierende Masche (Schröder [12])
Fallunterscheidung zwischen kontaktflächenabhängigem Widerstand und nach Lichtbogenzündung 	Kontaktflächenabhängiger Widerstand verhält sich nach Überschreiten einer kritischen materialabhängigen Feldstärke antiproportional zum Bürstenstrom (Wang [17])
Widerstandsnetzwerk 	Unterscheidung zwischen Bürstenkörper und Kontaktübergangswiderständen, Einfluss der Kommutierungszeit (Paulig [22])

### **1.3 Motivation und Ziel der Arbeit**

Im Widerspruch zur weiten Verbreitung der PM-DC-Motoren und der großen Bedeutung des Kommutierungsverhaltens bei diesen Motoren ist die Anzahl an Veröffentlichungen gering. Die Hauptursachen dafür sind die herstellerspezifischen und stark produktbezogenen Weiterentwicklungen der eingesetzten Kommutatormotoren. Ungeachtet dessen besteht aber ein Interesse an einem universellen Verfahren zur Berechnung und Optimierung des Kommutierungsverhaltens, um die Anzahl an Versuchsmustern zu begrenzen und neue Leistungsbereiche zu erschließen.

Ziel dieser Arbeit ist es deshalb, die Kommutierungseinflüsse zu beschreiben und Möglichkeiten zur Berechnung und Analyse der Stromwendung bei PM-DC-Motoren aufzuzeigen. Darauf aufbauend wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem der Kommutierungsverlauf numerisch nachrechenbar ist. Mittels eines geeigneten Motormodells soll die Kommutierung in allen Betriebszuständen simuliert werden können. Des Weiteren erfolgt eine Beschreibung und Bewertung der wichtigsten Messmethoden zur Kommutierungsbeurteilung im Hinblick auf die Anwendung bei PM-DC-Motoren, da dieses Thema in der Literatur unzureichend behandelt wird. Zur Abstimmung nicht messbarer Modellparameter sowie zur Validierung erfolgt eine Verbindung von Simulationsmodellen und messtechnischen Verfahren.

## 2 Kommutierungsvorgang bei PM-DC-Motoren

### 2.1 Theoretische Betrachtungen zur Stromkommutierung

#### 2.1.1 Allgemeine Beschreibung unter Berücksichtigung des Magnetkreises

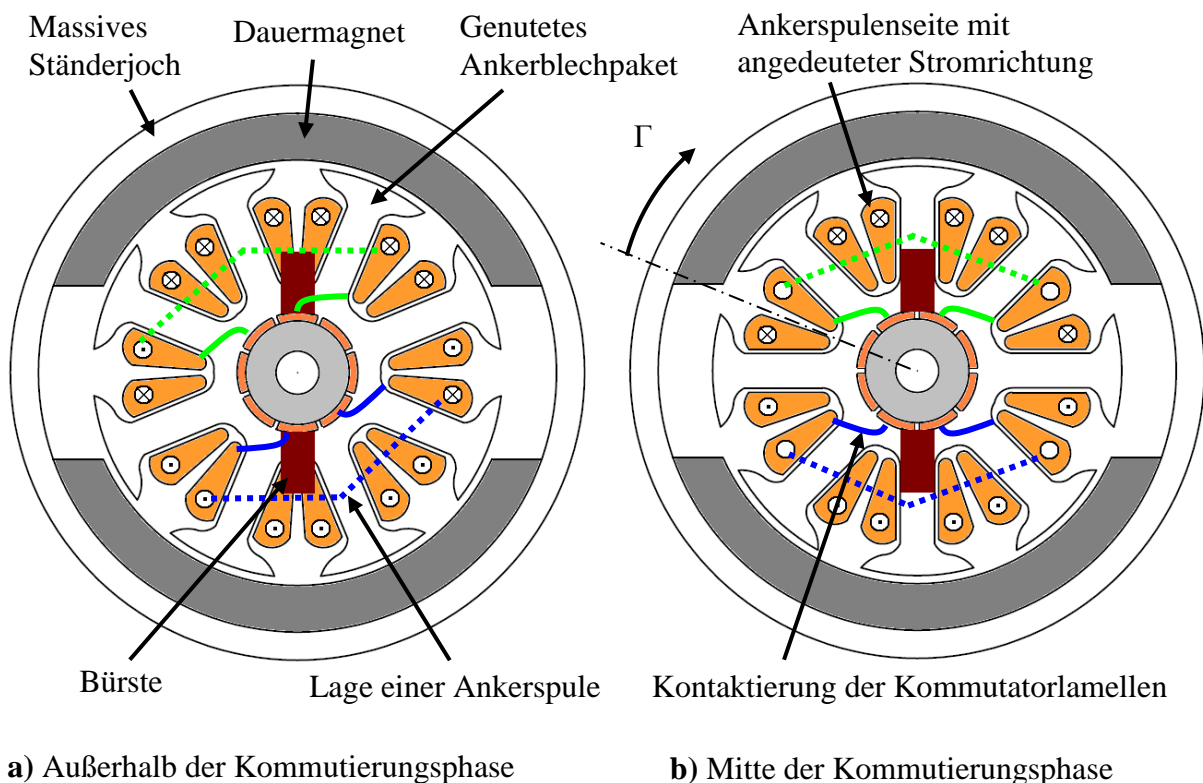
Die bei Kommutatormaschinen erforderliche Änderung der Stromrichtung in einzelnen Ankerspulen beim Übergang von einer Polteilung zur nächsten, bezeichnet man allgemein als Kommutierung. Diese Stromwendung ist notwendig, um auf einem rotierenden Läufer eine pseudostationäre Ankerspule mit einem möglichst konstanten Ankerfeld und definierter Felddausrichtung zu erhalten.

Das Ziel einer optimalen elektromechanischen Energiewandlung in einer zweipoligen Maschine wird dann erreicht, wenn das Ankerfeld zu jedem Zeitpunkt senkrecht zum Erregerfeld ausgerichtet ist. Im Falle von PM-DC-Motoren prägen die Dauermagnete im Ständer gegenüber dem Anker ein feststehendes Erregerfeld ein. Aufgrund der Rotation des Ankers muss deshalb die Stromrichtung in der Ankerwicklung entsprechend eingestellt werden, sodass die Felder immer senkrecht zueinander stehen. Dies wird dadurch erreicht, indem die Ankerwicklung aus mehreren in Reihe geschalteten Einzelspulen aufgebaut ist, deren Spulenanschlüsse entsprechend ihrer Lage im Anker mit den Lamellen des Kommutators verbunden sind. Mit den gemäß der Polteilung und der Wicklungsart darauf gleitenden Bürsten erfolgt die Stromübertragung auf den Kommutator beziehungsweise in die Ankerwicklung. Durch den mechanischen Gleitkontakt wird außerdem mindestens eine Ankerspule im Verlauf einer Lamellenteilung für die Stromwendung kurzgeschlossen.

Im Bild 2.1 ist dieser Sachverhalt exemplarisch für einen zweipoligen Motor mit 8 Ankerspulen bei unterschiedlichen Läuferstellungen skizziert. Während der Drehung um eine Lamellenteilung wechseln sich je nach Kommutatorstellung gegenüber den feststehenden Bürsten Phasen mit und ohne Stromwendung ab. In der Abbildung a) werden zu Beginn alle Spulen vom Ankerzweigstrom durchflossen. Erst wenn eine Bürste zwei Lamellen kontaktiert und damit eine Spule kurzgeschlossen wird, entsteht ein Kommutierungskreis. Der Strom in den beiden in diesem Beispiel kurzgeschlossenen Ankerspulen geht zunächst auf null zurück. Dieser Punkt liegt in erster Näherung etwa in der Mitte der Kommutierungszone in Darstellung b) vor. Die Spulenseiten der kommutierenden Spulen befinden sich im Bereich der Pollücke. Anschließend steigen die Spulenströme aufgrund der Spannungsinduktion durch das verkettete Magnetfeld mit umgekehrten Vorzeichen wieder an und erreichen bei einer vollständigen Kommutierung den Wert des Ankerzweigstromes, bevor die beiden

Kommutierungskreise geöffnet werden. Diese Unterbrechung erfolgt, indem die Bürsten wieder eine der zuvor berührten Lamellen verlassen und sich die kommutierenden Spulen in die Ankerzweige eingliedern. Während der Stromwendung muss das ausschließlich mit der kommutierenden Spule verkettete magnetische Feld ab- und in umgekehrter Richtung wieder aufgebaut werden. Dieser Vorgang beinhaltet die Wirkung der Selbstinduktivität, welche die Kommutierung verzögert. Die Größe der Selbstinduktivität ist dabei von vielen Faktoren abhängig wie Windungszahl, Nutgeometrie, Wickelkopfgestalt und Spulenstrom.

Nach der Drehung um eine Lamellenteilung liegt erneut der Zustand von Abbildung a) vor, wobei jeweils eine Ankerspule von einem Ankerzweig zum anderen gewechselt ist. Obwohl sich die einzelnen Ankerspulen mit dem Läufer bewegt haben, ergeben sich bei Betrachtung der gesamten Ankerwicklung im Mittel konstante Verhältnisse. Aus diesem Grund kann man die gesamte Ankerwicklung auch als pseudostationäre Spule mit ruhender Wicklungsachse auffassen.



**Bild 2.1** Schematische Darstellung eines zweipoligen PM-DC-Motors mit jeweils 8 Nuten und Kommutatorlamellen für zwei Ankerstellungen (Drehung um halbe Lamellenteilung)

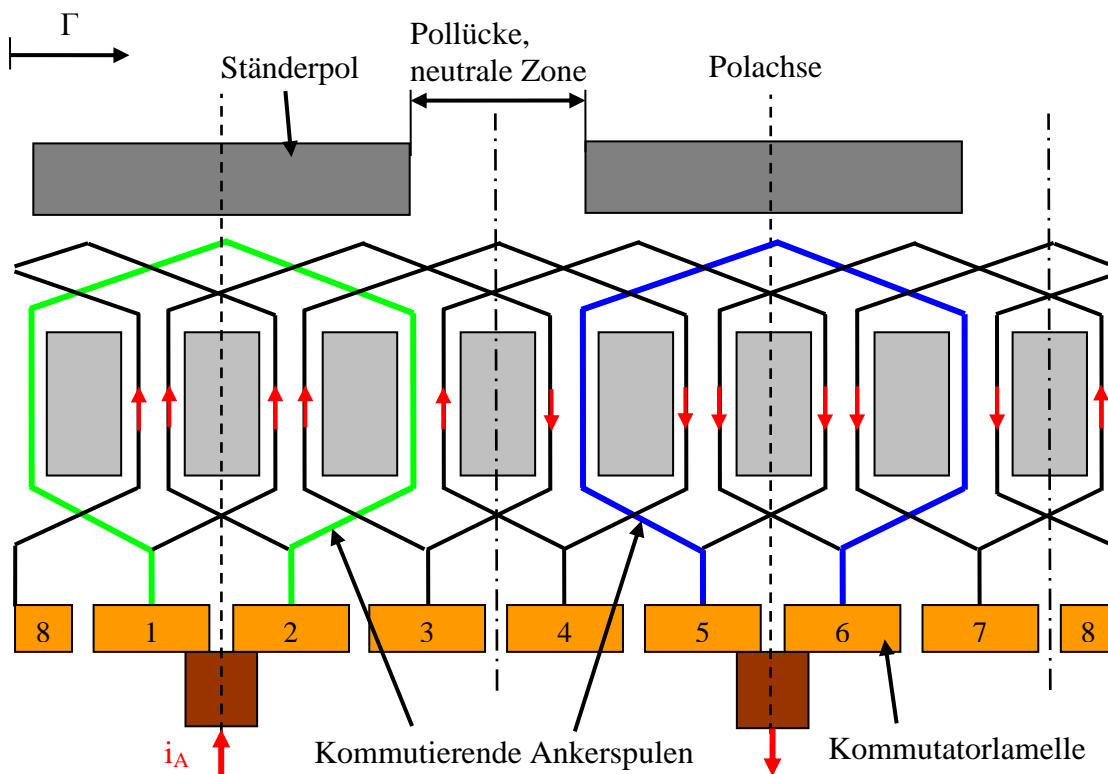


Das Bild 2.2 zeigt das Wickelschema eines Motors und die Stellung der Bürsten auf dem Kommutator gemäß Bild 2.1 b). Es handelt sich um eine eingängige Schleifenwicklung. In dieser Darstellung wird ebenfalls die Lage der kommutierenden Spulen gegenüber den Ständerpolen deutlich. Durch die Sehnung der Ankerspulen um eine Nutteilung liegen die Seiten der kurzgeschlossenen Spulen nicht in der gleichen Nut. Zur Realisierung einer schnellen automatisierten Bewicklung des Ankers mit ein oder zwei Flyern (V- oder H-Wicklung), werden bei kleinen PM-DC-Motoren in der Regel keine Durchmesserspulen ausgeführt. Des Weiteren ergeben sich bei Durchmesserspulen schwierige Kommutierungsbedingungen, da in diesem Fall die Seiten der gleichzeitig kurzgeschlossenen Spulen in einer Nut liegen und damit eine ungünstige elektromagnetische Kopplung der Kommutierungskreise entsteht.

Ein wesentlicher Einflussfaktor auf die Stromwendung stellt das durch die Dauermagnete hervorgerufene Erregerfeld da. Insbesondere die Magnetisierung und die Form der Dauermagnete im Randbereich zu den Pollücken sind entscheidend für die induzierte Spannung im Verlauf der Kommutierung. Im Falle eines Wicklungsverzuges oder einer Bürstenbrückenverdrehung werden die Seiten der kommutierenden Spulen konstruktiv weiter in die Randbereiche der Dauermagnete verschoben. Die daraus resultierende Spannungsinduktion durch das Erregerfeld führt bei einer Bürstenbrückenverdrehung entgegen der Drehrichtung des Motors zur Beschleunigung der Stromwendung. Aufgrund der Sehnung ändert sich die Lage der Spulenseiten gegenüber den Dauermagneten und der neutralen Zone zusätzlich, wodurch unterschiedliche Feldverhältnisse in den einzelnen Seiten einer Ankerspule vorliegen. Die induzierte Spannung durch das Erregerfeld wird vorrangig von der Spulenseite bestimmt, die näher zur Polachse des Dauermagneten steht. Im Verlauf der Kommutierung bewegt sich diese Spulenseite in die neutrale Zone, während die Andere von der Pollücke in den Bereich der Dauermagnete wandert. Die Gestaltung des Magnetkreises beim Übergang zur Pollücke bestimmt somit die während der Stromwendung wirksame Feldkomponente herrührend von den Dauermagneten.

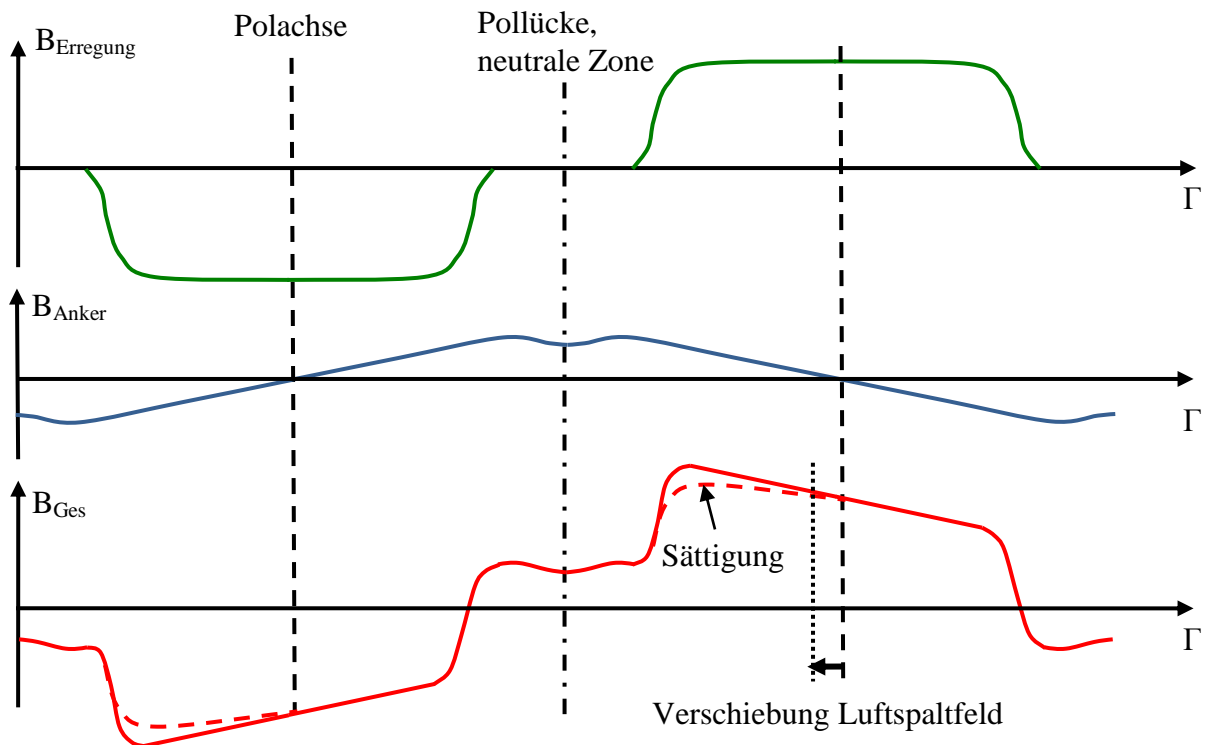
Für zweipolige Motoren, wie im Bild 2.2, sind Schleifen- und Wellenwicklung identisch.

Hinsichtlich der Stromwendung bei Motoren mit höheren Polpaarzahlen können Unterschiede zwischen den Wicklungsvarianten auftreten, da die Zahl der unter einer Bürste kurzgeschlossenen Spulen je nach Verschaltung variiert. In Bezug auf den Einfluss des Magnetkreises auf die kommutierenden Spulen ergeben sich aber keine prinzipiellen Unterschiede bei der Stromwendung.



**Bild 2.2** Abwicklung des Ankers und der Ständerpole für eine eingängige Schleifenwicklung ohne Bürstenbrückenverdrehung

Aus der Überlagerung von Erregerfeld und dem Feld der stromdurchflossenen Ankerwicklung resultiert das Luftspaltfeld der Maschine. Die Entstehung des Gesamtfeldes ist im Bild 2.3 in der Abwicklung bei Vernachlässigung der Nutung skizziert. Durch den Einfluss von Sättigungseffekten, die bei nahezu allen PM-DC-Motoren auftreten, kann das Superpositionsprinzip bei realen Maschinen nicht angewendet werden. Der Strom in der Ankerwicklung führt zu einer Feldkomponente in der neutralen Zone. Die induzierte Spannung herrührend vom Ankerfeld bewirkt eine Verzögerung der Kommutierung [19].



**Bild 2.3 Vereinfachter Verlauf der Flussdichte im Luftspalt herrührend von Erreger- und Ankerfeld bei Vernachlässigung der Nutung mit und ohne Sättigungseffekte**

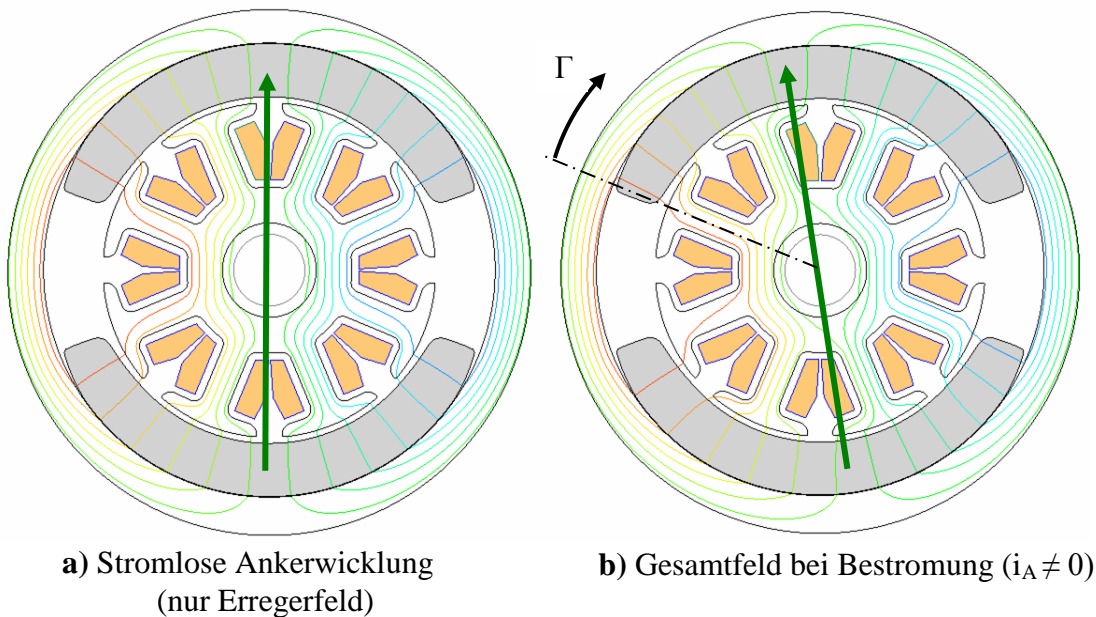
Mit steigendem Motorstrom wird das Ankerfeld stärker und führt zu der im Bild 2.4 dargestellten Drehung der Achse des Luftspaltfeldes. Dadurch kommt es zu einer zunehmenden Verschiebung der neutralen Zone. Das sich in der Pollücke ausbildende Feld induziert zusätzliche Spannungsanteile in den kommutierenden Spulen, welche die Stromwendung behindern. Um diese vom Ankerfeld hervorgerufenen Spannungskomponenten zu kompensieren und die Kommutierungsbedingungen zu verbessern, wird bei Kommutatormotoren kleiner Leistung eine Bürstenbrückenverdrehung oder ein Wicklungsverzug entgegen der Drehrichtung eingeführt.

Aufgrund der Abhängigkeit des Ankerstroms beziehungsweise Ankerfeldes von der mechanischen Belastung des PM-DC-Motors und dem eingepprägten Feld der Dauermagnete ist damit aber lediglich eine Optimierung für einen Arbeitspunkt möglich. Ein weiterer Schritt zur Reduzierung dieses Effektes liegt in der Verstärkung des Erregerfeldes durch den Einsatz von mehr oder energiereicherem Magnetmaterial. Der Anteil des Ankerfeldes am Gesamtfeld der Maschine und damit die Stromabhängigkeit gehen hierbei zurück. Dadurch wird der Arbeitsbereich des Motors mit akzeptablen Kommutierungsbedingungen breiter.

Die bei großen Kommutatormaschinen üblichen Wendepole zur Optimierung der Kommutierungsbedingungen werden in Kleinmotoren aus Platz- und Kostengründen nicht

ausgeführt. Im Gegensatz zu elektrisch erregten Maschinen sind zudem keine Kompensationswicklungen zur Verringerung von Sättigungseffekten realisierbar.

Bedingt durch die Welligkeit des Ankerstromes und die Nutung kommt es insbesondere bei Motoren mit geringen Nut- und Kommutatorlamellenzahlen zu einer zusätzlichen Relativbewegung des Luftspaltfeldes. Die nut- und lamellenfrequente Schwankung des Gesamtfeldes generiert zusätzliche Spannungsanteile in die kommutierenden Spulen.



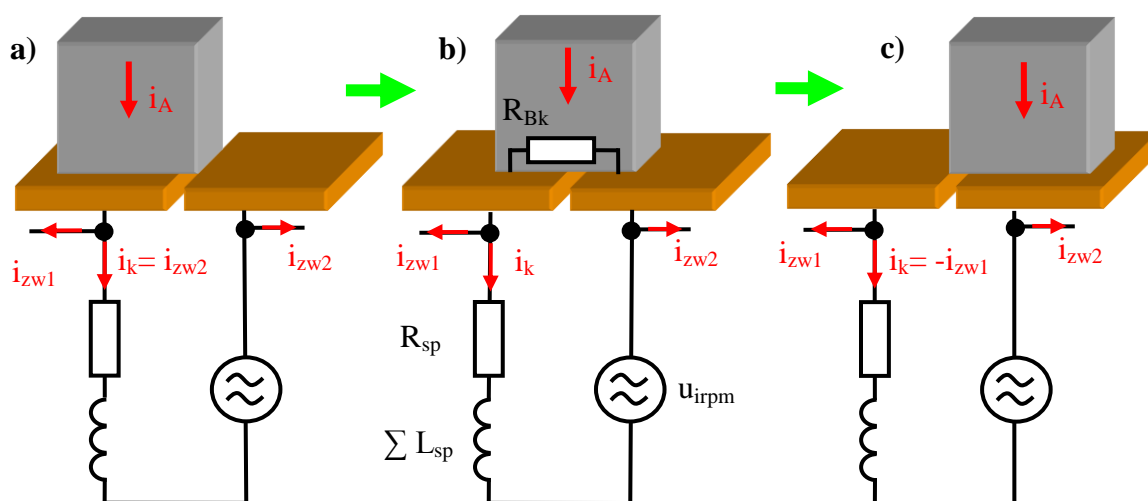
**Bild 2.4** Verlauf der Flusslinien in einem PM-DC-Motor ohne Ankerstrom und bei Überlagerung mit dem Ankerfeld

### 2.1.2 Kommutierungskreis und Funktion von Bürste und Kommutator

Die komplexen Beziehungen zwischen dem Magnetkreis und einer kommutierenden Spule werden im Bild 2.5 über elektrische Ersatzelemente noch einmal veranschaulicht. Durch die Drehbewegung der kurzgeschlossenen Spule im Luftspaltfeld erfolgt eine Spannungsinduktion während der Stromwendung. Diese Spannung kann je nach Lage des mit der Spule verketteten Magnetfeldes sowohl beschleunigend, als auch verzögernd auf die Stromwendung wirken. Die Ankerspule besitzt zudem eine Selbstinduktivität, die im Zusammenwirken mit dem ohmschen Widerstand die Stromwendung verzögert. Infolge der magnetischen Kopplung mit den übrigen Ankerspulen und weiterer Kurzschlusskreise, wie zum Beispiel der massiven Ankerwelle, tritt eine Reihe von Gegeninduktivitäten in Erscheinung. Die gekoppelten Kreise können durch Feldübernahme zur Entlastung des

Kommutierungskreises beitragen, verzögern aber auch unter Umständen die Stromwendung. Dieser Mechanismus wird ausführlich in [19] erläutert.

Die induzierte Spannung in der kommutierenden Spule lässt sich allgemein über die Änderung der gesamten Flussverkettung nach Gleichung (2.1) und (2.2) beschreiben. Unter der Voraussetzung von linearen magnetischen Verhältnissen ist eine Aufteilung in einzelne Komponenten herrührend vom Ankerfeld und vom permanentmagneterregten Feld möglich. Dabei ist zu beachten, dass die in Gleichung (2.2) eingeführten Induktivitäten und die Flussverkettung strom- beziehungsweise stellungsabhängig sind.



**Bild 2.5** Kommutierungskreis in Abhängigkeit von der Bürstenstellung mit Spulenwiderstand  $R_{sp}$ , Summe aller Spuleninduktivitäten  $\sum L_{sp}$ , rotatorisch induzierter Spannung durch das Erregerfeld  $u_{irpm}$  und Bürstenwiderstand für den Kommutierungsstrom  $R_{Bk}$

Komponentenaufteilung nach:

$$u_{isp} = \frac{d\Psi_{sp}}{dt} = \frac{\partial\Psi_{sp}}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial\Psi_{sp}}{\partial \gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.1)$$

Trennung in Anteile für:

$$\frac{d\Psi_{sp}}{dt} = \sum_{x=1}^k (L_{spx} \frac{di_{spx}}{dt} + \frac{\partial L_{spx}}{\partial \gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} \cdot i_{spx}) + \frac{\partial\Psi_{pm}}{\partial \gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.2)$$

Die Trennung in einzelne Komponenten herrührend von Anker- und Erregerfeld dient hierbei der anschaulichen Beschreibung der Einflussfaktoren auf die Stromwendung, hat aber meist keine praktische Bedeutung bei ausgeführten PM-DC-Motoren. Als Grundlage für

Berechnungen ist eine Betrachtung des Gesamtfeldes der Maschine wie in Gleichung (2.1) geeigneter.

Einen wesentlichen Einflussfaktor auf die Stromwendung stellt neben der Gestalt des Magnetkreises das Verhalten des Kontaktsystem Bürste- Kommutator dar. Durch den mechanischen Gleitkontakt wird die Kommutierung eingeleitet, gesteuert und beendet. Dieser Vorgang ist ebenfalls im Bild 2.5 schematisch dargestellt. Der Kommutierungskreis wird zu Beginn in Abbildung a) noch vom Ankerzweigstrom durchflossen. Für die Aufteilung des Ankerstromes bei zwei parallelen Ankerzweigen gilt die Beziehung (2.3). Unter der Annahme von symmetrischen Verhältnissen in der Ankerwicklung sind die Ankerzweigströme nach Gleichung (2.4) für eine zweipolige Maschine gleich groß.

$$i_A = i_{zw1} + i_{zw2} \quad (2.3)$$

$$i_{zw1} = i_{zw2} = \frac{i_A}{2} \quad (2.4)$$

Infolge der Berührung einer zweiten Kommutatorlamelle und dem Kurzschluss der Ankerspule durch die Bürste beginnt die Stromwendung. Ab diesem Moment fließt der zu kommutierende Strom durch den Bürstenkörper. Der für den Kommutierungskreis dabei wirksam werdende Bürstenwiderstand  $R_{bk}$  setzt sich aus einem in erster Näherung konstanten Widerstand des Bürstenkörpers und zwei weiteren stellungsabhängigen Übergangswiderständen von den Lamellen zum Bürstenkörper zusammen. Unter Einbeziehung der ohmschen Anteile ergibt sich damit die Maschengleichung (2.5) für den Kommutierungskreis.

$$-\frac{d\Psi_{sp}}{dt} = R_{sp} i_k + R_{bk} i_k \quad (2.5)$$

Im Verlauf der Bewegung des mechanischen Gleitkontakts von der Abbildung a) nach c) sinkt der Kommutierungsstrom bis etwa zum Zeitpunkt b) auf null ab und steigt dann mit umgekehrtem Vorzeichen wieder an. Die Stromänderungsgeschwindigkeit ist dabei abhängig von der elektrischen Zeitkonstante des Kommutierungskreises und den induzierten Spannungen. Der Quotient aus Spulenselbstinduktivität und dem ohmschen Widerstand des Kreises bestimmen die elektrische Zeitkonstante. Ein hochohmiger Bürstenkörperwiderstand

begünstigt deshalb die Stromwendung. Dies wird durch praktische Erfahrungen bei Maschinen mit höheren Klemmspannungen bestätigt [20].

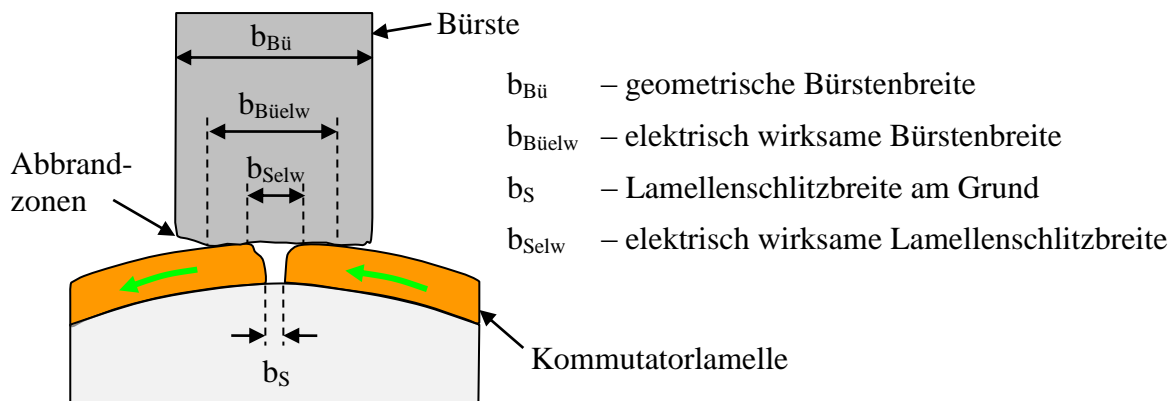
Im Fall von Kleinspannungsmotoren sind aber niederohmige Bürsten notwendig, um den Spannungsabfall im Ankerkreis zu reduzieren und einen guten Wirkungsgrad zu erhalten. Da der Bürstenkörper im Wesentlichen in Querrichtung vom Kommutierungsstrom durchflossen wird und der Ankerstrom in Längsrichtung wirkt, setzt man deshalb Bürsten mit anisotroper Widerstandsverteilung ein. Diese Anisotropie kann gezielt durch die Pressrichtung bei der Bürstenherstellung beeinflusst werden. Im Bild 2.5 c) erfolgt das Öffnen des Kommutierungskreises, indem die ablaufende Bürstenkante die betreffende Lamelle verlässt. Wenn in diesem Moment keine vollständige Kommutierung vorliegt, tritt eine Stromdifferenz auf, die einen Ausgleichsvorgang erzwingt. Die damit einhergehende Feld- beziehungsweise Energieänderung erfolgt über einen Lichtbogen der das Kontaktsystem zusätzlich belastet. Das Optimierungsziel bezüglich aller im Kommutierungskreis einwirkenden Faktoren besteht schlussendlich darin, diese Stromdifferenz beim Öffnen der kurzgeschlossenen Spule zu verringern und eine vollständige Stromwendung zu erreichen.

### 2.1.3 Prinzipielle Kommutierungsverläufe und deren Auswirkungen

Zur Klassifizierung von gemessenen und berechneten zeitlichen Verläufen der Stromwendung im Kommutierungskreis werden in der Literatur verschiedene Begriffe teilweise analog verwendet. Der Fall einer linearen Kommutierung liegt vor, wenn die Spannungsinduktion sowie die Spuleninduktivitäten vernachlässigt werden und der Übergangswiderstand der Bürste sich antiproportional zur Kontaktfläche verhält. Die resultierende rein ohmsche Kommutierung schließt immer ohne Stromdifferenz am Kommutierungsende ab. Sie hat jedoch allein theoretischen Charakter und kommt in der Praxis nicht vor. Für die Motorauslegung und analytische Berechnungen wird dieser Verlauf aber nach wie vor herangezogen. Zudem wird häufig angenommen, dass die gesamte Bürstenlauffläche zur Stromübertragung genutzt wird. Unter dieser Voraussetzung kann die für die Stromwendung zur Verfügung stehende Kommutierungszeit aus der Bürsten- und Lamellenschlitzbreite nach Gleichung (2.6) berechnet werden.

$$T_k = \frac{b_{Bü} - b_s}{\pi D_k n} \quad (2.6)$$

Die tatsächliche Kommutierungsdauer ist aufgrund von Funkenerosion und mechanischem Verschleiß an den Bürsten- und Lamellenkanten, wie im Bild 2.6 skizziert, kürzer. Abgesehen davon erfolgt die Auslieferung von PM-DC-Motoren kleiner Leistung in der Regel ohne vollständigen Bürsteneinlauf, sodass die wirksame Aufstandsfläche der Bürsten auf dem Kommutator sich im Verlauf des Betriebs verändert.



**Bild 2.6 Kontaktverhältnisse zwischen Bürste und Kommutator unter Einwirkung von Funkenerosion und mechanischem Verschleiß**

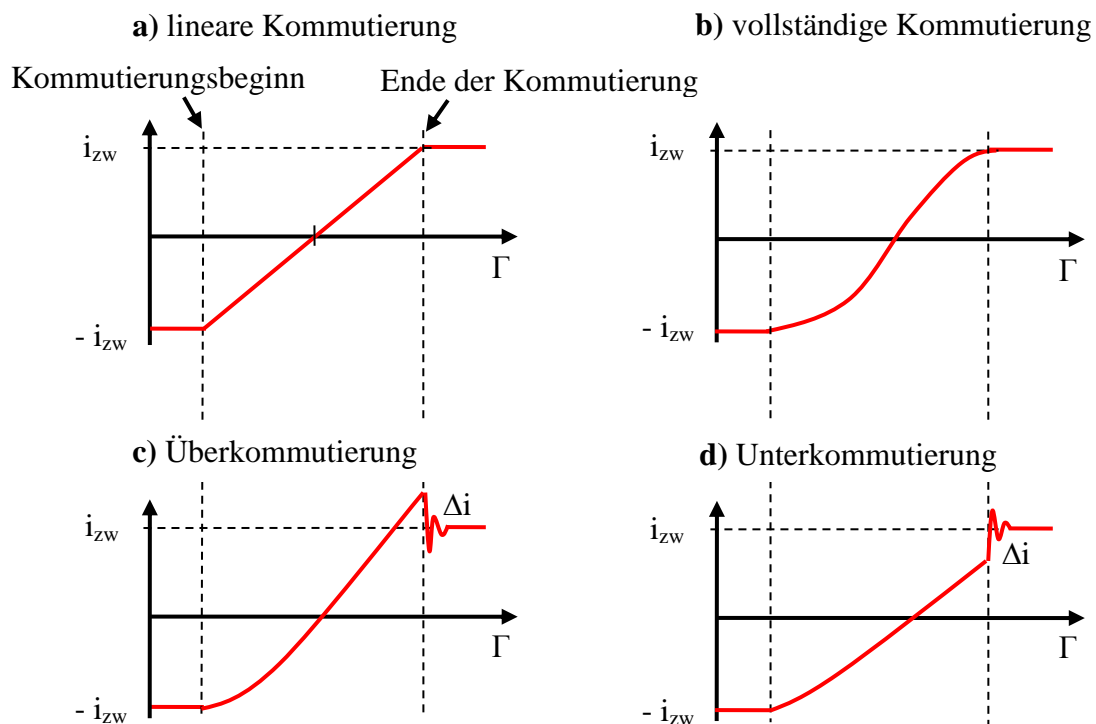
An realen Maschinen ergeben sich in Abhängigkeit von der Gestaltung des Magnetkreises, dem Arbeitspunkt und dem Kontaktsystemverhalten die unterschiedlichsten Stromverläufe. Diese können in drei Kategorien eingeteilt werden. Im Bild 2.7 b) liegt eine vollständige Kommutierung vor, bei der keine Stromdifferenz am Kommutierungsende auftritt. Beim Öffnen des Kommutierungskreises entsteht kein Lichtbogen zum Ausgleich der Energiedifferenz, weshalb das Kontaktsystem nicht zusätzlich belastet wird.

Die Abbildung c) zeigt den Fall einer Überkommutierung, bei dem der Kommutierungsstrom den Wert des Ankerzweigstromes am Ende übersteigt und ein Ausgleichsvorgang in Form einer gedämpften Schwingung beginnt. Im Moment der mechanischen Unterbrechung des Kommutierungskreises erzwingt die im Magnetfeld der Spule gespeicherte Energie ein Weiterfließen des Kommutierungsstromes über den Bürstenkontakt. Infolge dessen führt die schnell steigende Spannung am Kontaktsystem bei Überschreitung eines Grenzwertes zur Lichtbogenzündung. Der Grenzwert ist dabei abhängig von der Materialpaarung, dem Elektrodenabstand und den Umgebungsbedingungen im Kontaktsystem. Nach dem Ausgleich der Stromdifferenz beziehungsweise beim Unterschreiten der notwendigen Bogenbrennspannung erlischt der Lichtbogen selbstständig. Der Lichtbogen setzt dabei einen Teil der im Magnetfeld der Spule gespeicherten Energie in Strahlung um.



Im umgekehrten Fall in der Abbildung d) spricht man von einer Unterkommutierung, da der Kommutierungsstrom am Ende nicht den Wert des Ankerzweigstromes erreicht. Die Stromdifferenz wird ebenfalls durch einen Ausgleichsvorgang mit Lichtbogen kompensiert. In diesem Fall muss aber Energie zum Felddaubau in den Kommutierungskreis übertragen werden.

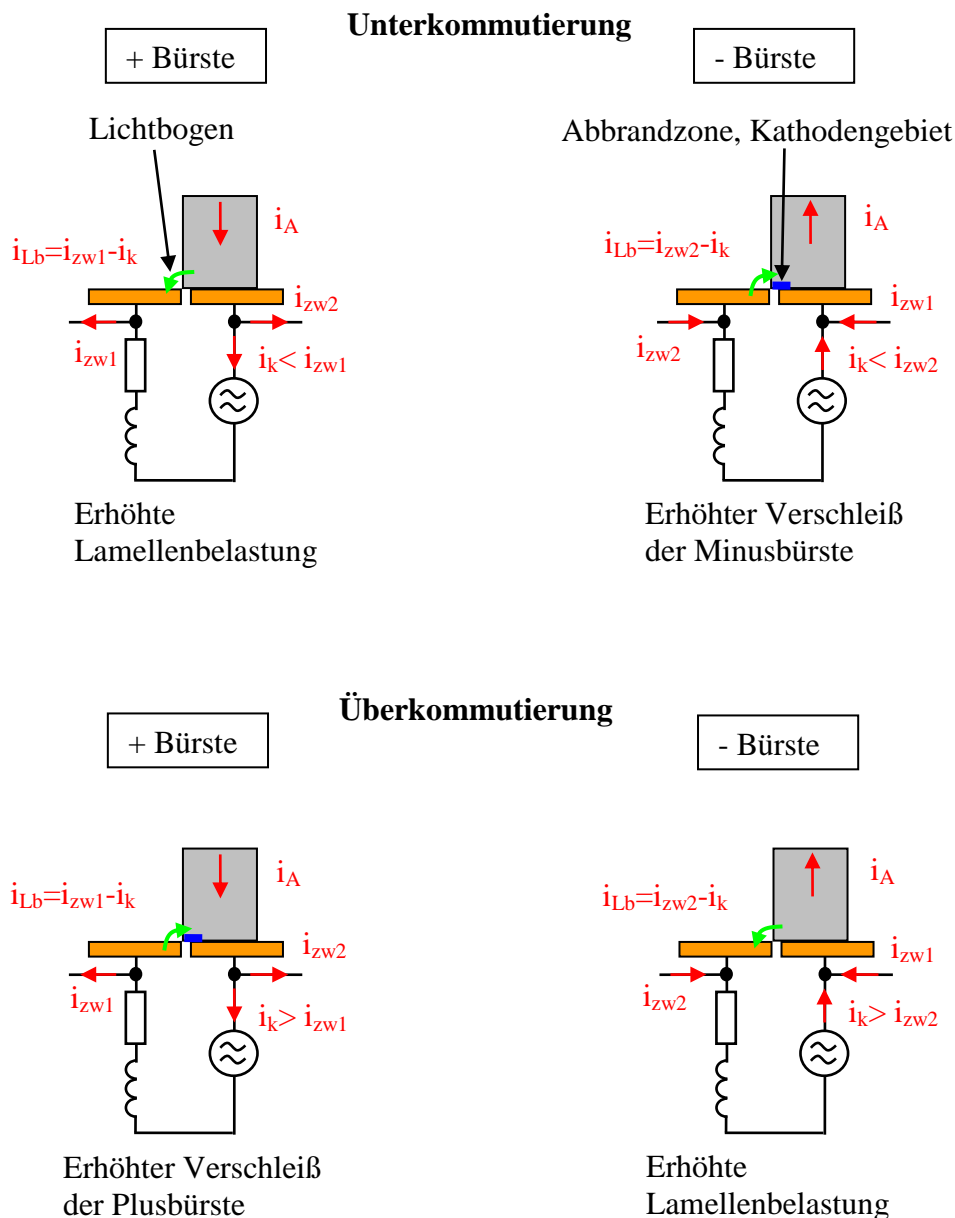
In der Literatur werden darüber hinaus die Begriffe der „beschleunigten“ und „verzögerten“ Stromwendung für Unter- beziehungsweise Überkommutierung verwendet, die den Verlauf aber nicht immer eindeutig beschreiben. Während der Stromwendung können sowohl Phasen mit schneller, als auch mit langsamer Stromänderung auftreten. Für die Kontaktbelastung entscheidend sind die Stromdichten an den Bürstenkanten und die resultierende Stromdifferenz am Kommutierungsende.



**Bild 2.7 Beispiele für Stromverläufe in einer Ankerspule während der Kommutierungsphase**

Die vorangegangene Unterscheidung der Kommutierungsarten ermöglicht eine Abschätzung der Kontaktsystembelastung für einen konkreten Stromverlauf. Infolge unvollständiger Stromwendung führen Lichtbogeneffekte oder das Bürstenfeuer zu erhöhtem elektroerosiven Verschleiß des Kontaktsystems. Die Belastung von Plus- und Minuskontakt kann dabei wie in [19] erläutert, unterschiedlich stark ausfallen. Im Bild 2.8 wurden die Auswirkungen bei Unter- und Überkommutierung skizziert. Für den Fall einer Unterkommutierung ist der

Lichtbogen an der ablaufenden Bürstenkante so gerichtet, das die Minusbürste stärker beansprucht wird. Der Verschleiß der Minusbürste übersteigt deshalb den der Plusbürste, bei der die Kommutatorlamellen höheren Belastungen ausgesetzt sind. Infolge von Überkommutierung kommt es zu einem größeren Verschleiß der Plusbürste, während die Kommutatorlamellen an der Minusbürste stärker belastet werden. Die höhere Kontaktbelastung beim Öffnen des Kommutierungskreises liegt immer an dem sich ergebenden Kathodengebiet des Lichtbogens vor.



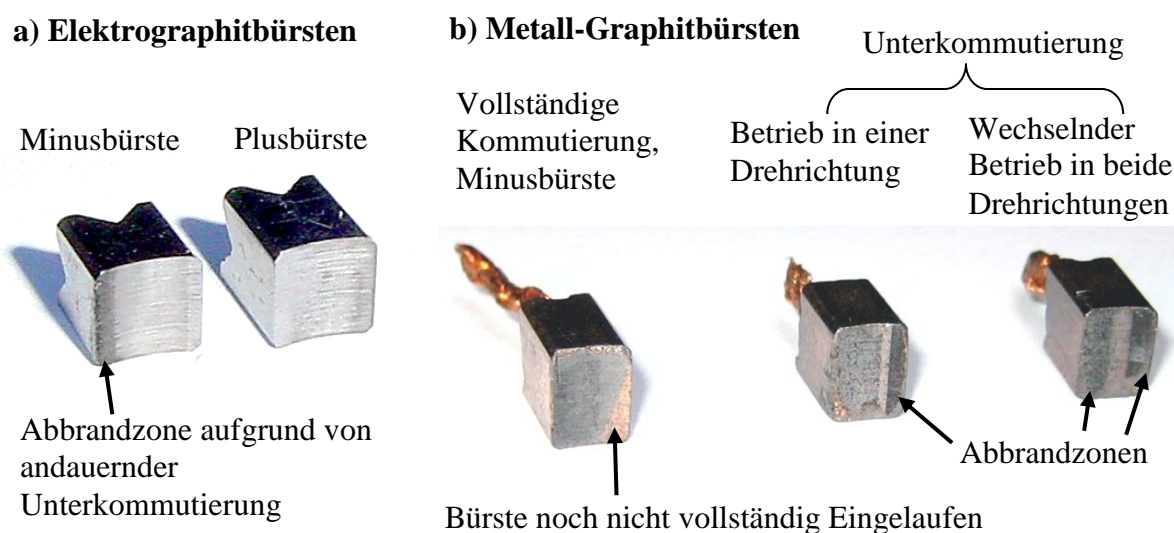
**Bild 2.8** Auswirkung von Unter- und Überkommutierung auf das Kontaktsystem beim Öffnen des Kommutierungskreises

## 2.2 Methoden zur Diagnose und Beurteilung der Kommutierung

### 2.2.1 Klassische Diagnoseverfahren

Zur Untersuchung des Kommutierungsverhaltens von Kommutatormaschinen sind verschiedene Methoden bekannt, die im Hinblick auf die Anwendung bei PM-DC-Motoren in diesem Kapitel bewertet werden. Im Zuge einer Untersuchung des Bürstenlaufverhaltens oder einer Lebensdauerprüfung an einem Motor erfolgt auch heute noch eine visuelle Beurteilung des Bürstenfeuers. Anhand des Funkenbildes können empirische Aussagen zum Kommutierungsverhalten in verschiedenen Arbeitspunkten getroffen werden. Von besonderem Interesse ist dabei die Funkenbildung an der ablaufenden Bürstenkante. Man unterscheidet hierbei in Perl-, Spritz- und Rundfeuer, die sowohl durch elektrische als auch mechanische Ursachen hervorgerufen werden können. Die Einschätzung ist aber nur mit einiger Erfahrung möglich und immer subjektiv.

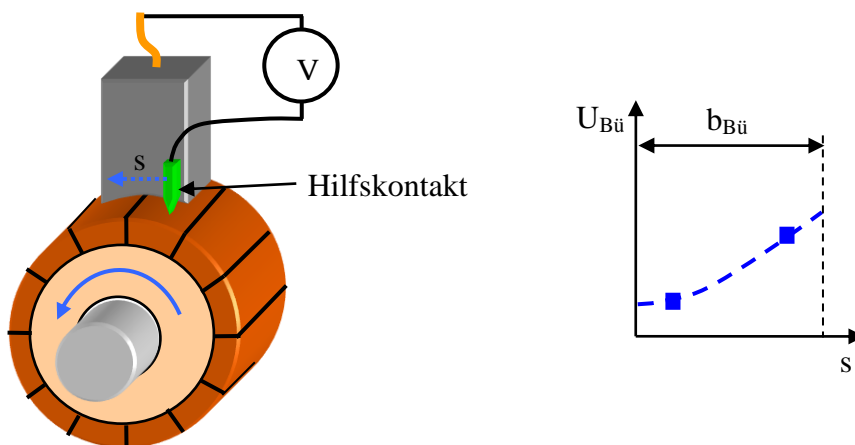
Anhand des Zustandes der Bürstenlaufflächen und der Kommutatorpatina sind ebenfalls Rückschlüsse auf die durchschnittliche Kommutierungsgüte möglich. Die Gegenüberstellung von verschiedenen Bürsten im Bild 2.9 zeigt die Auswirkungen auf die Laufflächen bei längerem Betrieb eines PM-DC-Motors in einem Arbeitspunkt mit Unterkommutierung.



**Bild 2.9** Zustand der Laufflächen von verschiedenen bei PM-DC-Motoren eingesetzten Bürsten

Eine indirekte Messung und Beurteilung der Stromwendung an einer Maschine ist nach [27] über die Bürstenspannungskurve durchführbar. Dabei wird der Spannungsabfall während des Betriebs, wie im Bild 2.10 skizziert, über dem Bürstenkörper mit einem Hilfskontakt zu den einzelnen Kommutatorlamellen unter der Bürste erfasst. Die Anzahl der Messpunkte für die

approximierte Spannungskurve ist gleich der Zahl der Kommutatorlamellen unter der Bürste. Da das Verhalten des Bürstenübergangswiderstandes meist nicht genau bekannt ist, sind Rückschlüsse auf das Kommutierungsverhalten aus der aufgenommenen Potentialkurve jedoch schwierig. Der Spannungsabfall wird bei dieser Methode als Maß für die vorherrschende Stromdichteverteilung an den Übergängen von den Kommutatorlamellen zur Bürste verwendet. Für kleine Kommutatormotoren scheidet diese Methode aus, da in der Regel nicht genug Raum am Kontaktsystem zur Verfügung steht und eine sichere Messung bei hohen Drehzahlen nicht gewährleistet werden kann. Im Vergleich zu Kommutatormaschinen großer Leistung sind die Anzahl der Lamellen unter den Bürsten und damit die Auflösung sehr gering. Außerdem kann das Messverfahren zur Veränderung der ursprünglichen Kommutierungsbedingungen führen.



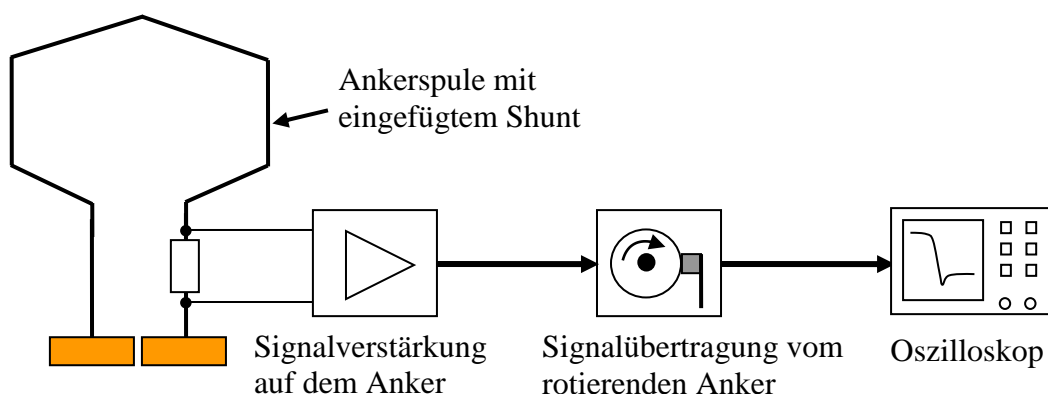
**Bild 2.10** Prinzipdarstellung zur Aufnahme der Bürstenspannungskurve

### 2.2.2 Direkte Messung des Kommutierungsstromes an präparierten Motoren

Die direkte Messung des Stromverlaufs während der Kommutierung ist die aussagekräftigste Methode zur Analyse des Kommutierungsverhaltens. Dazu muss der Motor jedoch aufwendig präpariert werden und die notwendige Messeinrichtung für den Strom in einer Ankerspule darf das Motorverhalten nicht verfälschen. Wegen des Motormagnetfeldes kommen dafür Stromwandler auf Halleffektbasis im Anker nicht in Betracht. Der Einbau von zusätzlichen Hilfswicklungen parallel zu den Ankerspulen ist aufgrund des begrenzten Bauraums meist nicht möglich. Die Strommessung kann außerdem über Messwiderstände erfolgen, die in die Ankerspulen eingebracht werden. Der Widerstandswert des zusätzlichen Messwiderstandes muss dabei klein genug sein, damit der Einfluss auf die Kommutierung vernachlässigbar ist. Die Strommessung auf dem rotierenden Anker erfordert darüber hinaus eine

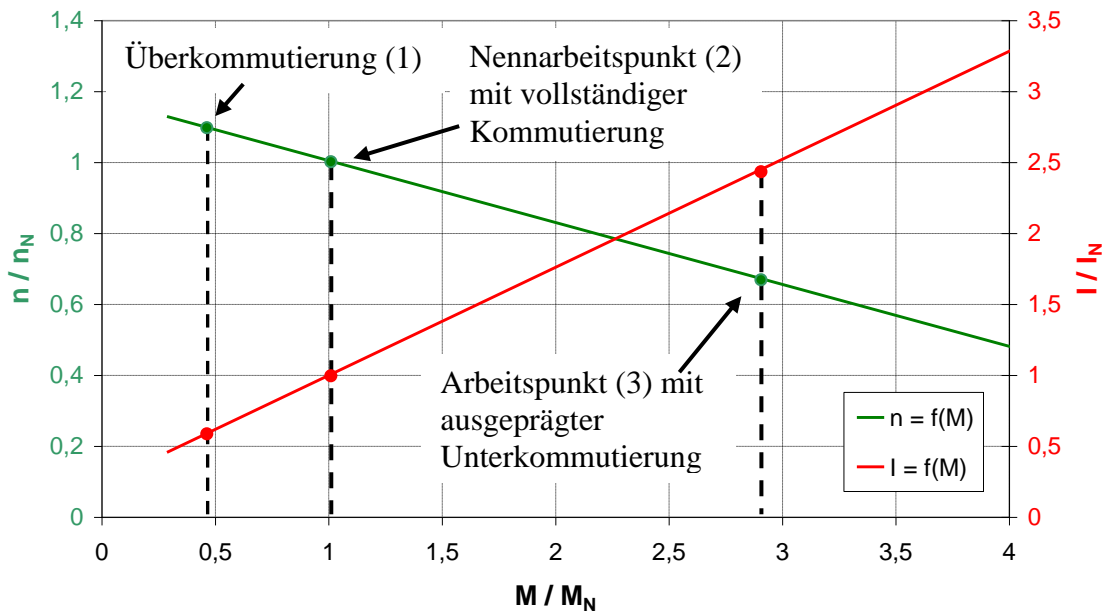
Übertragungseinrichtung für die Messsignale, wie zum Beispiel durch ein Schleifringkontaktsystem.

Im Fall von PM-DC-Motoren für Kleinspannungen liegen meist geringe Ankerspulenwiderstände vor, sodass sich sehr kleine Werte für die Messwiderstände ergeben. Das hierdurch gewonnene Messsignal im Millivoltbereich kann aber nicht ohne weiteres über einen Schleifringkontakt übertragen werden. Um eine ausreichende Signalspannung zu erhalten, ist eine vorherige Verstärkung in dem Anker notwendig. Das Bild 2.11 zeigt eine mögliche Messanordnung zur Erfassung des Spulenstromes in einer Ankerspule.



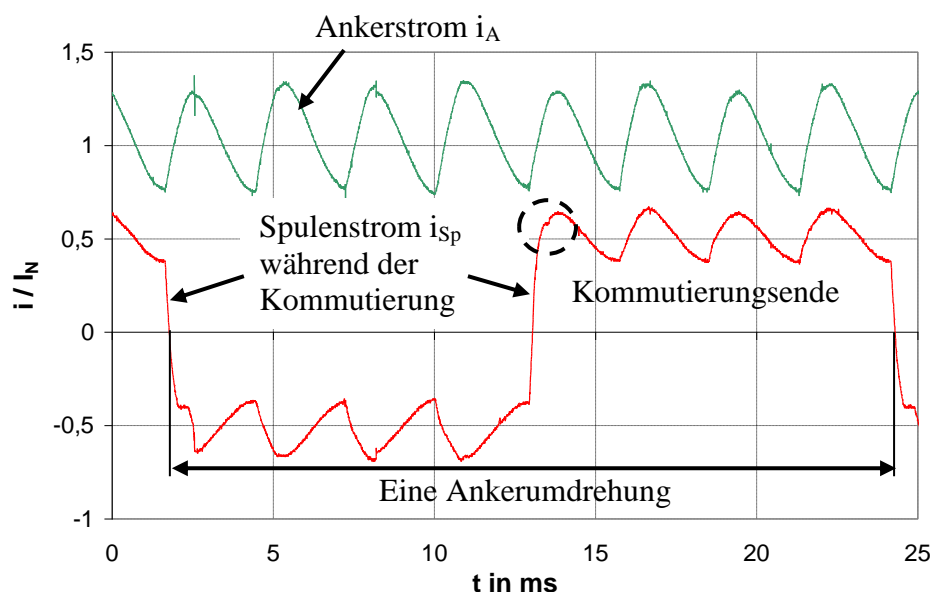
**Bild 2.11** Messanordnung zur Erfassung des Spulenstroms in einer Ankerspule

Die Abhängigkeit der Kommutierung vom Arbeitspunkt wurde nachfolgend an einem PM-DC-Motor mithilfe einer direkten Messung des Kommutierungsverlaufs untersucht. Im Bild 2.12 sind die gewählten Arbeitspunkte auf der Drehzahl-Drehmoment beziehungsweise Strom-Drehmoment Kennlinie dargestellt. Für die Untersuchungen wurde ein zweipoliger PM-DC-Motor mit 8 Ankerspulen und 8 Nuten gemäß Bild 2.11 präpariert.



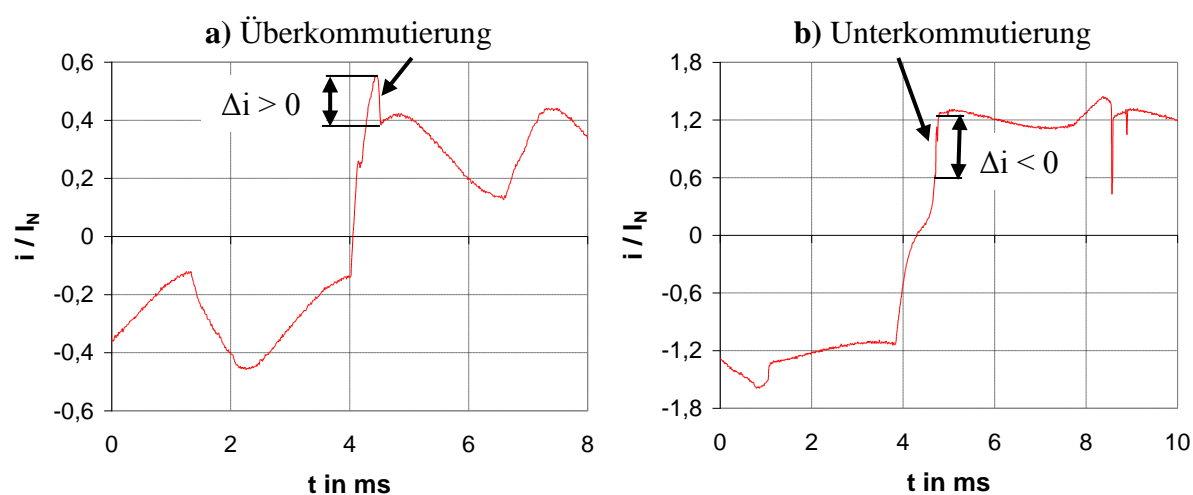
**Bild 2.12** Drehzahl-Drehmoment und Strom-Drehmoment Kennlinie eines PM-DC Motors mit den gewählten Arbeitspunkten für die Kommutierungsuntersuchung

Im Bild 2.13 sind die gemessenen Verläufe des Ankerstromes und des Stromes in einer Ankerspule für den Nennarbeitspunkt des Motors dargestellt. In diesem Fall ergibt sich eine nahezu vollständige Kommütierung. Die in diesem Zusammenhang auftretende charakteristische Welligkeit der Ströme ist typisch für Motoren mit einer geringen Anzahl von Ankerspulen. Sie resultiert im Wesentlichen aus dem periodischen Zu- und Abschalten von Spulen im Ankerkreis für die Kommütierung und der Nutung des Ankers. Infolge dessen schwanken der wirksame Widerstand, die Induktivitäten und die induzierte Spannung im Ankerkreis. Die Stromschwingungen treten deshalb bevorzugt mit Frequenzen auf, die sich aus dem Produkt von Kommutatorlamellenzahl und Drehzahl beziehungsweise Nut- und Drehzahl ergeben.



**Bild 2.13** Gemessener Verlauf des Anker- und Spulenstromes bei nahezu vollständiger Kommutierung im Arbeitspunkt (2) aus Bild 2.12 (PM-DC-Motor mit 8 Ankerspulen und 8 Nuten)

Das Bild 2.14 zeigt die Spulenstromverläufe während der Kommutierung für zwei andere Arbeitspunkte. Im ersten Fall in Abbildung a) wurde die mechanische Belastung des Motors verringert, was zu einer Überkommutierung führt. Mit zunehmender Belastung des Motors und einem Anstieg des Ankerstromes über den Nennwert stellt sich eine Unterkommutierung wie in Abbildung b) ein. Die in beiden Fällen auftretenden Stromdifferenzen am Kommutierungsende führen zu einer erhöhten Belastung des Kontaktsystems.



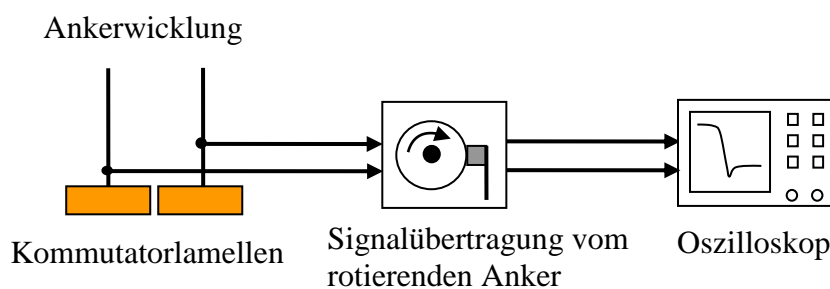
**Bild 2.14** Oszillografierte Spulenströme für die Arbeitspunkte (1) und (3) aus Bild 2.12 während der Kommutierungsphase

Abschließend ist festzuhalten, dass die direkte Messung des Spulenstromes eine objektive Aussage über das Kommutierungsverhalten trotz der üblicherweise überlagerten

Stromschwingungen ermöglicht. Durch die Einbringung des Messwiderstands von  $5\text{ m}\Omega$  (siehe Anhang A1) steigt der Widerstand in der präparierten Ankerspule um etwa 2 %. Diese Erhöhung liegt innerhalb der Fertigungstoleranzen des untersuchten Motors und kann in Bezug auf den Stromwendevorgang vernachlässigt werden. Eine direkte Messung ist allerdings bei im Gerät eingebauten und hochtourigen Motoren meist nicht realisierbar. Außerdem muss ein gewisser Bauraum zwischen Anker und Ständer für die Messanordnung vorhanden sein, sodass diese aufwendige Methode selten praktiziert werden kann. Die gemessenen Kommutierungsverläufe dienen nachfolgend zum Vergleich mit anderen Diagnoseverfahren sowie zur Kontrolle von Ergebnissen aus Berechnung und Simulation.

### 2.2.3 Auswertung der Kommutatorlamellenpotentiale

Die Messung der Kommutatorlamellenpotentiale erlaubt unter Einbeziehung des Ankerstromes Rückschlüsse auf das Kontaktverhalten Bürste- Kommutator. Anhand der Potentiale zwischen zwei benachbarten Kommutatorlamellen und den Bürsten lassen sich außerdem bei unvollständiger Kommutierung auftretende Lichtbogeneffekte diagnostizieren. Zur Erfassung der Potentiale ist, wie im Bild 2.15 skizziert, ebenfalls eine aufwendige Präparierung des Kommutatorankers notwendig. Die Messsignale müssen zum Beispiel über ein Schleifringssystem vom rotierenden Anker übertragen werden.

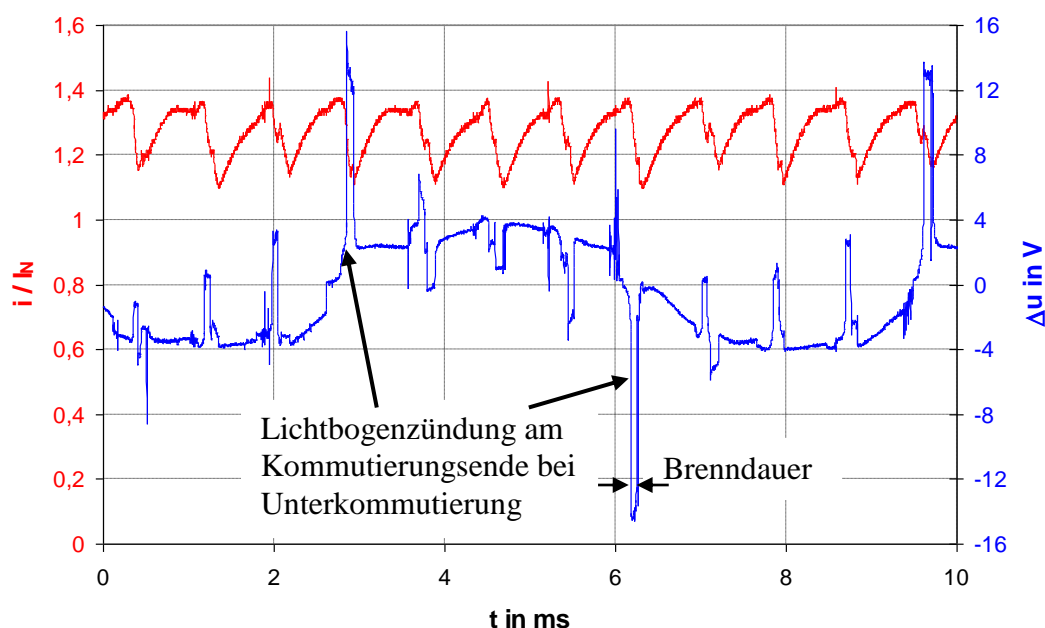


**Bild 2.15** Messanordnung zur Aufnahme der Lamellenpotentiale

Das Ergebnis einer solchen Messung an einem PM-DC-Motor ist im Bild 2.16 dargestellt. Aufgrund der unvollständigen Stromwendung, beziehungsweise Stromdifferenz am Kommutierungsende, entsteht eine hohe Spannung zwischen den Kommutatorlamellen und den ablaufenden Bürstenkanten. Nach Erreichen einer vom Bürstenmaterial abhängigen Zündspannung kommt es zur Ausbildung eines Lichtbogens, der einen weiteren Spannungsanstieg verhindert. Für die im Beispiel verwendeten Graphitbürsten mit hohem



Kupfergehalt liegt die Zündspannung bei etwa 14 V. Der Abstand zwischen Bürstenkante und Lamelle nimmt infolge der Kommutatordrehung zu und führt bei Unterschreiten der für die Lichtbogenlänge erforderlichen Brennspannung zum Erlöschen des Bogens. Anhand der Breite der Spannungsspitze kann näherungsweise auf den Energieumsatz im Lichtbogen und die Kontaktbelastung geschlossen werden. Darüber hinaus ist sie ein Maß für die Kommutierungsgüte. Der konkrete Kommutierungsverlauf lässt sich daraus aber nicht ableiten. Die Richtung der Spannungsspitze gegenüber der Grundschwingung weist Unter- oder Überkommutierung aus.

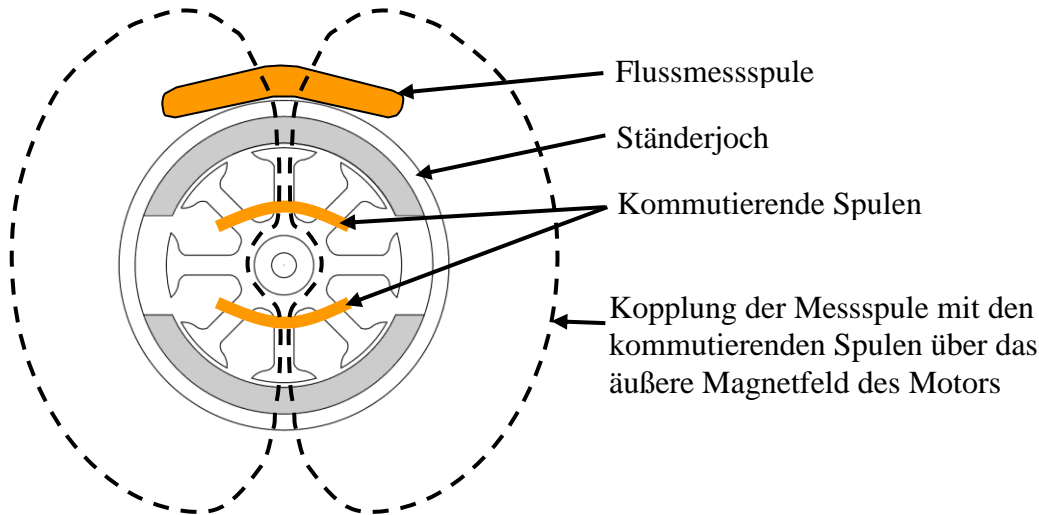


**Bild 2.16** Ankerstrom und Spannung zwischen zwei benachbarten Kommutatorlamellen mit abwechselnder Lichtbogenzündung an Plus- und Minusbürste

#### 2.2.4 Kommutierungsanalyse mittels einer Flussmessspule

Eine Alternative zu der direkten Messung ist die Kommutierungsanalyse mittels einer Flussmessspule. Dieses Verfahren wurde aus der Erregerspannungsanalyse bei Reihenschlussmotoren abgeleitet und für PM-DC-Motoren in [19] vorgestellt. Das Bild 2.17 zeigt schematisch die Anordnung der Flussmessspule auf dem Ständerjoch über den Erregerpolen. Aufgrund der Tatsache, dass ein geringer Teil des Motormagnetfeldes aus dem Ständer austritt, lässt sich eine Kopplung mit den parallel liegenden kommutierenden Spulen herstellen. Für den Fall von PM-DC-Motoren kleiner Leistung wird dies dadurch begünstigt, dass im Ständerjoch oftmals hohe magnetische Sättigungen zugelassen werden. Die Kopplung zwischen den Kommutierungskreisen und der Flussmessspule über einen gemeinsamen Fluss

führt nach Gleichung (2.7) zu einer Spannungsinduktion in Abhängigkeit von der Änderungsgeschwindigkeit des Kommutierungsstromes. Dadurch sind Rückschlüsse auf das Kommutierungsverhalten möglich. Aufgrund von Wirbelstromeffekten im Ständer wird allerdings die Abbildung der Stromwendung in der Spannung der Flussmessspule gedämpft.



**Bild 2.17** Anordnung der Flussmessspule an einem PM-DC-Motor zur Untersuchung der Stromwendung und schematische Darstellung der magnetischen Kopplung mit den Kommutierungskreisen

$$u_{FM} = M_{FM} \frac{di_K}{dt} \quad (2.7)$$

Anhand einer Gegenüberstellung von gemessenen Kommutierungsströmen mit den gleichzeitig aufgenommenen Spannungen der Flussmessspule werden im Bild 2.18 und Bild 2.19 die Auswirkungen auf das Spulensignal deutlich. Um Störungen auszublenden und die Beurteilung zu erleichtern, wurde das Spulensignal in den Darstellungen nachträglich mit einem Tiefpass gefiltert und skaliert. Im Falle einer Überkommutierung, wie in der unteren linken Abbildung a), entsteht aufgrund der schnellen Stromänderung am Kommutierungsende eine ausgeprägte Spannungsspitze im Signal der Flussmessspule. Dieser Effekt wird jedoch durch die Spannungsinduktion herrührend von den periodisch schwankenden Spulenströmen überlagert. Da die Ursachen der Schwankungen bekannt sind und diese mit Kommutatorlamellen- sowie Nutfrequenz auftreten, ist eine Unterscheidung bei bekannter Motordrehzahl möglich. In der unteren rechten Darstellung b) führt die Unterkommutierung zu einer zusätzlichen negativen Spitze im Spulensignal. Die Spannungsspitze, die das Ende der Kommutierung markiert, ist bei gleichem Wicklungssinn der Flussmessspule gegenüber den kommutierenden Spulen entgegengesetzt zur Stromänderung orientiert.

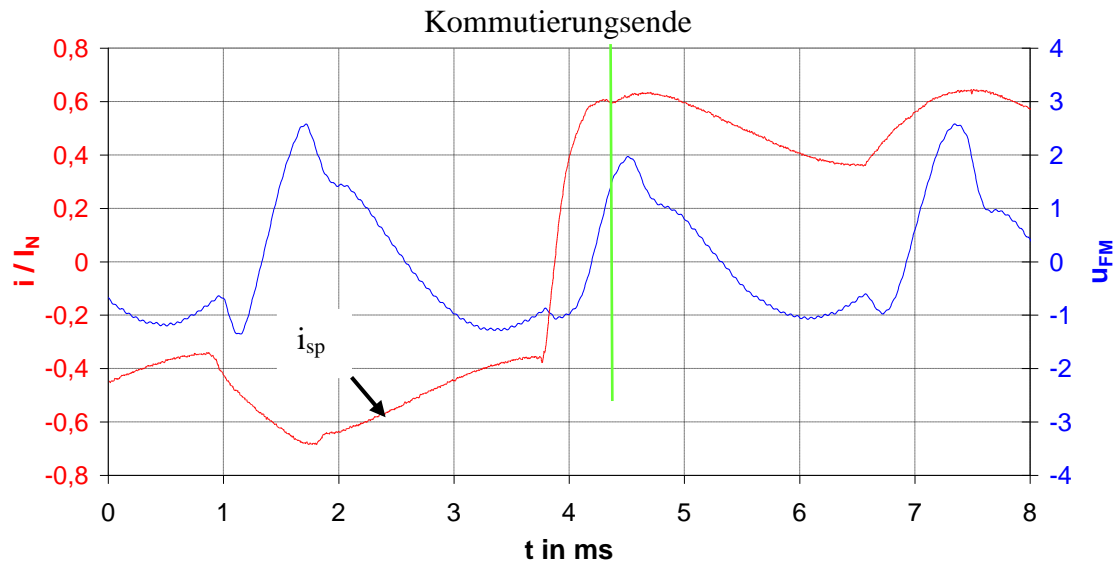


Bild 2.18 Verlauf des Stromes in einer Ankerspule und des gefilterten Signals der Flussmessspule bei näherungsweise vollständiger Kommutierung (Tendenz zur Überkommutierung)

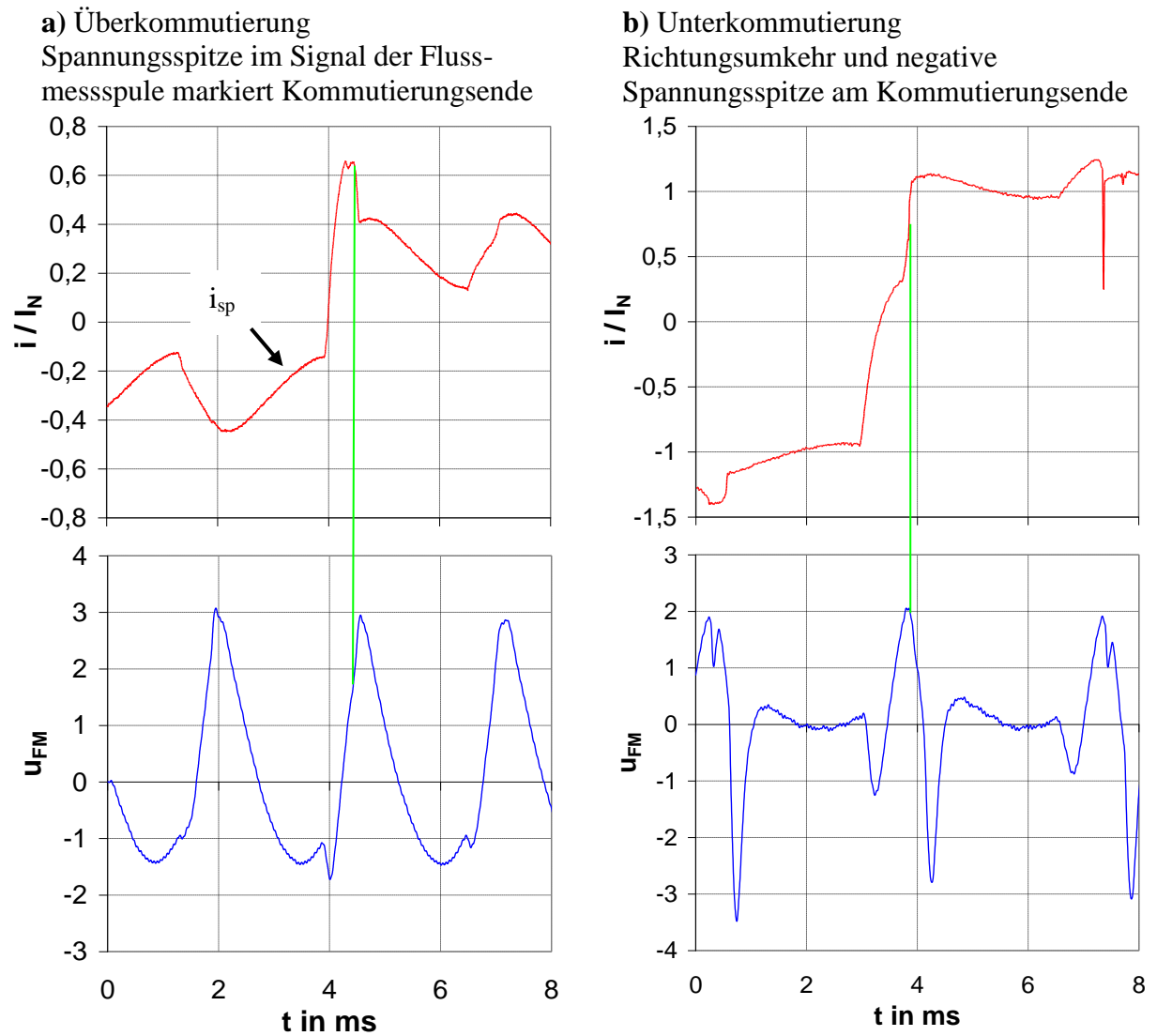


Bild 2.19 Verlauf des Stromes in einer Ankerspule und des gefilterten Signals der Flussmessspule während der Stromwendung bei Über- sowie Unterkommutierung

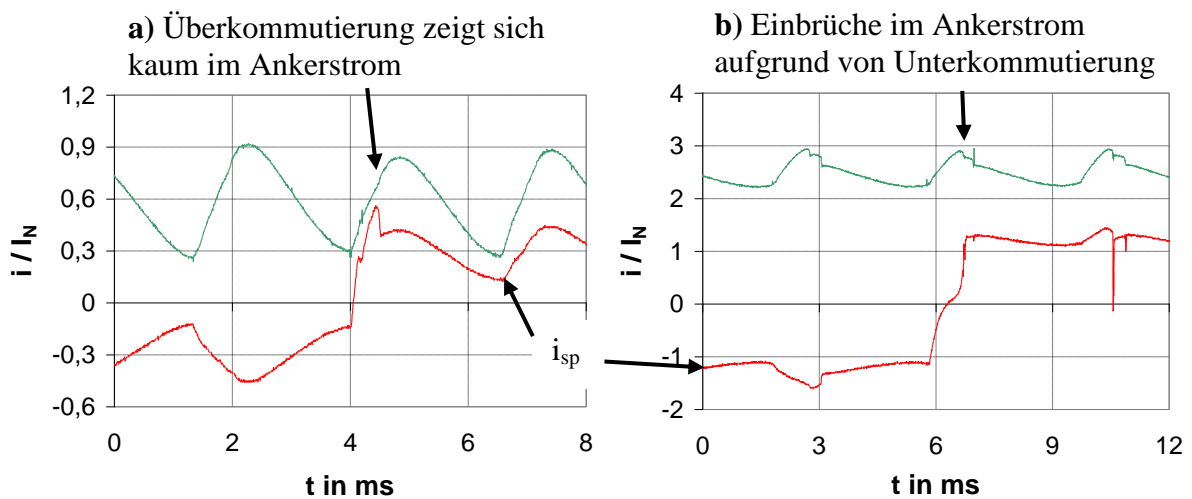
Mithilfe einer Flussmessspule ist, wie hier demonstriert wurde, eine Kommutierungsanalyse bei PM-DC-Motoren realisierbar. Darauf aufbauend kann das Signal der Flussmessspule für eine Nutteilungsanalyse herangezogen werden. Dieses im Fachgebiet Kleinmaschinen an der TU-Ilmenau entwickelte Verfahren dient der Fehlererkennung bei Kommutatormotoren.

Für den Einsatz der Messspule muss allerdings der notwendige Raum über den Erregerpolen vorhanden sein. Dies ist bei einer Anwendung mit eingebauten Motoren nicht immer gegeben. Der Vorteil des Verfahrens liegt im geringeren Aufwand bezüglich des Messaufbaus gegenüber einer direkten Messung. Die Nachteile sind die erhöhten Anforderungen an die Signalaufbereitung und Auswertung. Außerdem ist die Empfindlichkeit der Messanordnung je nach Signal-/Rauschverhältnis begrenzt. Insbesondere bei schnellen Flussänderungen, wie sie durch die Kommutierung hervorgerufen werden, treten aufgrund der Wirbelströme im Ständerblech starke Dämpfungen auf. Deshalb wird zur Beurteilung des Kommutierungsverhaltens nur die Richtung der auftretenden Spannungsspitzen im Messsignal ausgewertet. Für den Fall von Motoren mit einer ungeraden Anzahl an Kommutatorlamellen beziehungsweise Ankerspulen ist bei der Auswertung der Spulenspannung zu beachten, dass die zwei pro Kommutatorlamellenteilung stattfindenden Stromwendevorgänge um eine halbe Teilung versetzt sind. Wenn sich die Nut- und Kommutatorlamellenzahlen unterscheiden, treten außerdem mehrere aufeinanderfolgende Kommutierungsphasen im Spulensignal in Erscheinung.

### 2.2.5 Auswertung des Motorstromes

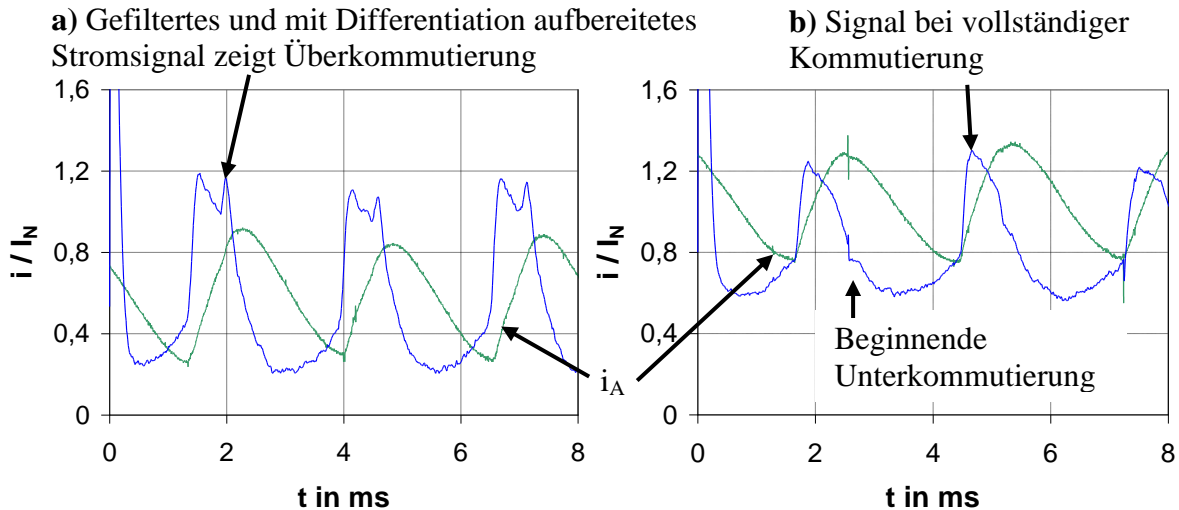
Das Oszillografieren des Motor- oder Ankerstromes ist in der Regel auch bei schwer zugänglichen eingebauten Motoren möglich und führt nicht zur Verfälschung der Kommutierungsbedingungen. Infolge der Rückwirkung der Kommutierung auf den Ankerstrom kann indirekt der Stromwendevorgang beurteilt werden. Im Bild 2.20 sind der Ankerstrom und der Strom in der kommutierenden Spule für den in den vorangegangenen Untersuchungen betrachteten PM-DC-Motor dargestellt. Die Abbildung a) zeigt die Stromverläufe bei Überkommutierung. Vor dem Maximum des Ankerstromes tritt ein kleiner Sprung auf, wenn die kommutierenden Spulen in die Ankerzweige wieder eingegliedert werden. Dieser Effekt ist durch den Ausgleichsvorgang am Ende der Stromwendung aber sehr schwach ausgeprägt und bei geringer Überkommutierung nicht auszumachen. In der rechten Darstellung (Bild 2.20 b) mit starker Unterkommutierung erscheinen zwei Stromeinbrüche nach dem Ankerstrommaxima. Diese Einbrüche resultieren ebenfalls aus der Stromdifferenz

am Kommutierungsende, aber die Stromwendung der beiden gegenüberliegenden kurzgeschlossen Ankerspulen wird zu unterschiedlichen Zeitpunkten abgeschlossen. Die Lage der elektrisch wirksamen Bürstenkontaktfläche ist in diesem Fall für Plus- und Minusbürste nicht identisch. Wenn die Ausgleichsvorgänge am Kommutierungsende simultan stattfinden, ergeben sich wesentlich stärkere Stromeinbrüche.



**Bild 2.20** Rückwirkung der Kommutierung auf den Ankerstrom in zwei Arbeitspunkten

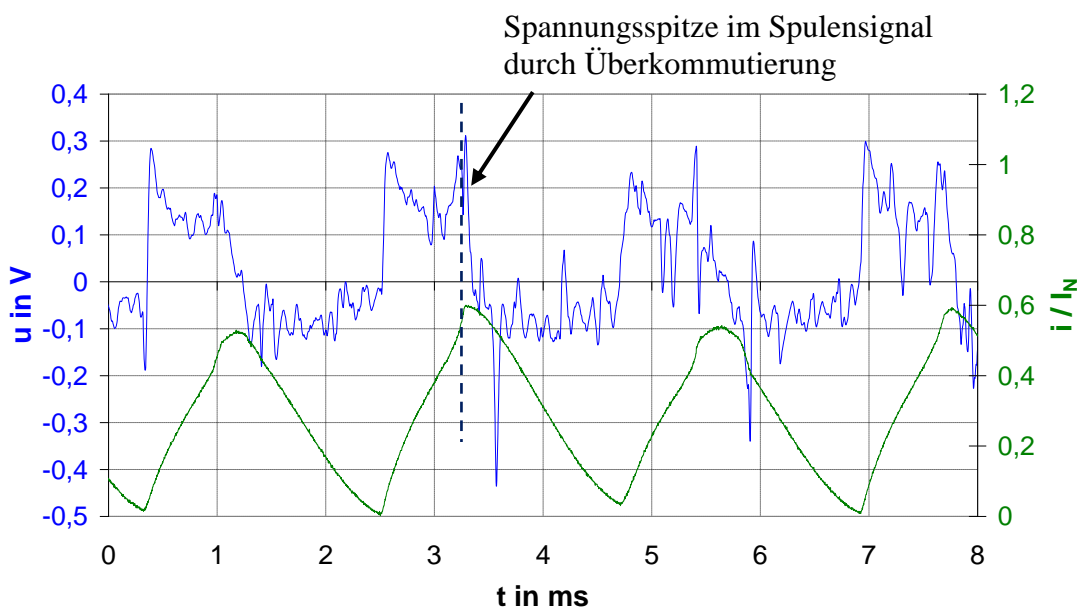
Für die eindeutige Beurteilung der Stromwendung besonderes bei geringer Über- und Unterkommutierung ist es sinnvoll die Messdaten des Ankerstromes entsprechend aufzubereiten. Eine gangbare Methode soll hier deshalb demonstriert werden. Das mit einem digitalen Speicheroszilloskop erfasste Stromsignal wird zunächst mit einem an die Abtastrate angepassten Savitsky-Golay Algorithmus geglättet. Im nachfolgenden Beispiel wurde ein Polynomfit 3. Ordnung über jeweils 5 Abtastpunkte verwendet. Es folgt anschließend eine Differentiation des Signals nach der Zeit und eine Filterung über einen Bandpass (siehe Anhang A2). Die damit gewonnenen Messdaten sind im Bild 2.21 für zwei Arbeitspunkte gemeinsam mit dem Ankerstrom zu sehen. Obwohl im Ankerstrom keine signifikanten Effekte zur Kommutierungsbeurteilung erkennbar sind, zeigen die abgeleiteten Signale deutliche Unterschiede zwischen Überkommutierung a) und vollständiger Stromwendung b). Der Fall einer Unterkommutierung ist demgegenüber durch eine zusätzliche negative Spitze im aufbereitenden Signal gekennzeichnet.



**Bild 2.21** Kommutierungsanalyse mittels eines aus dem Ankerstrom abgeleiteten Signals bei Überkommutierung und vollständiger Stromwendung

Die aus dem abgetasteten Motorstrom berechneten Signalverläufe lassen sich analog auch über eine in die Motorzuleitung eingefügte Rogowskispule, wie im Bild 2.22, generieren. Auf diese Weise ergibt sich aber ein schlechteres Signal-/Rauschverhältnis. Die Überkommutierung ist in diesem Beispiel erst bei deutlicher Ausprägung identifizierbar.

Das Einbringen eines Messwandlers mit Eisen- oder Ferritkern führt zu einer Veränderung der Induktivität im Ankerkreis und kann damit die Kommutierung beeinflussen. Die begrenzte Bandbreite dieser Messwandler gegenüber den schnellen Kommutierungsvorgängen ist ebenfalls unvorteilhaft.



**Bild 2.22** Gefiltertes Signal einer Rogowskispule in der Motorzuleitung und Motorstrom bei ausgeprägter Überkommutierung (10 kHz Tiefpass)

Die Auswertung des Motorstromes zur Bestimmung des Kommutierungsverhaltens ist messtechnisch am einfachsten zu realisieren, führt aber nicht immer zu einem sicheren Ergebnis. Im Ankerstrom bilden sich weitere Effekte, wie zum Beispiel die Mechanik des Kontaktsystems, Schwankungen durch das periodische Zu- und Abschalten von Ankerspulen sowie Veränderungen in der Motorspannung ab. Speziell bei PM-DC-Motoren mit niedrigen ungeraden Lamellenzahlen oder mit nicht eingelaufenem Kontaktsystem ist eine Auswertung problematisch.

## **2.3 Verfahren zur Vorausberechnung und Simulation**

### **2.3.1 Analytische Berechnungsmethoden**

Aufgrund der vielen im Kapitel 2.1 genannten Einflussfaktoren ist eine exakte analytische Berechnung der Stromwendung nicht möglich. Während der Auslegung und Dimensionierung von Kommutatormotoren kleiner Leistung wird in Regel das Kommutierungsverhalten kaum betrachtet. Vereinzelt erfolgen Überschlagsrechnungen anhand von vereinfachten Kommutierungskreisen mit linearer oder durchschnittlich linearer Stromwendung [4] als Berechnungsgrundlage.

Für große Gleichstrommaschinen wurden dazu Formeln zur Bestimmung der Streuinduktivität des Kommutierungskreises und der induzierten Spannungen im Verlauf der Stromwendung hergeleitet. Die in diesem Fall betrachtete Streuinduktivität resultiert ausschließlich aus dem mit der kommutierenden Spule selbst verketteten Magnetfeld. Ein Ziel der Berechnungen im Verbund mit der Maschinenauslegung besteht in der Reduzierung der induzierten Spannung durch die Streuinduktivität. Des Weiteren wird die vollständige Kompensation des Ankerfeldes im Bereich der Pollücke über das Wendepolefeld angestrebt. Durch die Wendepole soll bei jedem Ankerstrom eine feldfreie neutrale Zone entstehen. Die mittlere induzierte Spannung in der kommutierenden Spule in Gleichung (2.8) ergibt sich nach Richter [28] und Vogt [29] aus einer Summe von Streuinduktivitäten herrührend von der Nut-, Zahnkopf- und Wickelkopfstreuung sowie der Stromänderungsgeschwindigkeit. Zur Berechnung der einzelnen Induktivitäten werden empirische Untersuchungsergebnisse von Versuchsmaschinen in Form von Geometrie-, Streu- und Kopplungsfaktoren angewendet. Die Dimensionierung der Wendepole wird separat betrachtet, spielt aber bei Kleinmaschinen keine Rolle.

$$U_{isp\sigma m} = (L_{\sigma N} + L_{\sigma ZK} + L_{\sigma WK}) \frac{\Delta i_{zw}}{T_k} \quad (2.8)$$

Im Zuge weiterer Vereinfachungen können die Streuinduktivitäten ebenfalls über einen Streu- oder Kommutierungsfaktor  $\xi_p$  beschrieben werden. Daraus resultiert die Gleichung (2.9) für die Bestimmung der mittleren Stromwendespannung in einer Ankerspule nach Pichelmayer. Um eine funkenfreie Kommutierung zu erreichen, werden für diese Spannung in der Literatur verschiedene Grenzwerte von 2 V [28] bis 10 V [30] angegeben. Für Kommutatormaschinen ohne Wendepole und Bürstenbrückenverdrehung sind die kleineren Grenzwerte heranzuziehen. Auf die Abhängigkeit dieser Grenzwerte von den eingesetzten Bürstenwerkstoffen und der Anwendung wird in der Literatur nicht näher eingegangen.

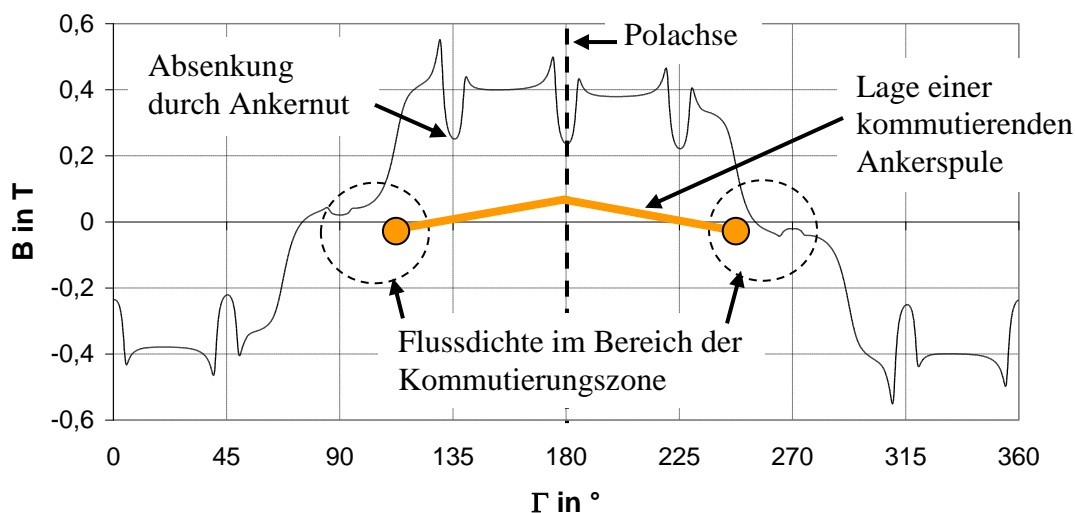
$$U_{isp\sigma m} = 2v_A w_{sp} l_A A \xi_p \quad (2.9)$$

In Bezug auf Kommutatormotoren kleiner Leistung existieren aufgrund der vielfältigen Ausführungsformen keine adäquaten analytischen Beschreibungen zur Berechnung der Streuinduktivitäten beziehungsweise des Streufaktors. Die große Variantenvielfalt ergibt sich daraus, dass die Bauform und das Betriebsverhalten von Kleinmaschinen meist an den konkreten Anwendungsfall oder für ein bestimmtes Gerät angepasst sind. Wenn die bei großen und mittleren Maschinen eingesetzten Gleichungen Anwendung finden, können deshalb große Abweichungen auftreten. In jedem Fall sind bei PM-DC-Motoren kleiner Leistung experimentelle Untersuchungen zur Kontrolle und Justierung der Streu- oder Kommutierungsfaktoren vorzusehen.

### 2.3.2 Anwendung von numerischen Feldberechnungsprogrammen

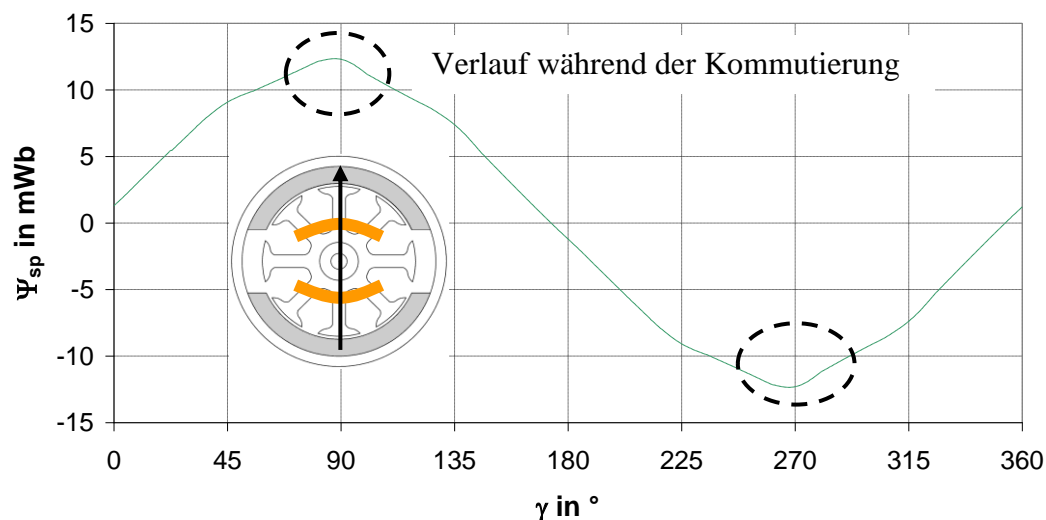
Hinsichtlich der Berechnung der durch das Luftspaltfeld induzierten Spannung während der Kommutierung stellt die Feldrechnung auf Basis der Finite-Elemente-Methode (FEM) ein nützliches Hilfsmittel dar. Im Bild 2.23 wurde die Flussdichte entlang des Luftspalts eines PM-DC-Motors durch eine magnetostatische FEM bestimmt. Um ein gutes Kommutierungsverhalten zu erreichen, ist im Allgemeinen ein feldfreier Verlauf im Bereich der Stromwendung beziehungsweise eine neutrale Zone erwünscht. Dadurch bedingt ergibt sich eine geringe Spannungsinduktion durch das Luftspaltfeld.





**Bild 2.23** Mit FEM berechnete Normalkomponente der Flussdichte entlang des Luftspalts bei einem PM-DC-Motor mit 8 Nuten ( $I_A=I_N$ )

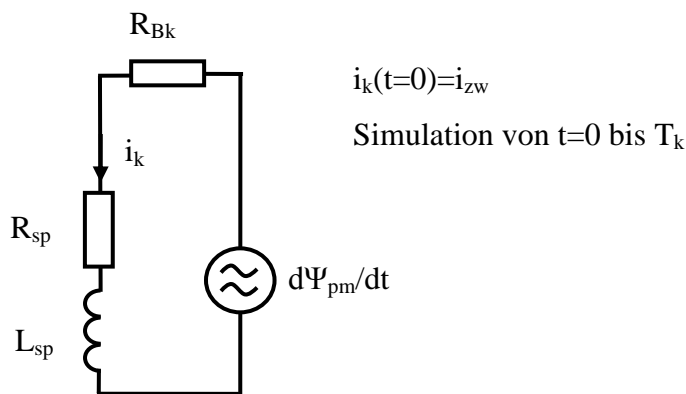
Aussagekräftiger als die Flussdichte im Luftspalt ist eine Betrachtung der Flussverkettung der Ankerspulen. Über das Induktionsgesetz kann daraus bei gegebener Drehzahl die während der Stromwendung induzierte Spannung ermittelt werden. Für den im Bild 2.23 betrachteten PM-DC-Motor ist die entsprechende Flussverkettung im Bild 2.24 aufgetragen. Zur Minimierung der induzierten Spannung wird eine geringe Flussverkettungsänderung während der Kommutierung angestrebt. Die Symmetrie und die Verschiebung der Flussverkettungsfunktion gegenüber der Spulenachse bei zunehmendem Ankerstrom sind weitere Bewertungskriterien für günstige Kommutierungsbedingungen.



**Bild 2.24** Berechnete Flussverkettung einer Ankerspule als Funktion der Spulenlage gegenüber dem Ständer ( $I_A=I_N$ )

Mittels einer Feldberechnung können ferner die Selbst- und Kopplungsinduktivitäten der Ankerspulen stellungs- sowie stromabhängig bestimmt werden. Die im Kapitel 2.1.2 Gleichung (2.2) eingeführten Ersatzelemente des Kommutierungskreises, die den Magnetkreis beschreiben, sind hiermit aber nur näherungsweise ermittelbar. Aufgrund der nichtlinearen magnetischen Verhältnisse ist keine exakte Trennung in voneinander unabhängige Anteile für Erreger- und Ankerfeld möglich.

Unter Berücksichtigung des Bürstenwiderstandes ergibt sich der vereinfachte Kommutierungskreis im Bild 2.25, bei dem lediglich die mittlere Selbstinduktivität und die Flussverkeftung durch das Dauermagnetfeld betrachtet werden. Eine Analyse von grundsätzlichen Fragestellungen zur Wirkung des Ankerfeldes und der Gestaltung der Dauermagnete ist mit diesem einfachen Modell möglich. Das Kontaktsystemverhalten und andere Einflussfaktoren werden bei diesem Ansatz vernachlässigt.



**Bild 2.25 Simulationsansatz mit vereinfachtem Kommutierungskreis**

### 2.3.3 Simulation der Stromwendung mit Hilfe der transienten FEM

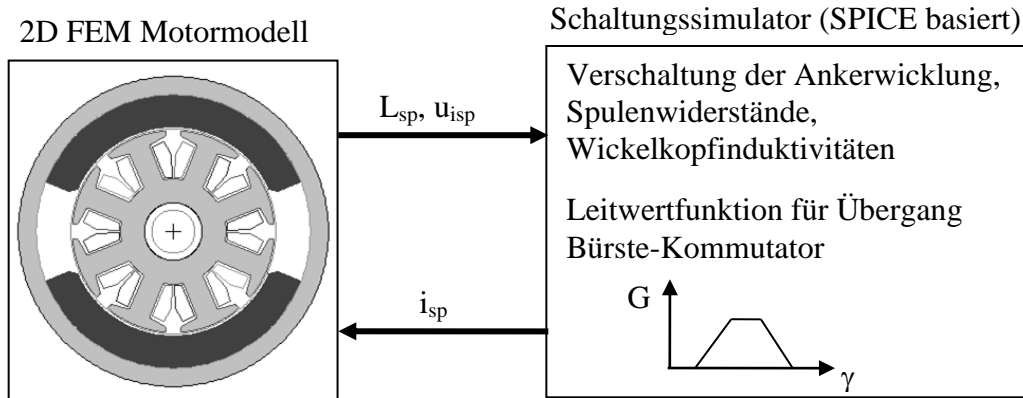
Die Berechnung der Feldverteilung mittels der magnetostatischen Finiten-Elemente-Methode ist inzwischen für die Konstruktion und Weiterentwicklung von elektrischen Maschinen bei nahezu allen Herstellern etabliert. Um die Möglichkeiten dieser Methode zu erweitern und an die Anforderungen des Elektromaschinenbaus anzupassen, werden die FEM Berechnungsprogramme von den Softwareherstellern ständig weiterentwickelt. Im Zuge dieser Entwicklung ist es heute möglich, dass Betriebsverhaltens eines Motors mit der transienten FEM zu simulieren.

Dazu wird, wie im Bild 2.26 skizziert, eine gekoppelte Simulation (Co-Simulation) von zwei Teilsystemen durchgeführt. Die momentane Feldverteilung im Magnetkreis und die daraus

folgenden Größen, wie die Induktivitäten sowie die induzierten Spannungen der Ankerspulen werden in der ersten Simulationsphase anhand der FEM ermittelt. Anschließend erfolgt mit diesen Werten eine Berechnung der Ankerspulenströme unter Einsatz eines integrierten Schaltungssimulators in dem die Ankerwicklung und das Kontaktsystem nachgebildet sind. Im nächsten Zeitschritt wird mit Hilfe der berechneten Ströme wieder eine neue Feldrechnung durchgeführt. Durch diese wechselseitige Simulation über einen gewissen Zeitraum, ergänzt mit einem einfachen mechanischen Modell zur Bestimmung der Ankerstellung, ergibt sich schließlich das Betriebsverhalten des Motors. Durch die gekoppelte Simulation liegen somit prinzipbedingt die Stromverläufe der einzelnen Ankerspulen inklusive der Kommutierungsphasen vor.

Um das Verfahren zu verifizieren, wurde für die Software Ansoft Maxwell 2D ein entsprechendes Modell mit dem in den vorangegangenen messtechnischen Untersuchungen betrachteten PM-DC-Motor erstellt. Hierfür sind der Magnetkreis und die Schleifenwicklung mit den 8 Ankerspulen im integrierten Schaltungssimulator auf der Grundlage von Berkeley SPICE modelliert. Die Modellerstellung erfordert neben den Geometrie- und Materialdaten Angaben zu den einzelnen Spulenwiderständen sowie den Selbstinduktivitäten für die bei der zweidimensionalen Feldrechnung vernachlässigten Wickelköpfe. Der Temperatureinfluss insbesondere auf das Magnetmaterial und die ohmschen Widerstände werden vernachlässigt. Hinsichtlich der einzusetzenden Materialparameter und der Wickelkopfinduktivitäten besteht außerdem eine gewisse Unsicherheit bei Kleinmaschinen, aufgrund der Abhängigkeit von der Herstellungstechnologie, der Materialherkunft und der Variantenvielfalt in der Motorgestaltung.

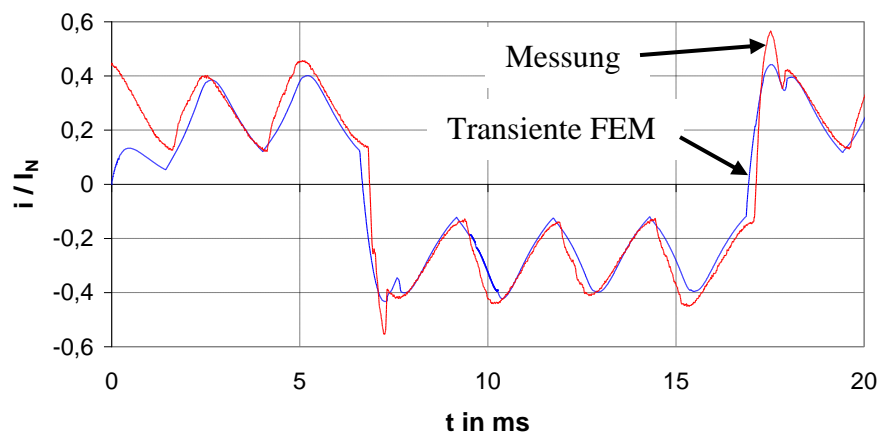
Die darüber hinaus notwendige Beschreibung des Kontaktsystems erfolgt durch Vorgabe eines Leitwerts als Funktion der Kommutatorstellung gegenüber der Bürste. Diese Vereinfachung basiert auf der Annahme, dass sich der Übergangswiderstand antiproportional zu den überdeckten Kommutatorlamellenflächen verhält. Damit ergeben sich die Eckpunkte der Leitwertfunktion, die im Bild 2.26 angedeutet ist, aus den Abmessungen sowie der Position von den Bürsten und den Kommutatorlamellen. Die Amplitude muss anhand von Erfahrungswerten oder Vergleichsmessungen an einem konkreten Kontaktsystem ermittelt werden, da keine geeigneten Kontaktdaten seitens der Bürstenhersteller existieren.



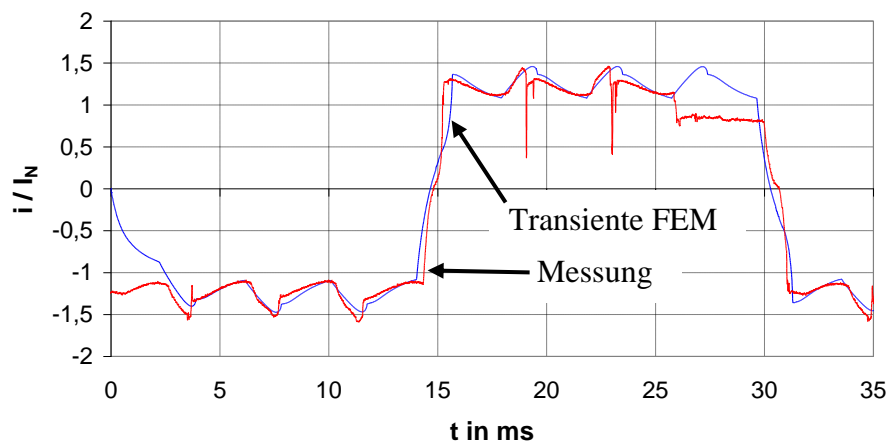
**Bild 2.26 Prinzip der gekoppelten Simulation bei der Anwendung der transienten Feldberechnung eines PM-DC-Motors mit Ansoft Maxwell 2D**

Das Simulationsergebnis und der gemessene Spulenstrom in einem Arbeitspunkt mit Überkommutierung sind im Bild 2.27 dargestellt. Für die transiente FEM wurde die aus den Messungen ermittelte Drehzahl fest vorgeben und die Leitwertamplitude in der Nachbildung des Kontaktsystems bis zum Übereinstimmen der Effektivwerte angepasst. Mit diesen Einstellungen übersteigt der Kommutierungsstrom am Ende der Stromwendung in der Simulation ebenfalls den Ankerzweigstrom. Der Effekt ist aber wesentlich schwächer als in der Messung ausgeprägt.

Im Falle einer Unterkommutierung (Bild 2.28) ergeben sich gleichermaßen Abweichungen zum realen Spulenstromverlauf in der Kommutierungsphase. Abgesehen von diesen Differenzen im Kurvenverlauf liegt dennoch eine deutliche Unterkommutierung bei der transienten FEM vor. Die Hauptursache für die Unterschiede zwischen Simulation und Messung ist das vereinfachte Kontaktsystemmodell, um den Übergang von der Bürste zum Kommutator zu beschreiben. Die angesetzte lineare Leitwertfunktion berücksichtigt zum Beispiel nicht den Stromdichteinfluss unmittelbar am Kontaktübergang. Eine Umsetzung von detaillierteren Kontaktmodellen wird durch den integrierten Schaltungssimulator stark eingeschränkt. Diese Begrenzung kann über eine Kopplung mit externen Simulationswerkzeugen teilweise aufgelöst werden.



**Bild 2.27** Gegenüberstellung des gemessenen und mit transienter FEM berechneten Spulenstromverlaufs bei Überkommutierung; Berechnet mit Ansoft Maxwell V11 2D ca. 13000 Elemente; Rechenzeit 12 h (Core 2 Duo E6750 2,66 GHz 2GB RAM)



**Bild 2.28** Gemessener und mit transienter FEM berechneter Spulenstromverlauf bei Unterkommutierung; Berechnet mit Ansoft Maxwell V11 2D ca. 13000 Elemente; Rechenzeit 17 h (Core 2 Duo E6750 2,66 GHz 2GB RAM)

Die Vorteile der transienten FEM zur Berechnung der Kommutierungsverhältnisse bestehen darin, dass die Induktivitäten und die induzierten Spannungen in den Ankerspulen zu jedem Zeitpunkt in Abhängigkeit von der Ankerstellung und den Spulenströmen vorliegen. Außerdem werden Sättigungseffekte im Eisen sowie die Wirkung des Ankerfeldes auf das Luftspaltfeld berücksichtigt.

Die entscheidenden Nachteile des Verfahrens sind allerdings die langen Rechenzeiten für die Simulation, da zu jedem Zeitschritt eine Feldberechnung durchgeführt wird und die unzureichenden Beschreibungsmöglichkeiten im Hinblick auf das Kontaktsystem. Für die vorgestellten Simulationen in Bild 2.27 und Bild 2.28 wurde eine Rechenzeit von 12 beziehungsweise 17 h bei einer moderaten Elementanzahl benötigt. Der Grund dafür ist die

erforderliche geringe Schrittweite im Zeitbereich, um die schnellen Ausgleichsvorgänge am Kommutierungsende zu simulieren. Im Falle einer zu groß gewählten Schrittweite gehen diese Effekte vollständig verloren und können missverständlich als vollständige Kommutierung gewertet werden. Die benötigte Rechenzeit wird von Seiten der Hardware durch die Verarbeitungsgeschwindigkeit der CPU und bei zweidimensionalen Feldproblemen nicht durch die Größe des Arbeitsspeichers bestimmt.

Mit vorschreitender Entwicklung der Rechentechnik und einem genaueren Kontaktmodell könnte die Kommutierungsberechnung mit Hilfe der transienten FEM in Zukunft ein handhabbares Analyseverfahren darstellen.

## **2.4 Anwendungsgebiet und Grenzen der Untersuchungsmethoden**

Die in den vorangegangenen Kapiteln vorgestellten Mess- und Berechnungsmethoden für die Kommutierung bei PM-DC-Motoren unterscheiden sich in Bezug auf den Aufwand, die Aussagekraft und das Einsatzgebiet. Das Ziel der Messverfahren liegt vorrangig in der Diagnose und abschließenden Prüfung des Kommutierungsverhaltens von einem ausgeführten Motor unter dessen Einsatzbedingungen. Darüber hinaus werden diese Messverfahren für die experimentelle Optimierung in der Motorenentwicklung eingesetzt. Aufgrund des Mangels an geeigneten Berechnungsmethoden, die alle relevanten Einflüsse berücksichtigen, ist die Optimierung der Kommutierung über Versuchsreihen nach wie vor Stand der Technik. Die Trennung und Zuweisung der Auswirkungen von einzelnen Motorparametern auf das Kommutierungsverhalten ist anhand von Messungen aber nicht immer möglich.

Der Einsatz der analytischen Berechnungsverfahren beschränkt sich weitestgehend auf die Entwurfs- und Auslegungsphase während der Entwicklung eines neuen Motors. Infolge der dabei vorzunehmenden Vereinfachungen sind diese Verfahren zur Motoroptimierung untauglich. Über die Auswertung des mittels magnetostatischer FEM berechneten Luftspaltfeldes oder der Flussverkettung sind Rückschlüsse auf die während der Stromwendung induzierte Spannung möglich. Die Motorsimulation mithilfe der transienten FEM bietet die Möglichkeit den Kommutierungsvorgang unter Einbeziehung aller elektromagnetischen Einflüsse und dynamischen Betriebsbedingungen zu betrachten. Angesichts der langen Rechenzeiten und der vorhandenen Einschränkungen bei der Modellierungstiefe ist dieses Simulationsverfahren aber derzeit kaum für Optimierungsprobleme einsetzbar.

Aus diesen Gründen wurde eine neue modellbasierte Berechnungsmethode zur Simulation des Kommutierungsvorgangs bei PM-DC-Motoren entwickelt. Das vorrangige Ziel der Simulation ist eine rechentechnische Optimierung der Motorkonstruktion unter Betrachtung einzelner Einflussfaktoren. Die Genauigkeit des Modells und der Aufwand zur Parametrierung richten sich nach dem Optimierungsziel und Anwendungsfall.

## 3 Modellbasierter Ansatz zur Simulation des Kommutierungsverhaltens

### 3.1 Gesamtstruktur des Antriebsmodells

Zur Simulation des Kommutierungsvorgangs wird ein detailliertes Modell des gesamten Antriebs erstellt. Ein Modellansatz, der sich ausschließlich auf den Motor oder die kommutierenden Maschen beschränkt, kann hingegen nicht alle im Antriebssystem wirksamen Einflussfaktoren berücksichtigen. Im umgekehrten Fall ist aber jederzeit eine Vereinfachung des Modells möglich, wenn sich herausstellt, dass einzelne Einflussfaktoren vernachlässigt werden können.

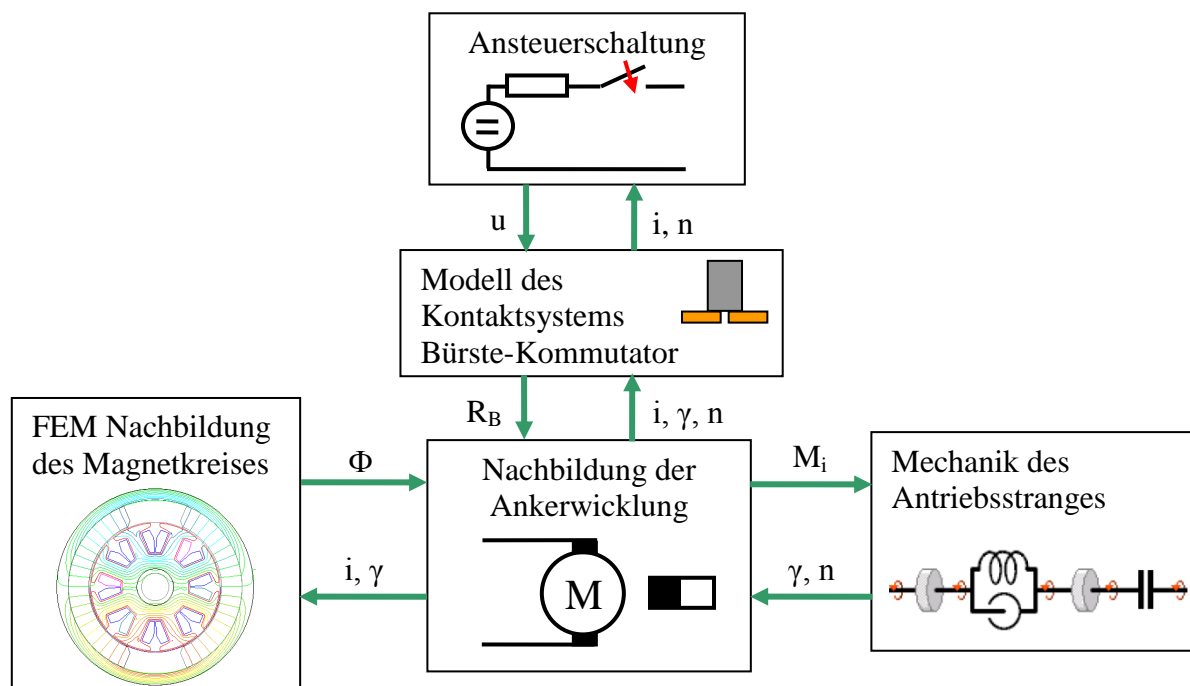
Die in der Antriebstechnik überwiegend eingesetzten Mittelwertmodelle auf Basis der fremderregten Gleichstrommaschine sind, wie in [31] gezeigt wurde, zur Nachbildung des Kommutierungsvorgangs ungeeignet. Ein stark vereinfachter Ansatz, der das periodische Schalten durch das Kontaktsystem nachbildet, wird in [32] vorgestellt. Damit ist grundsätzlich eine Simulation der Stromwendung möglich. Um alle Einflussgrößen zu berücksichtigen, wird ein umfassenderer Modellansatz gewählt.

Die Umsetzung dieses Antriebsmodells erfolgt in Matlab/Simulink. Die Gründe dafür liegen im großen Funktionsumfang, der Kompatibilität zu anderen Simulationsumgebungen sowie in der weiten Verbreitung der Software in Industrie und Forschung. Des Weiteren stellt die übersichtliche Umsetzung mittels Signalflussplan eine geeignete Abstraktionsebene dar. Eine Realisierung in anderen Softwareumgebungen (z.B. Modelica, Simplorer, Labview) ist prinzipiell ebenfalls möglich.

Im Bild 3.1 ist die Gesamtstruktur des Antriebsmodells dargestellt. Dieses setzt sich aus fünf Teilsystemen zusammen. Durch die Aufteilung wird eine nachträgliche Erweiterung und Wiederverwendung der Komponenten erleichtert. Zudem bleibt das Gesamtmodell übersichtlich und erlaubt eine Einbindung anderer Simulationsumgebungen. Die Schnittstelle zwischen den Teilsystemen besteht in dem Modell der Ankerwicklung. Ein daran angeschlossenes Teilsystem bildet mittels der Daten aus einer FEM Rechnung die Kopplung zwischen Ankerwicklung und Magnetkreis ab. Dazu liefert das Teilsystem Magnetkreis in Abhängigkeit vom Ankerstrom und der Rotorlage den entsprechenden momentanen Fluss durch die Ankerspulen. Aufgrund der Komplexität des Kontaktsystems Bürste-Kommutator erfolgt seine Beschreibung in einem separaten Modul. Dieses Teilsystem verwendet den Ankerstrom, die Rotorlage und die Drehzahl zur Berechnung der Kontaktsystemwiderstände. In zwei weiteren Modulen werden die Mechanik des Antriebsstranges sowie die Ansteuerung



beziehungsweise Spannungsversorgung modelliert. Über die Mechanik des Antriebsstranges erfolgt nach Übergabe des inneren Drehmoments die Berechnung von Rotorlage und Drehzahl. Die numerisch simulierten Kommutierungsverläufe stehen schlussendlich im Teilsystem für die Ankerwicklung zur Verfügung.



**Bild 3.1** Schematische Darstellung der Gesamtstruktur des Antriebsmodells

In den nachfolgenden Abschnitten erfolgt eine Beschreibung der einzelnen Module für das Antriebsmodell. Dabei wird auf die Ermittlung der notwendigen Modellparameter und die speziellen Merkmale von PM-DC-Motoren kleiner Leistung gesondert eingegangen.

## 3.2 Nachbildung der Ankerwicklung und des Magnetkreises

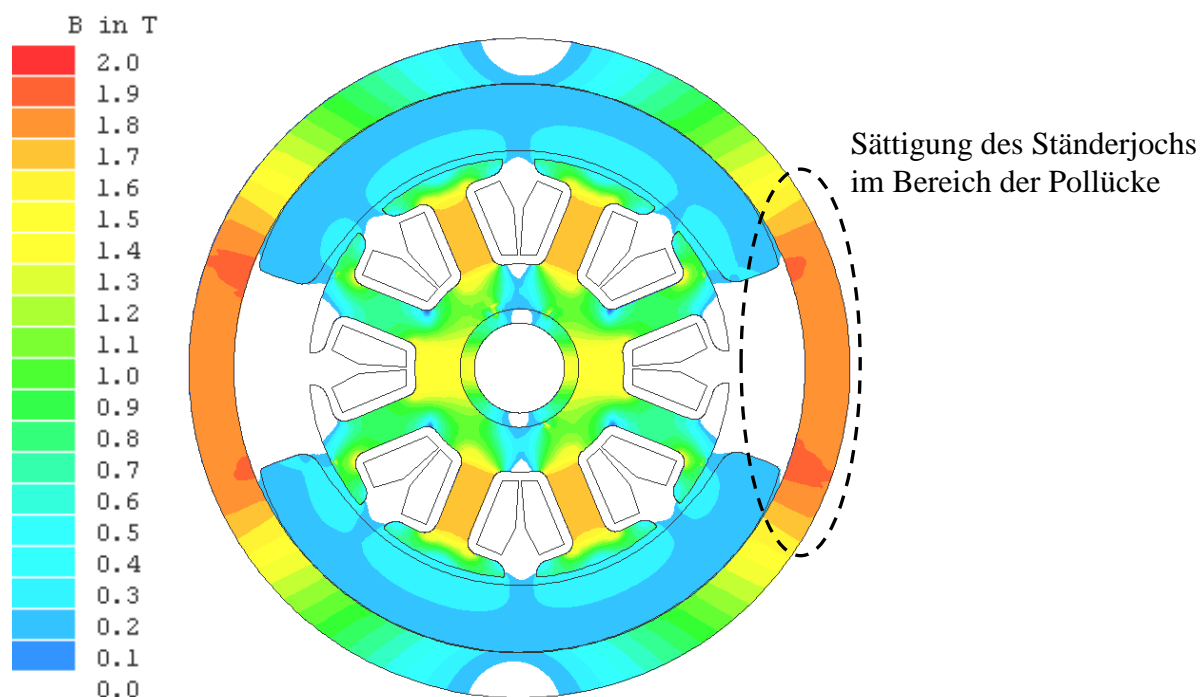
### 3.2.1 Berechnung der Ankerspulenflüsse mittels FEM

Die Kopplung zwischen dem Magnetkreis des Motors und den einzelnen Ankerspulen wird im Antriebsmodell über den magnetischen Fluss und die Windungszahl nach Gleichung (3.1) hergestellt. Anhand der zeitlichen Änderung der Flussverkettung erfolgt eine Berechnung der induzierten Spannung für jede Ankerspule.

$$u_{isp} = \frac{d\Psi_{sp}(\Gamma, i)}{dt} = w_{sp} \cdot \frac{d\Phi_{sp}(\Gamma, i)}{dt} \quad (3.1)$$

Die notwendigen Funktionen in Abhängigkeit von der Läufer- beziehungsweise Spulenstellung und dem Ankerstrom werden zuvor mit einer Feldberechnung am Magnetkreis des Motors ermittelt. Eine ausreichend genaue Berechnung dieser Funktion über magnetische Widerstandsnetzwerke ist aufgrund der nichtlinearen Materialeigenschaften und von Sättigungseffekten nicht möglich. Der große Variantenreichtum bei der Gestaltung der Magnetkreise von Kleinmotoren erlaubt keine universelle Lösung über konforme Abbildungen. Aus diesem Grund wird ein Feldberechnungsprogramm auf Basis der magnetostatischen FEM verwendet.

Im Bild 3.2 ist die damit ermittelte Flussdichteverteilung für einen zweipoligen PM-DC-Motor mit 8 Nuten dargestellt. Hierbei zeigt sich eine starke Sättigung des Ständerjochs im Bereich der Pollücke. Die im Ständer und oftmals auch in den Ankerzähnen vorliegende hohe Sättigung des Magnetkreises ist bei Maschinen kleiner Leistung weit verbreitet. Der Hauptgrund hierfür liegt in der Optimierung der Motoren im Hinblick auf eine rationelle Fertigung, hohe Leistungsdichten und geringe Herstellungskosten. Zum Beispiel ist die Dicke des üblicherweise aus gerolltem oder tiefgezogenem Stahlblech gefertigten Ständerjochs technologisch begrenzt. Im Falle von auf höchste Wirkungsgrade ausgelegten Motoren, bei denen die Kosten nachrangig sind, wird dagegen besonders auf die Vermeidung solcher Sättigungszonen geachtet. Die Optimierungsziele umfassen dann die Reduzierung des magnetischen Spannungsabfalls und der Ummagnetisierungsverluste.

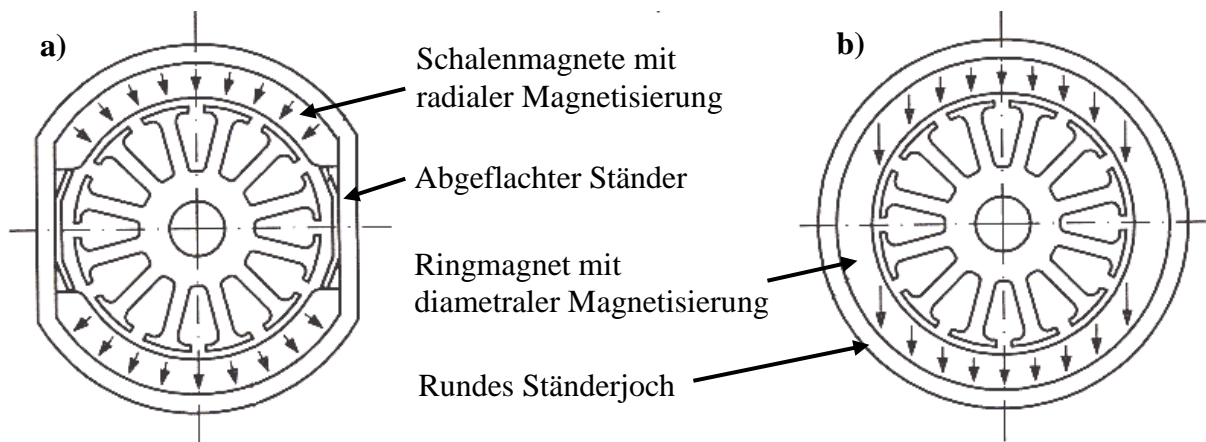


**Bild 3.2** Mit magnetostatischer 2D FEM berechnete Flussdichteverteilung an einem 8 nutigen PM-DC-Motor (Software: Ansoft Maxwell V11)

Bedingt durch die Nichtlinearitäten kann das Superpositionsprinzip nicht auf die Magnetfelder von Maschinen kleiner Leistung angewendet werden. Eine exakte Differenzierung der Flussverkettung in einzelne Anteile herrührend vom Anker- oder Ständerfeld ist deshalb nicht möglich. Aus diesem Grund erfolgt die Berechnung der in der Spule induzierten Spannung immer über die Gesamtflussverkettung der einzelnen Ankerspulen. Eine Ausnahme bilden Motoren, die mit Luftspaltwicklung und Hochenergiemagneten ausgeführt sind. In diesem Fall ist das Ankerfeld gegenüber dem Erregerfeld zumeist vernachlässigbar klein.

Um die Flussverkettungsfunktion zu bestimmen, ist zunächst ein FEM Modell des Motormagnetkreises zu erstellen. Neben den Geometriedaten sind hierfür Angaben über die verwendeten Werkstoffe und die Magnetisierung der Permanentmagneten erforderlich. Das Bild 3.3 zeigt zwei Ausführungsformen von zweipoligen PM-DC-Motoren mit unterschiedlichen Ständerformen sowie Magnetisierungsarten. In der Darstellung a) werden radial magnetisierte Dauermagnetschalen eingesetzt. Für den Einsatz in schmalen Einbauräumen ist das Ständerjoch im Bereich der Pollücke abgeflacht. Während diese Anordnung zu einem näherungsweise trapezförmigen Verlauf der Flussverkettung führt, ergibt sich bei diametraler Magnetisierung wie in Abbildung b) in etwa eine Sinusform. In diesem Motor wird ein Ringmagnet in einem runden Ständerjoch verwendet. Die Erregerpole

können aber auch aus mehreren Magnetsegmenten zusammengesetzt sein. Diese Ausführung ist häufiger bei der Verwendung von Seltenerd-Magnetwerkstoffen zu finden.



**Bild 3.3** Zwei Ausführungsformen von PM-DC Motoren kleiner Leistung  
(Quelle: Handbuch Elektrische Kleinantriebe [1])

Eine exakte durchgehend radiale oder diametrale Magnetisierung liegt aber in realen Anordnungen in der Regel nicht vor. Je nach Gestalt der Dauermagnete, des Ständerjochs, des Luftspalts und im Besonderen der Magnetisierungseinrichtung treten Abweichungen auf. Deshalb sind für eine exakte Modellierung Angaben zu der eingesetzten Magnetisierungsvorrichtung oder eine Vermessung des Luftspaltfeldes notwendig.

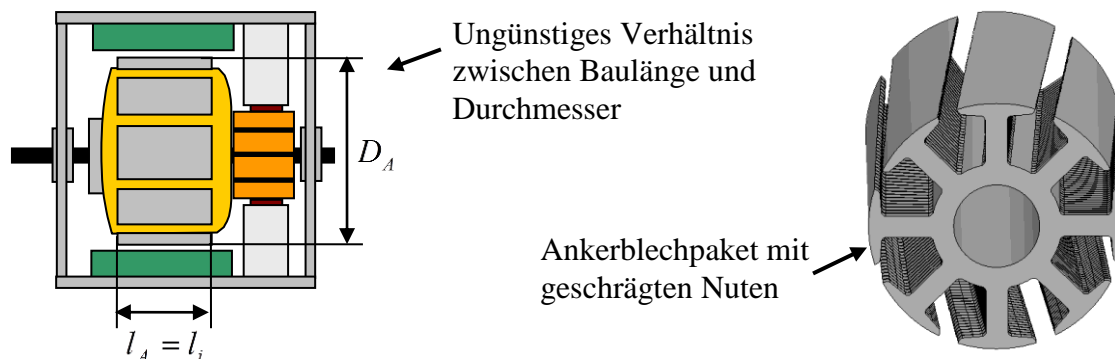
Die Berechnung der Spulenflussfunktionen erfolgt vorzugweise mittels eines zweidimensionalen FEM Modells. Dadurch reduzieren sich die Rechenzeiten und der Aufwand bei der Geometrieingabe. Diese Vereinfachung vernachlässigt die an den Stirnseiten auftretenden Feldverhältnisse. Darüber hinaus können das Ankerblechpaket, die Dauermagnete und das Ständerjoch in unterschiedlichen axialen Längen ausgeführt sein. Wenn die Dauermagnete das Ankerblechpaket überragen, ist mit einer Flusskonzentration im Anker zu rechnen. Ein in axialer Ausdehnung längeres Ständerjoch bewirkt eine Flussentlastung der ansonsten stärker gesättigten Bereiche wie zum Beispiel die Pollücke im Ständer. Diese Effekte sind über einer Anpassung der Materialeigenschaften beziehungsweise der B-H-Kennlinien zu berücksichtigen. Mit den Gleichungen (3.2) und (3.3) werden dazu die von den Werkstoffen bekannten Kennlinien außer im Anker in Abhängigkeit vom Verhältnis zwischen Bauteilausdehnung und ideeller Ankerblechpaketlänge angepasst. Die Bezugslänge für alle in der 2D Feldberechnung ermittelten Größen stellt dann diese Ankerblechpaketlänge dar.

$$B = \mu(H) \cdot H \Rightarrow B' = \mu' \cdot H \quad (3.2)$$

$$\mu' = \mu \frac{l}{l_i} \quad (3.3)$$

Eine zweidimensionale Modellierung des Magnetkreises ist aber nicht für alle Motorkonstruktionen zulässig. Im Bild 3.4 sind zwei Beispiele skizziert für die eine dreidimensionale Feldberechnung erforderlich wird. Wenn die Baulänge des Motors im Verhältnis zum Durchmesser gering ausfällt, haben die Effekte an den Stirnflächen einen erheblichen Einfluss auf die Flussverkettung und sind nicht mehr vernachlässigbar. Des Weiteren werden bei einigen Motoren Anker mit geschrägten Nuten eingesetzt, um Drehmomentschwankungen und Geräusche zu minieren. Im Falle eines zu großen Schrägungswinkels ist der Fehler bei Verwendung einer 2D FEM nicht mehr tolerierbar.

Aufgrund der vielfältigen Konstruktionsvarianten können aber keine exakten allgemeingültigen Grenzen für den Übergang zur 3D Feldberechnung angegeben werden. Anhand eines Vergleichs der Ergebnisse von 3D und 2D Modell ist dann zu entscheiden ob ein 3D Rechnung erforderlich wird. In einigen Fällen kann das 2D Modell durch Anpassung der Materialkennlinien abgeglichen werden.



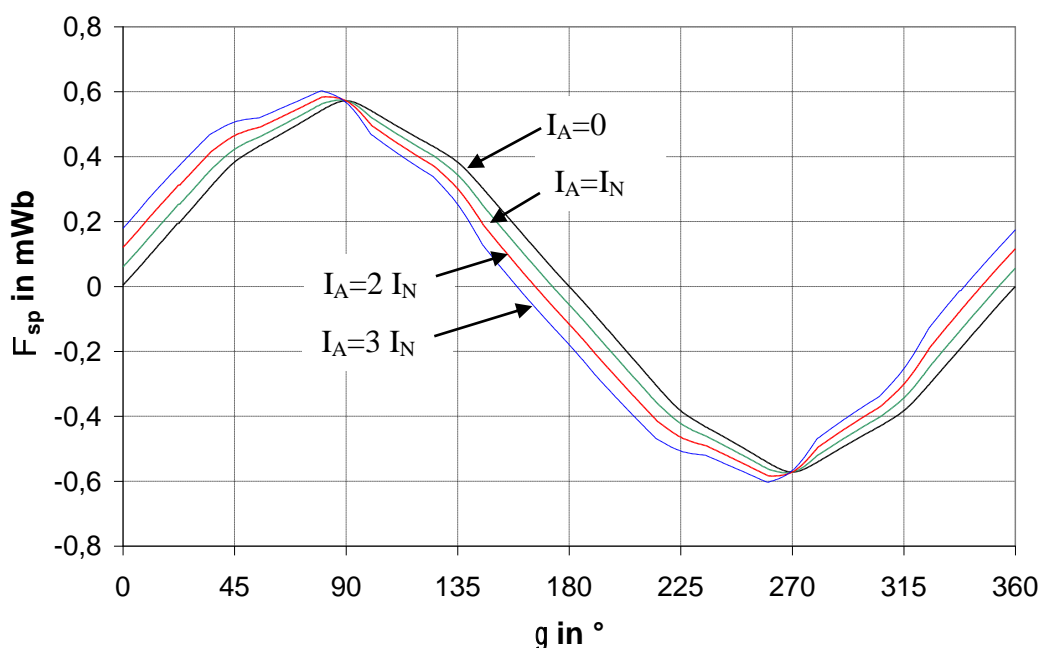
**Bild 3.4 Ausführungen die vorzugsweise mit einer dreidimensionalen FEM zu berechnen sind**

Darüber hinaus ist die Temperaturabhängigkeit der B-H-Kennlinien zu beachten. Dies trifft im Besonderen auf die eingesetzten hartmagnetischen Werkstoffe zu (siehe Anhang A3). Wenn keine Erfahrungswerte bezüglich der Auswirkungen von Materialbearbeitungen an den Eisenwerkstoffen vorliegen, sind die Daten des Werkstofflieferanten über experimentelle Versuche zu verifizieren und gegebenenfalls anzupassen. Ein geeignetes Verfahren ist der Vergleich der am ausgeführten Magnetkreis aufgenommenen Magnetisierungskennlinie mit der berechneten Kurve aus dem FEM Modell. Aufgrund der Bearbeitung der Ankerbleche und durch das Umformen des Ständermaterials können Veränderungen in den magnetischen

Eigenschaften auftreten [38]. Diese Effekte sind bei Kleinmaschinen stärker ausgeprägt, als bei elektrischen Maschinen größerer Leistung.

Unter Beachtung dieser Randbedingungen, durch Anpassung der Materialkennlinien, wird der Fluss für die einzelnen Ankerspulen unter Variation der Spulenstellung und des Ankerstroms bestimmt. Um den Umfang der Berechnungen zu reduzieren, können Symmetrien im Magnetkreis ausgenutzt werden (z.B. Polteilung). Wenn man zusätzlich von einer Wicklungssymmetrie ausgeht und dadurch die Flussverkettungen der einzelnen Ankerspulen hinsichtlich der Kurvenform übereinstimmen, ist eine Berechnung über eine Nutteilung ausreichend. Aus den Daten für die verschiedenen Ankerspulen kann dann der Spulenfluss über eine vollständige Läuferdrehung abgeleitet werden. Da es sich aber bei dem Fluss durch die Ankerspulen um eine aus den Feldgrößen abgeleitete Funktion handelt, ist eine höhere Genauigkeit der Feldrechnung mit größerer Elementanzahl vorzusehen. Der gesuchte Fluss stellt in diesem Fall das Konvergenzkriterium der numerischen Lösung dar.

Das Bild 3.5 zeigt den mit einem 2D FEM Modell ermittelten Verlauf des Flusses durch eine Ankerspule. Dabei wurde ein zweipoliger PM-DC-Motor mit 8 Nuten und 8 Ankerspulen analysiert. Das Ständerjoch ist kreisförmig ausgeführt und mit radial magnetisierten Schalenmagneten bestückt. Aufgrund der Gestaltung des Magnetkreises, der Nutung des Ankers und durch die nichtlinearen Werkstoffeigenschaften entsteht eine für diesen Motor charakteristische Flussverkettungsfunktion während einer Läuferumdrehung. Diese Funktion wird mit steigendem Ankerstrom gegen die Drehrichtung verschoben und verzerrt.



**Bild 3.5** Mit magnetostatischer FEM berechneter Fluss durch eine Ankerspule als Funktion der Spulenlage gegenüber dem Ständer und des Ankerstromes für einen zweipoligen PM-DC-Motor mit 8 Nuten und 8 Ankerspulen (parametrische 2D FEM mit Ansoft Maxwell)

Die mit dem FEM Programm ermittelten Daten werden für die Weiterverwendung im Antriebsmodell zur Kommutierungssimulation in einer Wertetabelle abgelegt. Das Antriebsmodell ruft diese Daten unter Vorgabe der momentanen Läuferstellung und des Ankerstroms ab. Zur Reduzierung der Rechenzeit für die FEM und der Datenmenge wird im Voraus nur eine begrenzte Anzahl an Datenpunkten ermittelt. Die Zwischenpunkte werden deshalb in der Spulenflussfunktion bei Bedarf durch Interpolation bestimmt.

Ogleich im Rahmen der Feldberechnung nicht auf andere Ausführungsformen von PM-DC-Motoren eingegangen wurde, bestehen in dieser Hinsicht keine Einschränkungen. Es können sämtliche denkbaren Konfigurationen behandelt werden. Durch den Einsatz eines universellen FEM Programms wie zum Beispiel Ansoft Maxwell, FEMAG oder Flux sind die Flussfunktionen auch bei anderen Motorausführungen ermittelbar. Weitere Konstruktionsvarianten von PM-DC-Motoren bestehen in Außen- Scheiben- und Glockenläufern sowie in Ausführungen mit mehreren Polpaaren oder mit eingebetteten Magneten.

### 3.2.2 Bestimmung der Wickelkopfinduktivitäten

Im vorangegangenen Kapitel wurde auf die Vernachlässigung der Feldverhältnisse an den Stirnflächen bei Verwendung einer 2D FEM hingewiesen. Die Spulenseiten in den beiden Wickelköpfen führen im Wesentlichen zur Erhöhung der Selbstinduktivität der Ankerspulen. Da die Feldlinien des Wickelkopfstreufeldes überwiegend in nichtferromagnetischen Materialien verlaufen, können an dieser Stelle lineare magnetische Verhältnisse angesetzt werden [33]. Aus diesem Grund ist eine Berücksichtigung des Wickelkopfstreufeldes näherungsweise über eine zusätzliche Wickelkopfinduktivität möglich. Die Gegeninduktivitäten der einzelnen Ankerspulen über die Spulenseiten im Wickelkopf werden aufgrund der Kopplung über Luftstrecken als vernachlässigbar klein angenommen.

Wenn die Flussverkettung durch ein 2D FEM Modell berechnet wurde, erweitert sich demzufolge die Beziehung für die in eine Ankerspule induzierte Spannung zur Gleichung (3.4).

$$u_{isp} = \frac{d\Psi_{sp2D}}{dt} + L_{\sigma WK} \frac{di_{sp}}{dt} \quad (3.4)$$

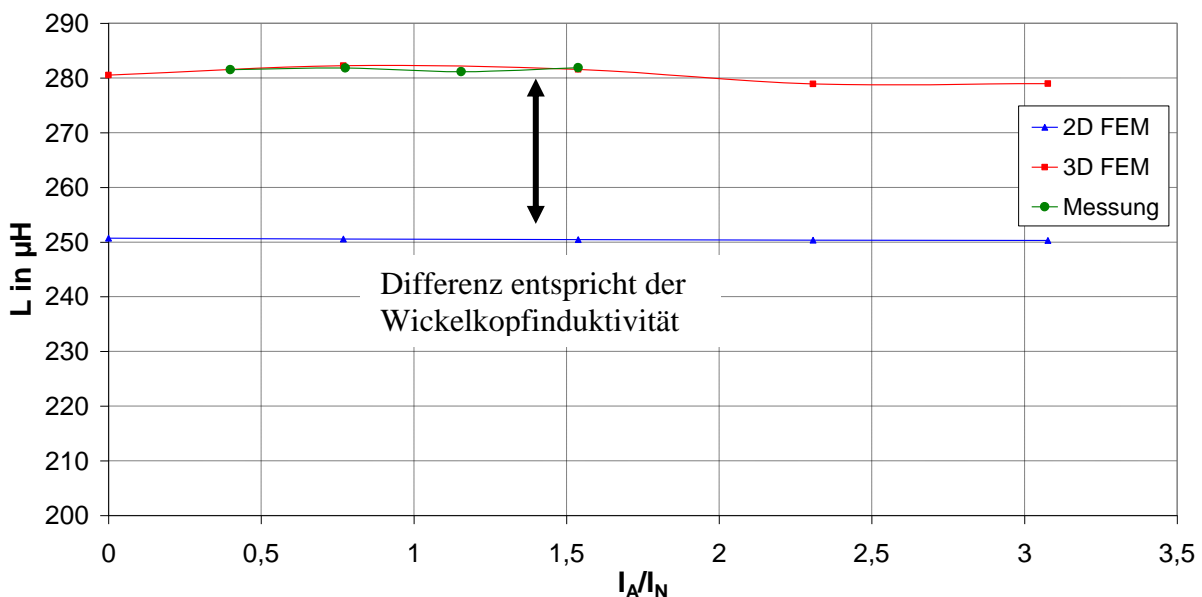
Zur Bestimmung der Wickelkopfinduktivität sind mehrere Methoden anwendbar. Mittels der Gleichung (3.5) ist eine analytische Berechnung möglich [29]. Die anzusetzende Länge der

Spulenseiten im Wickelkopf variiert dabei in Abhängigkeit von der Wickelreihenfolge. Aus diesem Grund ergeben sich für die Ankerspulen unterschiedliche Induktivitätswerte.

Eine Schwierigkeit besteht jedoch in der Festlegung des relativen Wickelkopfstreuleitwertes  $\lambda_{\sigma WK}$ . Dieser Faktor ist von der Form des Wickelkopfs sowie von den Abständen zum Ständerjoch und zum Lagerschild abhängig, sofern dies ebenfalls aus ferromagnetischem Material gefertigt wurde. Ein verlässlicher Wert für eine bestimmte Motorkonstruktion sowie die Wickelkopfinduktivität selbst, ist über eine experimentelle Untersuchung an ausgeführten Motoren oder einen Vergleich zwischen 2D und 3D FEM Feldberechnung zu ermitteln.

$$L_{\sigma WK} = 2 \mu_0 l_{WK} w_{sp}^2 \lambda_{\sigma WK} \quad (3.5)$$

Der Vergleich der Ergebnisse von zwei- und dreidimensionaler Feldberechnung wurde für das Beispiel des im Kapitel 3.2.1 betrachteten 8 nutigen PM-DC- Motors im Bild 3.6 durchgeführt. Die Differenz der beiden Magnetkreisberechnungen entspricht der gesuchten Wickelkopfinduktivität. Aus der Darstellung ist ferner zu entnehmen, dass der Ankerstrom einen sehr geringen Einfluss auf die Induktivitätswerte hat. Dies lässt sich mit dem großen magnetisch wirksamen Luftspalt durch die Dauermagnete erklären. Die FEM Berechnungen und die experimentellen Untersuchungen an präparierten Motoren (siehe Anhang A4) ergaben einen relativer Wickelkopfstreuleitwert von 0,7.



**Bild 3.6** Mit numerischer 2D und 3D Feldberechnung sowie Messung ermittelte Eigeninduktivität einer Ankerspule als Funktion des Motorstromes



### 3.2.3 Ermittlung der Ankerspulenwiderstände und Verschaltung zur Wicklung

Als weitere Wicklungsparameter sind die ohmschen Widerstände der einzelnen Ankerspulen zu bestimmen. Mit den Gleichungen (3.6) bis (3.8) erfolgt die analytische Berechnung über die Drahtlänge je Spule und den Drahtquerschnitt. Bedingt durch die Zunahme der Drahtlänge im Wickelkopf während der Bewicklung des Ankers ergeben sich schließlich unterschiedliche Spulenwiderstände. Aufgrund der Erwärmung des Motors und insbesondere der Wicklung im Betrieb ist die Temperaturabhängigkeit der Widerstände über die Gleichung (3.9) zu berücksichtigen.

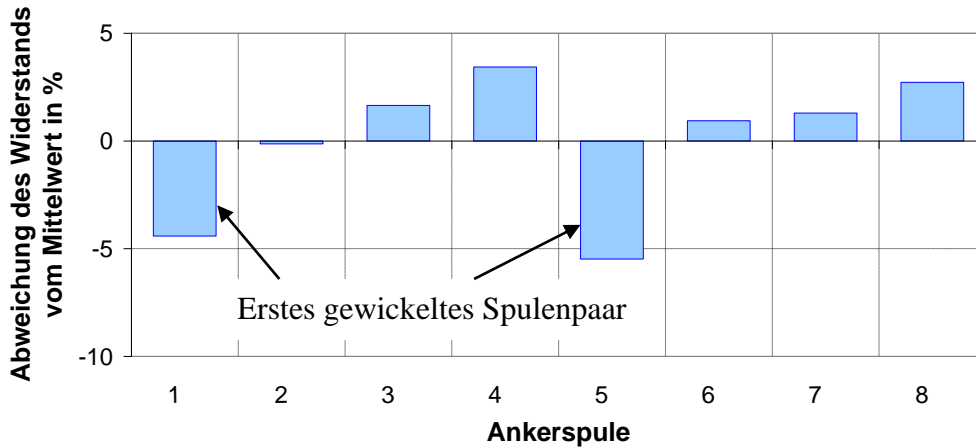
$$l_{dges} = 2w_{sp}(l_i + l_{wk}) \quad (3.6)$$

$$A_d = \frac{\pi D_d^2}{4} \quad (3.7)$$

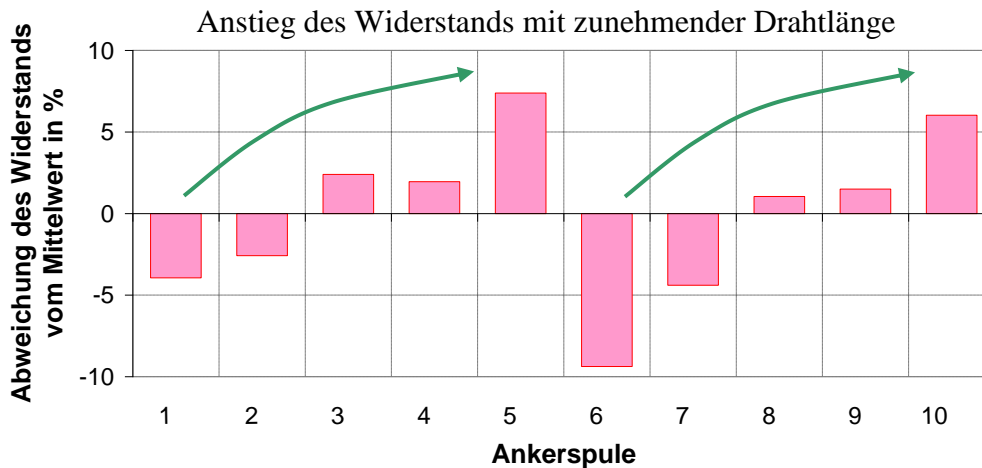
$$R_{sp} = \delta_{spez} \frac{l_{dges}}{A_d} \quad (3.8)$$

$$R = R_{20^\circ C} \cdot (1 + \alpha_{cu} (\vartheta - 20^\circ C)) \quad (3.9)$$

Liegt der zu simulierende Motor vor, sind messtechnisch ermittelte Widerstandswerte den analytisch berechneten vorzuziehen. Das Bild 3.7 und Bild 3.8 zeigen die an zwei PM-DC-Motoren gemessenen Abweichungen vom mittleren Ankerspulenwiderstand. Ausgehend vom ersten gewickelten Spulenpaar steigt der Widerstand mit zunehmender Drahtlänge bis zum letzten Spulenpaar deutlich an. Es entsteht technologisch bedingt eine Art Wicklungsunsymmetrie bezüglich der Nutteilung. Obwohl bei der verwendeten H-Wicklung immer zwei Spulen parallel mit vergleichbarer Drahtlänge gefertigt werden, ergeben sich Unterschiede zwischen den beiden Widerständen. Die Ursachen dafür sind Verformungen des Spulendrahts beim Wickeln und Schwankungen bei der Kontaktierung zu den Kommutatorlamellen über Schweißverbindungen. Diese zum Teil statistischen Schwankungen sind analytisch nicht beschreibbar.



**Bild 3.7** Gemessene Schwankung der Ankerspulenwiderstände (ohmscher Anteil)  
 Motor 1: 8 Spulen in H-Wicklung; Wickelreihenfolge 1/5-2/6-3/7-4/8



**Bild 3.8** Gemessene Schwankung der Ankerspulenwiderstände (ohmscher Anteil)  
 Motor 2: 10 Spulen in H-Wicklung; Wickelreihenfolge 1/6-2/7-3/8-4/9-5/10

Nachdem alle Parameter für die Ankerspulen vorliegen, wird die gesamte Motorwicklung mit einem Schaltungssimulator modelliert. Im Bild 3.9 ist die Zusammenschaltung der Spulenelemente skizziert. Jede Ankerspule besteht aus einer Spannungsquelle, deren Spannung von der Flussverkettungsänderung abhängt, einer Wickelkopfstreueinduktivität und einem ohmschen Widerstand. Damit ergibt sich, dass die Ankerwicklung beschreibende Gleichungssystem (3.10). Die jeweilige Verschaltung der Spulen zu den Ankerzweigen wird in Abhängigkeit von der Wicklungsart (Schleifen- oder Wellenwicklung), der Polzahl und der momentanen Kommutatorposition gegenüber den Bürsten durch das Kontaktsystemmodell gesteuert. Darüber hinaus erfolgt im Kontaktsystemmodell die Berechnung des während der

Stromwendung wirksamen Bürstenwiderstandes in der kommutierenden Masche gemäß Gleichung (2.5).

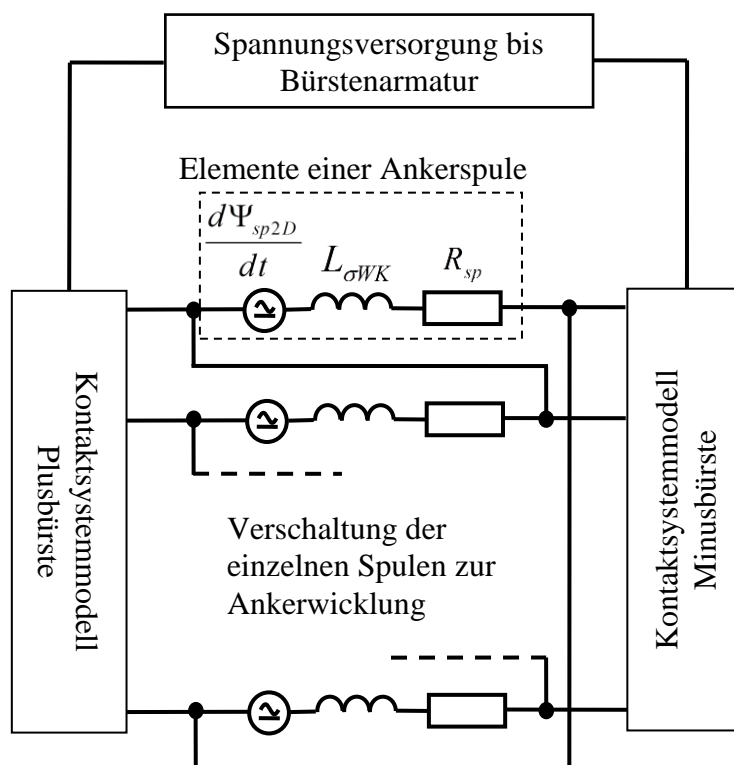


Bild 3.9 Nachbildung der Ankerwicklung im Schaltungssimulator über diskrete Ersatzelemente

$$[u_{sp}] = [R_{sp}] \cdot [i_{sp}] + \left[ \frac{d\Psi_{sp2D}}{dt} \right] + [L_{\sigma WK}] \cdot \left[ \frac{di_{sp}}{dt} \right] \quad (3.10)$$

↑
↑
↑

Berechnung nach  
Gleichung (3.8)  
oder Messung

Tabelle aus 2D  
Feldberechnung

Abschätzung nach  
Gleichung (3.5) oder  
3D Feldrechnung

### 3.3 Beschreibung der Antriebsmechanik

In den aus der Literatur bekannten Ansätzen zur Simulation des Kommutierungsverhaltens werden ausschließlich mechanisch eingeschwungene Betriebszustände betrachtet oder stationäre Arbeitspunkte vorgegeben. Für elektrische Kleinmaschinen stellt diese Vereinfachung eine starke Einschränkung dar. Aufgrund der Tatsache, dass ein dynamischer Betrieb mit variabler Drehzahl und schwankenden Momenten bei vielen Anwendungen mit

PM-DC-Motoren vorliegt, ist eine detaillierte Beschreibung der Antriebsmechanik notwendig. Ein weiterer Grund für die nichtstationäre Betrachtung liegt in den vom Motor selbst erzeugten Drehmomentschwankungen, die im Zusammenspiel mit dem Antriebsstrang ebenfalls auf die Kommutierung zurückwirken können.

Das mechanische System bestehend aus Läufer, Lagern, Kupplungselementen und der Last wird durch das vom Motor generierte innere Drehmoment angeregt. Der Augenblickswert des Moments ergibt sich nach Gleichung (3.11) aus der Summe der Produkte aller Spulenflussverkettungen mit den jeweiligen Spulenströmen. Daraus resultiert ein stellungs- und stromabhängiges inneres Motordrehmoment.

$$M_i = \sum_{x=1}^k (\Psi_{spx} \cdot i_{spx}) \quad (3.11)$$

Unter der Annahme einer drehsteifen Kupplung vom Motor bis zur Last ergibt sich nach (3.12) ein vereinfachtes mechanisches Modell des Antriebsstranges mit der Bewegungsgleichung (3.13). Die einzelnen Trägheits- und Widerstandsmomente können in diesem Fall gemäß Gleichung (3.14) und (3.15) zusammengefasst werden.

$$\gamma = \gamma_{Motor} = \gamma_{Last} \quad (3.12)$$

$$J_{ges} \frac{d^2 \gamma}{dt^2} = M_i(\gamma, i) - M_w(\omega, \gamma) \quad (3.13)$$

$$J_{ges} = J_{Motor} + J_{Last} \quad (3.14)$$

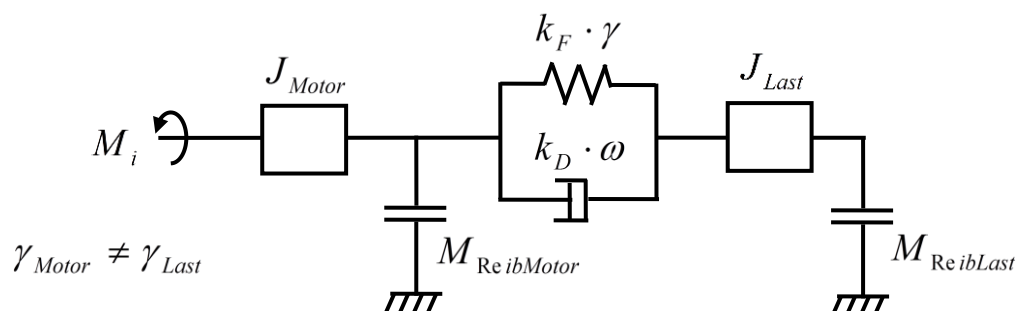
$$M_w = M_{Last}(\omega, \gamma) + M_{Reib}(\omega) + M_{Nut}(\gamma) \quad (3.15)$$

Zusätzlich zum variablen Lastmoment der Arbeitsmaschine und dem Reibmoment durch Lager, Bürsten und Luftströmungen ist gegebenenfalls das Nutrastmoment des Motors zu beachten. Dies betrifft insbesondere Motoren mit geringen Nutzzahlen und ungeschrägten Nuten. Über das für den Motor erstellte FEM Modell zur Ermittlung der Spulenflüsse ist in diesem Fall das Nutrastmoment zu ermitteln und als Funktion zu hinterlegen. Durch die Annahme einer starren Welle wird ein Einmassenschwinger vorgegeben, dessen Drehzahl und Drehwinkel aus den Gleichungen (3.16) und (3.17) folgt.

$$\omega = 2\pi n = (M_i - M_w) \int \frac{1}{J_{ges}} dt \quad (3.16)$$

$$\gamma = \int \omega dt + \gamma_0 \quad (3.17)$$

In einigen Fällen ist das mechanische System als Mehrmassenschwinger zu beschreiben, wenn zum Beispiel Anordnungen mit Losen, Unwuchten, elastischen Kupplungen und Wellen nachzubilden sind. Eine praktikable Methode zur Modellierung dieser Systeme liegt darin, die entsprechenden mechanischen Ersatzelemente wie Dämpfungen und Torsionsfedern in Matlab/Simulink einzusetzen. Das Bild 3.10 zeigt dies exemplarisch für einen Zweimassenschwinger. Für nähere Informationen über die Simulation mechanischer Systeme sei auf die Quellen [34] bis [36] verwiesen.



**Bild 3.10 Vereinfachte Nachbildung eines Zweimassenschwingers mit mechanischen Ersatzelementen**

### 3.4 Berücksichtigung der Ansteuerschaltung

Da zum Betrieb eines PM-DC-Motors mehrere Arten der Spannungsversorgung und Ansteuerung angewandt werden können, ist die Einführung eines eigenen Modellblocks an dieser Stelle nahe liegend. Während bei akkugespeisten Netzen eine glatte Gleichspannung vorliegt, ergeben sich beim Betrieb an elektronischen Stellgliedern oder gleichgerichteter Wechselfspannung mitunter wellige Spannungsverläufe an den Motorklemmen. Die Spannungswelligkeit und die damit verbundenen Schwankungen des Motorstromes können das Kommutierungsverhalten negativ beeinflussen. Dieser Effekt und seine Auswirkungen auf den Verschleiß des Kontaktsystems wurde in [37] erörtert.

Im Bild 3.11 ist eine Ansteuerschaltung für den PM-DC-Motor mit Funkentstörerelementen dargestellt. Für die Kommutierungssimulation sind insbesondere die im Motorkreis vorhandenen Induktivitäten von Funkentstörung, Zuleitung und Spannungsquelle zu berücksichtigen, da diese sich auf die Ankerstromwelligkeit auswirken.

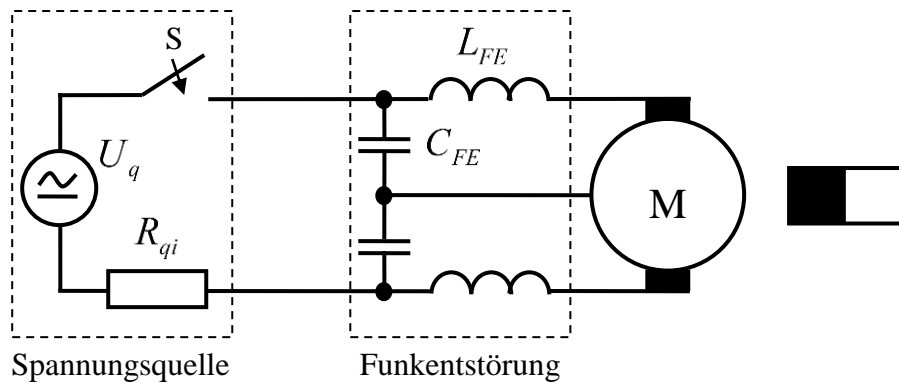


Bild 3.11 Beispiel für Spannungsversorgung und Funkentstörerelemente an einem PM-DC-Motor

### 3.5 Modellierung des Kontaktsystems Bürste Kommutator

#### 3.5.1 Allgemeine Beschreibung des Kontaktverhaltens

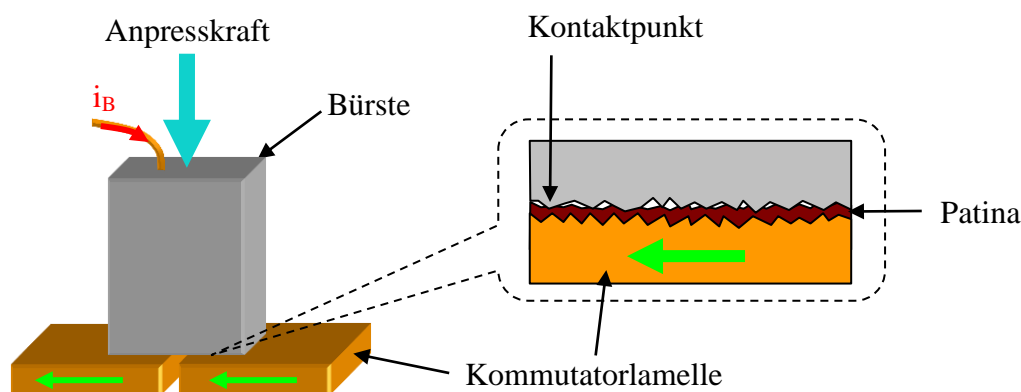
Im Kapitel 2.1.2 wurde bereits auf den großen Einfluss des Kontaktsystems auf die Kommutierung und das Betriebsverhalten von PM-DC-Motoren hingewiesen. Der mechanische Gleitkontakt steuert den Kommutierungsvorgang und wirkt als variabler ohmscher Widerstand im Kommutierungskreis sowie in den Ankerzweigen. Für eine exakte Berechnung des Kommutierungsverlaufs, muss deshalb das Verhalten des Kontaktsystems möglichst genau nachgebildet werden.

Aufgrund der vielen voneinander abhängigen Einflussfaktoren auf die Stromübertragung zwischen Bürste und Kommutator liegt aber keine abgeschlossene Kontakttheorie vor. Die Modellierung wird außerdem dadurch erschwert, dass für einzelne Effekte oftmals nur qualitative Beschreibungen oder Richtwerte vorzufinden sind. Kommutatormotoren kleiner Leistung werden darüber hinaus fast ausschließlich mit nicht eingelaufenem Kontaktsystem ausgeliefert. Hinzu kommt eine große Variantenvielfalt in Bezug auf die konstruktive Gestaltung der Bürsten, des Bürstenhalters und des Kommutators.

All diese Umstände erschweren eine mathematische Beschreibung des Kontaktverhaltens und erfordern umfangreiche messtechnische Untersuchungen am konkreten Kontaktsystem.

Zunächst werden aber bekannte Einflussfaktoren auf die Stromübertragung allgemein beschrieben und notwendige Vereinfachungen dargelegt. Diese Kenntnisse sind zur Anpassung des aus den Messungen abgeleiteten Kontaktsystemmodells an andere Ausführungen und zur Festlegung der Modellgrenzen hinsichtlich der Simulationsergebnisse unerlässlich.

Der bei Kommutatormotoren vorliegende elektrische Gleitkontakt bestehend aus Bürste und Kommutator ist in Bild 3.12 skizziert. Aufgrund der Oberflächenrauigkeit der Kontaktflächen findet die eigentliche Stromübertragung über eine begrenzte Anzahl von Kontaktpunkten statt (Engewiderstand [40], [41], [42]). Zusätzlich bildet sich auf den aus einer Kupferlegierung bestehenden Kommutatorlamellen eine Zwischenschicht. Diese Patina setzt sich aus Kupferoxid, eingewalkten Partikeln vom Bürstenabrieb und einer Wasserhaut aufgrund des Wasserdampfes in der umgebenden Atmosphäre zusammen.



**Bild 3.12** Schematische Darstellung des Kontaktsystems mit vergrößertem Ausschnitt der Berührungzone

Infolge des komplexen Aufbaus sind der Übergangswiderstand und der Reibungskoeffizient von vielen Einflussfaktoren abhängig. Die wirksamen physikalischen Effekte lassen sich grob in mechanische, elektrisch-thermische und chemische Einflüsse einteilen. In der Tabelle 3.1 sind die wesentlichsten Einflussfaktoren zusammengefasst.

Durch die Bürstenanpresskraft wird zum Beispiel die Anzahl und Form der Kontaktpunkte bestimmt. Die Stromdichte beeinflusst die Art der Leitungsvorgänge von der Bürste zur Lamelle. Während bei kleinen Stromdichten Halbleitungsvorgänge über die Patina dominieren, kommt es bei hohen Feldstärken zur Bildung von metallischen Brücken, indem die Patina durchschlagen wird (Frittung [41]). Außerdem sind die Patinabildung und die Halbleitungsvorgänge abhängig von der Temperatur sowie der umgebenden Atmosphäre.

**Tabelle 3.1 Übersicht der Einflussfaktoren auf das Kontaktverhalten**

Mechanische Einflüsse	Elektrisch-thermische Einflüsse	Chemische Einflüsse
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bürstenanpresskraft</li> <li>• Drehzahl</li> <li>• Kommutatorrundlauf</li> <li>• Oberflächenrauigkeit</li> <li>• Schwingungsanregung</li> <li>• Einlaufzustand</li> <li>• Härte Bürstenwerkstoff</li> <li>• Bürstenstellung</li> <li>• Bürstenform</li> <li>• Lamellenüberdeckung</li> <li>• Lamellenisolation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Stromdichte, Temperatur am Übergang Bürste Kommutator</li> <li>• Bürstenkörperwiderstand</li> <li>• Bürstenarmatur</li> <li>• Bürsten- und Kommutortemperatur</li> <li>• Bürstenfeuer</li> <li>• Bürstenpolarität</li> <li>• Betriebsart</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bürstenwerkstoff</li> <li>• Kommutatorlegierung</li> <li>• Zusammensetzung der Atmosphäre</li> <li>• Absolute Luftfeuchtigkeit</li> <li>• Fremdschichten (Öle, Fette)</li> </ul>

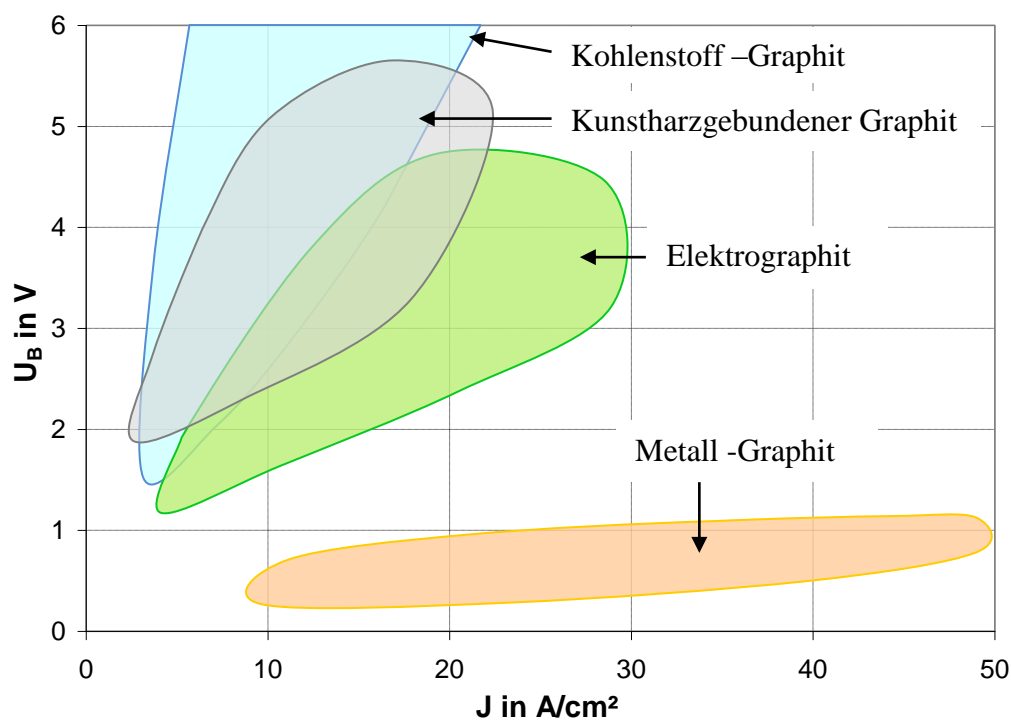
Für die Berechnung ist die Beschreibung über Kontaktpunkte ungeeignet. Das elektrische Verhalten wird in Bezug auf eine elektrisch wirksame Kontaktfläche zwischen Bürste und Kommutator nachgebildet. Die Modellierung erfordert zudem eine Reduzierung auf einige wesentliche Einflussfaktoren in Abhängigkeit von den Einsatzbedingungen des simulierten Motors.

Eine universelle mathematische Beschreibung des Kontaktverhaltens wird außerdem durch die Vielzahl an unterschiedlichen Bürstenwerkstoffen erschwert. Das Bild 3.13 zeigt die Einsatzbereiche bezüglich der Stromdichte und die auftretenden Spannungsabfälle der derzeit verwendeten Werkstoffgruppen. Über die Zusammensetzung des Bürstenwerkstoffs und den Herstellungsprozess (Mischen, Pressen, Glühen, Graphitieren, Imprägnieren [49]) können die Kontakteigenschaften innerhalb einer Gruppe stark variiert werden. Die Elektrographite kommen vorwiegend bei elektrischen Maschinen großer Leistung mit Kommutator oder Schleifringen zum Einsatz. Das Anwendungsgebiet der Kohlenstoff –Graphite und kunstharzgebundenen Graphite sind Reihenschlussmotoren (Universalmotoren) am Niederspannungsnetz. Für PM-DC-Motoren die über eine Gleichrichterbrücke zum Beispiel an 230 V Wechselspannung betrieben werden (ca. 300 V DC), setzt man ebenfalls harzgebundene Graphite ein. Mit diesem Werkstoff und durch die Herstellungsverfahren für die Bürsten ist eine ausgeprägte Anisotropie zwischen Längs- und Querwiderstand erreichbar. Der höhere Bürstenquerwiderstand, der in der kommutierenden Spule wirksam wird, verringert die Kommutierungsbeanspruchung des Bürstenkontakts. Um den Querwiderstand weiter zu erhöhen, werden zum Teil Schicht- oder Zweikomponentenbürsten verwendet.



Kontaktsysteme mit Zwillings- oder Tandembürsten sind bei Motoren kleiner Leistung unüblich.

Das Hauptanwendungsgebiet der PM-DC-Motoren liegt im Bereich der Kleinspannungen. Im Spannungsbereich bis etwa 42 V DC sind die Motoren fast ausschließlich mit Metall-Graphit Bürsten bestückt. Dadurch ergeben sich geringe Spannungsabfälle und elektrische Verluste. Außerdem sind kurzzeitig sehr hohe Stromdichten in den Kontaktflächen möglich. Der die Stromwendung beeinflussende Bürstenquerwiderstand ist aber ebenfalls sehr klein, weshalb diese Kontaktwerkstoffe empfindlicher auf ungünstige Kommutierungsbedingungen reagieren. Der dämpfende Einfluss des Bürstenquerwiderstands im Kommutierungskreis fällt gering aus.



**Bild 3.13** Einsatzbereich und Spannungsabfall verschiedener Bürstenwerkstoffgruppen (Spannungsabfall über zwei Bürsten auf Kommutator oder Schleifring)

Die Wahl des geeignetsten Bürstenmaterials, des Bürstenhalters und des passenden Kommutators ist immer ein Kompromiss um verschiedene Anforderungen zu erfüllen. Für einen guten Wirkungsgrad sind geringe Übergangswiderstände und Reibwerte erforderlich. Zur Verringerung der Kommutierungsbeanspruchung sowie der Einhaltung von EMV Richtlinien werden Bürsten mit höherem elektrischem Widerstand und größere Anpresskräfte angewandt. Weitere Anforderungen wie geringe Bürstengeräusche, das Poliervermögen auf

dem Kommutator und letztendlich die geforderte Lebensdauer bestimmen neben den elektrischen Eigenschaften die Auslegung des Kontaktsystems. Um die verschiedenen Anforderungen abzudecken, wurden deshalb zahlreiche Bürstenwerkstoffe entwickelt.

Die nachfolgenden Erläuterungen zur Modellierung des elektrischen Kontaktverhaltens beziehen sich auf Kontaktsysteme mit Metall-Graphit-Bürsten auf Kupferkommutatoren, da diese Ausführung bei PM-DC-Motoren die Regel ist. Für andere Werkstoffkombinationen muss zunächst messtechnisch geprüft werden, ob sich das elektrische Verhalten auf gleiche Weise beschreiben lässt.

### 3.5.2 Untersuchungen an Kontaktsystemen mit Metall-Graphitbürsten

Mittels des im Anhang A5 skizzierten Versuchsaufbaus wurde der Übergangswiderstand von verschiedenen Kontaktsystemen aus PM-DC-Motoren bestimmt. Dazu wird der Spannungsabfall über beide Bürsten und dem kurzgeschlossenen Kommutator bei Stromeinprägung gemessen. Die Positionsabhängigkeit des Übergangswiderstands von der momentanen Kontaktfläche zwischen der Bürste und den Kommutatorlamellen ist somit eliminiert.

Im Bild 3.14 sind die gemessenen Übergangswiderstände für drei Kontaktsysteme als Funktion der Stromdichte bezogen auf den Bürstenquerschnitt dargestellt. Diese unterscheiden sich in Bürstenanpresskraft, den Bürstenabmessungen und –material. Obwohl die untersuchten Kontaktsysteme aus dem gleichen Anwendungsgebiet stammen (12V PM-DC-Motoren für Stellantriebe) ergeben sich deutliche Unterschiede. Die großen Differenzen im Widerstandsniveau sind in diesem Fall im Wesentlichen auf unterschiedliche Bürstenwerkstoffe zurückzuführen. Aus der Bürstenbezeichnung und den Herstellerangaben können aber keine Rückschlüsse auf die genaue Materialzusammensetzung oder das elektrische Verhalten gezogen werden.

Die Grundcharakteristik des Widerstandsverlaufs ist bei allen Kontaktsystemen vergleichbar und kann mittels einer Potenzfunktion nach Gleichung (3.18) approximiert werden. Die Variablen  $r_{k0}$  und  $y$  erlauben eine Anpassung der approximierten Funktion für die drei Kontaktsysteme sowie gegebenenfalls die Einbeziehung weiterer Einflussfaktoren. Im Anhang A6 sind die Untersuchungsergebnisse für die wichtigsten Einflussfaktoren auf das elektrische Verhalten wie Anpresskraft, Luftfeuchtigkeit, Bürstenpolarität und Temperatur dargestellt. Durch diese Einflüsse ändert sich die Grundcharakteristik des

Übergangswiderstands mit zunehmender Stromdichte jedoch nicht. Der Einfluss der Kommutatordrehzahl (bis  $5000 \text{ min}^{-1}$ ) kann bei den untersuchten Systemen vernachlässigt werden.

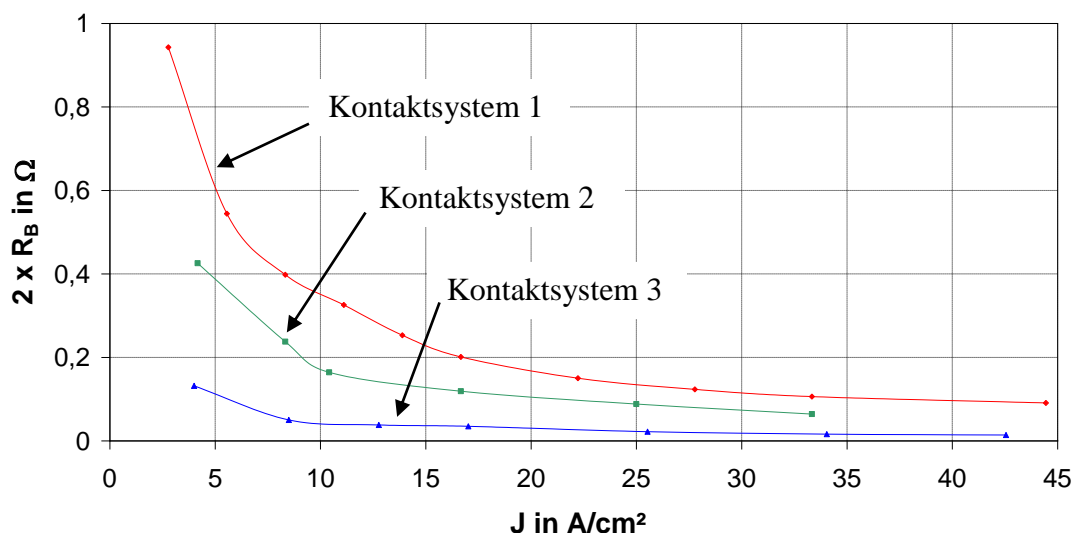
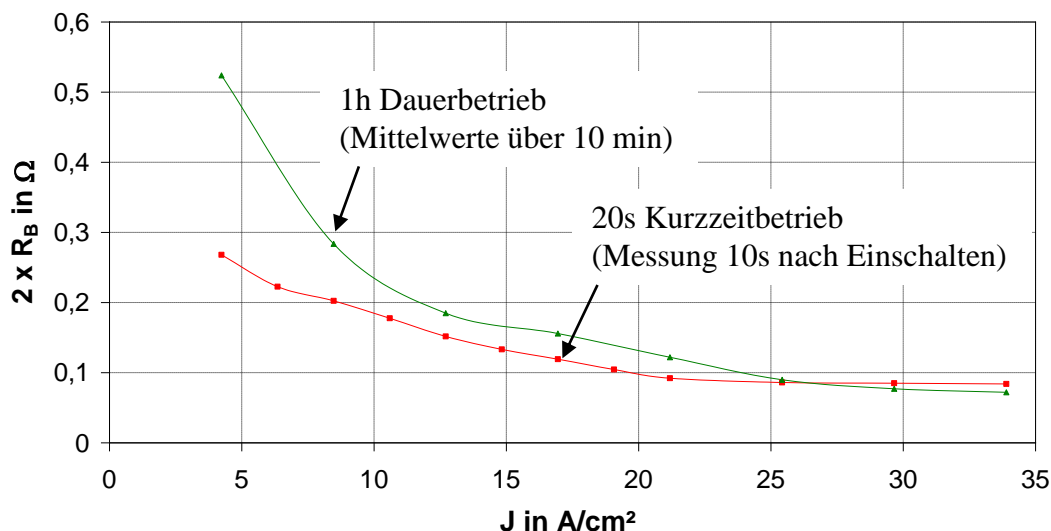


Bild 3.14 Übergangswiderstand über zwei Bürsten und kurzgeschlossenen Kommutator für drei verschiedene Kontaktsysteme ( $A_K$ ,  $F_B$ ,  $n$ =konstant, Kupferhaltige Bürsten)

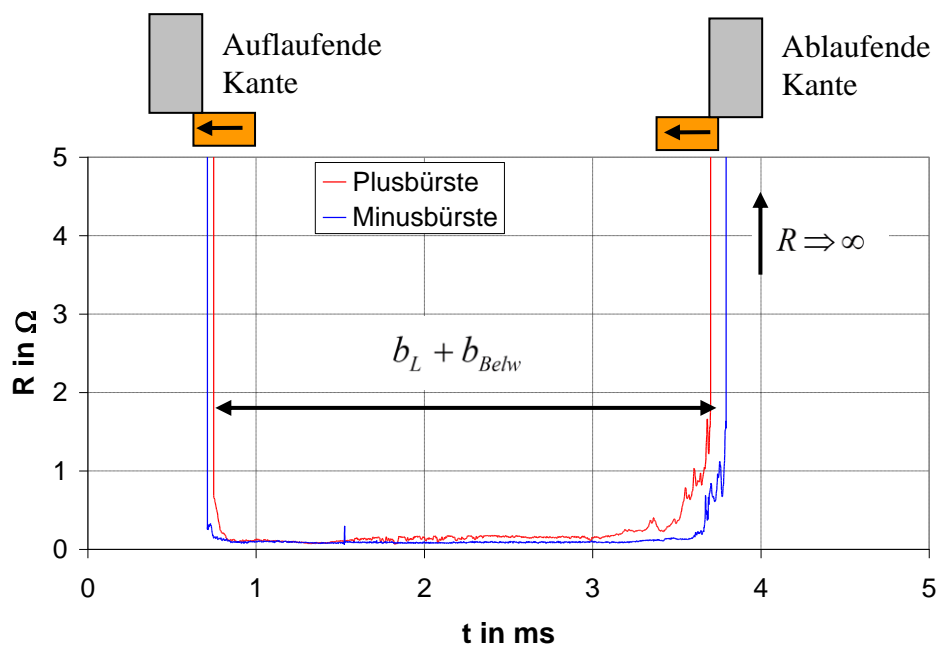
$$R_B = r_{K0} \cdot J^{-y} \quad (3.18)$$

Die Betriebsart von PM-DC-Motoren ist bei der Beschreibung des elektrischen Verhaltens ebenfalls zu berücksichtigen. Das Bild 3.15 zeigt die Ergebnisse bei Dauer- und Kurzzeitbetrieb an einem weiteren präparierten Kontaktsystem. Im Dauerbetrieb stellen sich je nach Arbeitspunkt eine definierte Kontakttemperatur und ein bestimmter Patinazustand ein. Bei dem für viele Anwendungen mit PM-DC-Motoren typischen Kurzzeitbetrieb kann die Patina sich dem Arbeitspunkt nicht vollständig anpassen und wird vielmehr von den Umgebungsbedingungen bestimmt.



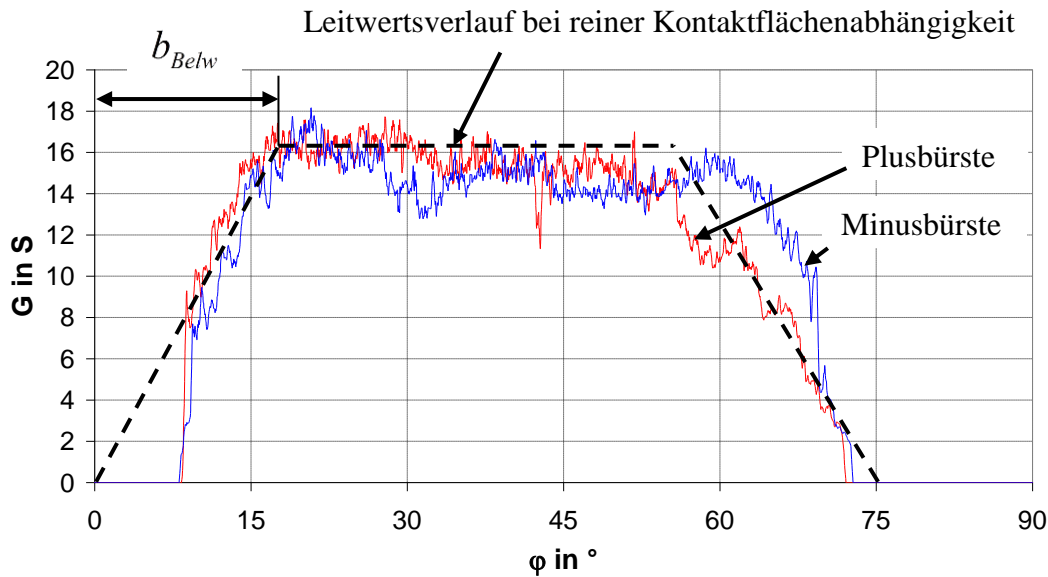
**Bild 3.15** Übergangswiderstand Kontaktsystem 4 bei Dauer- und Kurzzeitbetrieb ( $A_K, F_B, n = \text{konstant}$ )

Durch Kombination der im Kapitel 2.2.2 und 2.2.3 erläuterten Messverfahren wurde im Bild 3.16 der zeitliche Verlauf des Kontaktwiderstandes zwischen den Bürsten und einer Kommutatorlamelle während des Motorbetriebs ermittelt. Nach dem Erreichen der auflaufenden Bürstenkante fällt der Kontaktwiderstand schnell ab und verharrt dann auf niedrigem Niveau, bis die Kommutatorlamelle die ablaufende Bürstenkante verlässt. Die Verläufe von Plus- und Minusbürste sind trotz des eingelaufenen Kontaktsystems nicht identisch. Das Niveau des Widerstandsminimums schwankt in dem Bereich, der bei den Untersuchungen am kurzgeschlossenen Kommutator festgestellt wurde.



**Bild 3.16** Gemessener Verlauf des Kontaktwiderstands Bürste-Kommutator bei einem PM-DC-Motor mit eingelaufenem Kontaktsystem ( $I_B = I_N$ , Bürstenbreite kleiner als Kommutatorlamellenbreite)

Um Details während der Kontaktierungsphase aufzuzeigen, wurde im Bild 3.17 eine Darstellung über den Leitwert als Funktion der Kommutatorlamellenstellung gewählt. Die Verläufe der Kontaktleitwerte können in erster Näherung als Funktion der momentanen Kontaktfläche zwischen Bürste und Lamelle über die Gleichung (3.19) beschrieben werden. Dabei wurde angenommen, dass die elektrisch wirksame Bürstenbreite etwa 50 % der geometrischen Bürstenausdehnung beträgt. Im Bereich der auflaufenden Bürstenkante und beim Ablauen der Kommutatorlamelle zeigen sich größere Abweichungen, die nicht allein über die Kontaktflächenabhängigkeit zu erklären sind. Zusätzlich zur Kontaktfläche muss die momentane Stromdichte berücksichtigt werden. Für den gleichen Motor wurden ebenfalls Messungen bei nicht eingelaufenem Kontaktsystem und nach Dauerlauf in einer Drehrichtung durchgeführt (siehe Anhang A7). Dabei zeigen sich weitere Abweichungen bedingt durch die unterschiedlichen Oberflächenzustände der Bürsten. Da die einzelnen Kommutatorlamellen ebenfalls in ihrer Oberflächenstruktur variieren, ergeben sich zusätzliche Schwankungen im Kontaktwiderstandsverlauf. Die Abweichungen zwischen den Kommutatorlamellen sind durch ein Rundlaufdiagramm nachweisbar.

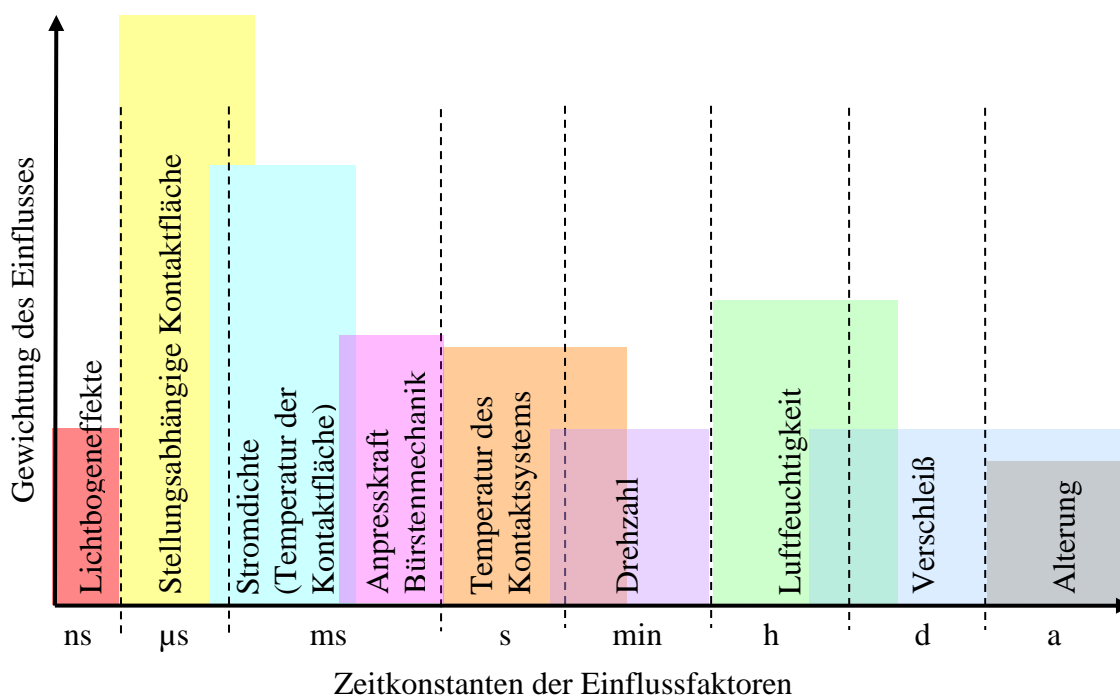


**Bild 3.17** Verlauf des Leitwertes ( $1/R_B$ ) am Übergang Bürste-Kommutator als Funktion der Lamellenstellung bei einem PM-DC-Motor der in beiden Drehrichtungen betrieben wird

$$G = \frac{A_K(\varphi)}{r_{SK}} \quad (3.19)$$

Anhand der durchgeführten Untersuchungen an Kontaktsystemen mit Metall-Graphitbürsten zeigt sich eine Abhängigkeit von sehr vielen Einflussfaktoren. Einige Faktoren lassen sich durch messtechnisch ermittelte Approximationsfunktionen nachbilden. Andere Einflüsse wie die Schwankung der Kommutatorlamellenoberflächen entziehen sich einer allgemeingültigen Beschreibung. Um eine praktikable Modellierung des Kontaktverhaltens mit wenigen Parametern zu erhalten, muss in diesem Fall ein idealisierter Kommutator- und gleichmäßiger Bürstenoberflächenzustand angenommen werden. Außerdem weisen die Messungen daraufhin, dass der Übergangswiderstand von der Bürstenarmatur zum Kommutator vom Widerstandsanteil unmittelbar am Kontaktübergang zur Kommutatorlamelle, über die Patina, dominiert wird. Der Spannungsabfall an Bürstenkörper und -armatur ist im Verhältnis dazu um eine Größenordnung geringer.

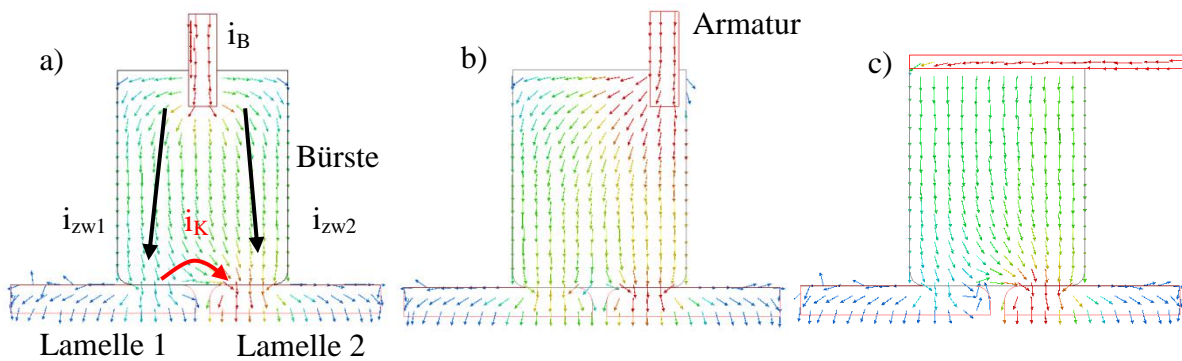
Die wichtigsten Einflüsse auf den Übergangswiderstand Bürste-Kommutatorlamelle sind im Bild 3.18 mit den dabei auftretenden Zeitkonstanten zusammengefasst. Durch die Gewichtung ergibt sich die Rangfolge der im Kontaktsystemmodell zu berücksichtigenden Abhängigkeiten.



**Bild 3.18** Übersicht der Einflussfaktoren auf den elektrischen Widerstand Bürste-Kommutatorlamelle

### 3.5.3 Nachbildung des Bürstenübergangs zum Kommutator

Über das Kontaktsystemmodell erfolgt die Kopplung der Ankerwicklung an das Modul, welches die Ansteuerschaltung des Antriebs nachbildet. Der Ankerstrom des Motors fließt dabei für die Plusbürste von der Armatur zu den Kommutatorlamellen. Bezüglich des Stromes der kommutierenden Masche ergibt sich, wie im Bild 3.19 a) skizziert, ein anderer Strompfad durch den Bürstenkörper. Daraus resultieren unterschiedliche Widerstände für den Bereich des Bürstenkörpers. Der Strom in der kurzgeschlossenen Spule muss den Kontaktübergang Bürste- Kommutatorlamelle im Gegensatz zu den Ankerzweigströmen zudem zweimal passieren. Auf Grund des geringen spezifischen Widerstandes bei Metall-Graphit Werkstoffen und der Dominanz des Kontaktwiderstands sind Unterschiede in der Ausführung der Bürstenarmatur wie im Bild 3.19 b) und c) vernachlässigbar, sofern keine Schichtbürsten betrachtet werden. Eine getrennte Betrachtung von Bürstenhaltern mit Kunststoff- oder Metallköchern ist hinsichtlich des elektrischen Verhaltens bei Metall-Graphit Bürsten ebenfalls nicht notwendig.



**Bild 3.19** Vektordarstellung der Stromdichte für verschiedene Bürstenkontakte (FEM Berechnung des Strömungsfeldes)

Im Bild 3.20 wird die Ableitung eines Netzwerks von Ersatzwiderständen für die verschiedenen Strompfade veranschaulicht. Der Strom in der Bürstenarmatur teilt sich im Bürstenkörper für die beiden Ankerzweige auf. Es werden die Widerstände der Armatur, des Bürstenkörpers in radialer Richtung und für den Kontaktübergang zur Kommutatorlamelle wirksam. Im Kommutierungskreis wirken die Kontaktübergänge und der Bürstenkörperwiderstand in tangentialer Ausdehnung. Setzt man symmetrische Verhältnisse im Bürstenkörper an, können die verschiedenen Widerstände im Bild 3.20 b) über die Gleichungen (3.18) bis (3.24) zu einem Bürstenlängs- und zwei Bürstenquerwiderständen zusammengefasst werden. Über die Zuweisung verschiedener Leitfähigkeiten in Längs- und Querrichtung sind Anisotropien im Bürstenwerkstoff nachzubilden.

Mithilfe der Bürstenabmessungen und der spezifischen Leitfähigkeit des Materials ergeben sich die Widerstandsanteile im Bürstenkörper. Die Anteile für den Kontaktübergang werden in den Gleichungen (3.25) und (3.26) aus dem Quotienten der approximierten Stromdichtefunktion und der momentanen Kontaktfläche berechnet. Dazu wird parallel der Augenblickswert der Stromdichte in der Kontaktfläche ermittelt.



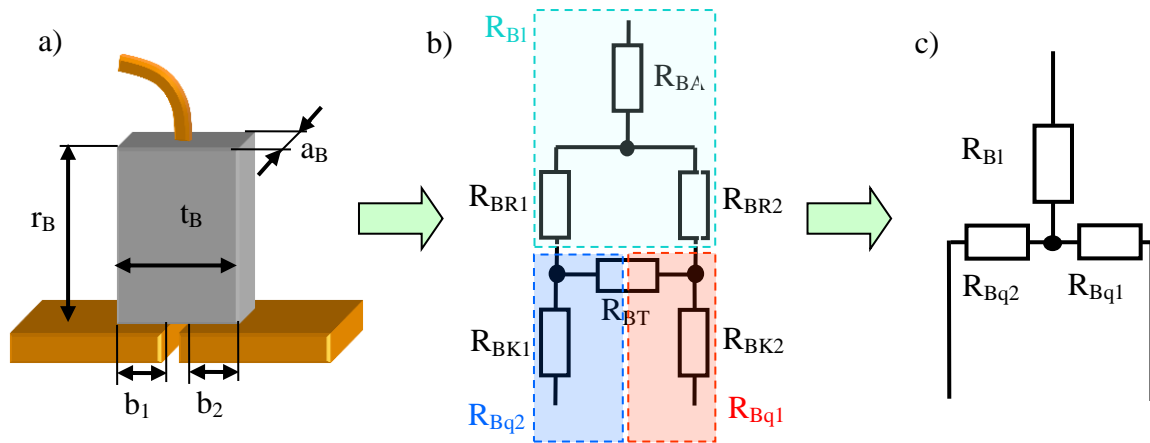


Bild 3.20 Ableitung von Ersatzwiderständen zur Beschreibung des Bürstenkontakts

$$R_{BR} = \frac{R_{BR1} R_{BR2}}{R_{BR1} + R_{BR2}} \quad (3.20)$$

$$R_{Bl} = R_{BA} + R_{BR} - \frac{R_{BT}}{2} = R_{BA} + \frac{r_B}{\kappa_{Bl} a_B t_B} - \frac{t_B}{4 \kappa_{Bq} a_B r_B} \quad (3.21)$$

$$k_{aniso} = \frac{\kappa_{Bl}}{\kappa_{Bq}} \quad (3.22)$$

$$R_{Bq1} = \frac{R_{BT}}{2} + R_{BK1} \quad (3.23)$$

$$R_{Bq2} = \frac{R_{BT}}{2} + R_{BK2} \quad (3.24)$$

$$R_{Bq1} = \frac{t_B}{4 \kappa_{Bq} a_B r_B} + \frac{r_{SK}}{A_{K1}(\varphi)} = \frac{t_B}{4 \kappa_{Bq} a_B r_B} + \frac{r_{K0} J_{B1}^{-y}}{a_B b_1(\varphi)} \quad (3.25)$$

$$R_{Bq2} = \frac{t_B}{4 \kappa_{Bq} a_B r_B} + \frac{r_{K0} J_{B2}^{-y}}{a_B b_2(\varphi)} \quad (3.26)$$

Im Falle von Schichtbürsten ist die Leitfähigkeit in tangentialer Bürstenausdehnung deutlich geringer, weshalb die Längs- und Querwiderstände über die Gleichungen (3.28) bis (3.30) zu berechnen sind.

$$\kappa_{Bq} \ll \kappa_{Bl} \rightarrow R_{BT} \gg R_{BR} \quad (3.27)$$

$$R_{Bl} = R_{BA} \quad (3.28)$$

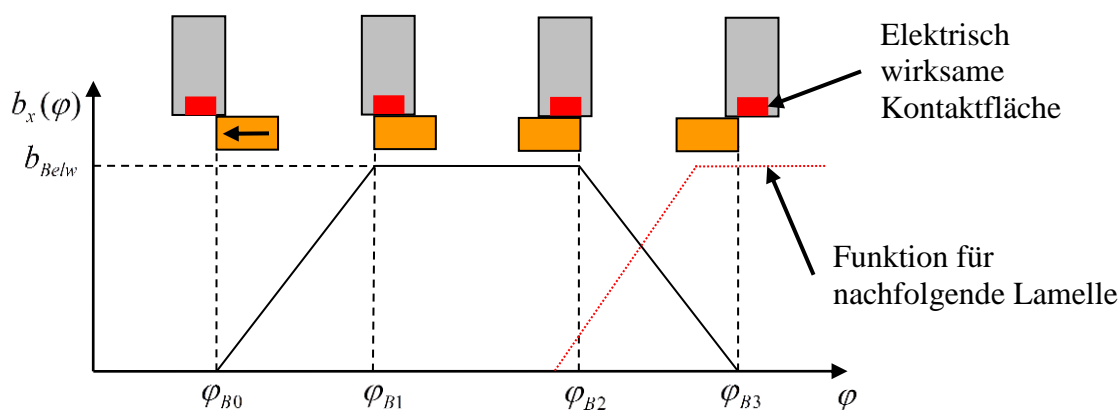
$$R_{Bq1} = R_{BR1} + R_{BK1} \quad (3.29)$$

$$R_{Bq2} = R_{BR2} + R_{BK2} \quad (3.30)$$

Die für das Kontaktsystemmodell notwendigen Parameter  $\kappa_{Bq}, \kappa_{Bl}$  sind den Angaben der Bürstenhersteller zu entnehmen oder messtechnisch zu bestimmen ([44], [45]). Mit dem im Kapitel 3.5.2 vorgestellten Messverfahren können die Werte für  $r_{k0}, y$  ermittelt werden. In Abhängigkeit vom Einlaufzustand und der Betriebsweise des zu simulierenden Motors, ist zudem die elektrisch wirksame Kontaktbreite der Bürste nach Gleichung (3.31) abzuschätzen. Für Motoren mit eingelaufenem Kontaktsystem sind Werte zwischen 50 und 80% der tangentialen Bürstenabmessung typisch. Bei vorhandenen Motorenmustern kann die elektrisch wirksame Bürstenbreite durch Analyse des Motorstromverlaufes (Kapitel 2.2.5) bestimmt werden. Ein weiterer Ansatz ist die Messung der Schaltzeitpunkte des Bürstenkontakts beziehungsweise von Beginn und Ende der Stromwendung mittels einer Flussmessspule (Kapitel 2.2.4).

$$b_{Belw} \approx (0,1 \dots 0,8) \cdot t_B \quad (3.31)$$

Anhand der elektrisch wirksamen Bürstenbreite und der Kommutatorgeometrie ergeben sich die Winkel für die Kontaktflächenbreitfunktion in den Gleichungen (3.25) und (3.26). Der Verlauf dieser Funktion und die entsprechende Kommutatorlamellenstellung ist im Bild 3.21 schematisch dargestellt.



**Bild 3.21** Verlauf der Funktion für die Kontaktflächenbreite in Abhängigkeit von der Kommutatorlamellenstellung und der elektrisch wirksamen Bürstenbreite

Die Berechnung der im Bild 3.21 skizzierten Eckpunkte erfolgt für Zylinderkommutatoren mit den Gleichungen (3.32) bis (3.36). Wenn die elektrisch wirksame Bürstenbreite eine Kommutatorlamellenteilung übersteigt sind die Beziehungen (3.38) und (3.39) anzuwenden. Dieser Fall tritt bei eingelaufenen Kontaktsystemen ein, bei denen die Bürstenbreite deutlich größer als die Lamellenbreite ausfällt ( $b_B > 1,3 \cdot b_L$ ).

$$\varphi_{Belw} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{b_{Belw}}{D_K}\right) \quad (3.32)$$

$$\varphi_L = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{b_L}{D_K}\right) = \frac{360}{K} - 2 \cdot \arcsin\left(\frac{b_S}{D_K}\right) \quad (3.33)$$

$$\varphi_{B1} = \varphi_{B0} + \varphi_{Belw} \quad (3.34)$$

$$\varphi_{B2} = \varphi_{B0} + \varphi_L \quad (3.35)$$

$$\varphi_{B3} = \varphi_{B0} + \varphi_{Belw} + \varphi_L \quad (3.36)$$

$$b_{Belw} > b_L \quad (3.37)$$

$$\varphi_{B1} = \varphi_{B0} + \varphi_L \quad (3.38)$$

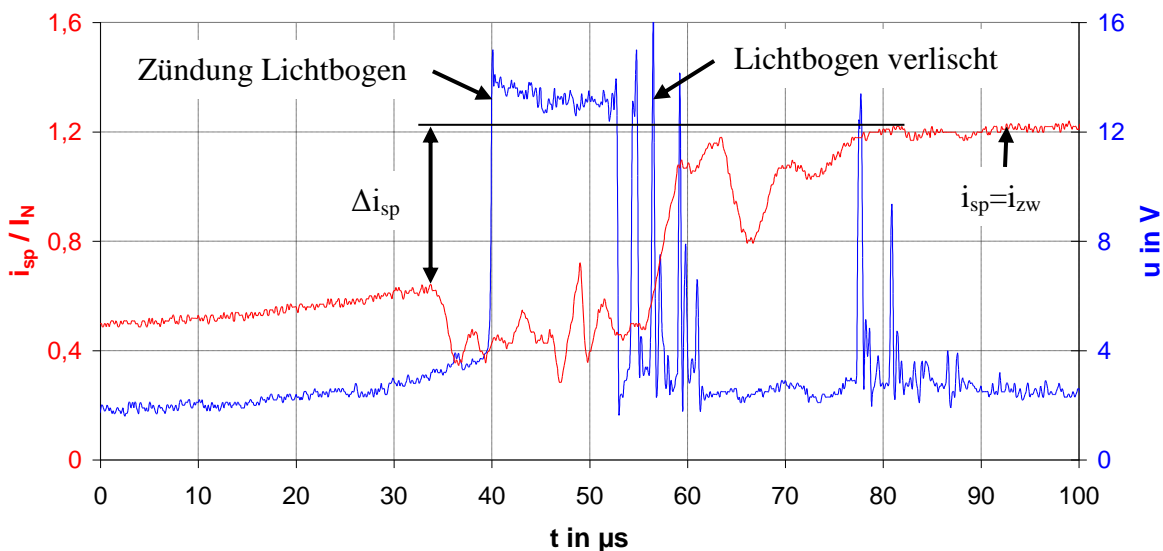
$$\varphi_{B2} = \varphi_{B0} + \varphi_{Belw} \quad (3.39)$$

### 3.5.4 Berücksichtigung von Lichtbogeneffekten

Eine unvollständige Stromwendung führt zu Lichtbogeneffekten an der ablaufenden Bürstenkante. Durch den Lichtbogen wird ein Teil der Energiedifferenz während des Ausgleichsvorgangs am Kommutierungsende in Wärme und weitere elektromagnetische Strahlung umgesetzt. Außerdem kommt es zu Rückwirkungen auf das Kontaktsystem, sodass Bürste und Patina geschädigt werden.

Das Bild 3.22 zeigt den Strom in einer Ankerspule am Kommutierungsende bei ausgeprägter Unterkommutierung. Der gemessene Spannungsverlauf zwischen der Bürste und der ablaufenden Kommutatorlamelle belegt das Auftreten eines Lichtbogens. Zum Zünden des Lichtbogens ist eine gewisse Mindestspannung erforderlich und der Abstand Bürste-

Kommutatorlamelle muss ausreichend klein sein. Die notwendige Zündspannung beträgt für die untersuchten Kontaktsysteme mit Metall-Graphit Bürsten etwa 14 V. Aufgrund der geringen Abstände im Moment der Zündung bildet sich zunächst kein vollständiger Lichtbogen mit Gasionisation aus. Es entsteht ein Metaldampfbogen, der nur aus einem Anoden- oder Kathodenfallgebiet besteht [42]. Die Höhe der gemessenen Zündspannung und der in der Praxis auftretende größere Verschleiß an der jeweiligen Kathode deuten auf einen Kathodenbogen hin. Der Spannungsbedarf des Bogens ist bis zum Überschreiten eines gewissen Kontaktabstandes nahezu konstant. Nach dem Übergang zu einem vollständigen Lichtbogen wächst der Spannungsbedarf mit steigendem Abstand schnell an. Der Lichtbogen erlischt wenn Bogenstrom oder Spannung nicht mehr ausreichen. Damit sind die Zünd- und Löschbedingungen des Lichtbogens bekannt.

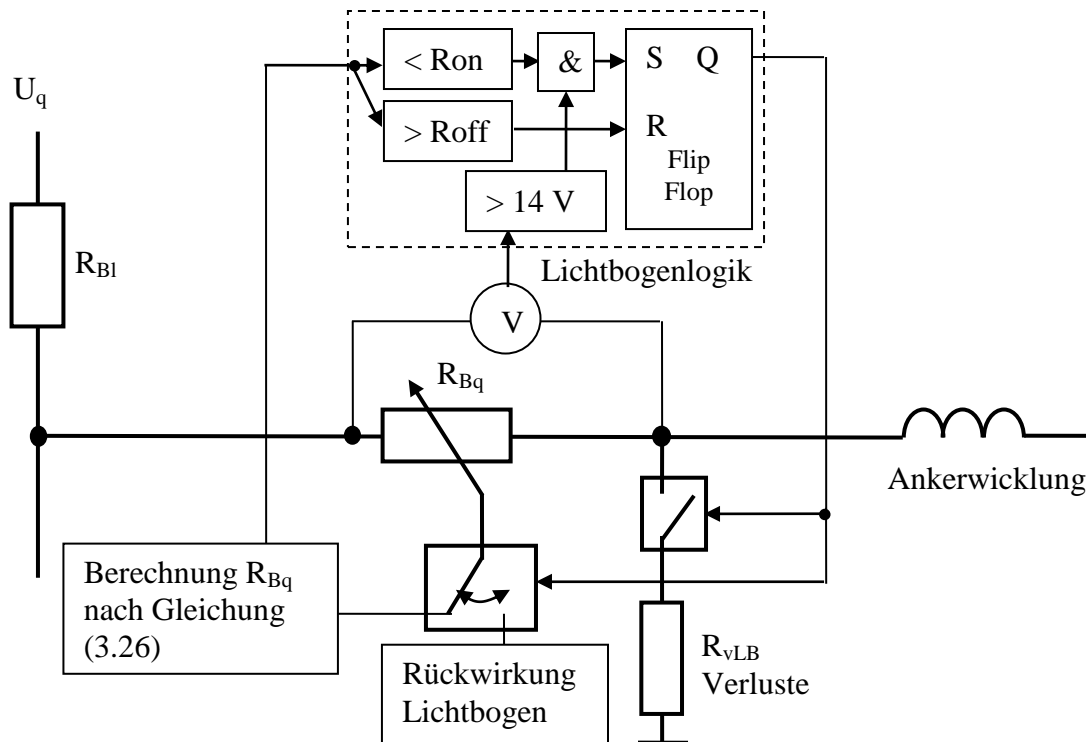


**Bild 3.22** Verlauf des Stromes in der kommutierenden Spule am Ende der Stromwendung und Spannung zwischen der ablaufenden Kommutatorlamelle und der Bürste

Basierend auf den vorangegangenen Erläuterungen wurde eine Lichtbogenlogik für das Kontaktsystemmodell entwickelt. Das Bild 3.23 zeigt das Blockschaltbild zur Steuerung des Bürstenquerwiderstands für die ablaufende Bürstenkante. Dieser Widerstand wird in Abhängigkeit von der momentanen Ankerstellung und der Stromdichte reguliert. Der Wert ist deshalb auch ein Maß für den Kontaktabstand beim Verlassen einer Kommutatorlamelle.

Unter Zunahme des Spannungsabfalls über dem Bürstenquerwiderstand kann daraus der Zündzeitpunkt bestimmt werden. Der Löschzeitpunkt ergibt sich beim Überschreiten eines Grenzwertes für den Bürstenquerwiderstand als Maß für den Abstand.

Wenn der Lichtbogen brennt, wird ein zusätzlicher Strompfad aktiviert, der die Verlustenergie aus dem System entnimmt. Für die Dauer des Lichtbogens erfolgt gleichzeitig eine Erhöhung des Bürstenquerwiderstands im Ankerkreis, um die Rückwirkung nachzubilden.



**Bild 3.23** Blockschaltbild der Lichtbogenlogik und der Steuerung des Bürstenquerwiderstands an der ablaufenden Bürstenkante

Die hier beschriebene Methode zur Nachbildung des Lichtbogens an der ablaufenden Bürstenkante stellt aber nach wie vor eine starke Vereinfachung dar. Da die Lichtbogensvorgänge mit sehr kleinen Zeitkonstanten ablaufen und der Effekt auf den elektrischen Kontaktübergang zwischen Bürste und Lamelle gering ist, wurde zu Gunsten einer höheren Simulationsgeschwindigkeit auf eine detailliertere Betrachtung verzichtet. Die Bestimmung der dafür notwendigen Modellparameter (z.B. Lichtbogenkennlinie als Funktion von Spannung, Strom und Abstand) ist darüber hinaus messtechnisch sehr aufwendig und in der Praxis am konkreten Kontaktsystem kaum möglich.

Anhand der simulierten Lichtbogenbrenndauer kann die Kontaktbelastung nach Gleichung (3.40) abgeschätzt werden. Zur Bewertung der Kommutierungsbedingungen sind das Auftreten von Lichtbögen, die Brenndauer und der Energieumsatz wichtige Anhaltspunkte.

$$W_{LB} = \int u_{LB} i_{LB} dt \approx \frac{U_{ZLB}^2}{R_{vLB}} \cdot t_{LB} \quad (3.40)$$

## 4 Validierung des Modellansatzes

### 4.1 Kommutierung bei einem PM-DC-Motor mit 8 Ankerspulen und 8 Nuten

Der Querschnitt des im Kapitel 2.2.2 messtechnisch untersuchten PM-DC-Motors ist im Bild 4.1 skizziert. Für diesen 8 nutigen Motor wurde entsprechend der Ausführungen im Kapitel 3 ein Simulationsmodell erstellt. Im Bild 4.2 wird der damit berechnete Strom in einer Ankerspule dem gemessenen gegenübergestellt. Für den gewählten Arbeitspunkt zeigt sich in beiden Verläufen eine deutliche Überkommutierung. Die Kurvenverläufe und die Höhe der überschwingenden Spitze am Kommutierungsende stimmen nahezu überein.

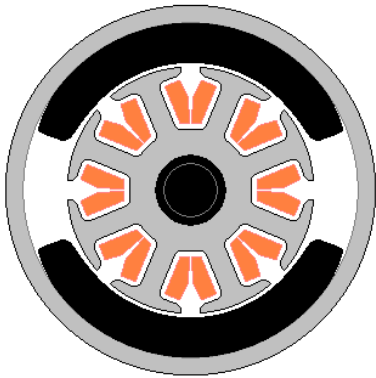


Bild 4.1 Skizze des untersuchten 8 nutigen PM-DC-Motors

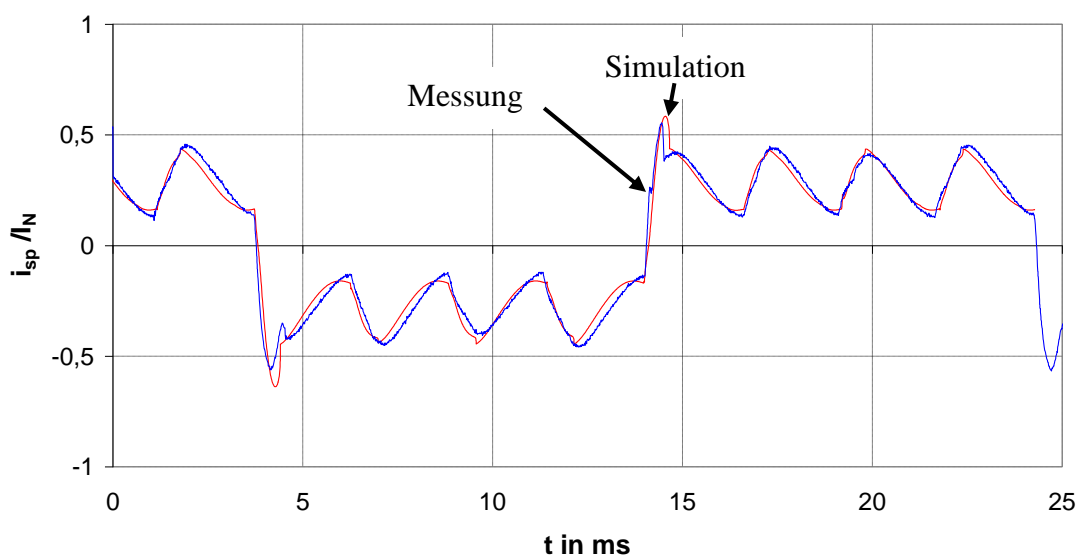
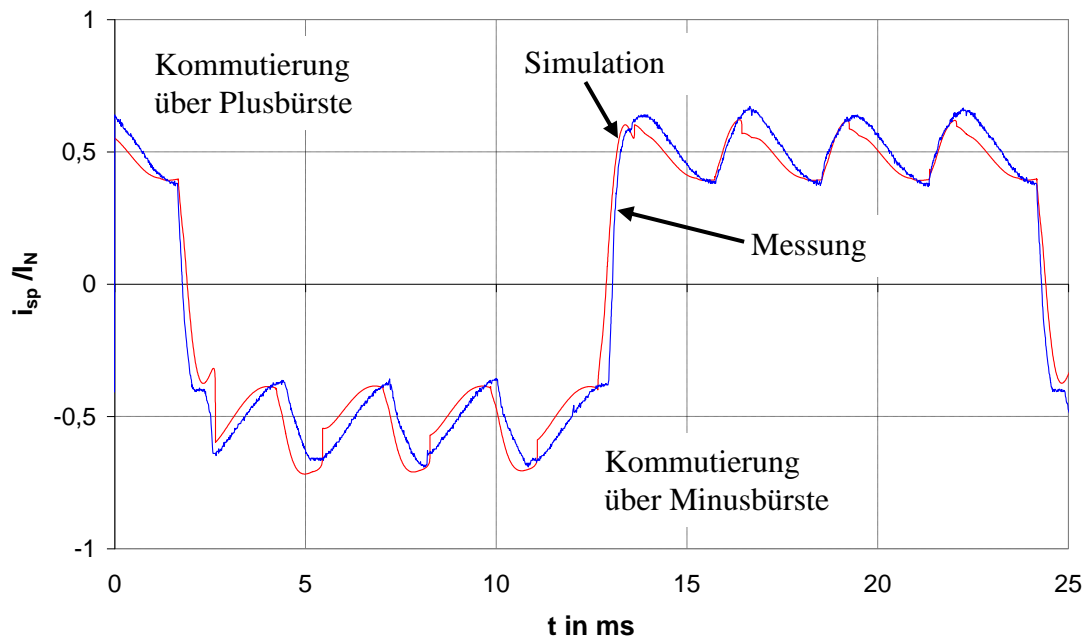


Bild 4.2 Vergleich des berechneten und gemessenen Ankerspulenstromes in einem Arbeitspunkt mit deutlicher Überkommutierung

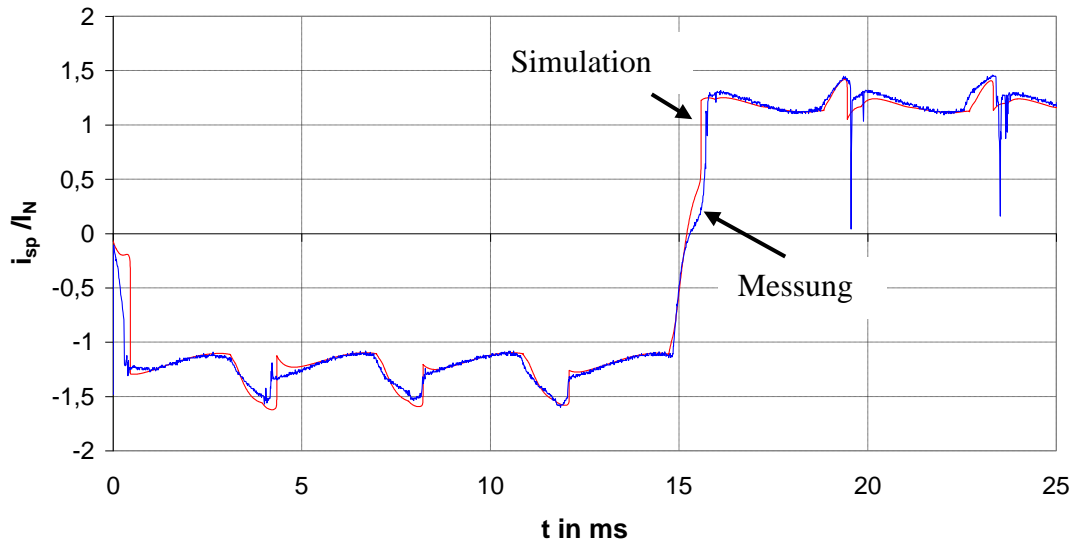
Im Bild 4.3 sind die Ergebnisse für den Nennarbeitspunkt dargestellt. Die Kommutierung des Ankerspulenstromes ist unter der Minusbürste vollständig. Bedingt durch einen Versatz der elektrisch wirksamen Bürstenfläche stellt sich im Bereich der Plusbürste eine leichte Unterkommütierung ein. Diese im Modell nachgebildete Verschiebung wird durch die Messung bestätigt.



**Bild 4.3** Gegenüberstellung von Messung und Simulation im Nennarbeitspunkt mit nahezu vollständiger Kommutierung

Der Vergleich bei hoher mechanischer Belastung des Motors erfolgt im Bild 4.4. Es ergibt sich eine ausgeprägte Unterkommütierung in der Messung und der Simulation. Die Berechnung führt zu nahezu identischen Kurvenverläufen.

Im Modell wurde eine umfangreiche Ankerspulenflusstabelle (siehe Kapitel 3.2.1) mit vielen Stützstellen verwendet. Durch die bei der FEM Berechnung gewählte feine  $1^\circ$  Auflösung am Umfang und die geringe Schrittweite ( $I_N/4$ ) bezüglich des Motorstromes erreicht das Modell eine sehr gute Übereinstimmung. Die exakte Bestimmung der zum Zeitpunkt der Messung vorliegenden Bürstenkontaktverhältnisse ist jedoch schwierig und es ergeben sich geringe Abweichungen. Der dämpfende Einfluss durch die magnetische Kopplung und die sich dadurch ergebenden Wirbelstromeffekte in der massiven Motorwelle sowie dem Ständerjoch werden durch das Modell nicht wiedergegeben. Dies zeigt sich in den stärkeren Stromsprüngen am Kommutierungsende wodurch unvollständige Kommutierungsverhältnisse in der Simulation deutlicher hervortreten.



**Bild 4.4 Vergleich mit Messung in einem Arbeitspunkt mit ausgeprägter Unterkommutierung**

Im Vergleich zur transienten FEM Rechnung im Kapitel 2.3.3 ist die Rechenzeit mit ca. 1 min für den simulierten Zeitraum um etwa den Faktor tausend schneller. Zudem können die Parameter für das Kontaktsystem Bürste-Lamelle, die Antriebsmechanik und die Motoransteuerung während der Simulation variiert werden. Die Reaktionen auf Parameteränderungen sind sofort erkennbar.

## 4.2 Stromwendung bei einem PM-DC-Motor mit 12 Nuten und abgeflachtem Ständer

Ein im Bild 4.5 skizzierter Motor mit 12 Nuten wurde zur Messung des Ankerspulenstromes, wie im Kapitel 2.2.2 erläutert, präpariert und eingehend untersucht. Außerdem erfolgten Messungen am Kontaktsystem und mittels FEM Analyse des Magnetkreises ergaben sich die zur Modellierung notwendigen Ankerspulenflussfunktionen. Dabei wurde im Vergleich zum vorangegangenen Motormodell zunächst eine größere Schrittweite ( $I_N$ ) im Motorstrom gewählt, wodurch weniger Stützstellen vorliegen, aber die FEM Rechnungen erheblich reduziert werden.

Der Motor besitzt einen für viele PM-DC-Motoren typischen abgeflachten Ständer im Bereich der Pollücke, um günstige Einbauverhältnisse zu erreichen. Auf dem Läufer sind 12 Ankerspulen in Schleifenwicklung mit Sehnung um eine Nutteilung untergebracht. Es werden

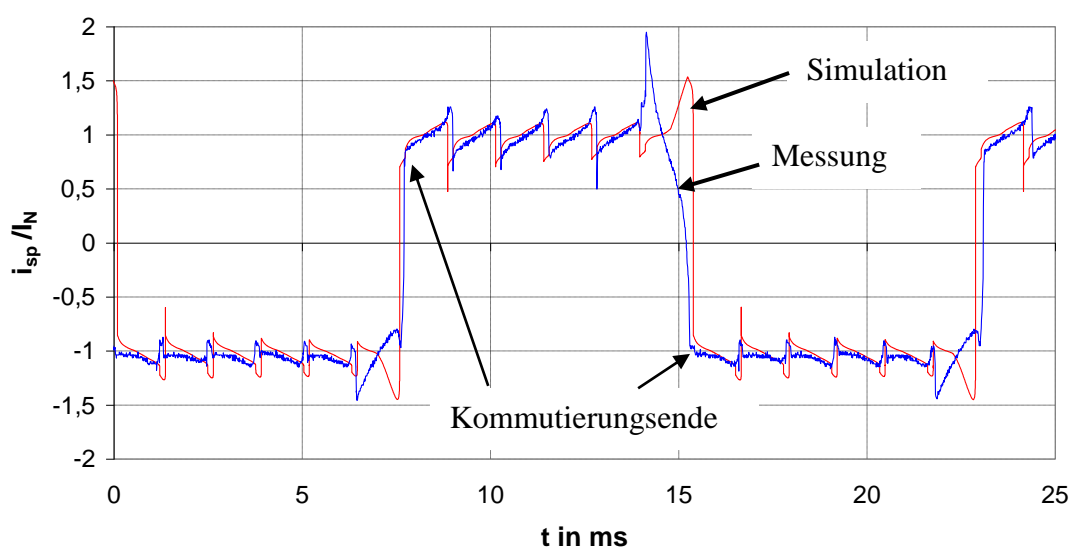


ebenfalls Metall-Graphitbürsten mit hohem Kupfergehalt eingesetzt, jedoch weist der Motor eine Bürstenbrückenverdrehung entgegen der Vorzugsdrehrichtung auf.



**Bild 4.5** Querschnitt des betrachteten PM-DC Motors mit 12 Nuten und abgeflachtem Ständer

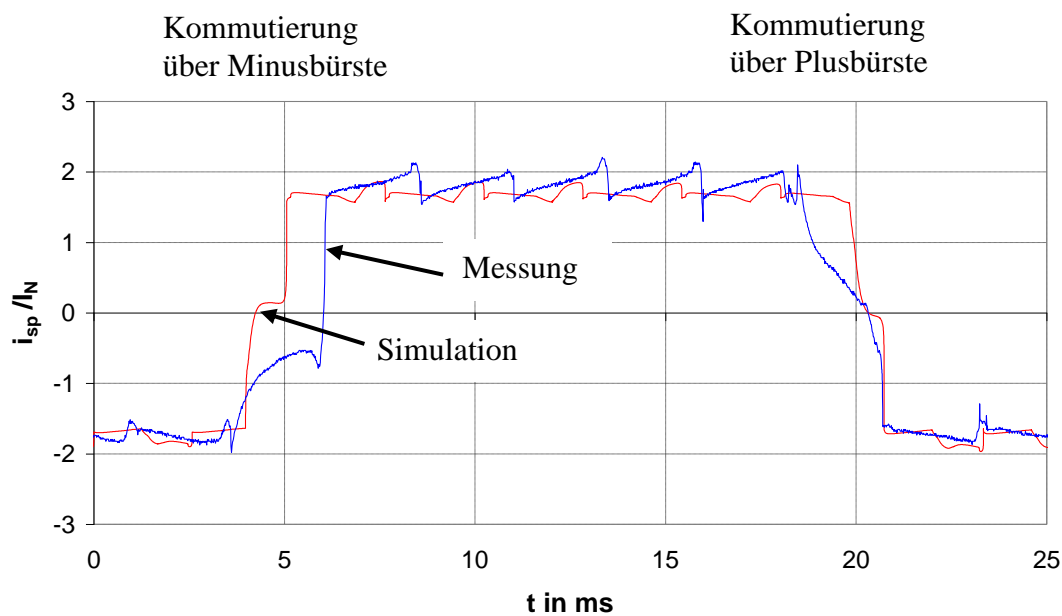
Der Vergleich zwischen berechnetem und gemessenem Ankerspulenstrom im Bild 4.6 zeigt eine gute Übereinstimmung der Verläufe bis zur Stromerhöhung am Kommutierungsanfang. Als Ursache für die größere Abweichung kann die geringe Anzahl an Stützstellen in der Ankerspulenflussfunktion angesehen werden. Das für die Kontaktbelastung entscheidende Kommutierungsende wird aber richtig wiedergegeben. Für den betrachteten Arbeitspunkt mit etwa zweifachem Ankernennstrom ergibt sich aufgrund der Bürstenbrückenverdrehung in beiden Fällen eine fast vollständige Kommutierung mit Tendenz zur Unterkommutierung.



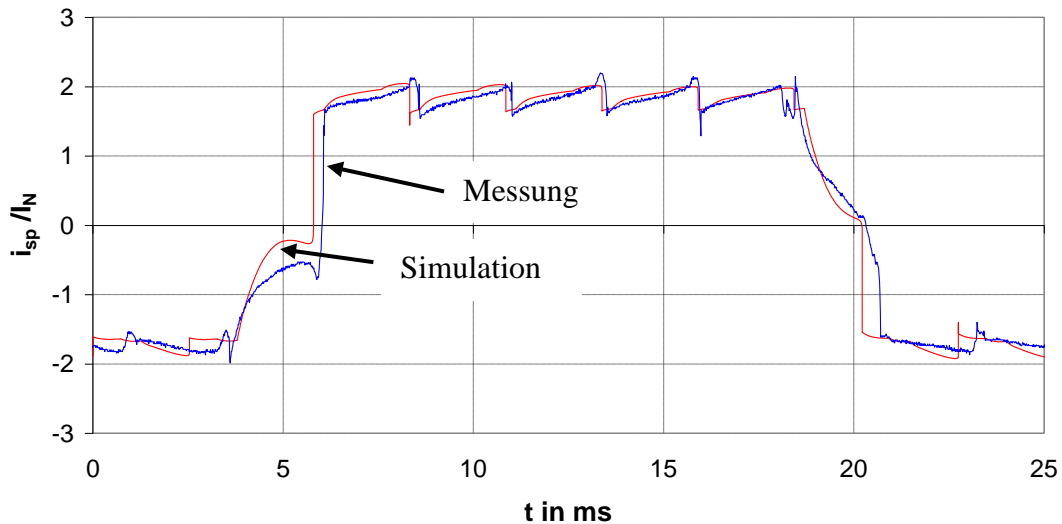
**Bild 4.6** Vergleich des berechneten und gemessenen Ankerspulenstromes in einem Arbeitspunkt mit näherungsweise vollständiger Kommutierung (Betrieb in Vorzugsdrehrichtung)

Mit weiterer Erhöhung der Belastung auf etwa vierfachen Motornennstrom stellt sich im Bild 4.7 eine deutliche Unterkommütierung in Simulation und Messung ein. Der auffällige Verlauf in der Anfangsphase der Stromwendung zeigt größere Abweichungen. Die Unterkommütierung ist bei der Messung unter der Minusbürste stärker und unter der Plusbürste etwas schwächer ausgeprägt.

Der im Bild 4.7 betrachtete Arbeitspunkte wurde nochmals mit einer verfeinerten Ankerspulenflusstabelle (Schrittweite  $I_N/2$ ) simuliert. Dadurch ergibt sich im Bild 4.8 eine bessere Übereinstimmung mit dem gemessenen Verlauf.



**Bild 4.7** Vergleich mit Messung in einem Arbeitspunkt mit ausgeprägter Unterkommütierung (Schrittweite  $I_N$  für vorausberechnete Ankerspulenflusstabelle)



**Bild 4.8** Simulation im Arbeitspunkt mit ausgeprägter Unterkommütierung bei höherer Auflösung der Ankerspulenflusstabelle (Schrittweite  $I_N/2$ )

Im Vergleich zu den Simulationsergebnissen im Kapitel 4.1 sind für diesen Motor größere Abweichungen zwischen Messung und Berechnung festzustellen. Dies ist im Wesentlichen auf die geringe Auflösung der Spulenflussfunktion bezüglich des Motorstromes zurückzuführen. Des Weiteren wurde der Versatz zwischen den wirksamen Bürstenkontaktflächen abgeschätzt. Hinsichtlich der Bürstenwiderstandsfunktion wurden identische Werte für Plus- und Minusbürste angesetzt. Dies stellt ebenfalls eine Vereinfachung dar, um die Parametrierung des Modells zu vereinfachen.

Das abgeflachte Ständerjoch und der daraus folgende geringe Abstand zum Anker in der Pollücke führen zu einer Zunahme des Ankerquerfeldes sowie der Ankerrückwirkung. Dieses Verhalten wird zum Teil durch die Bürstenbrückenverdrehung korrigiert. Für den Betrieb entgegen der Vorzugsdrehrichtung des Motors wird die Tendenz zur Unterkommütierung jedoch verstärkt. Als Resultat der abgeflachten Ständerbauform ergibt sich ein empfindlicheres Kommutierungsverhalten, was eine optimale Einstellung der Stromwendung erschwert.

## 5 Vereinfachung der Modellparametrierung

### 5.1 Erforderliche Modellparameter

Die Simulationsergebnisse im vorangegangenen Kapitel zeigen die Eignung der Modelle zur Kommutierungsberechnung. Eine Zusammenfassung der für die Modellerstellung erforderlichen Parameter erfolgt in der Tabelle 5.1. Die Beschreibungsgrößen für den Magnetkreis und die Wicklung sind im Voraus berechenbar. Hinsichtlich der praktischen Anwendung erweist sich insbesondere die Parametrierung des Kontaktsystems als aufwendig und langwierig. Außerdem sind die Wicklungs- und Magnettemperaturen schwer zu bestimmen.

**Tabelle 5.1** Übersicht Modellparameter

Modellparameter	Bestimmung
Ankerspulenflüsse	FEM Berechnung (Motorgeometrie, Materialdaten, Magnettemperatur)
Windungszahlen	Auszählen, Vorgabe
Wickelkopfinduktivitäten	Messung an präpariertem Motor, 3D FEM
Spulenwiderstände	Messung, Analytische Berechnung
Motorspannung	Vorgabe
Lastmoment	Vorgabe
Kontaktsystem Bürste-Lamelle: Bürstenwiderstandsfunktion Wirksame Kontaktflächen Lage der Kontaktflächen	Versuchsaufbau mit präpariertem Kontaktsystem Geometrische Abmessungen von Bürste und Kommutator

Eine Möglichkeit zur Vereinfachung der Modellparametrierung ist der Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Messdaten eines vorhandenen Motors. Unter der Voraussetzung, dass das Antriebsmodell das Motorverhalten hinreichend genau abbildet, bietet sich die Auswertung des oszillografierten Ankerstromes an. Dieser Strom entsteht aus der Summe der Ankerzweigströme und beinhaltet damit die einzelnen Spulenströme. Außerdem kann der Ankerstrom in der Regel auch bei verbauten Motoren erfasst werden und erfordert keine besonderen Messaufbauten.

Im Falle einer Übereinstimmung von simuliertem und gemessenem Ankerstromverlauf ist zu erwarten, dass auch die Spulenströme und damit die Kommutierung identisch sind. Der Vergleich mit den Messdaten ermöglicht damit eine iterative Parametrierung des Antriebsmodells, wie im Bild 5.1 skizziert. Um den Arbeitspunkt des Motors eindeutig festzulegen, ist darüber hinaus die Kenntnis der Motordrehzahl notwendig. Wenn die Drehzahl am Messobjekt nicht direkt erfasst werden kann, ist eine Frequenzanalyse der Motorstromwelligkeit durch zum Beispiel eine FFT möglich. Die Stromwelligkeit bei PM-DC-Motoren korreliert mit der Nut- oder der Lamellenfrequenz. Anhand dieser Frequenzen ist die Drehzahl ableitbar.

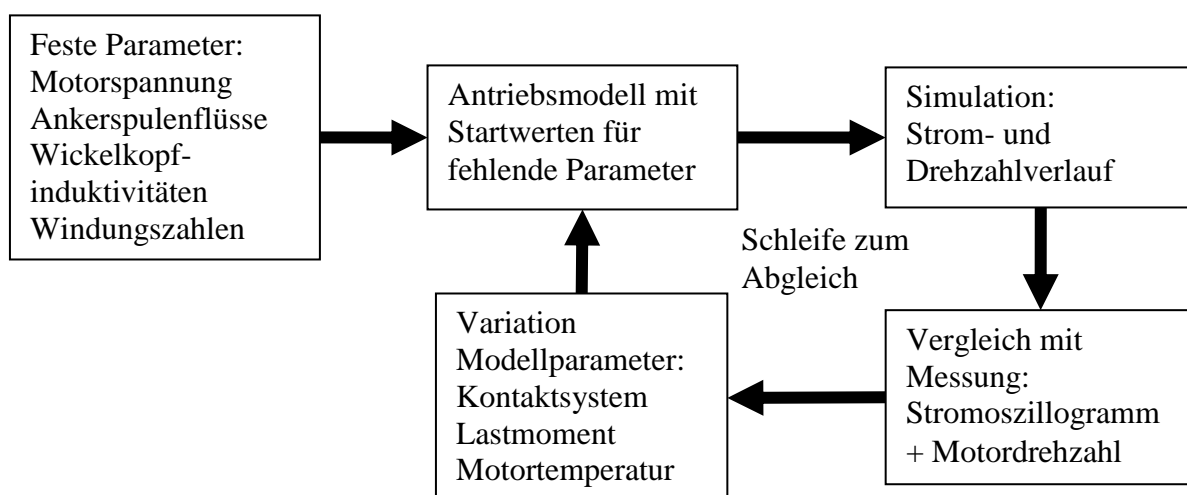
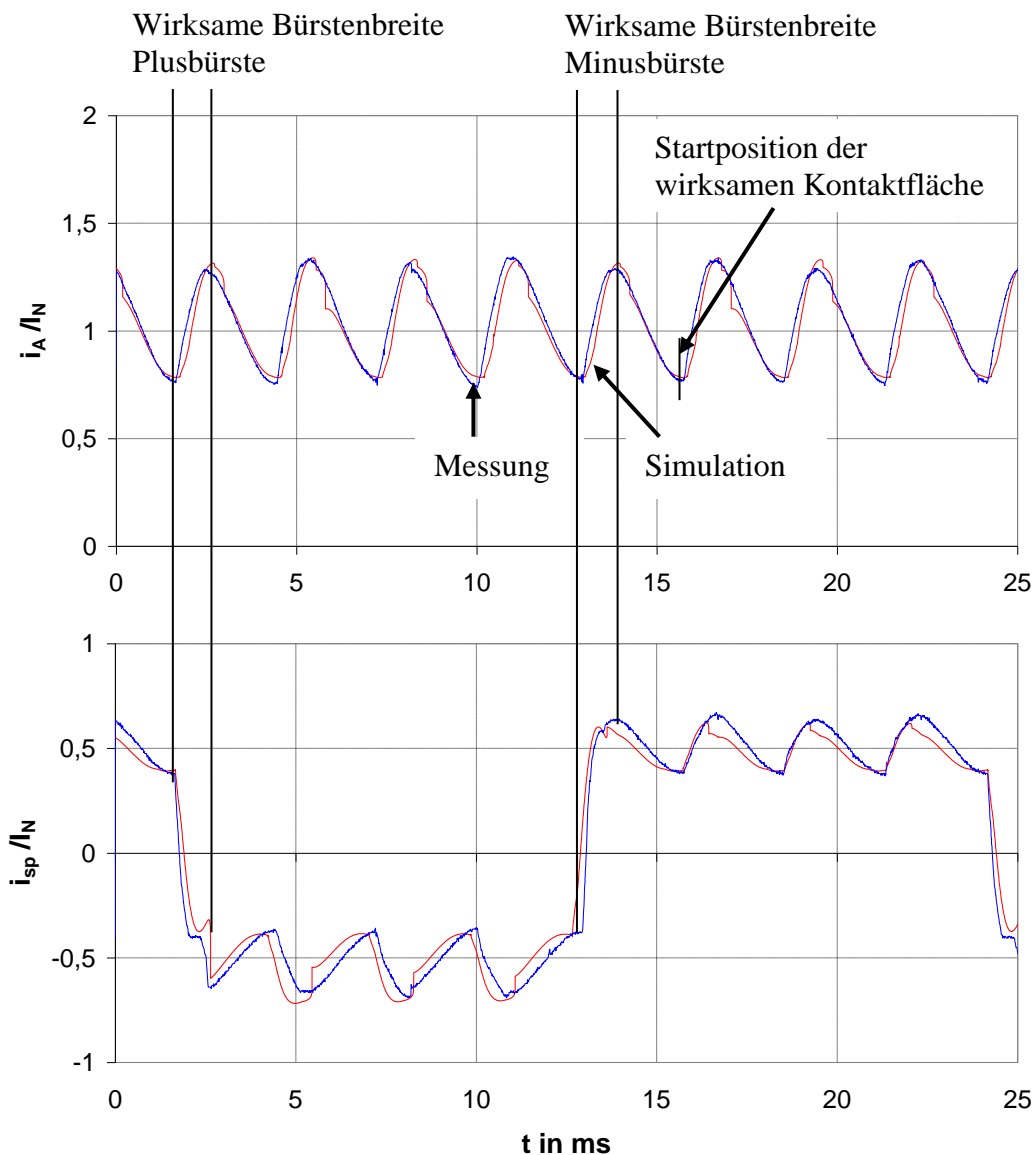


Bild 5.1 Funktionsprinzip zur automatisierten Parametrierung des Antriebsmodells

## 5.2 Automatische Parametrierung des Kontaktsystemmodells

Die iterative Parametrierung des Antriebsmodells anhand von oszillografierten Ankerstromverläufen und der Motordrehzahl wird nachfolgend am Beispiel des PM-DC-Motors mit 8 Nuten (siehe Kapitel 4.1) demonstriert. Alle notwendigen Messwerte werden dazu als Datensatz in das Simulinkmodell eingespeist. Der bei der Messung vorliegende Arbeitspunkt und das im Modell angesetzte Lastmoment ergeben sich für die nachfolgende Untersuchung aus den bekannten Drehzahl-Drehmoment- und Strom-Drehmomentkennlinien des Prüflings. Die Motortemperatur wurde aufgrund des Kurzzeitbetriebs als konstant angenommen. Dadurch entfallen gegenüber dem Ansatz im Bild 5.1 zwei offene Modellparameter was den Abgleich beschleunigt.

Unter diesen Voraussetzungen werden die elektrisch wirksamen Bürstenbreiten, die Positionen der Kontaktflächen und die Variablen der Bürstenübergangsfunktion solange variiert bis der gemessene Ankerstromverlauf mit dem Simulierten übereinstimmt. Das Ergebnis der iterativen Parametrierung ist im Bild 5.2 zu sehen. Die entsprechenden Ankerspulenströme sind ebenfalls dargestellt und stimmen nahezu überein. Als Reihenfolge für die Parametervariation wurden zuerst die Bürstenbreiten variiert, diese können im vorliegenden Fall auch mittels der Anstiegsphase im Ankerstrom abgeschätzt werden (siehe Bild 5.2). Im zweiten Schritt erfolgt die Anpassung des Startwinkels für die Lage der wirksamen Kontaktflächen. Abschließend werden die Variablen der Bürstenübergangsfunktion abgeglichen bis die Ankerstromformen übereinstimmen.



**Bild 5.2** Gegenüberstellung von Simulation und Messung für den Ankerstrom sowie den Strom in einer Spule (PM-DC-Motor aus Kapitel 4.1)

Entscheidend für eine schnelle Parameteridentifikation ist die Wahl von geeigneten Startwerten wie zum Beispiel:

- 50% elektrisch wirksame Bürstenbreite bezogen auf die geometrische Bürstengesamtbreite.
- Startposition der Kontaktflächen nach der auflaufenden Bürstenkante 25% der geometrischen Bürstenbreite
- Variablen der Bürstenübergangsfunktion für kupferhaltige Metall-Graphitbürsten  
 $r_{K0} = 0,8, y = 0,7$

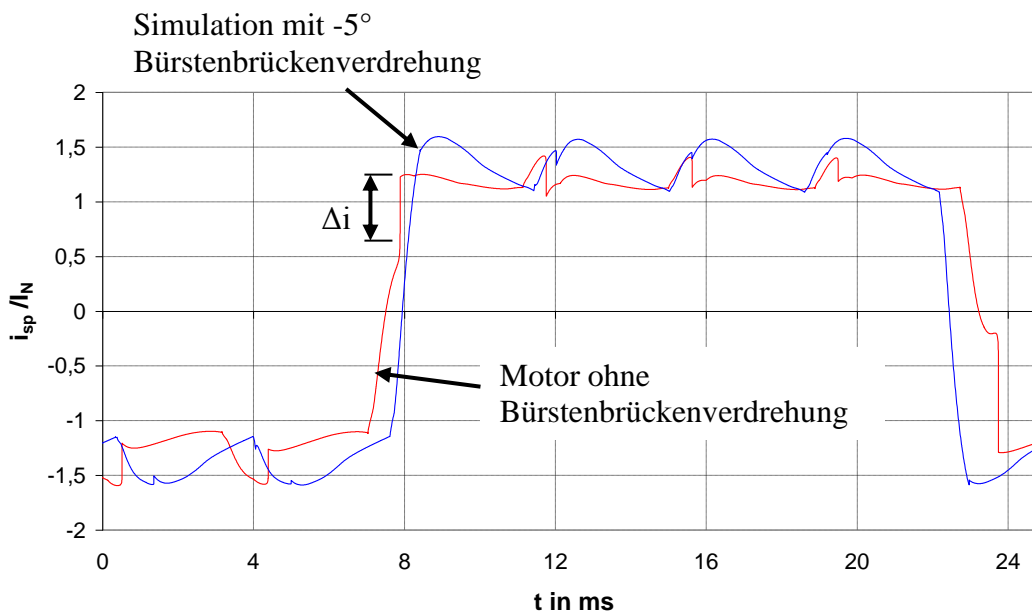
Wenn das Lastmoment und die Temperaturen als offene Größen hinzukommen ist keine eindeutige Bestimmung aller Parameter möglich, da diese ebenfalls den mittleren Motorstrom und damit den Arbeitspunkt beeinflussen. Sofern die Ankerströme in Übereinstimmung gebracht werden können, ist das Simulationsergebnis für die Kommutierungsbeurteilung verwendbar. Die sich dann ergebenden Parameter für Lastmoment, Temperatur und die Bürstenübergangsfunktion können aber gegenüber einer direkten Messung dieser Parameter abweichen.

## 6 Anwendungsbeispiele

### 6.1 Optimierung der Stromwendung durch Bürstenbrückenverdrehung

Die am häufigsten angewandte Methode zur Verbesserung des Kommutierungsverhaltens in einem Arbeitspunkt ist eine Bürstenbrückenverdrehung entgegen der Motordrehrichtung. Durch Verdrehung des Kommutators gegenüber der Ankerwicklung kann die Stromwendung auf gleiche Weise durch Verschiebung der Kommutierungsphase im Bereich der Pollücke beeinflusst werden.

Die Wahl des richtigen Verdrehungswinkels wird in der Praxis nach wie vor über langwierige Versuchsreihen ermittelt. Mit dem vorliegenden Modellansatz kann die notwendige Bürstenbrückenverdrehung im betrachteten Arbeitspunkt ebenfalls bestimmt werden. Dazu wurden für den PM-DC-Motor aus Kapitel 4.1 verschiedene Bürstenbrückenverdrehungen in einem Arbeitspunkt mit Unterkommütierung simuliert. Das Ergebnis der Berechnungen ist im Bild 6.1 dargestellt. Mit einem Verdrehwinkel von  $-5^\circ$  konnte eine vollständige Stromwendung erreicht werden. Zusätzlich ergibt sich eine kleine Anhebung der Motordrehzahl bei gleichem Lastmoment. Der Sprung am Kommutierungsende im Ankerspulenstrom, der zum Bürstenfeuer führt, bleibt aus. Es ist eine geringere Kontaktbelastung und damit höhere Lebensdauer zu erwarten.

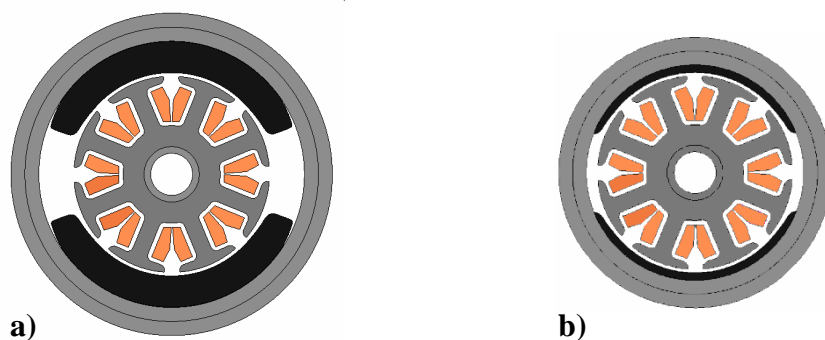


**Bild 6.1** Simulierter Kommutierungsverläufe mit und ohne Bürstenbrückenverdrehungen (PM-DC-Motor aus Kapitel 4.1)



## 6.2 Einsatz von Hochenergiemagneten bei PM-DC-Motoren

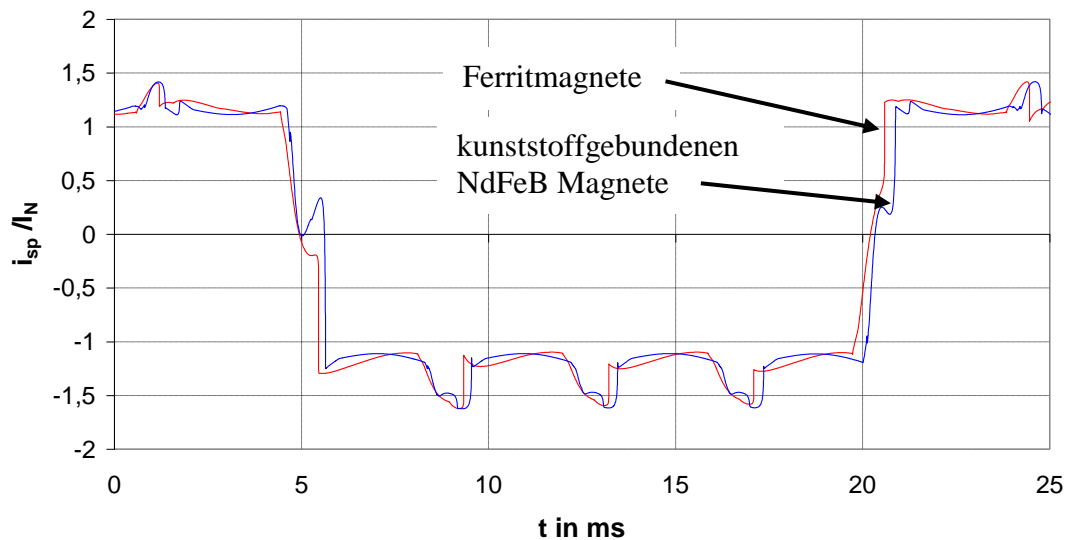
Die Ständer von PM-DC-Motoren werden fast ausschließlich mit Ferritmagneten ausgestattet. Eine Möglichkeit zur Erhöhung der Leistungsdichte ist der Einsatz von Hochenergiemagneten. Ausgehend von der bestehenden Motorvariante mit Ferriten im Bild 6.2 a) wurde dazu eine Version mit kunststoffgebundenen NdFeB Magneten untersucht. Aus ökonomischer Sicht am attraktivsten und technisch am einfachsten zu realisieren ist dabei die Variante im Bild 6.2 b). Der Anker bleibt hierbei unverändert, weshalb der gleiche Fluss durch die Dauermagnete erforderlich wird. Das Magnetvolumen und damit der Ständerdurchmesser können jedoch deutlich reduziert werden. Es ergibt sich die gleiche Motorleistung bei geringerem Bauvolumen wodurch die Leistungsdichte zunimmt.



**Bild 6.2** Querschnitte PM-DC-Motoren mit identischem Anker und verschiedenen Ständerausführungen (a) Ständer mit Ferritmagneten, (b) Ständer mit kunststoffgebundenen NdFeB Magneten (0,7T)

Zur Simulation der neuen Motorvariante wurde die Ankerspulenflusstabelle mittels FEM Feldberechnung für den neuen Ständer ermittelt. Alle weiteren Modellparameter blieben erhalten. Im Bild 6.3 erfolgt ein Vergleich des Kommutierungsverhaltens der Motorvarianten in einem Arbeitspunkt mit Unterkommutierung. Die Gegenüberstellung zeigt dass die Stärke der Unterkommutierung beim Motor mit NdFeB Magneten deutlich zugenommen hat. Hinsichtlich des Arbeitspunktes sind die Varianten nahezu identisch. Aufgrund dieses Ergebnisses sind eine Zunahme des Bürstenfeuers, eine Verkürzung der Lebensdauer des Kontaktsystems und eine Steigerung von elektromagnetischen Störungen zu erwarten.

Das ungünstige Kommutierungsverhalten resultiert aus dem verringerten Abstand des Ankers zum Ständerjoch. Dadurch nehmen Ankerquerfeld und Ankerrückwirkung zu. Diese Nachteile müssen bei der Realisierung dieser Variante mit Hochenergiemagneten einkalkuliert werden.

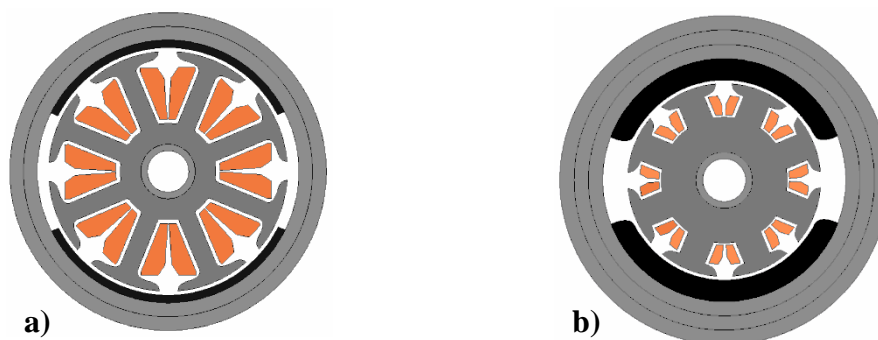


**Bild 6.3** Berechnete Kommutierungsverläufe der Motorvarianten aus Bild 6.2

Im Bild 6.4 sind weitere Ausführungen mit kunststoffgebundenen NdFeB Magneten skizziert. Die Motorleistung wird in der Variante a) durch Vergrößerung des Ankerdurchmessers gesteigert. Der Ständerdurchmesser und die von der Fertigungstechnik begrenzte Jochstärke sind identisch zum bestehenden Motor mit Ferritmagneten. In dieser Ausführung ist aufgrund des geringen Abstands im Bereich der Pollücke ebenfalls mit einer Verschlechterung der Kommutierungsbedingungen zu rechnen.

Im Falle der Ausführung im Bild 6.4 b) wurde der Abstand zwischen Anker und Ständerjoch beibehalten. Es sind hierdurch keine Nachteile bei der Stromwendung zu erwarten. Bedingt durch das größere Magnetvolumen ergibt sich ein höherer Erregerfluss. Um diesen Fluss zu führen, müssen das Ständerjoch und die Eisenquerschnitte im Anker vergrößert werden. Im Hinblick auf den Ständer kann eine Änderung der Fertigungstechnik vom gerollten Stahlblech zu massiven Rohrstücken notwendig sein. Für den Anker ergibt sich eine deutliche Verkleinerung der Nutflächen und des Durchmessers. Bedingt durch den bei gleicher Stromdichte verringerten Ankerstrombelag kann die Leistung gegenüber dem Motor mit Ferritmagneten kaum gesteigert werden.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass PM-DC-Motoren für den Einsatz von Hochenergiemagneten weniger geeignet sind als andere Motorkonzepte wie zum Beispiel Elektronikmotoren. Der Einsatz ohne Nachteile bei der Kommutierung erfordert andere Ständergeometrien und Fertigungstechniken.

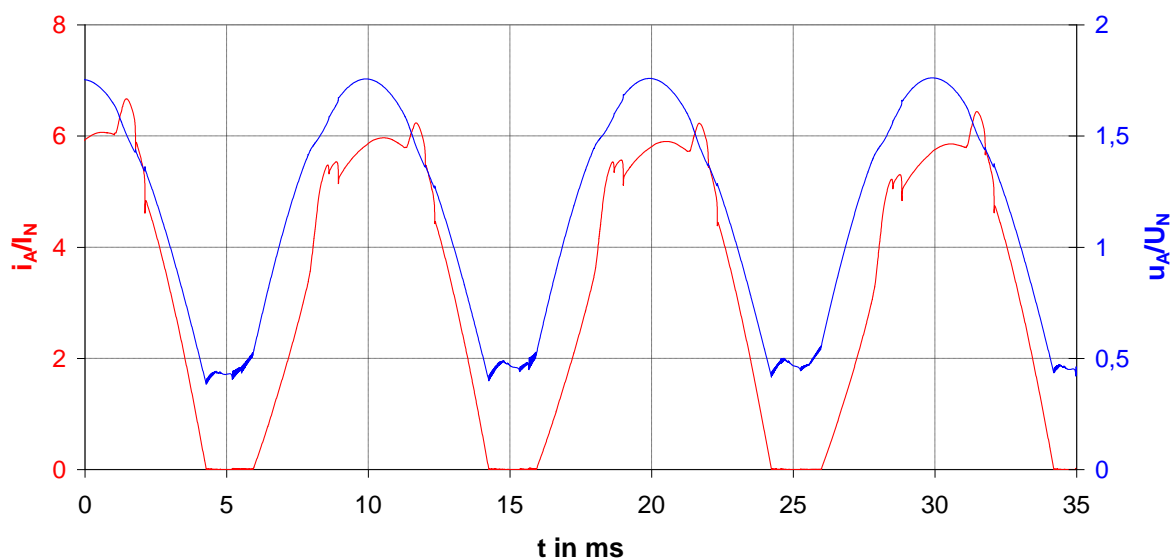


**Bild 6.4** Mögliche Ausführungen von PM-DC-Motoren mit kunststoffgebundenen NdFeB Magneten  
 (a) Ständeraußenmaß wie Ferritmagnetvariante aber größerer Ankerdurchmesser  
 (b) Abstand zwischen Anker und Ständerjoch wie bei Ferritmagnetvariante

### 6.3 Betrieb bei welliger und gepulster Gleichspannung

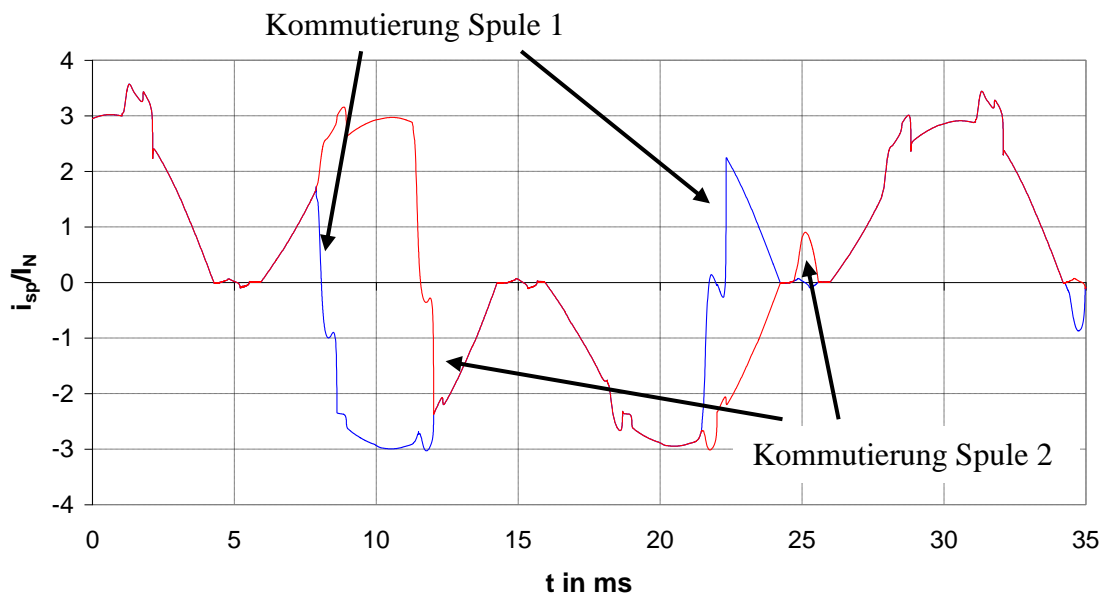
Der Betrieb von PM-DC-Motoren an welliger Gleichspannung ist bei vielen Geräten für das 230 V Wechselstromnetz Stand der Technik. Es werden aus Kostengründen meist einfache Transformatornetzteile mit Brückengleichrichtern eingesetzt. Vereinzelt kommen auch PM-DC-Motoren für 300V Gleichspannung zur Anwendung, sodass der Transformator entfallen kann. Die Glättungskapazitäten sind sehr klein bemessen oder es wird vielfach ganz darauf verzichtet.

Als Folge dieser Spannungsversorgung ergeben sich wellige Motorspannungen und Ströme mit einer Frequenz von 100 Hz, wie im Bild 6.5. Das Kommutierungsverhalten bei dieser Betriebsart ist mit den klassischen Methoden schwer zu beurteilen.



**Bild 6.5** Klemmenspannung und berechneter Motorstromverlauf beim Betrieb an einem Netzteil mit Transformator und Gleichrichtung ohne Glättungskapazität

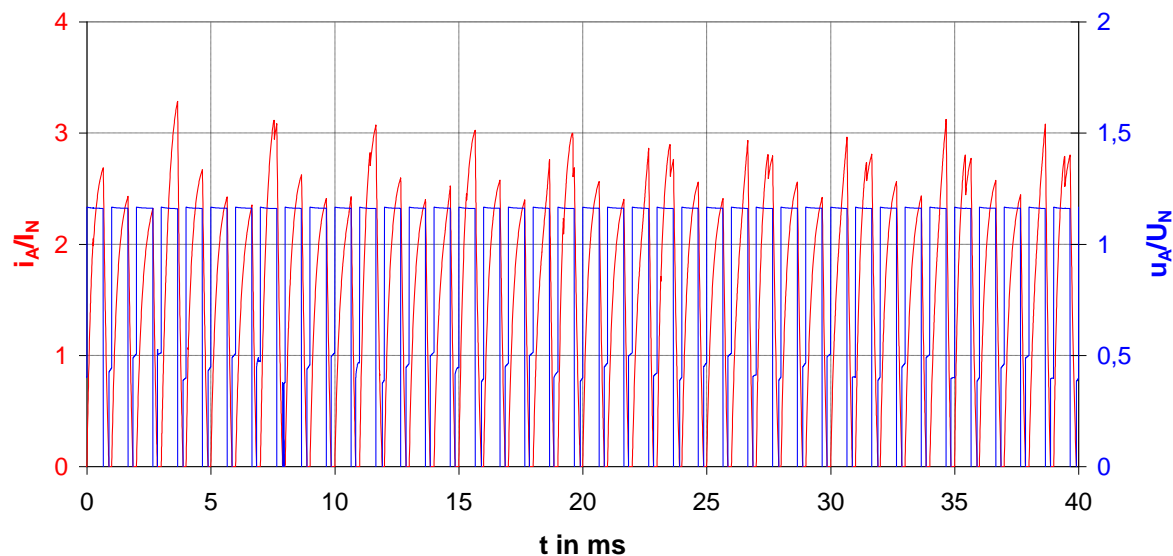
Die Nachbildung der Netzteiltopologie im Antriebsmodell erlaubt eine Simulation der Stromwendung unter diesen Bedingungen. Im Bild 6.6 sind die berechneten Ströme von zwei aufeinander folgenden Ankerspulen dargestellt. Es ergeben sich starke Unterkommutierungen während der stromleitenden Phase der Gleichrichterdioden. Die Stromwendung in der Ankerstromlücke belastet das Kontaktsystem hingegen kaum. Im Vergleich zum Betrieb bei glatter Gleichspannung ist bei identischem Ankerstrommittelwert und Belastungsmoment ein deutlich stärkeres Bürstenfeuer zu erwarten. Der Verschleiß nimmt wie in [37] experimentell nachgewiesen wurde, besonders an der Minusbürste zu.



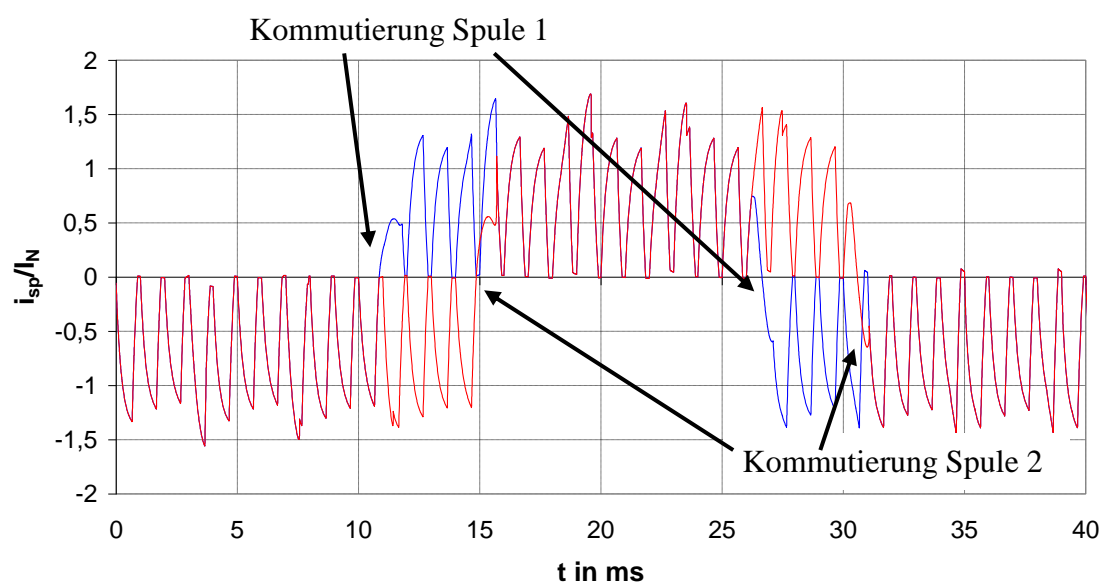
**Bild 6.6** Simulierte Ströme von zwei aufeinanderfolgenden Ankerspulen

Im Falle von geregelten Antrieben werden PM-DC-Motoren zumeist mittels Pulsweitenmodulation angesteuert. Zur Vermeidung von zusätzlichen als unangenehm empfundenen Motorgeräuschen strebt man Schaltfrequenzen über 16 kHz oder unter 1 kHz an. Für die hohen Schaltfrequenzen ergeben sich in Bezug auf die Stromwendung keine wesentlichen Unterschiede zum Betrieb an glatter Gleichspannung. Hinsichtlich der Kontaktsystembelastung problematisch sind niedrige Frequenzen, die zu hohen Stromspitzen und lückendem Stromverlauf führen.

Das Bild 6.7 zeigt die simulierten Verläufe der Klemmenspannung und des Ankerstroms mit einer 1 kHz PWM. Für den betrachteten Motor mit dem vorgegebenen Tastverhältnis stellt sich ein leicht lückender Stromverlauf ein. Die zugehörigen Ankerspulenströme sind im Bild 6.8 dargestellt. Gegenüber dem Betrieb mit glatter Gleichspannung in einem Arbeitspunkt mit vollständiger Stromwendung ist eine Tendenz zur Unterkommutierung zu sehen.



**Bild 6.7** Simulierte Klemmenspannung und Motorstromverlauf beim Betrieb mit 1 kHz PWM und Tastverhältnis 66%



**Bild 6.8** Simulierte Ströme von zwei aufeinanderfolgenden Ankerspulen im PWM Betrieb

Für die Ansteuerung von PM-DC-Motoren mittels Pulsweitenmodulation ist aus Sicht der Kontaktsystembelastung und Lebensdauer ein nichtlückender Ankerstrom anzustreben. Die notwendige minimale Schaltfrequenz richtet sich nach der elektrischen Zeitkonstante des Motors. In der Praxis wird die Schaltfrequenz jedoch in der Regel auf die Belange der Leistungselektronik abgestimmt. Diese Herangehensweise ist zu überdenken.

## 6.4 Kommutierungsverhalten mit stellungsabhängigem Lastmoment

Aufgrund der verwendeten Spannungsversorgungen ergaben sich im vorangegangenen Kapitel wellige Motorströme, die zu Kommutierungsproblemen und erhöhten Kontaktsystembelastungen führten. Die zusätzlichen Schwankungen im Motorstrom waren periodisch, aber unabhängig von der Rotorposition und deren Frequenz wurde durch die Spannungsquelle diktiert.

Im Gegensatz dazu ist die Ursache der Ankerstromwelligkeit im Bild 6.9 ein stellungsabhängiges Lastmoment, welches ebenfalls im Diagramm dargestellt wird. Der nachgestellte Belastungsfall tritt zum Beispiel beim Einsatz eines PM-DC-Motors als Antrieb für eine Kolbenpumpe auf. Die mechanische Belastung ändert sich in Abhängigkeit von der Kolbenposition beziehungsweise Rotorlage. Der Drehmomentverlauf wiederholt sich periodisch nach einer Motorumdrehung.

Anhand der charakteristischen Einbrüche im Motorstrom wird bereits deutlich, dass sich Phasen mit vollständiger Stromwendung und ausgeprägter Unterkommütierung abwechseln. Das berechnete Ankerstrommaximum fällt aber nicht mit der Drehmomentspitze zusammen. Zusätzlich wird ein leichter Versatz der elektrisch wirksamen Kontaktflächen von Plus- und Minusbürste nachgebildet, wodurch bei Unterkommütierung zwei Einbrüche im Ankerstrom entstehen. Aufgrund der starken Laständerung und dem geringen Trägheitsmoment des Antriebs schwankt die Motordrehzahl um etwa 10 %.

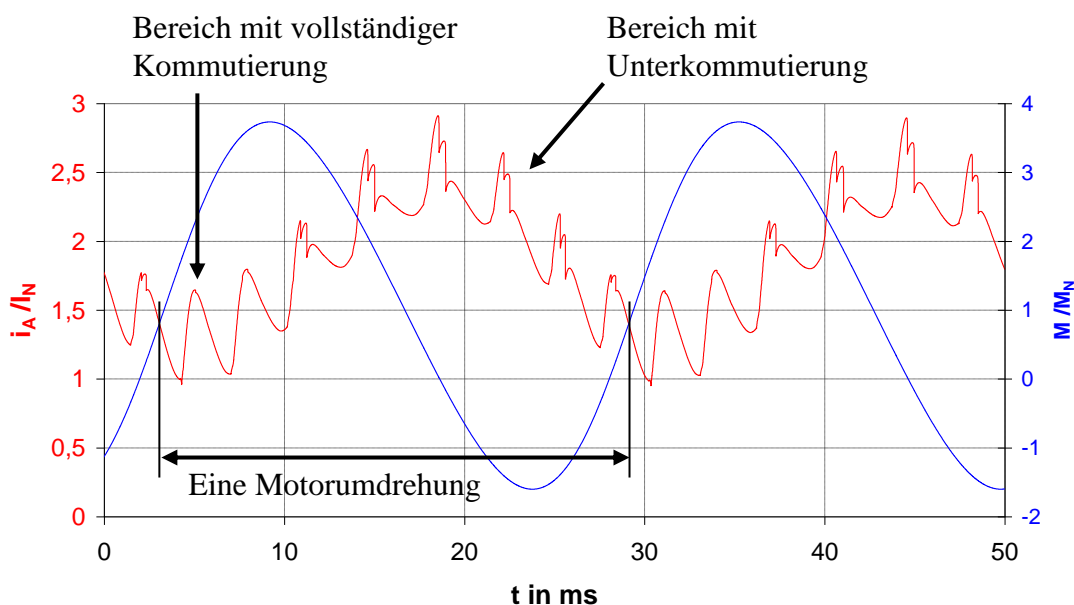
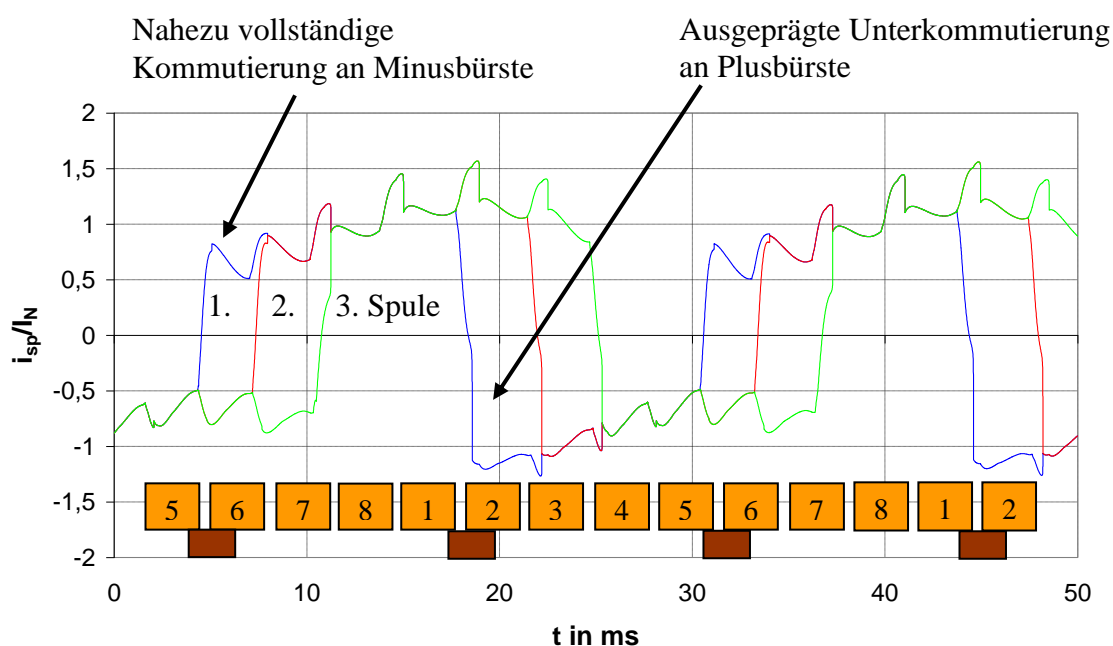


Bild 6.9 Simulierter Verlauf des Ankerstromes und vorgegebenes stellungsabhängiges Lastmoment

Für den im Bild 6.9 betrachteten Anwendungsfall sind im Bild 6.10 die berechneten Ströme von drei aufeinanderfolgenden Ankerspulen dargestellt. Im Bereich der Minusbürste weist der simulierte Motor für die erste Ankerspule eine nahezu vollständige Stromwendung auf. Die Unterkommutierung findet bei den drei beobachteten Spulen vorwiegend an der Plusbürste statt. Nach den Erläuterungen im Kapitel 2.1.3 Bild 2.8 ergibt sich dadurch eine erhöhte Lamellenbelastung unter der Plusbürste. Für die nicht abgebildeten im Anker gegenüberliegenden Spulen 5, 6 und 7 ergibt sich dementsprechend eine Unterkommutierung im Bereich der Minusbürste, wodurch diese stärker als die Plusbürste beansprucht wird.

Aufgrund des stellungsabhängigen Belastungsmoments variiert zudem die Stromwendung zwischen den Ankerspulen. Die Unterkommutierung ist bei der ersten Ankerspule im Bild 6.10 am stärksten ausgeprägt, wodurch besonders die Lamelle 1 des Kommutators beansprucht wird. Dieses Verhalten wiederholt sich nach jeder Umdrehung, sodass die Kommutatorlamellen thermisch und elektroerosiv ungleichmäßig belastet werden. Als Folge davon können Kommutatorverformungen auftreten. Im Extremfall wird eine Kommutatorlamelle soweit geschädigt, dass das Kontaktsystem und damit der Motor vorzeitig ausfallen.

Dieses Beispiel zeigt, dass stellungsabhängige Lastmomente, hervorgerufen durch die Arbeitsmaschine, Rotorunwuchten oder Getriebeverzahnungen, zu selektiven Schädigungen des Kommutators führen können. Die Systemsimulation ermöglicht eine Betrachtung der Stromwendung unter solchen Bedingungen, sodass kritische Fälle im Vorfeld erkennbar sind.



**Bild 6.10** Berechnete Ströme von drei aufeinander folgenden Ankerspulen und schematische Darstellung der Kommutatorlamellen

## 6.5 Verschleißprognose bei geregelten Antrieben

Die Einbeziehung von Daten aus einer Verschleißmessung in das Simulationsmodell ermöglicht eine Prognose des Bürstenabriebs für geregelte Antriebe mit häufigen Arbeitspunktwechseln. Dieser Ansatz wurde mit dem Ziel der Ableitung von Prüfscenarien für Lebensdaueruntersuchungen in [58] erörtert. Die Aufnahme der dazu notwendigen Verschleißdaten des Kontaktsystems erfolgte während des Motorbetriebs mittels laserbasierter Abstandsmessung zu den Bürstenköpfen [19].

Anhand der gewonnenen Daten für verschiedene Arbeitspunkte konnte der Einfluss des Ankerstromes und der Drehzahl bestimmt werden. Die daraus abgeleitete Beziehung für den Bürstenabrieb stellt die Gleichung (6.1) dar. Der Bürstenabrieb für den untersuchten PM-DC-Motor verhält sich in guter Näherung proportional zur Drehzahl. Aus den Messungen geht ferner hervor, dass der Verschleiß hin zu kleinen Motorströmen leicht und bei hoher Belastung stark ansteigt. Dies wird über die Gewichtungsfunktion (6.2) berücksichtigt. Der dritte Term in Gleichung (6.1) beschreibt den Einfluss der Funkenerosion an der ablaufenden Bürstenkante.

$$V_B = \int (k_1 \cdot n + k_2 \cdot i_A + k_3 \cdot W_{LB}) dt \quad (6.1)$$

$$k_2 = f(i_A) \quad (6.2)$$

Das Bild 6.11 zeigt exemplarisch den Motorstrom- und Drehzahlverlauf in einem Arbeitszyklus für einen geregelten Stellantrieb. Basierend auf dieser Simulation wird im Bild 6.12 der Kontaktabrieb während des Stellvorgangs berechnet. Über die zur Verfügung stehende Bürstenlänge kann daraus eine Prognose der Lebensdauer des Antriebs erfolgen.

Dieses Beispiel verdeutlicht eine weitere Anwendungsmöglichkeit für den entwickelten Modellansatz in Verbindung mit einer Verschleißdatenbank für den betrachteten Motor beziehungsweise ein bekanntes Kontaktsystem. Die zur Prognose notwendigen Gewichtungsfaktoren können bisher lediglich messtechnisch ermittelt werden. Im Zuge weiterer Untersuchungen sind zudem andere Einflüsse wie Bürstenanpresskraft und Luftfeuchtigkeit zu prüfen.



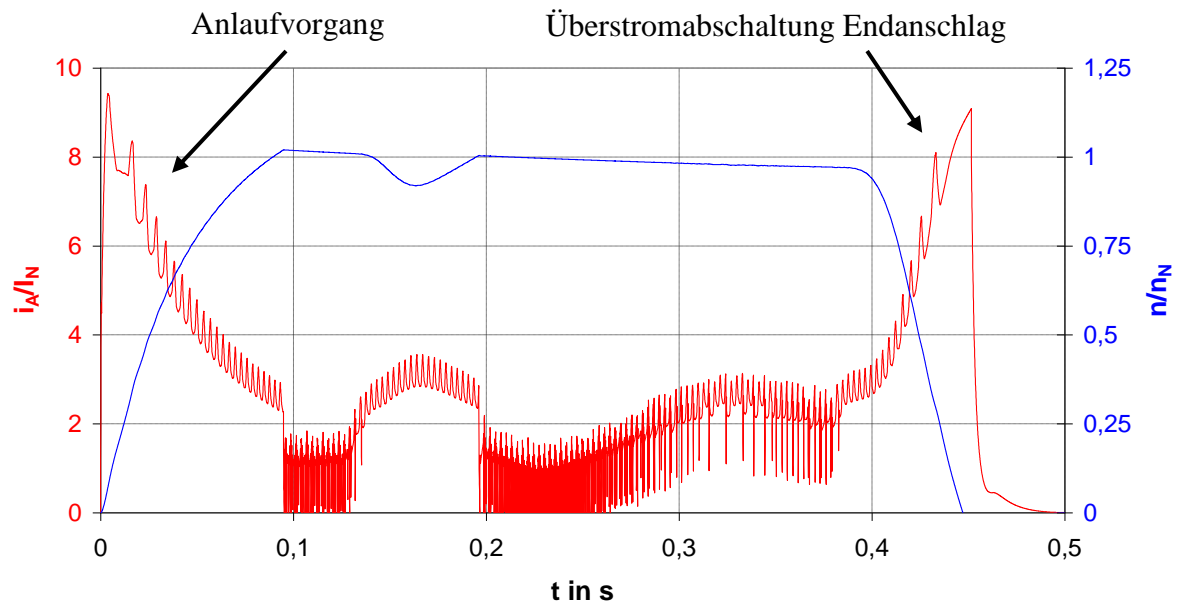


Bild 6.11 Simulierter Ankerstrom- und Drehzahlverlauf für einen Stelltrieb mit PM-DC-Motor

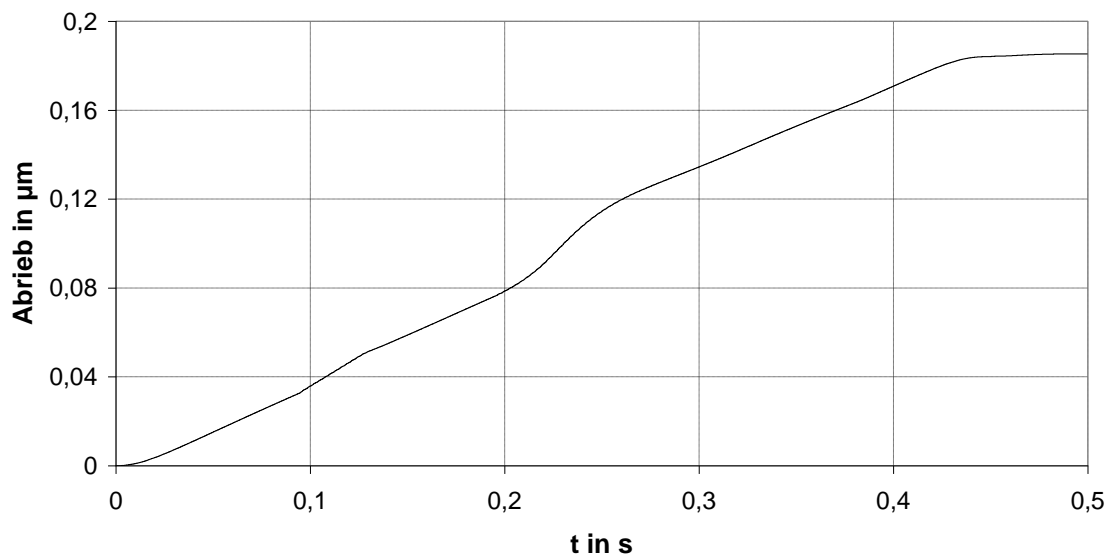


Bild 6.12 Hochrechnung des Bürstenverschleißes für einen Stellvorgang

## 7 Zusammenfassung

### 7.1 Allgemeine Erkenntnisse der Anwendung

Der in dieser Arbeit vorgestellte Modellierungsansatz erlaubt eine Simulation des Kommutierungsverhaltens von PM-DC-Motoren in allen Betriebszuständen. Da innerhalb der permanentmagneterregten Kommutatormotoren Antriebe geringer Leistung für die Kleinspannungsebene dominieren, wurde der Schwerpunkt der Untersuchungen auf diese Gruppe gelegt. Das entwickelte Verfahren ist aber universell auf alle Ausführungsformen von PM-DC-Motoren anwendbar.

Die Systemsimulation umfasst dabei den Einfluss des Magnetkreises, der Spannungsversorgung, des Kontaktsystems und der Antriebsmechanik. Anhand von Beispielen konnte die Auswirkung einzelner Parameter auf die Stromwendung veranschaulicht werden. Hinsichtlich des Magnetkreises sind zum Beispiel die Gestaltung des Ständerjochs und der Abstand zum Anker im Bereich der Polücke für das Kommutierungsverhalten entscheidend. Bedingt durch die bei PM-DC-Motoren kleiner Leistung nicht zu vernachlässigenden Sättigungseffekte erfolgt die Berechnung der für die Simulation notwendigen Ankerspulenflüsse mittels magnetostatischer Finite-Elemente-Methode.

Darüber hinaus wurden erstmals wellige oder gepulste Spannungen in die Kommutierungsberechnungen mit einbezogen. Gegenüber vorangegangenen Arbeiten an Maschinen großer Leistung ist die Nachbildung des Kontaktsystems umfassender und ausführlicher gestaltet. Das Augenmerk lag hierbei in einer praxisgerechten möglichst einfach zu parametrierenden Beschreibung, die auch die große Streubreite im Kontaktverhalten nachbilden kann.

Zusätzlich wurde der Einfluss der mechanischen Belastung in die Simulation einbezogen. Anhand eines Beispiels konnte nachgewiesen werden, dass stellungsabhängige sich periodisch wiederholende Drehmomentschwankungen mitunter zu Überlastungen einzelner Kommutatorlamellen führen.

Im Vergleich zu einer transienten FEM Berechnung ergibt sich unter Einbeziehung zusätzlicher Einflussgrößen ein deutlicher Vorteil hinsichtlich der Rechenzeit. Dies ermöglicht den Einsatz bei der Optimierung von PM-DC-Motoren. Neben dem Kommutierungsverhalten gestattet das entwickelte Modell Untersuchungen zur Antriebsdynamik, dem Regelungsverhalten sowie Wechselwirkungen zwischen Ansteuerung, Motor und mechanischer Last.

Die Genauigkeit der Berechnungen ist im Wesentlichen abhängig von der Auflösung der vorausberechneten Ankerspulenflusstabelle, der gewählten Simulationsschrittweite und der Bestimmung der Kontaktsystemparameter.

## 7.2 Ansätze zur Weiterentwicklung

Um die große Variantenvielfalt der PM-DC-Motoren abzudecken sind weitere Untersuchungen an Kontaktsystemen mit anderen Materialpaarungen notwendig. Die Berechnung der stellungsabhängigen Bürstenkontaktflächen kann zudem für die weniger verbreiteten Stirnkommutatoren ergänzt werden. Des Weiteren ist die Berücksichtigung von Lichtbogeneffekten zwischen Bürste und Kommutator und die damit verbundene Parametrierung im Modell noch nicht abschließend geklärt. Zur Unterstützung für den Anwender wäre eine Ergänzung des Simulationsmodells mit zugeschnittenen Auswerte- und Optimierungsalgorithmen denkbar.

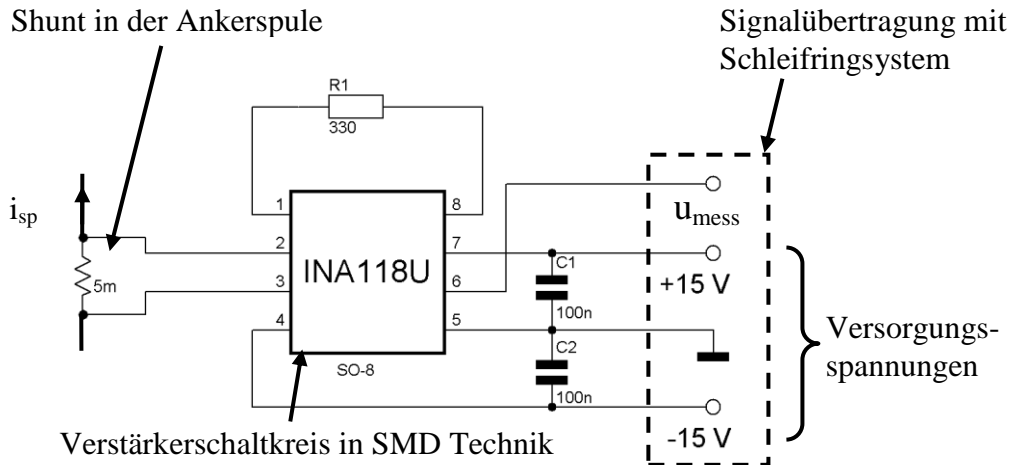
Die Nutzung des Modellansatzes zur Verschleißprognose zeigt neue Möglichkeiten zur Dimensionierung und Abstimmung von Antriebskomponenten. Mit Untersuchungen an ausgeführten Antrieben ist die Treffsicherheit dieser Methode nachzuweisen.

Im Zuge der Weiterentwicklung der Rechentechnik und der Software wird die Simulation mittels transienter FEM für die Kommutierungsuntersuchung an Bedeutung gewinnen. Eine exakte Nachbildung des Kontaktsystemverhaltens, der Motoransteuerung und der Antriebsmechanik ist aber bei diesem Verfahren ebenfalls unumgänglich. Die in dieser Arbeit entwickelten Ansätze können dazu weiterverwendet werden. Im Umkehrschluss ist auch der Austausch der vorausberechneten Ankerspulenflusstabelle durch eine Softwarekopplung zu einem Feldberechnungsprogramm denkbar. Diese gekoppelte Simulation verspricht eine weitere Verbesserung der Rechengenauigkeit und ermöglicht die Einbeziehung von Wirbelstromeffekten in den massiven Magnetkreisabschnitten. Aufgrund der langen Rechenzeiten ist diese Lösung derzeit noch nicht für Optimierungsaufgaben verwendbar.

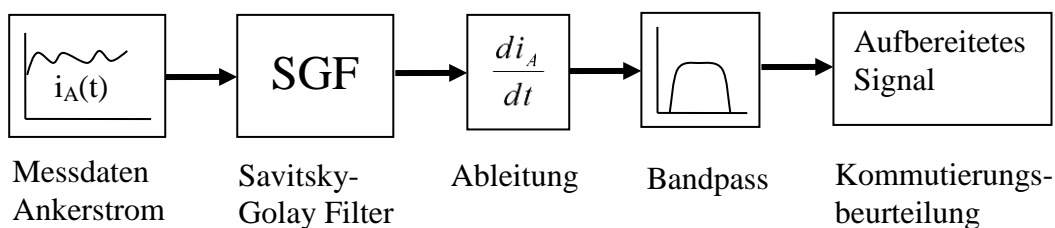
Eine weitere nach wie vor bedeutende Gruppe innerhalb der Kommutatormotoren sind die Reihenschlussmotoren. Diese werden in nahezu allen Haushaltgeräten und Elektrowerkzeugen für den Betrieb am Wechselstromnetz eingesetzt. Eine Ausweitung der Kommutierungsberechnung und die Entwicklung entsprechender Antriebsmodelle für Reihenschlussmotoren erscheinen daher erforderlich.

## 8 Anhang

### A1: Verwendete Messschaltung zur direkten Aufnahme des Kommutierungsverlaufs



### A2: Verfahren zur Aufbereitung des Ankerstromes für die Kommutierungsbeurteilung

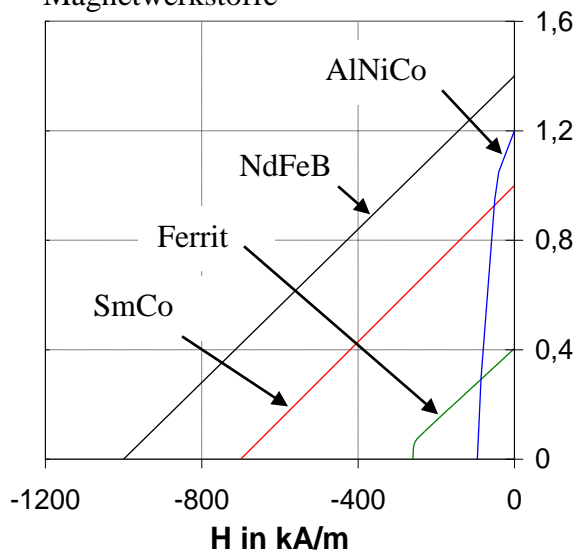


Der Savitsky-Golay Algorithmus [55] dient bei diesem Messverfahren zum Glätten der mit einem digitalen Speicheroszilloskop aufgenommenen Datenreihe für den Ankerstrom. Es handelt sich dabei um eine Art Polynomfilter bei dem ein gewichteter gleitender Mittelwert der Datenreihe entsteht. Die Anzahl der verwendeten Datenpunkte für die Glättung und die Ordnung des eingesetzten Polynoms sind dabei auf die bei der Messung verwendete Abtastrate abzustimmen, sodass die Quantisierungssprünge des digitalen Speicheroszilloskops ausgeglichen werden.

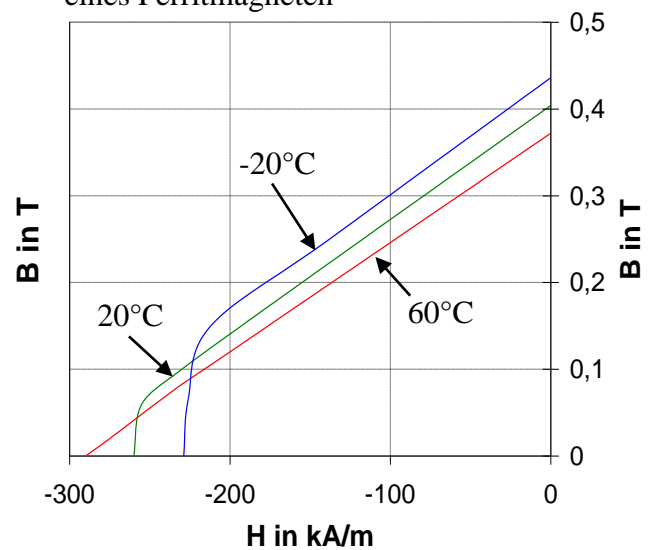
### A3: Überblick der Werkstoffdaten von Hartmagneten

	$(BH)_{\max}$ in kJ/m <sup>3</sup>	$B_r$ in T	$T_{kBr}$ in %/K	$H_{cB}$ in kA/m	$T_{kHc}$ in %/K
Kunststoffgeb. Hartferrite	4...20	0,14...0,3	-0,2	-90...-200	+0,3
Hartferrite	7...35	0,2...0,43	-0,2	-130...-300	+0,3...+0,4
Kunststoffgeb. NdFeB	30...80	0,47...0,65	-0,1...-0,15	-300...-450	-0,1...-0,4
NdFeB	200...420	0,9...1,4	-0,07...-0,13	-600...-1100	-0,4...-0,8
SmCo	140...220	0,8...1,2	-0,02...-0,04	-500...-900	-0,2...-0,25
AlNiCo	10...60	0,7...1,3	-0,02	-50...-150	-0,02...0

Prinzipieller Vergleich verschiedener Magnetwerkstoffe



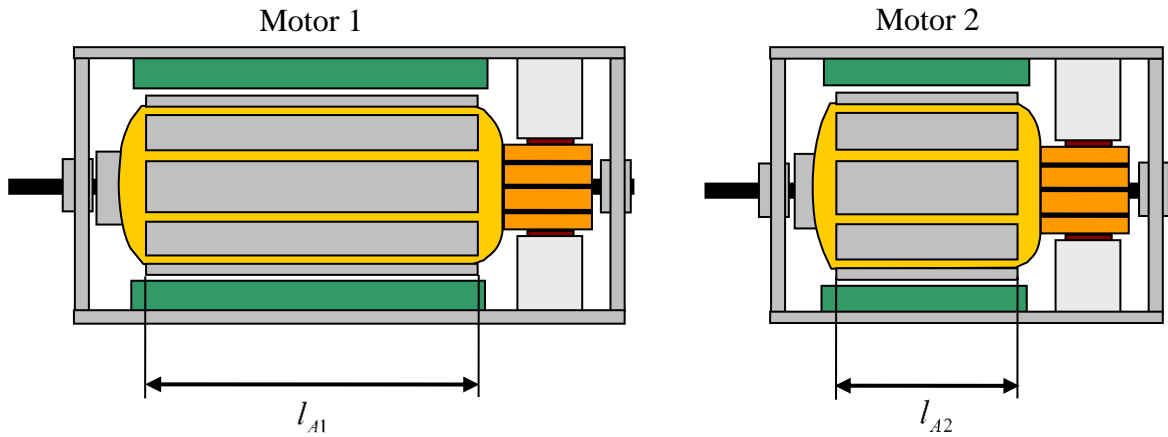
Temperaturabhängigkeit am Beispiel eines Ferritmagneten



### A4: Experimentelle Bestimmung der Wickelkopfstreinduktivität

Aus der Gegenüberstellung der gemessenen Spuleninduktivitäten von zwei bis auf die axiale Länge baugleichen Motoren kann die Wickelkopfstreinduktivität bestimmt werden. Dabei sind jeweils die Induktivitäten (Motor 1  $L_{sp1}$ ; Motor 2  $L_{sp2}$ ) der Spulen, die im gleichen Fertigungsschritt gewickelt wurden, miteinander zu vergleichen. In der Praxis führt die

Änderung der Baulänge ebenfalls zu Veränderungen weiterer Parameter (z.B. Lage der Spulenseiten in der Nut). Aufgrund dieser Unterschiede, der Exemplarstreuung innerhalb baugleicher Motoren und der begrenzten Messgenauigkeit stellt die experimentelle Bestimmung daher lediglich eine Näherungslösung dar.



$$\text{I} \quad L_{sp1}(l_{A1}) = L_{BP} + L_{\sigma WK}$$

$$\text{II} \quad L_{sp2}(l_{A2}) = L_{BP} \frac{l_{A2}}{l_{A1}} + L_{\sigma WK}$$

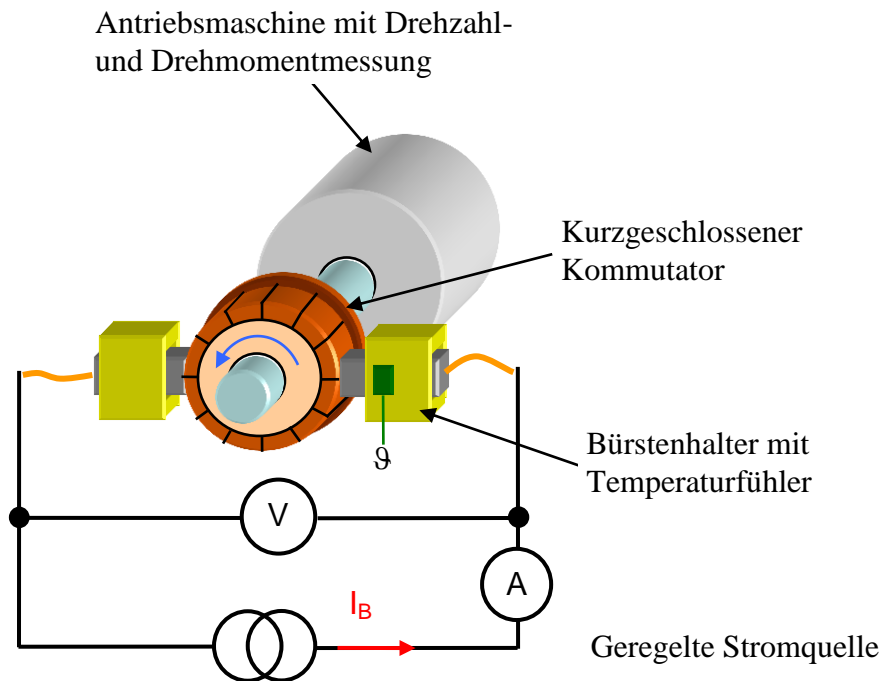
$$\text{I+II} \quad L_{sp1} - L_{BP} = L_{sp2} - L_{BP} \frac{l_{A2}}{l_{A1}}$$

$$\text{III} \quad L_{BP} = \frac{(L_{sp1} - L_{sp2})}{\left(1 - \frac{l_{A2}}{l_{A1}}\right)}$$

$$\text{III} \rightarrow \text{I} \quad L_{\sigma WK} = L_{sp1} - \frac{(L_{sp1} - L_{sp2})}{\left(1 - \frac{l_{A2}}{l_{A1}}\right)}$$

$$\lambda_{\sigma WK} \approx \frac{L_{\sigma WK}}{2\mu_0 l_{WK} w_{sp}^2}$$

### A5: Messaufbau zur Bestimmung des Übergangswiderstands Bürste-Kommutator



### A6: Abhängigkeit des Übergangswiderstandes Bürste-Kommutator von Anpresskraft, Luftfeuchtigkeit, Bürstenpolarität und Temperatur

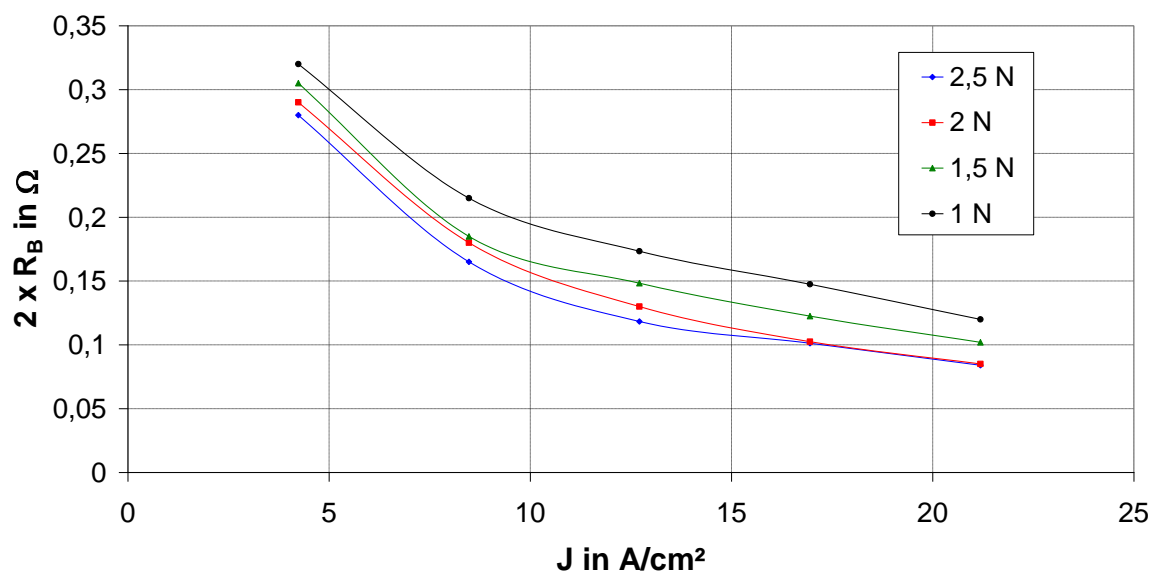


Bild 8.1 Änderung des Übergangswiderstandes bei Verringerung der Bürstenanpresskraft (Kontaktsystem 4; Kontaktkraft Serie 2,5 N;  $A_K$ ,  $n$ =konstant)

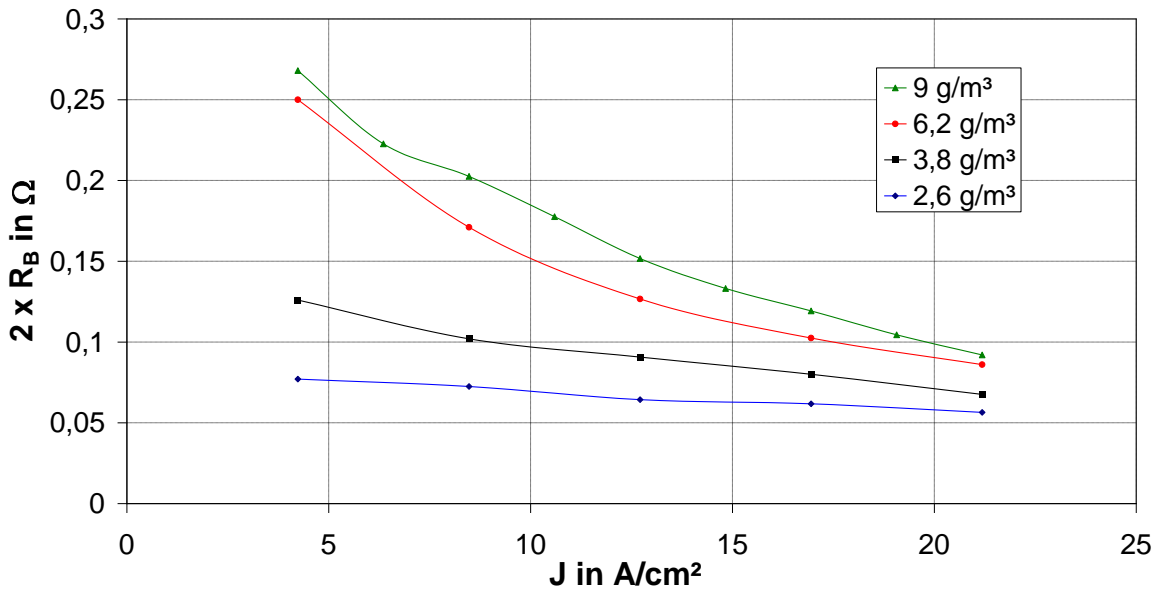


Bild 8.2 Einfluss der absoluten Luftfeuchtigkeit auf den Übergangswiderstand (Kontaktsystem 4; optimaler Bereich bezüglich Bürstenverschleiß 8-15 g/m<sup>3</sup>; A<sub>K</sub>, F<sub>B</sub>, n=konstant)

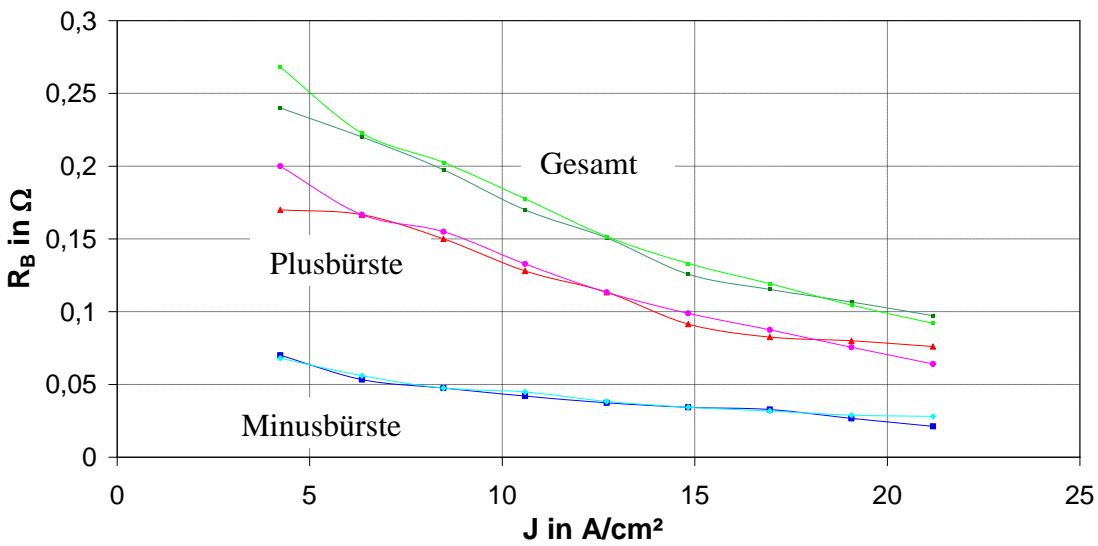
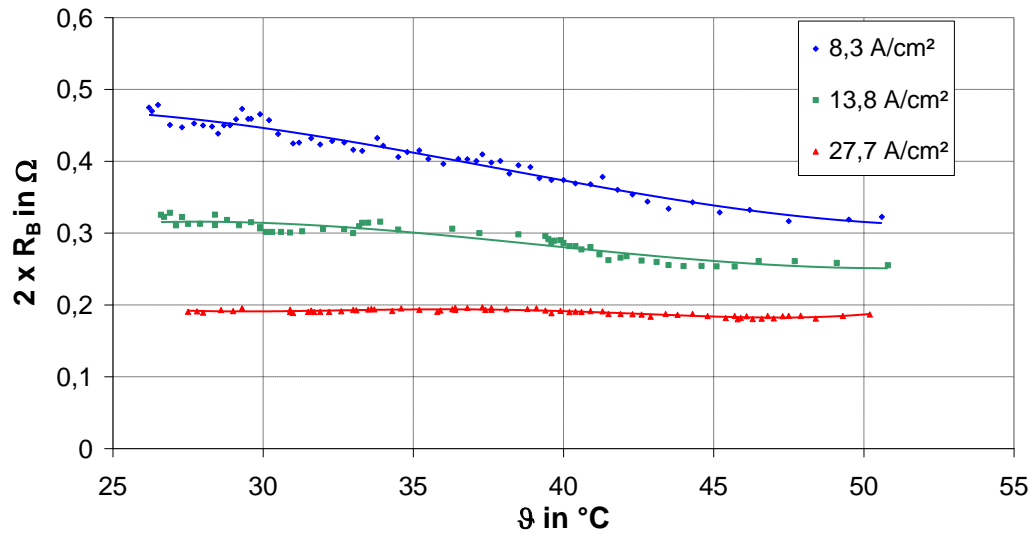


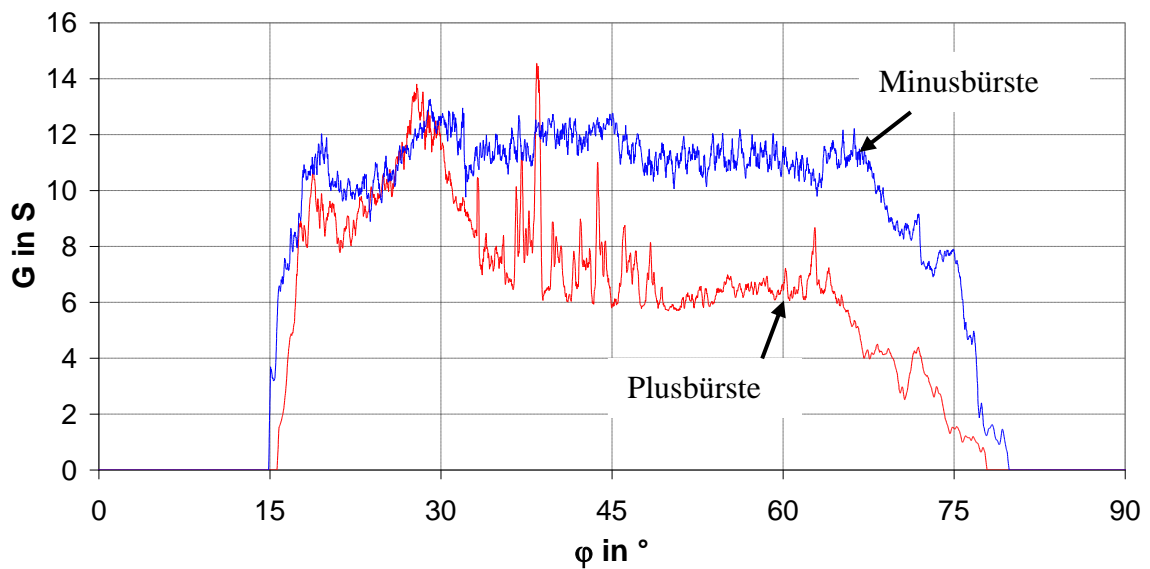
Bild 8.3 Übergangswiderstand der einzelnen Bürsten über zusätzliche Messung des Kommutatorpotentials (Kontaktsystem 4; Wechsel der Stromrichtung und Bürstenpolarität in 2. Messreihe; A<sub>K</sub>, F<sub>B</sub>, n=konstant, Kurzzeitbetrieb)



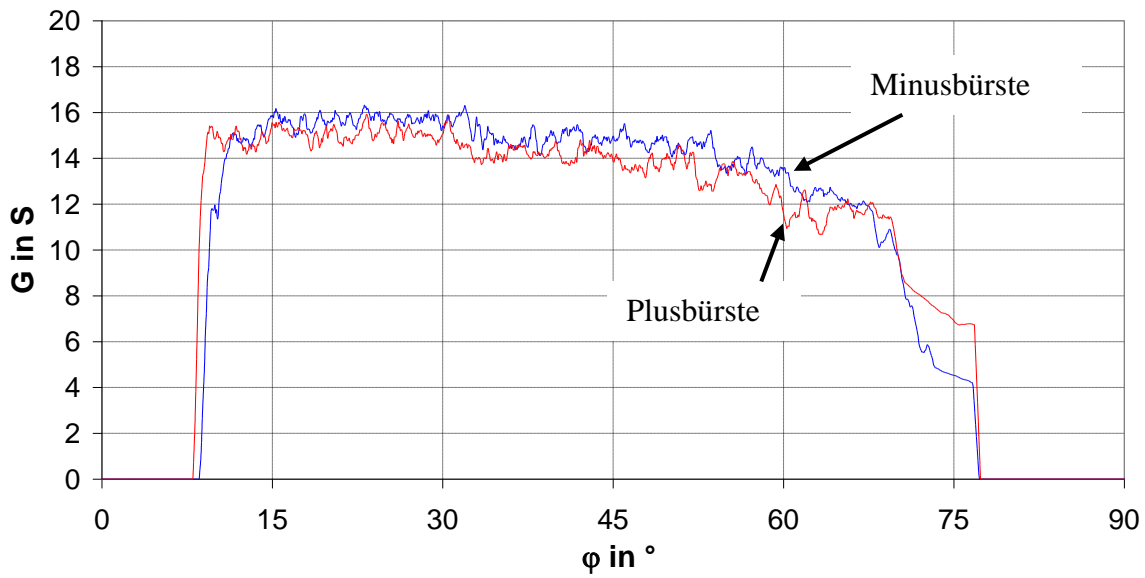


**Bild 8.4** Änderung des Übergangswiderstands mit zunehmender Kontaktsystemtemperatur (Kontaktsystem 1; Messung am Bürstenschacht;  $A_K$ ,  $F_B$ ,  $n$ =konstant)

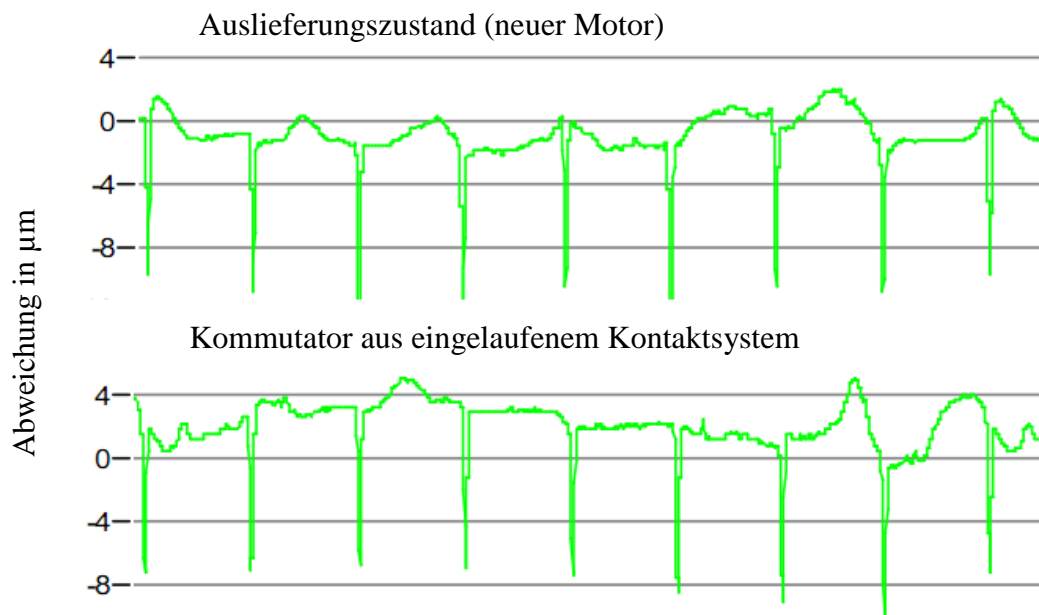
### A7: Veränderungen am Kontaktsystem während des Einlaufens



**Bild 8.5** Verlauf des Leitwertes am Übergang Bürste-Kommutator bei einem neuen PM-DC-Motor



**Bild 8.6** Verlauf des Leitwertes am Übergang Bürste-Kommutator nach 24 h Dauerbetrieb in einer Drehrichtung



**Bild 8.7** Rundlaufmessung an zwei Kommutatoren aus baugleichen PM-DC-Motoren (Kommutator mit 8 Lamellen)

## 9 Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen

$A$	Ankerstrombelag
$A_d$	Drahtquerschnitt
$A_K$	Kontaktfläche
$a_B$	Axiale Bürstenausdehnung
$B$	Flussdichte allgemein
$B_\delta$	Flussdichte im Luftspalt
$B_r$	Remanenzflussdichte
$B'$	Bezogene Flussdichte
$b$	Breite allgemein
$b_{Bü}$	Bürstenbreite
$b_{Büelw}$	Elektrisch wirksame Bürstenbreite
$b_L$	Breite Kommutatorlamelle
$b_S$	Breite Kommutatorlamellenschlitz
$b_{Selw}$	Elektrisch wirksame Breite Kommutatorlamellenschlitz
$C_{FE}$	Funkentstörkapazität
$D_K$	Kommutatordurchmesser
$D_A$	Ankerdurchmesser
$D_d$	Drahtdurchmesser
$E_{Lb}$	Elektrische Feldstärke für Lichtbogenzündung
FEM	Finite- Elemente-Methode
$F_B$	Bürstenanpresskraft
$G$	Elektrischer Leitwert
$H$	Magnetische Feldstärke
$H_c$	Koerzitivfeldstärke
$I_A$	Effektivwert des Ankerstroms
$I_N$	Nennstrom Effektivwert
$i$	Strom allgemein
$i_A$	Ankerstrom

$i_B$	Bürstenstrom
$i_k$	Kommutierungsstrom
$i_{Lb}$	Lichtbogenstrom
$i_{zw}$	Ankerzweigstrom
$i_{sp}$	Strom einer Ankerspule
$J$	Stromdichte allgemein
$J_B$	Bürstenstromdichte
$J_{ges}$	Trägheitsmoment Antriebsstrang
$J_{Last}$	Trägheitsmoment mechanische Last
$J_{Motor}$	Trägheitsmoment Motor
$K$	Kommutatorlamellenanzahl, Stegzahl
$k_1$	Gewichtungsfaktor Drehzahl für Verschleißprognose
$k_2$	Gewichtungsfunktion Ankerstrom für Verschleißprognose
$k_3$	Gewichtungsfaktor Lichtbogenenergie für Verschleißprognose
$k_F$	Federkonstante
$k_D$	Mechanische Dämpfung
$k_{aniso}$	Anisotropiefaktor
$L_{BP}$	Induktivität des Spulenanteils innerhalb des Ankerblechpakets
$L_{FE}$	Induktivität Funkentstördrossel
$L_{sp}$	Induktivität Ankerspule
$L_{\sigma N}$	Streuinduktivität durch Nutstrefeld
$L_{\sigma ZK}$	Streuinduktivität durch Zahnkopfstrefeld
$L_{\sigma WK}$	Streuinduktivität durch Wickelkopffeld
$l_A$	Länge Ankerblechpaket
$l_{dges}$	Drahtlänge pro Ankerspule
$l_i$	Ideelle Ankerlänge
$l_{WK}$	Drahtlänge Wickelkopf
$M_{FM}$	Kopplungsinduktivität Flussmessspule
$M_i$	Inneres Drehmoment

$M_{Last}$	Mechanisches Lastmoment
$M_{Nut}$	Nutrastmoment
$M_{Reib}$	Reibmoment
$M_w$	Widerstandsmoment
$n$	Drehzahl
$R$	Elektrischer Widerstand
$R_B$	Bürstenwiderstand allgemein
$R_{BA}$	Widerstand Bürstenarmatur
$R_{BT}$	Bürstenwiderstand in tangentialer Richtung
$R_{BK}$	Widerstand Kontaktübergang Bürste Kommutatorlamelle
$R_{BR}$	Bürstenwiderstand in radialer Richtung
$R_{Bl}$	Bürstenlängswiderstand
$R_{Bq}$	Bürstenquerwiderstand
$R_{bk}$	Bürstenwiderstand für kommutierende Spule
$R_{vLb}$	Widerstand für Lichtbogenenergieumsatz
$R_{qi}$	Innenwiderstand Spannungsquelle
$R_{sp}$	Ohm'scher Widerstand einer Ankerspule
$r_B$	Bürstenbreite in radialer Richtung
$r_{K0}$	Faktor zur Beschreibung des Bürstenübergangswiderstands
$r_{SK}$	Spezifischer Kontaktwiderstand
$T_K$	Theoretische Kommutierungszeit
$T_{kHc}$	Temperaturkoeffizient Dauermagnet
$t$	Zeit
$t_B$	Bürstenbreite in tangentialer Richtung
$t_{Lb}$	Brenndauer Lichtbogen
$u$	Elektrische Spannung allgemein
$U_B$	Bürstenspannungsabfall gemessen über zwei Bürsten
$U_{Bü}$	Spannungsabfall über einer Bürste
$u_{isp}$	Induzierte Spannung einer Ankerspule

$U_{isp\sigma m}$	Mittlere induzierte Spannung durch die Spulenstreuinduktivitäten
$U_{isp\delta}$	Über Luftspaltfeld berechnete induzierte Spannung
$u_{irpm}$	Rotatorisch induzierte Spannung herrührend vom Dauermagnetfeld
$u_{Lb}$	Lichtbogenspannung
$u_{pm}$	Induzierte Spannung herrührend vom Dauermagnetfeld
$U_q$	Quellspannung
$U_{ZLb}$	Zündspannung Lichtbogen
$V_B$	Verschleiß Bürstenkontakt
$W_{Lb}$	Energieumsatz Lichtbogen
$v_A$	Umfangsgeschwindigkeit des Ankers
$w_{sp}$	Windungszahl Ankerspule
$y$	Variable zur Beschreibung des Bürstenübergangswiderstands
$\alpha_{cu}$	Temperaturkoeffizient Kupfer
$\gamma$	Rotorlagewinkel
$\gamma_{Motor}$	Stellung Motoranker
$\gamma_{Last}$	Stellung mechanische Belastung
$\gamma_0$	Startwinkel
$\delta$	Luftspalt
$\delta_{spez}$	Spezifischer elektrischer Widerstand
$\vartheta$	Temperatur
$\kappa_{Bl}$	Elektrische Leitfähigkeit Bürstenmaterial in Längsrichtung
$\kappa_{Bq}$	Elektrische Leitfähigkeit Bürstenmaterial in Querrichtung
$\lambda_{\sigma WK}$	Wickelkopfstreuleitwert
$\mu$	Permeabilität
$\mu_0$	Permeabilität des leeren Raumes
$\mu'$	Bezogene Permeabilität
$\xi_p$	Wicklungsfaktor
$\Gamma$	Auf Ständer bezogene Koordinate
$\Phi$	Magnetischer Fluss allgemein

---

$\Phi_{sp}$	Fluss durch eine Ankerspule
$\varphi$	Lagewinkel Kommutatorlamelle gegenüber der Bürste
$\varphi_{B0}$	Startwinkel elektrisch wirksame Kontaktfläche
$\varphi_{B1}$	Winkel bei Erreichen der maximalen Kontaktfläche
$\varphi_{B2}$	Startwinkel Rückgang der Kontaktfläche
$\varphi_{B3}$	Winkel Kontaktfläche gleich null
$\varphi_{Belw}$	Berechneter Winkel entsprechend der elektrisch wirksamen Bürstenbreite
$\varphi_L$	Berechneter Winkel entsprechend der Kommutatorlamellenbreite
$\Psi_{sp}$	Flussverkettung einer Ankerspule
$\Psi_{sp2D}$	Flussverkettung einer Ankerspule aus 2D Feldrechnung
$\Psi_{pm}$	Flussverkettung mit dem Dauermagnetfeld
$\omega$	Mechanische Winkelgeschwindigkeit

## 10 Literaturverzeichnis

- [1] Stölting, H.; Kallenbach, E.  
Handbuch Elektrische Kleinantriebe  
Carl Hanser Verlag, München, Wien, 2006
- [2] Arnold, E.; Mie, G.  
Über den Kurzschluss der Spulen und die Kommutation des Stromes eines  
Gleichstromankers  
ETZ, Bd. 20, 1899
- [3] Pichelmayer, K.  
Zur Theorie der Stromwendung  
EuM 30/1, 1912
- [4] Dreyfus, L.  
Die Stromwendung großer Gleichstrommaschinen  
Springer, Berlin, 1929
- [5] Dreyfus, L.  
Die Stromwendung großer Gleichstrommaschinen: Theorie der  
Kommutierungsstörungen  
Generalstab. Lithogr. Anst., Stockholm, 1954
- [6] Kranen, H. H.  
Untersuchung des Kommutierungsverhaltens von Schleifenwicklungen mittels eines  
Digitalrechners  
Dissertation RWTH Aachen, 1968
- [7] Schneider, W.  
Beitrag zur Kommutierungsberechnung von Gleichstrommaschinen  
Dissertation Technische Universität Dresden, 1972
- [8] Schuber, P.; Stupin, P.  
Möglichkeiten der digitalen Kommutierungsberechnung nach Dreyfus  
Elektrie Band 27/7, 1973
- [9] Maier, F.  
Digitale Berechnung von Kommutierungseigenschaften von Ankerwicklungen  
Scienta Electrica 19, 1973
- [10] Lange, H.  
Numerische Berechnung und experimentelle Untersuchung des  
Kommutierungsverhaltens von Gleichstrommaschinen mit Ausgleichsverbindern unter  
besonderer Berücksichtigung von Feldunsymmetrien  
Dissertation RWTH Aachen, 1974



- [11] Stiebler, M.  
Ein Verfahren zur Berechnung der Kommutierungsströme und Bürstenspannungen von Gleichstrommaschinen  
Springer-Verlag, Archiv für Elektrotechnik 66, 1983
- [12] Schröder, R.  
Oberfeldtheorie zur Berechnung der Kommutierung von Gleichstrommaschinen unter genauer Berücksichtigung der Geometrie und der Bürstenübergangswiderstände  
Dissertation Universität Dortmund, 1984
- [13] Nguyen, Cuu. T.  
Anwendung der numerischen Feldberechnung bei der Kommutierungsberechnung von Gleichstrommaschinen  
Dissertation Technische Universität Dresden, 1984
- [14] Heseler, U.  
Berechnung der Kommutierung von Gleichstrommotoren mit Wendepolen und Kompensationswicklungen unter Berücksichtigung des Bürstenübergangswiderstandes  
Dissertation Universität Dortmund, 1990
- [15] Doppelbauer, M.  
Oberfeldtheorie zur Berechnung der Kommutierung und des Betriebsverhaltens von Universalmotoren unter genauer Berücksichtigung aller Hilfswicklungen, der Geometrie und des Bürstenübergangswiderstandes  
Dissertation Universität Dortmund, 1995
- [16] Biebighäuser, A.  
Neue Aspekte zur Kommutierung von Gleichstrommaschinen  
VDI Verlag GmbH, Düsseldorf, 1996
- [17] Ren H. Wang, Richard. T. Walter  
Modeling of Universal Motor Performance and Brush Commutation Using Finite Element Computed Inductance and Resistance Matrices  
IEEE Transactions on energy conversion Band 15, 2000
- [18] Benedičič, B.; Pavlovčič, F.; Nastran, J.  
A Commutation Model of a Suction Unit Universal Motor  
Beitrag zum 48. IWK, Ilmenau, 2003
- [19] Möckel, A.  
Kontaktsystem und Kommutierung der Kommutatormotoren kleiner Leistung  
Isle Verlag, Ilmenau, 2008
- [20] Kluge, H.  
Der Stromwendevorgang bei Gleichstrommaschinen und seine Beeinflussung durch die Eigenschaften der Kohlebürsten  
Dissertation München, 1954

- [21] Herzig, B.  
Beitrag zur Klärung des Einflusses wesentlicher Parameter auf den Stromleitungs- und Verschleißprozess am kommutierenden Gleitkontakt  
Dissertation Dresden, 1968
- [22] Paulig, E.  
Untersuchungen zur Problematik der Einbeziehung der Parameter des Bürstenkontakts in die Kommutierungsberechnung  
Dissertation Technische Universität Dresden, 1971
- [23] Gühmann, C.  
Stromanalyse zur Diagnose serienfertiger Universalmotoren  
Dissertation Technische Universität Berlin, 1995
- [24] Oesingmann, D. ; Schuder, R. ; Möckel A.  
Spannungsanalyse zur Beurteilung der Kommutierungsverhältnisse  
Beitrag zum 43. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Ilmenau, 1998
- [25] Möckel, A.  
Analyse der Erregerspannung hochtouriger Reihenschlussmotoren kleiner Leistung im Hinblick auf Kommutierung und Fehlererkennung  
Dissertation Technische Universität Ilmenau, 2001
- [26] Möckel, A.; Schuder, R.  
Optimierung der Kommutierung von Dauermagnetmotoren  
Beitrag zum 51. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Ilmenau, 2006
- [27] Nürnberg, W.; Hanitsch, R.  
Die Prüfung elektrischer Maschinen  
Springer, Berlin, 2001
- [28] Richter, R:  
Elektrische Maschinen Bd.1  
Birkhäuser Verlag, Basel, 1967
- [29] Müller, G. ; Ponick, B. ; Vogt, K.  
Berechnung elektrischer Maschinen  
Wiley-VCH Verlag GmbH, Berlin, 2007
- [30] Bödefeld, TH. ;Sequenz, H.  
Elektrische Maschinen  
Springer-Verlag, Wien, 1965
- [31] Heidrich, T.; Möckel, A.  
Zeitdiskrete Simulation von Kleinantrieben mit permanentmagneterregten Kommutatormotoren unter Berücksichtigung des Kontaktsystemverhaltens  
Beitrag zur EMA/ETG-Fachtagung, Böblingen, 2008

- [32] Heidrich, T.; Möckel, A.  
Analyse und Simulation des Motorstromes von Kommutatormotoren mit  
Permanentmagneterregung  
Beitrag zum 51. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Ilmenau, 2006
- [33] Müller, G. ; Ponick, B.  
Grundlagen elektrischer Maschinen  
Wiley-VCH Verlag GmbH, Berlin, 2005
- [34] Riefenstahl, U.  
Elektrische Antriebssysteme  
Vieweg+Teubner Verlag, 2006
- [35] Scherf, H.  
Modellbildung und Simulation dynamischer Systeme  
Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2007
- [36] Chee-Mun Ong  
Dynamic Simulation of Electric Machinery  
Prentice Hall, Upper Saddle River, 1998
- [37] Heidrich, T.; Möckel, A.  
Einfluss des zeitlichen Verlaufs der Klemmspannung auf den Bürstenverschleiß bei  
PMDC Motoren  
Beitrag zur 7. GMM/ETG-Fachtagung, Augsburg, 2007
- [38] Schoppa, A.  
Einfluss der Be- und Verarbeitung auf die magnetischen Eigenschaften von  
schlussgeglühtem, nichtkornorientiertem Elektroband  
Dissertation RWTH Aachen, 2001
- [39] Holm, R.  
Electric Contacts, Theory and Application  
Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1979
- [40] Slade, Paul G.  
Electrical Contacts  
Marcel Dekker Inc., New York, Basel, 1999
- [41] Volkmann, W.  
Kohlebürsten  
Schunk & Ebe GmbH, Gießen, 1980
- [42] Vinaricky, E.  
Elektrische Kontakte, Werkstoffe und Anwendungen  
Springer, Berlin, 2002
- [43] Technische Information Luftfeuchtigkeit  
Schunk Kohlenstofftechnik GmbH, 2007

- [44] DIN IEC 60773  
Methoden und Geräte zum Messen der Betriebseigenschaften von Kohlebürsten
- [45] DIN IEC 60413  
Prüfverfahren zur Bestimmung der physikalischen Eigenschaften der Werkstoffe von Kohlebürsten für elektrische Maschinen
- [46] Schunk- Druckschriftenreihe 13.14  
Kleinmotorentechnik - Werkstoffe  
Schunk Kohlenstofftechnik GmbH, 2005
- [47] Schunk- Druckschriftenreihe 13.32  
Elektrische Einflüsse auf den Kohlebürstenlauf  
Schunk Kohlenstofftechnik GmbH, 2005
- [48] Schunk- Druckschriftenreihe 13.34  
Mechanische Einflüsse auf den Kohlebürstenlauf  
Schunk Kohlenstofftechnik GmbH, 2002
- [49] Schunk- Druckschriftenreihe 03.05  
Herstellung und Eigenschaften von Kohlenstoff- und Graphitwerkstoffen  
Schunk Kohlenstofftechnik GmbH, 2004
- [50] Krisch, E.  
Evaluation of DC-Motor Brush-Commutator sparking performance with respect to commutator deformation during steady-state and transient operation  
ICEM, 1988
- [51] Binder, K.  
Beitrag zur Dynamik des Kontaktes Kohlebürste-Lamelle  
ETZ, Bd. 82, 1961
- [52] Schröter, F.  
Einfluss der Temperatur auf den Schleifkontakt  
ETZ, H. 18, 1964
- [53] Hoffmann, R. ; Herzig, B.  
Experimentelle Untersuchung des Kommutierungsvorganges elektrischer Maschinen  
Beitrag zum 13. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Ilmenau, 1968
- [54] Herzig, B. ; Paulig, E.  
Objektive Methode zur Beurteilung des Bürstenfeuers von Kommutatormaschinen  
Elektrie, Bd. 25, H. 10, 1971
- [55] Orfanidis, S.J.  
Introduction to Signal Processing  
Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1996
- [56] Boll, R.  
Weichmagnetische Werkstoffe  
Vacuumschmelze GmbH, Hanau, 1990

- 
- [57] Steinbrink, J.  
Kraftwirkungen in permanentmagneterregten Maschinen  
VDI Verlag, Düsseldorf, 2006
- [58] Möckel, A.; Heidrich, T  
Implementierung von mechanisch kommutierten und elektronisch angesteuerten  
Permanentmagnetmotoren im automobilen Umfeld  
Beitrag zur AME Fachtagung, Dortmund, 2010

## Lebenslauf

### Persönliche Daten

Name, Vorname: Heidrich, Tobias  
Geburtsdatum: 20.01.1981  
Geburtsort: Bad Salzungen  
Familienstand: ledig

### Schulbildung

1988-1991 Grundschule Merkers  
1992-1999 Johann-Gottfried-Seume-Gymnasium Vacha  
1999-2000 Grundwehrdienst

### Studium

2000-2005 Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der  
TU- Ilmenau  
Studienrichtung Elektrische Energietechnik  
Fachpraktikum: Bosch Siemens Hausgeräte GmbH Bad Neustadt

### Beruf

Seit 2006 Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Kleinmaschinen an der  
TU- Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik  
Seit 2012 Mitglied der Forschergruppe Elektromobilität im Thüringer  
Innovationszentrum Mobilität (ThIMo) an der TU- Ilmenau